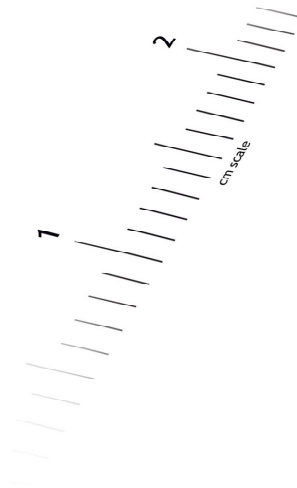


الأيام العلمية الثالثة لمخبر الأجهزة الإلكترونية
Journées du Laboratoire Instrumentation, JLINS'2012
Faculté d'Electronique et Informatique, USTHB
Bab-Ezzouar, Alger, 30 et 31 Octobre 2012



Proceedings of JLINS-2012

Actes des Journées du Laboratoire Instrumentation





Open Access Proceedings

Copyright © 2012 by the Laboratory of Instrumentation, Publishing in Open Access, *All Right Reserved*

LINS Laboratory of USTHB

Faculty of Electronics and Computers

Departement of Instrumentation and Automatics

PO.Box: 32, Bab-Ezzouar, 16111, Algiers, ALGERIA

URL: <http://www.lins.usthb.dz>

Phone/Fax.: +213 21 207 664

Legal Deposit in the Algerian Library

ISBN **978 9947 3649 5**

Legal deposit **5411-2012**

Designed and Printed in Algeria

Authentication

The papers included in this proceeding have been peer reviewed by scientists working
In the field of electronic instrumentation using EasyChair conference system.
However, the content of this documents remain the strict responsibility of theirs authors

<https://www.easychair.org/>

Program Committee

Amina Ababou	Professeur, LINS, USTHB, Alger
Noureddine Ababou	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Noura Achour	Professeur, LRPE, USTHB, Alger
Zahia Alimazighi	Professeur, Honorary Chair, LSI, USTHB, Alger
Abderrahmane Amrouche	Maître de Conférences, LCPTS, USTHB, Alger
Mokhtar Attari	Professeur, Publication Chair, LINS, USTHB, Alger
Mohand Tahar Belaroussi	Directeur de Recherche, CDTA, Alger
Kaddour Benaïssa	Maître de Conférences, IAP, Boumerdès
Ben Ali Benzaghoun	Professeur, Honorary Chair, Recteur USTHB
Dalila Beriber	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Nasreddine Berrached	Professeur, Invited Speaker, LARESI, USTO, Oran
Farès Boudjema	Professeur, ENP, Alger
Bachir Boudraa	Professeur, LCPTS, USTHB, Alger
Akila Boukhelifa	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Samir Boukhenous	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Linda Boumghar	Professeur, LRPE, USTHB, Alger
Lynda Cherbi-Bazi	Maître de Conférences, Vice Chair, LINS, USTHB, Alger
Youcef Chibani	Professeur, LCPTS, USTHB, Alger
Hammoudi Escid	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Belkacem Fergani	Maître de Conférences, LCPTS, USTHB, Alger
Tijani Gharbi	Professeur, Invited Speaker, UFC, Besançon
Boualem Haddad	Professeur, LTIR, USTHB, Alger
Brahim Haraoubia	Professeur, LINS, USTHB, Alger
Samia Harrouni	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Malika Kedir-Talha	Maître de Conférences, Chair, LINS, USTHB, Alger
Hassina Khelladi	Maître de Conférences, LPM, USTHB, Alger
Youcef Lamhene	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Slimane Larabi	Professeur, LRIA, USTHB, Alger
Amine Riad Maouche	Maître de Conférences, LINS, UMBB, Boumerdès
Khaled Mazighi	Maître de Conférences, LTIR, USTHB, Alger
Slimane Mekaoui	Maître de Conférences, LCPTS, USTHB, Alger
Iqbal Messaïf	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Azzedine Nacer	Maître de Conférences, LSEI, USTHB, Alger
Rachid Oussaïd	Professeur, LINS, USTHB, Alger
Youcef Remram	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Mohamed Selmane	Professeur, Zetec Technology, Montreal
Youcef Smara	Professeur, LTIR, USTHB, Alger
Abdelaziz Talha	Professeur, LINS, USTHB, Alger
Mohamed Tellache	Maître de Conférences, LINS, USTHB, Alger
Malika Tighidet	Maître Assistante A, LINS, USTHB, Alger
Rachida Touhami	Professeur, LINS, USTHB, Alger
Karim Yazid	Maître de Conférences, LSEI, USTHB, Alger
Houcine Zerroug	Professeur, LSEI, USTHB, Alger

Preface,

The days of the laboratory of instrumentation JLINS 2012, organized by the instrumentation laboratory under the supervision of the University of Science and Technology Houari Boumediene (USTHB), will be held at the Faculty of Electronics and Computer Science on 30 and 31 October, 2012. This third edition of the lab days will aim to bring together researchers from different laboratory teams to allow an exchange of ideas and useful information on recent developments in instrumentation and applications. Thus, JLINS-2012 will aim to provide answers to the concerns of the industry, innovative ideas and make a state of the art in new technologies of instrumentation.

The past decade has been marked by the emergence of sensor technology and instrumentation in most disciplines. It is due to the increasing demand for new instruments and measurement techniques and methods of explorations in many aspects of research and engineering from the design of instruments and sensors to complex systems in petroleum industry, aeronautics, aerospace chemical, biomedical, automotive, etc. The inertial navigation systems, programmable logic controllers, mobile phones, antennas, computer peripherals, industrial monitoring systems, monitoring systems in biomedical signal transmitters via fieldbus systems, RFID, MEMS are typical examples of the advanced technology of electronic instruments and microtechnology.

A few decades ago, we spoke of microelectronics for the realization of microcircuits. Today, computer processors working in the gigahertz are the result of nanotechnology. This is made possible by the development of tools for lithography and etching and instruments for characterization which are more efficient. In addition, sensors and actuators of the seventy were gradually replaced by microsensors often made by micromachining. Also, some research centers working for the realization of miniaturized robots where microrobotics and nanorobotics are already happening. Indeed, in less than a half-century, the size of electronic components has been reduced by a factor of 1000.

To meet this growing need to master new techniques of instrumentation, more than 68 contributions were submitted to JLINS 2012. The scientific program committee has assumed the difficult task to select 52 of quality papers for preparing a balanced program covering research topics of the laboratory. In addition to the regular meetings that include the accepted papers, two plenary sessions are proposed by experts of established reputation.

In my capacity as Editor of JLINS, I wish to address my gratitude to all researchers who kindly answer the call for papers, to all those who have contributed to the preparation of these days, and especially the president and the members of the organizing committee and also to the members of the Scientific Committee.

The main topics of the seminar concern electronic instrumentation, biomedical, energy systems, telecommunications and applications in various sectors.

We hope that the days of laboratory instrumentation meet the expectations of researchers LINS and stimulate the interest of researchers in other laboratories. I wish to express my great pleasure to welcome our guests in our faculty.

Algiers Octobre 28, 2012
Publication Chair of JLINS-2012
Prof. Mokhtar ATTARI

Préface,

Les journées du laboratoire d'instrumentation JLINS-2012, organisées par le laboratoire instrumentation sous la tutelle de l'université des sciences et de la technologie Houari Boumediene (USTHB), se tiendront à la Faculté d'Electronique et Informatique les 30 et 31 Octobre 2012. Cette troisième édition des journées du laboratoire aura pour mission de réunir les chercheurs des différentes équipes du laboratoire afin de permettre un échange d'idées et d'informations utiles sur les développements récents de l'instrumentation et ses applications. Ainsi, JLINS-2012 aura pour objectif d'apporter des réponses aux préoccupations de l'industrie, des idées innovantes et de faire un état de l'art sur les nouvelles techniques de l'instrumentation.

La décennie écoulée a été marquée par l'émergence de la technologie des capteurs et de l'instrumentation dans la grande majorité des disciplines. Cela est dû à la demande sans cesse croissante de nouveaux instruments et techniques de mesure et d'exploration sur plusieurs aspects de la recherche et d'engineering depuis la conception d'instruments et capteurs jusqu'aux systèmes complexes en industrie pétrolière, aéronautique, aérospatiale, chimique, biomédicale, automobile, etc. Les systèmes inertiels de navigation, les automates programmables, la téléphonie mobile, les antennes, les périphériques d'ordinateurs, les systèmes de surveillance industriels, les systèmes de monitoring en biomédical, les transmetteurs de signaux par bus de terrain, les systèmes RFID, les MEMS sont des exemples typiques de l'avancée de la technologie des instruments électroniques et de la microtechnique.

Il y'a 40 ans, on parlait de microélectronique pour la réalisation de microcircuits. Aujourd'hui, les processeurs d'ordinateurs travaillant dans les gigahertz sont le fruit de la nanotechnologie. Ceci est rendu possible par la mise au point d'outils de lithographie et de gravure d'une part, d'instruments de caractérisation d'autre part, qui sont de plus en plus performants. Par ailleurs, les capteurs et actionneurs des années 70 sont remplacés graduellement par des microcapteurs souvent réalisés par micro-usinage. Aussi, certains centres de recherches oeuvrent pour la réalisation de robots miniaturisés où la microrobotique et la nanorobotique sont déjà d'actualité. En effet, en moins d'un demi-siècle, la taille des composants électroniques a été divisée par un facteur 1000.

Afin de répondre à ce besoin croissant en la maîtrise des nouvelles techniques de l'instrumentation, plus de 68 contributions ont été proposées aux JLINS-2012. Le comité de programme scientifique a assumé la tâche délicate de sélectionner 52 communications de qualité permettant de préparer un programme équilibré couvrant les thèmes de recherches du laboratoire. Outre les séances régulières qui comprendront les communications acceptées, deux séances plénières sont proposées par des experts de réputation établie.

En ma qualité de Directeur de publication des JLINS, je tiens à adresser ma gratitude à tous les chercheurs qui ont bien voulu répondre à l'appel à communications, à tous ceux qui ont contribué à la préparation de ces journées, et en particulier aux Président et membres du comité d'organisation et aussi aux membres du comité scientifique.

Les thèmes principaux du séminaire concernent l'instrumentation électronique, le biomédical, les systèmes énergétiques, les télécommunications et les applications dans les différents secteurs.

Nous espérons que les journées du laboratoire instrumentation répondront aux attentes des chercheurs du LINS et stimuleront l'intérêt des chercheurs des autres laboratoires. Je tiens à exprimer mon immense plaisir d'accueillir nos invités au sein de notre faculté.

Alger le, 28 Octobre 2012
Directeur de Publication des JLINS-2012
Prof. Mokhtar ATTARI

Table of Contents

Session 1: Invited Talks

De la Physique Moléculaire à la Nanomédecine 1
Tijani Gharbi, Sebastian Kraszewski, Nadia Skandrani, Imen Elhechmi, Fabien Picaud, Christophe Ramseyer and Rabah Boukherroub

Brain Computer Interfaces, State of Art, and Real Life Expectations 2
Nasreddine Berrached

Session 1A: Instrumentation Biomedicale

Caractérisation d un Dispositif de Génération et de Mesure de Vibrations dun Système
Sujet-Fauteuil Roulant Manuel 3
Lyazid Boukhechem, Amina Ababou, Toufik Morsi and Nouredine Ababou

Network Design Based on Optic Fiber for the Transmission of Radiological Images 10
Abderrahmane Bellil and Lynda Cherbi-Bazi

Utilisation des Technologies de Transmission Mobile en Télémédecine: Application aux
Systèmes de Détection d Arythmies Cardiaques 15
Cherif Meddour, Malika Tighidet and Djamila Adghar

Session 2A: Traitement du Signal Biomedical

Automated Diagnosis of Epileptic EEG Signals..... 21
Assya Bousbia-Salah

Etude Comparative entre DWT et LWT pour la Compression des Signaux EEG 26
Mohamed Amine Ait Amer and Malika Kedir-Talha

Relevant Features for Biosignals..... 32
Nafissa Sadi, Malika Kedir-Talha and Hadjer Zairi

Session 3A: Instrumentation par Fibre Optique

Etude de l Influence des Dispersions d Ordres Supérieurs sur le Résonateur à Fibre
Cristal Photonique 37
Lyes Bahloul, Lynda Cherbi-Bazi and Hafid Hariz

Simulation des Effets Non Linéaires dans une Fibre à Cristaux Photoniques 40
Nassima Lamhene, Farida Boukhelkhal and Lynda Cherbi-Bazi

Conception d un Compresseur d Impulsions à Base d une Fibre Microstructurée 45
Farida Boukhelkhal, Nassima Lamhene and Lynda Cherbi-Bazi

Session 4A: Systemes Hybriques

Etat de l Art des Systèmes Hybrides à Sources d Energie Renouvelable 49
Saida Aouissi, Samia Harrouni and Abdelaziz Talha

Etude Expérimentale dun GPV utilisé dans une Installation Hybride PV-Diesel..... 54
Amar Khelif and Abdelaziz Talha

Interconnexion à Coût Réduit de Plusieurs Centrales Hybrides Local (PV-Diesel)..... 60
Mohamed Salim Benmerabet, Abdelaziz Talha and El Madjid Berkouk

Session 5A: Instrumentation

Taux de Vide dans un Ecoulement Diphasique Gaz-liquide : Calibration de Cellules de
 Mesure..... 64
Toufik Morsi, Noureddine Ababou, Amina Ababou, Faiza Saidj and Abdelwahid Azzi

Conception et Réalisation d un Banc de Mesure TLM Destiné à la Caractérisation du
 Contact Métal/Semiconducteur sur une Cellule Solaire au Silicium 70
Mohamed Maoudj and Essaid Mammeri

Stabilomètre Développé pour le Suivi du Centre de Pression en Appui Dynamique
 Unipodal..... 78
*Abdelmalik Bachir Benosmane, Noureddine Ababou, Amina Ababou, Samir Chadli and
 Mounir Boudissa*

Localisation d une Source Sonore en Mouvement par un Réseau de Microphones..... 84
Hakima Timplt, Youcef Remram and Adel Belouchrani

Contrôle d Aération Naturelle dans une Serre Agricole..... 91
Wassila Dib, Youcef Remram and Mokhtar Attari

Session 6A: Traitement du Signal Cardiaque

Classification Automatique des Battements Cardiaques..... 97
Saliha Ould Slimane and Malika Kedir-Talha

Analyse Vectocardiographique et Calculs de ses Paramètres 103
Malika Tighidet-Zizi, Omar Bourdjam and Djamila Adghar

Polynomial Modeling of the ECG Signals..... 108
Fatima Guendouzi and Mokhtar Attari

Compression des Images DICOM Basée sur la Transformée en Ondelettes..... 113
Mohamed Touzene, Mustapha Lamara and Lynda Cherbi-Bazi

Contribution de la DWT pour la Classification des Signaux Biomédicaux..... 118
Hadjer Zairi and Malika Kedir-Talha

Session 7A: Instrumentation liee aux Capteurs

Conception et Réalisation d un Système d’Acquisition de Signaux Issus d’un Capteur de
 gaz à base de silicium poreux..... 123
Malika Berouaken, Noureddine Ababou and Noureddine Gabouze

Selective Detection of Low Frequency Acoustics Waves at the Surface of Material..... 128
Youcef Remram, Koceila Kassou, Sonia Salhi, Mokhtar Attari and Samir Boukhenous

Mesure de la Vitesse dExécution dun Mouvement à Partir dun Accéléromètre MEMS..... 133
*Samir Chadli, Noureddine Ababou, Amina Ababou, Mohamed Lamine Ferhat and
 Khaled Benkouiten*

Utilisation de la Réponse Impulsionnelle pour les Mesures de l'Acoustique des Salles 139
Fatiha Bentafet, Youcef Remram and Said Djakab

Characterization and Modeling of the Electrode-Skin Interface for Biopotential Recording 147
Hyem Saadi and Mokhtar Attari

Session 8A: Systemes Photovoltaïques

Etude Comparative des Différentes Techniques de Stockage de l'Energie Photovoltaïque . . . 153
Radia Kabouche, Samia Harrouni and Abdelaziz Talha

A Three-phase Grid-connected Inverter for Photovoltaic System Using Fuzzy Logic MPPT 161
Houria Boumaaraf, Abdelaziz Talha and Omar Bouhali

Photovoltaic Panel Based Asymmetric Multilevel Inverter for Grid-connected Application. 166
Khelil Zaouche, Abdelaziz Talha and El Madjid Berkouk

Etude et Modélisation d'un Système de Pompage Photovoltaïque Commandé par la DTC. 171
Saida Boukhalifa and Farid Bouchafaa

Session 1B: MMID et Metamateriaux

Conception et Simulation d'un Métamatériau Absorbant Insensible à la Polarisation et à l'Angle d'Incidence à l'Aide du Logiciel Microwave CST 177
Leïla Belaïd and Rachid Oussaïd

Chiralité Artificielle Ajustable avec des Métamatériaux à Transmission Extraordinaire . . . 182
Mohamed Boutria, Rachid Oussaïd, Daniel Van Labeke and Baida Fadi Issam

Session 2B: Antennes

Etude des Antennes Intelligentes UWB 189
El Alia Zedek and Rachida Touhami

OFDM Power Envelope Evaluation In 60 GHz Multipath Fading Channel 195
Mohammed Zakarya Zaaimia, Rachida Touhami and Mustapha C.E. Yagoub

Effet d'une Surface à Haute Impédance SHI sur le Gain et le Rayonnement d'une Antenne Micro-ruban à 60 GHz 200
Djamel Abbou, Rachida Touhami and Tan Phu Vuong

Session 3B: Modelisation des Systemes de Transmission

10 Gb/s Transimpedance Amplifier On 0.18m CMOS Technology 203
Hammoudi Escid and Abdelhalim Slimane

Modélisation d'une Ouverture Rayonnante par HFSS 208
Mohamed Mounkid El Afendi, Mohamed Tellache and Abdelkader Zerfaine

Modélisation des Réseaux d'Antennes Planaires. 213
Sabrina Zebbar and Youcef Lamhene

Session 4B: Energie Solaire

Optimisation du Rendement des Cellules Photovoltaïques InP en Utilisant AMPS-1D.....	219
<i>Benmoussa Dennai, Hassane Benslimane and Abderrachid Helmaoui</i>	
Conception et Réalisation d'une Carte de Commande MPPT Numérique Muni d'un Datalogger	223
<i>Tarek Aounallah and Farid Bouchafaa</i>	
Caractérisation de Modules Solaires SM55 à l'Aide de la Carte d'Acquisition Daq Board 3005-PCI	229
<i>Imane Drouiche, Samia Harrouni and Mourad Haddadi</i>	
<hr/> Session 5B: Antennes et Filtrés <hr/>	
Amélioration des Performances des Antennes Patch Réalisées à Base de Métamatériaux...	236
<i>Redha Oubbadi, Elhadi Ferguene and Rachid Oussaïd</i>	
Conception des Filtrés Micro-ondes Miniaturisés (Filtrés Passe-bande à Deux Zéros de Transmission)	241
<i>Mohamed Aissioui, Youcef Lamhene, Mohamed Trabelsi and Kamel Remidi</i>	
<hr/> Session 6B: Systemes RFID <hr/>	
A Performance Evaluation Study of The Basic Binary Tree and Aloha Based Anti-collision Protocols For Passive RFID System	246
<i>Ahmed Rennane, Hadjer Saadi, Rachida Touhami and Mustapha C.E. Yagoub</i>	
Simulation of the Anti-Collision Process of RFID Systems Based on Multiple Access Protocol Modeling and Improving Performances by Capture Effect	251
<i>Hadjer Saadi, Rachida Touhami and Mustapha C.E. Yagoub</i>	
<hr/> Session 7B: Capteurs et Modelisation <hr/>	
Acquisition des Paramètres Bioclimatiques par un Réseau de Capteurs Utilisant le Protocole CAN	258
<i>Nawel Ferhat, Mokhtar Attari and Youcef Remram</i>	
Méthodologie d'Implémentation d'un Réseau de Neurones à Rétropropagation.....	264
<i>Fayçal Benrekia and Mokhtar Attari</i>	
<hr/> Session 8B: Energie Eolienne <hr/>	
Wind Turbine Output Power Maximization based on Sliding Mode Control Strategy.....	272
<i>Karima Boulaam and Akkila Boukhelifa</i>	
Comparative Study between Direct Torque Control and Field-Oriented Control for Induction Machine used in Flywheel Energy Storage System	277
<i>Ihssen Hamzaoui, Farid Bouchafaa and Abdelaziz Talha</i>	

Session 1

Invited Talks

ISBN 978 9947 3649 5
Legal deposit 5411-2012

DE LA PHYSIQUE MOLECULAIRE A LA NANOMEDICINE

Tijani GHARBI⁽¹⁾, Sebastian KRASZEWSKI⁽¹⁾, Nadia SKANDRANI⁽¹⁾, Imen ELHECHMI⁽¹⁾, Fabien PICAUD¹,
Christophe RAMSEYER⁽¹⁾ and Rabah BOUKHERROUB⁽²⁾.

(1) Laboratoire Nanomedicine Lab, CHU Jean Minjot Besançon, Université de Franche Comté France.

(2) Groupe NanoBiointerfaces Institut de Recherche Interdisciplinaire (IRI) LILLE 1.

tijani.gharbi@univ-fcomte.fr

Des travaux scientifiques récents ont montré que les nanotechnologies ouvrent des perspectives d'application extrêmement prometteuses en particulier pour le diagnostic et les soins médicaux appropriés. L'utilisation des nanomatériaux est déjà fortement développée dans le secteur de la cosmétique, dans celui des dispositifs médicaux tels que pansements, implants, prothèses,...., ainsi que dans le diagnostic *in vitro* de maladies infectieuses ou immunologiques.

L'emploi, encore à l'état relativement embryonnaire, de nanostructures pour le diagnostic et la thérapie du cancer a mis en exergue les potentialités de ces techniques de miniaturisation sur l'amélioration des contrastes et la finesse des images en IRM ainsi que sur le gain en sélectivité et en efficacité des traitements au niveau cellulaire.

Cependant, la plupart des équipes de recherche dans le domaine des nanostructures ont une vision parcellaire, dans la mesure où elles développent leur expertise soit dans le domaine des nanomatériaux avec une spécialité physico-chimique uniquement, soit dans le domaine biochimique/biogénétique essentiellement réservé aux biochimistes, soit encore dans le domaine médical clinique. Il existe donc très peu, à notre connaissance dans le monde scientifique, de laboratoires alliant les trois aspects. Il nous est apparu scientifiquement intéressant de palier ce manque de continuité et de logique dans le processus de recherche. Des physiciens issus de l'optique (et des microsystèmes) et de la physique moléculaire, des électro-chimistes et des chimistes organiciens, des pharmaciens et des médecins se sont donc regroupés pour bâtir une équipe pluridisciplinaire capable de prendre part à tous les maillons de la chaîne décrite sur la figure 1.

Dans ce projet ambitieux, la recherche sera **fondamentale** afin de mieux comprendre les phénomènes physicochimiques à l'échelle de la cellule. Elle sera également **appliquée** pour développer les méthodes de fonctionnalisation de nanostructures et les méthodes d'imagerie médicale et clinique. Le but étant d'affiner les méthodes de radiothérapie sélective dans le traitement de tissus tumoraux ou la délivrance d'inhibiteurs dans certaines maladies.

La thématique dans laquelle s'inscrit ce nouveau laboratoire, à savoir la thérapie spécifique à certaines maladies étudiées à partir de l'échelle cellulaire, concernera essentiellement la nano-embolisation cellulaire pour le foie humain qui est une spécialité médicale bisontine mais d'autres applications liées à l'action d'inhibiteurs vectorisés pour la maladie amyloïde largement étudiées à Besançon seront également envisagées de façon moins intensive.

Depuis quelques années, la radiologie interventionnelle est devenue omniprésente dans le domaine de la thérapie mini ou micro-invasive. Les techniques actuelles largement répandues sont la thermo-ablation (radiofréquence, cryo-ablation, laser, ultrason focalisé), la chimio-embolisation et la radio-embolisation. Au-delà de ces traitements à visée cancéreuse, la greffe intra-vasculaire de cellules, notamment d'ilots de Langerhans ou encore de cellules « natural killer », est en ce moment à l'étude. Dans ces cas, l'utilisation d'un cathétérisme vasculaire est alors nécessaire avec instillation directe soit d'éléments liquidiens ou cellulaires, soit de billes chargées par les produits traitants. La taille actuelle des particules utilisées étant microscopique, l'action de ces microsphères ou des liquides se fait donc à l'échelle vasculaire et agit principalement sur la vascularisation lésionnelle des tissus.

Pour toutes ces techniques, le foie est l'organe qui a le plus servi de cible car il est idéal par son volume, par sa double vascularisation et également par la possibilité de l'imager. Pour autant, l'avenir de ces techniques de radiologie interventionnelle va à l'évidence vers une échelle plus fine encore et le terme de nano-embolisation est apparu très récemment (mars 2010) dans un congrès Américain de la Société Interventionnelle Radiologique. **Cette nano-embolisation consiste à agir à l'échelle nanométrique pour obtenir une action spécifique non plus au niveau vasculaire mais cellulaire.** Elle pourra bénéficier d'un cathétérisme hyper-sélectif par les techniques aujourd'hui largement avancées dans ce domaine de la radiologie interventionnelle et le modèle hépatique sera bien évidemment le plus propice à étudier, puisque encore une fois, nous possédons l'expertise, tant sur le plan chirurgical que de l'imagerie et de la radiologie interventionnelle.

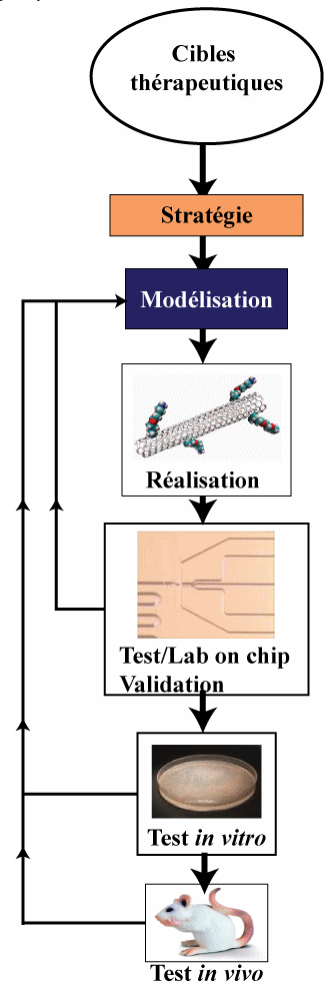


FIGURE 1. Diagramme de la démarche scientifique de l'équipe.

Brain Computer Interfaces, State of Art, and Real Life Expectations

N. Berrached, N. Belkacem, K. Djelloul, and M. Bouzidi

Summary — There are situations where for some reasons (a motor handicap for example), our brain can not convey a command to our arm or foot. In that case, one solution could be to transmit the command directly through an interface including electronic (pre)processing device, decoding computer, and feedback evaluation device. These are the main components of what is called a "Brain/Neuronal Computer Interface (or B/NCI for short)". We can also imagine the situation where there is no arm at all. In that case, prosthesis or a robot arm can be used. Then the command has to pass from the brain to the robot arm using the above mentioned BCI.

It is obvious that if this can be performed, the applications can be expanded indefinitely. Anybody handicapped or not, will be able to command any external device (machine) when focusing on that command. This is a dream becoming more and more reachable with the help of more and more researchers or research institutions (public and private).

The challenges are enormous due to the complexity of the problems to be solved, starting from the extreme complexity of the nature of the signal source, i.e. the brain, that comprises billions of signal sub-sources (neurons) that convey individual different signals. If we can acquire the neuronal signals, it is another big challenge to process these signals in order to make them usable to decode and transform in commands. Even if critical steps towards reliable BCI have been made, much more progress is needed if one wants to apply them in daily life. Many solutions are proposed every day. However all those solutions are very limited and very complicated to be used in daily life by those who really need them?

This paper will focus on those problems and their possible solutions. It is organized according to the following sections:

- Describing the different components of a BCI
- Short overview of EEG-based BCI
- Some important applications of BCI
- What are the needs in BCI
- Critical technology issues in BCI
- Ethical, legal, and social issues

Index Terms — BCI, Motor handicap, Communication and control interface, EEG Signals, Signal Encoding.

Manuscript received October 25, 2012. The authors are with the Laboratory of Research in Intelligent Systems, LARES, USTO-MB, Oran, Algeria, URL: http://www.laresi_usto.com, Email: laresi_usto_2012@hotmail.fr.

REFERENCES

- [1] J.R. Wolpaw, N. Birbaumer, D.J. McFarland, G. Pfurtscheller, T.M. Vaughan, "Brain-computer interfaces for communication and control", *Clin. Neurophysiol.* 2002 Jun, **113** (2002) 6:767-91.
- [2] E. Donchin, K.M. Spencer, and R. Wijesinghe, "The mental prosthesis: assessing the speed of a p300-based brain computer interface", *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, **8**, (2000), 174-179.
- [3] E. Mugler, M. Bensch, S. Halder, W. Rosenstiel, M. Bogdan, N. Birbaumer, A. Kübler, "Control of an Internet Browser Using the P300 Event Related Potential", *International Journal of Bioelectromagnetism*, 10(1):56-63, 2008.
- [4] G. Schalk, D. J. McFarland, T. Hinterberger, N. Birbaumer, and J.R. Wolpaw, "BCI 2000: a general purpose brain computer interface (BCI) system". *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, **51** 2004, 1034-1043.
- [5] F. Aloise et al, "Advanced BCI for communication and control", *Avi'10*, May 26-28, 2010, Rome, Italy.
- [6] E. Hildt, "Brain computer interaction and medical access to the brain: individual, social, and ethical implications, *Studies in Ethics, Law, and Technology*", Vol. 4, Iss. 3, Art. 5, 2010. <http://www.bepress.com/selt/vol4/iss3/art5>

Sessions 1A to 8A and 1B to 8B

Regular Papers

ISBN 978 9947 3649 5
Legal deposit 5411-2012

Caractérisation d'un Dispositif de Génération et de Mesure de Vibrations d'un Système Sujet-Fauteuil Roulant Manuel

L. Boukhechem, A. Ababou, T. Morsi et N. Ababou

Abstract — Un dispositif de génération et de mesure de vibrations mécaniques basses fréquences dédié à un système sujet-fauteuil roulant manuel a été développé au sein du laboratoire. Pour la caractérisation des vibrations générées par ce prototype, des mesures ont été effectuées en différents points de mesures et les signaux utiles issus des capteurs ont été extraits et traités pour étudier l'évolution de l'amplitude des vibrations quand la fréquence de vibration de la table varie. Les résultats obtenus sont discutés.

Index Terms — Vibration globale du corps, Fauteuil roulant manuel, accéléromètres MEMS, acquisition de données.

I. INTRODUCTION

Les utilisateurs de fauteuil roulant, tout comme les travailleurs dans certaines professions, sont soumis à des niveaux élevés de vibration globale du corps, ce qui provoque une incidence élevée de la douleur rachidienne qui réduit leur niveau d'activité et leurs participation dans la société [1, 2]. Les résultats des études menées par Van Sickle et al [3-5] ont montré qu'un utilisateur de fauteuil roulant est soumis à des vibrations qui dépassent souvent les limites spécifiées par la norme ISO 2631-1. Cette limite, à l'origine, est définie pour indiquer le seuil de vibration qui fait perdre la productivité d'un travailleur et serait analogue aux utilisateurs de fauteuil roulant en réduisant leurs niveaux d'activité. L'exposition répétée à des niveaux élevés de vibrations peut provoquer des traumatismes médullaires chroniques.

Plutôt que de mesurer l'exposition aux vibrations sur une route, Maeda et al ont utilisé une table vibrante pour provoquer des vibrations sur des sujets assis dans un fauteuil roulant. Les sujets ont été soumis à des vibrations verticales en induisant le plus d'inconfort, et ont indiqué le cou comme étant l'endroit où sont localisées les douleurs résultant des vibrations [6]. D'autres chercheurs ont étudié comment la sélection du coussin et du dossier influent sur l'absorption des WBV par l'organisme et ont examiné l'influence des différentes surfaces du trottoir sur

l'exposition aux vibrations des utilisateurs de fauteuil roulant [7-11]. L'analyse de la performance de la suspension des fauteuils roulants manuels [12,13] ou électriques [14], ont montré que la suspension du fauteuil roulant électrique n'est pas toujours optimale car elle n'atténue pas les WBV à des niveaux sûrs. Pour des informations plus détaillées sur les études réalisées sur les vibrations provoquées sur des sujets en fauteuil roulant, le lecteur pourra consulter, par exemple, les travaux référencés ci-dessus.

Pour contribuer à quantifier la qualité des fauteuils roulants de fabrication nationale ou disponibles sur le marché national, nous avons développé un dispositif dédié à l'étude des vibrations sur un fauteuil roulant ou sur un sujet assis sur fauteuil roulant dans le domaine de vibrations nocives pour la santé.

Dans ce travail, nous présentons le prototype de système de génération et de mesure de vibrations mécaniques que nous avons réalisé au sein du laboratoire ainsi que des mesures qui ont été effectuées. Avant de décrire le dispositif, il s'agit d'identifier les différents types de vibration que peut subir un utilisateur de fauteuil roulant manuel.

Lorsqu'un sujet se déplace en fauteuil roulant en milieu extérieur, il peut être soumis à 3 types de vibrations basse fréquence élémentaires comme schématisé sur la figure 1.

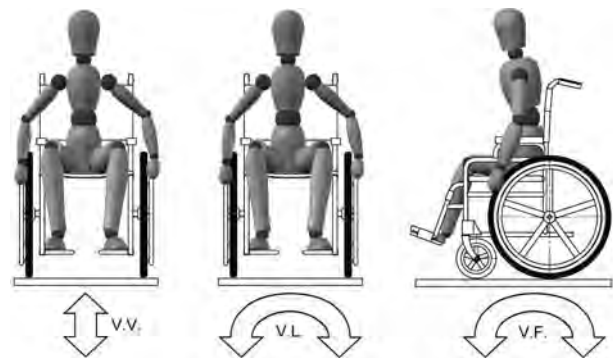


Fig. 1. Vibrations élémentaires agissant sur un fauteuil roulant manuel

La vibration verticale notée V.V. est généralement induite par la qualité des pneumatiques ainsi que par l'état de la chaussée (graviers, cailloux, et c.). La vibration latérale notée V.L. correspondant à un roulis, peut être due à des roues voilées, au passage d'une seule roue au-dessus d'une petite dénivellation, ou à des déformations

Manuscript received September 8, 2012. This work was supported in part by the MESRS Ministry under Grant J0200220100018. All Author are with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL : <http://www.lins.usthb.dz>, Email: gimayazid@gmail.com, aababou@usthb.dz, bentoumor@yahoo.fr, nababou@usthb.dz.

de la chaussée. La vibration frontale notée V.F. correspondant à un tangage peut être causée, quant à elle, par des ondulations de la chaussée, au franchissement de petites marches, d'un seuil de porte ou de certains types de carreaux de carrelage. Ainsi, le dispositif que nous nous sommes proposé de réaliser doit permettre de générer ces trois types de vibrations élémentaires.

II. MÉTHODES EXPÉRIMENTALES

A. DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL

Un schéma du dispositif qui permet de générer à partir d'un mouvement de rotation d'un moteur électrique des vibrations basses fréquences à un plateau et qui a été réalisé au sein du laboratoire est montré sur la figure 2. La structure mécanique proposée est une table vibrante qui comporte trois blocs : un socle ancré au sol et supportant des ressorts à boudin, un plateau mobile comportant des tubes de guidage et un générateur de vibrations commandé par un variateur de vitesse.

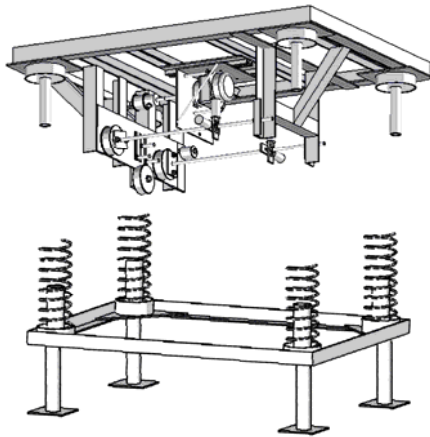


Fig. 2. Schéma du socle (partie inférieure) et du plateau vibrant (partie supérieure) du dispositif.

Une description détaillée du dispositif de génération des vibrations ainsi que celles des configurations du système de transmission du mouvement pour la génération d'un balancement ou d'une vibration verticale ont été effectuées par ailleurs [15].

B. INSTALLATION DES CAPTEURS

Nous nous sommes proposé de suivre les vibrations de la table vibrante que nous avons réalisée ainsi que celles d'un fauteuil roulant manuel placé sur le dessus de la table vibrante et les vibrations transmises à un sujet assis dans le fauteuil roulant. Pour une caractérisation préliminaire du dispositif de génération et de mesure de vibration d'un système sujet-fauteuil roulant, nous avons choisi, dans un premier temps d'utiliser quatre accéléromètres triaxiaux à sorties analogiques et un capteur de position. Les accéléromètres ont été disposés comme indiqué sur la figure 3.

Les quatre capteurs ont été placés à chaque fois dans un plan horizontal, de sorte que l'axe x pointe vers la gauche du sujet, l'axe y vers l'avant et l'axe z vers le bas.

Leur sensibilité a été fixée à 200m V/g. Ils ont également été dotés de filtres anti-repliement passe-bas analogiques de fréquence de coupure égale à 40Hz. Acc-T, Acc-F, Acc-W et Acc-H sont respectivement les accéléromètres placés sur la table vibrante, le repose-pied, le châssis du fauteuil roulant manuel et le vertex du sujet assis.

L'accéléromètre placé sur la table fournit le même signal de vibration que celui fourni par le générateur de vibration.

Les accéléromètres placés sur le châssis et le repose-pied permettent de comparer le signal de vibration fourni par le générateur de vibration et celui transmis en deux points extrêmes du fauteuil roulant. Ainsi, il sera possible de quantifier l'amplitude de vibration transmise par le fauteuil roulant.

Enfin l'accéléromètre placé sur le vertex du sujet assis dans le fauteuil roulant renseignera sur la qualité des vibrations transmises au point du sujet assis qui est le plus éloigné aussi bien du fauteuil roulant que du système de génération des vibrations. Il permettra d'estimer le niveau de vibration transmise à l'atête du sujet et donc au cerveau.

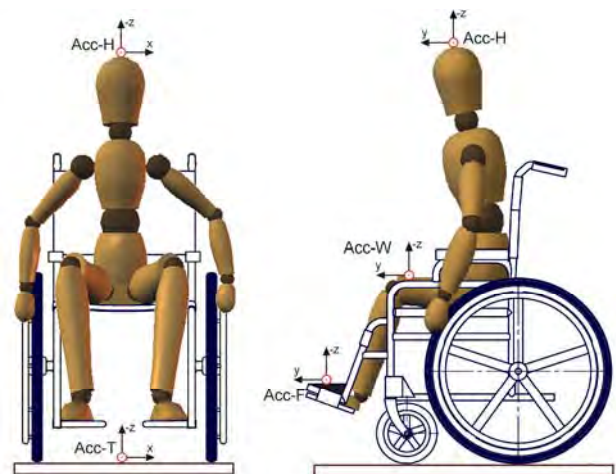


Fig. 3. Disposition des accéléromètres pour les mesures.

Les photos de la figure 4 montrent les détails du positionnement des différents capteurs utilisés.

Des agrandissements des parties où ont été installés les différents capteurs sont montrés et numérotés respectivement de 1 à 5.

Le capteur 1 est le capteur de position qui est un potentiomètre linéaire.

Le capteur 2 est l'accéléromètre triaxial Acc-T placé sur la table.

Le capteur 3 est l'accéléromètre triaxial Acc-F placé sur le repose-pied du fauteuil roulant.

Le capteur 4 est l'accéléromètre triaxial Acc-W placé sur le châssis de l'accoudoir du fauteuil roulant.

Enfin, Le capteur 5 est l'accéléromètre triaxial Acc-H placé sur le vertex du sujet assis sur le fauteuil roulant par l'intermédiaire d'un casque de protection solidement fixé sur la tête du sujet.

Un capteur de position potentiométrique a également été placé en dessous de la table vibrante pour mesurer l'amplitude des oscillations mécaniques générées.



Fig. 4. Installation des accéléromètres et du capteur de position aux différents endroits de mesure : (1) capteur de position ; (2) Acc-T; (3) Acc-F; (4) Acc-W ; (5) Acc-H.

C. ÉTALONNAGES RÉALISÉS

Avant de procéder aux mesures, un étalonnage des capteurs a été réalisé. L'étalonnage statique des accéléromètres a été effectué selon les recommandations du constructeur et l'étalonnage dynamique qui consiste en la suppression de l'accélération statique due à l'accélération de la pesanteur est effectué par le biais d'une interface graphique qui a été réalisée sous LabVIEW. L'étalonnage du capteur de position a également été réalisé ainsi que celui du variateur de vitesse. Par ailleurs, nous avons déterminé expérimentalement la vitesse de rotation du moteur, celle des balourds et, enfin, le coefficient de raideur des ressorts placés aux pieds de la table vibrante. La courbe d'étalonnage du capteur de position est représentée en figure 5. Le capteur a été polarisé avec une tension d'alimentation de 5V. Les points expérimentaux ont été ajustés au sens des moindres carrés par une droite avec un coefficient de corrélation égal à 0.99997, ce qui est très satisfaisant. La pente correspond à la sensibilité du capteur et vaut 0.193 V/cm.

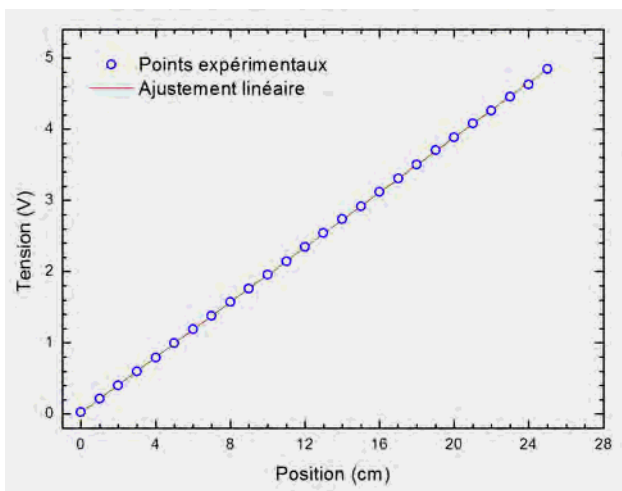


Fig. 5. Courbe d'étalonnage du capteur de position

La détermination du coefficient de raideur des ressorts placés sous le plateau de la table vibrante a été obtenue en posant des masses connues et en mesurant l'amplitude de déformation du ressort grâce au capteur de position.

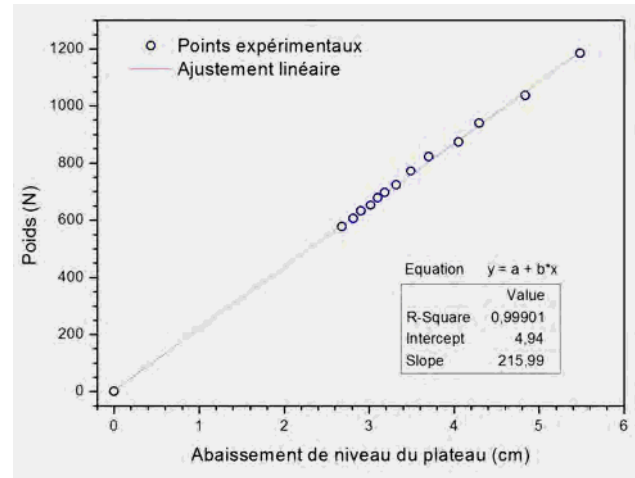


Fig. 6. Détermination expérimentale du coefficient de raideur des ressorts.

La figure 6 montre la courbe représentant le tracé de la force appliquée (poids de masses connues) en fonction de l'amplitude de déformation du ressort déterminée par la différence entre la position du plateau sous l'effet d'un poids et sa position à l'équilibre, en tenant compte de l'offset. Ce dernier correspond à la déformation du ressort sous l'effet du poids du plateau incluant le moteur et le système de vibration (c'est-à-dire 40 kg). En l'absence de toute force appliquée, l'amplitude de déformation du ressort est nulle et sa longueur vaut 25 cm. Les points expérimentaux ont été ajustés au sens des moindres carrés par une droite avec un coefficient de corrélation égal à 0.99901. La pente correspond au coefficient de raideur des ressorts et vaut 216 N/cm. Puisque le plateau repose sur 4 ressorts, la constante de raideur d'un seul ressort vaut 54 N/cm. Le diamètre d'une spire valant 6.2mm, lorsque toutes les spires sont jointes, la compression maximale d'un ressort vaut 19.4 cm et correspond à une force appliquée de 1048N, c'est-à-dire à une masse de 427 kg répartis sur les 4 ressorts. Ainsi, lorsqu'un demande à un sujet de 80 kg de participer aux essais de vibrations, en tenant compte du poids du plateau et de celui du fauteuil (≈ 20 kg), les ressorts vont être sollicités au 1/3 de leur compression maximale.

Pour effectuer les mesures de vibrations issues de la table vibrante que nous avons réalisée, nous avons utilisé un variateur de fréquence industriel ATV12 de Schneider Electric qui permet la commande de vitesse de moteurs asynchrones monophasés ou triphasés. Dans un premier temps, nous avons déterminé la vitesse de rotation du moteur tournant à vide par une mesure tachymétrique à l'aide d'un stroboscope pour différentes fréquences d'excitation délivrées par le variateur de vitesse. Nous avons repris les mesures pour le moteur entraînant les balourds, puis sur les galets porte-balourds. En effet, c'est la vitesse de rotation des balourds qui correspond en fait à la fréquence de vibration du plateau vibrant de la table sur laquelle sera posé le fauteuil roulant manuel avec ou sans utilisateur.

La figure 7 représente les courbes d'étalonnage du variateur de vitesse quand le moteur tourne à vide et quand il tourne en entraînant les balourds, ainsi que la vitesse de rotation des balourds.

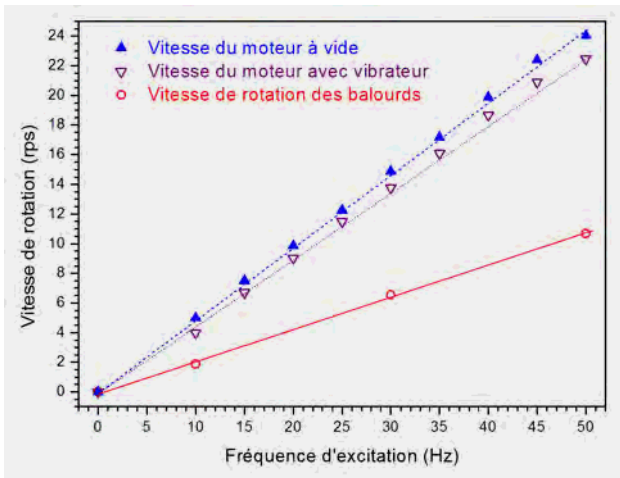


Fig. 7. Vitesses de rotation du moteur et des balourds en fonction de la fréquence d'excitation du variateur

En première approximation, ces courbes peuvent être ajustées par des droites au sens des moindres carrés de pentes respectives 0.4882 rps/ Hz, 0.4639 rps/ Hz et 0.2264 rps/Hz. À vide, le moteur tourne plus vite d'un facteur 1.05 par rapport au moteur qui entraîne les balourds. Entre la vitesse de ce dernier et la vitesse de rotation des balourds, on trouve un rapport égal à 2.05, ce qui correspond au rapport entre le nombre de dents du pignon porte balourds et qui vaut 40 et celui du pignon placé sur l'axe du moteur et qui vaut 20.

Le léger écart qui apparaît est probablement lié aux erreurs de mesures expérimentales.

D. ACQUISITION ET TRAITEMENT DES DONNÉES

Pour l'acquisition, le traitement, la visualisation et le stockage des données provenant des quatre accéléromètres triaxiaux et du capteur de position, nous avons utilisé une carte commerciale de National Instruments, la NI-DAQCard-6062E pour PCMCIA.

Elle possède 16 entrées analogiques en voies asymétriques (ou 8 entrées analogiques en voies différentielles) avec une résolution de 12 bits et une fréquence d'échantillonnage de 500 kéchantillons/s.

La gamme de tensions maximales admises est de $\pm 10V$ et de $\pm 50mV$ pour les tensions minimales. Elle dispose également de 2 voies de sorties analogiques de résolution 12 bits avec une plage de tension maximale de $\pm 10V$ ainsi que de 8 E/S numériques à voies bidirectionnelles à niveaux logiques TTL.

Pour acquérir et traiter les données sur PC, nous avons développé un programme sous LabVIEW en vue de :

- Relever la tension de sortie des différents capteurs à travers le support de la carte DAQ

- Configurer la carte d'acquisition suivant le type de signal d'entrée
- Séparer les treize entrées analogiques
- Saisir la valeur de l'accélération statique de chaque accéléromètre
- Compenser la tension d'offset et appliquer l'équation d'étalonnage pour obtenir la valeur de l'accélération dynamique au cours du temps
- Visualiser les 13 signaux de l'évolution temporelle
- Donner à l'opérateur la possibilité d'enregistrement de ces signaux.

Pour configurer la carte d'acquisition DAQ6062E, nous avons choisi la mesure de tensions par rapport à une masse commune, en précisant la tension maximale ($V_{max}=5V$), la tension minimale ($V_{min}=0V$) et la fréquence maximale ($F_{max}=1KHz$).

Une fois que c'est terminé pour une voie, on relance la procédure pour les 12 autres entrées analogiques comme montré sur la figure 8.

Les signaux prélevés sur les voies de différents capteurs visualisés sur la face avant du programme sont montrés sur la figure 9.

Cependant, le filtrage analogique appliqué aux signaux n'a pas suffisamment atténué le bruit ; alors nous avons procédé à l'application d'un filtre numérique FIR de type FFT passe-bas sur les signaux filtrés par le filtre analogique.

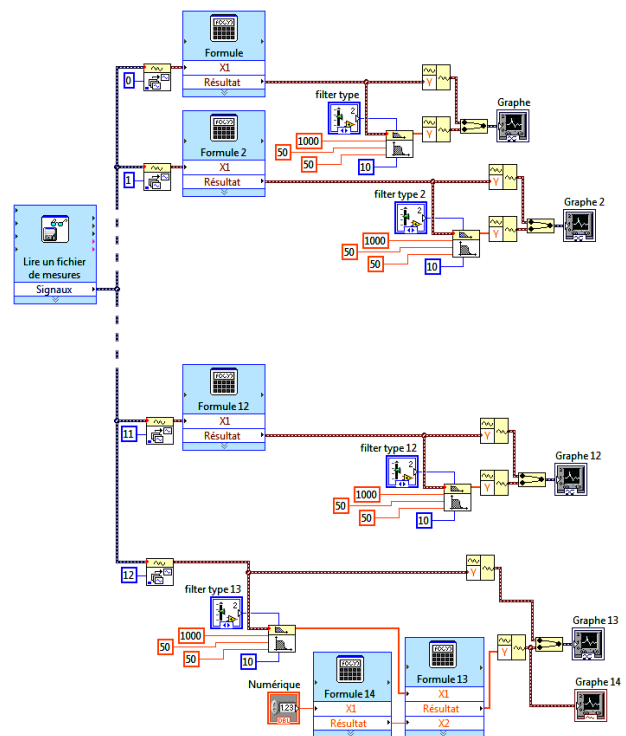


Fig. 8. Diagramme du programme d'acquisition et de traitement des données.

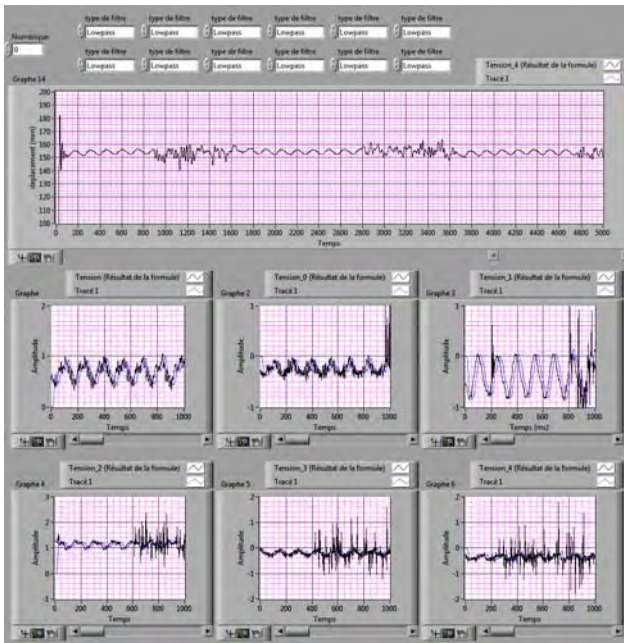


Fig. 9. Capture de la face avant de l'interface graphique développée sous LabVIEW.

La figure 10 montre l'exemple de signal représentant la variation de la position du plateau de la table vibrante par rapport à sa position d'équilibre lorsque la fréquence d'excitation du variateur de vitesse est égale à 40Hz, ce qui correspond à une fréquence de variation des balourds et donc du plateau de la table égale à 9Hz.

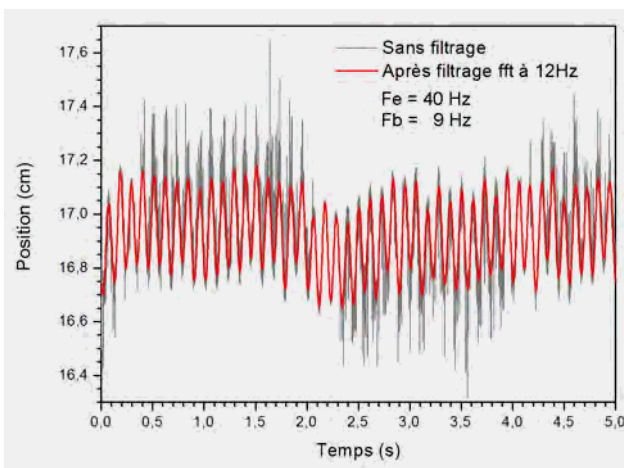


Fig. 10. Variation de la position de la table sous l'effet d'une vibration verticale avec une fréquence d'excitation du variateur égale à 40Hz avec et sans filtre numérique passe-bas FFT de fréquence de coupure 12Hz.

La courbe en gris correspond au signal avec un filtrage analogique passe-bas uniquement ; le signal utile est noyé dans le bruit. La courbe en rouge correspond au signal auquel ont été appliqués successivement le filtre analogique puis le filtre numérique passe-bas de fréquence de coupure $f_c=12\text{Hz}$.

III. RÉSULTATS ET DISCUSSION

Pour comparer de manière quantitative l'amplitude des vibrations dans les différentes directions pour l'ensemble des accéléromètres utilisés, nous les avons déterminées pour différentes valeurs des fréquences d'excitation du moteur. Nous avons considéré des fréquences d'excitation comprises entre 10 et 50 Hz par pas de 5 Hz. A titre d'exemple, la figure 11 présente l'allure d'un spectre typique obtenu après traitement (c'est-à-dire après l'élimination du bruit par filtrage numérique). Ce spectre a été obtenu avec le sujet mesurant 1.75m et pesant 75kg, lorsque la fréquence d'excitation du moteur est égale à 50Hz. La fréquence de vibration reste constante pendant la mesure (10.5 Hz), mais l'amplitude des vibrations évolue au cours du temps.

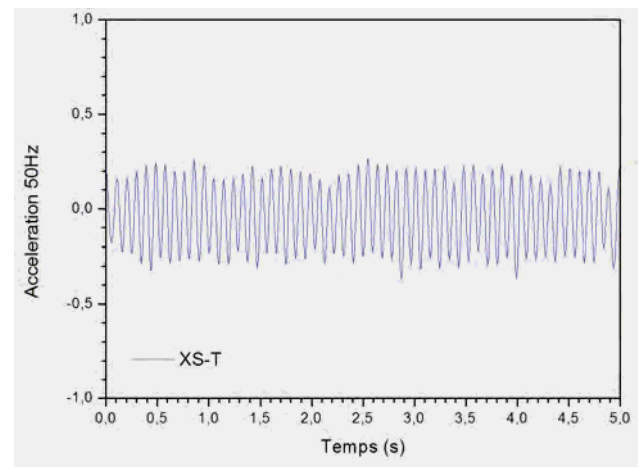


Fig. 11. Allure d'un spectre typique d'une vibration mesurée par l'accéléromètre

Elle semble modulée par un signal très basse fréquence de moins de 1Hz que nous avons associé à un léger balancement du plateau de la table vibrante.

Les graphes de la figure 12 représentent de haut en bas les spectres de vibration de la table (T), du châssis du fauteuil roulant (C), du repose-pied (F) et du vertex de la tête (H).

De gauche à droite, les accélérations mesurées sont respectivement l'accélération verticale selon z, l'accélération frontale selon y et enfin l'accélération latérale selon x.

Ainsi une comparaison selon une direction donnée entre différents points de mesure se fait en considérant une colonne (on a 3 colonnes) selon une direction donnée (X, Y ou Z) et une comparaison entre les différentes accélérations au niveau d'un même emplacement se fait selon une ligne (on a 4 lignes).

Pour pouvoir estimer l'amplitude des vibrations dans ces conditions, nous avons représenté les cyclogrammes donnant l'évolution de l'accélération (pour une direction et un capteur donné) en fonction de la position du plateau de la table vibrante.

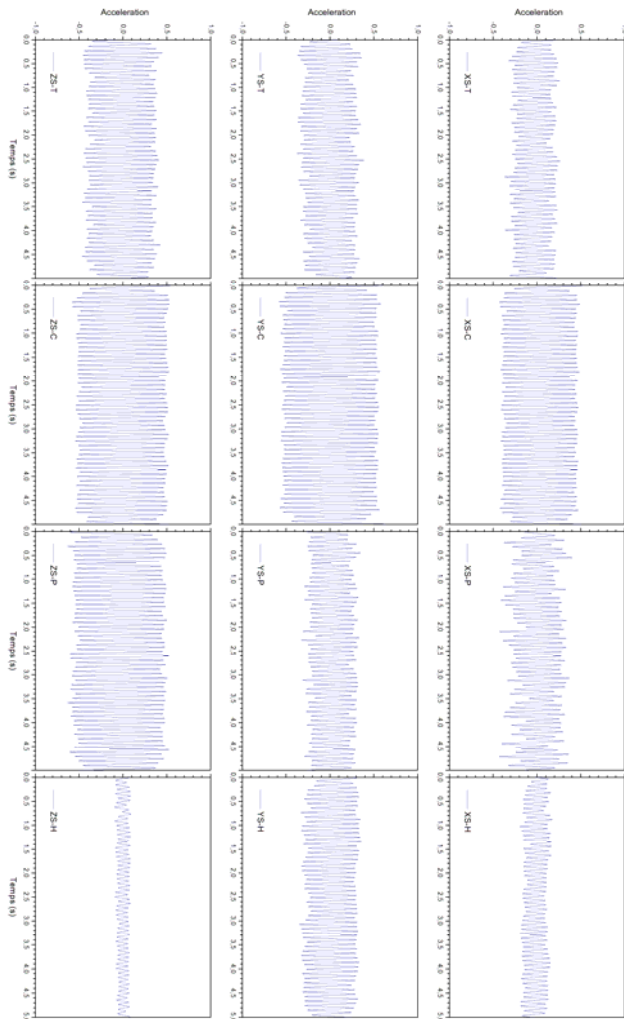


Fig. 12. Spectres des vibrations mesurées par les capteurs quand $F_e=50\text{Hz}$.

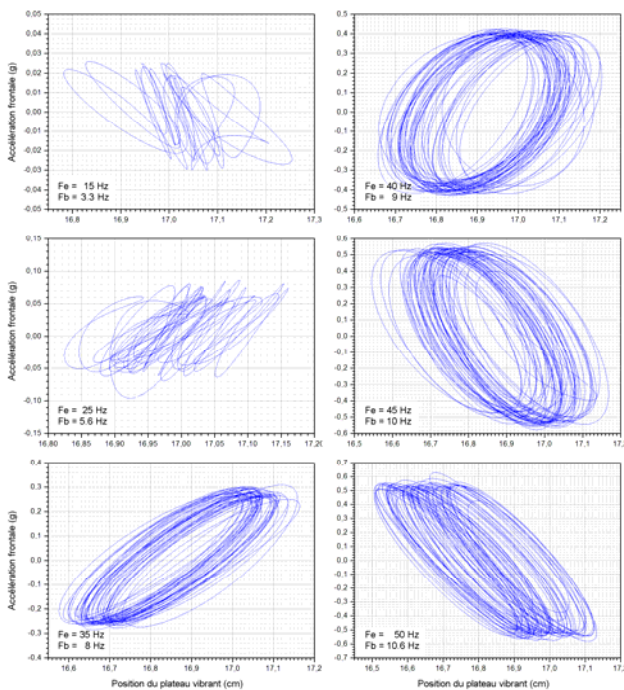


Fig. 13. Cyclogrammes donnant l'évolution de l'accélération du châssis du fauteuil roulant en fonction de la position du plateau de la table vibrante.

Des allures typiques de ces cyclogrammes sont représentées par les courbes de la figure 13. Ces exemples de cyclogrammes correspondent à l'évolution de l'accélération frontale en fonction de la position du plateau vibrant pour des fréquences de vibration du plateau respectivement égales à 3.3, 5.6, 8, 9, 10 et 10.6 Hz. A partir des différents cyclogrammes, on peut étudier l'évolution de l'amplitude des vibrations quand la fréquence de vibration de la table varie.

L'amplitude des vibrations verticale et frontale au niveau de la table vibrante, le repose-pied, le châssis du fauteuil roulant manuel et du vertex du sujet assis a été estimée pour huit valeurs différentes de la fréquence de vibration de la table. Ces fréquences se situent dans la plage des fréquences nocives pour la santé.

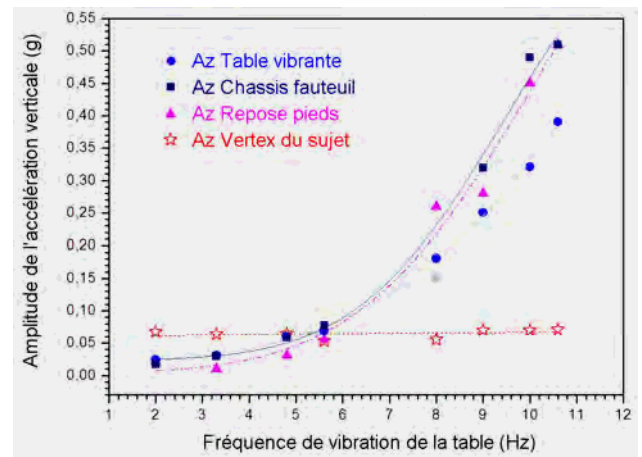


Fig. 14. Evolution de l'accélération verticale en fonction de la fréquence de vibration

On note, sur la figure 14, que la composante verticale de l'accélération du vertex du sujet en fauteuil roulant ne varie quasiment pas avec la variation de la fréquence de vibration de la table. On note également que les composantes verticales des accélérations du repose-pied et du châssis du fauteuil roulant évoluent de manière très similaire en augmentant jusqu'à 0.5g environ quand la fréquence de vibration de la table atteint 10.6 Hz. Enfin, la composante verticale de l'accélération de la table évolue, elle aussi de manière similaire à celles du repose-pied et du châssis du fauteuil roulant quoique un peu moins vite.

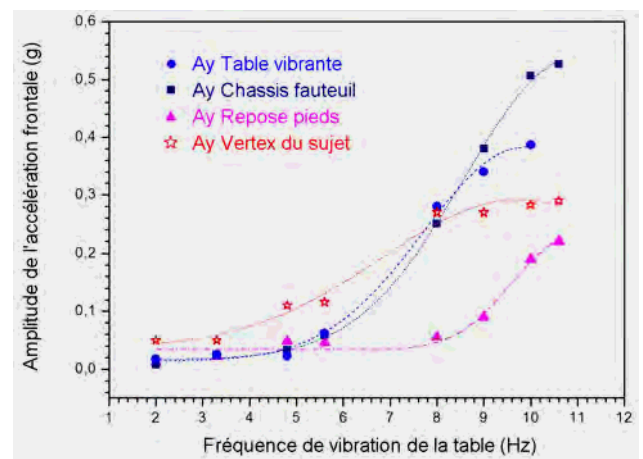


Fig. 15. Evolution de l'accélération frontale en fonction de la fréquence de vibration

La figure 15 représente les amplitudes de vibration déduites des cyclogrammes des accélérations frontales de la table vibrante, du châssis du fauteuil roulant, du repose-pied et du vertex du sujet assis dans le fauteuil roulant. Il apparaît, à partir de ces courbes, que l'amplitude de la vibration avant-arrière de l'ensemble des points de mesure augmente quand la fréquence de vibration de la table (celle des balourds) augmente. Pour les fréquences supérieures ou égales à 9Hz, il semble que l'amplitude de vibration la plus importante soit celle du châssis du fauteuil roulant suivie de celle de la table alors que celle du repose-pied est la plus faible. La vibration du vertex du sujet dans ce cas n'est plus constante et elle est plus importante que celles transmises aux pieds par le biais des repose-pied mais son amplitude reste moins grande que celle des vibrations du châssis du fauteuil roulant et de la table vibrante.

IV. CONCLUSION

Un dispositif de génération et de mesure de vibrations mécaniques basses fréquences dédié à un système sujet-fauteuil roulant manuel a été développé au sein du laboratoire. Pour une première caractérisation de ce prototype, des mesures ont été effectuées en différents points de mesures et les signaux utiles issus des capteurs ont été extraits et traités pour étudier l'évolution de l'amplitude des vibrations quand la fréquence de vibration de la table varie. Des cyclogrammes ont pu être tracés pour certaines fréquences de vibration et les résultats associés ont permis de mettre en évidence que l'amplitude de vibration verticale du vertex du sujet ne varie avec la fréquence de vibration de la table, contrairement à l'amplitude de la vibration frontale. Les vibrations verticales du repose-pied et du châssis du fauteuil roulant sont similaires et leur amplitude sont plus importantes que celles du plateau de la table vibrante. Les vibrations frontales observées augmentent avec la fréquence pour les points de mesure situés sur le plateau de la table vibrante, sur le châssis et le repose-pied du fauteuil roulant manuel placé sur la table vibrante ainsi que sur le vertex du sujet assis dans le fauteuil roulant manuel. D'autres mesures sont à effectuer concernant les vibrations latérales pour les comparer avec les vibrations verticales et frontales, concernant un même sujet. Il serait intéressant également d'effectuer une étude comparative des vibrations perçues par des sujets ayant différentes tailles et poids avec la même configuration du système.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué dans le cadre du projet CNEPRU, www.cnepru-mesrs.dz, J0200220100018. Les auteurs remercient Mr H Zerouali pour sa participation à la mise en œuvre du prototype.

REFERENCES

1. ref.5 in K. Samuelsson, H. Tropp, E. Nylander, B. Gerdle, "The effect of rear-wheel position on seating ergonomics and mobility efficiency in wheelchair users with spinal cord injuries: A pilot study", *Journal of Rehabilitation Research & Development*, vol.41, pp. 65-74, 2004.

2. D.D. Gutierrez, L. Thompson, B. Kemp, S.J. Mulroy, "The relationship of shoulder pain intensity to quality of life, physical activity, and community participation in persons with paraplegia", *J. Spinal Cord Med.*, vol. 30, pp. 251-255, 2007.
3. D.P. VanSickle, R.A. Cooper, J. Gonzalez, M.L. Boninger, "SMART^{HUB} and SMART^{CASTOR}: force and moment sensing wheelchair wheels", *Proc. 19th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society IEMBS*, vol.4, pp.1871-1874, 1997.
4. D.P. VanSickle, R.A. Cooper, M.L. Boninger, "Road loads acting on manual wheelchairs", *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, vol.8, pp. 371-384, 2000.
5. D.P. VanSickle, R.A. Cooper, M.L. Boninger, C.P. DiGiovine, "Analysis of vibrations induced during wheelchair propulsion", *Journal of Rehabilitation Research & Development*, vol.38, pp. 409-421, 2001.
6. S. Maeda, M. Futatsuko, J. Yonesaki, M. Ikeda, "Relationship between Questionnaire Survey Results of Vibration Complaints of Wheelchair Users and Vibration Transmissibility of Manual Wheelchair", *Environmental Health and Preventative Medicine*, vol.8, pp. 82-89, 2003.
7. C.P. DiGiovine, R.A. Cooper, M.L. Boninger, B.M. Lawrence, D.P. VanSickle, A.J. Rentschler, "User assessment of manual wheelchair ride comfort and ergonomics", *Archives of Physical Medicine and Rehabilitation*, Vol.81, pp. 490-494, 2000.
8. C.P. DiGiovine, R.A. Cooper, E.J. Wolf, J. Hosfield, T. Corfman, "Analysis of vibration and comparison of four wheelchair cushions during manual wheelchair propulsion", *Proceedings of the annual RESNA conference*, pp. 429-431, 2000.
9. C.P. DiGiovine, R.A. Cooper, S.G. Fitzgerald, M.L. Boninger, E.J. Wolf, S. Guo, "Whole-body vibration during manual wheelchair propulsion with selected seat cushions and back supports", *IEEE Trans. Neural Syst. Rehabilitation Engineering*, vol.11, pp. 311-322, 2003.
10. E. Wolf, J. Pearlman, R.A. Cooper, S.G. Fitzgerald, A. Kelleher, D.M. Collins, M.L. Boninger, R. Cooper, "Vibration exposure of individuals using wheelchairs over sidewalk surfaces". *Disability & Rehabilitation*, vol.27, pp. 1443-1449, 2005.
11. R.A. Cooper, E. Wolf, S.G. Fitzgerald, A. Kelleher, W. Ammer, M.L. Boninger, R. Cooper, "Evaluation of selected sidewalk pavement surfaces for vibration experienced by users of manual and powered wheelchairs", *Journal Spinal Cord Med.*, vol.27, pp. 468-475, 2004.
12. A.M. Kwarciak, R. A. Cooper, S.G. Fitzgerald, "Curb descent testing of suspension manual wheelchairs", *Journal of Rehabilitation Research & Development*, vol.45, pp.73-84, 2008.
13. P.S. Requejo, G. Kerdanyan, J. Minkel, R. Adkins, R. Waters, "Effect of rear suspension and speed on seat forces and head accelerations experienced by manual wheelchair riders with spinal cord injury", *Journal of Rehabilitation Research & Development*, vol. 45, pp. 985-996, 2008.
14. E. Wolf, "Evaluation of electric powered wheelchairs and exposure to whole-body vibration", *these de doctorat*, Pittsburg, USA, 2006.
15. L. Boukhechem, A. Ababou, T. Morsi, N. Ababou "Plateforme robotisée dédiée au contrôle technique de fauteuils roulants", soumis à *1st International Conference On Electrical Engineering and Control Applications ICEECA'2012*, Khenchela, Algérie, 20-22 novembre 2012.

Network Design Based on Optic Fiber for the Transmission of Radiological Images

Abderrahmane Bellil, Lynda Cherbi

Abstract — The networks have considerably evolved during the last decade due to the introduction of optic fibers in communication. Hospitals have benefited from this progress and most of them are nowadays equipped with optic fiber systems. Our work is intended to design and implement such a system in the region of Algiers. This local network will be based on a point to multipoint topology to allow the flow of information from the user (doctor) to the different imaging centers. Because of the high rate of information involved, the CWDM method was implemented along with a graded-index multimode fiber which has been selected for its low price and high performances. The results, based on the BER and the eye diagrams, are satisfactory as long as the data rate is uniformly distributed over all the channels (for in our case) to reach a global flow rate of 80Gbit/s.

Index Terms — Network, Multimode Optic Fiber, CWDM, Radiological Images.

I. INTRODUCTION

The appearance of the optical fiber has completely changed the world of telecommunications. Consequently, the design of high speed transmission systems became affordable. In addition, exchanges through these systems will increase in the future and the demand will be higher. This work focuses on the design and simulation of a local network for the transmission of large amounts of DICOM radiological images. These files are of the order of the Gbit / s or more, especially with the advent of new multi-slice scanners. For this reason our choice has focused on the graded-index multimode optic fiber which is currently deployed in local applications with a lower cost compared to the single mode fiber. We also integrated the wavelength multiplexing method, CWDM, which is a compelling solution for the transmission of large amounts of information simultaneously, exploiting the full bandwidth of the fiber.

II. THE OPTICAL NETWORK

Our work deals with the transmission of medical images through optic fibers in a fixed Local Area Network (LAN) [1]. The network architecture that best suits our application, with regard to the data gathered on the site in terms of distances, the amount of data to be transferred and the type of equipment available, is the point-to-multipoint active (or active Ethernet) often called AON (Active Optical Network). The switch is an important

part of the system for routing the signal; indeed, the information sent from the control unit is processed by the switch, which forwards only the targeted subscriber (Fig.1.)

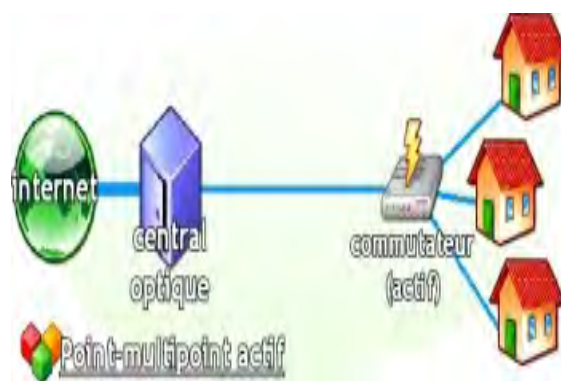


Fig.1. Network architecture *point-multipoint active* .

In the case of an optical fiber transmission, the signal is first coded or modulated in a known sequence that can be controlled at the reception. This signal is injected into the optical fiber via the transmitter. At the output of the fiber, the signal is received on a photodiode and amplified before being decoded to be delivered in its initial form (Fig. 2.). The format of the modulation used in the case of long distances is either the NRZ(non return to zero) or RZ (return to zero). However, in our case where the WDM method is used, it is more appropriate to use the NRZ format but only when the distances are important which is not our case since we are dealing with distances of 100m up to 200m.

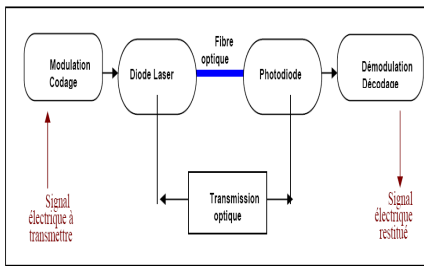


Fig. 2. Basic diagram of an optical connexion

III. NETWORK COMPONENTS

A. Multiplexing technology, WDM, CWDM.

WDM technology (Wavelength Division Multiplexing) was born from the idea of injecting simultaneously in the same optical fiber several digital signal frames at the same modulation speed, but each wavelength separately [2].

On the emission side N channels are multiplexed to the nominal flow D; at the reception, the overall signal is demultiplexed into N channels (fig. 3.)

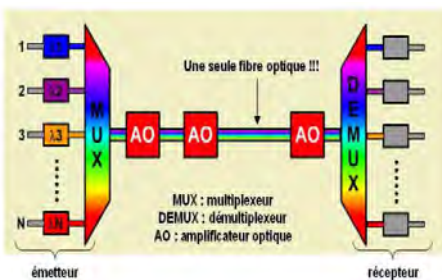


Fig. 3. A WDM connexion.

In CWDM equipment, lasers, not regulated in temperature, may be used for their lower cost and their emission at wavelengths spaced by 20 nm in the 1270 to 1610 nm transmission window. CWDM is part of the ITU-T Recommendation G.695 which provides flexible and scalable solutions, including the solution of 8 to 16 optical channels with two fibers (one for each direction of transmission)

B. The Switch

A switch or commutator in French works at Layer 2 of the OSI (Open System Interconnection) also called Data Link. The layer 2 has the frame as transmitting unit. This switch receives the frames on its various channels and redistributes them in an organized manner to the correct recipient.

Unlike a hub that distributes the frames it receives on all its routes, the Switch has an intelligence, it stores the "route" of each packet in a buffer using the MAC address. The traffic is thus optimized since each channel receives only the data of its concern.

C. The photodetector

On the reception side, we have a diode PIN for the conversion from optic to electric and a bloc (Convert Noise Bins) dedicated to filtering the noise. This filtering is achieved through a rectangular Bessel low pass filter to eliminate the flicker noise generated by the photodiode.

IV. QUALITY CRITERIA

The quality criterion most commonly used is the bit error rate, BER (Bit Error Rate). It is defined as the ratio of the number of errors on the total number of bits transmitted.

This is a random value that represents an estimate of the probability of error. If the bits are transmitted with equal probability, the error rate can be expressed as follows:

$$TEB = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{D - \mu_0}{\sqrt{2} * \sigma_0} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{\mu_1 - D}{\sqrt{2} * \sigma_1} \right] \quad (II.3)$$

Where "erfc" is the corrected error function ($\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2} dt$)

D is the decision threshold of the receiver, i.e., the level below which it will be assumed that we have a 0 and above which we consider that we have a 1. D is between μ_0 and μ_1 .

Another approach, more qualitative, is to draw the eye diagram of the signal. Performance evaluation of an optical link can also be done through observation of the eye diagram. This technique, simple enough to assess the quality of the received digital signals before they reach the demodulation device, is considered as one of the basic steps in digital transmission.

The transmission of a random sequence of binary elements leads, at the reception, to a signal $x(t)$ which is the sum of the responses of the system to each of these bits. These different responses interfere mutually at the reception. The graphic overlay of all these responses associated with the period of our own signal $x(t)$ give us an appreciation of these disturbances. It reveals diamond-shaped round openings that lead to its name of eye diagram (Fig. 4).

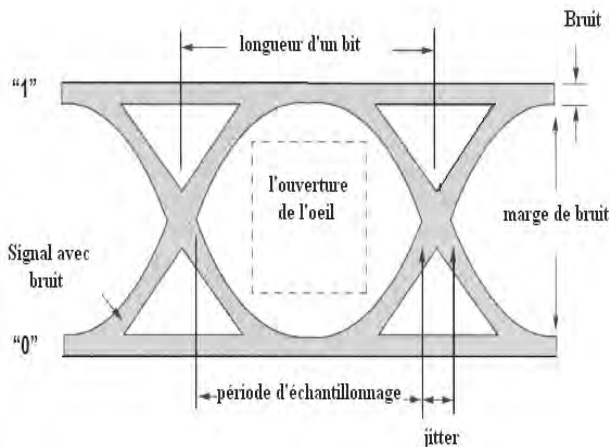


Fig. 4. : Sample of an eye diagram.

Such a diagram represents the degree of discrimination of the different levels of the signal $x(t)$, and provides, therefore, good information on immunity to link errors. These ups and downs of the amplitudes are the result of the impulse response of the transmission channel (specialists speak of 'inter-symbol interference') [5].

V. SIMULATION

In this section we present simulations of the network, with CWDM, which we designed to gain benefit of the maximum bandwidth of the graded index fiber to transmit a maximum of DICOM radiological images in a local network.

Optisystem Design is a tool for the simulation of optical communications; this innovative software enables to design, test and optimize virtual optical links of any type. It allows control of the Graphic User Interface available regardless of the optical components. Optisystem also includes an extensive library of active and passive components which can easily vary the physical parameters.

D. local CWDM network design

We developed a four-channel CWDM network based on the initial terms that have been set and to minimize the cost of implementation. The network is bidirectional designed to exchange information between subscribers and imagers.

The architecture of the CWDM network we designed is given in Fig. 5.

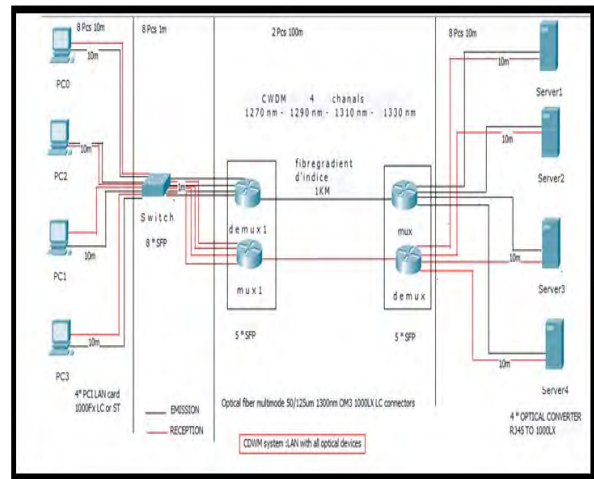


Fig. 5 : Drawing of the proposed LAN

The designed network is essentially composed of a CWDM multiplexer/demultiplexer, a transmitter, a graded-index optical fiber and a receiver [3]. It operates in the upward and downward directions. This network was implemented and simulated with the Optisystem software available in the laboratory. The graded-index optical fiber used is the OM3 whose bandwidth is greater than 1500MHz per Km at 850nm and greater than 500 MHz per Km at 1300nm if we use a LED. If a laser is used as in our case (spatial CW laser),, the bandwidth moves up to 2000MHz per Km at 850 nm.

E. Results and interpretations

Several simulations were performed with CWDM in the case of identical flow rates on all channels or different ones. We evaluated their performances by drawing the different eye diagrams for each of the four channels, then calculating the BER for each case depending on the distance and for several values of transmitted bit rate flows, thus simulating real images stored in DICOM scanners and MRI to be transmitted in these networks [4].

Network performance can be assessed by comparing the value of BER 10^{-9} , an optimum value in the acceptable BER transmission links.

1) CWDM network with equal rate on each channel

We started to run simulations on the CWDM network by sending the same flow rates in each channel. This network was able to handle up to a rate of 11Gb/ s per channel over a distance of 5 km, which gives a total flow to be transmitted of 44Gb / s. This has significantly increased the operating bandwidth of the fiber. Moreover, we can achieve a maximum throughput of 80Gb / s over a distance of 1.5km with a BER of 10^{-12} .

Figure 6 shows the eye diagram characterizing a signal of one of the channels of the network, sending 20Gbit / s. We note that the eye is open, which means that our signal is transmitted correctly. This corresponds to a BER of approximately $9.56 \cdot 10^{-12}$.

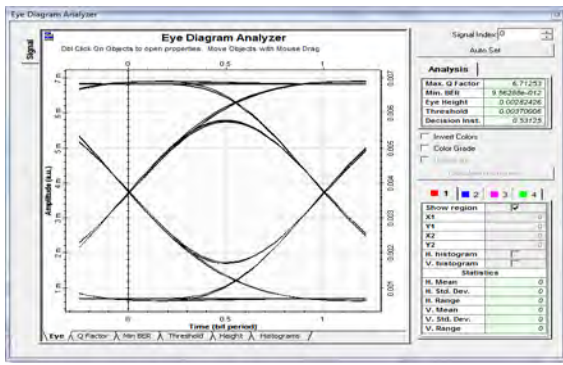


Fig. 6 : Eye Diagram when sending 20Gbit / s per channel for the distance of 1.5km (upward direction)

According to the results, we note that it is possible to transmit the same flow in the upward and downward direction based on the same BER values for both cases as well as the same eye diagrams (Fig. 7)..

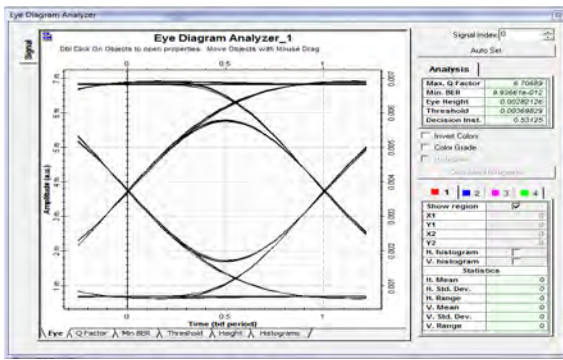


Fig. 7 : Eye diagram when sending 20Gbit / s per channel of 1.5km (downstream)

Figures 8, 9, 10 and 11 show the variation of BER versus bit rate for different distances (100m, 500m, 1km, 1.5Km, 2Km, 5Km) for CWDM LAN.

Sending each time the same rate in all four channels, we note that the network may send in an upward direction and a downward direction 20Gbit / s per channel. This is equivalent to 80Gbit / s over a distance of 100m to a maximum of 1.5Km . For distances of 2km 5km, the network can send and receive as 17Gbit / s per channel, to get 68Gbit / s as the total flow to be transmitted in the network.

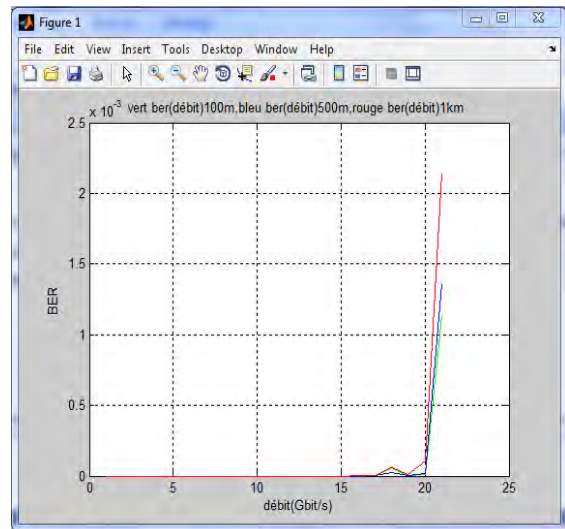


Fig.8 : BER versus flow to transmit in the CWDM network for distances of 100m(green), 500m(blue), 1km(red) (Ascending direction)

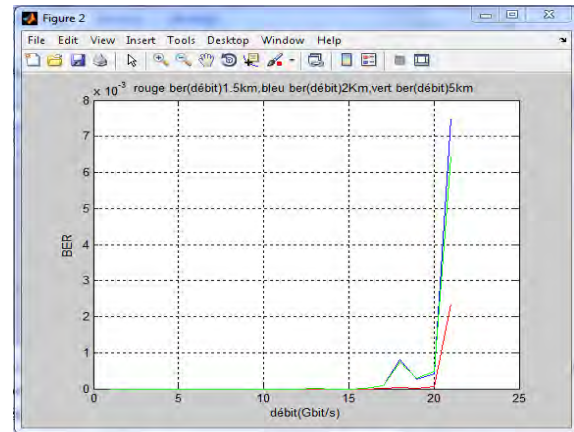


Fig. 9 : BER versus flow to transmit in the CWDM network for distances of 1.5K(red)m, 2Km(blue), 5Km(green)

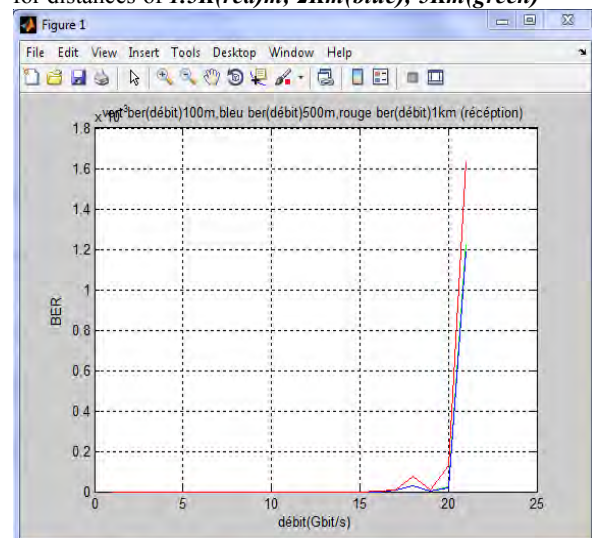


Fig.10 : BER as a function of the flow for distances of 100m(green), 500m(blue), 1km (red) (Descending direction)

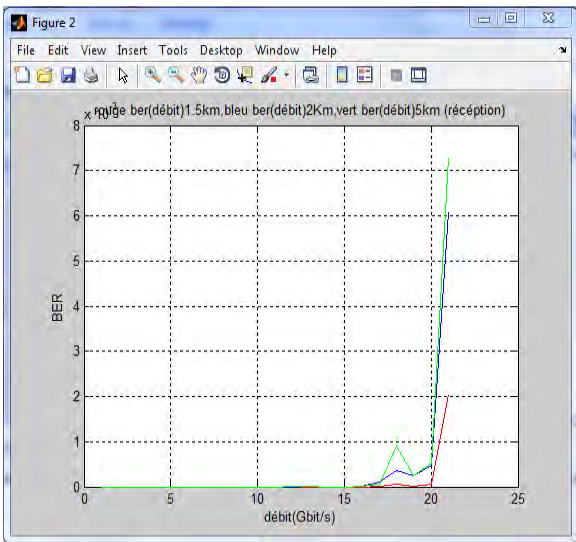


Fig.11 : BER as a function of flow for distances of **1.5Km(red)**, **2Km(blue)**, **5Km(green)** (Descending direction)

1) *CWDM network with different flow rates*

In this section, we repeated the simulations in the case where we send different rates per channel. From the results we can see that the behavior of the network changes. We also note that it is impossible to reach the total throughput of 80Gbit / s already obtained in the case of identical rates on all channels. By changing the flow to be transmitted in each channel, the network has lost its performance compared to the first case.

Figures 12 and 13 illustrate the eye diagrams characterizing the signal in the first channel of this network in the ascending and descending direction. We notice that the eye is not open, which asserts a poor reception with a too high value of the BER, equal in this case to 0.0126057.

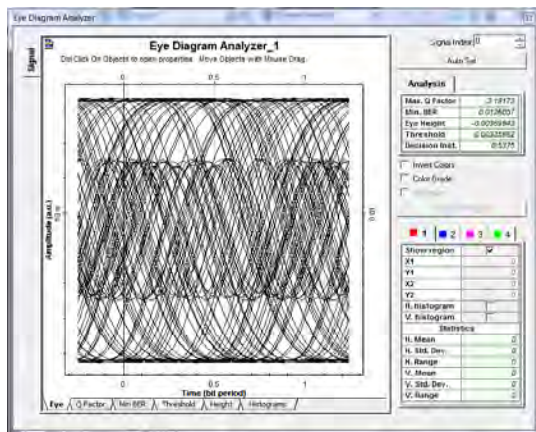


Fig. 12 : Eye diagram sending 8Gbit / s in the first channel for a distance of 0.5km (descending direction)

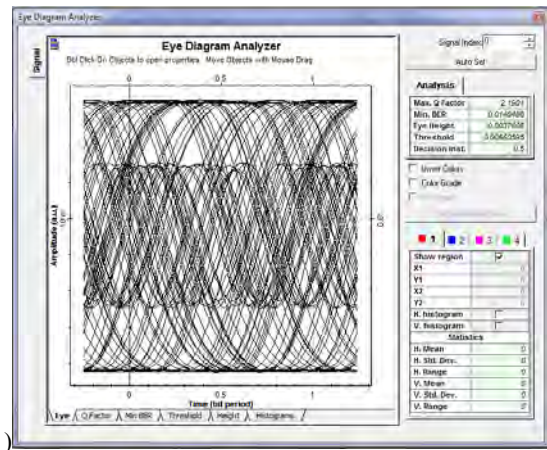


Fig. 13 : Eye diagram sending 8Gbit / s in the first channel for a distance of 0.5km (Ascending direction)

II. CONCLUSION

In this study we simulated and tested a local network with CWDM operating at different rates at different distances. The multiple conclusions we reached are:

- We can see the dominant impact of the CWDM method in the increase of the flow rate.
- We also demonstrated in this work that multimode graded-index fiber could be used with CWDM while usually only the single mode fiber is used .
- The interest of this multimode fiber is its cost which is much lower than the single mode.
- As we have seen, with CWDM technology, we can use the maximum bandwidth of the optical fiber to send a flow rate of 80Gbit / s, which meets the requirements of our work for the transmission of DICOM files.

REFERENCES

[1] E. Ansenne, Cablage fibre optique pour réseaux locaux
 [2] hannes Bauer, « Combinaison intelligente des systèmes CWDM et DWDM »
<http://www.microsens.com>
 [3] Helkama, Optical cables Fiber Network
<http://www.helkamabica.com>
 [4] Projet de teleradiologie IKON, chu du point G, service de radiologie et d'imagerie médicale
<http://www.teleradiologieikon.org>
 [5] Nassima Boudrioua, »Etude et optimisation d'une chaine de transmission numérique sur fibre optique »Thèse de Doctorat de l'université paul Verlaine – Metz.

Utilisation des technologies de transmission mobile en télémédecine. Application aux systèmes de détection d'arythmies cardiaques

C.Meddour, M.Tighidet, D.Adghar

Résumé — Cet article s'inscrit dans le domaine des applications des systèmes de télécommunication dans l'environnement biomédical. Notre travail se divise en deux parties ; la première consiste à mettre œuvre un système de collecte et de numérisation du signal cardiaque et développé des algorithmes de traitement. La seconde consiste à réaliser un module de raccordement à un système de transmission mobile. Le signal cardiaque issu d'un réseau d'électrodes attaque un étage d'amplification à base d'un ampli d'instrumentation AD620. La conversion analogique numérique est assurée par une carte d'acquisition à base d'un microcontrôleur. Le signal ainsi numérisé attaque un module d'émission Bluetooth qui assure la liaison avec un système de communication mobile. A la réception le signal cardiaque subira une série de traitement pour pouvoir détecter l'emplacement des pics R et calculer la largeur du segment QS. Comme analyse on a choisi la détection des irrégularités rythmiques. Afin de confirmer nos résultats, on a appliqué nos algorithmes sur quelques signaux de la MIT database. Un système d'aide à la prise de décision développé et déployé dans la machine distante du médecin traitant.

Mots clés—Rythmologie ECG, transmission Bluetooth (IEEE802.15), réseau 2G/3G, filtrage, estimation et détection, complexe QRS, anomalies cardiaques, bruit.

I. INTRODUCTION

De nos jours, les problèmes cardiovasculaires sont devenus un fléau mondial plutôt qu'une maladie normale. L'Algérie comme pays n'est pas à l'abri de ce fléau. Les recherches ont démontré qu'il est possible de diminuer le taux de mortalité causé par les problèmes cardiaques, par la soumission d'individu à une série de contrôle médical, donc on se trouve obligé de se baser sur la prévention. Pour le faire, on collecte différents signaux biologiques du corps humain, afin de détecter les différentes anomalies de ce dernier, cette détection n'est possible qu'après une série de traitement numérique des signaux collectés. Pour des sujets à haut risque, un monitoring en temps réel s'impose.

II. SYSTEMES D'ACQUISITION EMISSION (PARTIEHARD)

Dans notre travail on s'est focalisé sur la détection d'anomalies cardiaque. On est amené à lui appliquer une série de traitement qui dépend de la nature des anomalies recherchées et suspectées d'y être. Ces anomalies sont soit d'origine rythmique ou morphologique. La collecte du signal cardiaque se fait à travers la pose d'un réseau d'électrodes selon la propagation des lignes de champs électrique le long du corps humain, ce qui est appelé dérivation, et selon le choix de l'étude.[1][2][3][4]

On s'intéresse particulièrement aux dérivations de Einthoven et ceux de Frank.

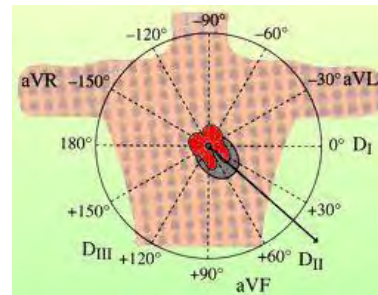


Fig. 1. Dérivation d'Einthoven

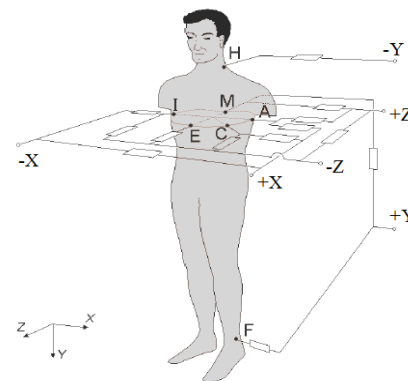


Fig. 2. Dérivation de Frank

Au début les ECG été sur papier millimétrique. Il c'est avéré qu'un traitement numérique du signal était plus utile et plus intéressant afin d'extraire plus d'informations. Derrière ces électrodes il existe toute une chaîne d'acquisition qui a été étudiée et réalisée [4], et dont la partie conditionnement est à base d'amplificateur d'instrumentation suivie d'un étage de filtrage. Pour la partie acquisition, elle est construite autour d'une carte à base de microcontrôleur.

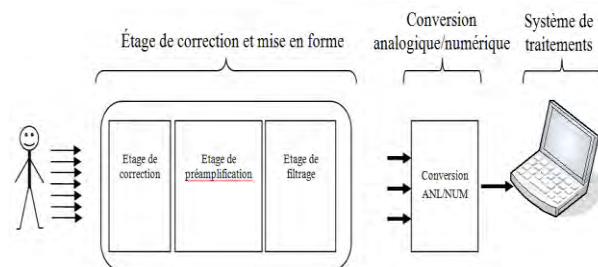


Fig. 3. Chaîne d'acquisition

Le signal cardiaque, issu des électrodes, est de l'ordre de quelques milli volts. Pour le porter à un niveau exploitable par le convertisseur A/N on l'injecte dans un système d'amplification [5][6], à base d'un ampli d'instrumentation le AD620 et un étage de filtrage.

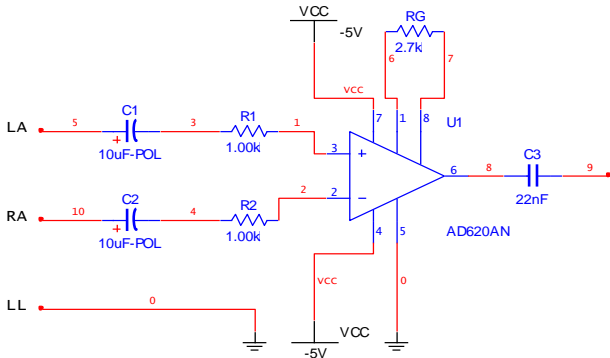


Fig. 4. Etage de préamplification à base de l'AD620

Pour le signal ECG, la totalité des informations se situe aux fréquences inférieures à 250Hz. Donc, un filtre Butterworth passe bas d'ordre quatre, et d'une fréquence de coupure $f_c=35\text{Hz}$ sous une structure de Sallenkey est réalisé pour limiter l'étendue de mesure.

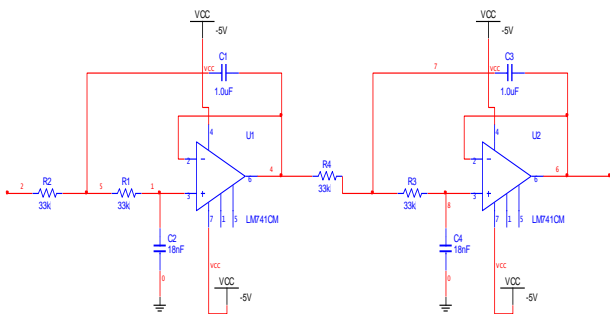


Fig. 5. Etage de filtrage

La forme du signal à la sortie du filtre est obtenue par l'injection de cette dernière dans un oscilloscope à mémoire. La figure suivante représente quelques signaux ECG pour une dérivation d'Einthoven.

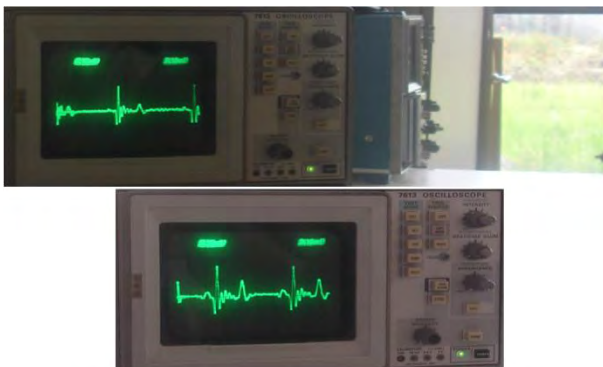


Fig. 6. Signal ECG après filtrage

La carte d'acquisition réalisée à base d'un microcontrôleur le 18F455 de Microchip doté d'un CAN de 10bits sous un pas de conversion de 1,953mV et un gain programmable. Son synoptique est le suivant :

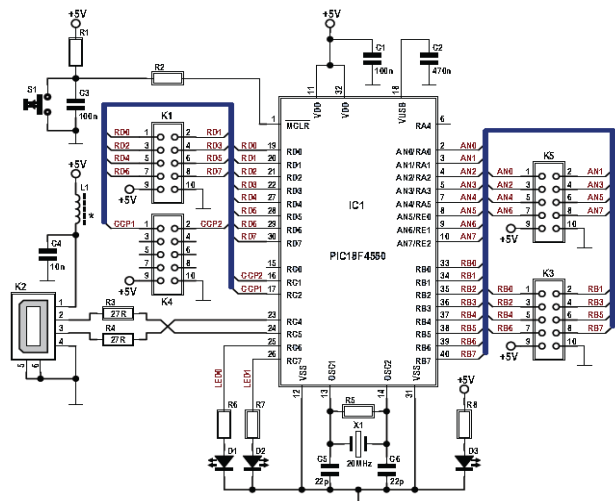


Fig. 7. Schéma de la carte d'acquisition

La carte est ineffaçable au PC par le biais de l'interface USB du PC [7]. Les signaux ainsi numérisés sont représentés par les figures ci-dessous. On note que ces signaux ont été collectés sur une population d'étudiants d'USTHB, avec une fréquence d'échantillonnage de 500Hz.

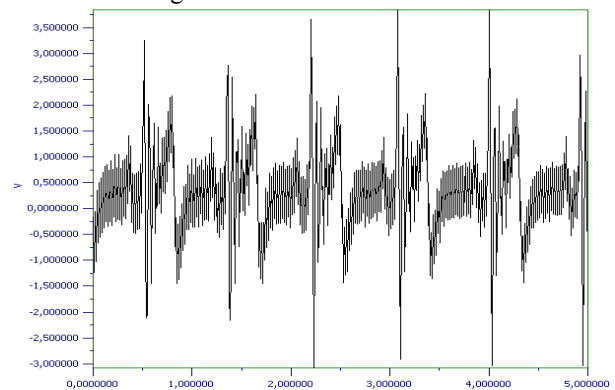


Fig.8. Signal après conversion

Le signal ainsi numérisé attaque un circuit de transmission en mode Bluetooth, ce dernier utilise un dongle USB Bluetooth qui assure la transmission du signal numérique en FHSS vers un port de réception qui est soit un PC ou un téléphone portable doté d'un Bluetooth. Les données seront stockées au niveau de la mémoire vive du téléphone en format de fichier qui sera transféré par réseau 2G vers la destination désirée (système de collecte de données du médecin traitant). L'application portable qui effectue le stockage et le dialogue avec la carte SIM du téléphone pour la transmission est en cours de développement.



Fig. 9. Synoptique du dispositif réalisé

Le médecin traitant dispose d'une station de traitement des données transmises par le réseau 2G, dans laquelle on a développé une application de détection des anomalies cardiaque. Le signal cardiaque se trouve noyer dans d'autres signaux perturbateurs tels que le signal respiratoire, musculaire, et d'autres bruits environnants ; d'où la nécessité d'une partie traitement du signal cardiaque.

III. TRAITEMENT NUMÉRIQUE (PARTIE SOFT)

De nos jours, le traitement du signal est devenu partie intégrante dans tous les systèmes d'analyse du signal ECG à cause des divers objectifs qu'il peut apporter, telle que l'amélioration de l'exactitude de mesure et la reproductivité de l'analyse. Deux parties essentielles sont effectuées, le filtrage et la détection.

La nature du signal biologique et les types des bruits qui l'entourent déterminent la bande fréquentielle du filtrage, tandis que le choix du filtre dépend du type d'analyse à effectuer, dans notre cas c'est la détection des QRS (pic R).

Le signal cardiaque a une étendue fréquentielle qui avoisine les 250 Hz cependant la totalité des bruits (d'origines physiologiques telles le bruit respiratoire, musculaire, ou d'origines instrumentales comme l'influence du 50 Hz, bruit de contact... etc.) se situent dessous de 25Hz [8][9].

Pour le complexe QRS, la totalité de sa puissance est comprise entre 5 et 20Hz.

Une représentation fréquentielle d'un signal ECG dont la fréquence d'échantillonnage est de 500 Hz nous confirme cela.

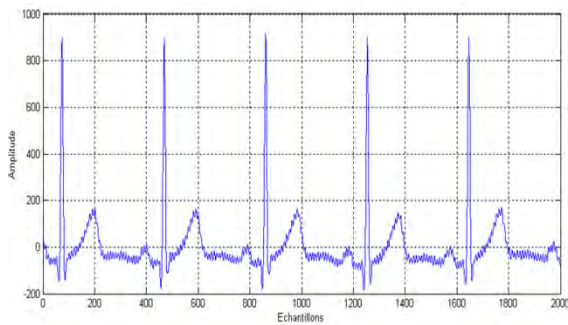


Fig. 10. Signal ECG bruité par le 50Hz

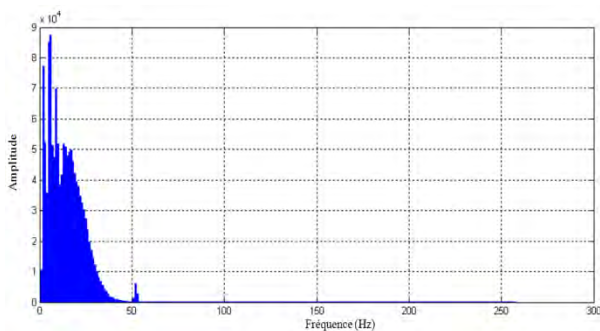


Fig. 11. Représentation spectrale d'un signal ECG

on remarque que la totalité de la puissance du signal cardiaque est comprise entre 4 et 30Hz.

Le choix du filtre n'a pas été hasardeux, une étude comparative entre différents filtres numériques opérants dans la partie après conversion du signal électrique a été effectuée. Notre choix s'est porté sur le filtre IIR passe-bande de Butterworth d'ordre quatre, dont la bande passante à -3dB est comprise entre [4.8 15.5]Hz, ce qui correspond à l'intervalle de grande dynamique des ondes R (vu l'énergie maximale dans l'intervalle 5 à 15Hz) ceci nous permet de nous baser sur les intervalles R-R des complexes QRS pour la détection des arythmies cardiaques [10][11][12][13][14][15].

Méthode de détection d'anomalies cardiaques

La détection du QRS a fait l'objet de nombreux travaux depuis une quarantaine d'années et continue de l'être ; chose qui a donné naissance à différentes méthodes dont on peut citer :

- Les analyses temps-fréquence et ondelettes .
- Basé sur des filtres numériques.
- Les transformations linéaires et non-linéaires.
- Les analyses statistiques (réseaux de neurones) .

Pour notre cas on va élaborer une méthode qui tire profit de la méthode basée sur les filtres numériques, et les transformations linéaires et non-linéaires, par l'application d'un seuillage adaptatif.

pour cela on procède à un traitement du signal qui est constitué des étapes suivantes :

- Unfiltrage.
- Une dérivation.
- Une TNL (transformation non linéaire).
- Filtrage.
- Seuillage [16][17][18][19][20].

Le filtre comme mentionné précédemment est un filtre IIR passe-bande de Butterworth d'ordre quatre, défini par la fonction de transfert suivante :

$$H_{PBD}(z) = \frac{0.0041 - 0.0082z^{-2} + 0.0041z^{-4}}{1 - 3.78z^{-1} + 5.4z^{-2} - 3.44z^{-3} + 0.82z^{-4}}$$

L'effet du filtre sur le signal ECG précédent, est représenté par la figure suivante :

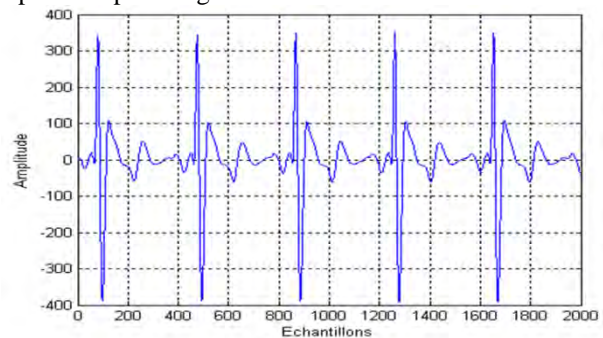


Fig. 12. ECG après filtrage

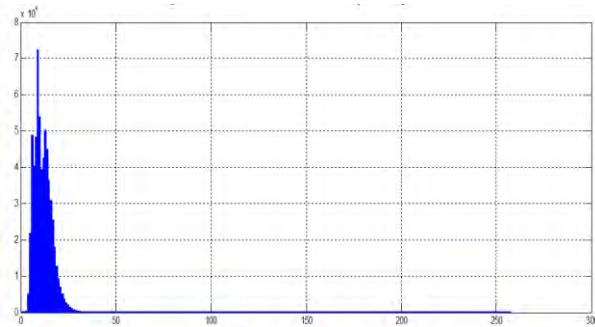


Fig. 13. DSP après filtrage

Par une comparaison entre les figures 11 et 13, on remarque que le filtre a éliminé l'effet du 50Hz ainsi que les fréquences inférieures à 4Hz.

Le signal issu du filtre passe-bas sera injecté dans un filtre dérivateur [21], dont la fonction de transfert est la suivante :

$$H(z) = -0,25 + 0,36z^{-1} + 0,36z^{-3} - 0,25z^{-4}$$

on obtient comme résultat de dérivation :

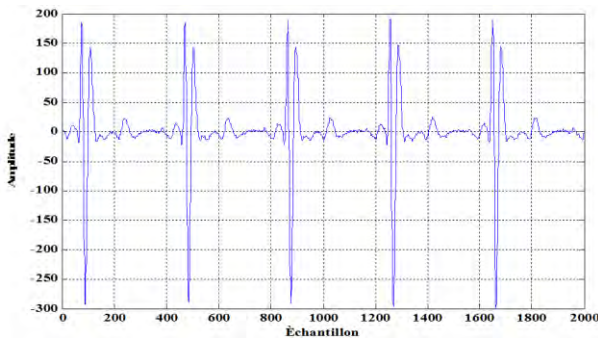


Fig. 14. ECG signal après le filtre dérivateur.

Afin d'enrichir davantage les ondes de grande amplitude par rapport à la faible amplitude obtenue par la dérivation, en outre, éliminer le signe et d'assurer la symétrie de détection entre les ondes R et les ondes QS, on applique une transformation non linéaire, par une mise au carré du signal précédemment obtenu. Le résultat est donné par la figure suivante :

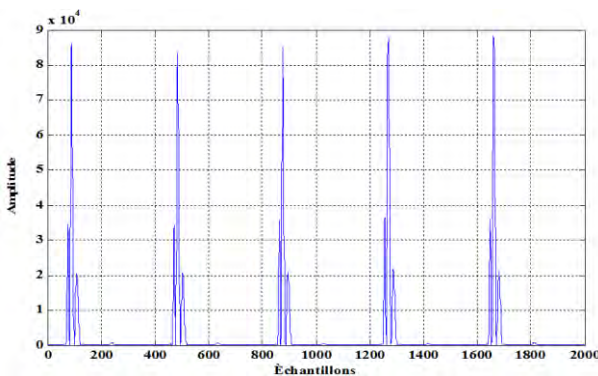


Fig. 15. Signal ECG après transformation non linéaire

L'utilisation d'un filtre intégrateur ou à moyenne mobile permet d'obtenir un maximum unique pour chaque complexe, ce qui facilite la détection [21][22].

C'est un filtre FIR de fonction de transfert :

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N x(n - i)$$

Avec N est la taille de la fenêtre d'intégration.

La taille de la fenêtre d'intégration doit être choisie avec soin et adaptée à la largeur moyenne L_{QRS} d'un complexe QRS, cette dernière est de l'ordre de 0.08s chez des sujets normaux [23][24].

On a: $f_e = 500\text{Hz} \Rightarrow L_{QRS} \cong 0.08\text{s} \cong 40$ échantillons

Avec : $N = 2 \times L_{QRS} \cong 0.15\text{s} \cong 75$ échantillons

L'effet de ce filtre sur le signal de la figure 15 est donné par la figure suivante :

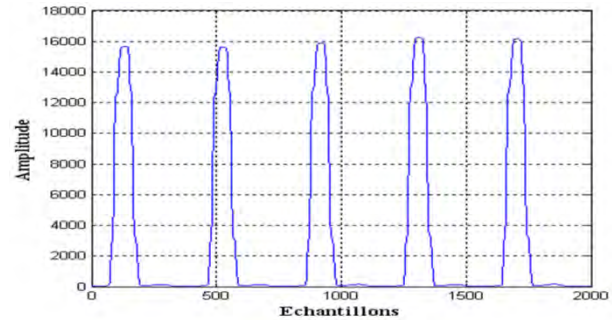


Fig. 16. ECG après intégration

On remarque que chaque complexe QRS possède un maximum local unique, ce qui nous permet d'utiliser la détection des pics R par seuillage. Par contre, on remarque bien que le filtre intégrateur conserve la durée qui sépare deux pics R consécutifs et déforme la forme du QRS comme le montre la figure ci-dessous.

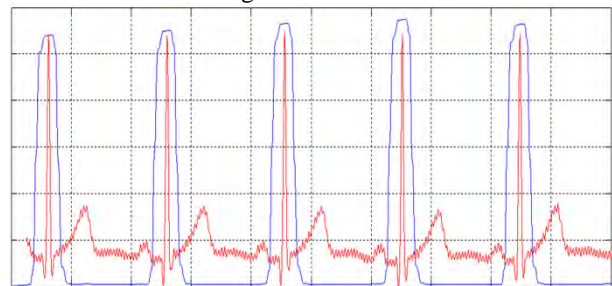


Fig. 17. Déformation de la largeur du QRS

La largeur du QRS est calculée par la relation suivante :

$$QS = \text{largeur obtenue} - W$$

Avec W est l'ouverture de la fenêtre d'intégration.

Pour le seuillage on a utilisé un seuillage adaptatif en amplitude et en temps, chose qui a permis de réduire le taux d'erreurs dans la détection des pics R.

L'application de notre algorithme de détection sur le signal de la figure 15 nous donne :

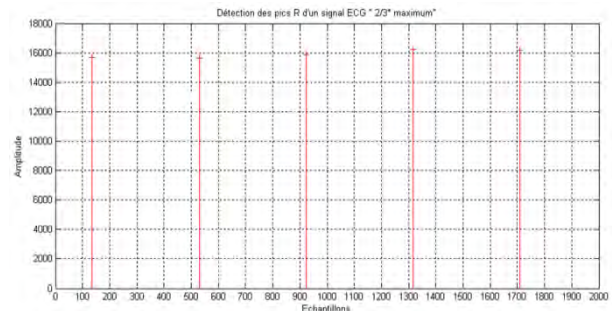


Fig. 18. Détection des pics R

On remarque que tous les pics R ont été détectés.

IV. DÉTECTION DE DIFFÉRENTES ANOMALIES

Notre travail s'est basé sur la détection des anomalies cardiaques rythmique, telles la tachycardie sinusale, la bradycardie sinusale, les extrasystoles auriculaires (ESA), les extrasystoles ventriculaires (ESV), la tachycardie auriculaire (flutter), le doublet, le bigeminisme...ect
 Pour vérifier la performance de notre méthode, on a utilisé des signaux cardiaques issus de la Mit Database. Ces derniers sont échantillonnés à des fréquences diverses. Les figures si dessous illustrent quelques-uns des signaux cardiaques utilisés. Les informations de chaque signal sont données dans un tableau.

Signal	Sujet	Age	Fréquence	Dérivation
123	femme	63	360 Hz	DII

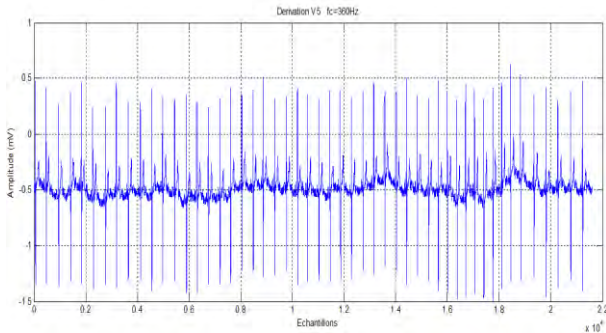


Fig. 19. Signal 123mitdb

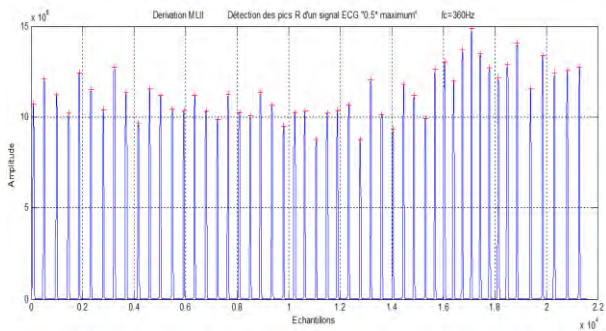


Fig. 20. Pics R détectés

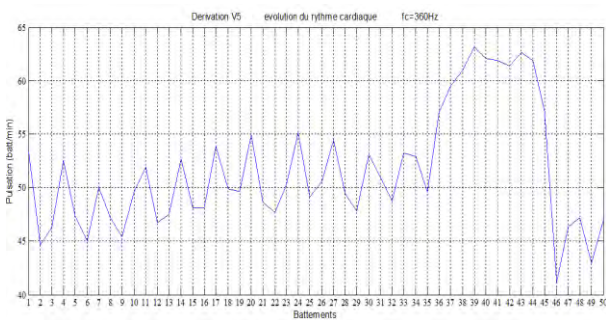


Fig. 21. Évolution du rythme cardiaque

Signal	Sujet	Age	Fréquence	Dérivation
200	Homme	64	360 Hz	DII

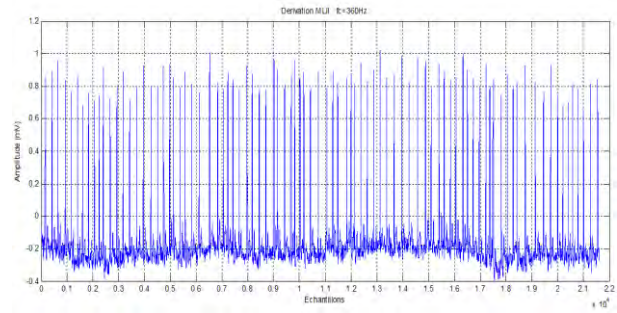


Fig. 22. Signal 200mitdb à t= 1min

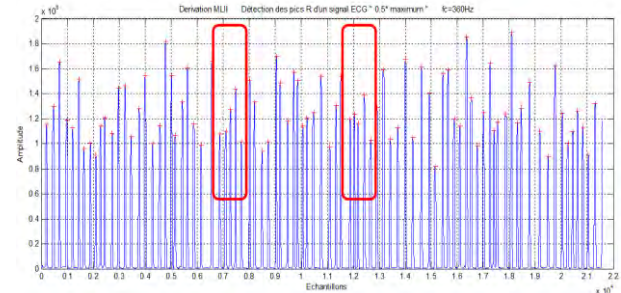


Fig. 23. Pics R détectés

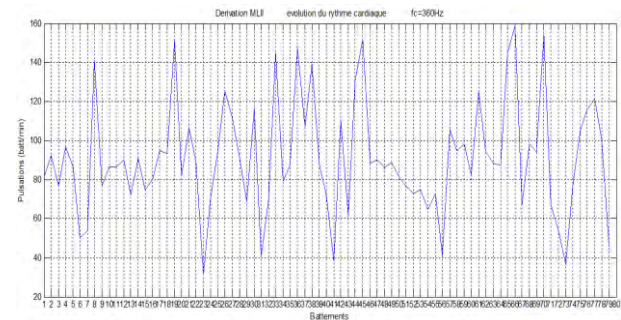


Fig. 24. Évolution du rythme cardiaque

Signal	Sujet	Age	Fréquence	Dérivation
124	Homme	77	360 Hz	DII

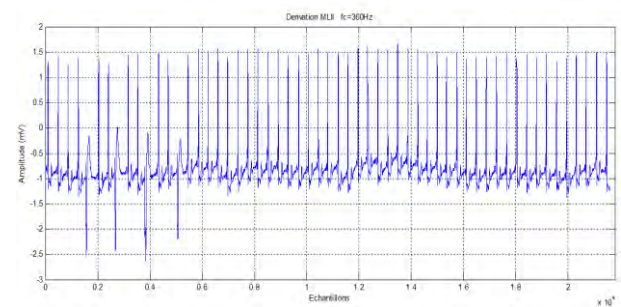


Fig. 25. Signal 200mitdb à t= 23min

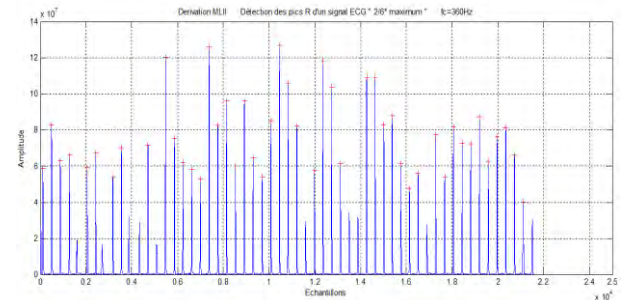


Fig. 26. Pics R détectés



Fig .27. Évolution du rythme cardiaque

On note que ces signaux sont des extraits d'une durée de une minute qui sont susceptibles de contenir des irrégularités rythmiques sur un enregistrement de 30 minutes. Les caractéristiques de chaque signal sont données dans le tableau ci-dessous.

Signal	123	200	124
Nbr R	51	88	47
RR _{moy} (s)	1.202	0.67	0.35
R _{thm} _{moy} (batt)	49 batt/min	89 batt/min	20
R _{thm} _{max} (batt)	64 batt/min	157 batt/min	22
R _{thm} _{min} (batt)	41 batt/min	30 batt/min	7

Pour le signal 123mitdb on suspecte la présence d'une bradycardie sinusale. Pour le signal 123mitdb on suspecte la présence d'une tachycardie ventriculaire. Pour le signal 123mitdb on suspecte la présence d'une Extrasystole ventriculaire accompagnée d'un trigémisme.

Conclusion

De nos jours, l'évolution technologique a permis l'apparition de nouvelle application dans tous les domaines. La télémédecine est devenue une réalité, et ses applications telles la chirurgie robotisée à distance, la transmission et le traitement des données médicales à distance, le monitoring en temps réel, les systèmes d'aide à la prise de décision, chose qui a allégé d'une part les médecins et les patients.

Nous avons mis en œuvre un système de collecte et émission des signaux cardiaques avec le minimum de matériel, ce qui a diminué la taille de la circuiterie, et facilité son transport.

La méthode que nous avons adoptée pour la détection des arythmies cardiaque se base sur la détection des intervalles R-R, elle se caractérise par son efficacité de détection qui est due au seuillage temporel et adaptatif. En plus, elle est efficace dans la détection en temps réel qui est causé par la simplicité des filtres utilisés.

Avec cette méthode on se trouve limité par la détection de certaines anomalies cardiaque telle la diminution de l'onde R, ce qui rend presque impossible localisation des intervalles R-R, d'où la nécessité de la compléter par d'autres techniques, comme la détection des ondes P et T. En perspective, cette étude doit être poursuivie par une exploitation plus poussée et des traitements originaux et par une expérimentation clinique sur des ECG pathologiques ; des ECG d'effort ; cardiologie ambulatoire ; médecine sportive...

En outre, la minimisation du système de détection nous pousse vers une éventuelle application dans les systèmes portatifs après son intégration dans une circuiterie adaptée

au stockage de données sur mémoire flash. D'autre part, l'évolution des systèmes d'exploitation des téléphones portables ouvre une brèche pour le développement d'une application mobile de prévention qui effectue le traitement numérique du signal cardiaque au niveau de téléphone du patient afin de le prévenir lors d'apparition de troubles cardiaques grave (la détection de la fibrillation cardiaque qui induit une mort subite comme exemple).

BIBLIOGRAPHIES

1. Waller. A.D. On the electromotive changes connected with the beat of the mammalian
2. Malmivuo, J, et Plonsey, R. Bioelectromagnetism. Oxford University Press, New York, 1995.
3. J. Ginestes. Vectocardiographie Clinique. Edition Masson. 1990.
4. Corazonix Corporation. « PREDICTOR manual ». Oklaoma City.
5. Robert B. Northrop. Analysis and Application of Analog Electronic Circuits to Biomedical Instrumentation. CRC Press. New York. 2004.
6. Robert B. Northrop. Noninvasive Instrumentation and Measurement in Medical Diagnosis. CRC Press. New York. 2000.
7. PIC18F2455/2550/4455/4550. « datasheet ». Microchip Technology Inc. 2003.
8. Metin Akay. Wiley encyclopedia of Biomedical Engineering. Wiley-Interscience. 2006
9. Willis J. Tompkins, « biomedical digital signal processing », 2000 prentice hall.
10. MITRA S.K. et KAISER J.F. Handbook for Digital Signal Processing. John Wiley Sons 1993.
11. G. Blanchet et J. Prado. Méthodes numériques pour le traitement du signal. édition Masson 1991.
12. J. W. Hurst. Ventricular Electrocardiography: Lippincot Williams & Milkins Publishers. 1990.
13. Wilson. F, Johnston. F, McLeod. A et Barker. P. Electrocardiograms that represent the potential variations of a single electrode. American Heart Journal. (1934).
14. Tarik AL ANI. Traitement et analyse des signaux biomédicaux. Laboratoire A2SI-ESIEE-Paris
15. Parks, T.W., and C.S. Burrus. Digital Filter Design. New York: John Wiley & Sons, 1987.
16. N.V. Thakor, J.G. Webster and W.J. Tompkins. Estimation of QRS Complex Power Spectra for Design of a QRS Filter. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol.31. 1984.
17. Patrick S. Hamilton, Willis J. Tompkins. quantitative investigation of QRS detection rules using the MIT/BHI arrhythmia database. IEEE transactions on biomedical engineering, vol. BME-33. 1986
18. M. Tighidet, M. Kaoua, J.P. Herbeuval, E. Yvroud, Y. Flamant, "Analyse et détection des anomalies des signaux cardiaques orthogonaux."; C.O.M.A.E.I.'96, Tlemcen, 1996.
19. M. Kaoua, M. Tighidet, J.P. Herbeuval, Y. Flamant, E. Aliot; " Traitement des signaux cardiaques fortement bruités: Application au suivi de l'activité cardiaque à l'effort."; Proceedings IEEE Intern. AMSE conf. CSS'95; Rabat 1995.
20. M. Tighidet, M. Kaoua, J.P. Herbeuval, E. Yvroud, Y. Flamant, "Analyse et dépouillement des ECG portables de longue durée (système Holter). J.T.E.A. 97, Nabeul 1997.
21. Oppenheim, A.V et R.W. Schaffer. Discrete-Time Signal Processing. Prentice Hall. 1989.
22. Szi-Wen Chena et Hsiao-Chen Chena. A real-time QRS detection method based on moving-averaging incorporating with wavelet denoising. ELSEVIER computer methods and programs in biomedicine. 2006
23. R. Slama et G. Motté. Aide Mémoire de Rythmologie. Edition Flammarion. 1987.
24. Cornelius Lnetner. Geigy scientific tables. CIBA-GEIGY Limited. Suisse. 1990.

Automated Diagnosis of Epileptic EEG Signals

Assya Bousbia-Salah and Malika Kedir-Talha

Abstract — In this work, we proposed an analysis framework for Electroencephalogram (EEG) signals and their classification. The EEGs considered for this study belong to both normal as well as epileptic subjects. After wavelet packet decomposition of EEG signals, three important statistical features such as standard deviation, energy and entropy were computed at different sub-bands decomposition. The most suitable wavelets were selected for processing EEG signals. Linear discriminant analysis is used to reduce the dimension of data. Feature vectors were used to model and train the efficient Support Vector Machine (SVM) classifier. In this study, we improved the computing efficiency by selecting the statistical features and the dimensionality reduction method. By this, an important assistant to neuro-physiciens to make their decision on their patients is provided.

Index Terms— EEG, wavelet coefficients, WPT, Feature Extraction, SVM.

1. INTRODUCTION

The electroencephalogram (EEG) is a non invasive tool that is used to reflect underlying brain conditions by measuring the brain electrical activity. The most common use of EEG includes the monitoring, diagnosis and classification of the brain states and their neurological disorders, especially epilepsy. Epilepsy affects over 50 million people worldwide. An estimated 2,4 million new cases occur each year in the world [1].

Generally, EEG signals classification help the physicians in studying the underlying causes of the changes in monitoring seizures and also administering appropriate seizure management protocols in order to improve the quality of life of epileptic patients [2, 3]. In many recent studies, non-linear features are used as input of classifiers. Subasi [4] used the discrete wavelet transform (DWT) coefficient of normal and epileptic EEG segments in a modular neural network called mixture of expert. For the same EEG data set, Oçak [5] used approximate entropy

from DWT coefficients. In Subassi et al. [6], the dimensionality of the DWT features was reduced using principal component analysis (PCA), independent component analysis (ICA) and linear discriminant analysis (LDA). The resultant features were used to classify normal and epilepsy EEG signals using support vector machine. In [2], Acharya extract frequency domain parameter from ictal, inter-ictal, and normal EEG signals and used them in artificial neural network, gaussian mixture model and support vector machine classifiers. Jahankhani [7] have obtained feature vectors from EEG signals by DWT and performed the classification by MLP network and Radial Basis Function network. Many literatures have demonstrated that wavelet packet transform (WPT) is one of the most promising methods to extract features from the EEG signals [2, 8]. In this work, WPT splits into frequency sub-bands of non stationary EEG signals. Then a set of statistical features from real database EEG recordings was computed from each decomposition levels to represent time-frequency distribution of wavelet coefficients. LDA is applied to these various parameters allowing a data reduction. These features were used as an input to SVM classifier with two discrete outputs: normal person and epileptic subject. A measure of the performances of this method is presented.

The remaining of this paper is organized as follows: Section 2 describes the data set of EEG signals used in our work. In Section 3, some preliminaries are provided for immediate reference. This is followed by the step up of our experiments and the results in section 4. Finally, some concluding remarks are given in Section 5.

2. DATA SELECTION

The publicly data available [9] is used. A part from the different recording electrodes used for extra-cranial and intra-cranial EEG recordings. Some of the morphological characteristics of the different EEG time series under investigation, which are obvious to an expert's eye, will be sketched in the following [10]. EEG time series recorded extra cranially during the relaxed state of healthy persons with eyes closed show a predominant physiological rhythm, the so-called alpha rhythm in a frequency range of 8-13 Hz.

In contrast, broader frequency characteristics are obtained for open eyes. EEG time series are also recorded intra cranially in humans; however, only in the framework of

Manuscript received August, 2012. This work was supported in part by the MESRS Ministry under Grant J0200220090020. First Author is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: assyabs@yahoo.fr. Second Author is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algiers.

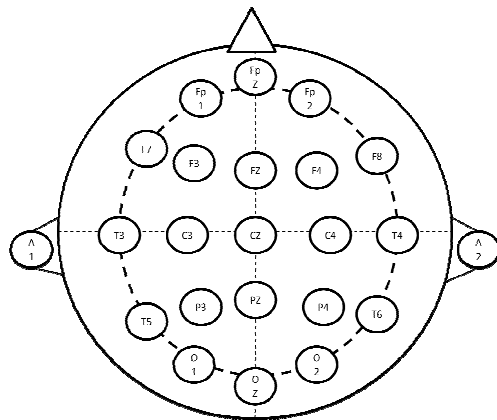


Fig.1 Scheme of the locations of surface electrodes according to the international 10-20 system.

presurgical evaluation of focal epilepsies. In this context, the implementation of electrodes is carried out to exactly localize the seizure generating area which is termed the epileptogenic zone. During a seizure free interval, the EEG recorded from within the epileptiform zone is often characterized by intermittent occurrences of so-called interictal epileptogenic activities. Investigation of these steep, sometimes rhythmic high amplitude patterns in EEG recordings contributes to a localization of the epileptogenic zone. Fewer and less pronounced interictal epileptiform activities can be found at recording sites distant from the epileptogenic zone. Finally, the EEG recorded during epileptic seizures, termed ictal activity, is almost periodic and of high amplitude, resulting from hyper synchronous activity of large assemblies of neurons [9]. Five sets (denoted A-E) each containing 100 single channel EEG recordings of 23.6 s duration, were selected and cut out from continuous multi-channel EEG recordings after visual inspection for artifacts, e. g., due to muscle activity or eye movements. Sets A and B consisted of signals taken from surface EEG recordings that were carried out on five healthy volunteers using a standardized electrode placement scheme (Fig.1).

Volunteers were relaxed in an awake state with eyes open (A) and eyes closed (B), respectively. Sets C-E originated from the EEG archive of presurgical diagnosis. The EEGs from five patients were selected, all of whom had achieved complete seizure control after resection of one of the hippocampal formations, which was therefore correctly diagnosed to be the epileptogenic zone. In set D, signals were recorded from within the epileptogenic zone, and those in set C from the hippocampal formation of the opposite hemisphere of the brain. While sets C and D contained activity measured during seizure free intervals, set E only contained seizure activity. All EEG signals were recorded with the same 128 channel amplifier system, using an average common reference. After 12 bit analog-to-digital conversion, the data were written continuously onto the disk of a data acquisition computer system at a sampling rate of 173.6 Hz. Band-pass filter settings were 0.53-40 Hz (12

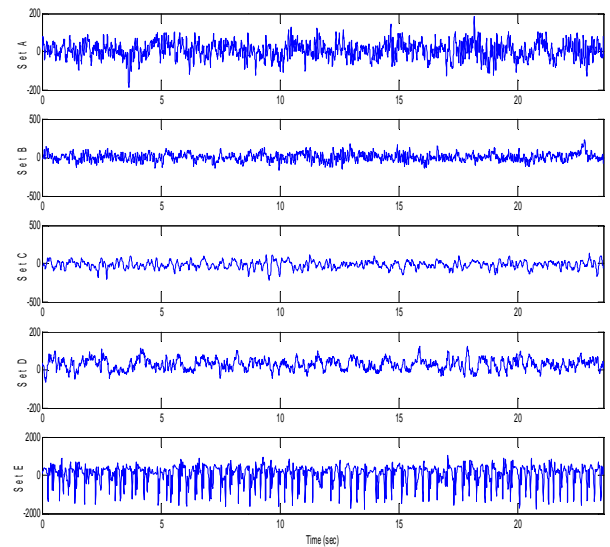


Fig.2 EEG examples for five different sets.

dB/oct.). Typical EEGs are depicted in Fig.2. In our study, we used sets A and sets E for the complete dataset.

3. METHODS

The proposed method consists of three main parts: (i) statistical feature extraction from WPT decomposition coefficients, (ii) dimensionality reduction using LDA and (iii) EEG classification using SVM. The flow chart of the proposed method is given in Fig.3. We explain the details of the preprocessing and classification steps in the following subsections.

3.1 Analysis using WPT

The wavelet packet transform (WPT) can be viewed as a generalization of the classical wavelet transform, which provides a multi-resolution and time-frequency analysis for non-stationary EEG data. WPT is a generalized form of discrete wavelet transform (DWT). In the wavelet packet analysis of a signal, first the signal is simultaneously passed through a series of low-pass (L) and high-pass (H) filters named as quadrature mirror filters, followed by decimation by 2, to produce complete sub-band tree decomposition to some desired depth. The wavelet packet transform generates the full decomposition tree, as depicted in Fig. 4. WPT holds the important information located in higher frequency components than wavelet transform in certain application. We performed five-level wavelet packet decomposition in this work. A wavelet packet is represented as a function [11]:

$$\psi_{j,k}^i(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \psi^i\left(\frac{t}{2^j} - k\right) \quad i = 1, \dots, j^n \quad (1)$$

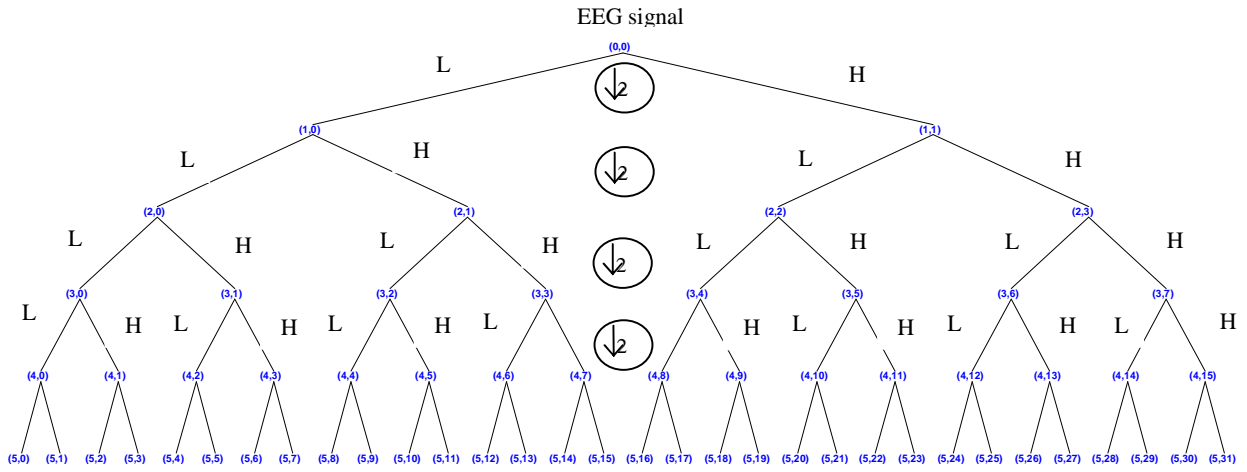


Fig.4. Fourth-level wavelet packet decomposition of EEG signal.

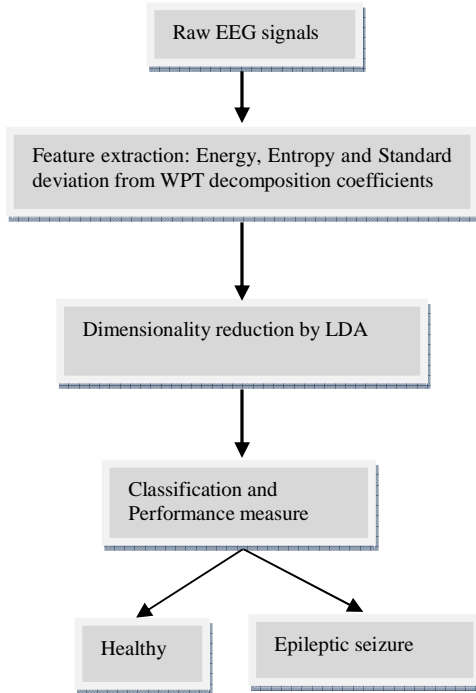


Fig.3 The flow chart of the proposed system.

where i is the modulation parameter, j is the dilatation parameter, k is the translation parameter and n is the level of decomposition in wavelet packet tree.

$$\psi^{2i} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{-\infty}^{+\infty} h(k)\psi^i\left(\frac{t}{2} - k\right) \quad (2)$$

$$\psi^{2i+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{-\infty}^{+\infty} g(k)\psi^i\left(\frac{t}{2} - k\right) \quad (3)$$

ψ^j is called as a mother wavelet and the discrete filters $h(k)$ and $g(k)$ are quadrature mirror filters associated with the

scaling function and the mother wavelet function [16]. Therefore, for a group of wavelet-packet coefficients, three statistical parameters like Energy feature, the measure of Shannon Entropy and Standard deviation are computed in this work,

$$\text{Energy } E_i = \sum_{j=1}^N |D_{ij}|^2 \quad (4)$$

$$\text{Entropy } ENT_i = - \sum_{j=1}^N D_{ij}^2 \log(D_{ij}^2) \quad (5)$$

and Standard deviation

$$\text{Std} = \left(\frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^N (D_{ij} - \mu_i)^2 \right)^{1/2} \quad (6)$$

3.3 Linear discriminant analysis

Linear discriminant analysis (LDA) projects high-dimensional data onto a low-dimensional space where the data can achieve maximum class separability [13]. The aim of LDA is to create a new variable that is a combination of the original predictors, i.e, the derived features in LDA are linear combinations of the original variables, where the coefficients are from the transformation matrix. The optimal projection in classical LDA is obtained by simultaneously minimizing the within-class while maximizing the between-class distance, thus achieving maximum class discrimination. As a dimensionality reduction method, LDA has been adopted in this work. For further details, the reader can refer to [13].

3.5 SVM classifier

In this work, SVM [14] has been employed as the learning algorithm due to its superior classification ability.

Let n examples $S = \{x_i, y_i\}_{i=1}^n$, $y_i \in \{-1, +1\}$, where x_i represents the input vectors, y_i is the class label. The

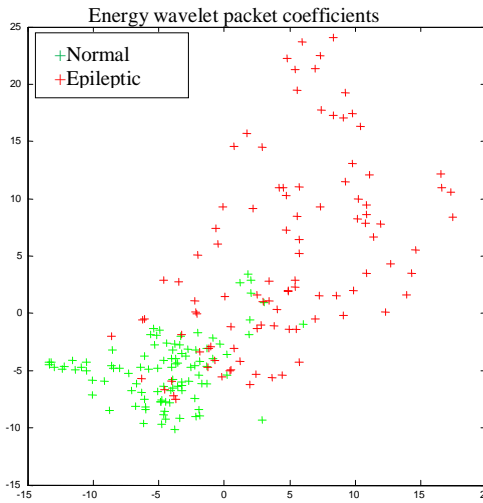


Fig.5 Energy feature vector coefficients

decision hyperplane of SVM can be defined as (w, b) ; where w is a weight vector and b a bias. Let w_0 and b_0 denote the optimal values of the weight vector and bias. Correspondingly, the optimal hyperplane can be written as

$$w_0^T x + b_0 = 0 \quad (7)$$

To find the optimum values of w and b , it is required to solve the following optimization problem.

$$\min_{w,b,\xi} \frac{1}{2} w^T w + C \sum_{i=1}^n \xi_i \quad (8)$$

Subject to $y_i(w^T \varphi(x_i) + b) \geq 1 - \xi_i, \xi_i \geq 0$

where ξ is the slack variable, C is the user-specified penalty parameter of the error term ($C > 0$), and φ is the kernel function [15]. On the feature space, the two class separation problem is reduced to find the optimal hyperplane that linearly separates the two classes transformed into quadratic optimization problem. Several popular kernel functions are used. Radial basis function (RBF) kernel is selected in this study; RBF kernel is defined as,

$$K_{RBF}(x_i, x_j) = \exp\left(-\frac{\|x_i - x_j\|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (9)$$

where σ is kernel parameter and is user-defined.

4. RESULTS AND DISCUSSION

In this section, we present the performance measure methods used to evaluate the proposed method. Finally, we give the experimental results and discuss our observations.

4.1 Performance measure

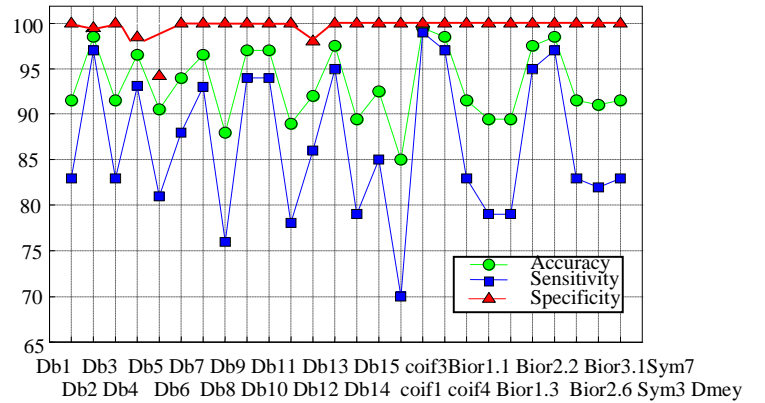


Fig.6 Accuracy, Sensitivity, Specificity From different wavelets.

Three performance measures are used for evaluation of EEG signals classification. (i) Sensitivity, also called the true positive ratio (TPR), is defined as

$$TPR = \frac{TP}{TP + FN} \quad (10)$$

(ii) Specificity, called the true negative ratio (TNR), is given by,

$$TNR = \frac{TN}{TN + FP} \quad (11)$$

(iii) One is commonly used average classification accuracy, which is defined as,

$$Acc = \frac{\text{Number of correctly classified EEG samples}}{\text{Number of all testing EEG samples}} \quad (12)$$

FP (false positive): identified as seizure by the expert system and as normal by the expert neuro-physicien.
 FN (false negative): identified as normal by the expert system and as seizure by the expert neuro-physicien.

4.1 Results and discussion

All the experiments in this work were done over 100 segments EEG time series of 4096 samples for each class from set A and set E. There were two diagnosis classes: Normal person and epileptic patient. In order to develop robust classifier that is adequately generalized to perform well on new EEG segments with unknown class labels, we utilize ten-fold cross validation. The data is split into ten parts such that each part contains approximately the same proportion of class samples as in the classification dataset. Nine parts are used for training the classifier, and the remaining one part for testing. This procedure is repeated ten times using a different part for testing in each case.

As illustrated in Fig. 4, feature vectors were computed from the extracted nodes of decomposed wavelet packet decomposition of EEG signals. Taking energy as feature vector, Fig. 5 shows that the features of both normal and

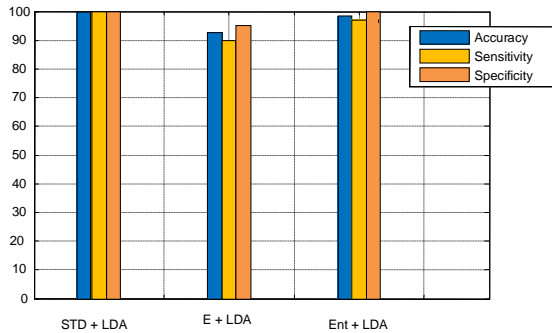


Fig.7 Accuracy, Sensitivity, Specificity of a comparative histogram for different combinations of standard deviation, energy and entropy

epileptic EEG signals are mixed. The proposed analysis using wavelet was carried out using MATLAB R2011b wavelet toolbox.

In order to evaluate the performance of various types of wavelets, five wavelet functions such as Daubechies, Coiflets, Biorthogonal, Symlets and Discrete Meyer Wavelets are examined and compared. Fig. 6 shows accuracy, sensitivity and specificity from different wavelets.

We see that the best wavelet giving good correct rate is the Db2, Db4, coif3 and Bior1.1. After EEG signal wavelet decomposition, and dimensionality reduction by LDA results of correct rate classification are showed in Fig.7. SVM is applied as classifier. It demonstrates that the combination of the standard deviation with LDA have the highest discrimination ability in comparison with the other method. The results using entropy with LDA are significantly better than those obtained using energy. They demonstrate that LDA, based on its ability in synchronously reduction feature space dimension and the classifying classes, improves classification measures.

5. CONCLUSION

In this paper, EEG signals were decomposed into time-frequency representations using wavelet packet transform and statistical features were computed to represent their distribution. The most suitable mother wavelets for feature extraction and classification were found based on the correct rate of proposed system. The selection of the suitable mother wavelet leads to the improvement of performance of EEG signal classification. LDA is used as feature dimension reduction methods in order to optimize the SVM classification algorithm. It has been shown by experiments that most efficient detection of epilepsy can be achieved by linear discriminant analysis. The results show that for the SVM, with radial basis function kernel, standard deviation features in the five levels decomposition which reduced by LDA leads to the highest correct classification rate of 100%. Our proposed algorithm can provide an important assistant to neuro-physicians, thus to classify their epilepsy and normal patients.

REFERENCES

- [1] WHO. (2011). World Health Organization statistics on epilepsy. Available (accessed October 2012) . <http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs999/en/index.html>
- [2] Rajendra Acharya, U., Vinitha Sree, S., Alvin, A.P. C., & Suri, J. S. (2012). Use of principal component analysis for automatic classification of epileptic EEG activities in wavelet framework. *Expert Systems with Applications*, (39), 9072–9078.
- [3] Shoeb, A., Gutttag, J., Pang, T., & Schachter, S. (2009). Non-invasive computerized system for automatically initiating vagus nerve stimulation following patient specific detection of seizures or epileptiform discharges. *International Journal of Neural Systems*, 19(3), 157–172.
- [4] Subasi, A. (2007). EEG signal classification using wavelet feature extraction and a mixture of expert model. *Expert Systems with Applications*, 32, 1084–1093.
- [5] Ocak, H. (2009). Automatic detection of epileptic seizures in EEG using discrete wavelet transform and approximate entropy. *Expert Systems with Applications*, 36(2), 2027–2036.
- [6] Subasi, A., & Ismail Gursoy, M. (2010). EEG signal classification using PCA, ICA, LDA and support vector machines. *Expert Systems with Applications*, 37(12) 8659–8666.
- [7] Jahankhani, P., Kodogiannis, V., & Revett, K. (2006). EEG Signal Classification Using Wavelet Feature Extraction and Neural Networks. *IEEE John Vincent Atanasoff International Symposium on Modern Computing*.
- [8] Wang, D., Miao, D., & Xie, C. (2011). Best basis-based wavelet packet entropy feature extraction and hierarchical EEG classification for epileptic detection. *Expert Systems with Applications* 38(11), 14314-14320.
- [9] Andrzejak, R.G., Lehnertz, K., Mormann, F., Rieke, C., David, P., & Elger, C.E. (2001). Indications of nonlinear deterministic and finite dimensional structures in time series of brain electrical activity: Dependence on recording region and brain state. *Physical Review*, E64, 061907. < http://www.meb.uni-bonn.de/epileptologie/science/physik/eegdata_old.html > accessed October 2012.
- [10] Übeyli, E. D. (2010). Least squares support vector machine employing model-based methods coefficients for analysis of EEG signals. *Expert Systems with Applications* 37, 233–239.
- [11] Mallat, S. (1999). *A wavelet tour of signal processing*. Academic Press. New York.
- [12] Lindsay IS. (2002). A tutorial on principal components analysis. <http://kybele.psych.cornell.edu/~edelman/Psych465Spring-2003/PCAtutorial>.
- [13] Duda, R. O., Hart, P. E., & Strok, D. G. (2001). *Pattern classification* (2nd ed.). John Wiley & Sons.
- [14] Vapnik, V. (1995). *The nature of statistical learning theory*. New York: Springer-Verlag.
- [15] Burges, C.J.C. (1998). A tutorial on support vector machines for pattern recognition. *Data Mining and Knowledge Discovery*, 2 (2) 121–167.
- [16] Daubechies, I. (1992). *10 lectures on wavelets*. Philadelphia: Capital City Press.

Etude Comparative entre DWT et LWT pour la Compression des Signaux EEG

AIT AMER M .A et KEDIR-TALHA M

Résumé — Le travail réalisé montre l'apport du traitement des signaux biomédicaux par la transformée en ondelette dans le domaine de la compression des signaux encéphaliques EEG. Deux techniques de transformations par ondelette ont été appliquées. La première basée sur les bancs de filtres dite transformée d'ondelette discrète DWT, l'autre introduisant des opérations de prédiction et de mise à jour, appelée transformée d'ondelette liftée LWT. Une étude comparative a été développée afin de justifier le choix entre la DWT et la LWT. Les résultats obtenus montrent une grande performance de compression pour les EEG normaux et pathologiques et que les performances de la DWT et de la LWT sont équivalentes. Une étude statistique a permis de choisir la rbio5.5 pour la LWT vu l'apport de cette dernière en temps d'implémentation.

Mots clé — EEG, DWT, LWT, Compression.

I. INTRODUCTION

L'électroencéphalographie EEG est une des techniques les plus utilisées pour l'étude et la mise en évidence de l'activité électrique du cerveau, elle demeure incontournable dans le diagnostic des maladies. De nombreuses applications nécessitent l'acquisition, le stockage et le traitement automatique de l'EEG au cours d'une période de temps prolongée. Par exemple, 24 heures de suivi d'un multi-canal EEG est nécessaire pour les patients épileptiques. La grande quantité de données impliquées dans la collecte d'informations EEG, nécessite plus de mémoire pour le stockage et une bande passante élevée pour la transmission. La compression sans perte de l'EEG est indispensable en raison de la nécessité pour la récupération exacte des données à des fins de diagnostic. Ces applications font appel aux techniques d'analyse du traitement du signal EEG. Souvent, ces techniques ne peuvent être étudiées telles quelles et doivent subir une étape de transformation nécessaire à l'augmentation de l'efficacité du traitement. Cette étape de transformation permet de représenter le signal à traiter d'une manière plus adaptée au traitement envisagé, elle consistera à extraire l'information importante pour les applications de reconnaissance de forme, ou à représenter l'information de manière plus compacte, propice à la compression.

Manuscript received Sep 2011. First and Author are with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: mimo.inst@yahoo.fr and malikakedir@gmail.com

Dans le domaine de la compression des signaux EEG, Sriraam et Eswaran ont proposé un système adaptatif d'erreur de modélisation [1] et il a été montré que la sélection des échantillons par recherche heuristique améliore l'efficacité de la compression. Dans [2] Wongsawat et al appliquent la transformée de Karh nenn-Loève (KLT) pour la compression sans perte de l'EEG.

L'effet de la quantification uniforme sur la compression presque sans perte des signaux EEG a été rapporté par l'auteur [3]. Gopikrishna et Makur discutent d'un schéma de compression quasi sans perte par ondelettes [4]. La compression avec perte basée sur un algorithme génétique, ondelettes-paquets, réseaux de neurones et les prédicteurs linéaires ont été rapportés [5].

L'objectif de cette application est de développer un algorithme efficace pour la compression du signal EEG en exploitant l'ondelette discrète DWT et sa version liftée LWT. Dans une première phase de cette application, les signaux EEG sont décomposés par ondelettes DWT et LWT. Les coefficients de la décomposition sont seuillés et les valeurs absolues en dessous d'un certain seuil sont supprimées. Le signal EEG comprimé peut être récupéré par un processus inverse.

II. SIGNAUX

Le signal électrique à la base de l'EEG est la résultante de la sommation des potentiels d'action post-synaptiques synchrones issus d'un grand nombre de neurones.

Grâce à cet examen pratiqué en service de neurologie, ou chez un neurologue en cabinet de consultation privé, il est possible d'obtenir une orientation diagnostic de certaines affections neurologiques (maladie du système nerveux) tels que l'épilepsie, les tumeurs et les hémorragies.

L'encéphalogramme permet aussi d'étudier de façon physiologique le sommeil d'un individu.

Le principe de l'EEG est de recueillir des signaux électriques en surface, au niveau du scalp, par des électrodes de taille importante (diamètre de l'ordre du centimètre). Ces signaux doivent donc traverser une grande épaisseur d'os et de tissus divers. La tension engendrée par les cellules cérébrales et enregistrée par l'EEG.

III. METHODES

A. La Transformée en Ondelette Discrète DWT

La transformée en ondelettes discrète (DWT, Discret Wavelet Transform) est une décomposition utilisant un ensemble discret d'échelles et de translations d'ondelettes obéissant à certaines règles. En d'autres termes, cette transformée décompose le signal en un ensemble

d'ondelettes mutuellement orthogonales. La DWT est définie par quatre filtres deux pour la décomposition et deux autres pour la reconstitution [6] [7]. Deux principales propriétés d'intérêt sont : la propriété de reconstruction parfaite est celle de l'anti-repliment. Pour illustrer la propriété de reconstruction parfaite, le banc de filtre de la figure 1 contient deux filtres de décomposition, \tilde{h}, \tilde{g} et deux filtres de reconstruction h, g

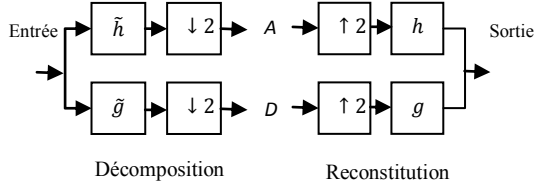


Fig. 1. Décomposition et reconstitution à l'aide de bancs de filtres.

La propriété de reconstruction parfaite peut être exprimée par l'égalité entre la sortie et l'entrée. Cela conduit aux deux conditions suivantes visant la reconstruction parfaite:

$$h(z)\tilde{h}(z^{-1}) + g(z)\tilde{g}(z^{-1}) = 2 \quad (1)$$

$$h(z)\tilde{h}(-z^{-1}) + g(z)\tilde{g}(-z^{-1}) = 0 \quad (2)$$

Où $(\tilde{h}, \tilde{g}, h, g)$ est un quadruplet de filtres bi-orthogonal.

B. La Transformée en Ondelette Liftée LWT

Le principe du lifting est de générer à partir d'un quadruplet de filtres biorthogonaux donnés, un nouveau quadruplet en appliquant une séquence finie d'étapes élémentaires de lifting primaires (prédiction) ou dual (mise à jour) [8] [9] [10]. Le lifting primaire génère à partir du quadruplet de filtres biorthogonaux $(\tilde{h}, \tilde{g}, h, g)$, un nouveau quadruplet $(\tilde{h}_{new}, \tilde{g}, h, g_{new})$ par

$$\tilde{h}_{new}(z) = \tilde{h}(z) + \tilde{g}(z)\tilde{s}(z^2) \quad (3)$$

$$g_{new}(z) = g(z) + h(z)s(z^2) \quad (4)$$

Où s est un polynôme de Laurent. De même, un lifting dual génère à partir du même quadruplet de filtres biorthogonaux initial, un nouveau quadruplet $(\tilde{h}, \tilde{g}_{new}, h_{new}, g)$ par

$$h_{new}(z) = h(z) + g(z)t(z^2) \quad (5)$$

$$\tilde{g}_{new}(z) = \tilde{g}(z) + \tilde{h}(z)\tilde{t}(z^2) \quad (6)$$

Où t est un polynôme de Laurent.

Ce nouveau quadruplet de filtres vérifie les conditions de reconstruction parfaite. Les équations précédentes sont suffisantes pour générer des quadruplets de filtres liftés. En introduisant la matrice polyphasée, d'intéressants résultats théoriques et algorithmiques en découlent.

La synthèse par la matrice polyphasée P [11] associée au quadruplet de filtres bi-orthogonaux $(\tilde{h}, \tilde{g}, h, g)$ est la matrice définie par

$$x(z) = x_e(z^2) + z^{-1}x_o(z^2) \quad (7)$$

Où x_e désigne les échantillons pairs (*even*) et x_o les échantillons impairs (*odd*) du signal à traiter.

$$P(z) = \begin{pmatrix} h_e(z) & g_e(z) \\ h_o(z) & g_o(z) \end{pmatrix} \quad (8)$$

Après l'étape de lifting primaire la nouvelle matrice polyphasée P^N est obtenue à partir de P initiale par :

$$P_p^N(z) = P(z) \begin{pmatrix} 1 & S(z) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (9)$$

Après le lifting dual :

$$P_d^N(z) = P(z) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ T(z) & 1 \end{pmatrix} \quad (10)$$

P peut être décomposé sous la forme suivante [8] :

$$P(z) = \begin{pmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{pmatrix} \prod_{i=1}^m \begin{pmatrix} 1 & s_i(z) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ t_i(z) & 1 \end{pmatrix} \quad (11)$$

C. Le Principe de la Compression par Ondelette

La méthode proposée pour la compression du signal EEG est basée principalement sur deux étapes importantes : la décomposition par ondelettes et le seuillage [12].

1) La Décomposition

La décomposition par ondelettes consiste à appliquer aux signaux EEG la transformée en ondelette (DWT ou LWT) en choisissant l'ondelette et le niveau de décomposition. Le résultat de cette application est un ensemble de coefficients de détails et d'approximations.

2) Le Seuillage

Pour la compression du signal, l'étape du seuillage suit directement l'étape de décomposition par ondelette, elle consiste à choisir un seuil donné et mettre à zéro les coefficients obtenus par la DWT dont les valeurs absolues sont inférieures au seuil [13].

3) Evaluation de la Compression

Deux critères sont retenus pour l'évaluation des algorithmes de compression : le taux de compression et la performance de reconstitution [12].

a/Taux de compression :

Le taux de compression représente le rapport entre le nombre d'échantillons seuillés (compressés) et le nombre d'échantillons initiaux.

$$Tc = \frac{\text{nbre de coeff null}}{\text{nbre de coeff initial}} * 100 \quad (12)$$

La compression apporte un gain en volume de données dont la formule est la suivante :

$$G = \frac{\text{nbre de coeff final}}{\text{nbre de coeff initial}} * 100 \quad (13)$$

b/Performance de la reconstitution :

La méthode la plus utilisée traduit le pourcentage de l'erreur relative normalisée en énergie. Donc, la performance de reconstitution (PR) s'exprime par :

$$PR = \frac{100 * \|EEGr\|^2}{\|EEGo\|^2} \quad (14)$$

EEGr : le signal reconstitué après compression,
EEGo : le signal original

IV. APPLICATION

Dans ce travail nous avons exploité les ondelettes biorthogonales [14] car elles permettent la reconstitution du signal EEG avec un minimum d'erreur. Nous avons affecté à chaque ondelette utilisée un numéro, comme le montre le tableau 1, afin de faciliter l'étude statistique.

Tableau. 1.
Liste des ondelettes biorthogonales utilisées.

N ⁰	ondelette	N ⁰	ondelette	N ⁰	ondelette	N ⁰	ondelette
1	bior1.5	8	bior3.5	15	rbio1.5	22	rbio3.3
2	bior2.2	9	bior3.7	16	bior1.3	23	rbio3.5
3	bior2.4	10	bior3.9	17	rbio2.2	24	rbio3.7
4	bior2.6	11	bior4.4	18	rbio2.4	25	rbio3.9
5	bior2.8	12	bior5.5	19	rbio2.6	26	rbio4.4
6	bior3.1	13	bior6.8	20	rbio2.8	27	rbio5.5
7	bior3.3	14	rbio1.3	21	rbio3.1	28	rbio6.8

Dans le but de réaliser un choix sur l'ondelette la plus adaptée aux signaux EEG pour une application de compression, nous avons réalisé une étude comparative entre les ondelettes discrètes DWT et les ondelettes liftées LWT. Les résultats de la compression du signal EEG d'un sujet sain dont le nombre d'échantillons est de 4097 et la fréquence d'échantillonnage f_c de 173,61Hz, sont résumés dans les figures et tableaux suivants

Tableau. 2.
Taux de compression max pour une décomposition par DWT

Tc max par DWT parmi les 28 ondelettes utilise				
	seuil 5%	ondelette	seuil 10%	ondelette
niveau 1	50.0974	rbio1.5	50.2925	rbio1.3
niveau 2	63.0180	bior3.1	70.6728	bior3.1
niveau 3	64.3762	bior3.1	73.5973	bior5.5
niveau 4	64.3762	bior3.1	73.5973	bior5.5
niveau 5	64.8491	bior3.1	75.2711	bior5.5
	seuil 15%	ondelette	seuil 20%	ondelette
niveau 1	50.2925	rbio1.3	50.2925	rbio1.3
niveau 2	74.0633	bior3.3	74.7928	bior3.1
niveau 3	79.5785	bior5.5	82.0494	bior5.5
niveau 4	79.5785	bior5.5	82.0494	bior5.5
niveau 5	82.5982	bior5.5	85.9243	bior5.5

Ainsi d'après le tableau 2, par exemple pour un niveau 1 et un seuil de 5% parmi l'ensemble des vingt huit ondelettes utilisées, c'est la rbio1.5 qui donne le meilleur score de 50,0974% de taux de compression, mais pour le même seuil, le meilleur taux de compression est réalisé au niveau cinq avec la bior3.1 avec un score de 64,8491%.

Il est à noter qu'un seuil plus important (de 20% par exemple) donne forcément des résultats plus importants que celui de 5%. Le tableau 2 montre que pour le niveau cinq et le seuil de 20% la bior5.5 permet d'atteindre 85,9243% de taux de compression.

Tableau. 3.
Taux de compression max pour une décomposition par LWT.

Tc max par LWT parmi les 28 ondelettes utilise				
	seuil 5%	ondelette	seuil 10%	ondelette
niveau 1	56.4559	rbio1.5	62.1674	bior5.5
niveau 2	64.2177	bior3.1	74.4691	bior3.1
niveau 3	64.9256	bior3.1	75.5431	bior3.1
niveau 4	64.8279	bior3.1	75.3234	bior3.1
niveau 5	64.7791	bior3.1	75.2502	bior3.1
	seuil 15%	ondelette	seuil 20%	ondelette
niveau 1	seuil 15%	ondelette	seuil 20%	ondelette
niveau 2	67.7325	bior5.5	72.6141	rbio3.5
niveau 3	79.4972	bior5.5	83.1096	bior5.5
niveau 4	81.5719	bior5.5	85.1355	bior5.5
niveau 5	82.0356	bior5.5	85.8189	bior5.5

Le tableau 3 donne la meilleure compression de 85,9409% obtenue au cinquième niveau avec un seuil de 20% par la bior5.5. Les tableaux 2 et 3 nous permettent de conclure que les résultats sont presque équivalents en performance de compression pour la DWT et LWT. Ils montrent aussi que les meilleurs scores de compression peuvent être atteints avec un seuil de 20% par la DWT et LWT de l'ondelette bior5.5.

Pour plus de détail la figure 2 montre l'évolution de la performance de compression sur l'ensemble des ondelettes du tableau 1 et confirme le meilleur taux par la douzième ondelette (bior5.5) pour la DWT et LWT.

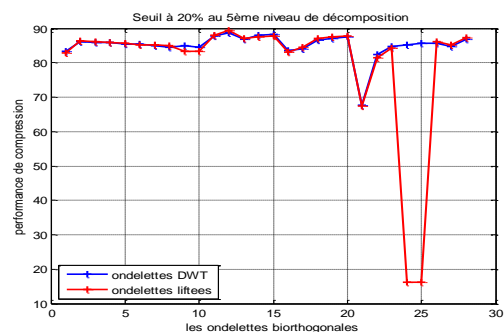


Fig.2. Evolution du taux de compression en fonction des ondelettes LWT et DWT au cinquième niveau de décomposition avec un seuil de 20%.

Dans les tableaux 4 et 5 nous présentons les performances de reconstitution maximum pour chaque niveau de décomposition et pour chaque valeur du seuil en appliquant les deux générations d'ondelettes (DWT et LWT).

Tableau. 4.
Performance de reconstitution max pour une décomposition par DWT.

PR max par DWT parmi les 28 ondelettes utilise				
	seuil 5%	ondelette	seuil 10%	ondelette
niveau 1	99.8815	bior3.9	99.8815	bior3.9
niveau 2	99.8157	rbio3.1	99.2828	bior3.9
niveau 3	99.8441	rbio3.1	99.4128	bior3.5
niveau 4	99.8765	bior3.1	99.5251	bior3.1
niveau 5	99.9115	bior3.1	99.6607	bior3.1
	seuil 15%	ondelette	seuil 20%	ondelette
niveau 1	seuil 15%	ondelette	seuil 20%	ondelette
niveau 2	99.8710	bior3.9	99.8710	bior3.9
niveau 3	98.5608	bior3.9	98.3125	bior3.3
niveau 4	98.7680	bior3.3	98.3208	bior3.3
niveau 5	98.9915	bior3.1	98.4550	bior3.1

D'après le tableau 4 la meilleure performance de reconstitution est atteinte avec un taux de 99,9115% au niveau cinq avec un seuil de 5% par l'ondelette DWT bior3.1.

Il est à noter que les meilleures performances de reconstitutions sont obtenues au cinquième niveau pour un seuil de 5% soit un taux de 99,9991% pour l'ondelette LWT rbio5.5 (tableau 5).

Tableau. 5.
Performance de reconstitution max pour une décomposition par LWT.

PR max par LWT parmi les 28 ondelettes utilise				
	seuil 5%	ondelette	seuil 10%	ondelette
niveau 1	99.9739	rbio3.7	99.8079	rbio3.9
niveau 2	99.9904	rbio3.9	99.9310	rbio3.9
niveau 3	99.9943	rbio3.9	99.9611	rbio3.9
niveau 4	99.9958	rbio3.9	99.9721	rbio3.9
niveau 5	99.9991	rbio5.5	99.9972	rbio5.5
	seuil 15%	ondelette	seuil 20%	ondelette
niveau 1	seuil 15%	ondelette	seuil 20%	ondelette
niveau 2	99.3630	rbio3.9	98.5494	rbio3.9
niveau 3	99.7558	rbio3.7	99.4544	rbio3.7
niveau 4	99.8686	rbio3.9	99.6914	rbio3.7
niveau 5	99.9046	rbio3.9	99.7770	rbio3.9

La figure 3 montre l'évolution des performances de reconstitution en fonction des ondelettes DWT et LWT du tableau 1, pour une valeur du seuil de 5 % au cinquième niveau de décomposition.

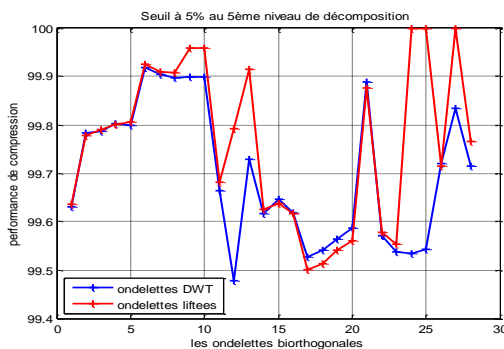


Fig.3. Evolution de la performance de reconstitution en fonction des ondelettes utilisées au cinquième niveau de décomposition avec un seuil de 5%.

Ces résultats montrent l'apport des ondelettes biorthogonales (DWT ou LWT). Pour des taux de compression importants, nous atteignons des performances de reconstitution importantes.

En effet pour la douzième ondelette bior5.5 LWT, nous obtenons un taux de compression max de 85,9409 % (tableau 3) pour une performance de reconstitution de 99,6010%. Dans le cas de la DWT, avec la bior5.5 nous obtenons un taux de compression max de 85.9243 % (tableau 2) pour une performance de reconstitution de 99,6096%.

La meilleure performance de reconstitution PR de 99.9115 % (tableau 4) est obtenue avec la DWT bior3.1 (sixième ondelette) et un taux de compression de 81.3766%. Par contre le meilleur PR est de 99.9991% (tableau 5) dans le cas de la rbio5.5 liftée avec un taux de compression 81.9868%.

D'après nos résultats les performances de compression sont presque équivalentes pour les deux générations d'ondelettes (DWT ou LWT). Pour justifier ces résultats, une étude statistique est menée.

La figure 4 (a) représente l'évolution du taux de compression moyen en terme statistique pour un ensemble de deux cent signaux EEG (100 sujets sains et 100 sujets épileptiques) en fonction des ondelettes (tableau 1) DWT et LWT pour le cinquième niveau de décomposition et un seuil de 20% ainsi que l'évolution de l'écart type de l'ensemble des taux de compression à droite (figure 4 b).

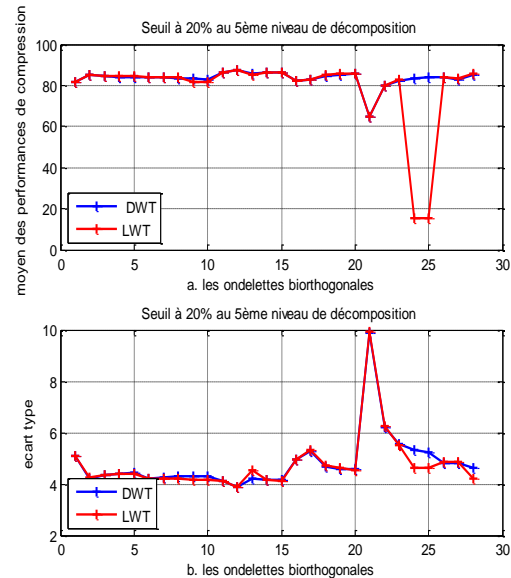


Fig.4. Evolution du taux de compression moyen et écart type de l'ensemble des 200 signaux EEG.

La figure 5 (a) représente l'évolution de la performance de reconstitution moyenne pour le même ensemble de signaux en fonction des ondelettes DWT et LWT du tableau 1 pour le cinquième niveau de décomposition et un seuil de 20% ainsi que l'évolution de l'écart type de l'ensemble des performances de reconstitutions à droite (figure 5 b).

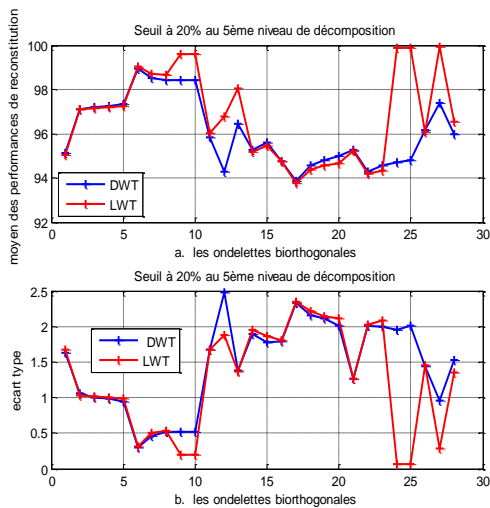


Fig.5. Evolution de la performance de reconstitution moyen et écart type de l'ensemble des signaux.

L'application de la compression par ondelettes (DWT et LWT) à l'ensemble des signaux EEG donne les mêmes résultats que ceux précédemment trouvés pour un seul signal.

D'après la figure 4 (a), pour le cinquième niveau de décomposition et pour un seuil de 20% nous obtenons un maximum de taux de compression moyen statistiquement parlant de 87.6287% avec un écart type de 3.8953 pour un PR moyen de 94.3030% avec un écart type de 2.4708 par la douzième ondelette DWT bior5.5, et un maximum de taux de compression moyen de 87.6561% avec un écart type de 3.8962 pour un PR moyen de 96.7759% avec un écart type de 1.8785 par l'ondelette numéro douze bior5.5 LWT.

Les résultats de cette étude sont résumés dans le tableau 6.

Tableau .6.

Les performances moyennes optimales pour la compression.

ondelette LWT	seuil	niveau	PR(%)	écart type	Tc (%)	écart type
rbio5.5	20%	5	99.9465	0.2918	83.1585	4.8484

L'algorithme que nous avons élaboré a été testé sur des signaux réels (sain et pathologique) choisi aléatoirement de la base de données [Physiobank]. Sur la figure (6 a) nous avons représenté une fenêtre de ce signal. La figure (6 b) représente le signal reconstitué après la compression par l'ondelette LWT rbio5.5. Les résultats de la compression sont représentés sur le tableau 7.

Tableau .7.

Résultats pour l'EEG sujet sain.

Ondelette analysante	Niveau de décomposition	Seuil(%)	Tc(%)	PR(%)
rbio5.5 LWT	5	20	83.1585	99.9465

L'application de notre algorithme sur 4097 échantillons de l'EEG d'un sujet sain nous a donné

un taux de compression de 83.1585% avec une performance de reconstitution de 99.9465% comme le montre le tableau 7.

Pour avoir une idée sur l'apport de l'ondelette LWT par rapport à la DWT ce même signal a été décomposé par DWT rbio5.5, les résultats sont résumés dans le tableau 8.

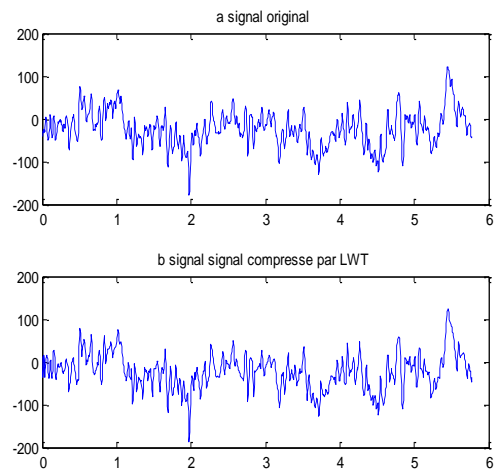


Fig.6. Signal EEG sujet sain original avec le signal compressé.

Tableau. 8.
Résultats pour l'EEG sujet sain.

Ondelette analysante	Niveau de décomposition	Seuil(%)	Tc(%)	PR(%)
rbio5.5 DWT	5	20	83.0028	97.3668

La figure 7 (a) représente le même signal de la figure 6 (a) avec sa version reconstitué après compression par l'ondelette DWT rbio5.5.

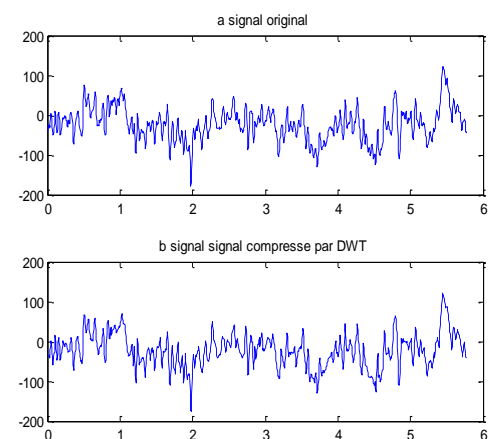


Fig.7. Signal EEG sujet sain original avec le signal compressé.

Les reconstitutions soumises à l'avis du médecin neurologue ont été approuvée dans le sens où le signal garde l'information d'origine normal ou pathologique quelque soit l'ondelette utilisée (rbio5.5.DWT ou rbio5.5.LWT).

V. CONCLUSION

Dans cet article nous avons évalué les performances des deux techniques de la transformée en ondelette (DWT et LWT) que nous avons appliquées pour la compression des signaux EEG. L'utilisation du filtrage en sous-bandes (DWT) reste la méthode la plus souvent employée dans la littérature, et conserve l'avantage d'être bien maîtrisée. Le lifting d'ondelette est quant à lui beaucoup moins répandu puisque la technique date du milieu des années 90. Cependant, ses nombreux avantages algorithmiques lui ont valu une reconnaissance grandissante.

Les résultats obtenus montrent que les performances de compression et de reconstitution sont presque équivalentes pour les deux techniques appliquées (DWT et LWT) à la compression des signaux EEG, l'étude statistique sur un ensemble de 200 signaux sains et épileptiques confirme ces résultats. Le choix de l'ondelette la mieux adaptée à la forme du signal EEG permet d'augmenter le taux de compression et garantir une bonne reconstitution. L'élévation du niveau de décomposition et la fixation du seuil permet d'augmenter le taux de compression en gardant une bonne performance de reconstitution. Notre étude nous a permis de choisir la LWT rbio5.5 comme outil de compression des signaux encéphaliques avec un taux de compression de 83% et un taux de reconstitution de 99%.

REFERENCE

1. Sriraam, N and Eswaran, C (2008), An adaptive error modeling scheme for the lossless compression of EEG signals, *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 12, no. 5, pp. 587–594.
2. Wongsawat, Y ; Oraintara, S ; Tanaka, T and Rao, K, R (2006), Lossless multi-channel EEG compression," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '06)*, pp. 1611–1614.
3. Sriraam, N and Eswaran, C (2008), Performance evaluation of neural network and linear predictors for near-lossless compression of EEG signals," *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 12, no. 1, pp. 87–93.
4. Gopikrishna, D and Makur, A (2002), A high performance scheme for EEG compression using a multichannel model," in *Proceedings of the 9th International Conference on High Performance*, vol. 2552 of *Lecture Notes on Computer Science*, pp. 443–451.
5. Sriraam, N and Eswaran, C (2005), Lossless compression algorithms for EEG Signals: a quantitative evaluation, in *Proceedings of the IEEE/EMBS 5th International Workshop on Biosignal Interpretation*, pp. 125–130.
6. Mallat, S. (1989), A theory for multiresolution signal decomposition, the wavelet representation, *IEEE Pattern Anal. and Machine Intell.*, vol. 11, no. 7, pp. 674-693.
7. Strang, G., T. Nguyen (1996), Wavelets and filter banks, *Wellesley-Cambridge Press*.
8. Mallat, S. (1998), A wavelet tour of signal processing, *Academic Press*.
9. Misiti, M., Y. Misiti, G. Oppenheim, J.-M. Poggi (2003), Les ondelettes et leurs applications, *Hermes*.
10. Sweldens, W. (1998), The Lifting Scheme, a Construction of Second Generation of Wavelets, *SIAM J. Math. Anal.*, 29 (2), pp. 511-546.
11. Jansen M. and Oonincx P (2005), Second generation wavelets and applications, *Springer-Verlag London Limited*.
12. DeVore, R.A.; B. Jawerth, B.J. Lucier (1992), Image compression through wavelet transform coding, *IEEE Trans. on Inf. Theory*, vol. 38, No 2, pp. 719-746.
13. Donoho, D.L. (1995), De-noising by soft-thresholding, *IEEE, Trans. on Inf. Theory*, 41, 3, pp. 613-627.
14. Bousbia-Salah A, M. Ait Amer M A and Kedir-Talha M. (2011) , Compression of EEG Signals Based on Biorthogonal Wavelet, *4th International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies. ISABEL 2011, Barcelona, Spain*.

Relevant Features for Biosignals

Sadi-Ahmed N., Kedir-Talha M. and Zairi H.

Abstract — The main biomedical signals; EEG, ECG and EMG, are low frequencies and non-stationary. In this work, for the purposes of diagnosis, benefit is taken from smoothed pseudo Wigner-Ville transform (SPWV) in order to extract relevant features. Frequency bands related to each signal type; i.e. those of (δ , θ , α , β , γ) waves for EEG, (P, QRS, T) waves for ECG and five wavebands for the EMG, are explored in terms of energy distribution. This study shows that the energy concentration per frequency band could reach in certain case 90% of the total energy of the biosignal and then distinguishes the healthy case from the pathological one, and that for each type of signals. Variance of instantaneous waveband energy is relevant feature for the classification of these signals. The good rate of classification obtained, using a simple classifier based on the concept of Euclidean distance KNN, permits to display the SPWV transform relevancy in the feature extraction. Classification rates obtained are 88% in the case of the ECG signals, 99% for the EEG signals and 97% in the case of the EMG signals.

Index Terms — ECG; EEG; EMG;SPWV; PCA; KNN

I. INTRODUCTION

Any signal transduced from a biological or medical source could be called a biosignal. The signal source could be at the molecular level, cell level, or a systemic or organ level. A wide variety of such signals are commonly encountered in the clinic, research laboratory, and sometimes even at home.

These signals include electrocardiogram signals (ECG) (or heart electrical activity); speech signals; electroencephalogram (EEG) signals (or brain electrical activity); evoked potentials (EPs) (or electrical responses of the brain to specific peripheral stimulation), i.e., auditory, visual, etc.; electroneurogram signals (or field potentials from local regions in the brain); action potential signals from individual neurons or heart cells; and Electromyogram (EMG) signals (or muscle electrical activity).

Clinically, biomedical signals are primarily acquired for monitoring (detecting or estimating) specific pathological/physiological states for purposes of diagnosis and evaluating therapy. In some cases of basic research, they are also used for decoding and eventual modeling of specific biological systems. Furthermore, current technology allows multichannel acquisitions of these signals, which brings up additional signal-

processing challenges to quantify physiologically meaningful interactions between channels.

II. SIGNAL DATABASES

A. Electroencephalogram Signal (EEG)

An electroencephalogram (EEG) is a registration of electrical activity of the neurons in the brain. Special sensor electrodes are attached to the head and hooked by wires to a computer. The computer records brain's electrical activity on the screen or on paper as wavy lines. Certain conditions, such as seizures, can be seen by the changes in the normal pattern of the brain's electrical activity [1].

The EEG is typically described in terms of rhythmic activity and transients. The rhythmic activity is divided into frequency bands as waves: [3]

- 12-30 Hz as Beta (β) wave.
- 8-12 Hz as Alpha (α) wave.
- 4-8 Hz as Theta (θ) wave.
- 0.1-4 Hz as Delta (δ) wave.

Each rhythmic activity within a certain frequency range is noted to have a certain distribution over the scalp or a certain biological significance [2, 3].

Our method is tested on software MATLAB 7.10 using EEG signals taken from the database available in PhysioBank, developed by Freiburg University (Germany) [3].

Both pathological and healthy signals are used (see Fig.1 for a normal EEG signal). Sampling frequency is 160 Hz and recordings lasted 10ms [4]. Recordings of pathological case chosen in this work are from epileptic men with eyes open. The numbers of records used are 800 for healthy cases and 800 for epileptic ones (in total $N=1600$ EEG records).

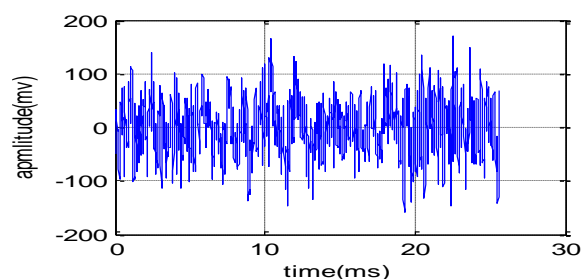


Fig. 1. Normal EEG signal

B. Electrocardiogram signal (ECG)

Electrocardiograms (ECGs) are signals that originate from the action of the human heart. The ECG is the graphical representation of the potential difference between two points on the body surface, versus time. Its historical development has resulted in a tool for clinical diagnosis, the 12-lead electrocardiogram. Each heartbeat

Manuscript received on September , 2012. Authors are with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>. The emails of the authors are: n.sadiamed@gmail.com, malikakedir@gmail.com and zairi_hadjer@hotmail.fr.

is a complex of distinct cardiac events, represented by distinct features in the ECG waveform [5]. ECG recordings are examined by a physician who visually checks features of the signal and estimates the most important parameters of the signal. Using this expertise, the physician judges the status of a patient.

Each cardiac event is composed of both:

- Wave P which frequency band is [0.1-5Hz].
- Complex QRS which frequency band is [5-15Hz].
- Wave T which frequency band is [0.1-5Hz].

The signals used in this study are recorded from two derivations, extracted from PhysioBank ECG database, mainly developed by MIT and BIH hospital in Boston (USA). Records are sampled at 128 Hz and recording time is 10 ms (Fig. 2). Our method is applied to 130 records of pathological (or abnormal) ECG signals and 130 records of healthy (or normal) ones; (in total N2= 260 ECG records).

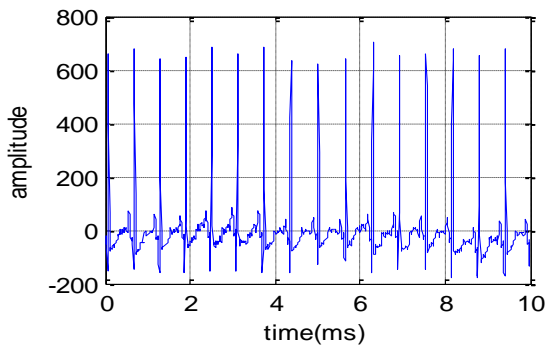


Fig. 2. Normal ECG signal

C. Electromyogram (EMG)

Electromyogram signal (or EMG) is the measure of the biological potentials associated with muscle activity. These potentials are measured at the surface of body near a muscle response or electrical activity in response to nerve's stimulation of muscle to detect neuromuscular abnormalities. The usable energy of signal is limited within 0-500 Hz frequency range, with dominant energy being in 50-150 Hz range [6].

In this work, the proposed method is also applied to both healthy and pathological EMG signals sampled at 6 Hz and recorded during 1 ms. Pathological records include two types of pathologies: neuropathy and myopathy. The EMG data records used are composed of 100 records of normal EMG signal, 100 records of myopathy signal and 100 records of neuropathy signal; (N3=300).

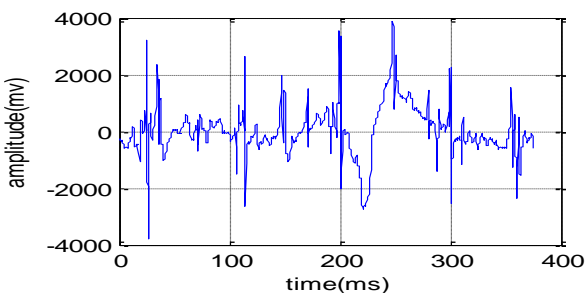


Fig. 3. Normal EMG signal

III. EXTRACTION OF FEATURES

A. Smoothed Pseudo Wigner Ville transform (SPWV)

The joint time-frequency analysis of Wigner-Ville transform (WV) aims to estimate and to present the evolution of the instantaneous frequency of a signal in a time-frequency plan. This type of analysis is adapted to non-stationary signals. The WV transform of a signal $x(t)$ is defined by:

$$W_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (1)$$

The non-linearity of this transform leads to disastrous consequences by the occurrence of interferences and negative energies in its time-frequency distribution. In order to extract reliable results, it is necessary to avoid these negative energies by a post-treatment. Neglecting the negative energies is a mistake because they represent information that must be taken into account. The solution is to locally soften the resolution rigor by applying the smoothed Wigner Ville transform (SWV) which is expressed by:

$$W_K(t_0, f_0) = \iint W_x(t_0 + t, f_0 + f) K(t, f) dt df \quad (2)$$

where K is called smoothing kernel.

As stated by the two dimensional property of this function, the SWV decreases levels of negative energies and provides, according to the case, a completely positive energy distribution. This condition is required regardless of the signal. On the other hand, smoothing should preserve the local character of the signal. So, compromises are to be found. The following Gaussian kernel is often used for SWV:

$$K(t, f) = e^{-(\gamma t)^2} e^{-(2\pi\delta f)^2} \quad \text{with } \gamma\delta = 1 \quad (3)$$

The following used formula is presented in a more broken up form than that given above:

$$W_x(t, f) = \iint h'(\tau) g(u) x'(t + u + \frac{\tau}{2}) x'(t + u - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi f\tau} du d\tau \quad (4)$$

where:

- h' is a sliding observation window ensuring frequency domain smoothing.
- g is a time domain smoothing function.
- $x'(t)$ is analytic signal associated to the real signal $x(t)$.

For a given instant t , the calculated spectrum is an average of instantaneous spectra, weighted by the smoothing function g . Each of these instantaneous spectra is obtained by WV of a segment weighted by the observation function h' .

The SPWV is a smoothed short-term WV. This is equivalent to a WV separately smoothed in time and frequency. The time smoothing is ensured by the smoothing function and the frequency smoothing by the sliding window. It is shown indeed that the multispectral obtained is the convolution product of the TWV of the signal by the smoothing function according to times, and of the spectrum of the sliding window according to the frequencies:

$$W_x(t, f) = W_x(t, f) * [g(-t).H'(f)] \quad (5)$$

Time smoothing and frequency Smoothing are independent and can be adjusted separately [7].

1) SPWV and EEG:

The SPWV is applied to the whole signals of training EEG data bank. According to Fig. 4, the SPWV of normal EEG displays the low frequency energy distribution. That is very apparent on frequencies over 20Hz.

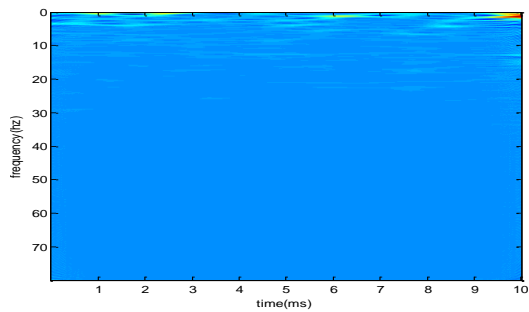


Fig. 4. SPWV of Normal EEG signal

In order to get a qualitative and quantitative idea on each wave of the various EEG waves (δ , θ , α , β , γ), the spectral band of Fig. 4 is divided into 5 little bands (or subbands) corresponding to the specific wavebands of these EEG waves which are δ (0-4Hz), θ (4-8Hz), α (8-13Hz), β (13-30Hz), γ (30-80Hz) (see Fig.5).

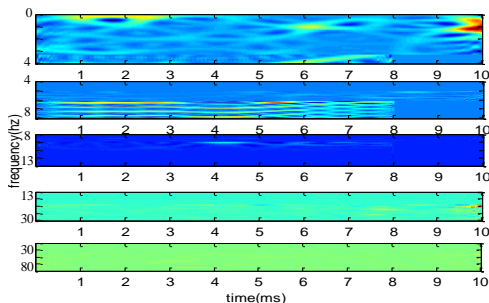


Fig. 5. SPWV of each wave δ (0-4Hz), θ (4-8Hz), α (8-13Hz), β (13-30Hz), γ (30-80Hz).

The variance from each waveband is extracted. Fig. 6 is obtained for this same signal. It shows a strong energy of the relative waveband δ (0-4Hz).

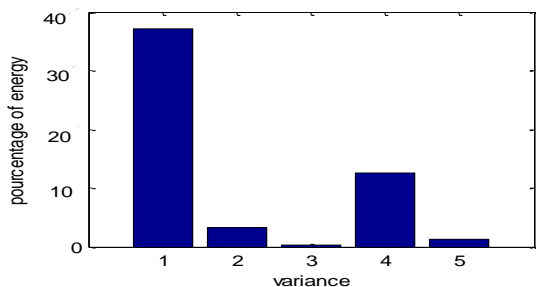


Fig. 6. Variance of energy

(Variances 1 to 5 correspond to EEG waves δ (0-4Hz), θ (4-8Hz), α (8-13 Hz), β (13-30Hz) and γ (30-80Hz), respectively)

To confirm the previous remark from Fig. 6, a set of 4 signals are randomly taken from the normal EEG signals data bank and are similarly processed. The prevalence of the first waveband is always noticed.

On the other hand, the application of the same processing (SPWV method) to 5 epileptic EEG signals (5 pathological cases) shows, the prevalence of waveband 4 (13 -30Hz) compared to the other bands.

2) SPWV and ECG:

The same technique is applied on signals of ECG data bank described above. Fig. 7 shows the energy distribution in time and frequency for an ECG signal.

According to ECG characteristic waves (P, QRS, T) and the sampling frequency used (128Hz), the spectrum of this signal may be divided into three frequency bands; i.e. (0.1-5Hz) for the P and T waves, (5-15Hz) for the QRS and the remaining band (15-64Hz), as shown in Fig. 8.

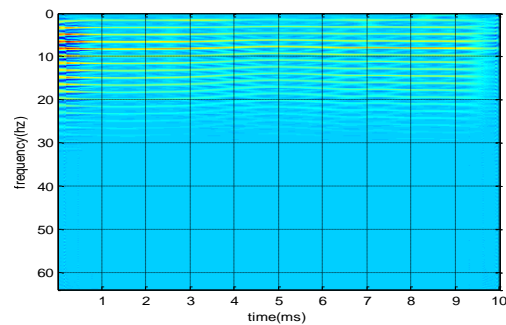


Fig. 7. SPWV of Normal ECG signal

In normal cases (Fig. 8), the prevalence of the second waveband (5-15Hz) corresponding to the QRS is observed. In pathological cases (Fig.11), there is trend reversal in respect to Fig. 10. Indeed, the low frequencies corresponding to T and P waves become more important.

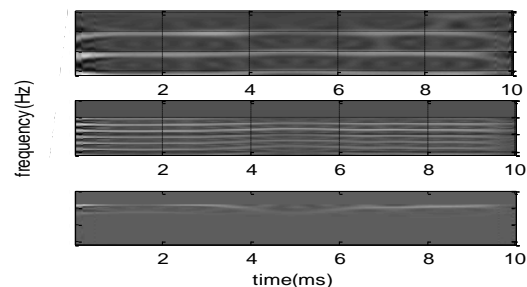


Fig. 8. SPWV of each wave QRS (5-15Hz), P and T (0.1-5Hz)

At the following stage, the energy variances are determined for the wavebands on the whole time recordings. Fig. 9 shows the variance of energy for each selected waveband.

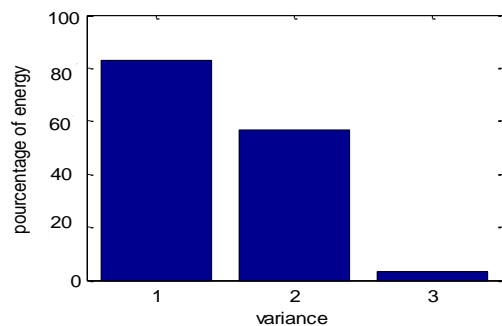


Fig. 9. Variance of energy QRS(5-15Hz), P and T(0.1-5Hz)

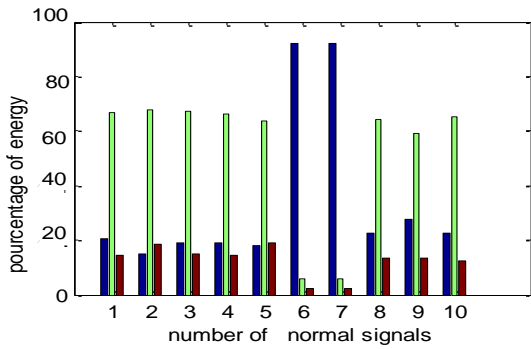


Fig. 10. Variance of energy of Ten normal ECG signals

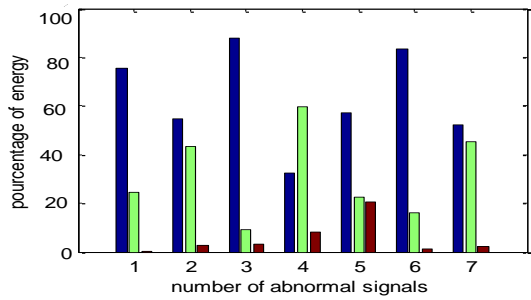


Fig. 11. Variance of energy of five abnormal ECG signals

3) SPWV and EMG:

The same technique is applied as well to the electromyogram signal records. The following results are obtained:

Fig. 12 is the SPWV transform of a sampled healthy EMG signal (frequency 4Hz). Brightness of energy appears in the very low frequencies, lower than those of the EEG.

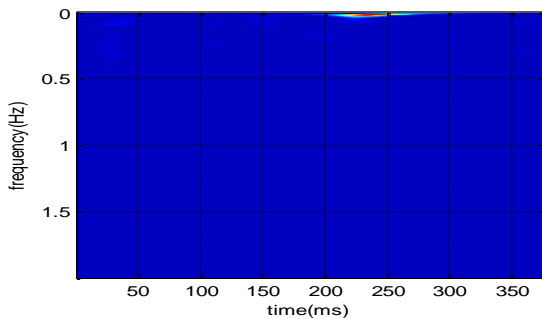


Fig. 12. SPWV of Normal EMG signal

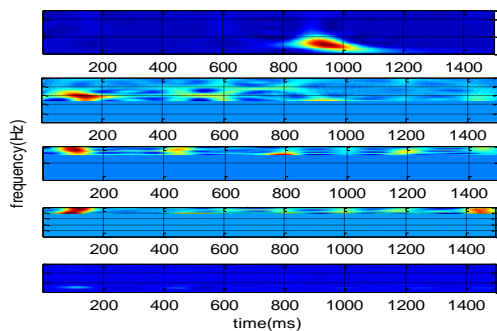


Fig. 13. SPWV of each wave

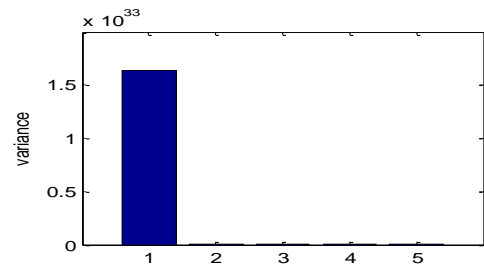


Fig. 14. Variance of EMG normal

Fig. 13 enables us to prospect the low frequencies by carrying out a cutting in five wavebands.

As shown in Fig. 14, only band 1, corresponding to the first band, carries almost the totality of energy and that appears in the energy variance by waveband.

Fig. 15 and Fig. 16 present the energy variance in two cases (neuropathy and myopathy).

In this case we observe that there is an imbalance of energy distribution. In case of neuropathy, the maximum appears on the third frequency band. In case of myopathy, it is the first band which is the most dominant.

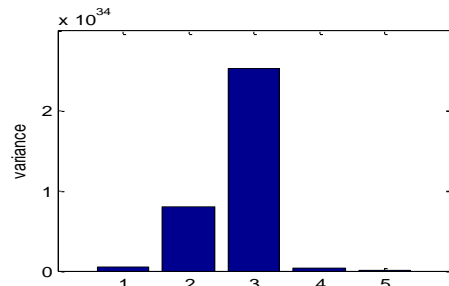


Fig. 15. Variance of energy EMG neuropathy

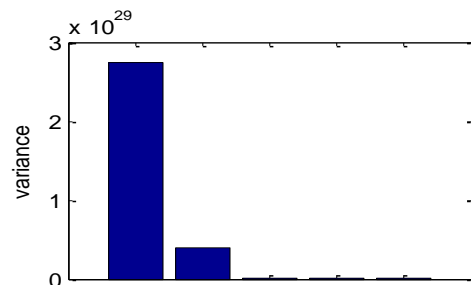


Fig. 16. Variance of energy EMG myopathy

IV. CLASSIFICATION

At this stage, three types of biosignals; EEG, ECG and EMG, are used from three data banks. Each type of these signals is represented by variances. Actually, there are:

- 5*N1 (N1=1600) energy variances corresponding to 5 EEG wavebands ($\delta, \theta, \alpha, \beta, \gamma$).
- 3*N2 (N2=260) energy variances corresponding to the ECG wavebands (P, QRS, T)
- 5*N3 (N3=200) energy variances from 5 EMG frequency bands.

To reduce the space of measurements, one of extraction method, which is Principal Component Analysis (PCA), is used.

The PCA will enable us to determine the main axes which guarantee the decorrelation between normal and pathological signals.

In this study, for every type of biosignals, a matrix which includes the energy variances of specific wavebands for both normal and abnormal signals is built.

The corresponding average is then computed for each value of the matrix.

For all the three biosignals EEG; ECG and EMG, the PCA is applied in order to determine the axes of projections. In the case of the ECG, results of projection on the two main axes are in Fig.17. There is a clear distinction between the two types of normal and pathological signals.

Afterwards, a supervised classification by KNN is carried out. It aims to defining the nature of an unspecified signal taken out of the data Bank of its category. Its principle relies on the calculation of the distances between the unspecified signal PCA projection and the centroids (average points) of the two clouds of dots (normal and abnormal).

The unspecified signal will be assigned to the class of the group of dots whose distance is the smallest.

The choice of the average like centroid of each group of dots enabled us to obtain a rate of classification of 88% in the case of the ECG. In the case of EEG the rate reached by the same method is as high as 99% and it is of 97% in the case of the EMG signals.

However, we note that the inconvenient of this approach is the computational cost of the SPWV in comparison with that of Fast Fourier Transform algorithms-based-methods.

V. CONCLUSION

The rate of classification obtained, relying on a simple classifier based on the concept of Euclidean distance, enabled us to show the relevance of the SPWV in the extraction of the representative features of the biosignals. This relevance is more important when the frequency related features of the characteristic waves of ECG and EEG signals are exploited. This relevance appears clearly by a simple observation of the energy distribution of each waveband. The rates of classification obtained, confirms this observation. A clear improvement is expected by the use of more rigorous classifiers such as independent component analysis (ICA) and support vector machine (SVM).

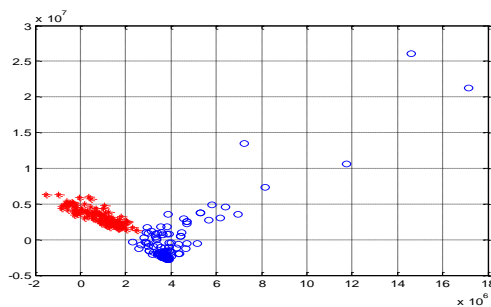


Fig. 17. PCA projections of both normal and abnormal ECG clouds

(The red cloud stands for normal cases and the blue one for abnormal cases)

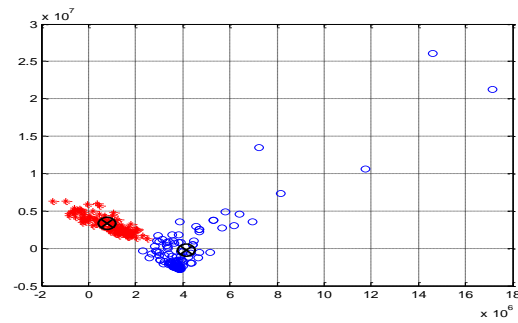


Fig. 18. Centroid of each cloud

(The red cloud stands for normal cases and the blue one for abnormal cases)

REFERENCES

1. C. Guerrero-Mosquera, A.M. Trigueros, J. I Franco," Time-Frequency EEG analysis in epilepsy: What is more suitable?", pp. 1-2.2011
2. I. Omerhodzic, S. Avdakovic, A. Nuhanovic, K. Dizdarevic "Energy Distribution of EEG Signals: EEG Signal Wavelet-Neural Network Classifier » International Journal of Biological and Life Sciences 6:4,2010
3. A.Subasi and M.Gursoy" EEG signal classification using PCA,ICA,LDA and support vector machines"Expert Systems with Application 37 pp. 8659-8666, 2010
4. Physiobank.<http://physiobank.org/>. viewed, August 2005
5. M.IMECS," applications of wavelet analysis in ECG signal processing", summary of PhD thesis, technical university of Cluj-Napoca, pp. 4-5, 2005.
6. D. Bhatia, R.P. Tewari, S. Ayub, K. K. Shukla, A. Ansari," Study the role of muscles under different loading conditions using EMG analysis of lower extremities", Pelagia Research Library, Advances in Applied Science Research, pp. 118-119, 2010.
7. Allam Mousa and Rashid Saleem, "Using Reduced interference Distribution to Analyze Abnormal Cardiac Signal ", Journal of electrical engineering, VOL. 62, NO. 3, pp. 168 -172. , 2011.

Etude de l'influence des dispersions d'ordres supérieurs sur le résonateur à fibre cristal photonique

Lyes Bahloul, L. Cherbi (épse Bazi), Mustapha Tlidi and Hafid Hariz

Résumé — Nous présentons une étude analytique et numérique d'un résonateur à base de fibre à cristal photonique en tenant compte des effets supérieurs de dispersion. Nous démontrons que la dispersion d'ordre 3 affecte la dynamique de ce système du fait qu'elle induit le décalage des solutions périodiques avec une vitesse constante.

Mots clés — non linéarité, cavité fibrée, instabilité de modulation, PCF (photonic cristal fiber)

I. INTRODUCTION

Dans les fibres optiques le phénomène d'instabilité de modulation apparaît lorsque l'effet de dispersion chromatique qui tend à élargir les impulsions et l'effet Kerr qui amplifie la lumière lors de la propagation sont combinés. Le but de cet article est de faire l'étude analytique qui permet de déterminer exactement les conditions nécessaires afin d'assurer un certain équilibre entre ces deux phénomènes lors de la propagation de notre signal dans la cavité. Cet équilibre va permettre de générer à partir d'un signal continu une distribution périodique du signal lumineux avec une fréquence bien déterminée.

Dans ce travail, on a opté pour l'utilisation d'une fibre à cristal photonique (PCF) dans la cavité fibrée. L'utilisation de ce genre de fibre offre plus de degrés de liberté qu'une fibre standard. Cela nous a permis de travailler à une longueur d'onde proche de celle de zéro dispersion et prendre en considération dans nos calculs la dispersion d'ordre quatre. Pour ce faire, nous avons appliqué le modèle développé par Lugiato-Lefever sur notre résonateur à base de PCF en tenant compte des ordres supérieurs de la dispersion à savoir les dispersions d'ordre trois et quatre.

II. LE MODELE MATHEMATIQUE

La cavité est constituée d'un tronçon de fibre de longueur

First Author is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: lyes_86@live.fr. Second and the forth Authors are also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algies. The third Author is with the laboratory of nonlinear optical, ULB, Bruxelles. Email: mtlidi@ulb.ac.be

« L » bouclée sur elle-même à l'aide d'un coupleur optique ayant un coefficient de transmission « θ » et un coefficient de réflexion « ρ » [3][4].

Il existe trois signaux dans notre système, le signal continu à l'entrée de la cavité, celui qui est récupéré en sortie et le signal intracavité qui reste confiné à l'intérieur de notre résonateur.

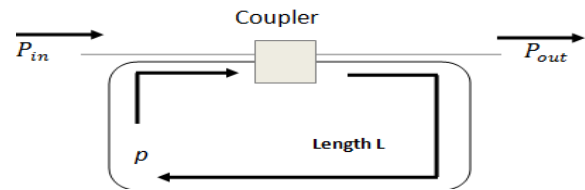


Fig.1. description générale de la cavité fibrée.

Ces signaux sont régis par les équations suivantes :

$$E^{(m+1)}(0,\tau) = \sqrt{\rho} E^{(m)}(L,\tau) \cdot \exp(j\varphi_0) + \sqrt{\theta} \cdot E_{in} \quad (1)$$

$$E^{(m+1)}_{out}(0,\tau) = \sqrt{\theta} E^{(m)}(L,\tau) \cdot \exp(j\varphi_0) - \sqrt{\rho} \cdot E_{in} \quad (2)$$

Avec : m le nombre de tour de cavité, $E^{(m+1)}(0,\tau)$ est le champ intracavité calculé à l'entrée de la cavité après m+1 tours et $E^{(m+1)}_{out}(L,\tau)$ est le champ intracavité calculé à la sortie de la cavité après m+1 tours, φ_0 est la phase linéaire accumulée après un tour de cavité.

En plus des deux premières équations, on a aussi l'équation de Schrödinger Non Linéaire « NLS » qui régit la propagation d'une impulsion lumineuse dans une fibre optique :

$$\frac{\partial E}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} E - j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial \tau^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E}{\partial \tau^3} + j \frac{\beta_4}{24} \frac{\partial^4 E}{\partial \tau^4} + j \Upsilon |E|^2 E \quad (3)$$

Avec : E est le champ optique, $\beta_{2,3,4}$ sont les dispersions d'ordre 2, 3, 4 respectivement, z est la coordonnée longitudinale, α représente les pertes linéaires, Υ est le coefficient de non linéarité et τ est un temps exprimé dans un référentiel se déplaçant à la vitesse de groupe.

Pour trouver l'expression du champ intracavité, nous utilisons le modèle du champ moyen qui se base sur la supposition que le champ varie peu d'un tour de cavité à un autre, donc on peut calculer le champ intracavité après un tour en moyennant le terme de droite de l'équation (3) sur une longueur L, on trouve alors [3][4][5]:

$$E^{(m)}(L, \tau) - E^{(m)}(0, \tau) = \left(-\frac{\alpha}{2} - j\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial \tau^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3}{\partial \tau^3} + j\frac{\beta_4}{24} \frac{\partial^4}{\partial \tau^4} + j\mathcal{Y} |E^{(m)}(0, \tau)|^2 \right) E^{(m)}(0, \tau) \quad (4)$$

En introduisant le temps lent $t = m \cdot t_r$ qui remplace le nombre de tours par une composante continue avec $t_r = m \cdot \beta_1 \cdot L$, et en remplaçant l'équation (4) dans (1) nous trouvons l'équation normalisée qui régit la propagation du champ optique intracavité :

$$\frac{\partial E}{\partial t'} = S - (1 + j\Delta)E + j|E|^2 - j\beta_2 \frac{\partial^2 E}{\partial \tau'^2} + B_3 \frac{\partial^3 E}{\partial \tau'^3} + jB_4 \frac{\partial^4 E}{\partial \tau'^4} \quad (5)$$

Avec: $t' = \frac{t\theta}{2t_R}$, $\tau' = \tau \left(\frac{\theta}{L}\right)^{1/2}$, $= E\sqrt{2\mathcal{Y}L/\theta}$,
 $B_3 = \beta_3\sqrt{\theta}/\sqrt{9L}$, $B_4 = \beta_4\theta/12L$, $\Delta = 2\varphi_0/\theta$.

Avec φ_0 le detuning linéaire de la cavité qui est considéré comme un petit paramètre du premier ordre mesurant la distance par rapport à la résonance la plus proche.

Avec : $S = [1 + j(\Delta - |E_s|^2)]E_s$

Où E_s représente la solution stationnaire et homogène qui n'est pas affectée par les effets de dispersion.

La solution stationnaire est identique à celle trouvée dans le modèle de Lugiato-Lefever [4]. Les états stationnaires sont monostables pour $\Delta < \sqrt{3}$ et bistable pour $\Delta > \sqrt{3}$.

Afin de déterminer les différents seuils d'instabilité de modulation qui peuvent exister, on doit effectuer une étude perturbatrice en rajoutant à la solution stationnaire des perturbations qui ont la forme :

$a(t', \tau') = \exp(\lambda t' + j\Omega \tau')$ ou λ est l'amplitude de la perturbation et Ω sa fréquence [2].

On écrit alors :

$$E = E_s + \begin{pmatrix} a \\ a^* \end{pmatrix} \quad (6)$$

En remplaçant l'équation (6) dans (5) on trouve un système qui a la forme suivante:

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial a}{\partial t'} \\ \frac{\partial a^*}{\partial t'} \end{pmatrix} = L \begin{pmatrix} a \\ a^* \end{pmatrix} + NL \quad (7)$$

Avec : 'L' la partie linéaire et 'LN' la partie non linéaire.

En effectuant une étude de stabilité linéaire, nous trouvons deux seuils d'instabilité, cela signifie que ces perturbations déstabilisent la solution stationnaire E_s en :

$$|E_{M1}|^2 = 1 \text{ et } |E_{M2}|^2 = (2k + \sqrt{k^2 - 3})/3$$

Avec: $k = \frac{\beta_2}{4B_4} + \theta$.

Le premier seuil apparaît même lorsque les ordres supérieurs de dispersion sont ignorés alors que le second nécessite de tenir compte de β_4 , et donc l'instabilité de modulation apparaîtra lorsque :

$$|E_{M1}|^2 \leq |E|^2 \leq |E_{M2}|^2$$

Les fréquences qui apparaissent au niveau de ces deux seuils sont alors :

En $|E_{M1}|^2$:

$$\Omega_c^2 = \frac{-\beta_2 \pm \sqrt{\beta_2^2 + 4(\Delta - 2)B_4}}{2B_4} \quad (8)$$

En $|E_{M2}|^2$:

$$\Omega_c^2 = \beta_2/4B_4 \quad (9)$$

L'étude de stabilité linéaire ne permet d'identifier que les seuils d'instabilité et leurs fréquences correspondantes, afin de trouver l'expression exacte de notre signal modulé issue du résonateur, il faut prendre en considération la partie non linéaire de l'équation (7). Pour ce faire on applique la méthode standard des bifurcations, Cette méthode permet le calcul analytique au voisinage du seuil du signal modulé qui est solution de l'équation champ moyen donnée par l'équation 5.

Cette méthode est basée sur un développement en puissance du signal intracavité, cette puissance est écartée d'un petit paramètre « ε » par rapport au seuil d'instabilité et donc elle n'est valable que dans le voisinage des points d'instabilité.

On s'attendra à un signal qui a la forme suivante :

$$E(\tau) = D + A \exp(i\Omega_c \tau) + B \exp(-i\Omega_c \tau) + C \exp(i2\Omega_c \tau) + E \exp(-i2\Omega_c \tau) \quad (10)$$

Les amplitudes de ce signal sont en fonction des différents paramètres de la fibre ainsi que ceux du coupleur utilisé. Donc on peut dire que la précision du signal intracavité dépendra essentiellement des ordres supérieurs de dispersion de la fibre utilisée.

III. RESULTATS ET INTERPRETATIONS

Nous considérons pour plus de simplicité le régime monostable pour les solutions stationnaires, et nous avons fixé les paramètres suivants : $\Delta = 1.7$ and $\beta_2 = 1$, $B_4 = 0.4$, $E_i = 2.25$ et nous avons varié la valeur du paramètre de la dispersion d'ordre 3.

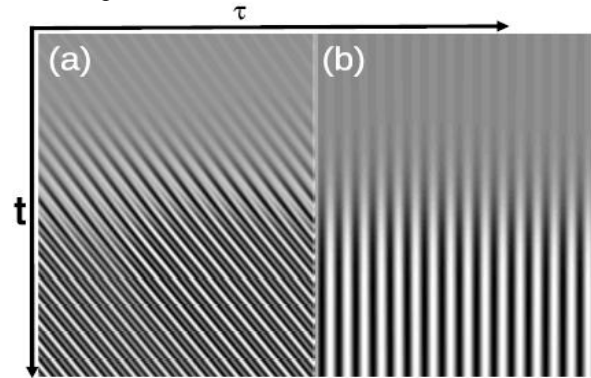


Fig.2. évolution du signal modulé au voisinage du seuil en fonction de t et τ . (a) signal modulé non stationnaire obtenu pour $B_3 = 0.5$ (b) Signal modulé stationnaire obtenu pour $B_3 = 0$.

Nous avons simulé numériquement l'équation du modèle du champ moyen (équation 5) avec des conditions aux limites périodiques.

La condition d'entrée consiste à introduire une petite perturbation à la solution stationnaire et voir son évolution dans le temps.

La figure (fig.2) représente le résultat de la simulation numérique de l'équation (5) et elle montre qu'en absence de B_3 , on obtient un signal modulé avec une fréquence bien déterminée (figure (2b)), et si on augmente la valeur de B_3 , ce même signal subira un déplacement temporel avec une vitesse constante (figure (2a)).

IV. CONCLUSION

Nous avons développé dans ce travail le modèle du champ moyen dans une cavité résonante fibrée. Ce modèle a permis de décrire l'évolution du champ électrique à l'intérieur de cette cavité. Par la suite, nous avons adopté un développement non linéaire au voisinage du seuil d'instabilité afin de trouver les solutions de cette équation. Le résultat a montré l'apparition d'une structure modulée dont les amplitudes dépendent essentiellement des paramètres de la fibre (dispersion d'ordre deux et quatre) à une fréquence bien déterminée. Nous avons constaté aussi que si l'on tient compte de la contribution de la dispersion d'ordre 3 de la fibre, l'allure du signal modulé sera affectée en introduisant une phase supplémentaire qui se manifeste dans notre cas par un déplacement temporel du signal avec une vitesse constante.

V. REFERENCES

1. S. B. Cavalcanti, J. C. Cressoni, H. R. da Cruz, and A. S. Gouveira-Neto, Phys. Rev. A 43, 6162 (1991).
2. M. Tlidi et al., Opt. Lett. 32, 662 (2007).
3. François Leo, Étude des structures dissipatives dans les cavités optiques passives, Théorie et expérience, doctorat en physique, Université libre de Bruxelles 2010.
4. Stéphane Coen, Passive Nonlinear Optical Fiber Resonators, Fundamentals and Applications, doctorat en physique, Université libre de Bruxelles 2000.
5. M. Haelterman, S. Trillo and S. Wabnitz, Dissipative modulation instability in a nonlinear dispersive ring Cavity, Optics Communications 91 (1992) 401-407 North-Holland.

Simulation des Effets Non Linéaires dans une Fibre à Cristaux Photoniques

N. LAMHENE, F. BOUKHELKHAL and L. BAZI-CHERBI

Résumé — Le travail présenté dans cet article est dédié à la simulation de la propagation des impulsions très courtes via une fibre optique à cristaux photoniques, en injectant des puissances très élevées. Pour cela, nous avons résolu numériquement l'équation non linéaire de Schrödinger en utilisant la méthode SSFM (Split Step Fourier Method) afin d'étudier dans un premier temps l'influence des effets linéaires (GVD, TOD) et non linéaires (SPM, SRS) dans une PCF, puis générer et stabiliser une impulsion solitonique en réalisant un compromis entre GVD (Group Velocity Dispersion) et les effets non linéaires. Par la suite, nous avons étudié l'influence de l'effet Raman et de β_3 (le paramètre de dispersion d'ordre 3) sur la propagation du soliton dans une PCF.

Mots-Clefs — Fibre optique à cristaux photoniques « PCF », effets non linéaires, GVD (Group Velocity Dispersion), TOD « Third Order Dispersion », SPM (self phase modulation), SRS « Stimulated Raman Scattering », soliton, Split Step Fourier Method (SSFM), méthode à pas fractionnaire.

I. INTRODUCTION

Les fibres optiques que l'on nomme également fibres à cristaux photoniques (PCF, *Photonic Crystal Fiber*) ou bien fibre à trous (HF, *Holey Fiber*) sont constituées d'une succession périodique de micro-canaux d'air emprisonnés dans la silice et courant sur toute la longueur de la fibre. La technologie de fabrication des PCF est devenue de plus en plus mature ces dix dernières années, permettant la conception de structures complexes avec parfois des structures périodiques de dimensions nettement inférieures au micron. L'avènement de ces nouvelles fibres apporte des propriétés inaccessibles avec des fibres standards. Par exemple, il est possible de fabriquer des fibres infiniment monomodes, ou possédant des aires effectives très importantes, ou des propriétés de dispersion ajustables à volonté, ou encore de très forts coefficients non linéaires qui vont apparaître avec des grandes seuils de puissances injectées dans les PCF. En combinant correctement ces deux phénomènes (GVD et les effets non linéaires), on peut arriver à obtenir les impulsions solitoniques. Dans ce travail, nous avons simulé les effets non linéaires dans les PCF et cherché le bon compromis entre les effets linéaires et non linéaires afin d'obtenir les solitons et étudier par la suite l'influence de la dispersion d'ordre 3 et celle de l'effet Raman sur ces impulsions.

Reçu octobre 2012, Le premier auteur est avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP 32, Bab-Ezzouar, Courriel: lamhenenacima@gmail.com. Le deuxième auteur est également avec le Laboratoire d'Instrumentation, Courriel : topusthb@live.fr. Le troisième auteur est avec le même Laboratoire, Courriel : cherbi_lynda@hotmail.com.

II. PRINCIPE DE LA METHODE NUMERIQUE

La propagation d'une impulsion lumineuse via la fibre optique est régie par l'équation de Schrödinger non linéaire (NLS) qui s'écrit comme suit [1],[2],[3] :

$$\frac{\partial A}{\partial z} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = j \gamma |A|^2 A - \frac{\alpha}{2} A \quad (1)$$

Avec :

A : Enveloppe de l'impulsion.

β_2 : La dispersion chromatique.

β_3 : La dispersion d'ordre 3.

γ : Coefficient de la non linéarité.

Nous pouvons obtenir une impulsion qui ne varie pas au cours de sa propagation même pour des longues distances dans le cas d'une dispersion anormale ($\beta_2 < 0$) et avec un certain compromis entre la puissance d'entrée et la dispersion chromatique de telle sorte que :

$$\frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|} = \frac{L_D}{L_{NL}} = N^2 \quad (2)$$

Un soliton fondamental pourrait être généré si $N=1$ par contre, si $N>1$, ce sont les solitons d'ordres supérieures qui vont être générés. Mathématiquement, le soliton est une solution de l'équation de Schrödinger qui a la forme suivante [2] :

$$u(\epsilon, \tau) = \text{sech}(\tau) \exp(j \frac{\epsilon}{2}) \quad (3)$$

Avec :

$$\tau = \frac{t}{T_0}$$

$\epsilon = \frac{z}{L_d}$ où L_d est la longueur de dispersion.

$$u = \frac{A}{(P_0)^{1/2}}$$

Afin de simuler la propagation de cette impulsion, nous avons utilisé la méthode de Fourier à pas

fractionnaires (split step Fourier) [1] qui est une méthode pseudo spectrale dédiée à la résolution de l'équation de Schrödinger non linéaire.

Son principe est basé sur la division de cette fibre en plusieurs fractions « h » et supposer que dans chaque fraction les effets linéaires et non linéaires agissent séparément comme le montre la Fig .1.

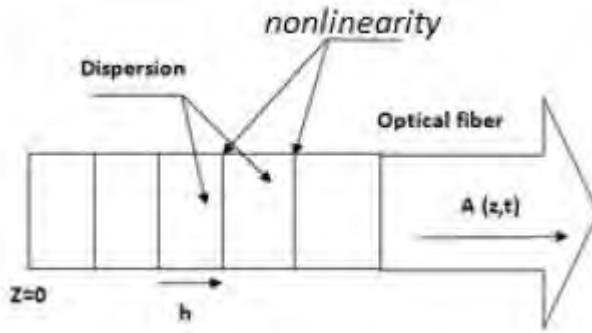


Fig .1. Illustration schématique de la méthode de Fourier à pas fractionnaires.

Dans cette méthode les effets linéaires et non linéaires sont caractérisés par des opérateurs (D et N) définis comme suit :

$$D = -\frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3}{\partial t^3} - \frac{\alpha}{2} \quad (4)$$

$$N = i\gamma(|A|^2 + \frac{i}{\omega_0 A} \frac{\partial}{\partial t} (|A|^2 A) - T_r \frac{\partial |A|^2}{\partial t}) \quad (5)$$

Avec :

$$\frac{\partial}{\partial t} = j\omega$$

L'ajout des effets linéaires et non linéaires se fait en deux étapes comme suit :

II.1 Pas dispersif

Comme l'opérateur différentiel $\partial / \partial t$ est équivalent à une multiplication par « $i\omega$ » dans l'espace des fréquences et pour plus de simplicité, l'opérateur D est calculé dans le domaine de Fourier et l'impulsion s'écrit comme suit dans le domaine temporel [3] :

$$A(z+h,t) = \text{TF}^{-1}[\exp(hD)(\text{TF}(A(z,t)))] \quad (6)$$

$$A(z+h,t) = \text{TF}^{-1}[\exp(j\frac{\beta_2}{2} \omega^2 h)(\text{TF}(A(z,t)))] \quad (7)$$

II.2 Pas non linéaire

L'opérateur N s'applique ensuite dans le domaine temporel et l'allure temporelle de l'impulsion est donnée par :

$$A(z+h,t) = \exp(hN).A(z+h,t) \quad (8)$$

$$A(z+h,t) = \exp(j\gamma|A|^2 h).A(z+h,t) \quad (9)$$

En réitérant ces deux opérations un grand nombre de fois grâce à un ordinateur, de proche en proche, nous

avons accès au champ électrique en fonction de la distance de propagation et réalisons ainsi une simulation numérique de la propagation de la lumière dans une fibre optique.

III. RÉSULTATS ET INTERPRÉTATION

III.1 Simulation de l'effet d'auto-modulation de phase (Self Phase Modulation SPM)

Nous avons appliqué la méthode SSFM afin de simuler l'effet de SPM sur l'impulsion propagée dans la PCF [4] en régime purement non linéaire ($\beta_2 = 0$) ayant les paramètres suivants :

- $\lambda = 1064 \text{ nm}$
- $T_0 = 28.4 \text{ fs}$
- $P_0 = 1500 \text{ W}$
- $L = 980 \text{ mm} = 16.2 * L_{nl}$
- $\gamma = 11 \text{ Km}^{-1} \text{ W}^{-1}$
- $L_{nl} = 60.60 \text{ mm}$

L'allure spectrale de l'impulsion obtenue après une longueur de propagation équivalente à 16 fois la longueur de la non linéarité est donnée par la Fig .2.

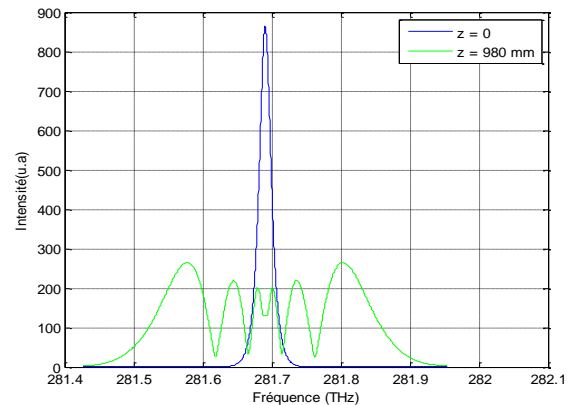


Fig .2. Spectre d'entrée et de sortie de l'impulsion pour une PCF sous l'effet de SPM.

D'après la Fig.2, on remarque que l'intensité de l'impulsion après une distance de 980 mm s'est atténuée à cause de la distribution de la même quantité énergétique sur une gamme spectrale plus large. Afin de tester la conformité de la méthode implémentée nous avons pris les mêmes paramètres de la PCF indiquée dans [5] (distance, puissance ...).

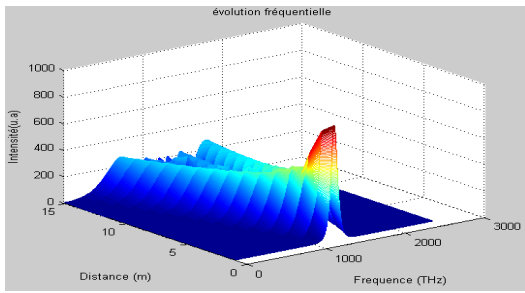


Fig. 3. Evolution spectrale de l'impulsion sur toute la longueur de propagation dans une fibre PCF sous l'effet de SPM.

La Fig.3 nous montre l'évolution du spectre de l'impulsion sur une distance de propagation correspondant à 16 fois L_{NL} . Nous observons un fort élargissement du spectre et l'apparition de nombreuses composantes spectrales sous la forme d'oscillations, qui est clairement montré dans la Fig.2 avec un seuil de puissance très élevé de 1.5 Kw sur une longueur de propagation de 1 m. Comme nous avons remarqué que l'effet SPM augmente avec l'augmentation de la puissance au cours de la simulation, cela veut-dire que les effets non linéaires se déclenchent avec l'augmentation de puissance.

Les résultats obtenus dans la Fig.2 coïncident avec ceux trouvés dans [5] ce qui valide la méthode SSFM que nous avons implémentée sur la même fibre utilisée sous l'effet de SPM.

III.2 Simulation d'effets combinés (GVD et SPM)

III.2.1 Soliton fondamental :

Nous avons essayé d'obtenir un soliton fondamental ($N=1$) en faisant un compromis entre les effets dispersifs (GVD) et la SPM en choisissant toujours les mêmes paramètres de la fibre PCF [4] et en jouant seulement sur β_2 . Les paramètres qui nous ont permis d'avoir un soliton fondamental parfait sont les suivants :

- 28.4 fs
- $P_0 = 1500$ W
- $L = 980$ mm = $16 * L_d$
- $\beta_2 = -13.2380$ ps²/Km
- $L_d = 6.092$ cm
- $\gamma = 11$ Km⁻¹W⁻¹
- $L_{nl} = 6.060$ cm

Nous avons négligé les atténuations au cours de la propagation du soliton à la longueur d'onde de 1064nm.

L'allure temporelle et spectrale de l'impulsion solitonique obtenue est donnée par la Fig.4.

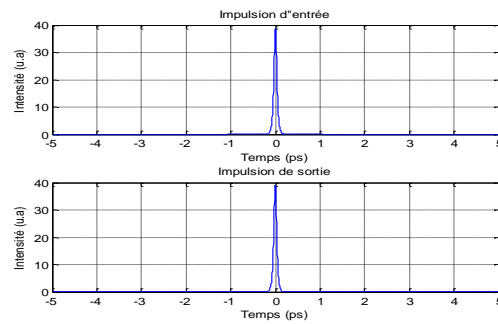


Fig.4. Allure temporelle de l'impulsion solitonique à l'entrée et à la sortie de la fibre PCF.

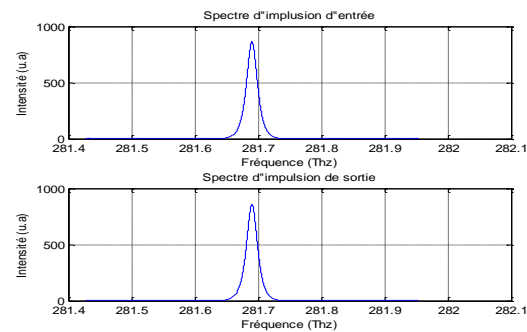


Fig.5. Spectre de l'impulsion solitonique à l'entrée et à la sortie de la fibre PCF.

Les figures (Fig.4) et (Fig.5) nous confirment l'aspect physique du soliton fondamental ($N=1$) qui est défini comme une impulsion qui se propage sans déformation le long de la fibre optique, on ne voit aucun changement dans l'allure temporelle et spectrale de l'impulsion en sortie de la fibre, ce qui montre la rigidité du soliton dans les PCF malgré la grande valeur de puissance injectée. La totale invariance de ce soliton a donc fait de lui l'impulsion candidate idéale pour les télécommunications par fibres optiques à haut débit.

La Fig.6. nous montre l'évolution temporelle de l'impulsion solitonique à travers toute la longueur de propagation.

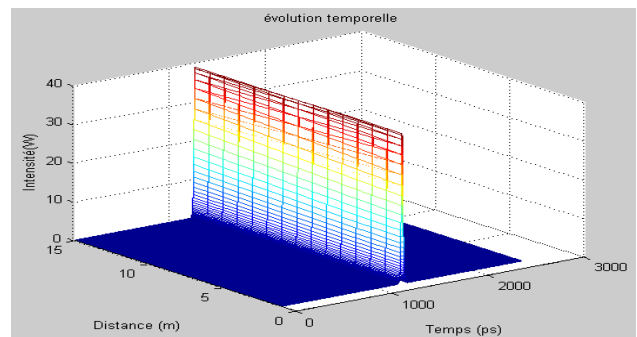


Fig.6. Evolution temporelle de soliton fondamental sur toute la longueur de propagation dans la PCF.

Nous avons pu montrer grâce aux résultats de simulations voir Fig.6 que le soliton obtenu dans la PCF se propage sans aucune déformation jusqu'à une longueur de propagation de l'ordre de 100 m.

A partir d'une longueur de 110 m, ce dernier subit des petites perturbations dans le spectre de sortie au cours de la propagation avec l'apparition de quelques raies supplémentaires par rapport au spectre d'entrée (voir la Fig.7.), ces perturbations vont augmenter encore à partir de cette longueur.

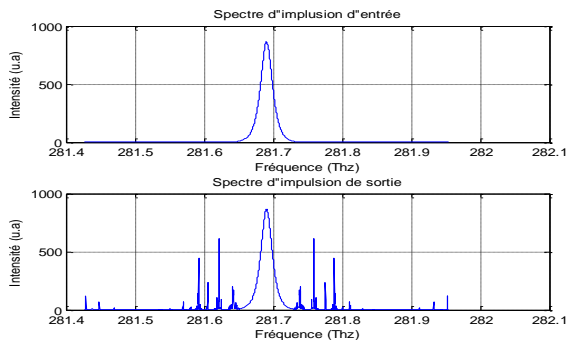


Fig.7. Spectre d'entrée et de sortie du soliton fondamental sur la longueur de propagation de 110m.

III.2.2 Simulation de la dispersion d'ordre 3 sur la propagation du soliton

D'après la formule de Taylor, le terme du β_3 est négligeable devant β_2 quand la valeur de β_2 est dominante. Il est parfois nécessaire d'inclure le terme de β_3 si la longueur d'onde d'impulsion coïncide avec la longueur d'onde du zéro de dispersion d'ordre 2.

Le phénomène de dispersion d'ordre 3 induit des oscillations dans l'allure temporelle de l'impulsion, ces dernières changent de côté selon le signe de β_3 (elles apparaissent du côté gauche de l'impulsion pour un signe négatif et inversement).

Nous allons voir l'influence de β_3 sur la propagation du soliton en utilisant les paramètres suivants :

- $P = 1500 \text{ W}$
- $T_0 = 28.4 \text{ fs}$
- $\gamma = 11 \text{ Km}^{-1}\text{W}^{-1}$
- $\beta_2 = -13.2380 \text{ ps}^2/\text{km}$
- $\beta_3 = 0.11 \text{ ps}^3/\text{Km}$
- $L = 100 \text{ m}$
- $L_d = 0.06092 \text{ m}$
- $L_{nl} = 0.060606$
- $L_{d3} = 0.2082 \text{ m}$

A partir de la Fig.8, on remarque que le TOD décale le soliton par rapport à sa position initiale et induit des oscillations (perturbations) temporelles.

Le pic du soliton est retardé par une quantité qui augmente linéairement avec la distance.

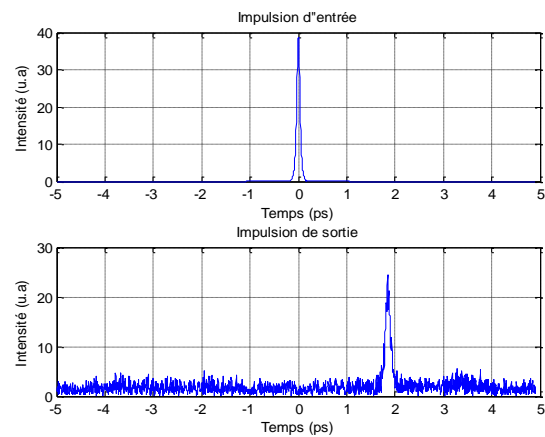


Fig.8. Soliton d'entrée et de sortie d'une fibre PCF sous l'effet de TOD dans le domaine temporel.

III.2.3 Simulation de l'effet Raman SRS sur la propagation du soliton

Afin d'illustrer ce phénomène de décalage fréquentiel, nous pouvons observer la propagation d'un soliton fondamental de 28.4 fs dans une fibre PCF en présence de diffusion Raman stimulée. Les paramètres de la simulation sont les suivants :

- $P = 1500 \text{ W}$
- $T_0 = 28.4 \text{ fs}$
- $\gamma = 11 \text{ Km}^{-1}\text{W}^{-1}$
- $B_2 = -13.2380 \text{ ps}^2/\text{Km}$
- $L = 980 \text{ mm}$
- $L_d = 0.0609 \text{ m}$
- $L_{nl} = 0.0606 \text{ m}$
- $Tr = 5 \text{ fs}$

La Fig.9. nous montre que le soliton fondamental subit une dérive temporelle. Par contre dans le domaine fréquentiel, la Fig.10 nous montre un décalage fréquentiel progressif du spectre du soliton fondamental vers les basses fréquences. En effet, l'impulsion étant relativement courte ($t_0=28.4 \text{ fs}$, donc un spectre large) et sa puissance très élevée, le gain Raman amplifie les composantes spectrales de basses fréquences à partir de l'énergie contenue dans les hautes fréquences.

Ce processus engendre donc progressivement un décalage fréquentiel du spectre de l'impulsion vers les basses fréquences tel qu'il est montré dans la Fig.10.

déclencher les effets non linéaires dans ces fibres est très élevé contrairement aux fibres standards.

REFERENCES

1. Patrick L. Nash, A new fourth-order Fourier–Bessel split-step method for the extended nonlinear Schrödinger equation, Department of Physics and Astronomy, The University of Texas at San Antonio, October 2007.
2. Govind.P.Agrawall, Non Linear Fiber optics, Academic press, (third edition), 2001.
3. Julien FATOME, Propagation d’impulsions ultracourtes à 160-Gb/s dans des lignes de fibres optiques gérées en dispersion, doctorat en physique, Université de Bourgogne - 2004- France.
4. Nonlinear fiber for supercontinuum generation SC-5.0-1040.
5. ICOP 2009-International Conference on Optics and Photonics.Chandigarh,India,30 Oct.-1 Nov.2009. Spectral broadening of ultra short optical pulses in nonlinear photonic crystal fiber. Manish Tiwari and Dr. V. Janyani.

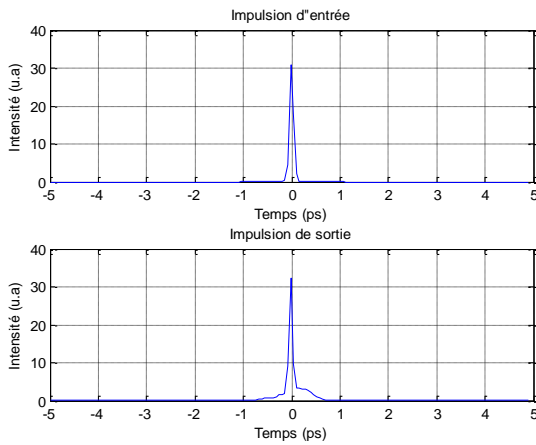


Fig.9. Allure temporelle du soliton fondamental à l’entrée et à la sortie d’une PCF sous l’effet de Raman (SRS).

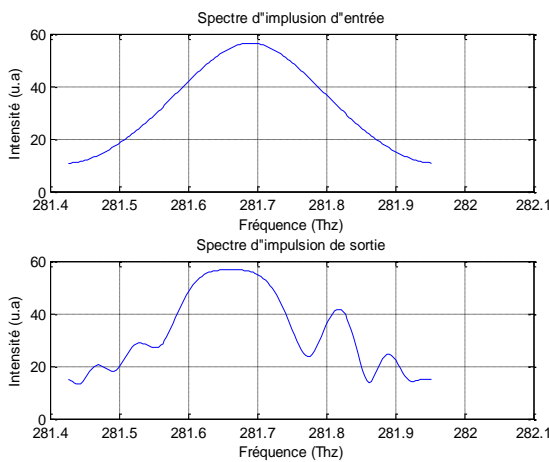


Fig.10. Spectre du soliton d’entrée et de sortie sous l’effet de Raman (SRS).

IV. CONCLUSION

Nous sommes arrivés à résoudre l’équation de propagation Schrödinger qui prend en considération les deux effets linéaires (GVD,TOD) et non linéaires (SPM, SRS) dans une fibre à cristaux photonique fortement non linéaire, avec la méthode numérique SSFM afin de simuler l’évolution d’une impulsion ultracourte à une puissance de crête de 1,5 kW.

Ensuite, un soliton fondamental est généré en faisant le compromis entre la dispersion chromatique (GVD) et l’effet non linéaire (SPM). Après cela, nous avons étudié l’influence de l’effet SRS sur la forme temporelle et fréquentielle du soliton généré. La méthode de SSFM a été aussi utilisée pour simuler l’effet de la dispersion d’ordre 3 sur la propagation des solitons optiques dans les PCF où on a constaté que ce phénomène rompt la symétrie de l’impulsion en lui incorporant des oscillations dans ses bords ce qui mène à dire qu’il est impératif d’introduire cette caractéristique lors des études.

Nous avons remarqué d’après les différentes simulations dans la PCF que le seuil de puissance pour

Conception d'un compresseur d'impulsions à base d'une fibre microstructurée

F. BOUKHELKHAL, N. LAMHENE and L. CHERBI - BAZI

Résumé — Nous avons pu réaliser la compression d'impulsions à 1065nm dans une fibre à cristal photonique à dispersion anormale. Des impulsions de 28.4 fs sont comprimées à 2.3 fs avec un facteur de qualité de 12.5. Cette compression est obtenue en utilisant un niveau d'énergie considérable et en générant des différents ordres de solitons sans avoir recours à des grandes valeurs de dispersion chromatique de la fibre utilisée comme ca été fait dans les recherches ultérieures.

Mots-Clefs—fibre à cristaux photoniques, compression d'impulsions, soliton, dispersion, effets non linéaires.

I. INTRODUCTION

L'apparition des fibres microstructurées (fibres à cristaux photoniques) a révolutionné l'optique non-linéaire [1] dans le proche infrarouge et ceci tout particulièrement dans le domaine des lasers à impulsions ultra-brèves. L'intérêt porté envers les fibres à cristaux photoniques (PCF) ne cesse en effet de croître. L'avènement de cette nouvelle fibre fournit des propriétés inaccessibles avec des fibres standards.

Au cours des deux dernières décennies, beaucoup d'efforts ont été réalisés dans la génération des impulsions ultracourtes afin d'améliorer les débits de transmission, cela a été accompli en utilisant la compression par les ordres supérieurs de solitons évitant ainsi la nécessité de dispositifs de post-compression [2]. Avec l'arrivée des fibres à cristaux photoniques ayant une dispersion et des propriétés non linéaires réglables, les impulsions pourront encore être mieux comprimées avec des facteurs de qualité très intéressants. Nous sommes arrivés dans ce travail à réaliser la compression des impulsions de 28.4 fs à 2.3 fs aux alentours de 1065 nm par la génération des solitons de différents ordres en jouant sur les niveaux de puissances et les paramètres de la fibre PCF [3] sans avoir utilisé des valeurs élevées de dispersion, comme ca été fait dans [4][5].

Reçu le 18 Octobre 2012. Le premier auteur est avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP 32, Bab-Ezzouar, Alger, Courriel: topusthb@live.fr. Le deuxième auteur est également avec le Laboratoire d'Instrumentation, courriel : lamnassou@yahoo.fr., le troisième auteur est avec le même laboratoire, courriel : cherbi_lynda@hotmail.com

II. DESCRIPTION DE LA METHODE NUMERIQUE

La propagation d'une impulsion lumineuse via la fibre optique est régie par l'équation de Schrödinger non linéaire (NLS) qui s'écrit comme suit [6][7]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = j \gamma |A|^2 A - \frac{\alpha}{2} A \quad (1)$$

Avec :

A : Enveloppe de l'impulsion.

β_2 : La dispersion chromatique.

β_3 : La dispersion d'ordre 3.

γ : Coefficient non linéaire.

Dans le cas d'une dispersion anormale ($\beta_2 < 0$) et avec un certain compromis entre la puissance d'entrée et la dispersion chromatique, on arrive à générer ce qu'on appelle un soliton fondamental $N=1$ de telle sorte que:

$$\frac{\gamma P_0 T_0^2}{|\beta_2|} = \frac{L_D}{L_{NL}} = N^2 \quad (2)$$

Si $N > 1$, il s'agit des solitons d'ordre supérieur.

Le soliton est défini physiquement comme étant une impulsion qui ne varie pas au cours de sa propagation même pour des longues distances, mathématiquement le soliton est une solution de l'équation de Schrödinger qui a la forme sui suivante :

$$u(\varepsilon, \tau) = \text{sech}(\tau) \exp\left(j \frac{\varepsilon}{2}\right) \quad (3)$$

Avec :

$$\tau = \frac{t}{T_0}, \varepsilon = z/L_d, u = \frac{A}{(P_0)^{1/2}},$$

L_d : est la longueur de dispersion, T_0 est la largeur initiale de l'impulsion, L_{NL} est la longueur non linéaire.

Les solitons d'ordre supérieur sont définies par une période spatiale donnée par :

$$Z_0 = \frac{\pi L_D}{2} = \frac{\pi T_0^2}{2 |\beta_2|} \quad (4)$$

L'impulsion va donc se propager de manière cyclique retournant à sa forme initiale après une distance Z_0 .

Afin de simuler la propagation de ces solitons d'ordre supérieurs dans la PCF, nous avons utilisé la méthode de Fourier à pas fractionnaires (split step Fourier method [6] [7]) qui est une méthode pseudo spectrale dédiée à la résolution de l'équation de Schrödinger non linéaire dans le but de pouvoir suivre l'évolution temporelle et spectrale d'une impulsion de type sécante hyperbolique ultra courte de largeur $T_0=28.4$ fs.

Par la suite, nous avons étudié la compression de cette impulsion en fonction de la longueur de périodisation Z_0 qui dépend aussi de la longueur de la fibre et de l'ordre du soliton généré.

III. RESULTATS DES SIMULATIONS

Dans nos simulations, nous avons utilisé les paramètres optogométriques et les paramètres de la PCF suivants:

- $\lambda = 1065$ nm,
- $T_0 = 28.4$ fs,
- $D = 22$ ps/nm/km,
- $\beta_2 = -13.2380$ ps²/Km,
- $\gamma = 11$ Km⁻¹W⁻¹ (coefficient Non linéaire de la fibre).

Les résultats des différentes simulations en fonction de la puissance injectée « P », la longueur de la fibre « L » et l'ordre du Soliton « N » sont regroupés dans le tableau 1. T_{comp} est la largeur de l'impulsion comprimée et T_{Diff} est la différence entre la largeur de l'impulsion initiale T_0 et celle de l'impulsion comprimée.

F_c est le facteur de compression définit par :

$$F_c = \frac{T_0}{T_{comp}} \quad (5)$$

Q_c est le facteur de qualité de compression donné par :

$$Q_c = \frac{P_{comp}}{F_c} \quad (6)$$

P_{comp} est la puissance crête de l'impulsion comprimée normalisée à l'impulsion d'entrée.

La propagation du soliton d'ordre 2 est obtenue en injectant une puissance $P = 6$ kW. L'utilisation du soliton d'ordre 2 a permis d'obtenir la meilleure compression d'impulsion sur une longueur de fibre de 4.5 cm. L'impulsion initiale de 28.4 fs est comprimée à 4.60 fs avec un facteur de compression F_c de 6.2 et un facteur de qualité de compression Q_c de 0.33. Les figures (fig1, fig2, fig.3) montrent la compression de l'impulsion en fonction de la longueur de la PCF utilisée.

Tableau 1 : Résultats de différentes simulations de compression d'impulsion en utilisant des solitons d'ordre 2 et 3.

P (KW)	L(cm)		1.3	2.5	4.5
	N				
6	2		$T_{comp}=22$ fs $F_c= 1.27$ $Q_c= 0.84$ $T_{Diff}=6.4$ fs	$T_{comp}=12.7$ fs $F_c= 2.5$ $Q_c= 0.51$ $T_{Diff}=15.7$ fs	$T_{comp}=4.6$ fs $F_c= 6.2$ $Q_c= 0.33$ $T_{Diff}=23.8$ fs
		3	$T_{comp}=7.2$ fs $F_c= 4$ $Q_c= 0.35$ $T_{Diff}=21.2$ fs	$T_{comp}= 2.3$ fs $F_c= 12.5$ $Q_c= 0.2$ $T_{Diff}= 26.1$ fs	

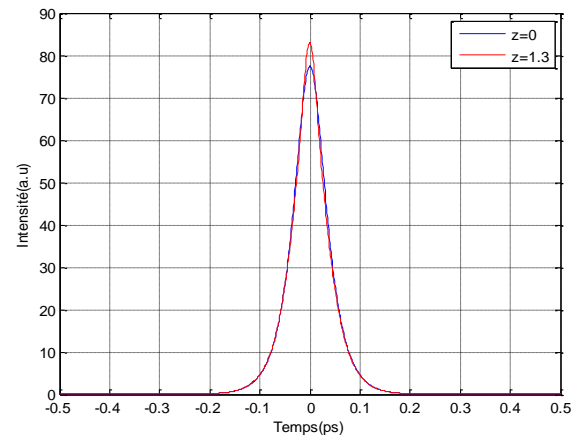


Fig. 1. Allure temporelle d'une impulsion sécante hyperbolique de 28.4fs et de puissance 6Kw après une propagation de 1.3 cm à l'entrée et à la sortie de la fibre PCF.

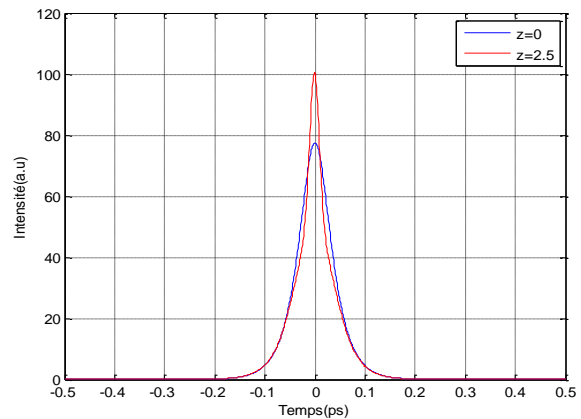


Fig. 2. Allure temporelle d'une impulsion sécante hyperbolique de 28.4fs et de puissance 6Kw après une propagation de 2.5 cm à l'entrée et à la sortie de la fibre PCF.

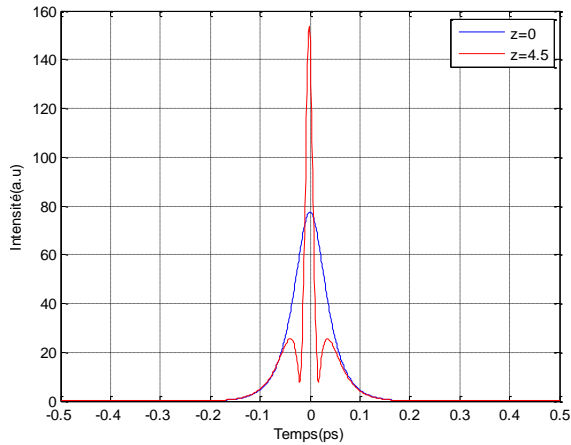


Fig. 3. Allure temporelle d’une impulsion sécante hyperbolique de 28.4fs et de puissance 6Kw après une propagation de 4.5 cm à l’entrée et à la sortie de la fibre PCF.

La figure 3 confirme que pour le soliton d’ordre 2, nous avons une meilleure compression sur une longueur de 4.5 cm, ce qui correspond à une longueur de $L \approx Z_0/2$.

La figure 4 montre que le soliton retrouve sa forme initiale à Z_0 .

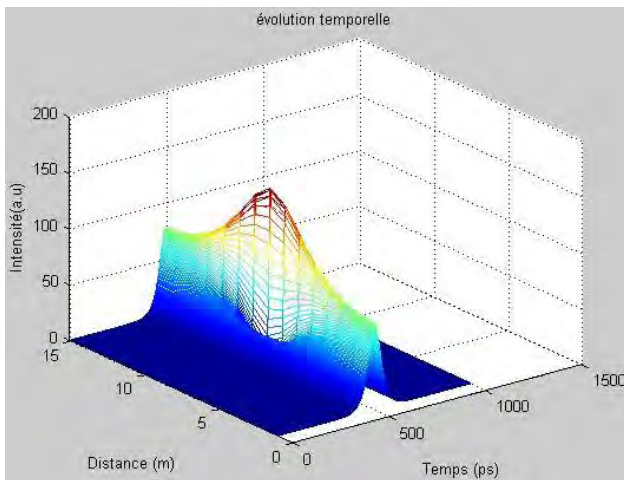


Fig. 4. Evolution temporelle de soliton d’ordre 2 ($N=2$) sur une période $Z_0 = 95.705$ mm.

En injectant une puissance de 13.5Kw, nous avons obtenu le soliton d’ordre 3, ce qui nous permis d’avoir une meilleure compression du fait que l’impulsion est passée de 28.4 fs à 2.3 fs avec un facteur de compression de 12.5 sur une longueur de PCF de 2.5 cm, ce qui correspond à une longueur de $L \approx Z_0/3$. Cela est confirmé dans les figures (fig.5, fig.6).

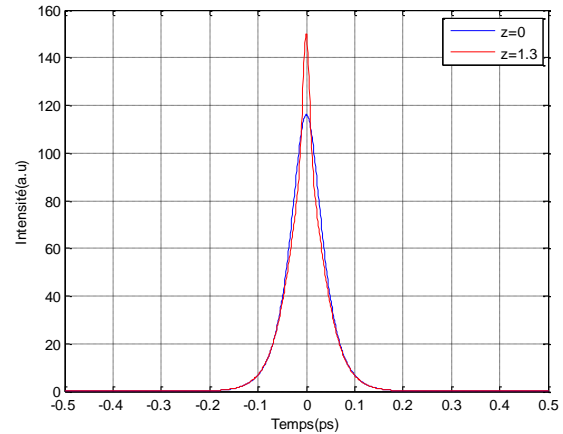


Fig. 5. Allure temporelle d’une impulsion sécante hyperbolique de 28.4fs et de puissance 13.5Kw après une propagation de 1.3 cm à l’entrée et à la sortie de la fibre PCF.

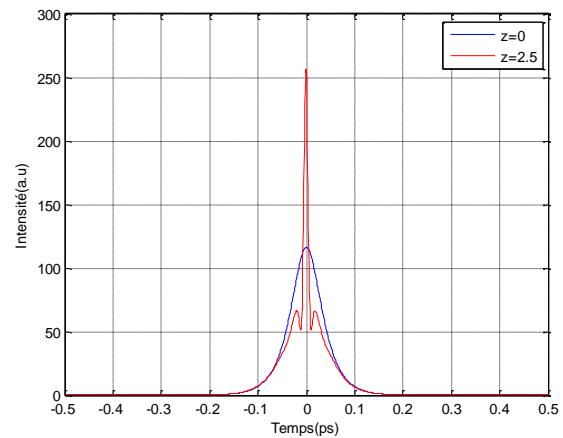


Fig. 6. Allure temporelle d’une impulsion sécante hyperbolique de 28.4fs et de puissance 13.5Kw après une propagation de 2.5 cm à l’entrée et à la sortie de la fibre PCF.

La figure (fig. 7) montre aussi que le soliton d’ordre 3 reprend sa forme initiale à Z_0

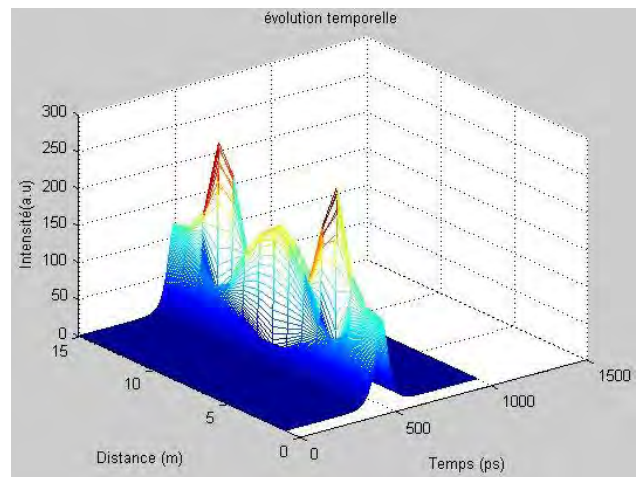


Fig. 7. Evolution temporelle de soliton d’ordre 3 ($N=3$) sur une période $Z_0 = 95.705$ mm.

Nous avons constaté d’après les différentes simulations que pour obtenir une meilleure compression d’impulsion

il faut choisir la bonne longueur de la fibre PCF qui nous permet de rester dans la zone de compression du soliton et ne pas atteindre la zone de sa fission comme le montre la figure 7. Nous avons aussi conclu que Z_0 doit être un multiple de cette longueur et le taux de compression varie proportionnellement à l'ordre du soliton.

Les résultats trouvés peuvent être appliqués dans la transmission des informations afin d'améliorer leur débit tout en assurant un compromis entre le facteur de qualité de compression et le facteur de compression.

Par exemple, si on veut envoyer une vidéo via l'internet on pourrait la transmettre entière malgré sa grande taille mais on risque de perdre un peu dans sa qualité. Dans ce cas on utilisera une grande valeur de F_c et une valeur moyenne de Q_c comme dans le cas de la figure 6.

Par contre, si on s'intéresse à la qualité de transmission comme dans le cas de la transmission des images, il faut diminuer l'ordre de soliton et utiliser les valeurs de F_c et de Q_c de la figure 3.

IV. CONCLUSION

Un compresseur d'impulsion à base d'une fibre PCF à dispersion anormale est réalisé et qui permet de comprimer des impulsions de 28.4 fs à 4.6 fs et à 2.5 fs pour des longueurs de 4.5 cm et 2.5 cm respectivement. Ce procédé peut être appliqué dans un laser à base de cette PCF et travaillant en mode-locking à 1065nm.

Le facteur de compression d'impulsions et le facteur de qualité peuvent être améliorés grâce à l'ajustement de la longueur de la fibre, de la valeur de dispersion et de la puissance d'impulsion d'entrée et donc l'ordre du soliton utilisé.

V. REFERENCES

1. Govind.P.Agrawell. "Non Linear Fiber optics, Academic press, (third edition), 2001".
2. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics* (Academic, 2007).
3. Manish Tiwari and Dr. V. Janyani. "*Spectral broadening of ultra short optical pulses in nonlinear photonic crystal fiber*". ICOP 2009-International Conference on Optics and Photonics Chandigarh, India,30 Oct.-1 Nov.2009. Department of ECE, Malaviya National Institute of Technology, Jaipur.
4. Maggie Yihong Chen, Harish Subbaraman, and Ray T. Chen, "One stage pulse compression at 1554nm through highly anomalous dispersive photonic crystal fiber", *Optics Express*, Vol. 19, Issue 22, pp. 21809-21817 (2011)G.
5. B. Kibler, R. Fischer, R. A. Lacourt, E. Courvoisier, R. Ferriere, L. Larger, D. N. Neshev, and J. M. Dudley, "Optimized one-step compression of femtosecond fibre laser soliton pulses around 1550 nm to below 30 fs in highly nonlinear fibre," *Electron. Lett.* 43(17), 915–916 (2007).
6. Karen Marie Hilligsøe, "Nonlinear Wave Propagation in Photonic Crystal Fibers and Bose-Einstein Condensates", PhD thesis University of Aarhus, Denmark, February 2005.

7. Christelle LESVIGNE-BUY, « Conversions non-linéaires et élargissements spectraux dans les fibres optiques microstructurées », PHD, L'universite de Limoges, 17 septembre 2008.

Etat de L'art des Systèmes Hybrides à Sources d'Energie Renouvelable

S. Aouissi¹, S. Harrouni¹ et A. Talha¹

¹Laboratoire d'Instrumentation, Faculté d'Electronique et d'Informatique, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediène, BP 32 El-Alia 16111 Bab-Ezzouar Alger, E-mail : mdaouissi@voila.fr, sharrouni@yahoo.fr, abtalha@gmail.com

Résumé — Dans la plupart des régions isolées, le générateur diesel est la source principale d'énergie électrique. Pour ces régions, le prix d'extension du réseau électrique s'avère prohibitif et le surcoût de l'approvisionnement en combustible augmente radicalement avec l'isolement. Dans ce contexte, l'interconnexion de plusieurs sources d'énergie renouvelable (des éoliennes, des panneaux photovoltaïques, des petites centrales hydroélectriques,...etc.) et d'énergies classiques (groupe diesel en général) dans un Système d'Energie Hybride (SEH) peut avoir une incidence profitable sur la production d'énergie électrique, en termes de coût et de disponibilité. Cependant, des améliorations dans la conception et le fonctionnement des SEH sont toujours nécessaires pour rendre cette technologie plus compétitive, la connaissance approfondie de ces systèmes est alors primordiale. Nous proposons dans cet article une synthèse donnant l'état de l'art relatif aux systèmes d'énergie hybrides à base de sources d'énergie renouvelables. Ainsi, les caractéristiques et les différentes composantes, les structures et les topologies existantes de ces systèmes sont présentées.

Mots Clés — Energie Renouvelable, Diesel, Système Hybride.

I. INTRODUCTION

L'approvisionnement énergétique est sans aucun doute l'un des enjeux majeurs du vingt-et-unième siècle. Les sources d'énergie actuellement utilisées présentent de grands risques environnementaux et sociaux.

Le nucléaire a montré ses limites et ses dangers, de même que l'utilisation des combustibles fossiles entraîne des changements climatiques. Seul un développement rapide des énergies renouvelables, combiné à de réels progrès en efficacité énergétique, peuvent nous permettre de relever le défi.

Pour de très nombreuses applications d'intérêt très sensible et stratégique comme les relais de télécommunication, les postes frontières, dispensaires, etc. hors réseau d'électricité conventionnel, la disponibilité permanente de la source primaire d'énergie est vitale et conditionne dans une très large mesure la fiabilité des installations et leur fonctionnement permanent. L'utilisation de cette énergie renouvelable est souvent limitée par la variabilité des ressources. Les fluctuations de la charge selon les périodes annuelles ou journalières ne sont pas forcément corrélées avec les ressources. Les

solutions technologiques classiques apportées par le stockage électrochimique conventionnel sont trop onéreuses, très limitées techniquement en puissance et très restreintes en capacité.

Dans le but d'améliorer la production et la continuité de l'énergie électrique une combinaison des sources d'énergie renouvelables et non renouvelables (Photovoltaïque (PV), éolienne, diesel...etc.) est possible. L'autonomie du système hybride ainsi obtenu sera assurée par un système de stockage.

II. DÉFINITION ET CARACTÉRISTIQUES D'UN SYSTÈME HYBRIDE

Un système hybride est un système qui utilise plus de deux technologies de génération d'énergie: une source de production d'énergie classique comme le groupe électrogène diesel et une ou plusieurs autres sources de production d'énergie renouvelable (éolienne, PV).

Les sources d'énergies renouvelables, comme le photovoltaïque et l'éolienne ne délivrent pas une puissance constante. Leur association avec des sources classiques permet d'obtenir une production électrique continue. Les systèmes hybrides sont généralement autonomes par rapport aux grands réseaux interconnectés et sont souvent utilisés dans des régions isolées.

Le but d'un système hybride est d'assurer l'énergie demandée par la charge et d'utiliser des technologies multiples afin de réunir les avantages et les meilleures caractéristiques opérationnelles de chaque système [1].

Les performances d'un système hybride, le rendement et la durée de vie, sont influencés en partie par sa conception (c'est-à-dire le dimensionnement des composants, le type de composants, l'architecture...etc.) et d'autre part par le choix de la stratégie de fonctionnement.

Quelques paramètres permettant d'évaluer ces performances sont:

- L'économie de carburant
- Le coût du Kilowatt (kW)
- Le nombre et la durée des pannes
- Le nombre d'arrêts pour l'entretien

La durée de vie des composants d'un système hybride peut être beaucoup plus courte que la durée de vie normale des composants individuels (fonctionnement en réseaux interconnectés). Les points les plus critiques sont

en général la dégradation des batteries, l'endommagement des démarreurs diesel et du système mécanique de freinage des éoliennes, ainsi que la carbonisation excessive des cylindres du moteur diesel.

III. COMPOSANTS D'UN SYSTÈME HYBRIDE

Les systèmes d'énergie hybrides sont généralement constitués des composants suivants (Fig.1):

- Sources d'énergies renouvelables comme l'éolienne et le photovoltaïque
- Source d'énergie classique (générateur diesel (GD))
- Convertisseurs statiques et dynamiques
 - Les redresseurs de conversion courant alternatif/courant continu (CA/CC) pour charger des batteries.
 - Les onduleurs de conversion courant continu/courant alternatif (CC/CA)
 - Les hacheurs courant continu/courant continu (CC/CC) pour adapter la tension entre deux sources.
- Systèmes de stockage (batteries qui sont généralement les plus utilisées, volant d'inertie et stockage de l'hydrogène qui sont peu utilisés)
- Charges principales et de délestage
- Système de surveillance.

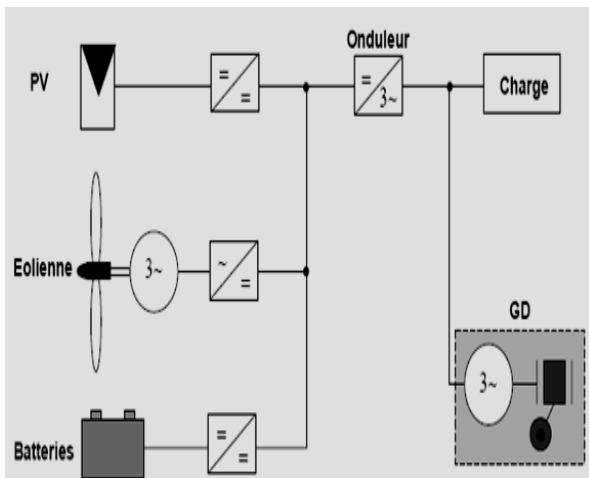


Fig. 1. Schéma principal d'un système hybride

IV. STRUCTURES DES SYSTÈMES HYBRIDES

Dans un système d'énergie hybride constitué de sources d'énergie renouvelables, de batteries et de générateurs diesels, trois configurations de connexion s'imposent : architecture à bus CC (courant continu), architecture mixte à bus CC/CA (courant continu/courant alternatif) et architecture à bus CA.

A. Architecture à Bus CC

Dans cette structure la puissance fournie par chaque source est centralisée sur un bus à courant continu, ainsi les systèmes de conversion d'énergie à courant alternatif fournissent d'abord leur puissance à un redresseur pour

être convertie en courant continu. Le ou les générateur(s) diesel(s) sont connectés en série avec l'onduleur pour alimenter les charges à courant alternatif (Fig. 2).

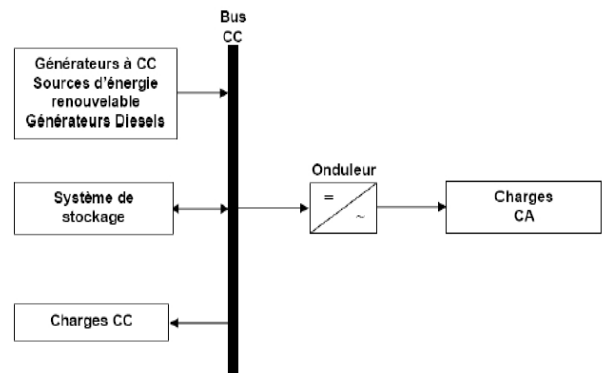


Fig. 2. Configuration du système hybride à bus CC

Un tel système présente les avantages et les inconvénients suivants :

Avantages :

- La connexion de toutes les sources sur un bus à CC simplifie le système de commande.
- Le générateur diesel peut être dimensionné de façon optimale (fonctionner à puissance nominale pendant le chargement des batteries jusqu'à un état de charge de 75 à 85 %).

Inconvénients :

- Le rendement de l'ensemble du système est faible (perte d'énergie à cause des batteries et des pertes dans les convertisseurs).
- Le diesel ne peut pas alimenter directement la charge, l'onduleur doit être dimensionné pour assurer le pic de charge.

A. Architecture Mixte à Bus CC/CA

La configuration à deux bus, à CC et à CA, est présentée dans la figure 3. Celle-ci a des performances supérieures par rapport à la configuration antérieure.

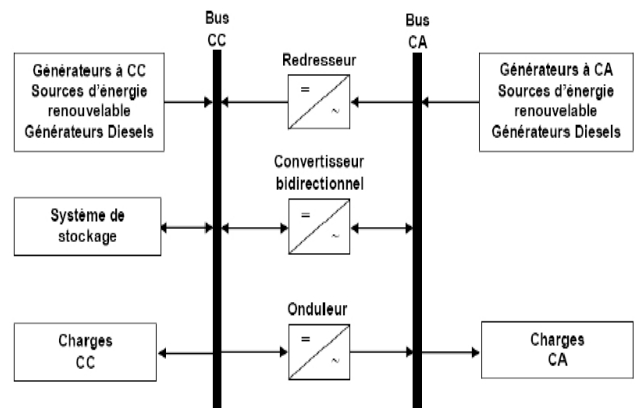


Fig. 3. Configuration du système hybride à deux bus CC et CA

Avantages :

- Quand le niveau de charge est bas, le générateur diesel ou l'onduleur génère le nécessaire d'énergie, d'autre part les deux sources peuvent fonctionner en parallèle pendant le pic de charge.

- Réduire la puissance nominale du générateur diesel et de l'onduleur.

Inconvénients :

- La réalisation d'un tel système est relativement compliquée à cause du fonctionnement parallèle du diesel et de l'onduleur.

B. Architecture à Bus CA

Dans cette configuration toutes les sources de productions sont reliées au bus CA via des convertisseurs sauf le générateur diesel qui peut fixer la fréquence de bus (Fig. 4).

Malgré les améliorations apportées au système hybride, le rendement reste toujours faible d'une part et d'autre part la connexion de toutes les sources sur un seul bus CA complique le système de commande [2].

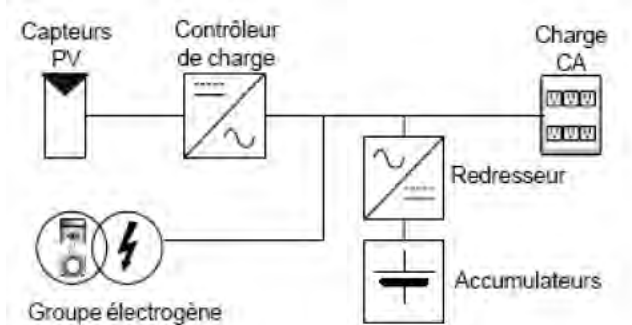


Fig. 4. Configuration du système hybride à bus CA

IV. TOPOLOGIES DE QUELQUES SYSTÈMES HYBRIDES

Nous présentons ici quelques exemples de topologies possibles de systèmes hybrides, qui ont été réalisées pour un site isolé.

A. Solaire-Eolien, Batteries de stockage, pour une installation isolée

Fréquemment rencontrée dans les pays développés comme alternative au réseau et dans les pays en voie de développement en électrification rurale [3].

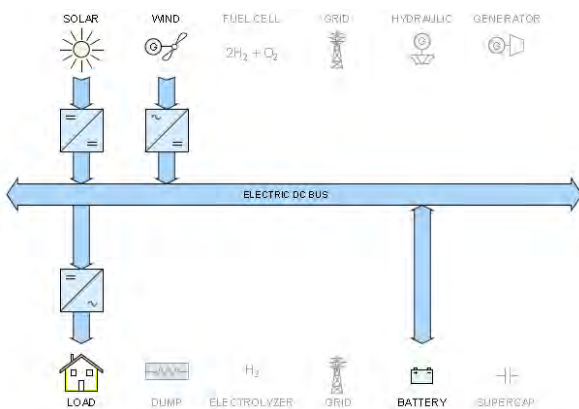


Fig. 5. Solaire-Eolien, Stockage à batteries, installation isolée

B. Solaire-Eolien, Batteries de stockage, Réseau

La particularité de cette topologie est le stockage qui est constitué par le réseau et les batteries.

Son utilisation est justifiée uniquement pour le renforcement d'un réseau faible [4].

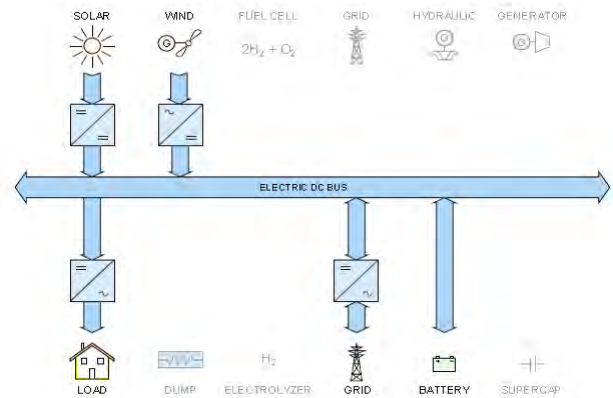


Fig. 6. Solaire-Eolien, Stockage à batteries, installation isolée

C. Solaire-Eolien, Batteries de stockage et hydrogène, installation isolée

Dans cette topologie deux types de stockage sont utilisés: les batteries pour une courte durée et l'hydrogène pour une longue durée [5].

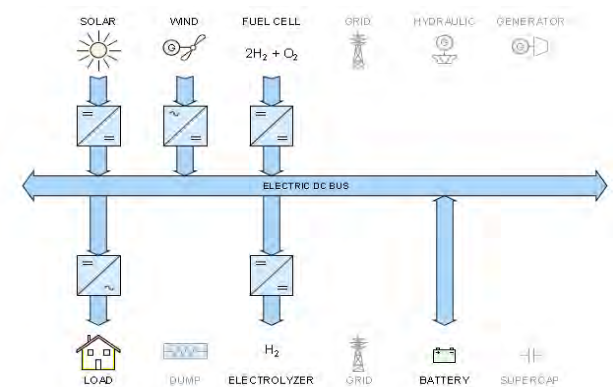


Fig. 7. Solaire-Eolien, batteries de stockage et hydrogène, installation isolée

D. Solaire-Eolien, Stockage à hydrogène, installation isolée

Comme montré par la figure 8, le stockage est assuré uniquement par hydrogène [6].

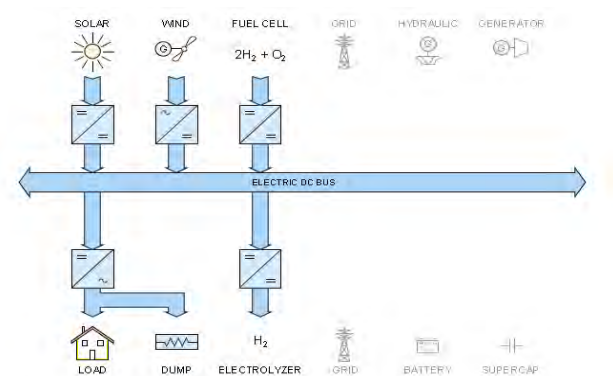


Fig. 8. Solaire-Eolien, stockage à hydrogène, installation isolée

E. Eolien, Stockage à hydrogène et par supercondensateurs, installation isolée

Les supercondensateurs assurent le stockage à très court terme et l'hydrogène à long terme [7].

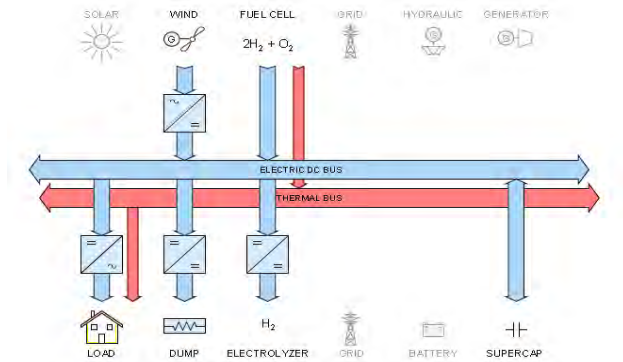


Fig. 9. Eolien, stockage à hydrogène et par supercondensateurs, installation isolée

F. PV-Diesel

Le système hybride PV/diesel permet la continuité de l'alimentation. Si les panneaux photovoltaïques produisent plus que nécessaire, le surplus d'énergie est stocké dans les batteries. Suivant les variations climatiques et le dimensionnement de l'installation, lorsque le parc batteries atteint un seuil minimum, le groupe électrogène prend le relais. Il assure ainsi la continuité de l'alimentation du système, tout en rechargeant le parc batteries [8]. Cette méthode permet d'alléger la charge de travail des groupes électrogènes, la fréquence et diminue les durées de maintenance.

G. Eolien - Diesel

Cette topologie comme la précédente combine deux sources d'énergies l'une renouvelable (l'éolien) et l'autre non renouvelable (le Diesel).

H. PV- Eolien- Diesel

Dans le même but d'améliorer la production et la continuité de l'énergie électrique une combinaison des trois sources d'énergie (PV, éolienne et diesel) est possible. L'autonomie de ce système sera assurée par un système de stockage [9, 10].

Il existe deux types de systèmes de production hybride, système alterné et système parallèle.

Le système alterné consiste en l'association d'un système éolien, un système photovoltaïque et un groupe électrogène reliés par un système de commutation entre les trois permettant d'assurer le passage d'un fonctionnement d'une source à une autre (selon les conditions météorologiques jour et nuit), par contre le système parallèle relie les deux sources (éolienne, PV) en même temps à la batterie et le groupe électrogène intervient en secours (quand les batteries sont déchargées) [11].

En général les problèmes pouvant affecter le fonctionnement d'un SEH sont les suivants :

- Les variations de la charge à long terme : les régions isolées avec des petits réseaux électriques peuvent

subir des changements rapides dans leur besoins en électricité (la demande généralement augmente)

- Les variations de la charge à court terme : variations de la demande d'électricité sur des intervalles de temps assez courts.
- Les ressources d'énergie renouvelables (vent, soleil) ont des caractéristiques locales et sont très difficiles à prédire.
- Les perturbations des réseaux, tel que les courts circuits, peuvent arrêter les systèmes et aussi détruire certains composants.
- Dimensionnement des batteries...

V. CONCLUSION

L'utilisation des systèmes hybrides permet de résoudre les problèmes de l'approvisionnement énergétique. Parmi les avantages de ces systèmes, le rôle du générateur photovoltaïque par exemple qui permet de réduire la consommation et le temps de fonctionnement du diesel, d'autre part les batteries de stockage réduisent la puissance nominale du groupe.

Plusieurs types de systèmes hybrides existent. Le choix du type adéquat est dicté par l'application désirée et par le site d'implantation de l'installation dont le gisement permet de favoriser une des sources d'énergie renouvelable par rapport à d'autres

Malgré la fiabilité des systèmes hybrides, le problème de dimensionnement et le fonctionnement des composants doivent tenir compte des variations de la charge et des ressources renouvelables disponibles. Ceci nécessite une connaissance approfondie du gisement en énergies renouvelables du site d'implantation, une gestion rigoureuse de l'énergie électrique produite afin d'assurer l'utilisation optimale de chacun des éléments du système et un savoir-faire que seule l'expérience dans l'ingénierie des systèmes énergétiques pourra assurer. Cette gestion rigoureuse de l'énergie s'appuie sur l'intelligence des dispositifs de régulation et de contrôle rendu possible grâce à des logiciels très puissants. Les perspectives de ce travail qui s'inscrivent dans le cadre de nos recherches sont diverses, l'une d'elle est l'étude complète théorique et pratique de l'une des topologies citées dans cet article (PV/éolien/diesel).

REFERENCES

1. I. Vechiu, "Modélisation et analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome," *Thèse de Doctorat*, Université du Havre, Décembre 2005.
2. F. Baghdadi, "Modélisation des performances d'une installation de conversion de l'énergie renouvelable," *Mémoire de Magister*, Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou, Septembre 2011.
3. F. Valenciaga and P.F. Puleston, "Supervisor Control for a stand-alone hybrid generation system using wind and photovoltaic energy," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, N°2, June 2005, pp. 398-405.
4. F. Giraud and Z.M. Salamah, "Steady state performance of a grid connected rooftop hybrid wind photovoltaic power

- system with battery storage,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 16, N°1, March 2001, pp. 1-7.
5. Agbossou, M. Kolhe, J. Hamelin and T.K. Bose “Performance of a stand-alone renewable energy system based on energy storage as hydrogen,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, N°3, September 2004, pp. 633-640.
 6. D.B. Nelson, M.H. Nehrir and C. Wang, “Unit sizing and cost analysis of stand-alone hybrid wind/PV/fuel cell power generation system,” *Renewable Energy*, Vol.31, August 2005, pp. 1641-1656.
 7. M.J. Khan and M.T. Iqbal, “Dynamic modeling and simulation of a small wind-fuel cell hybrid energy system,” *Renewable Energy*, Vol.30, N°3, 2005, pp. 421-439.
 8. A. Safy and A. Nafeh, “Proposed Technique for Optimally Sizing a PV/Diesel Hybrid System,” *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'10)*, Granada (Spain), March, 2010.
 9. D. Saheb-Koussa et M. Belhamel, “Système hybride (éolien – photovoltaïque – diesel) à fourniture d’énergie électrique totalement autonome,” *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 10, N°2, 2007, pp. 205 – 214.
 10. D. Saheb-Koussa, M. Belhamel et K. Benferhat, “Contribution à l’étude théorique du comportement d’un système hybride (éolien- photovoltaïque- diesel) de production d’électricité sans interruption,” *Afrique Science*, Vol. 5, N°1, 2009, pp. 23-38.
 11. D. Rekioua, Z. Roumila et T. Rekioua, “Etude d’une centrale hybride photovoltaïque – éolien – diesel,” *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 11, N°4, Décembre 2008, pp. 623-633.

Etude Expérimentale d'un GPV utilisé dans une Installation Hybride PV-Diesel

A. Khelif^{1,2} and A. Talha¹

Résumé — Le travail effectué consiste à modéliser le générateur photovoltaïque utilisé dans une installation hybride PV-Diesel. Différents modèles issus de la littérature ont été examinés. Afin de valider ces modèles nous nous sommes basés sur des mesures réelles enregistrées à partir d'un système d'acquisition de données installé au niveau du système hybride. Les résultats expérimentaux permettent de déterminer le modèle le plus approprié pour cette installation.

Mots clés — Système hybride, générateur photovoltaïque, modèle polynomial, modèle logarithmique, diesel.

I. INTRODUCTION

Le Programme des énergies renouvelables et de l'efficacité énergétique initié par le Ministère de l'Energie et des Mines prévoit l'installation de 2800MW en énergie photovoltaïque à l'horizon 2030. Afin d'atteindre cet objectif, on envisage soit de réaliser de nouvelles centrales photovoltaïques connectées au réseau électrique national ou bien d'hybrider les centrales diesel existantes qui alimentent les réseaux isolés du sud, à l'énergie photovoltaïque [1]. Afin d'estimer le productible en énergie, il est nécessaire de connaître dans les deux cas le modèle du générateur photovoltaïque (GPV) utilisé. Ce modèle permettra de déterminer la puissance produite instantanée en fonction du rayonnement solaire et de la température ambiante, ces deux paramètres constituent les variables d'entrée du système.

Dans cet article nous présenterons les modèles d'un des équipements de l'installation qui est le générateur photovoltaïque. Afin de valider les modèles des équipements utilisés, nous concevons et nous réalisons une installation hybride pilotée équipée d'un système d'acquisition de données pour l'enregistrement des paramètres météorologiques et électriques.

II. FONCTIONNEMENT DE L'INSTALLATION

Le courant électrique continu produit à partir du champ photovoltaïque est transformé en courant alternatif sinusoïdal en utilisant un onduleur MPPT (Maximum Power Point Tracking) qui permet de capturer le maximum

de production solaire (Fig. 1.). Ce courant alternatif généré permet d'alimenter directement les utilisateurs. Le surplus de production est acheminé vers la batterie, en utilisant un onduleur bidirectionnel en fonctionnement redresseur chargeur, pour être utilisé la nuit ou durant les journées à faible ensoleillement. Un système de régulation intelligent basé sur la régulation de la puissance par la fréquence permet d'éviter la surcharge des batteries afin d'éviter le phénomène d'électrolyse et par conséquent l'oxydation des électrodes [2].

Dans cette application, la fréquence f_0 du réseau est générée par l'onduleur bidirectionnel, l'onduleur MPPT ne fait que s'accrocher sur cette fréquence f_0 . Quand l'état de charge de la batterie commence à s'approcher de la limite de charge tolérée, l'onduleur bidirectionnel augmente progressivement la fréquence générée ce qui est interprété par l'onduleur MPPT comme étant un ordre pour commencer à diminuer la puissance injectée sur le jeu de barre alternatif. Quand la batterie aura atteint sa limite de charge, l'onduleur bidirectionnel donne l'ordre à l'onduleur MPPT d'arrêter l'injection de puissance.

En contrepartie, quand la batterie se décharge et atteint sa limite minimale, l'onduleur bidirectionnel cesse de puiser l'énergie à partir de la batterie afin de ne pas sulfater les électrodes et donne l'ordre au groupe électrogène de démarrer. Une fois le groupe électrogène démarré, il alimentera les utilisateurs et rechargera la batterie à travers l'onduleur bidirectionnel. Cette situation persiste jusqu'à ce que la batterie ait atteint le seuil de rétablissement [2].

L'avantage majeur de ce type d'installation est d'être modulaire et extensible. En effet, si nous désirons augmenter la productibilité du système il suffit de rajouter des modules photovoltaïques avec des onduleurs MPPT, aussi pour accroître la capacité de stockage il faut juste rajouter des batteries avec des onduleurs bidirectionnels.

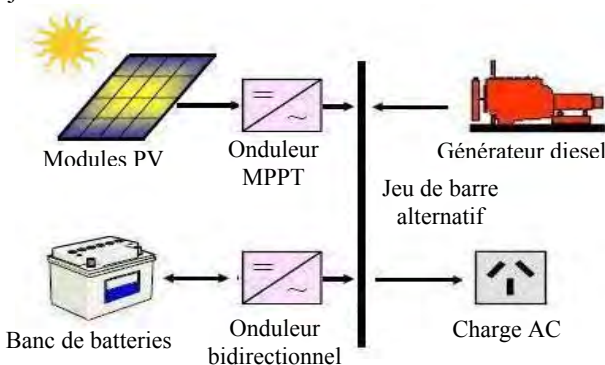


Fig.1. Système hybride PV-Diesel

A. Khelif is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, and with Direction Technique, New Energy Algeria NEAL Spa, 15 Haouche Kaouche, Dely Ibrahim, Alger, Email: amkhef@yahoo.fr. A. Talha is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algiers. Email: abtalha@gmail.com.

III. DESCRIPTION DU GPV

Le GPV utilisé est de puissance 3300W, il est constitué de 60 modules photovoltaïques monocristallins Siemens SM55, de puissance unitaire 55W. Ce générateur se compose de trois chaînes en parallèle où chaque chaîne est constituée de 20 modules en série.

L'utilisation de 20 modules en série permet d'atteindre des tensions de travail assez élevées de l'ordre de 400V ce qui réduit le courant généré à 10A. Cette conception permet de minimiser les pertes par effet joule.

Les caractéristiques du module sont décrites au niveau du tableau 1 [3].

TABLEAU. I.
Caractéristiques du module photovoltaïque SM55

Puissance à STC (W)	55±5%
Tension de circuit ouvert V_{oc} (V)	21.7
Tension de puissance maximale V_{mpp} (V)	17.4
Courant de court circuit I_{sc} (A)	3.45
Courant de puissance maximale I_{mpp} (A)	3.15±3%
NOCT (°C)	45±2
Coefficient de température du courant de court circuit (mA/°C)	1.2
Coefficient de température de tension circuit ouvert (mV/°C)	-73.7
Longueur (mm)	1293
Largeur (mm)	329

La courbe caractéristique I-V du module photovoltaïque SM55 issue à partir du logiciel PVSYSY pour une température cellule de 25°C et pour des valeurs de rayonnement allant de 200 à 1000W/m² (Fig. 2.) montre que le courant de court-circuit varie linéairement avec le rayonnement tandis que la tension de circuit ouvert est peu sensible à la variation du rayonnement.

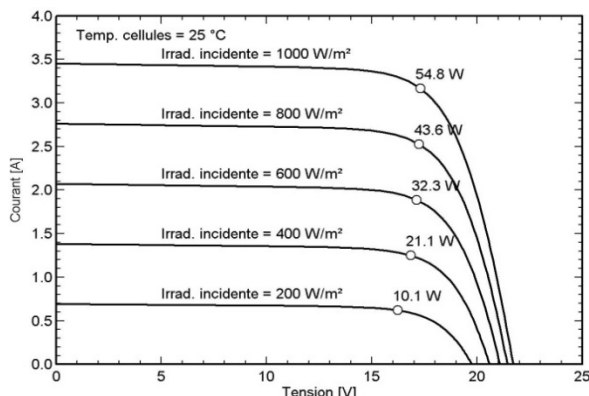


Fig.2. Courbe I-V d'un module SM55 donnée par PVSYSY

IV. MODELISATION DU GPV

La température cellule T_c mesurée au niveau d'un module PV dépend de la température ambiante T_a et du rayonnement reçu sur le plan du module E_s , elle est donnée par [4-5]:

$$T_c = T_a + \frac{E_s}{800} (NOCT - 20^\circ C) \quad (1)$$

où NOCT (Normal Operating Cell Temperature) est une caractéristique intrinsèque du module PV, elle le représente la température de fonctionnement de la cellule sous les conditions normales d'utilisation qui sont : rayonnement de 800W/m², température ambiante de 20°C et une vitesse de vent de 1m/s.

Toutefois, la tension de puissance maximale V_{mpp} varie linéairement avec la température de cellule T_c , elle est donnée par :

$$V_{mpp} = V_{mpp_STC} \left(1 + \alpha (T_c - T_{cref}) \right) \quad (2)$$

où α est le coefficient de tension de puissance maximale (%/°C) et V_{mpp_STC} est la tension de puissance maximale, dans les conditions de test standards STC ($E_{ref}=1000W/m^2$ et $T_{cref}=25^\circ C$).

Le logiciel PVSYSY donne l'évolution de : la puissance maximale, la tension de circuit ouvert V_{oc} et la tension de puissance maximale V_{mpp} en fonction de la température cellule (Fig. 3.).

Nous constatons que la tension de puissance maximale V_{mpp} est très sensible à la température, elle diminue de 74.7mV pour une augmentation de la température cellule de 1°C.

Aussi, nous pouvons définir le rendement η d'un GPV comme étant le rapport de la puissance électrique produite P_{G_MAX} à la puissance du rayonnement reçu par la surface du GPV, ce rendement s'écrit sous la forme :

$$\eta = \frac{P_{GMAX}}{E_s \cdot N_{mod} \cdot S_{mod}} \quad (3)$$

où S_{mod} et N_{mod} représentent respectivement la surface d'un module PV et le nombre de modules dans le générateur PV.

Le logiciel PVSYSY donne l'évolution du rendement d'un module SM55 en fonction de la température cellule pour différentes valeurs du rayonnement (Fig. 4.). En effet, nous pouvons remarquer au niveau du tableau 1 que la tension de circuit ouvert diminue de 73.7 mV, soit -0.34% à chaque fois que la température de cellule augmente de 1°C, et que le courant de court-circuit augmente de 1.2mA (0.03%) pour une hausse de la température de cellule de 1°C, d'où globalement une diminution de la puissance produite pour toute augmentation de la température, ce qui explique la tendance décroissante des droites de la figure 4.

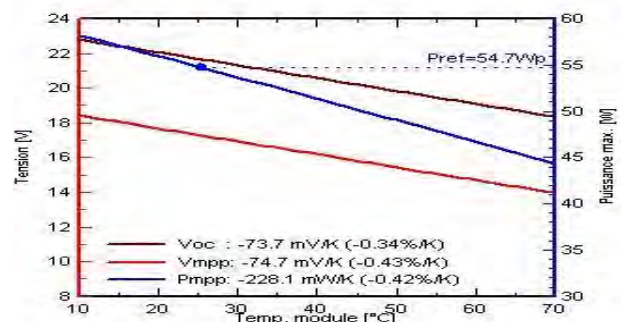


Fig.3. Puissance et Tensions en fonction de la température

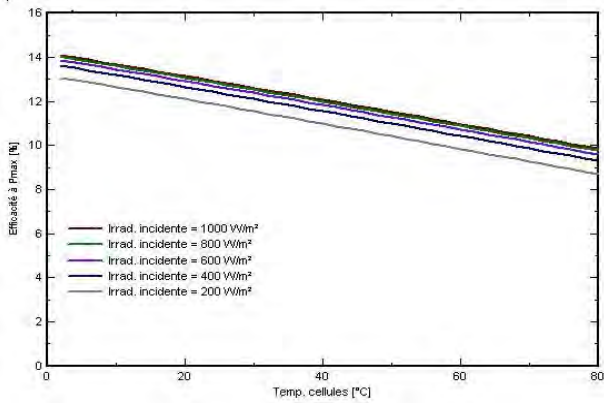


Fig.4. Rendement d'un module en fonction de la température

La puissance maximale délivrée par un générateur photovoltaïque P_{G_MAX} dépend principalement du rayonnement reçu sur le plan des modules E_s et de la température des cellules T_c . Dans la littérature nous retrouvons plusieurs modèles de générateurs photovoltaïques tels que le modèle à une diode, le modèle à deux diodes, le modèle polynomial et le modèle logarithmique. Dans le cadre de ce travail nous nous sommes intéressés à la puissance maximale délivrée par le GPV, pour cela nous nous contenterons de l'étude des deux modèles polynomial et logarithmique.

IV.1 MODELE POLYNOMIAL

Le modèle polynomial définit la puissance maximale délivrée par le GPV comme étant une grandeur proportionnelle au rayonnement reçu sur le plan des modules et linéairement dépendant de la température de la cellule, cette puissance est donnée par [6-7] :

$$P_{G_MAX} = P_1 \frac{E_s}{E_{ref}} \left(1 + P_2 (T_c - T_{cref}) \right) P_{G_MAX_STC} \quad (4)$$

où $P_{G_MAX_STC}$ représente la puissance délivrée par le GPV dans les conditions STC et P_1, P_2 deux paramètres du modèle.

IV.2 MODELE LOGARITHMIQUE

En utilisant ce modèle, la puissance maximale produite par le GPV est calculée à partir du rayonnement reçu sur le plan des modules et de la température de cellule par [8] :

$$P_{G_MAX} = \left(P_1 + P_2 E_s + P_3 \cdot \log E_s \right) \frac{E_s}{E_{ref}} \left(1 + \alpha (T_c - T_{cref}) \right) P_{G_MAX_STC} \quad (5)$$

où P_1, P_2, P_3 et α représentent les quatre paramètres du modèle.

V. RESULTATS ET DISCUSSION

Les modules SM55 utilisés dans ce système hybride ont été fabriqués en 1996 et sont restés stockés en entrepôt, dans une température ambiante n'excédant pas les 30°C, jusqu'à fin 2010, date de leur installation. Afin

de vérifier que leurs performances électriques ne se sont pas dégradées avec le temps, nous avons testé un échantillon au niveau du simulateur de modules photovoltaïques de l'usine de production des panneaux solaires ALPV sise à Tlemcen (Fig. 5.). Le simulateur éclaire la surface du module photovoltaïque avec un rayonnement dont l'intensité est de 1000W/m² puis fait varier l'impédance entre les bornes du module PV en allant du court circuit jusqu'au circuit ouvert en relevant à chaque fois le couple de point (I,V).

La courbe caractéristique du module testé (Fig. 6.) montre que les valeurs mesurées par le simulateur correspondent aux spécifications données par le constructeur. En effet, la puissance mesurée qui est de 53.9W reste dans l'intervalle de tolérance affiché qui est 55W±5%. Aussi, pour les autres paramètres (courant de court circuit, courant de puissance maximale, tension de circuit ouvert et tension de puissance maximale) l'écart entre les valeurs du constructeur et les valeurs mesurées ne dépasse pas 1%.

L'exploitation des données enregistrées durant une année de fonctionnement de l'installation hybride avec un pas d'enregistrement de 5 minutes nous permet de valider les modèles présentés ci-dessus. La figure 7 présente, pour la journée du 09 juin 2011, la température de cellule mesurée à l'aide d'une sonde PT100 placée sur la face postérieure d'un module PV et celle calculée à partir de la température ambiante mesurée avec une sonde PT100 et du rayonnement reçu sur le plan des modules mesuré avec une cellule de référence (équation 1).



Fig.5. Test d'un module SM55 au niveau du simulateur

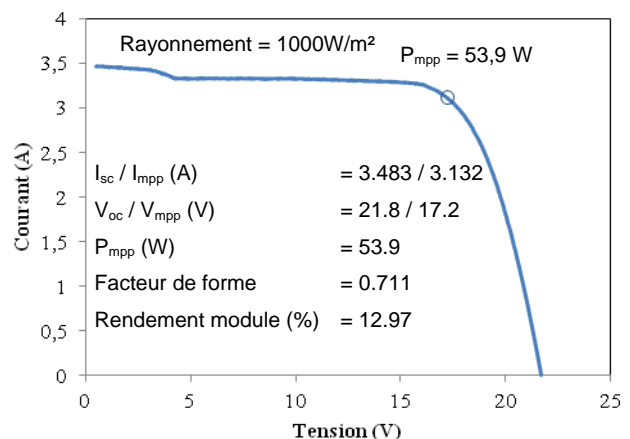


Fig.6. Courbe I-V du module SM55 donnée par le simulateur

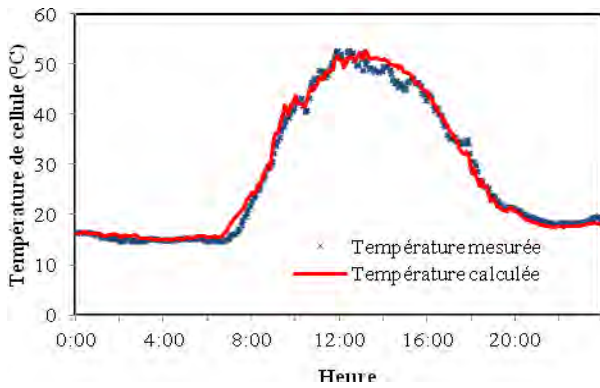


Fig.7. Température cellule mesurée versus température calculée

Nous remarquons que la température cellulaire calculée T_{c_cal} concorde bien avec celle mesurée T_{c_mes} . Afin d'évaluer l'écart entre les deux courbes nous calculons l'erreur quadratique moyenne RMSE (Root Mean Square Error) par :

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (T_{c_cal} - T_{c_mes})^2}{n}} \quad (6)$$

L'erreur quadratique moyenne est légèrement supérieure durant le jour (1.65°C) par rapport à la nuit (0.63°C). Idéalement, durant la nuit lorsque le rayonnement reçu sur le plan des modules est nul, la température de cellule calculée est égale à la température ambiante mesurée (équation 1). Les deux sondes de température cellule et ambiante présentent des tolérances de $\pm 0.5^\circ\text{C}$ tandis que la cellule de référence a une précision de $\pm 8\%$, celles-ci constituent une source d'erreur dans l'estimation de la température cellulaire. D'après l'équation 1, l'erreur sur le calcul de la température cellule est donnée par :

$$\Delta T_c = \Delta T_a + \frac{(NOCT - 20^\circ\text{C}) E_s}{800} \cdot \frac{\Delta E_s}{E_s} \quad (7)$$

En effet, durant la nuit la température cellulaire est calculée avec une erreur ΔT_c égale à la tolérance sur la mesure de la température ambiante ΔT_a , soit $\pm 0.5^\circ\text{C}$, d'où l'écart entre les deux valeurs calculée et mesurée peut atteindre $\pm 1^\circ\text{C}$ ($\pm 0.5^\circ\text{C}$ qui correspond à l'erreur sur la température calculée auquel s'ajoute $\pm 0.5^\circ\text{C}$ comme précision sur la valeur mesurée). Cependant, durant le jour quand le rayonnement atteint une valeur de $1000\text{W}/\text{m}^2$ il faut rajouter le terme relatif à l'erreur due à la mesure de ce rayonnement qui est de 2.5°C , soit un écart total qui peut atteindre 3.5°C . La figure 7 montre, donc, que les RMSE observées durant le jour et durant la nuit, respectivement 1.65°C et 0.63°C s'insèrent bien dans les plages de tolérance prévues, à savoir 3.5°C et 1°C et que la RMSE calculée sur toute la journée est de 1.34°C . Nous pouvons conclure que le modèle de calcul de la température cellulaire à partir des mesures de rayonnement et de température ambiante donne de bons résultats et que l'estimation peut être faite avec une tolérance acceptable (RMSE=1.34°C).

Nous avons représenté l'évolution de la tension de puissance maximale V_{mpp} , enregistrée durant la journée du 13 mars 2011, en fonction de la température cellule (Fig. 8.). Nous constatons que le nuage de points peut être approximé par une fonction linéaire de premier degré et que l'allure de la courbe ressemble à la droite affichée par le logiciel PVSYST pour un seul module (Fig. 3.). L'approximation par la méthode des moindres carrés nous permet de déterminer les paramètres de l'équation 2 :

$$V_{mpp_STC} = 335.1\text{V} \quad \alpha = -0.597\%/^\circ\text{C}$$

Normalement, dans des conditions parfaites d'utilisation, la tension de puissance maximale à STC pour 20 modules SM 55 en série, calculée à partir des paramètres du constructeur présentés au niveau du tableau I, est de 348V. Cette valeur se trouve supérieure à celle estimée par la méthode d'approximation par les moindres carrés, l'écart de 3.7% est dû :

- aux chutes de tension au niveau des câbles d'interconnexion des modules et des câbles de raccordement modules-onduleur MPPT,
- à la disparité des caractéristiques des modules,
- aux erreurs induites par le modèle.

Afin de valider le modèle, nous représentons l'évolution temporelle des tensions de puissance maximale mesurée et calculée pour la même journée du 13 mars 2011 (Fig. 9.). Le calcul de RMSE donne une valeur de 2,01V, soit une erreur quadratique moyenne de 0.58%. Cette grandeur montre que le modèle de calcul de la tension de puissance maximale en fonction de la température de cellule est suffisamment fiable.

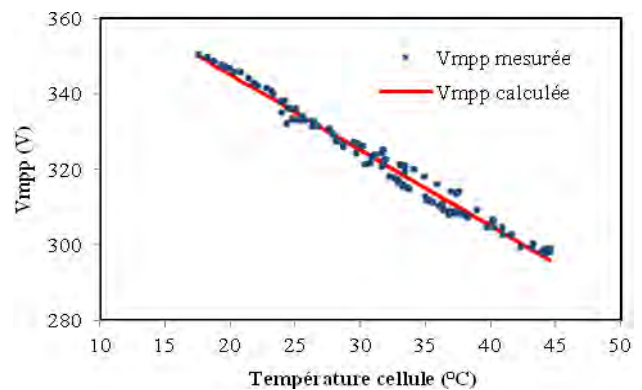


Fig.8. V_{mpp} en fonction de la température cellule

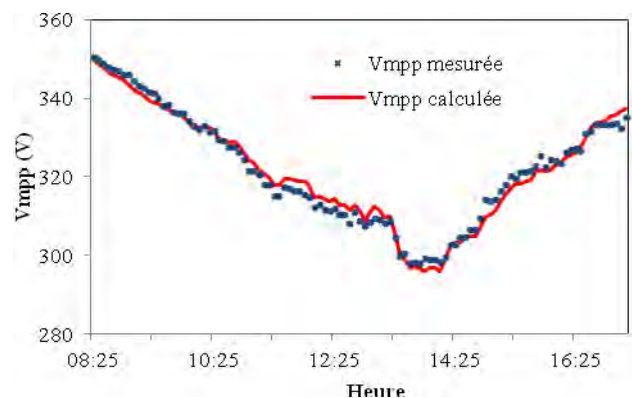


Fig.9. V_{mpp} mesurée versus V_{mpp} calculée

Le rendement d'un générateur PV est un des paramètres les plus importants. En effet, plus le rendement est stable quand la température cellule augmente plus le générateur est de meilleure qualité. Nous représentons pour la journée du 13 mars 2011 le nuage de points relatif à l'évolution du rendement du générateur en fonction de la température cellule (Fig. 10.). Nous constatons que le rendement qui est de 12% quand la température est de 20°C chute à 9.3% quand la température aura atteint 45°C soit une perte de 2.7%. En comparant ces résultats avec la courbe de rendement du module SM55 donné par le logiciel PVSYST (Fig. 4.) nous trouvons que la perte de rendement est presque similaire, il passe de 13.3% pour une température de 20°C à 10.7% quand on atteint 45°C, soit une chute de 2.6%. Nous remarquons aussi que le rendement d'un seul module est constamment plus élevé que le rendement du générateur complet. Evidemment, ceci est dû aux pertes induites par effet joule au niveau des câbles de raccordement des modules et aussi à la disparité des caractéristiques de ces modules.

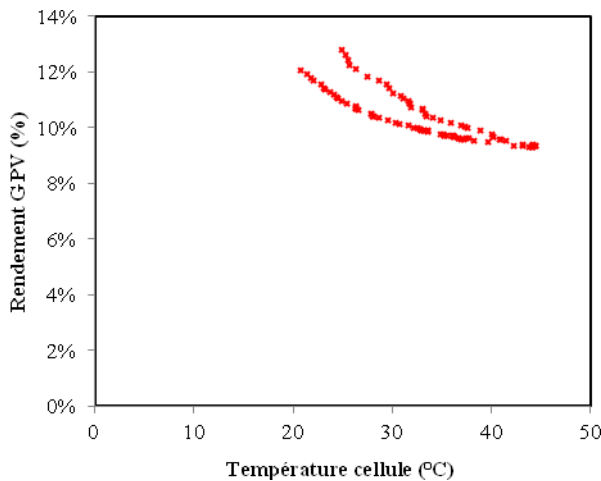


Fig.10. Rendement en fonction de la température cellule

Afin de valider les modèles de calcul de la puissance maximale délivrée par le générateur PV à partir des données de rayonnement et de température enregistrées nous avons choisi deux journées, la journée du 13 mars 2011 qui est une journée avec ciel dégagé (Fig. 11.) et celle du 18 mars 2011 qui présente un ciel nuageux (Fig. 12). Nous pouvons constater que dans les deux cas la courbe de puissance PV produite épouse la forme de la courbe du rayonnement.

En considérant que la puissance maximale produite par le générateur PV dans les conditions STC est égale au nombre de modules que multiplie la puissance unitaire de chaque module, soit 3300W, nous avons calculé les paramètres des deux modèles polynomial et logarithmique à partir de la journée qui présente un ciel clair, en utilisant la méthode d'approximation par les moindres carrés. Le résultat est présenté au niveau du tableau II.

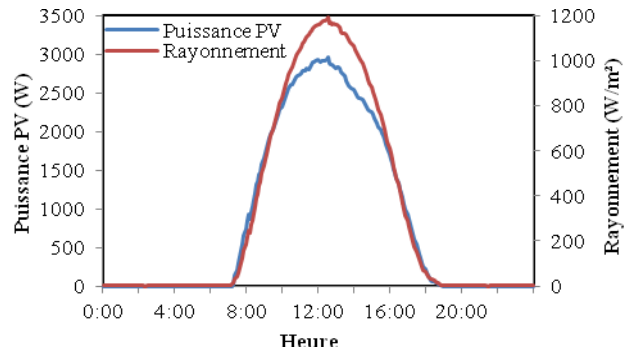


Fig.11. Journée à ciel dégagé

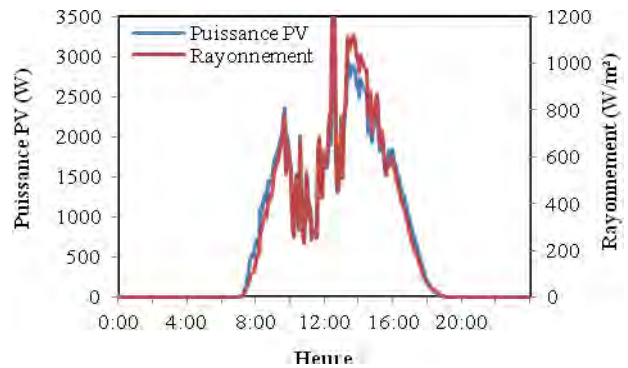


Fig.12. Journée à ciel nuageux

TABLEAU. II.
Paramètres des modèles polynomial et logarithmique

Paramètres du modèle polynomial	
P_1	0.8588
P_2	$0.0099 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
Paramètres du modèle logarithmique	
P_1	1.7217
P_2	$9.8022 \cdot 10^{-7} \text{ W}^{-1}\text{m}^2$
P_3	-0.1299
α	$6.4712 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

Ainsi, nous pouvons représenter, pour la journée à ciel clair, pour chaque modèle, les puissances mesurées et calculées à partir des paramètres trouvées (Fig. 13. et 14.). Nous constatons que l'écart entre les valeurs mesurées et calculées est plus petit dans le cas du modèle logarithmique par rapport au modèle polynomial. En effet, pour le modèle logarithmique la RMSE est de 24W, soit 0.8%, tandis que pour l'autre modèle elle est de 82W qui est équivalente à 2.8%. Le modèle logarithmique permet de réduire les écarts qui apparaissent dans le modèle polynomial, notamment pour les valeurs de rayonnement élevées.

Pour examiner l'impact de la régularité du rayonnement sur la précision des modèles, nous calculons, pour la journée à ciel nuageux, la puissance PV produite pour les deux modèles en utilisant les mêmes paramètres du tableau II (Fig. 15. et 16.). Nous remarquons que le modèle logarithmique donne toujours des meilleurs résultats que le modèle polynomial. Pour le modèle logarithmique la RMSE est de 89W, soit 2.7%, contre 120W qui est équivalente à 3.7% pour le modèle polynomial. En conclusion nous pouvons retenir :

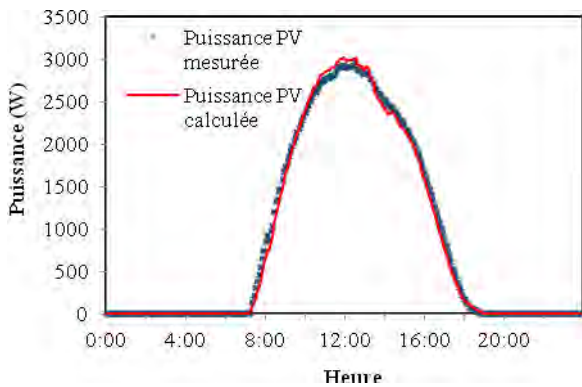


Fig.13. Modèle polynomial pour une journée à ciel dégagé

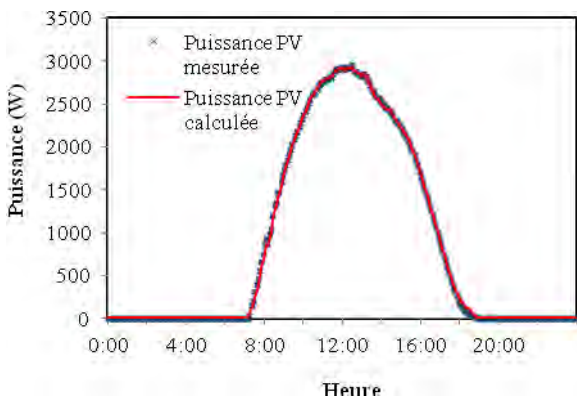


Fig.14. Modèle logarithmique pour une journée à ciel dégagé

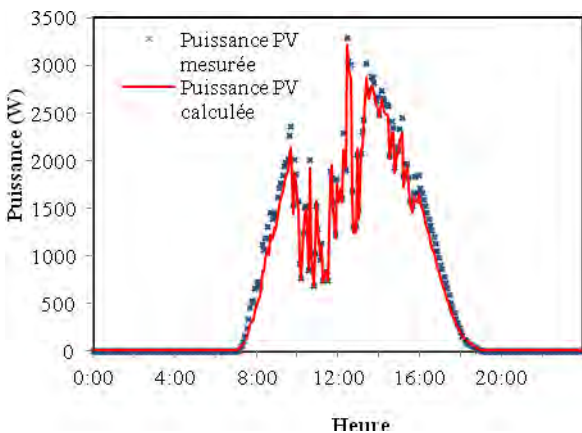


Fig.15. Modèle polynomial pour une journée à ciel nuageux

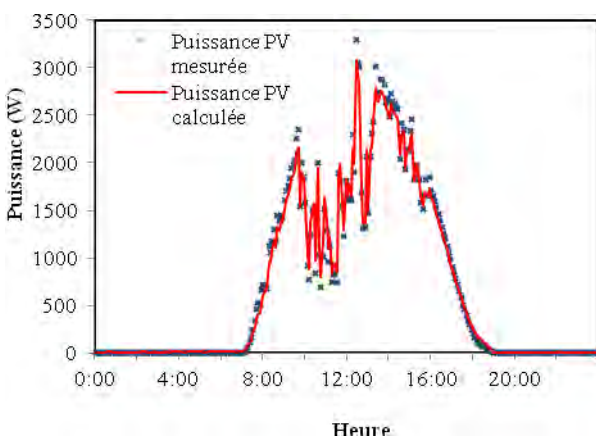


Fig.16. Modèle logarithmique pour une journée à ciel nuageux

- Le modèle logarithmique est plus précis que le modèle polynomial, que ce soit pour une journée à ciel dégagé ou bien pour une journée à ciel nuageux.
- Les deux modèles présentent une meilleure précision pour un ciel dégagé que pour un ciel nuageux.
- Quand on passe d'une journée à ciel dégagé à une journée à ciel nuageux, la baisse de précision est plus importante pour le modèle logarithmique (de 0.8% à 2.7%) par rapport au modèle polynomial (de 2.8% à 3.7%), le modèle logarithmique est donc plus sensible au changement de climat.

VI. CONCLUSION

Ce travail a permis d'étudier le comportement d'un générateur photovoltaïque utilisé dans une installation hybride PV-Diesel en fonction de l'évolution du rayonnement et de la température ambiante.

Le test d'un échantillon de modules au niveau du simulateur montre que l'entreposage à des températures modérées durant de longues périodes n'affecte pas les performances électriques des modules.

Les données de fonctionnement enregistrées démontrent que le rendement ainsi que la tension de puissance maximale d'un générateur photovoltaïque sont très sensibles à l'évolution de la température ambiante et par conséquent à l'évolution de la température cellule.

Les résultats de simulation ont fait ressortir que le modèle logarithmique est le plus adéquat pour calculer la puissance maximale délivrée par un GPV à partir des mesures de rayonnement et de température ambiante.

REFERENCES

1. Programme des énergies renouvelables et de l'efficacité énergétique, Ministère de l'Énergie et des Mines, Mars 2011.
2. A. Khelif, A. Talha, "Conception et Réalisation d'un Système Hybride Photovoltaïque Diesel", Journées du Laboratoire Instrumentation JLINS'2010, Octobre 2010, USTHB, Alger.
3. Module solaire SM55/55W, Documentation Technique, Sonelgaz, Direction Recherche et Développement.
4. A. Khelif, A. Talha, M. Belhamel, A. Hadj Arab, "Feasibility study of hybrid Diesel-PV power plants in the southern of Algeria: Case study on AFRA power plant", Electrical Power and Energy Systems, Vol. 43, pp. 546-553, 2012.
5. A. Kaabeche, M. Belhamel, R. Ibtouen, "Techno-economic valuation and optimization of integrated photovoltaic/wind energy conversion system", Solar Energy, Vol. 85, pp. 2407-2420, 2011.
6. O. Gergaud, "Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur", Thèse de Doctorat, Electrotechnique, École Normale Supérieure de Cachan, France, 2002.
7. A. Khelif, "Développement d'un Outil d'Aide à la Décision pour l'Hybridation par le Photovoltaïque des Micro-Centrales Diesel du Sud de l'Algérie", Mémoire de Magister, Electronique, USTHB, Algérie, 2008.
8. H.G. Beyer et al, "Identification of a general model for the MPP performance of PV modules for the application in a procedure for the performance check of grid connected system", 19th E. PV Solar Energy Conference, Paris, France, 2004.

Centrales hybrides Photovoltaïque-Diesel

Salim Benmerabet, Abdelaziz Talha et El-Madjid Berkouk

Résumé — Les diverses études entreprises jusqu'à présent sur le potentiel énergétique solaire en Algérie font apparaître un potentiel considérable pour l'utilisation et l'exploitation de cette forme d'énergie. En effet, l'Algérie avec plus de deux millions de km² de superficie, reçoit l'équivalent de 300 milliards de Tep par an en énergie solaire. En termes d'insolation, l'énergie reçue quotidiennement sur une surface horizontale de 1m² est de l'ordre de 5kWh sur la quasi-totalité du territoire national, la durée d'insolation quant à elle dépasse les 2000 heures annuellement et peut atteindre les 3900 heures sur les hauts plateaux et le Sahara. La grande distance séparant les petites communes dans le Sahara algérien rend l'alimentation en électricité très onéreuse dans cette région du pays. Consciente de l'intérêt grandissant de l'énergie solaire et de ses enjeux, l'Algérie a intégré son développement dans sa politique énergétique par l'adoption d'un cadre juridique favorable à l'expansion de cette énergie. En effet, ce travail porte sur l'efficacité d'utilisation des centrales hybrides Photovoltaïque/Diesel, ainsi qu'à l'interconnexion de ces dernières grâce à un réseau à Courant Continu Haute Tension.

Mots clé — photovoltaïque, Stockage, Diesel, HVDC.

I. INTRODUCTION

Selon l'Agence Spatiale Allemande, le potentiel d'énergies renouvelables est le plus important dans le bassin méditerranéen.

Le Sahara Algérien couvre 83% de notre territoire national (près de 2 millions de km²), il n'est pour autant pas très peuplé, il abrite seulement 10% de la population algérienne soit environ trois millions d'habitants, le résultat est qu'il n'existe que peu de villes et que la distance les séparant est relativement grande.

Le réseau électrique dans le sud est donc très onéreux, et ne peut couvrir tout le territoire, surtout quand il s'agit de petits villages isolés.

Sachant que le coût d'une ligne est relatif à sa longueur, de par le coût du câble (distance x 3), mais aussi de par les postes de rectification de phase, dû à la puissance réactive générée par le câble.

Le résultat est que les villages du sud algérien ne sont reliés au réseau que s'ils sont relativement proches des

S. Benmerabet, Laboratoire d'Instrumentation, Faculté d'Electronique et d'Informatique, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediène, BP 32 El-Alia 16111 Bab-Ezzouar Alger, Algérie. e-mail: s.benmerabet@hotmail.fr

A. Talha, Benmerabet, Laboratoire d'Instrumentation, Faculté d'Electronique et d'Informatique, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediène, BP 32 El-Alia 16111 Bab-Ezzouar Alger, Algérie. e-mail: abtalha@gmail.com

E. M. Berkouk Laboratoire de Process et Control, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 10 rue Hassen Badi, El-Harrach, BP 182, Alger, Algérie. e-mail: emberkouk@yahoo.fr

grandes agglomérations, sinon ils sont parfois dotés d'une petite centrale locale.

Ces multiples raisons donnent un regain d'intérêt au développement et à l'utilisation des énergies renouvelables.

L'Algérie entreprend un engagement dans ce sens afin de préserver l'environnement et les ressources énergétiques d'origine fossile comme le pétrole et le gaz naturel. Vu le gisement solaire important dont dispose l'Algérie, le programme national des énergies renouvelables se concentre essentiellement sur le développement de l'énergie photovoltaïque.

En raison de la caractéristique intermittente du rayonnement solaire, les systèmes hybrides présentent une solution efficace de production d'électricité sans interruption dans les régions isolées. La combinaison de plusieurs sources d'énergies permet d'optimiser au maximum les systèmes de production d'électricité, aussi bien du point de vue technique qu'économique.

Dans ce contexte, l'apport envisagé avec ce travail est une contribution à l'étude d'un système de production hybride photovoltaïque - diesel.

II. CENTRAL LOCALE

Éviter un investissement lourd et classique au profit d'un investissement de proximité et durable paraît dans un premier temps la meilleure des solutions.

A. Gisement Solaire

De par sa position géographique et son climat l'Algérie jouit de beaucoup de soleil c'est même l'un des pays les plus ensoleillés au monde et se trouve au milieu de la ceinture solaire ; la durée d'ensoleillement sur la quasi-totalité du territoire national dépasse les 2000 heures par an et peut atteindre 3900h au Sahara [1], où l'énergie reçue par une surface horizontale d'un mètre carré est d'au moins 5kWh/Jour.

L'utilisation de l'énergie solaire photovoltaïque (PV) implique qu'il n'est pas nécessaire de l'approvisionner en combustible, puisque bien évidemment la source d'énergie est le soleil, le photovoltaïque n'émet pas de gaz à effet de serre ce qui en fait une énergie verte.

TABLEAU. I.
Énergie solaire en Algérie [1]

	Zone côtière	Haut plateau	Sahara
Surface (%)	4	10	86
Moyenne d'ensoleillement (h/an)	2650	3000	3500
Moyenne d'énergie reçue (kWh/m ² /an)	1700	1900	2650

Ceci dit ce même avantage est aussi l'inconvénient majeur de l'énergie solaire photovoltaïque, « sa dépendance du soleil ».

B. Système de stockage

Exploiter l'énergie solaire grâce à des panneaux solaires est la meilleure des solutions, ceci dit dans le meilleur des cas nous avons 3900h/ans ce qui implique que 4860h/ans sont passés dans l'obscurité, afin de remédier à ce problème, il est nécessaire de se doter de système de stockage.

Nous nous intéresserons dans notre recherche aux divers technologies de stockage, à savoir les batteries, les supercondensateurs, pile à combustible...etc.

C. Groupe Diesel

Pour optimiser le coût de l'installation on a pensé à ne mettre que le minimum comme équipement, occasionnellement, notre petite centrale peut être sujette à une surexploitation de l'énergie, et nos batteries risquent la décharge complète.

Pour y remédier un groupe Diesel peut compenser le déficit momentané en énergie, cette configuration PV/stockage/Diesel offre globalement une grande fiabilité, les différents éléments combinent les inconvénients des uns des autres, aussi, l'utilisation momentanée du groupe Diesel permet de minimiser le cycle de maintenance de ce dernier, ainsi que l'élongation de sa durée de vie.

D. Electronique de puissance et de commande

Une électronique de puissance et de commande doit intervenir à tous les niveaux de cette centrale pour permettre un bon fonctionnement, nous citerons dans cette partie du document quelques systèmes électroniques nécessaires comme le MPPT, le contrôle de charge, la gestion et commande du groupe Diesel, sans oublier l'onduleur.

1) MPPT

Les cellules solaires photovoltaïques sont caractérisées d'une courbe $I(V)$ ou $P(V)$, où il est mis en évidence la variation du courant et de la puissance en fonction de la tension, la variation de la puissance en fonction de la charge est un handicap qu'il faut surmonter, en effet la puissance reçue à la sortie du panneau dépend entièrement de la tension utilisée, le panneau photovoltaïque est formé de plusieurs cellules, dans le cas idéal, le panneau photovoltaïque présente une courbe similaire en plus grande amplitude, ceci dit il n'est souvent pas le cas, il faut donc utiliser un dispositif nommé MPPT (maximal power point tracker) qui permet d'extraire le maximum de puissance du panneau photovoltaïque parfois avec des courbes $P(V)$ et $I(V)$ très complexes.[2]

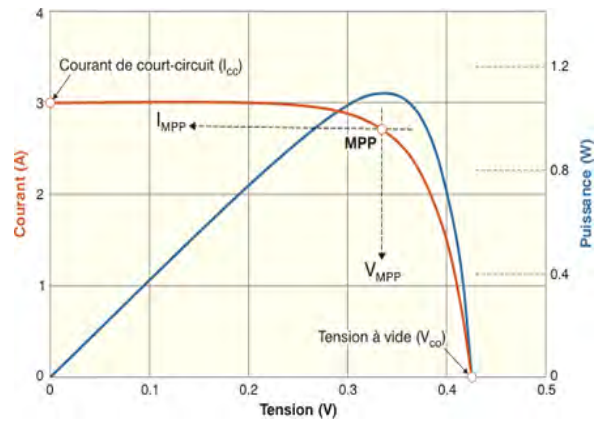


Fig.1 . Courbe courant tension et la courbe puissance tension

2) Contrôleur de charge

Le stockage constitue pièce maîtresse de la chaîne de production, en effet lorsque l'on produit plus que ce que l'on consomme, le système de stockage permet de conserver ce surplus pour être réutilisé plus tard, c.-à-d. qu'il stocke lorsque l'on consomme moins que ce que nous avons et refournit cette énergie lorsque l'on consomme plus que ce que le soleil nous offre, mais la batterie par exemple a bien aussi ses règles, on ne peut laisser une batterie sous charge infiniment, des phénomènes tels que l'électrolyse risquent de se produire, endommageant ainsi notre batterie, on ne peut la décharger plus d'une certaine limite également, à cause de phénomènes tels que la sulfatation, un régulateur de charge est donc indispensable pour le maintien de la batterie. Ce dernier permet d'assurer une durée de vie raisonnable [3],

Ceci-dit chaque technologie a des règles et il faut en tenir compte.

3) Onduleurs

C'est le dispositif final de chaîne il permet de transformer le courant continu en courant alternatif aux normes du réseau.

Il existe plusieurs structures d'onduleurs, divisés principalement en deux grandes familles : modulation de longueur d'impulsion (MLI) et les onduleurs multi-niveaux.

Un onduleur est dit multi-niveau lorsqu'il génère à sa sortie au moins trois niveaux de tension découplés, il présente essentiellement deux avantages, le premier est qu'il permet de limiter les contraintes de tension subies par les différents interrupteurs et le deuxième est que l'amplitude de chaque front montant ou descendant est réduite du fait de multiplier les niveaux, il en résulte que sa décomposition spectrale présente des amplitudes d'harmonique moins importantes [4].

a) Onduleur à pont complet

Est la structure de base de tous les onduleurs qui suivront, l'amorçage de K1 K4, permet d'avoir une tension de sortie de +E, K2 K3, une tension de -E et toute autre combinaison offre une tension nulle.

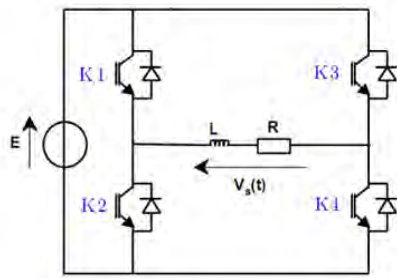


Fig.2 . Schéma d'un onduleur à pont complet

b) Onduleur clampé par le neutre

Cette structure a été proposée par A. Nabae et H. Akagi en 1981 [5]. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur. Aussi appelé NPC (Neutral Point Clamped), Cette structure fournit aussi trois niveaux de tension différents, elle est représentée en figure 3. L'amorçage de K1 K2 permet d'avoir une tension $+E/2$, K3 K4 $-E/2$, K2 K3 0V, en supposant que le potentiel est nul au point entre les condensateurs.

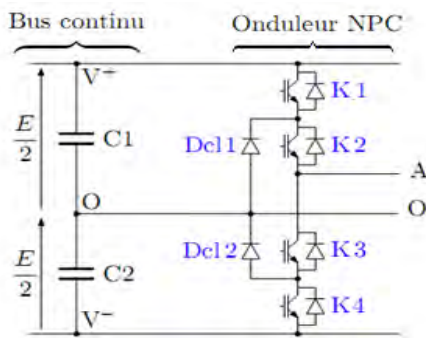


Fig.3 . Structure NPC 3 niveaux

Lorsque K1 et K4 sont bloqués rien n'empêche que le potentiel en « O » n'augmente ou ne diminue ce qui conduit à un risque de claquage de K1 ou K4 puisqu'ils ne sont normalement dimensionnés que pour bloquer une tension de $E/2$. Un système d'asservissement du point neutre peut se montrer nécessaire.

c) Onduleur multi-niveau à cellules imbriquées et superposées

Cette structure a été introduite en 1992 par T. Meynard et

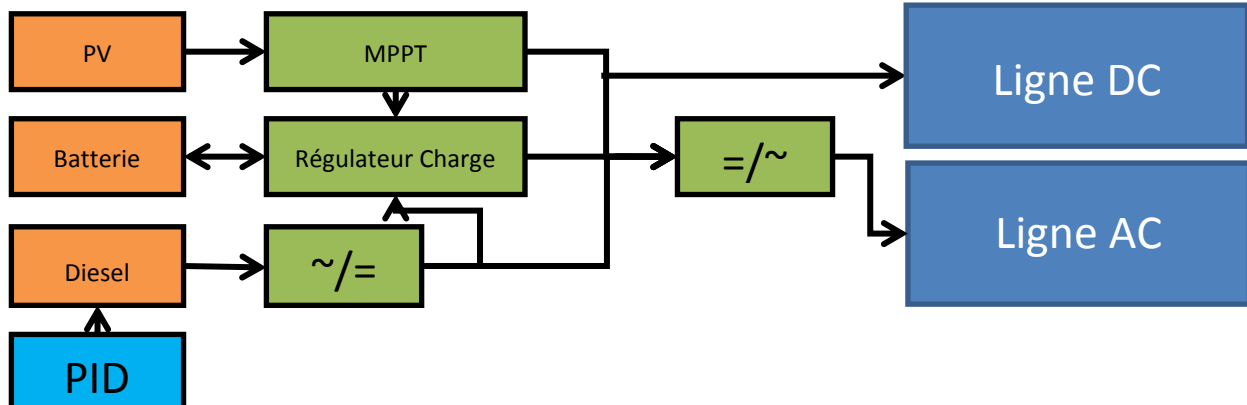


Fig.6 . Schéma global

H. Foch [6], Tout comme les onduleurs vus précédemment c'est une structure multi-niveau, aussi connue sous le nom de « flying capacitors multilevel converter » (Fig.4)

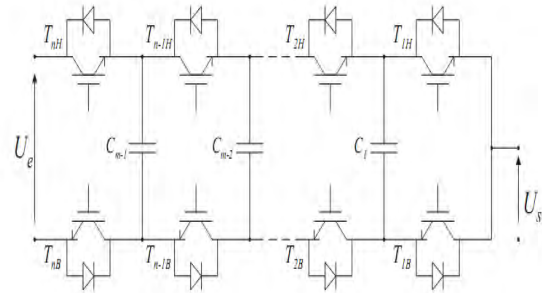


Fig.4 . Structure d'un onduleur à cellule imbriquée

d) Onduleur multi-niveau en structure des convertisseurs cascades

Introduit par Marchesoni et al. en 1988 [7], cette structure est également nommée onduleur multi-niveau symétrique. Le principe est de disposer plusieurs ponts en H en série (Figure 5).

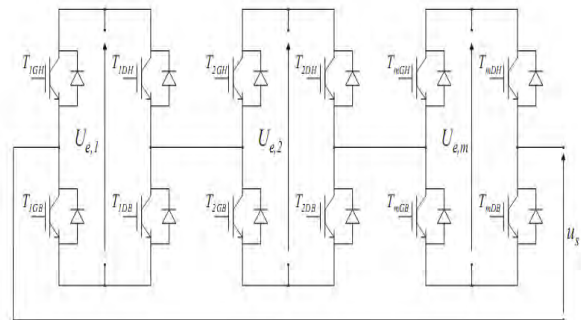


Fig.5 . Structure d'un onduleur en cascades

Cette configuration est celle qui est envisagée pour le moment, puisque nous disposons de plusieurs panneaux photovoltaïques ainsi que de plusieurs périphériques de stockage.

4) Commande

L'électronique de commande est le cerveau de notre centrale électrique, il existe une priorité qu'il faut respecter à savoir, PV -> Stockage -> Diesel

Que ce dernier doit particulièrement gérer

minutieusement, ainsi le groupe Diesel doit se déclencher pour combler le manque de puissance, cependant le générateur Diesel présente quelques particularités auxquelles il faut s'affranchir,

Un moteur Diesel définit un régime de fonctionnement minimum et la génératrice définit la charge maximum, un fonctionnement du groupe électrogène au bon régime est donc nécessaire, une commande PID peut s'avérer utile. D'autre part il faut aussi considérer la possibilité que notre centrale ne soit pas la seule source d'énergie de l'agglomération, et munir le système d'une boucle de retour de phase.

Bien évidemment, il existe aussi les signaux de commande des valves de commutation des onduleurs et hacheurs.

III. INTERCONNEXION A FAIBLE COUT DE DIVERS CENTRALES HYBRIDES

Il faut avouer que le groupe Diesel est le maillon faible de la centrale hybride, notamment à cause de la nécessité de l'alimenter en carburant, les régions éloignées subissent parfois des problèmes logistiques dans la distribution du gasoil, dans ce genre de cas, la centrale ne peut plus subvenir à des surconsommations occasionnelles, et ses clients subissent les conséquences.

Sachant que nous disposons d'ores et déjà d'un courant continu, l'utilisation d'une ligne à courant continu n'est pas à délaissier.

A. Ligne à courant continue haute tension

High Voltage Direct Current, voir Courant Continu Haute Tension est une liaison reliant au moins deux réseaux à courant alternatif par l'intermédiaire de stations de conversion, le but de ce travail est de relier des centrales à énergie renouvelable à un tel réseau sans pour autant passer par un réseau alternatif conventionnel.

Dans son utilisation classique (liaison de deux réseaux AC) le transport à courant continu haute tension permet de réduire les coûts de transport d'énergie d'environ 30%, dans le cas de très longues distances (>600km) [8], la grande distance séparant le sud du nord algérien très urbanisé, rend le transport HVDC fortement intéressant pour réduire le coût d'installation.

Nous espérons aboutir dans nos travaux à une réduction du prix même pour les petites distances.

Le principe du transport HVDC est simple, maximiser la tension et minimiser le courant, le résultat est que les pertes Joule dues à la résistance des câbles sont négligeables devant la puissance transportée.

B. Interconnexion

A première vue, une ligne HVDC n'a que des avantages, moins de câbles, pas de puissance réactive en plus d'une grande capacité de puissance.

Dans les stations de conversion qui permettent de convertir du HVAC en HVDC il existe une électronique de puissance de pointe, des semi-conducteurs qui supportent la haute tension, mais aussi un fort champ électromagnétique qui rend la commande d'autant plus complexe [9].

Ceci dit, nous avons comme ambition d'atteindre une tension assez importante pour permettre le transport en courant continu moyennant la modification de l'agencement des éléments de base de l'électronique nécessaire à notre centrale.

IV. CONCLUSION

Ce travail de recherche que nous avons entamé il y a maintenant 9 mois, est passé par une étape de documentation où l'on s'est au début initié aux techniques des énergies renouvelables, par la suite il a fallu tracer les grandes lignes,

Nous avons commencé la partie de simulation sur le logiciel Matlab, les différentes sources d'énergie doivent être modélisées et simulées, le panneau PV a été simulé et nous travaillons aujourd'hui sur le générateur Diesel.

REFERENCES

1. A. B. Stambouli, "Algerian renewable energy assessment: The challenge of sustainability", *Energy Policy*, Vol. 39, Issue 8, pp. 4507–4519, 2011.
2. R. Ramaprabha, Dr. B. L. Mathur, "Impact of Partial Shading on Solar PV Module Containing Series Connected Cells", *International Journal of Recent Trends in Engineering*, Vol 2, No. 7, November 2009
3. H. Fakham, Di Lu, B. Francois, "Power Control Design of a battery charger in a Hybrid Active PV generator for load following applications", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 58, Iss. 1, pp. 85-94, Jan. 2011,
4. M. Aimé, "Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
5. A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter", *IEEE Transactions on Industrial Applications* Vol. 17, No 5, pp. 518 – 523, 1981.
6. T. Meynard and H. Foch, "Multi-level choppers for high voltage applications. Applications", *EPE Journal*, 2(1), pp. 45–50, 1992.
7. M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, "A non conventional power converter for plasma stabilization", *Power Electronics Specialists Conference (PESC'88)*, Vol. 1, pp. 122–129, 1988.
8. E. Joncquel, "Transport d'énergie en courant continu haute tension", *Technique de l'Ingénieur* 2005. D4761
9. E. Joncquel, "fonctionnement des liaisons à courant continu haute tension", *Technique de l'Ingénieur* 2005. D4762

Taux de Vide dans un Ecoulement Diphasique Gaz-liquide : Calibration de Cellules de Mesure

T. Morsi, N. Ababou, A. Ababou, F. Saidj et A. Azzi

Résumé — L'écoulement gaz-liquide est un écoulement diphasique qui trouve des applications dans de nombreuses ingénieries telles que celle du pétrole, de la chimie, du nucléaire et du biomédical. Dans les systèmes industriels, pour dimensionner les équipements et calculer la perte de pression générée on doit connaître le taux de gaz ou de liquide de l'écoulement diphasique qui circule en tout point de l'installation. Parmi les techniques de quantification de ces taux dans une section droite de la conduite, la mesure de conductance par des sondes annulaires semble bien adaptée au cas du mélange eau-air et présente l'intérêt de pouvoir effectuer des mesures de grande finesse avec un équipement relativement peu onéreux et assez simple à mettre en œuvre. Pour identifier la configuration de l'écoulement et déterminer la valeur du taux de vide en divers points d'une conduite expérimentale réalisée au LTPMP, nous avons réalisé des sondes annulaires de mesure de conductance et mis au point leurs circuits de conditionnement. Dans ce travail, nous présentons le banc de mesure ainsi que la procédure de calibration des sondes annulaires pour les différents régimes d'écoulement observés visuellement dans l'installation. Nous montrons alors en les commentant, les résultats des tests effectués sur la conduite expérimentale.

Mots clés — Ecoulement, Diphasique, Gaz-Liquide, Taux de vide, Calibration, Sondes à conductance.

I. INTRODUCTION

L'écoulement gaz-liquide est un écoulement diphasique qui trouve des applications dans de nombreuses ingénieries telles que celles du pétrole, de la chimie, du nucléaire et du biomédical. Dans le domaine pétrolier, l'analyse des écoulements gaz-liquide est d'une grande importance pour le bon déroulement des opérations de pompages et de la sécurité des installations [1]. Dans le génie chimique, la maîtrise de ce type d'écoulement permet d'augmenter les surfaces d'échange et favoriser les réactions chimiques [2]. Dans le génie nucléaire, la connaissance de l'écoulement eau-vapeur sert à prévoir le comportement des circuits de refroidissement des réacteurs en fonctionnement nominal, en régime transitoire ou en évolution accidentelle [3]. Dans le génie biomédical, la théorie des écoulements gaz-liquide permet d'expliquer la biomécanique des mécanismes circulatoires dans les conduits biologiques du système

respiratoire ou digestif, et les phénomènes de transport dans les cathéters [4].

En fonction des débits de gaz et de liquide, du diamètre de la conduite, de son orientation et des propriétés de transport de ces phases (masse volumique, viscosité, tension surfacique), l'écoulement peut se présenter sous l'une des configurations [5] schématisées sur la figure 1 pour une conduite horizontale (Fig.1.a) ou verticale (Fig.1.b). On distingue sur cette figure les écoulements stratifié lisse (A), stratifié ondulé (B), à bouchon liquide (C), à bouchon et bulles (D), annulaire horizontal (E) ou vertical (K), à bulles (F) et (P), de Taylor (L), à poches de gaz (M), ainsi que bouillonnant (N).

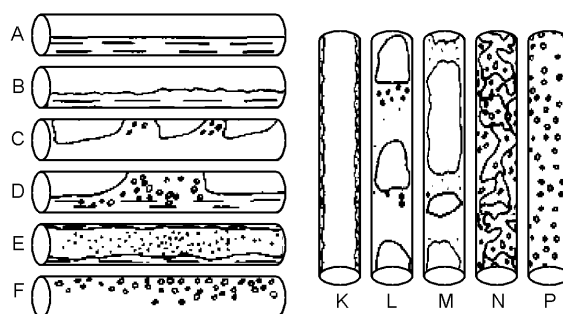


Fig. 1. Configurations d'écoulements diphasiques liquide-gaz

Dans les systèmes industriels qui mettent en œuvre des écoulements diphasiques, le dimensionnement des équipements nécessite la connaissance des proportions de gaz ou de liquide pour calculer la perte de pression générée. Dans la littérature, on trouve différentes techniques de quantification de ces taux de vide ou de liquide dans une section droite de conduite. Parmi elles, la mesure de conductance [6] par des sondes annulaires semble bien adaptée au cas du mélange eau-air et présente trois intérêts majeurs: des moyens matériels et financiers modestes pour sa mise en œuvre, la possibilité d'intégration au banc expérimental développé au laboratoire et la possibilité d'effectuer des mesures de grande finesse. Nous avons réalisé des cellules de mesure de conductance en utilisant des sondes annulaires et mis au point un dispositif électronique pour convertir le rapport phase gazeuse/ phase liquide en tension électrique proportionnelle à la conductance de ce mélange [7]. Dans ce travail, nous présentons le banc de mesure ainsi que la procédure de calibration des sondes pour différents régimes d'écoulement observés visuellement dans l'installation. Nous montrons alors en les commentant, les résultats des tests effectués sur la conduite expérimentale.

T. Morsi, N. Ababou et A. Ababou sont au Laboratoire Instrumentation, USTHB. F. Saidj et A. Azzi sont au Laboratoire Transports Polyphasiques et Milieux Poreux, USTHB, BP 32, Bab-Ezzouar, Alger, Phone: 213-24217912 (Ext.804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: bentoumor@yahoo.fr, nababou@usthb, aababou@usthb.dz, faiza78saidj@yahoo.fr, aazzi@usthb.dz

II. PARTIE EXPÉRIMENTALE

A. DISPOSITIF EXPERIMENTAL

L'installation expérimentale présentée en figure 2, comprend un circuit liquide fermé, un circuit gazeux ouvert et un mélangeur air-eau. La conduite réalisée en PVC a une longueur de 20m, un diamètre intérieur de 34mm, une épaisseur de 3mm, et résiste à une pression de 7 bar. Elle comporte des sections droites horizontales, des sections verticales montantes et descendantes et plusieurs coudes. Deux veines d'essai, l'une horizontale et l'autre verticale reliées entre elles par un coude de 90° et de rayon de courbure $R/d = 1.5$ ont été réalisées en plexiglas transparent pour permettre l'observation visuelle de la configuration de l'écoulement diphasique qui circule dans des conditions expérimentales données [8].

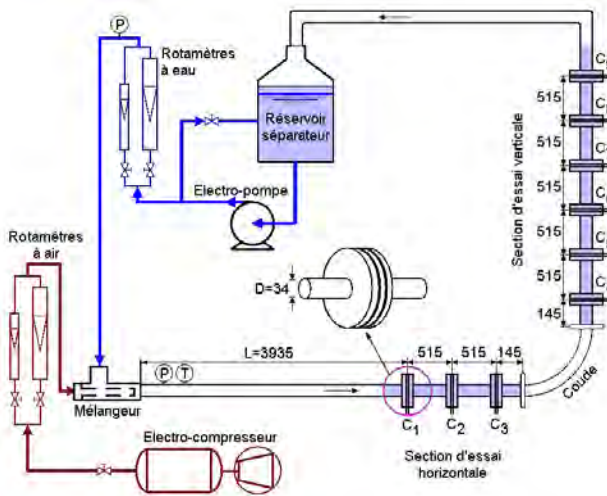


Fig.2. Schéma du dispositif expérimental

Les veines d'essai comportent 9 cellules de mesures similaires à celle présentée sur la figure 3. Chaque cellule de mesure se présente sous forme de deux sondes annulaires en acier inoxydable de 2mm d'épaisseur séparées d'un disque inter-électrodes en plexiglas de 10mm d'épaisseur. Cet ensemble est relié à la conduite grâce à deux flasques en plexiglas de 10mm d'épaisseur comportant chacune une rainure dans laquelle vient s'encaster le tube de la conduite.

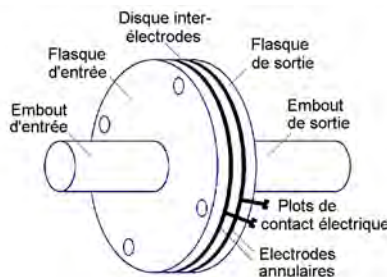


Fig.3. Présentation de la cellule de mesure

Les sondes annulaires en acier et les disques en plexiglas ont été usinés sur un tour à commande numérique puis percés d'ouvertures circulaires centrées de 34mm de diamètre. L'assemblage a été assuré par 4

boulons en acier isolés électriquement des sondes par une gaine souple en nylon. Une encoche de 20 mm de long et 4 mm de large a été usinée sur le bord externe de chaque sonde pour recevoir un plot de contact électrique [9]. L'étanchéité de la cellule a été garantie par des joints toriques placés entre les disques inter-électrodes et les flasques dotées de rainures prévues pour les recevoir.

B. MÉTHODE EXPÉRIMENTALE

La méthode expérimentale est basée sur le suivi temporel du taux de vide à travers chaque cellule par une mesure de conductance du mélange diphasique. Dans le cas du mélange air-eau, on a une conductivité électrique effective σ_e qui est fonction de la conductivité de la phase liquide conductrice et de sa fraction volumique β . La conductivité électrique de l'eau qui circule dans l'installation dépend de la quantité d'ions, de substances inorganiques, de sels et de métaux qui y sont dissous ainsi que de la quantité de matière qui reste en suspension ou insoluble dans l'eau. La formule générale de la conductivité est donnée par la relation [10]:

$$\sigma = \frac{e^2 N_A}{6\pi\rho} \sum_i \frac{Z_i C_i}{r_i} \quad (1)$$

où e représente la charge d'un électron, N_A le nombre d'Avogadro, ρ la viscosité ionique et C_i la concentration relative d'un ion de numéro atomique Z_i et de rayon ionique r_i .

En présence d'un champ électrique externe et continu les électrolytes se déplacent de sorte que les particules chargées positivement vont aller vers la cathode tandis les particules chargées négativement migrent vers l'anode, conduisant à l'électrolyse de l'eau. Pour éliminer ce phénomène il suffit d'appliquer une tension alternative de quelques dizaines de Hz [6]. Dans ce cas, l'impédance électrique du mélange diphasique prend la forme:

$$Z = R + j/C\omega \quad (2)$$

A basse fréquence, la composante capacitive $j/C\omega$ prédomine et dépend principalement de la forme géométrique des électrodes, des zones de contact avec la phase liquide et la distance de séparation entre les électrodes. En augmentant la fréquence de ce signal entre 0.1kHz et 100kHz, la composante résistive R devient prédominante et la densité de courant j qui circule est alors régie par la loi d'Ohm

$$J = \sigma E \quad (3)$$

où σ est la conductivité électrique et E le champ électrique appliqué.

On peut caractériser le type d'écoulement diphasique qui circule dans une conduite en mesurant la conductance électrique apparente G_e en fonction du taux de vide τ donné par $\tau = 1 - \beta$. Pour éliminer les erreurs dans les mesures de conductivité du liquide, on a normalisé les mesures par rapport à la conductance G_{max} de la conduite pleine d'eau :

$$G_e^*(\tau) = \frac{G_e(\tau)}{G_{max}} \quad (4)$$

Du point de vue expérimental, nous avons excité chaque cellule de mesure par un signal alternatif de fréquence 100kHz et d'amplitude 1volt. Le circuit de conditionnement a été réalisé de sorte que la tension continue qu'il délivre à sa sortie soit proportionnelle à la conductance électrique mesurée par les sondes annulaires suivant la relation :

$$V_m(\tau) = 1.00 \times R(\tau) \quad (5)$$

Où la résistance R est l'inverse de la conductance. En pratique, plutôt que d'utiliser la résistance du mélange diphasique air-eau, on préfère employer sa conductance qui est proportionnelle à la conductivité électrique de l'eau et à sa fraction volumique.

Pour trouver la configuration d'écoulement, nous avons utilisé la fonction de densité de probabilité "PDF" qui donne la probabilité qu'une variable continue X soit comprise entre (x) et (x+Δx) [11]. Dans ce formalisme, p(x).Δx représente la densité de probabilité de la variable X. A partir de N réalisations de la variable X notées x_i, on peut estimer p(x) Δx par le rapport entre le nombre de points x_i situés dans l'intervalle [x, x+Δx[et le nombre de points total N. Etant donné N réalisations d'une variable X, on définit des classes en divisant l'axe des y en intervalles de même largeur Δx. On note N_x le nombre d'observations de X appartenant à la classe [x; x+Δx[de largeur Δx et N le nombre total d'observations de X. La densité de probabilité peut être alors approximée par:

$$p(x) = \frac{N_x}{N\Delta x} \quad (6)$$

N_x représente l'histogramme du signal, et p(x) l'histogramme normalisé de X.

C. INSTRUMENTATION

Le schéma synoptique du banc de mesure de conductance est donné sur la figure 4. Les sondes ont été excitées par un courant I₁=1mA à une fréquence de 100kHz. Après une conversion courant-tension, le signal sinusoïdal d'amplitude crête inférieure à 1V passe par un circuit de redressement double alternance de précision puis par un filtre d'anti-repliement [7].

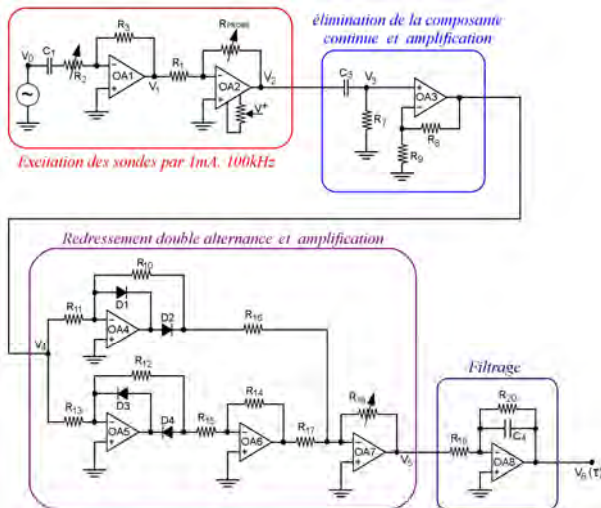


Fig.4. Circuit de conditionnement

La calibration du circuit de conditionnement a été effectuée en remplaçant la cellule de mesure par des résistances comprises entre 100Ω et 5kΩ de manière à simuler le comportement d'une cellule pleine d'eau qui est progressivement vidée. L'évolution de la tension de sortie du circuit de conditionnement en fonction de valeur de la résistance des sondes est représentée sur la figure 5. Les points expérimentaux sont ajustés par une droite de pente 1V/kΩ, avec un coefficient de corrélation égal à 0.9999.

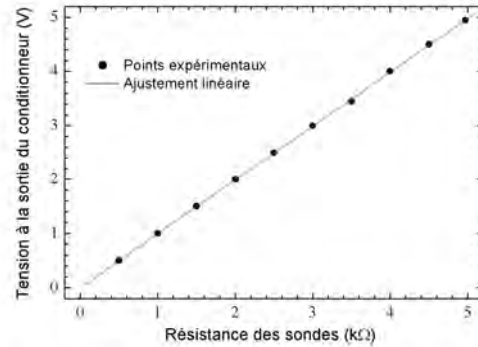


Fig.5. Courbe de calibration du conditionneur.

III. PROCÉDURE DE CALIBRATION DES CELLULES

Pour la conduite horizontale, on a trois types d'écoulements de base: le régime stratifié lisse, le régime stratifié à vagues et le régime à bulles. L'écoulement à bouchon liquide peut être considéré comme une combinaison entre un écoulement stratifié et un écoulement à bulles. De même, le régime stratifié à vague peut être assimilé à une superposition d'écoulements élémentaires de types stratifié lisse. Pour la conduite verticale, on a deux écoulements de base possibles: le régime à bulles et le régime annulaire. Les autres régimes d'écoulements peuvent être assimilés à une combinaison de ces deux régimes de base.

La procédure de calibration est spécifique à chaque régime d'écoulement. Pour simuler un régime d'écoulement statique, on a disposé dans la cellule de mesure soit un film d'eau avec des épaisseurs différentes pour étudier le régime stratifié lisse, soit un mélange eau-isolant solide pour mesurer la conductivité de l'eau dans une situation similaire à celle de l'écoulement à bulles ou de l'écoulement annulaire. Ainsi, le milieu conducteur (eau) va occuper un volume de forme similaire à celui qu'il occupe dans le mélange diphasique eau-air considéré. Dans tous ces cas, on relève la valeur de la tension aux bornes de son circuit de conditionnement et on calcule le taux de vide pour chaque configuration d'écoulement. On utilise la relation de proportionnalité entre la tension V₆ mesurée à la sortie du conditionneur et la résistance R_{Sondes} du mélange diphasique. On convertit alors cette résistance en conductance adimensionnelle G^{*} donnée par :

$$G_e^*(\tau) = \frac{G_{Actuel}}{G_{Full}} = \frac{R_{Full}}{R(\tau)} \quad (7)$$

G_{Actuel} représente la conductance pour une valeur τ du taux de vide et G_{Full} pour une cellule remplie d'eau (τ =0). R_{Full}

et $R(\tau)$ sont déduites de la tension de sortie du conditionneur $V_6(R_{Sondes})$. En effectuant la mesure pour différentes valeurs de τ , la courbe d'étalonnage pour un régime donné est obtenue en ajustant aux moindres carrés les points expérimentaux par une fonction adéquate.

Pour simuler le régime stratifié lisse, la cellule de mesure a été dotée d'un disque en plexiglas plein disposé après la flasque de sortie. La cellule et l'élément de conduite relié à la flasque d'entrée ont été remplis d'eau, et un bouchon a alors été placé à l'extrémité libre de cet élément de conduite de manière à pouvoir la disposer suivant l'horizontale comme indiqué sur la figure 6.

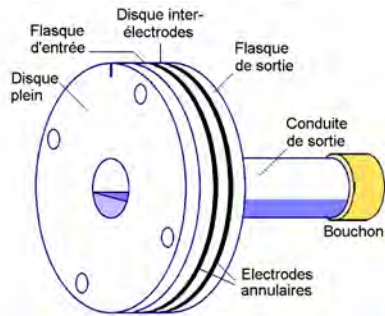


Fig. 6. Etalonnage de la cellule en régime stratifié

En injectant à l'aide d'une seringue des volumes d'eau quantifiés, on arrive à ajuster la hauteur h du niveau d'eau de sorte à la faire varier entre 0 et 34mm. Nous n'avons considéré que le régime stratifié lisse qui est statique. Le régime stratifié à vague peut être considéré comme un régime stratifié lisse pour lequel la hauteur h du niveau d'eau dans la cellule de mesure évolue au cours du temps. Le taux de vide τ étant défini comme le rapport des surfaces occupées par l'air et la surface de la section droite de diamètre Φ , il peut s'écrire sous la forme:

$$\tau = 1 - \frac{1}{\pi} \left(\pi - \text{Arcos} \left(2 \frac{h}{\Phi} - 1 \right) + \left(2 \frac{h}{\Phi} - 1 \right) \sqrt{1 - \left(2 \frac{h}{\Phi} - 1 \right)^2} \right) \quad (8)$$

Dans le cas du régime à bulles, pour étalonner la cellule nous avons utilisé des perles en plastique en vue de simuler l'effet des bulles d'air sur la conductance du mélange eau-gaz entre les deux électrodes annulaires. Ces perles ont été enfilées sur des baguettes cylindriques en nylon de sorte à représenter un empilement compact à une dimension comme montré sur la figure 7. La cellule de mesure a été dotée d'un disque en plexiglas plein disposé après la flasque de sortie au fond de laquelle un disque en plastique a été placé. Ce disque a été percé de plusieurs trous prévus pour recevoir les baguettes en nylon supportant les perles. La cellule de mesure et l'élément de conduite vertical étant remplis d'eau, on a commencé à placer à l'intérieur les perles fixées sur les baguettes en nylon. Pour chaque baguette rajoutée, le taux de remplissage des perles a été calculé en utilisant la formule suivante:

$$\tau = N_L N_S \frac{V_b}{L.S} \quad (9)$$

Dans cette formule, N_S représente le nombre de baguettes en nylon placées dans la cellule, N_L le nombre de perles fixées sur une baguette en nylon, V_b le volume d'une perle en mm^3 , L la longueur en mm de l'empilement de perles sur la baguette en nylon et S la section droite de la conduite en mm^2 .

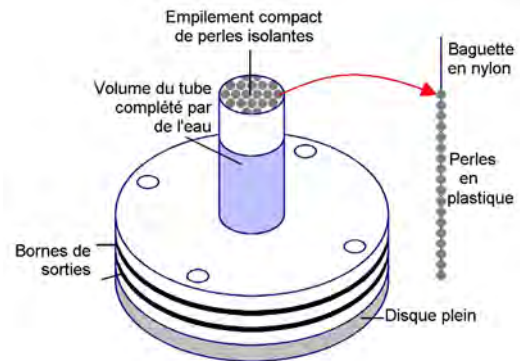


Fig. 7. Etalonnage de la cellule en régime à bulles

Dans le cas du régime d'écoulement annulaire dans une conduite verticale, pour étalonner la cellule de mesure nous avons utilisé des cylindres pleins en plastique en vue de simuler l'effet du noyau gazeux (la colonne d'air) sur la conductance du mélange eau-gaz entre les électrodes. Ces cylindres ont été installés à chaque fois dans l'axe de la conduite. Le centrage s'est fait à l'aide de bagues usinées à cet effet. Le volume annulaire compris entre l'intérieur de la conduite et le cylindre plein en plastique a été alors rempli d'eau comme cela est représenté sur la figure 8.

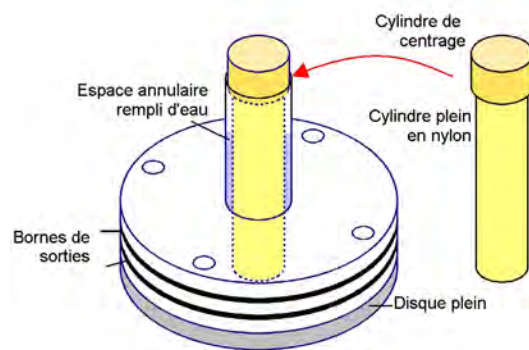


Fig. 8. Etalonnage de la cellule en régime annulaire

La cellule de mesure et l'élément de conduite vertical étant remplis d'eau, les cylindres pleins en nylon ont été mis en place. Pour chacun des 9 cylindres utilisés, le taux de vide a été calculé à l'aide de la formule suivante:

$$\tau(\phi) = \left(\frac{\phi_n}{\Phi} \right)^2 \quad (10)$$

Où ϕ_n représente le diamètre du $n^{\text{ième}}$ tube plein en nylon et Φ le diamètre intérieur de la conduite.

IV. RESULTATS ET DISCUSSION

En faisant varier le taux de vide, la résistance $R(\tau)$ a été déterminée puis convertie en conductance adimensionnelle. Les points de calibration expérimentaux obtenus ont été superposés dans des plages complémentaires suivant le type de conduite considérée. Pour une conduite verticale, un écoulement à poches peut être considéré en première approximation comme une combinaison d'un écoulement annulaire et d'un écoulement à bulles. Ceci se traduit par un taux de vide maximal de 40% pour le régime à bulles et minimal de 90% pour le régime annulaire. La courbe d'étalonnage utilisée pour la cellule de mesure dans une section d'essai verticale est représentée en figure 9. Les points expérimentaux ont été ajustés par une fonction $\tau(G_e^*)$ qui utilise une combinaison de trois fonctions gaussiennes et qui s'écrit sous la forme de la relation (11)

$$\tau(G_e^*) = \tau_0 + \sum_{i=1}^3 \frac{A_i}{W_i \sqrt{\pi/2}} \exp\left(\frac{-2(G_e^* - G_i^*)^2}{W_i^2}\right) \quad (11)$$

Dans cette relation, les paramètres G_i^* , W_i et A_i correspondent respectivement au centre, à la largeur, et à l'amplitude de la gaussienne i (i variant de 1 à 3).

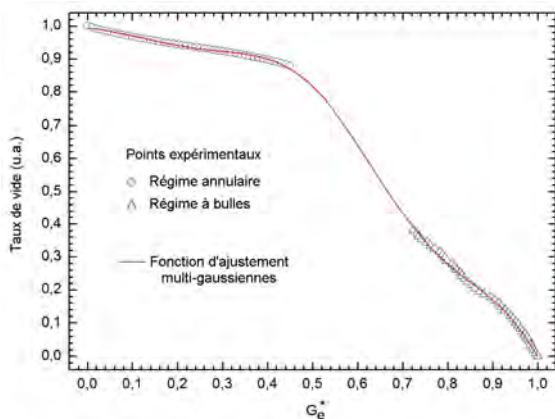


Figure 9: Courbe d'étalonnage $\tau(G_e^*)$ pour une section verticale.

Les paramètres de cette fonction d'ajustement sont donnés sur le tableau 1. L'ajustement des points expérimentaux par une triple gaussienne a été défini avec $\chi^2 = 0.00002$, $R^2 = 0.99985$ et $\tau_0 = 6.21108$.

TABLEAU 1. Paramètres des gaussiennes d'ajustement

Gaussienne	G_i^*	W_i	A_i
1	-0.06489	3.10095	28.01636
2	0.51312	0.33618	0.11508
3	1.01351	0.36172	0.23254

Pour une conduite horizontale, un écoulement à poches peut être considéré en première approximation comme une combinaison d'un écoulement stratifié et d'un écoulement à bulles. Ceci se traduit par un taux de vide maximal de 40% pour le régime à bulle et minimal de 70% pour le régime stratifié.

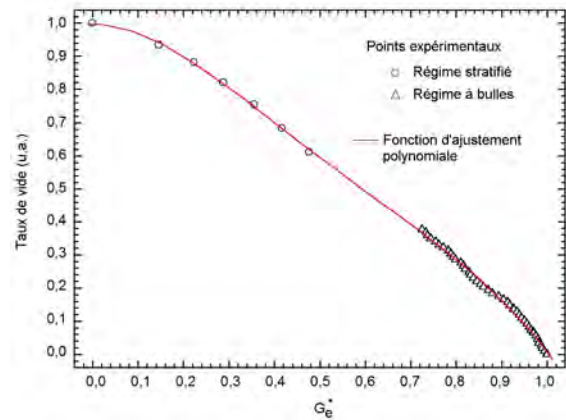


Fig.10. Courbe d'étalonnage $\tau(G_e^*)$ pour une section horizontale

La fonction d'étalonnage polynomiale utilisée pour une cellule de mesure dans la section d'essai horizontale est donnée par la relation (12) où les coefficients du polynôme d'ajustement sont présentés sur le tableau 2.

$$\tau(G_e^*) = \sum_{n=0}^4 c_n \times (G_e^*)^n \quad (12)$$

TABLEAU 2 : Coefficients du polynôme d'ajustement

c_0	c_1	c_2	c_3	c_4
0,993	-0,1758	-3,288	5,0173	-2,5441

Les formules (11) et (12) ont été utilisées dans le programme sous LabVIEW montré sur la figure 11 pour convertir les valeurs de Ge^* en taux de vide pour les sondes respectivement placées dans les sections d'essai verticale ou horizontale.

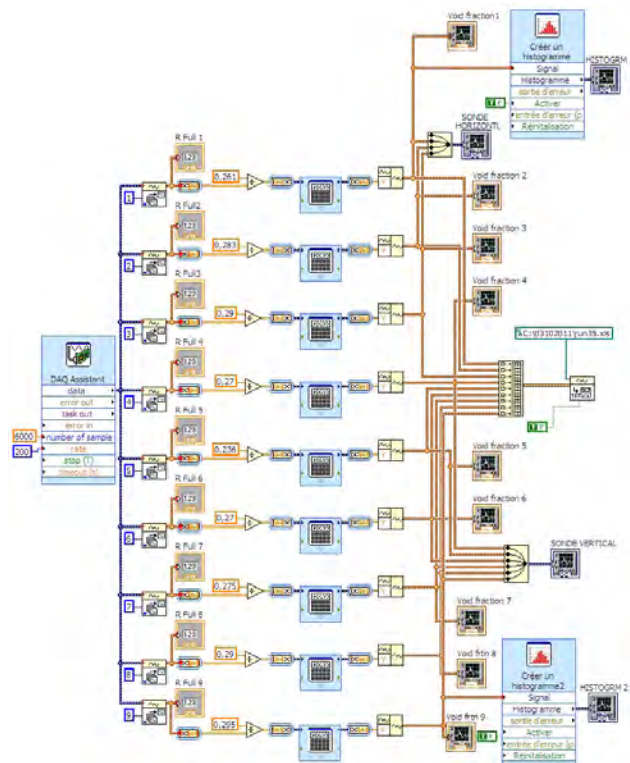


Fig.11. Programme développé sous LabVIEW

Le signal prélevé à la sortie du conditionneur des sondes annulaires présente un pic lors du passage de la poche de gaz, alors que le taux de vide déterminé à l'aide des courbes d'étalonnage sur une conduite verticale présente un palier constant au passage de la poche de gaz à travers la cellule de mesure. Le passage de la poche de gaz a été confirmé par un enregistrement vidéo qui indique également la présence d'un régime à bulle qui suit cette poche de gaz. Ceci est confirmé sur la figure 12 au niveau des structures importantes qui apparaissent dans le tracé du taux de vide au cours du temps mesuré en ms. Ces structures sont associées à un régime à bulle indiquées par le tracé de la PDF(τ) acquise pendant une durée de 6s. On note sur ce dernier graphe une première structure habituellement associée au régime à bulles pour $\tau = 0.22$, et une seconde structure typiquement associée aux bulles de Taylor (régime annulaire) pour $\tau = 0.88$.

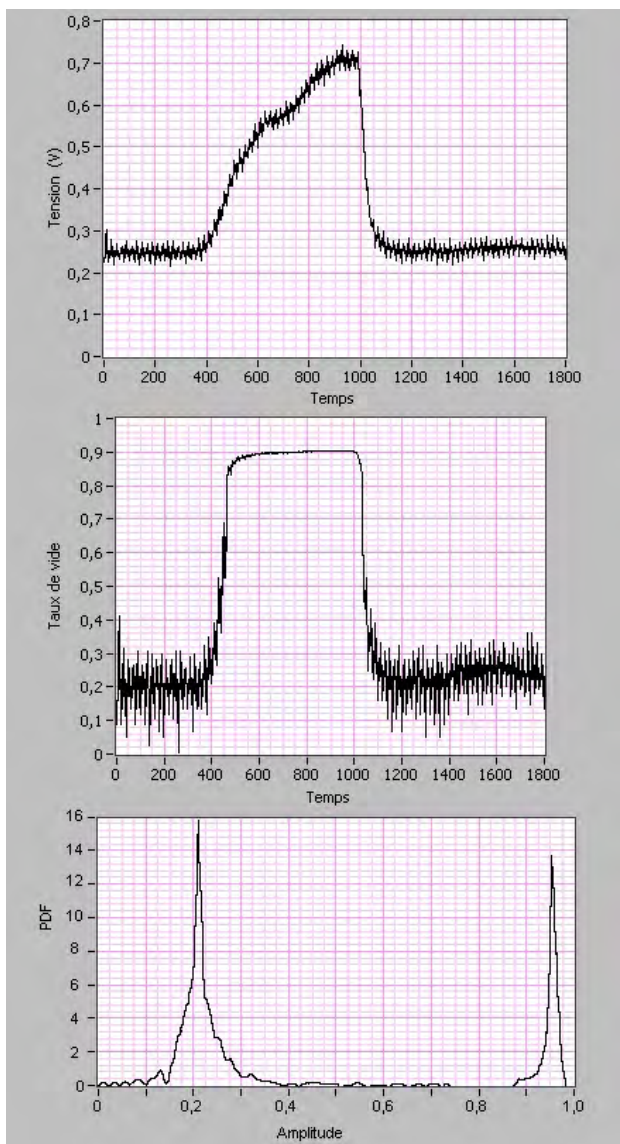


Fig. 12. Visualisation des tracés $V(t)$, $\tau(t)$ et PDF(τ) pendant le passage d'une poche de gaz à travers la cellule de mesure.

V. CONCLUSION

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à un écoulement diphasique gaz-liquide qui trouve de nombreuses applications industrielles. Pour mesurer le taux de vide, nous avons développé une cellule de mesure de conductance ainsi que son circuit de conditionnement. La calibration de la cellule a nécessité la mise en œuvre d'un artifice permettant de simuler le comportement du gaz à l'aide de particules solides isolantes. Les résultats de calibration de cette cellule pour trois régimes d'écoulement de base ainsi que des régimes combinés ont été validés par une observation menée conjointement sur les courbes obtenues et les enregistrements vidéo relevés dans le cas d'un régime à poches. Ceci permet d'envisager d'appliquer ce système à l'analyse d'autres régimes d'écoulements diphasiques sur notre banc d'essai expérimental.

REFERENCES

- [1] H.Li, M.Wang, Y.X.Wu, Y.X.Ma, R.Williams "Measurement of oil volume fraction and velocity distributions in vertical oil-in-water flows using ERT and a local probe" *Journal of Zhejiang University Science*, vol. 6, pp.1412-1415, 2005
- [2] T.D.Karapantsios, M.Papara, "On the design of electrical conductance probes for foam drainage applications Assessment of ring electrodes performance and bubble size effects on measurements" *Colloids and Surfaces A: PhysicoChem. E.Aspects* vol.323, n°1-3, pp.139-148, 2008
- [3] M.S. Rocha, E.L.L. Cabral, J.R. Simies-Moreira "Capacitance sensor for void fraction measurement in a natural circulation refrigeration circuit" *Proc. International Nuclear Atlantic Conference - INAC 2009*, Rio de Janeiro, Brazil, 27 sept-2 october 2009
- [4] S.N.Ghadiali and D.P.Gaver "Biomechanics of liquid-epithelium interactions in pulmonary airways" *Respiratory Physiology & Neurobiology*, vol. 163, pp.232-243, 2008
- [5] G.Costigan and P.B.Whalley, "Slug flow regime identification from dynamic void fraction measurements in vertical air-water flows" *Int. J. of Multiphase flow*, vol.23, pp.263-282, 1997
- [6] M.Fossa "Design and performance of a conductance probe for measuring the liquid fraction in two-phase gas-liquid flows" *J. Flow Measurement and Instrumentation*, vol.9, pp.103-109, 1998
- [7] T.Morsi, N.Ababou, A.Ababou, F.Saïdj, S.Arezki and A.Azzi, "Improved Electronic Conditioning Circuit for Conductance Probe Technique", *Conférence Internationale sur l'Automatique et la Mécatronique, CIAM'2011*, Oran, Algeria, 22-24 novembre 2011
- [8] F.Saïdj, R.Kibboua, A.Azzi, T.Morsi, N.Ababou et A.Ababou, "Développement d'un écoulement diphasique après un coude vertical à 90°", *Séminaire sur l'énergie, SEN 2012*, Alger, 2012
- [9] T.Morsi, F.Saïdj, S.Arezki, N.Ababou, A.Ababou, A.Azzi "Banc de mesure pour caractériser la configuration d'un écoulement diphasique eau-air" *JLINS'2010*, Alger, 2010
- [10] H.Golnabi, M.R.Matloob, M.Bahar, M.Sharifian "Investigation of electrical conductivity of different water liquids and electrolyte solutions" *Iranian Physical Journal*, 3-2, pp.24-28, 2009.
- [11] N. K. Omebere-Iyari and B. J. Azzopardi, "A study of flow patterns for gas/liquid flow in small diameter tubes", *I ChemE* vol.85 (A2), pp.180-192, 2007.

Conception et réalisation d'un banc de mesure TLM destiné à la caractérisation du contact métal/semiconducteur sur une cellule solaire au silicium

M. Maoudj, E. Mameri, D. Bouhafs, M. Berouaken and Y. Boukennous

Abstract — À l'Unité de Développement de la Technologie du Silicium (UDTS), les contacts avant et arrière des cellules solaires sont réalisés par sérigraphie à partir de pâtes d'Argent et d'Argent-Aluminium, respectivement. Une des préoccupations majeures de notre unité a toujours résidé dans le fait de pouvoir mesurer la résistance de contact entre ces pâtes métalliques déposées et le semiconducteur, et particulièrement, le contact de la grille sur la face avant de la cellule. Justement ce travail consiste à réaliser un instrument de caractérisation, basé sur la technique TLM (Transfer Line Method), qui permettra d'évaluer la résistance et la résistivité spécifique du contact métal/semiconducteur. Le cœur de notre dispositif est le microcontrôleur PIC 18F2550, qui se chargera de gérer la carte de commande et le dialogue avec le PC, via le bus USB, en utilisant le protocole HID (Human Interface Device).

Index Terms — Transfer Line Method, résistance de contact, Compilateur CCS, PIC18F2550, PWM.

I. INTRODUCTION

La métallisation de la face avant des cellules photovoltaïques par des pâtes conductrices à base d'argent, est une étape primordiale dans la fabrication d'une cellule solaire, car c'est cette étape qui permettra la réalisation du contact ohmique entre le métal déposé (la pâte d'argent) et le semi-conducteur après l'étape du traitement thermique. Un bon contact ohmique permettra d'avoir un dispositif possédant un bon facteur de forme (>70%) et par conséquent un haut rendement. La tendance actuellement, est de pouvoir contrôler chaque étape technologique afin de bien cibler les défauts et d'en apporter au plus vite les corrections nécessaires. La caractérisation du contact après le process de métallisation est devenue désormais une étape importante, susceptible d'apporter des informations intéressantes. C'est notamment le cas dans les applications solaires, où une légère augmentation de la résistivité spécifique de contact peut résulter en d'importantes pertes [1]. Aussi, la dégradation des performances des modules solaires peut être attribuée à la détérioration du contact.

This work was supported in part by UDTS/USTHB and MESRS Ministry. First Author is with the Solar Cell Laboratory, UDTS, PO.Box. 140, Alger 7 Merveilles, Algiers, Phone: 213-21 43 35 11 (Ext. 227), Fax: 213-21 43 35 11, Email: maomo72@yahoo.fr. Second Author, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algiers. Phone: 0770318503 Email: yght@hotmail.fr.

De ce fait le but de notre travail est de concevoir un instrument de mesure capable de caractériser cette résistance de contact entre le métal et le semiconducteur basé sur la technique TLM (Transmission Line Method).

II. PRINCIPE THEORIQUE DE LA MESURE TLM

La méthode des lignes de transmission proposée par Schokley, nécessite la réalisation de motifs dits TLM par photolithographie. Ces motifs sont généralement rectangulaires et linéaires, mais la méthode peut s'appliquer à des plots circulaires concentriques (voir fig 1), la méthode que nous avons adoptée est la méthode linéaire vu sa simplicité. Cette méthode consiste à mesurer successivement la résistance entre deux plots adjacents, dont l'écartement est variable. [2, 3]

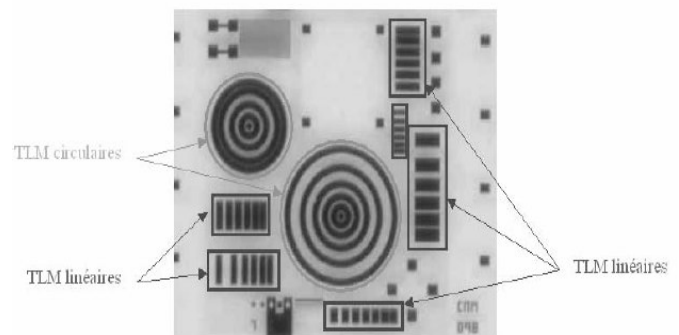


Fig.1. Photo de structure TLM linéaires et circulaires [2]

Le modèle standard TLM décrit le contact ohmique planaire comme un réseau de résistances dans lequel les trois constituants du contact à savoir le métal, le semiconducteur et l'interface sont isolés. La résistance du métal est supposée égale à zéro du fait de la grande conductivité du métal.

La résistance du semiconducteur sous le contact notée R_{sk} est supposée égale à la résistance du semiconducteur hors du contact notée R_s , en supposant qu'il n'y a pas de diffusion de métal dans le semiconducteur. [2, 3]

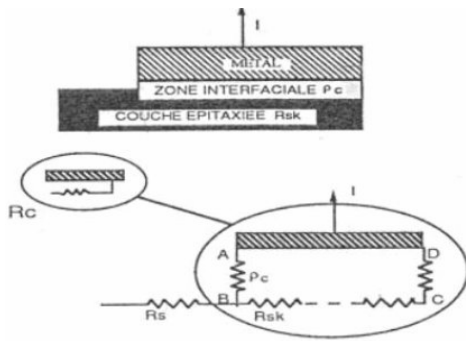


Fig.2. Réseau schématique du contact ohmique dans un motif TLM. [2]

La figure 2 illustre les différentes résistances mises en jeu dans la méthode TLM.

La résistance spécifique de contact (ρ_c) représente la zone fine de déplétion à l'interface entre le semiconducteur et le métal. [2]

A partir du réseau présenté en figure 2, l'étude de ce contact conduit aux équations suivantes, sachant que le courant lors de son trajet passe deux fois par la résistance de contact R_c , et une fois par la couche N ou P du semiconducteur qu'on assimilera à la résistance carrée qui est égale à $[R_s \cdot d/W]$. [2, 3].

$$R_T(d) = R_s(d/w) + 2R_c \quad (1)$$

Avec : R_T : La résistance totale

R_s : La résistance du semi-conducteur assimilée à la résistance/carrée

W : La longueur du contact

R_c : La résistance de contact

d : Distance entre deux plots

Les grandeurs 'W' et 'd' sont illustrées par la figure 3. IL faut aussi rappelé que dans un motif TLM les distances entre les plots de contact doivent être croissantes et variables.

Par exemple si la distance L_1 vaut « d » alors la distance L_2 vaudra « 2d » la distance L_3 sera de « 4d » et ainsi de suite.

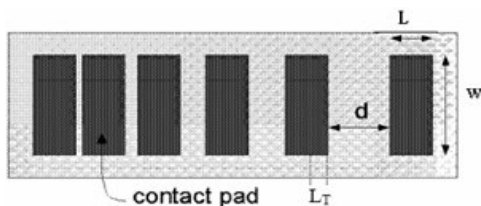


Fig.3. Vue de dessus d'un schéma de structure TLM. [2]

La détermination de la résistivité spécifique de contact est déduite de la relation :

$$L_T = \sqrt{\frac{\rho_c}{R_M + R_{sk}}} \quad (2)$$

Avec : R_{sk} : La résistance du semi conducteur assimilée à la résistance carrée R_s

R_M : La résistance métallique.

L_T : La longueur de transfert, représentant la surface de circulation du courant sur un contact tel qu'illustrer sur la figure 4.

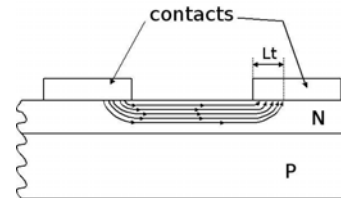


Fig.4. Illustration de la longueur de transfert L_T . [2]

Si nous supposons que la résistance métallique est nulle, on peut déduire la résistivité spécifique de contact comme étant égale à :

$$\rho_c = R_{sk} * L_T^2 \quad (3)$$

Une fois tous ces paramètres définis, nous remarquerons que l'équation (1), n'est rien d'autre que l'équation d'une droite ayant pour variable la distance entre plot « d », ainsi qu'un facteur directeur égal à (d/w). En pratique, la détermination de la résistance de contact R_c se fait de la manière suivante:

Nous procédons au tracé des différentes I(V) correspondantes aux différents distance entre plots, ces derniers sont espacés entre eux par des distances croissantes variables, on retiendra que pour n contacts nous aurons (n-1) caractéristiques I(V). Nous calculerons ensuite pour chaque I(V) sa résistance totale correspondante R_T . La détermination de R_c se fait à partir du tracé de la droite R_T relative aux différentes I(V) en fonction de d, avec « d » la distance entre plot.

La résistance $R_{sk}=R_s$ qui représente la résistance carrée est donnée par la pente de la droite $R_T(d)$. L'ordonnée à l'origine donne deux fois R_c ($2R_c$). L'extrapolation de la droite $R_T(d)$ à résistance nulle donne ($2L_T$). [5,6]

Finalement la détermination de la résistivité spécifique de contact se fera aisément à partir de la relation $\rho_c = R_{sk} * L_T^2$.

De ce fait le dispositif électronique à concevoir aura pour fonction la détermination de la droite $R_T(d)$, pour cela il faudra calculer une tension et un courant qui permettent de définir une résistance conformément à la lois d'ohm pour chaque couple de plot de contacts du motif TLM, ensuite mettre au point un logiciel qui prendra en charge le calcul des paramètres caractérisant le contact métal/semiconducteur.

III. DESCRIPTION DE LA CARTE DE COMMANDE

La carte de commande a pour fonction de générer un balayage de tension continue à pas régulier, permettant la polarisation de l'échantillon, et recueillir le courant correspondant à chaque palier, ceci sera bien évidemment commandé par logiciel en fixant le pas en tension et la tension initiale.

La génération de la tension de polarisation a été obtenue grâce à la conversion d'un signal PWM (Pulse width Modulation) en une tension continue sur une plage de 0 à 5V, quant à l'acquisition du courant, elle se fait à travers un étage de conversion courant/tension suivie d'une amplification utilisant l'amplificateur opérationnel le AD820. Le couple courant tension est ensuite envoyé au PC via l'USB, pour constituer une base de données servant aux calculs des paramètres TLM par un logiciel que nous avons mis au point, le schéma synoptique de cette réalisation est représenté en fig 6 :

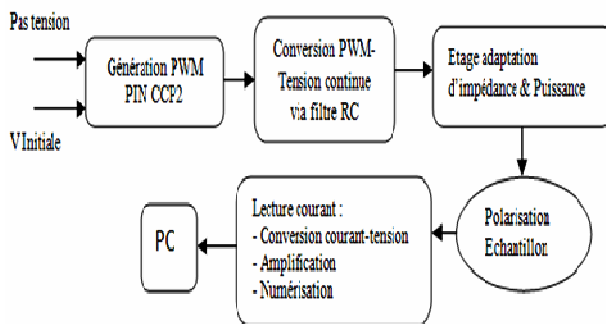


Fig.6. Schéma synoptique de la carte de commande

Le cœur de ce montage est constitué du microcontrôleur PIC18F2550, ce dernier est cadencé par un quartz de 20MHZ, lui permettant de fonctionner en mode High speed, avec la possibilité de remise à zéro externe grâce à la broche MCLR (master clear) par l'intermédiaire d'un bouton poussoir qui permet le cas échéant de réinitialiser le système.

III.1. ETAGE DE POLARISATION

L'étage de polarisation consiste à générer la tension continue de polarisation sur une plage de 0 à 5V, moyennant un Signal PWM dont le rapport cyclique est modulé par logiciel et un filtre passe bas.

L'utilisation du montage de la figure 7, a permis d'obtenir une tension continue dont la valeur est proportionnelle au rapport cyclique. Cette même tension va être convertie en une tension numérique via l'entrée analogique AN0 du PIC18F2550, puis envoyée au PC via une liaison USB. Pour le dimensionnement du filtre il fallait vérifier la condition suivante $F_c \ll F_{PWM}$, avec F_c fréquence de coupure de notre filtre passe bas qui est définie par :

$$F_c = 1/2\pi R1C2 \quad (4)$$

Avec :

- R1 : résistance du filtre passe bas
- C2 : Capacité du filtre passe bas

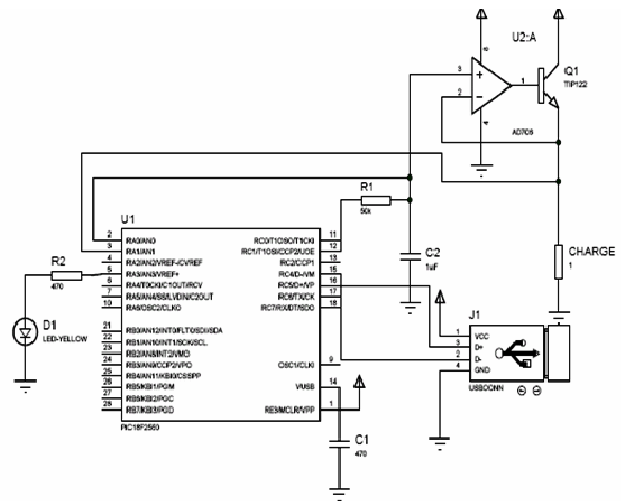


Fig. 7. Etage de commande et de puissance autour du PIC18F2550

Le choix de la valeur de la résistance et de la capacité du filtre se sont fait par expérimentation, en considérant que les valeurs choisies sont celles qui ont donné le plus faible taux d'ondulation.

Les valeurs de R1 et de C2, qui ont donné satisfaction dans cette réalisation sont :

R1 = 50KΩ

C2 = 1μF

D'où: $R1 * C2 = 0,05 \text{ s}$

Ce qui donne une fréquence de coupure $F_c = 31,85\text{HZ}$. Par contre notre Signal PWM est produit à une fréquence de 1,25KHZ.

Donc on voit bien que la condition : $F_c \ll F_{PWM}$, a été bien respectée et que notre filtre passe bas est bien un filtre moyenneur de tension. Comme le microcontrôleur possède un timer à 8 bits, ceci implique que nous pourrions générer jusqu'à 255 valeurs différentes de tensions continues. [7]

Pour parfaire le résultat de la tension, l'idéal était de minimiser la charge du filtre passe-bas, c'est à dire de se faire le plus discret possible en sortie du filtre (point de raccordement R1 / C2) pour ne pas perturber son fonctionnement, autrement dit il faut attaquer notre charge avec un circuit intermédiaire possédant une très haute impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie. Dans le cas qui nous concerne, se faire le plus discret possible signifie brancher la sortie du filtre sur un circuit dont l'entrée est à haute impédance et sa sortie à faible impédance. Donc l'idée a été de placer un amplificateur opérationnel, qui répond justement à cet impératif.

L'amplificateur opérationnel choisit à cet effet est le LM358, vu les caractéristiques qu'il présente : haute impédance d'entrée (courant de fuite I_{BIAS} de l'ordre du nano Ampère), et une alimentation non symétrique c'est-à-dire une alimentation entre +Vcc et la masse.

Le signal issu du filtre passe bas R1/C2 est raccordé à l'entrée positive (non inverseuse) de l'AOP, par contre son entrée inverseuse n'est pas rebouclée en contre réaction sur sa sortie mais sur l'émetteur du transistor Darlington TIP 122 monté en collecteur commun suiveur

de tension répercutant ainsi sur son émetteur la tension de polarisation issue du filtre R1/C2.

Cet étage possède l'avantage de pouvoir piloter des charges faiblement résistives, qui se traduisent dans notre cas par des échantillons fortement dopés.

III.2. ETAGE D'ACQUISITION DE COURANT

Cet étage va se charger de collecter le courant relatif à la polarisation de l'échantillon. Le courant injecté dans l'éprouvette traverse la résistance de contact et produit une chute de tension aux bornes de la résistance de mesure ($R_{shunt} = 1 \text{ ohm}$), cette chute de tension sera convertie afin de renseigner le système sur la valeur du courant de la façon suivante :

La chute de tension aux bornes de la résistance shunt étant faible, un étage amplificateur a été prévu pour élever le niveau de tension à des valeurs mesurable par le convertisseur analogique-numérique intégré au PIC18F2550, via l'entrée AN1.

L'amplificateur opérationnel utilisé est le AD820, et ceci vu les caractéristiques très intéressantes qu'il présente :

- Une entrée haute impédance (entrée FET) : c'est-à-dire que l'entrée de l'amplificateur opérationnel est un transistor à effet de champ.
- Très bonne précision,
- De type Rail to Rail, ce qui permet de mesurer des tensions proches de zéro
- Une faible tension d'offset de l'ordre de $800\mu\text{V}$.

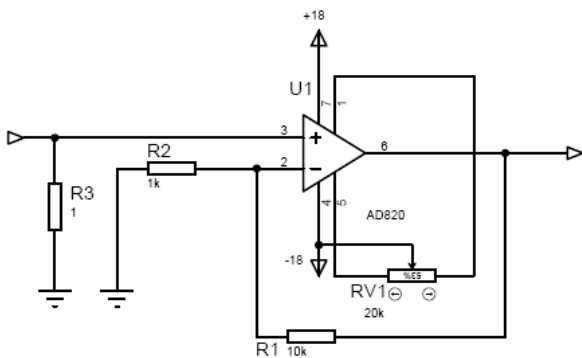


Fig.8. Circuit d'acquisition de courant issu de l'échantillon

Comme nous pouvons le voir sur la figure 8, le courant issu de notre échantillon au silicium, est converti en tension par la résistance Shunt R3 de 1 ohm, et par conséquent nous aurons une chute de tension égale à $V_e = R \cdot I = I$ ($R=1\text{ohm}$), cette tension est amplifiée par l'amplificateur de tension réalisé autour de l'amplificateur opérationnel AD820, dont le gain en tension est exprimé par :

$$G_v = (1 + R1/R2) \tag{5}$$

Le gain en tension a été choisi égal à 11, ce choix est imposé par le fait que nous ne pouvons pas dépasser la tension de 5V, tension maximale supportée par le microcontrôleur sur ces entrées analogiques, mais en ce qui nous concerne la limite de 5 Volts nous suffit amplement, car nous n'aurons jamais à atteindre cette limite.

Par conséquent, avec un gain de 11 nous pourrions mesurer des courants maximums de l'ordre de 454mA. Si nous considérons une tension de sortie maximale V_s égale à 5 volts, nous avons :

$$V_e = R_{Shunt} \cdot I \tag{6}$$

Comme $R_{Shunt} = 1 \text{ ohm}$ donc nous avons: $V_e = I$, d'où :

$$V_s = (1 + R1/R2) \cdot V_e \tag{7}$$

Par calcul numérique on peut fixer la limite supérieure de notre montage :

$$\text{Pour } V_s = 5V \Rightarrow V_e = V_s/G_v \tag{8}$$

D'où : $V_e = 454,545\text{mV}$, qui représente l'image du courant.

Maintenant nous allons fixer la limite inférieure de notre montage autrement dit qu'elle est la valeur minimale que notre système peut mesurer. Pour cela nous devons connaître les caractéristiques de notre convertisseur analogique/numérique intégré au PIC18F2550.

Dans le cas de ce montage nous avons choisi comme tension de référence (+) la tension interne au PIC qui est de 5 Volts, et une tension de référence (-) la masse (GND). Sous ces conditions nous pouvons caractériser notre CAN comme suit :

$$q = V_{ref} / 2^n \tag{9}$$

Avec : q : le quantum du CAN
 n : le nombre de bits du CAN

Ceci donne une résolution égale à 4,88mV, à partir de là on peut dire que les valeurs inférieures à 4,88mA dans notre cas, seront inexploitable par le CAN, mais comme nous avons un étage amplificateur avant d'attaquer l'entrée CAN, donc nous pouvons descendre jusqu'à 0,5mA, qui donne après amplification 5,5mA, on voit bien que cette valeur est supérieur à 4,88mA.

En conclusion nous pouvons dire que notre système tel qu'il a été conçu fonctionnera dans la plage de courant correspondante à :

$$0,5\text{mA} \leq I_{mesuré} \leq 454,5\text{mA}$$

Le schéma détaillé de la carte électronique développé pour cette application est représenté par la figure 9.

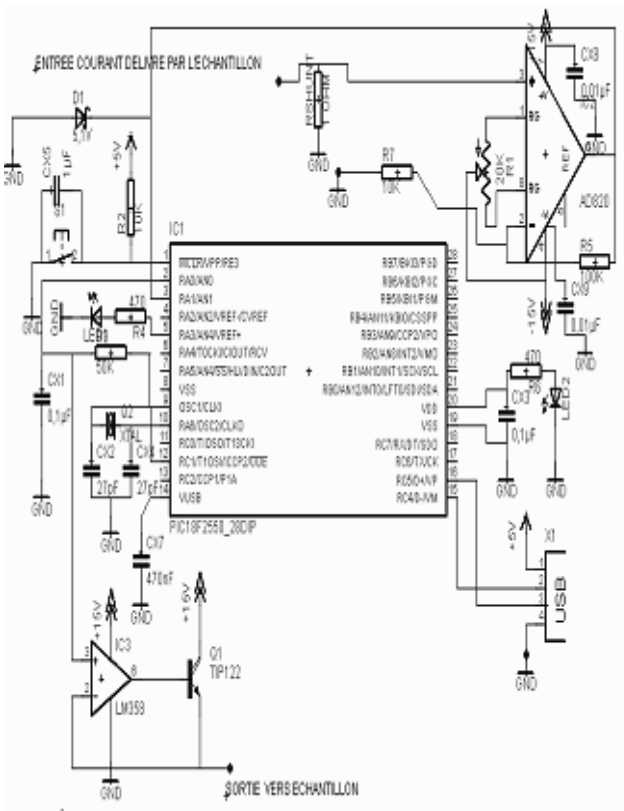


Fig. 9. Schéma détaillé du dispositif réalisé

La carte ainsi présentée est gérée par le microcontrôleur PIC18F2550 de Microchip, sur lequel nous avons implémenté un programme écrit en langage C « ANSI » en utilisant le compilateur C de CCS (Custom Computer Services), ce logiciel est spécialisé dans la programmation des PICs et il dispose d'un répertoire de fonctions prédéfinies qui configure automatiquement les différents registres nécessaires à l'opération désirée, et par conséquent l'utilisation de ces fonctions facilite énormément la programmation. [8]

Quant à la partie Software, elle concerne la conception d'un logiciel qui consiste en une interface graphique développé en Borland Delphi, et ceci dans le but de faciliter la gestion et l'utilisation du ce dispositif TLM. L'interface que nous avons mise au point dialogue avec la carte électronique via le bus USB en exploitant le protocole HID (Human Interface Device), ainsi que la DLL : mpushapi.dll fournie par Microchip, permettant le dialogue entre les parties Hardware et Software via le port USB sous Windows XP.

L'organigramme du programme C implémenté au PIC18F2550, est représenté par la figure 10,

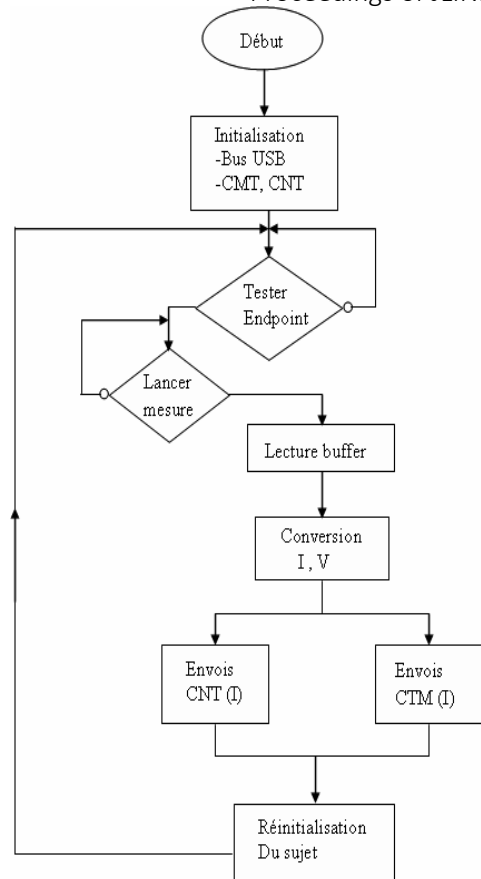


Fig. 10. Organigramme du programme C du microcontrôleur

L'organigramme de la figure 10, décrit le programme que nous avons injecté au niveau du microcontrôleur, après initialisation du port USB et des buffers CNT et CMT servant respectivement au stockage des différentes valeurs de tension de polarisation de l'échantillon et le courant délivré par ce dernier, le PIC rentre dans une boucle sans fin pour guetter l'énumération de l'USB. Une fois que nous envoyons à partir du PC l'ordre de lancer la mesure en précisant le pas en tension ainsi que la tension initiale, le pointeur de pile du PIC saute au sous-programme PWM pour générer une PWM proportionnelle à la tension initiale, le sous-programme PWM s'exécute sous forme d'une boucle à 11 itérations où chaque fois la tension initiale est incrémentée du pas en tension jusqu'à arriver à la tension final. Entre chaque deux itérations nous appelons le sous-programme conversion qui se charge de convertir le couple courant/tension produit et stocke ces derniers dans les buffers CNT et CMT. Une fois que nous aurons atteint la valeur finale de la tension, le microcontrôleur attend l'ordre du PC pour envoyer les buffers CNT et CMT. Une fois ces derniers envoyés le PIC rentre une deuxième fois en attente de lancement de la prochaine mesure.

IV. PRESENTATION DU LOGICIEL DEVELOPPE

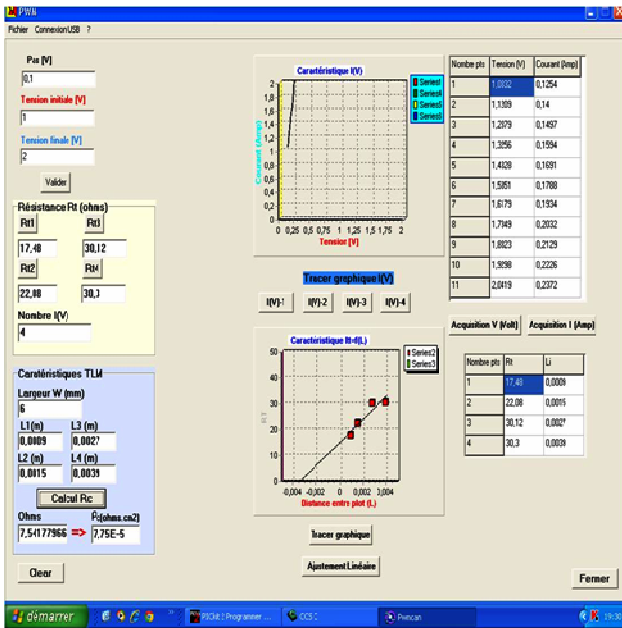


Fig. 11. Aperçu de l'interface graphique

L'interface graphique de la figure 11, donne un aperçu du logiciel que nous avons développé. Il comporte les rubriques suivantes :

- L'onglet « Fichier »
- L'onglet « Connexion USB »
- L'onglet « ? »

Ceci en plus des différentes fonctions de calcul des différents paramètres TLM, en vue de caractériser un contact métal/semiconducteur.

L'organigramme du programme Delphi qui a permis le développement de notre interface graphique présenté en figure 11, est donné en figure 12.

L'organigramme de l'interface utilisateur décrit le fonctionnement du programme Delphi que nous avons mis au point. Une fois que l'USB est connecté, le programme attend le lancement de la mesure après introduction du pas en tension ainsi que la tension initiale. La validation de ces derniers va permettre au PIC d'exécuter son programme.

Le programme Delphi va scruter la fin de la mesure pour faire l'acquisition du couple courant/tension pour pouvoir procéder aux différents calculs permettant la détermination de la résistance ainsi que la résistivité de contact, à savoir:

- Le tracé graphique des I(V).
- Le calcul des résistances R_T .
- La saisie des paramètres TLM, largeur du contact W, le nombre de plot et finalement la longueur du doigt de contact.
- Le tracé graphique de R_T en fonction des distances entres plots.
- Le tracé graphique de la droite de régression linéaire.
- Finalement le calcul de R_c et ρ_c , respectivement la résistance et la résistivité de contact.

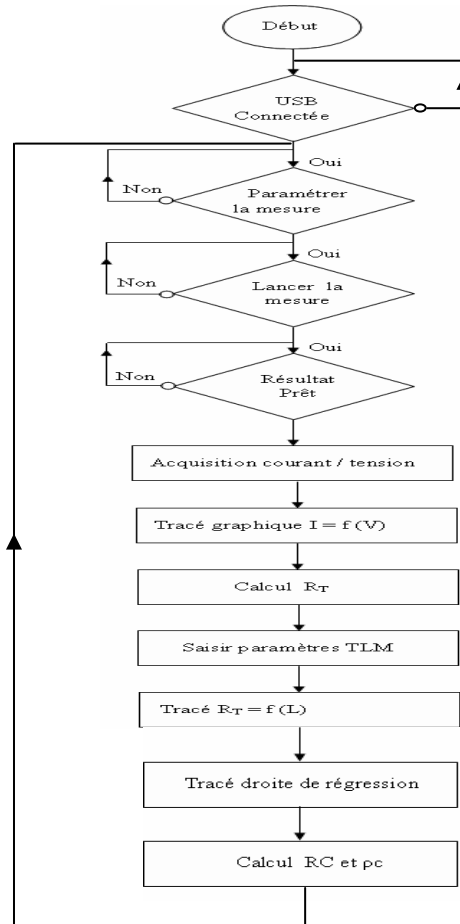


Fig. 12. Organigramme de l'interface utilisateur

Une fois ces paramètres déterminés, le programme retourne en état d'attente de la prochaine validation pour le lancement d'une nouvelle mesure.

La figure suivante donne une photo de l'instrument que nous avons réalisé.



Fig. 13. Photo de l'instrument réalisé.

V. TESTS ET ETALONNAGE

Pour plus de fiabilité nous avons procédé à l'étalonnage de notre système.

V.1. ETALONNAGE DE LA TENSION

L'étalonnage de la tension de polarisation s'est effectué par la méthode suivante :

Nous avons placé une résistance à la sortie de notre dispositif qui simule un échantillon TLM, dont la valeur est connue avec précision ($100 \pm 2\%$ Ohms), et nous avons fait la lecture de la tension aux bornes de cette résistance par logiciel et à travers un voltmètre précis. La courbe d'étalonnage obtenue est représentée en figure 14.

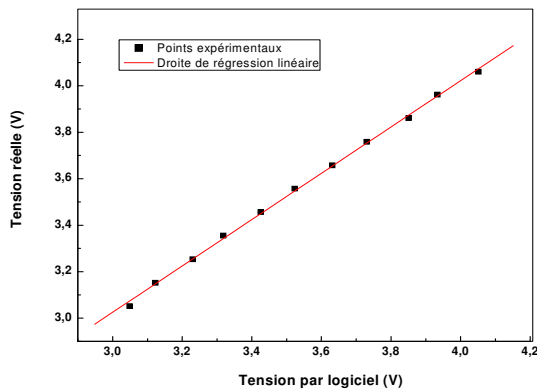


Fig. 14. Courbe d'étalonnage de la tension

La figure 14 montre que nous avons une très faible dispersion des points entre les valeurs de la tension réelle et celles calculées par logiciel, ceci permet de dire que nous avons une bonne précision de notre système.

Le tableau I le confirme, si nous comparons la valeur de la tension réelle et les valeurs des tensions avant et après étalonnage.

TABLE. I.

Etude comparative entre les valeurs de la tension réelle, avant et après étalonnage

Tension réelle	Tension Logiciel avant étalonnage	Tension Logiciel après étalonnage
3,051	3,049	3,060
3,152	3,123	3,138
3,253	3,230	3,255
3,355	3,318	3,342
3,456	3,426	3,450
3,557	3,523	3,547
3,658	3,631	3,645
3,759	3,739	3,761
3,861	3,851	3,874
3,962	3,934	3,956
4,061	4,051	4,073

Mais afin de se rapprocher le plus possible des valeurs réelles de tension, nous avons procédé aux corrections imposées par l'équation d'étalonnage:

$$\text{Tension logiciel} = 0,03434 + 0,99694 * \text{Tension réelle} \quad (10)$$

C'est cette correction qui a donné les valeurs de tension logiciel après étalonnage mentionné sur le tableau 1.

V.1. ETALONNAGE DU COURANT

L'étalonnage du courant I délivré par l'échantillon sous une tension de polarisation V s'est effectué par la méthode suivante :

Au même moment où nous avons effectué les relevés de tension, nous avons fait la lecture du courant circulant à travers la résistance de $100 \pm 2\%$ Ohms, par l'intermédiaire d'un ampèremètre précis. Les valeurs du courant en ampère (Amp) lus sur l'ampèremètre et par logiciel sont représentées sur le tableau II,

TABLE. II.

Représentation des valeurs du courant réel et celui calculé par logiciel

Courant réel (Amp)	Courant calculé par logiciel (Amp)
0,345	0,332
0,357	0,337
0,369	0,351
0,380	0,361
0,391	0,367
0,403	0,371
0,415	0,400
0,426	0,415
0,437	0,416
0,449	0,425
0,460	0,444

La courbe d'étalonnage du courant, est représentée par la figure 15.

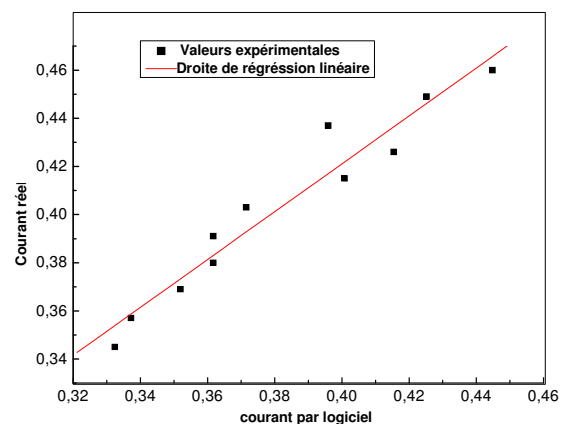


Fig. 15. Courbe d'étalonnage du courant

Nous remarquons qu'il y'a une dispersion assez significative des différents points du courant mesuré. Nous pouvons expliquer cette différence par le fait que le convertisseur analogique/numérique du microcontrôleur PIC18F2550, n'est pas assez précis pour les tensions de faibles valeurs de l'ordre des fractions du millivolt, aussi nous pouvons remarquer que l'incrément entre deux valeurs réelles du courant est assez proche du quantum du convertisseur analogique/numérique.

Pour pallier à cet inconvénient, nous avons procédé à la correction du système par l'étalonnage de la mesure du courant conformément aux paramètres de l'ajustement linéaire. Cette correction a été introduite au niveau du logiciel Delphi, et se traduit par l'équation suivante :

$$\text{Courant logiciel} = 0,02329 + 0,9946 * \text{Courant réelle} \quad (11)$$

Après avoir étalonné notre banc de mesure par l'équation (11), nous avons obtenu le résultat suivant (voir figure 16).

Comme nous pouvons le constater sur le graphique (Fig16), l'écart entre la valeur réelle du courant et celle calculée par logiciel s'est nettement améliorée, et de ce fait nous pouvons affirmer que nous avons obtenu des résultats plus que satisfaisants, quant à la fiabilité du système.

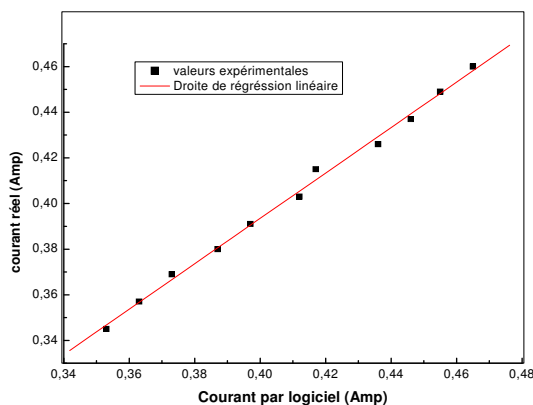


Fig. 16. Illustration des valeurs du courant réel et celui calculé par logiciel après étalonnage.

VI. CONCLUSION

La réalisation des contacts, étape finale du processus d'élaboration des cellules solaire, est déterminante pour les performances globales du dispositif. Pour cela nous avons pensé à mettre au point un banc de mesure capable de mesurer la résistance de contact métal/semiconducteur basé sur la technique TLM (Transmission Line Method). A travers les tests, que nous avons entrepris à chaque partie de l'instrumentation utilisée nous sommes parvenus à mettre en place un instrument de caractérisation du contact ohmique facilement exploitable, qui contribuera efficacement à déterminer le maillon faible au niveau de nos process technologique de métallisation et de recuit RTP (Rapid Thermal processing) lors de la fabrication des cellules solaire au silicium. De ce fait les objectifs tracés au départ de ce projet ont été atteints, et un premier prototype d'un instrument de mesure automatique basé sur la technique TLM (Transmission Line Method) a pu voir le jour avec un coût économique plus qu'intéressant.

REFERENCES

- [1] C.A .Guerbi, « *Caractérisation du contact sérigraphié par la technique TLM* », Rapport final de confirmation au grade d'attaché de recherche à l'Unité de Développement de la Technologie du Silicium, Février 2004.
- [2] S. Blanqué, « *Optimisation de l'implantation ionique et du recuit thermique pour SiC* », thèse de doctorat, Université de Barcelone, 2004.
- [3] M. Lijadi, « *Transistor bipolaire à hétérojonction : Développement d'une filière InP/GaAsSb pour application ultra-rapide* », thèse de doctorat, Université Paris VI, 2005.
- [4] F. Chelli, R. Tala-Ighil, S. Sali, S. Oussalah, M. Boumaour, F. Tayour, et Y.Si-Ahmed « *Mesure statique de la résistance de contact d'une grille sérigraphiée pour cellules solaires au Si-mc* », Revue des Energies Renouvelables Vol.13, no. 4, p. 633-638, 2010.
- [5] N.Oleksiy, « *Simulation, fabrication et analyse de cellules photovoltaïques à contact arrière interdigités* », thèse de doctorat, INSA Lyon, 2005.
- [6] S. Blanqué, « *Optimisation de l'implantation ionique et du recuit thermique pour SiC* », thèse de doctorat, Université de Barcelone, 2004.
- [7] Microchip AN538, « *Using PWM to generate analog output* », 2002 Microchip technologie incorporated.
- [8] C. Tavernier, « *Programmation en C des PIC* », l'usine Nouvelle série EEA, Edition DUNOD, 2005.

Stabilomètre Développé pour le Suivi du Centre de Pression en Appui Dynamique Unipodal

M.Benosmane*, N.Ababou, A.Ababou, S.Chadli et M.Boudissa

Résumé — La stabilométrie est une technique d'analyse de la posture qui se base sur l'enregistrement des oscillations du centre de pression d'un sujet sur une plateforme instrumentée. Dans des conditions inhabituelles ou déstabilisantes, le maintien d'une activité posturale nécessite la mise en place de réactions motrices rapides. Dans ce cadre, nous nous sommes proposés de développer un banc d'essais instrumenté pour le suivi biomécanique de la stabilité ainsi que la mesure du temps de réaction et de la vitesse d'exécution d'un mouvement. Le but de ce dispositif est d'arriver à mettre en évidence quelques stratégies de stabilisation spécifiques ainsi que le choix de ces stratégies par des sujets experts ou non experts dans les activités d'équilibre. Dans ce travail, nous présentons le banc de mesure réalisé, puis les résultats obtenus sur l'équilibre unipodal de deux athlètes d'élite en karaté de spécialités différentes au cours de l'exécution d'un mouvement d'attaque du pied.

Mots clés — Stabilométrie, posture, instrumentation, Equilibre dynamique, appui unipodal, centre de pression.

I. INTRODUCTION

Les méthodes d'analyse de la posture et du mouvement se sont fortement affinées au cours de ces dernières décennies. Elles revêtent un intérêt tout particulier dans le domaine des sciences du sport et aident à mieux comprendre la physiologie de la posture et du mouvement chez le sujet sportif. Ces méthodes utilisées en traumatologie du sport ont permis dans certains cas de mettre en évidence des anomalies non discernables lors d'un examen clinique statique. Elles permettent aussi de mieux appréhender les facteurs intervenant dans la genèse des lésions. A cet effet, nous nous sommes proposés de développer un banc d'essais instrumenté pour mettre en évidence quelques stratégies de stabilisation spécifiques mises en œuvre par des sujets différents dans les activités d'équilibre.

Le suivi dynamique de la stabilité est une technique d'analyse qui a été développée à l'origine pour quantifier les troubles de l'équilibre en enregistrant les oscillations du centre de pression sur une plateforme instrumentée [1]. Le centre de pression est le point d'application de la force de réaction du sol résultante dans un plan parallèle à la surface de la plateforme [2] et dont la position permet d'apprécier la stabilité du sujet au cours d'activités physiques [3]. Dans des conditions inhabituelles ou déstabilisantes, le maintien d'une activité posturale nécessite la mise en place de réactions motrices rapides

[4]. Le temps de réaction correspond au temps de latence entre l'apparition du stimulus auditif, visuel ou tactile et la réponse apportée à ce stimulus, alors que la vitesse d'exécution représente plutôt la rapidité avec laquelle le mouvement est exécuté. Le temps et la vitesse de réaction dépendent de plusieurs facteurs: le niveau de performance de l'athlète considéré, la posture initiale, le mouvement qu'il doit exécuter. La mesure du temps et de la vitesse de réaction ainsi que de la stabilité ont permis de comparer et de classer des athlètes de diverses spécialités à des niveaux de performances différents [5], et aussi d'évaluer les nouveaux types d'exercices qui viennent émerger dans l'entraînement sportif [6] et la rééducation fonctionnelle [7]. Les mesures inertielles ont permis récemment de mieux affiner ces valeurs par rapport à celles obtenues uniquement par l'analyse vidéo [8].

Dans de nombreuses disciplines sportives, le niveau de performance d'un athlète dépend de ses capacités d'orientation spatio-temporelle, d'équilibre et de réaction. La capacité d'orientation spatio-temporelle permet de modifier la position et le mouvement du corps dans l'espace et dans le temps, par rapport à un champ d'action défini. La capacité d'équilibre vise au maintien du corps dans une position d'équilibre ou à la récupération de l'équilibre après une action donnée. La capacité de réaction permet de réagir par une action motrice à un signal donné. Toute variation active ou passive de posture s'accompagne de la mise en œuvre de dispositifs automatiques de compensation pour préserver ou rattraper l'équilibre du corps. Pour les arts martiaux chinois [9], les pratiquants contrôlent leur équilibre principalement avec l'articulation de la cheville en réduisant le déplacement du centre de pression dans les directions médio-latérale et antéro-postérieure. Le déplacement du centre de pression des sujets non pratiquants d'arts martiaux est davantage prononcé en direction de l'avant.

L'approche classique du contrôle postural distingue deux stratégies de rétablissement de l'équilibre: celle de la cheville et celle de hanche. Dans la première [10], le sujet se comporte comme un pendule inversé oscillant d'avant en arrière au tour de l'axe des chevilles par activation des muscles adéquats. Dans la seconde, la position du centre de masse du sujet est affectée par la rotation du tronc autour de l'axe pelvien [11].

Dans ce travail, nous présentons le banc de mesure réalisé, puis les résultats obtenus sur l'équilibre unipodal de deux athlètes d'élite en karaté de spécialités différentes au cours de l'exécution de mouvements d'attaque du pied dans la technique mae-geri.

* Adresse permanente : ENS-STIS, Route de Dely-Brahim, Alger
Les autres auteurs sont du Laboratoire Instrumentation, FEI, USTHB

II. DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL

Le schéma de principe et la photo de la plateforme de stabilométrie conçue et mise au point pour les besoins de l'expérimentation sont donnés sur la figure 1. Il s'agit de deux plaques carrées supposées infiniment rigides. Sur celle du bas qui sert de châssis, trois cellules de charge ont été boulonnées de sorte à ce que leur extrémité forme un triangle équilatéral. A niveau de ces extrémités, des billes en acier de 2cm de diamètre servent de support à la seconde plaque. Une série de cornières en aluminium a été disposée sur la plaque du bas pour servir de butée à celle du haut et l'empêcher de basculer comme montré sur le schéma vu de coupe du dispositif.

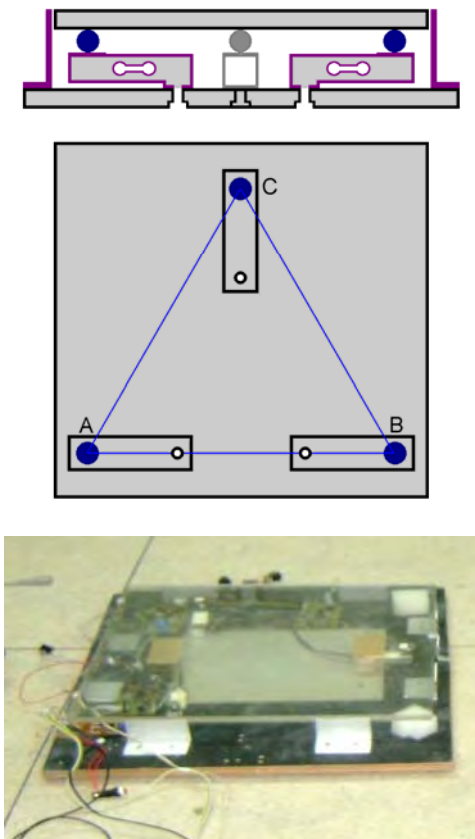


Fig.1. Plateforme de stabilométrie.

Le circuit de conditionnement de chaque cellule de charge est un montage classique comprenant une référence de tension, un amplificateur d'instrumentation, et un circuit de remise à zéro automatique. Son schéma de principe est donné sur la figure 2. Le gain a été choisi de sorte à avoir une sensibilité de 10 mV/N.

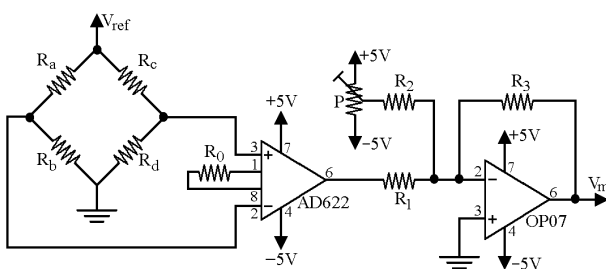


Fig.2. Conditionneur d'une cellule de charge

A vide, la sortie des trois capteurs de la plateforme est re-initialisée à 0. Si une personne monte sur la plateforme, la somme des forces enregistrées par les trois capteurs correspond à la force de réaction. Le centre de pression, point d'application de la force de réaction, correspond au point d'équilibre où les quantités conjuguées des forces verticales et des distances des forces verticales et des distances centre de pression – point d'application des forces sont égales de part et d'autres: c'est le barycentre des composantes verticales des forces de réaction mesurées par la plateforme.

La figure 3 montre la disposition des différents capteurs installés sur l'athlète, sur l'opérateur, sur la plaque de stabilométrie, et sur le système d'impact. Ce dernier, initialement développé pour les besoins de la boxe [12], se présente sous la forme d'une cible portée par un levier disposé sur une barre de torsion. Des capteurs collés sur cette barre permettent de quantifier l'angle de torsion et de le relier au moment de force exercé sur la cible considérée. Sur la photo précédente, A représente le capteur placé à la sortie de la barre de torsion. B est l'accéléromètre de type ADXL-150 fixé sur le pied de l'athlète. C est l'accéléromètre ADXL-150 fixé sur la cible. D et E correspondent à l'accéléromètre deux axes de type ADXL-311 porté par le conseiller en arts martiaux. F, G et H sont les cellules de charge fixées sous la plaque de la plateforme de stabilométrie. I et J représentent les capteurs de pression FSR placés sous le talon et l'avant du pied respectivement. Les éléments passifs des circuits de conditionnement des accéléromètres ont été choisis de sorte à fixer leur bande passante autour de 200 Hz.

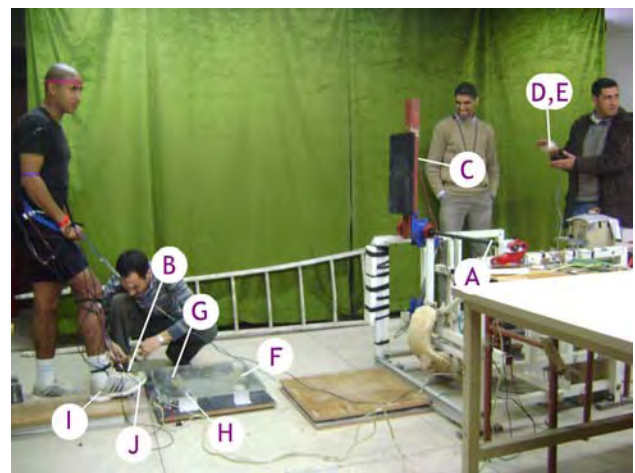


Fig.3. Présentation de l'ensemble du banc de mesures

L'acquisition des données s'est faite à l'aide d'une carte Daqboard-1000 de IOTECH qui possède un convertisseur analogique numérique à 16 bits et 16 entrées analogiques multiplexées. La fréquence d'échantillonnage a été fixée à 1 kHz, ce qui suffit largement à ce type d'application. Cette carte s'insère sur la carte mère de l'unité centrale d'un PC. Un câble spécial la relie à un multi-connecteur sur lequel sont fixés les fils de liaison des conditionneurs des différents capteurs. Un logiciel dédié, permet de gérer la transmission et la conversion numérique des signaux issus des capteurs.

III. PROCÉDURE EXPÉRIMENTALE

En karaté, Mae-Geri est le coup de pied le plus naturel qui soit parmi les nombreux autres qui résultent de la forte mobilité de la hanche. Dans la variante schématisée [13] sur la figure 4, la surface de frappe suit la ligne la droite vers sa cible et le mouvement s'effectue en 4 étapes successives à partir d'une posture initiale (a). Il s'agit de l'armé (b), de la frappe (c), du retour de la jambe d'attaque (d) et de la pose du pied d'attaque vers l'avant (e).

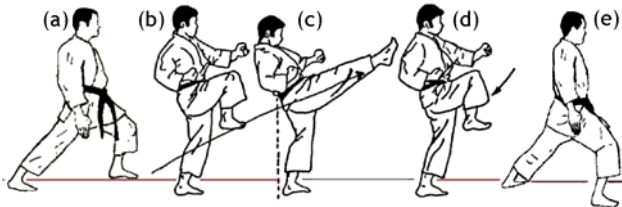


Fig.4. Décomposition du mouvement mae-geri

Dans la première étape de la procédure expérimentale, nous avons considéré l'atténuation à la sortie de l'accéléromètre disposé sur le pied d'attaque. Pour interpréter la forme du spectre obtenu, nous lui avons associé les images vidéo relatives au mouvement exécuté comme montré sur la figure 4.

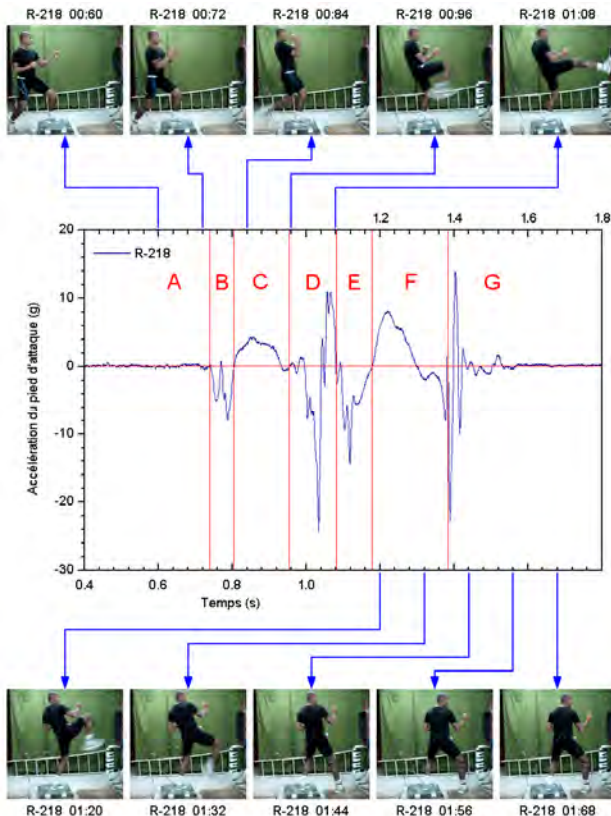


Fig.5. Corrélation spectre de l'accéléromètre du pied –vidéo

Nous avons partagé ce graphe en 7 parties. Dans l'étape A qui représente le transfert de poids vers l'avant, l'accélération est quasi nulle et le pied ne bouge pratiquement pas. Dans l'étape B, l'athlète arme son armé et l'accélération négative représente la poussée.

L'étape C caractérisée par une accélération positive représente l'armé. On voit que l'accélération du pied à la fin de cette étape s'annule et correspond à un temps d'arrêt du pied à la fin de l'étape. Au cours de l'étape D associée à l'attaque l'accélération négative du début représente la flexion de la hanche. Le pied oscille sur place. Le pic d'accélération positif correspond à l'extension du genou, suivie de l'impact qui est associée à l'accélération nulle en fin d'étape. L'étape de retour de frappe F est caractérisée par une accélération positive au début puis négative à la fin où l'athlète freine son mouvement. L'étape G qui représente la pose du pied est caractérisée par un deuxième pic positif et une accélération.

L'identification de ces étapes sert principalement à délimiter l'échelle temporelle: les signaux étant prélevés sur les différents capteurs au même instant, il devient de la sorte possible de suivre l'évolution du centre de pression en fonction du mouvement effectué par l'athlète. La position "G" du centre de pression peut être déterminée par rapport au centre géométrique "O" des trois points d'appuis A, B, C dotés des poids respectifs P_1 , P_2 et P_3 comme schématisé sur la figure 6. Ces trois poids sont ceux indiqués par les cellules de charge disposées qui équipent la plateforme de stabilométrie, et le barycentre G représente le point du plan sur lequel est projeté le poids total P du sujet. Ceci revient à écrire que :

$$P = P_1 + P_2 + P_3 \quad (1)$$

La position du barycentre est alors donnée par (2):

$$\overrightarrow{OG} = \frac{P_1 \times \overrightarrow{OA} + P_2 \times \overrightarrow{OB} + P_3 \times \overrightarrow{OC}}{P_1 + P_2 + P_3} \quad (2)$$

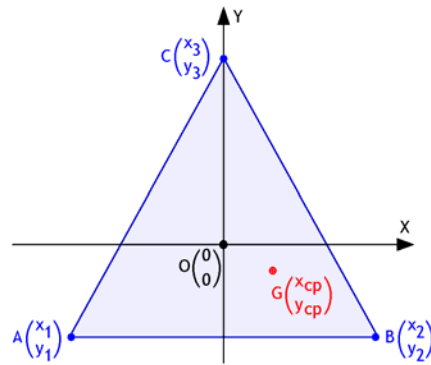


Fig.6. Coordonnées du centre de pression et des appuis

Dans le repère de coordonnées cartésiennes (O, x, y) , l'axe x donne accès aux oscillations latérales du sujet (de droite à gauche) alors que y donne accès aux oscillations d'avant en arrière du sujet. Sur ce schéma, l'origine O est prise au niveau du centre géométrique du triangle équilatéral, qui est également le point de concours des médianes au tiers de leur longueur. Dans ces conditions, les composantes X_{cp} et Y_{cp} du centre de pression dans le repère (O, x, y) sont données par les relations (3) et (4). On note que ces valeurs ne dépendent que de l'indication des cellules de charge et de la dimension de la plateforme de stabilométrie.

$$X_{CP} = \frac{a \times (P_1 - P_2)}{2 \times (P_1 + P_2 + P_3)} \quad (3)$$

$$Y_{CP} = \frac{a\sqrt{3} \times (2 \times P_3 - P_1 - P_2)}{6 \times (P_1 + P_2 + P_3)} \quad (4)$$

Deux athlètes d'élites ont pris part à notre expérimentation, un spécialiste en combat conventionnel (kumité), d'âge 24ans, pesant 75kg pour une taille de 1,75m. Le second est un spécialiste en kata (enchaînement de mouvements codifiés) qui a 22 ans, pèse 68kg et mesure 1,72m. Ces athlètes ont exécuté le mouvement d'attaque du pied Mae-Geri face à une cible placée au niveau du tronc sur un support mobile. L'évolution du centre de pression de chaque athlète a été déterminée pour les 4 étapes du mouvement (armé, attaque, retour de frappe et pose du pied).

IV. RÉSULTATS ET DISCUSSION

La figure 7 représente la tension à la sortie des cellules de charge disposées sous la plaque de la plateforme de stabilométrie pour le mouvement de Mae-geri effectué de manière classique par le premier athlète contre une cible. La cellule avant correspond à la courbe en trait plein, celle de gauche à la courbe en pointillés et celle de droite à la courbe en tirés.

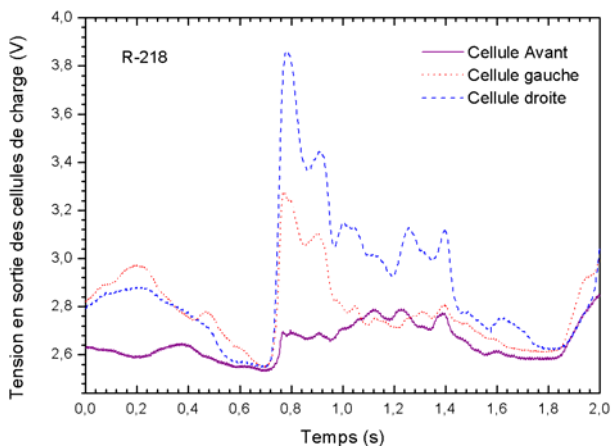


Fig.7. Signaux relatifs aux 3 cellules de charge

La réaction d'appui au sol déterminée à partir des signaux des cellules de charge a été corrélée aux images vidéo commenté sur la figure 8. Au début du mouvement il y a d'abord transfert de poids vers la jambe arrière. Cette étape représente la mise en tension des muscles intervenants dans le mouvement afin de créer une force de propulsion. Vient ensuite l'étape de transfert de poids vers la jambe avant représentée par le pic qui apparaît. Durant les deux étapes d'armé et d'attaque, le poids est progressivement réparti entre les deux jambes bien que l'athlète soit sur un appui unipodal. A la fin du mouvement l'essentiel du poids est transféré vers la jambe avant et l'athlète se trouve en appui bipodal.

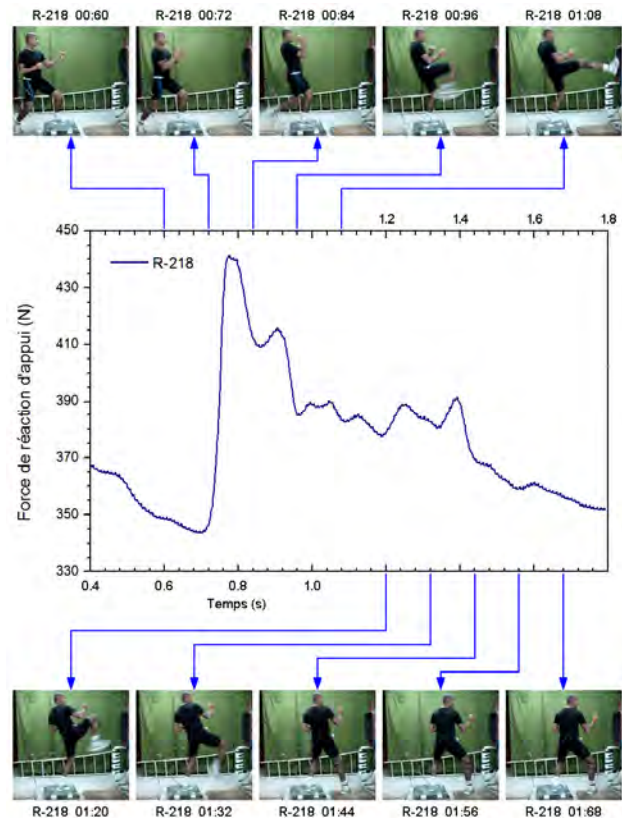


Fig.8 Corrélation "spectre réaction d'appui" - "images vidéo"

La figure 9 montre le spectre des coordonnées du centre de pression déduites des formules (3) et (4) à partir des signaux des cellules de charges. Le centre de pression au début du mouvement se déplace légèrement vers l'arrière et vers la gauche, puis il se déplace légèrement à droite vers l'avant : il y a un transfert de poids vers la jambe avant. La phase armé est caractérisée par le déplacement du centre de pression vers la droite et vers l'arrière. Par la suite, le centre de pression se déplace vers la gauche et vers l'avant jusqu'à revenir pratiquement au point de départ. Il est à signaler que le centre de pression chez cet athlète ne se déplace que sur une surface de 4 cm², dénotant ainsi d'une grande qualité d'équilibre.

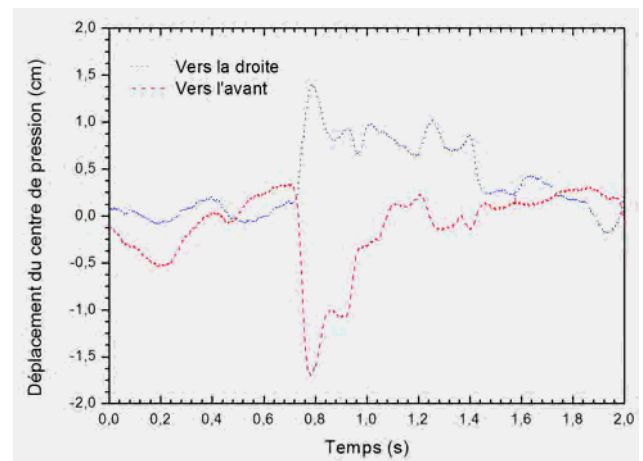


Fig.9. Evolution au cours du temps de l'abscisse et de l'ordonnée du centre de pression du spécialiste en Kumité

Sur la figure 10 on a visualisé la trajectoire du centre de pression dans le plan de la plateforme de stabilométrie pour l'athlète d'élite spécialiste en kumité. Dans la condition classique le centre de pression au début du mouvement, se déplace légèrement vers l'arrière et vers la gauche. Ce mouvement représente la mise en tension des muscles intervenant dans la technique en question. Le centre de pression se déplace ensuite vers l'avant et légèrement à droite. L'athlète transfère son poids vers la jambe avant, préparant ainsi le passage d'un appui bipodal à un appui unipodal. L'étape armée est caractérisée par le déplacement du centre de pression vers la droite et vers l'arrière. Pour le reste du mouvement le centre de pression se déplace vers la gauche et vers l'avant jusqu'à revenir pratiquement au point de départ.

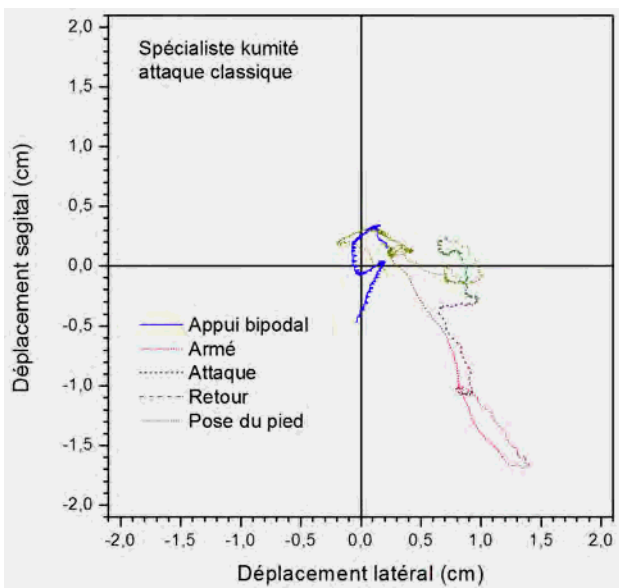


Fig.10. Trajectoire du centre de pression pour l'athlète spécialiste en Kumité

La figure 11 montre le tracé de l'évolution du centre de pression pour l'athlète d'élite spécialiste en kata dans la condition classique d'attaque sur une cible. Le centre de pression au début du mouvement, s'accroît sur place, puis se déplace vers l'arrière et vers la gauche. Ce mouvement représente l'étape de transfert de poids vers la jambe avant, préparant ainsi le passage de l'appui bipodal à l'appui unipodal. L'étape armée est caractérisée par le déplacement du centre de pression vers la droite et vers l'arrière au début puis vers l'avant et vers la gauche. Dans l'étape attaque le centre de pression se déplace légèrement vers l'avant, puis vers l'arrière et vers la droite. Dans l'étape retour de frappe, le centre de pression continue à se déplacer vers l'arrière et vers la droite en début d'étape puis vers l'avant et vers la gauche à la fin. L'athlète amorce l'étape pose du pied qui est caractérisée par le déplacement du centre de pression vers l'avant et vers la gauche jusqu'à revenir pratiquement au point de départ.

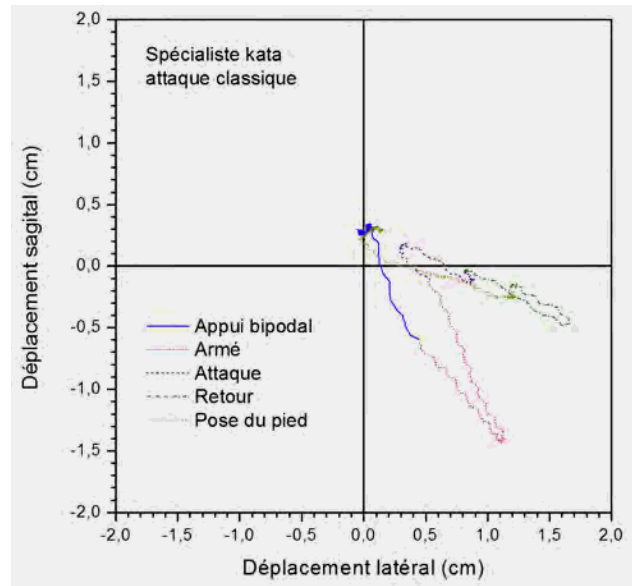


Fig.11. Evolution du centre de pression pour l'athlète Kata

Les différences observées au niveau du déplacement du centre de pression pour ces deux athlètes peuvent être dues au processus d'apprentissage subit par chacun, aux conditions de réalisation du mouvement qui sont familières au karatéka spécialiste en kumité contrairement au spécialiste en kata ainsi qu'à leurs qualités morpho-fonctionnelles. L'entraînement en kumité exige la réalisation de la technique dans différentes conditions [14] (avec ou sans adversaire, en condition de compétition, à puissance maximale, etc.). En kata, seule la prestation technique est importante d'où l'absence d'intérêt à réaliser la technique dans des conditions autres qu'à vide. Il est à noter que malgré les différences enregistrées, les deux athlètes jouissent d'une grande qualité d'équilibre vu la surface restreinte dans laquelle évolue leur centre de pression. Elle est malgré tout légèrement meilleure chez l'athlète d'élite spécialiste en kata.

V. CONCLUSION

Nous avons développé un stabilomètre pour le suivi du centre de pression en appui dynamique unipodal. Nous l'avons utilisé pour suivre la trajectoire du centre de pression de deux athlètes d'élite en karaté de spécialités différentes au cours de l'exécution d'un mouvement d'attaque du pied. L'analyse menée sur l'évaluation de la capacité d'équilibre par des mesures de stabilométrie a montré des allures différentes de l'évolution du centre de pression. A travers ce travail il apparaît que ce type d'instrument habituellement employé pour l'analyse de la posture statique bipodale peut être utilisé pour une analyse dynamique avec un appui unipodal. Il pourrait trouver de nombreuses applications pour l'étude des changements comportementaux intervenant avec l'âge, tant pour la détection du jeune talent que pour le suivi des seniors.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué dans le cadre du projet PNR-21 Jeunesse et Sport, intitulé "Stabilométrie et ergométrie pour l'analyse biomécanique de la performance sportive"

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] J. Visser, M.Carpenter, H.van der Kooij, B.R.Bloem "The clinical utility of posturography" *Clinical Neurophysiology* vol.119 (2008) 2424–2436.
- [2] M.Ouaknine "Plate-forme de mesure de la position du centre de gravité chez un sujet debout" *Brevet d'invention* N° WO/62022 du 19/10/2000.
- [3] V.V.Arkov, T.F.Abramova, T.M.Nikitina, V.V.Ivanov, V.V.Suprun, M.U.Shkurnikov, A.G.Tonevitski "Comparative study of stabilometric parameters in sportsmen of various disciplines" *Bulletin of Experimental Biology and Medicine*, Vol.147 (2009) 233-235.
- [4] P.Cesari, M.Bertucco "Coupling between punch efficacy and body stability for elite karate" *Journal of Science and Medicine in Sport* vol.11 (2008) 353-356.
- [5] C.A.O.Vagheti, H.Roesler, A.Andrade "Auditory and visual single reaction span in surfers with different ability levels: comparison of professional, amateur athletes and surf practitioners" *Rev. Bras. Med. Esporte* vol.13 (2007) 71-74.
- [6] N.Sarabon, G.Omejec "A novel testing tool for balance in sports and rehabilitation" *IFMBE Proceedings* vol.16 (2007) 998-1001.
- [7] V.S.Mercer, C.C.Hankins, A. J.Spinks, D.D.Tedder "Reliability and validity of a clinical test of reaction time in older adults" *Journal of Geriatric Physical Therapy* Vol.32 (2009) 103-110.
- [8] D.Gouwanda, S.M.N.A.Senanayake "Application of gyroscopes in identifying gait symmetry in walking" *WCB 2010, IFMBE Proceedings* vol.31 (2010)1378–1381.
- [9] O.Gorgy, J.L.Vercher, T. Coyle "How does practice of internal Chinese martial arts influence postural reaction control?" *Journal of Sports Sciences*, Vol.26 (2008) 629-642.
- [10] A.A.Gopalai and S.M.N.A.Senanayake "The impact of fitness level on postural control when standing on a perturbed surface using an instrumented dynamic platform" *IFMBE Proceedings* vol.31 (2010) 305-308.
- [11] O.Oullier, B.G.Bardy, R.J.Bootsma, T.A.Stoffregen, "L'émergence des états posturaux et de leurs changements" *Cahiers de la maison de la recherche en sciences humaines et sociales*, N° 38(1), 2003, p. 187-204.
- [12] S.Chadli, N.Ababou, A. Ababou "Impactor calibration: comparison between accelerometric measurements and extensometric processed data" *The 7th International Workshop on Systems, Signal Processing and Applications*, WoSSPA Tipaza, Algeria 2011.
- [13] R.Habersetzer "Encyclopédie des arts martiaux" *Edition Amphora*, 2004.
- [14] A.M.Vencesbrito, M.A.Rodrigues-Ferreira, N.Cortes, O.Fernandes, P.Pezarat-Correia "Kinematic and electromyographic analyses of a karate punch" *Journal of Electromyography and Kinesiology*, n° 21, 2011, p. 1023-1029.

Localisation d'une source sonore en mouvement par un réseau de microphones.

H. Timlelt , Y. Remram et A .Belouchrani

ABSTRACT - Dans ce travail, nous avons traité le problème de la localisation acoustique d'une source sonore émulant le passage d'un avion ou d'un hélicoptère. En exploitant l'effet doppler et en utilisant l'outil temps-fréquence, il est possible grâce à la variation de la fréquence instantanée du signal reçu par un réseau de microphones de déterminer la vitesse et l'altitude d'un avion. Une étude de faisabilité a été effectuée en réalisant une plateforme simulant le vol d'un avion à hélices par une source sonore en mouvement. La plateforme a été réalisée dans la chambre anéchoïque du laboratoire électroacoustique de la faculté d'électronique et informatique de l'USTHB. Cette méthode passive nous a permis d'avoir des valeurs estimées de la fréquence, l'altitude, la vitesse et le temps de transit de la source sonore en bonne accord avec les valeurs réelles.

Mots clés — Détection de sources, chambre anéchoïque, Wigner-Ville, signaux non stationnaires, représentation temps-fréquence, réseau de microphones, effet Doppler.

I. INTRODUCTION

Les réseaux de capteurs, est une technologie qui s'est développée rapidement avec l'apparition du son à trois dimensions en prévision de l'obtention d'une image sonore spatiale que ce soit dans les domaines musical, cinéma, les jeux électroniques et téléconférences [1,2]. Dans le domaine de la détection et l'amélioration du rapport signal sur bruit, cette technique a visé en premier lieu le domaine militaire mais dernièrement plusieurs applications civiles se sont intéressées à cette technique notamment la sécurité, l'agroalimentaire, l'environnement et plusieurs autres domaines.

Dans le cadre de ce travail, notre objectif est de construire un système de détection passif non détectable, pour la localisation acoustique d'une source en mouvement, en vue de l'utiliser pour la détection d'avions ou hélicoptères. Ce système de détection trouve son application dans les zones aveugles du radar classique notamment en basses altitudes et dans les zones montagneuses. L'acquisition des signaux en vue de leurs traitements se fait avec un réseau de microphones qui couvrent la zone à surveiller.

Reçu le 25 septembre 2012, Ce travail a été soutenu en partie par le ministère MESRS sous Subvention J0200220090020. Le premier auteur est avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP 32, Bab-Ezzouar, Algies, Téléphone: 213-24217912 (poste 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Courriel: hakimatimlelt@gmail.com. Auteur secondaire est également avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP. 32, Bab-Ezzouar, Alger. Le troisième auteur est avec le département d'Electronique, Ecole Nationale Polytechnique 10 Avenue Hassen Badi P. B. 182 EL Harrach 16200 Alger, Algérie.

La technique traitée dans cet article s'inscrit justement dans ce contexte pour localiser un avion à hélices ou un hélicoptère en utilisant l'effet Doppler sonore pour estimer la fréquence, la vitesse et l'altitude de la source sonore [3]. Cette technique a été validée expérimentalement par des travaux précédent pour un seul microphone placé au-dessous de la trajectoire de la source, cependant, elle est inexploitable dans le cas où la trajectoire est décalée par rapport à la position du microphone placé au sol [4].

Comme toute source sonore émettrice en mouvement, la fréquence de cette dernière change lors de son transit par rapport à un récepteur fixe. Cette effet appelé effet Doppler est exploité pour l'estimation des paramètres de vol en utilisant les outils de l'analyse temps fréquence [5,6].

Le principe de notre étude consiste à faire une acquisition du signal sonore par un réseau de capteurs d'une source en mouvement pour ensuite le traiter pour déterminer ses fréquences instantanées. Cette méthode permet l'estimation de la vitesse, la fréquence ainsi que l'altitude de la source [3, 5].

Cette technique a été appliquée dans une première étape dans une chambre anéchoïque où le signal acquis ne présente ni réflexions ni interférences pour évaluer clairement l'effet de chaque paramètre estimé sur la détection de la source. L'utilisation du réseau de capteurs nous a permis d'augmenter les chances de détection en améliorant le rapport signal sur bruit.

II. LE MODELE TEMPS FREQUENCE

Pour un avion à hélices ou un hélicoptère, le signal acoustique émis par la source est composé d'un ton pur f_0 avec un ensemble d'harmoniques superposées sur un composant aléatoire à bande large. Dans ce modèle, nous supposons que toute la bande de fréquence du signal sonore correspondant subit une variation fréquentielle due à l'effet Doppler.

Le modèle représentant notre expérience consiste à enregistrer le signal d'un avion par un réseau de microphones placés au sol selon la configuration représentée sur la figure 1. La source sonore représentant un avion qui vole avec une vitesse constante \vec{v} et à une altitude perpendiculaire h par rapport au sol [7].

La position d'un capteur n est donnée par les coordonnées (x_n, y_n, z_n) en prenant (x_1, y_1, z_1) comme

référence [7]. Ces coordonnées sont données par les expressions suivantes :

$$x(\tau) = d_c \cos \theta_c + (\tau - \tau_c) v \sin \theta_c . \quad (1)$$

$$y(\tau) = d_c \sin \theta_c + (\tau - \tau_c) v \cos \theta_c . \quad (2)$$

$$z(\tau) = h . \quad (3)$$

Où v représente la vitesse de la source, τ_c est l'instant où la source est au même niveau que le capteur numéro 1 pris comme référence, d_c est la distance horizontale qui sépare le capteur et la source, h est l'altitude de la source et θ_c c'est l'angle d'azimut entre l'axe des x et la projection d_c .

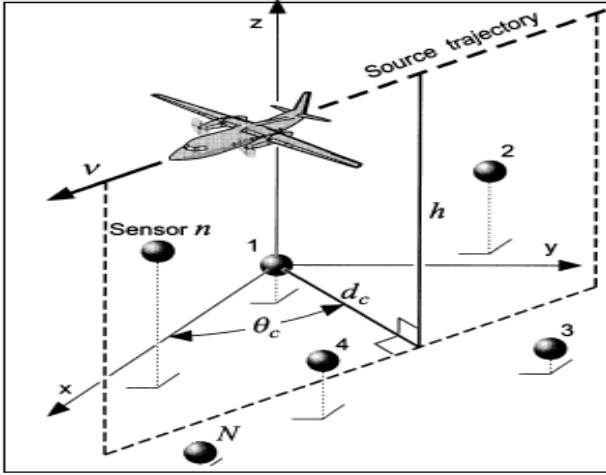


Fig.1. Géométrie d'un réseau de capteurs enregistrant le signal sonore d'un avion se déplaçant avec une vitesse et hauteur constantes [7]

La détermination de la trajectoire de la source revient à déterminer les cinq paramètres suivants $\{v, \tau_c, h, d_c, \theta_c\}$. Le signal acoustique émis par la source sonore en mouvement à un instant τ arrive au capteur n à l'instant t est donné par l'expression suivante:

$$t = \tau + \frac{R_n(\tau)}{c} \quad (4)$$

$R_n(\tau)$ est la distance radiale de la source jusqu'au capteur n à l'instant τ et c la vitesse du son dans l'air.

La distance entre la source et le microphone d'ordre n est donnée par l'expression suivante:

$$R_n(\tau) = [R_{cn}^2 + v^2(\tau - \tau_{cn})^2]^{1/2} \quad (5)$$

τ_{cn} est le temps de parcours de la source lorsqu'elle arrive au même niveau que le capteur n et $R_{cn} = R_n(\tau_{cn})$.

$$\tau = t_{cn} + \frac{c^2(t - t_{cn}) - [R_{cn}^2(c^2 - v^2) + v^2c^2(t - t_{cn})^2]^{1/2}}{c^2 - v^2} \quad (6)$$

La fréquence instantanée du signal reçu à l'instant t est donnée par [8] :

$$f_t = \frac{1}{2\pi} \frac{d\tau(t)}{dt} = f_0 \frac{d\tau}{dt} \quad (7)$$

La combinaison des équations 6 et 7 nous permet de trouver l'expression de $f_n(t)$ en fonction de $\{f_0, |v|, R_{cn}, \tau_{cn}\}$.

$$f_n(t) = \alpha + \beta p_n(t, \tau_{cn}, s_n) \quad (8a)$$

$$\alpha = \frac{f_0 c^2}{(c^2 - v^2)} \quad (8b)$$

$$\beta = -\frac{f_0 c |v|}{(c^2 - v^2)} \quad (8c)$$

$$s_n = \frac{R_{cn}(c^2 - v^2)^{1/2}}{|v|c} \quad (8d)$$

$$P_n(t, \tau_{cn}, s_n) = \frac{t - \tau_{cn}}{[s_n^2 + (t - \tau_{cn})^2]^{1/2}} \quad (8e)$$

Les paramètres $\{f_0, |v|, R_{cn}, \tau_{cn}\}$ ou d'une manière équivalente $\{\alpha, \beta, s_n, \tau_{cn}\}$ sont estimés en minimisant la somme des carrés des écarts entre la fréquence instantanée du signal reçu équation (8a) (valeur prédite) et la fréquence mesurée en exploitant l'analyse temps-fréquence $f_n(t)$ en utilisant l'ajustement par la méthode des moindres carrés [3].

Cette opération est répétée pour chaque capteur individuellement.

Le même procédé est utilisé pour l'estimation globale des paramètres $\lambda = [v, \tau_c, h, d_c, \theta_c]^T$ qui définissent les paramètres à estimer d'une source en mouvement.

Une estimation initiale de λ peut être obtenue en utilisant les résultants des estimations des paramètres pour chaque capteur individuellement $\{v|_n, R_{cn}, \tau_{cn}: 1 \leq n \leq N\}$ l'estimation initiale des paramètres [7] est donnée par le vecteur suivant:

$$\tilde{\lambda}^0 = [\tilde{v}^0, \tilde{\tau}_c^0, \tilde{h}^0, \tilde{d}_c^0, \tilde{\theta}_c^0]^T$$

La position de la source à l'instant τ est donnée par $(x(\tau), y(\tau), z(\tau))$; ces coordonnées sont reliées à $R_n(\tau)$ par la relation suivante :

$$[x(\tau) - x_n]^2 + [y(\tau) - y_n]^2 + [z(\tau) - z_n]^2 = R_n^2(\tau) \quad (9)$$

$$1 \leq n \leq N$$

L'équation (9) représente un système de N équations ; en supprimant la première équation (capteur N°01) des autres capteurs on obtient la relation suivante :

$$2[x_m x(\tau) + y_m y(\tau) + z_m z(\tau)] = R_1^2(\tau) - R_m^2(\tau) + r_{m1}^2(\tau) \quad 2 \leq m \leq N \quad (10)$$

L'estimation de la position de la source au temps τ_{cl} ($\tilde{x}(\tau_{cl}), \tilde{y}(\tau_{cl}), \tilde{z}(\tau_{cl})$) est obtenue en remplaçant $\{R_n(\tau): 1 \leq n \leq N\}$ dans l'équation 9 par $\{\tilde{R}_n(\tau_{cl}): 1 \leq n \leq N\}$ et après la résolution du système $N-1$ équations par la méthode des moindres carrés.

Si tous les capteurs sont situés sur le plan (x, y) la méthode des moindres carrés donnera juste une estimation de $\tilde{x}(\tau_{cl})$ et $\tilde{y}(\tau_{cl})$ et pour l'estimation de $\tilde{z}(\tau_{cl})$ elle est obtenue par la relation suivante : $\tilde{z}(\tau_{cl}) = [\tilde{R}_1^2(\tau_{cl}) - \tilde{x}^2(\tau_{cl}) - \tilde{y}^2(\tau_{cl})]^{1/2}$ après avoir estimé la position de la source au temps $\tau_{cl}: 1 \leq n \leq N$ une régression linéaire est appliquée à chaque ensemble de

données $\{\tau_{cl}, \tilde{x}(\tau_{cl}) : 1 \leq n \leq N\}$ et $\{\tau_{cl}, \tilde{y}(\tau_{cl}) : 1 \leq n \leq N\}$ on aura deux droites.

L'estimation initiales des paramètres est donnée par :

$$\tilde{d}_c^0 = \sqrt{\tilde{x}_c^0 + \tilde{y}_c^0} \quad ; \quad \tilde{\theta}_c^0 = \tan^{-1} \tilde{y}_c^0 / \tilde{x}_c^0 \quad ; \quad \tilde{\tau}_c^0 = \tau_{c1} \quad ;$$

$$|\tilde{v}^0| = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\tilde{v}| \quad \text{et} \quad \tilde{h}^0 = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \tilde{z}(\tau_{cl}).$$

La méthode des moindres carrées non linéaire est utilisée pour l'estimation de $\lambda = [v, \tau_c, h, d_c, \theta_c]^T$ et f_0 en utilisant la fréquence instantanée obtenue après l'analyse temps fréquence à partir des N capteurs [6].

$$f_n(t) = \alpha \zeta_n(t, \lambda) \quad (11)$$

$$\alpha = \frac{f_0 c^2}{(c^2 - v^2)} \quad (12)$$

$$\zeta_n(t, \lambda) = 1 - \frac{v^2(t-t_c) + Y_n v}{\sqrt{Y_n^2 + v^2 c^2 (t-t_{cn})^2 + 2Y_n v c^2 (t-t_c)}} \quad (13)$$

$$Y_n^2 = Y_n^2 v^2 + (c^2 - v^2)(h^2 + d_c^2 + r_{n1}^2 - 2d_c X_n - 2z_n h) \quad (13)$$

$$X_n = x_n \cos \theta_c + y_n \sin \theta_c. \quad (14a)$$

$$y_n = -x_n \sin \theta_c + y_n \cos \theta_c. \quad (14b)$$

$$\{\tilde{\lambda}, \tilde{\alpha}\} = \underset{\lambda, \alpha}{\operatorname{argmax}} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{K_n} [f_n(t_{nk}) - \alpha \zeta_n(t_{nk}, \lambda)]^2 \quad (15)$$

III. LA PLATEFORME DE SIMULATION

L'intérêt de la conception et la réalisation de la plateforme de simulation est de pouvoir étudier la faisabilité de la localisation d'un avion à hélice avec un réseau de capteurs. en simulant le déplacement d'un avion par une source sonore en mouvement dans le laboratoire.

Il a été démontré par des expérimentations [9] que le son émis par un avion à hélice est un son de raies formé par une fréquence fondamentale proportionnelle à la fréquence de rotation de l'arbre et le nombre de pales des hélices.

$$F = B \cdot N \quad (16)$$

Où B est le nombre de pales de l'hélice, N le régime de rotation en Hertz.

Donc un haut parleur est utilisé pour reproduire le son émis par un avion à hélice ou un hélicoptère.

Cette étude est nécessaire pour avancer ce travail avant d'effectuer des mesures sur des cas réels. L'expérience a été effectuée dans la chambre anéchoïque du laboratoire électroacoustique de la Faculté d'Electronique et Informatique de l'USTHB [10]. La chambre anéchoïque nous permet d'avoir, d'une part, des enregistrements de la source sans qu'ils soient troublés par les réflexions, et d'autre part, tester le modèle avec un faible cout, ce qui constitue une expérience intéressante pour tester le modèle proposé.

III.1 Description de la plateforme

La plateforme est réalisée comme le montre la figure 2. Elle a une longueur totale de 4 mètres correspondant à la longueur de la chambre sourde et une hauteur de 1.85 mètres juste au dessous du plafond de la salle.



Fig.2. La plateforme construite en chambre sourde

Cette plateforme comprend une partie mécanique et une partie électronique. La partie mécanique comprend un support en bois soutenant la plateforme, des guides en bois pour le déplacement de la source, le chariot à roues pouvant se déplacer à travers les guides supportant le haut-parleur et enfin une poulie d'entraînement du fil par le moteur.

La partie électronique comprend le haut parleur fixé sur un chariot pour l'émission sonore, un système électronique utilisant des capteurs à ultrasons pour l'arrêt automatique du chariot, le moteur électrique pour tirer le chariot et finalement l'alimentation du système électronique.

Le fonctionnement du système consiste à entrainer le haut parleur avec une vitesse constante qui joue le rôle de la source sonore fixé sur le chariot et tiré par moteur électrique à travers un fil de pêche comme le montre la figure 3. Grâce aux guides en bois en forme de L, la source se déplace avec un mouvement rectiligne et une vitesse constante engendrée par le moteur électrique.

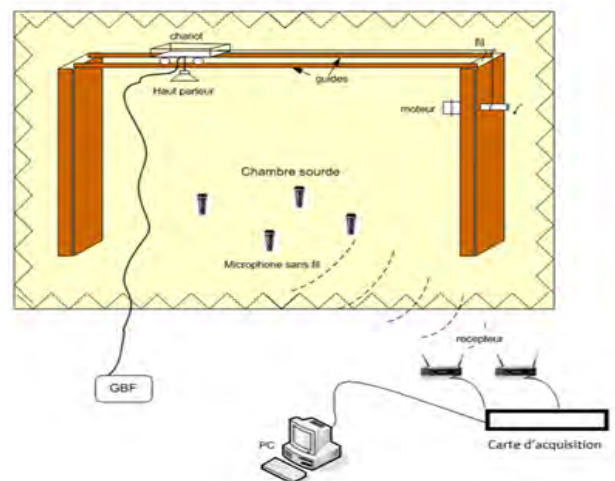


Fig.3. Description de la plateforme avec le système d'émission-réception

Une fois que le chariot arrive à la fin des guides, il est arrêté automatiquement grâce un système de détection ultrasonore qui coupe l'alimentation du moteur électrique dès que l'onde ultrasonore est coupée par l'arrivée du chariot.

La fréquence du son émis est produite par un générateur basses fréquences qui alimente un haut parleur de faible dimension (twitter) afin que le chariot puisse supporter son poids. Sachant que les twitters de par leurs tailles réduites ont une bande de fréquence limitée, Des mesures de la bande de fréquences du haut parleur utilisé ont été effectuées à travers un bruit blanc en chambre sourde montrent que sa bande passante est entre 1.5KHz et 5KHz donc les fréquences expérimentales qui seront utilisées ne peuvent pas être au delà de cette bande passante de fréquence.

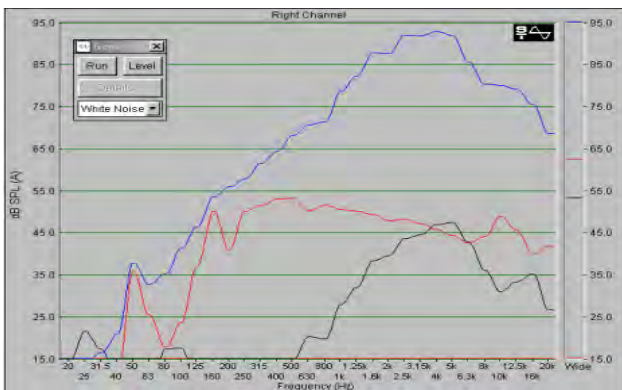


Fig.4. La réponse spectrale (courbe en noir) obtenue à partir de la soustraction de la réponse spectrale du haut parleur en présence du bruit de fond de la salle (courbe en bleu) et du spectre du bruit de fond de la salle (courbe en rouge)

III.2 Dispositions du réseau de capteurs

La partie acquisition est composée d'un ensemble de microphones repartis le long de la plateforme. Dans certaines applications, la disposition du réseau de capteurs constitue une des parties les plus importantes du travail, par ce qu'on est obligé de respecter une certaine géométrie pour collecter l'information. La particularité et l'avantage de notre système, est que le réseau de microphones peut être arbitraire puisqu'on n'a pas une géométrie précise à suivre. On peut choisir n'importe quelle géométrie quelle soit polaire c'est-à-dire sur les trois dimensions (x, y, z) ou bien planaire c'est-à-dire que tous les microphones peuvent être situés au sol, sur le plan (x,y).



Fig.5. Disposition des microphones au-dessous de la plateforme

Comme le montre la figure 6, les microphones ont été déployés au-dessous de la plateforme. Comme défini dans le modèle proposé, un microphone de référence a été placé à raz de sol et quatre autres microphones disposés d'une façon arbitraire. Nous affectons la distance d_{ci} comme étant la distance perpendiculaire du microphone i par rapport à la trajectoire de la cible. Cependant, afin de bien tirer d'avantage du décalage Doppler il serait judicieux que la distance d_i ($d_1, d_2, d_3, d_4, \dots, d_N$) entre les différents microphones ne soit pas rapprochée.

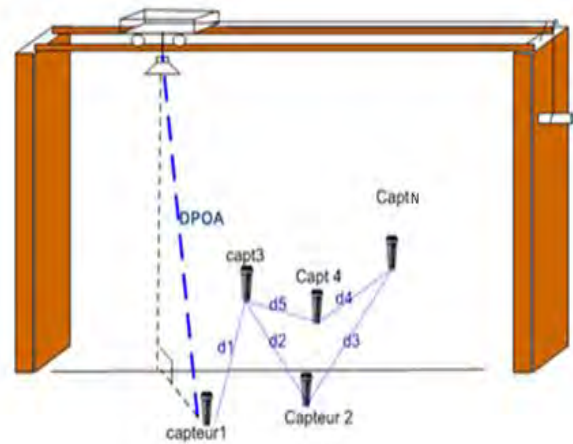


Fig.6. Cette figure montre la répartition des capteurs le long de la trajectoire de la source

D'autre part, pour qu'on soit proche des cas réels, ces distances doivent être moins importantes que la distance DPOA (distance oblique du point d'approche). Cette condition augmente aussi la précision sur l'estimation de la fréquence émise par la source, sinon les fréquences reçues seront très proches et le décalage Doppler ne sera pas effectivement apprécié. D'autre part, les distances d_i ne doivent pas aussi être très éloignées l'une par rapport à l'autre afin de diminuer l'erreur sur l'estimation de la hauteur et la géométrie à trois dimensions sera mieux exprimée.

Le signal émis par la source sonore sera enregistré par les microphones avec un décalage dans le temps suivant la position de chaque microphone par rapport à la source. L'acquisition synchronisée du signal à travers les microphones est assurée par une carte d'acquisition Daq view 1005 qui dispose de 8 entrées analogiques (figure 7). Cette carte dispose également d'une interface sur PC qui permet de régler les paramètres de l'acquisition tel que le format du fichier d'acquisition et la fréquence d'échantillonnage. Notons que la fréquence d'échantillonnage a été diminuée à 8 KHz afin de minimiser le temps de calcul bien sur en respectant théorème de Shannon et le format utilisé est de type wave pour qu'il soit utilisable par MATLAB.

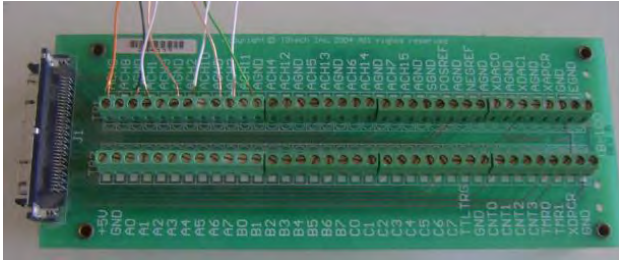


Fig. 7. La carte d'acquisition Daq view 1005

IV. LES RESULTATS EXPERIMENTAUX EN CHAMBRE ANECHOÏQUE

Le signal sonore émis par la source a été produit à travers un signal sinusoïdal de fréquence 1540 Hz. La distance que le chariot doit parcourir sur la plateforme est de 3,68 m (les détecteurs d'obstacle ont réduit la distance à parcourir qui était de 4) sur une durée de 3s mesurée par un chronomètre ce qui donne une vitesse moyenne de déplacement de 1,22 m/s. après avoir placé le microphone de référence, la hauteur de la source par rapport au microphone de référence (capteur N°02) a été trouvée égale à 1,65 m.

Quatre microphones (capt1.....capt4) ont été utilisés pour l'acquisition du signal puis envoyé vers le PC à travers la carte d'acquisition. La disposition géométrique des microphones est représentée sur les figures 8 et 9. Le tableau suivant donne la position de chaque capteur par rapport au capteur de référence, le choix de ces distances est justifié comme expliqué précédemment dans le paragraphe 3.1.

Tableau .1 La position des capteurs sur les trois axes x, y et z.

Position N° capteur	Position sur l'axe X (cm)	Position sur l'axe Y (cm)	Position sur l'axe Z (cm) (hauteur par rapport au sol)
Capteur N°01	-40	10	15
Capteur N°02	0	0	0
Capteur N°03	0	20	25
Capteur N°04	40	0	9

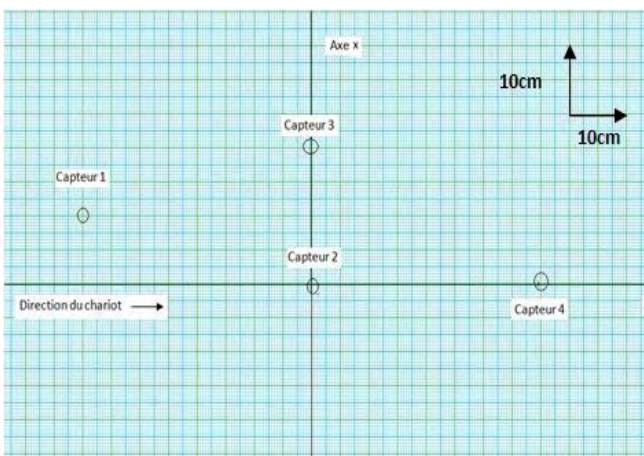


Fig. 9. La projection de la disposition du réseau de capteurs dans la chambre sourde sur le plan x et y.



Fig.8. La disposition des microphones dans la chambre sourde

Chaque signal est traité indépendamment pour retrouver les paramètres qui sont la vitesse, la hauteur et la fréquence. La distribution de Wigner -Ville est utilisée pour l'estimation de la fréquence instantanée. Les résultats obtenus pour chaque capteur sont représentés dans le tableau ci-dessous:

Tableau .2 Résultats de l'estimation des paramètres.

Paramètres	Paramètres estimés			
	Capt 1	Capt 2	Capt 3	Capt 4
Vitesse v (m/s)	1,53	1,53	1,49	1,34
Hauteur h (m)	1,08	1,02	1,17	0,92
Fréquences f_0 (Hz)	1539,3	1544,3	1544	1546,8
Temps t_c (s)	2,37	2,78	2,16	1,36

Les figures ci-dessous donnent la variation de la fréquence instantanée en fonction du temps pour chaque capteur, on remarque bien que l'effet Doppler est représenté par la décroissance de la fréquence en fonction du temps. La courbe en vert représente les fréquences instantanées calculées à partir de la distribution de Wigner Ville et celle en bleu représente les fréquences instantanées calculées par le modèle.

Les résultats des calculs obtenus à travers l'acquisition des signaux des 4 microphones sont illustrés par les figures 10, 11,12 et 13.

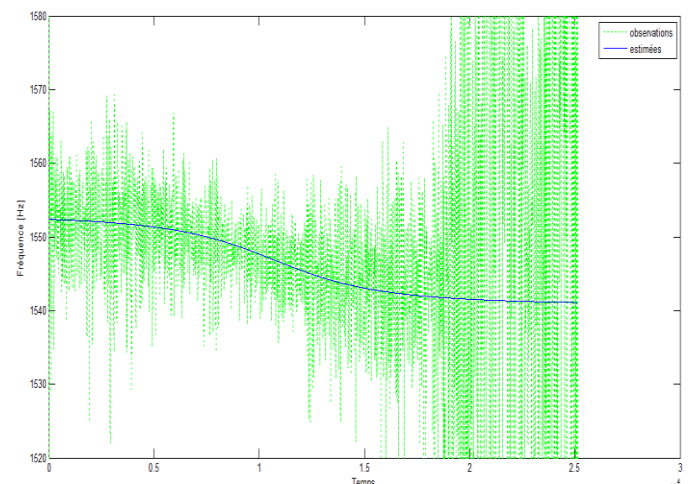


Fig.10. Fréquence instantanée estimée pour le capteur 1

deux autres paramètres supplémentaires, l'angle θ_c° et le temps t_c sont estimés dans le résultat des estimations globales.

Tableau.3 Résultats de l'estimation des paramètres.

Paramètres	v (m/s)	t_c (s)	h (m)	f_0 (Hz)	θ_c (degré)	d_c (m)
Paramètres mesurés	1.22	2	1.65	1540	90	0
Paramètres estimés	1.47	2.26	1.04	1546.2	86.49	0.08

Tableau.4 Calcul d'erreur relative sur chaque paramètre.

Paramètres	Erreur relative (%)
Vitesse v (m/s)	20.47
Hauteur h (m)	36.96
Fréquence f_0 (Hz)	4,02
Angle θ_c (degré)	3.9
Distance d_c (m)	8
Temps t_c (s)	13

D'après les résultats préliminaires que nous avons obtenus, nous constatons que les paramètres tels l'angle d'azimut, la fréquence du signal et la distance d_c sont bien estimés. Néanmoins, l'erreur relative sur la hauteur et la vitesse est assez importante. Ces écarts de la vitesse et la hauteur sont dues vraisemblablement à la désadaptation du filtre passe bande programmé mais aussi à la distribution temps fréquence utilisée et la méthode de l'estimation de la fréquence instantanée. En effet cela a été vérifié dans le cas d'un seul capteur et la réadaptation de ce filtre a augmenté considérablement la précision des résultats.

V. CONCLUSION

Une technique de système de détection acoustique passive a été mise au point par l'émulation d'une cible en mouvement et le déploiement d'un réseau de capteurs interceptant l'onde acoustique.

Dans un premier temps, le modèle avait été testé avec succès avec un seul capteur donnant des résultats encourageant. Pour détecter la source indépendamment de la position des microphones, un modèle a été proposé pour estimer les paramètres de vol d'une cible en mouvement matérialisés par la fréquence, la vitesse, la hauteur, l'angle d'azimut et le temps de passage de la cible au dessus du microphone. Ces paramètres ont pu être estimés avec une bonne précision pour la fréquence, l'angle d'azimut et la distance d_c . Néanmoins, une nouvelle méthode d'estimation de la fréquence instantanée dans un milieu très bruyé doit faire l'objet d'une étude future pour améliorer les paramètres estimés

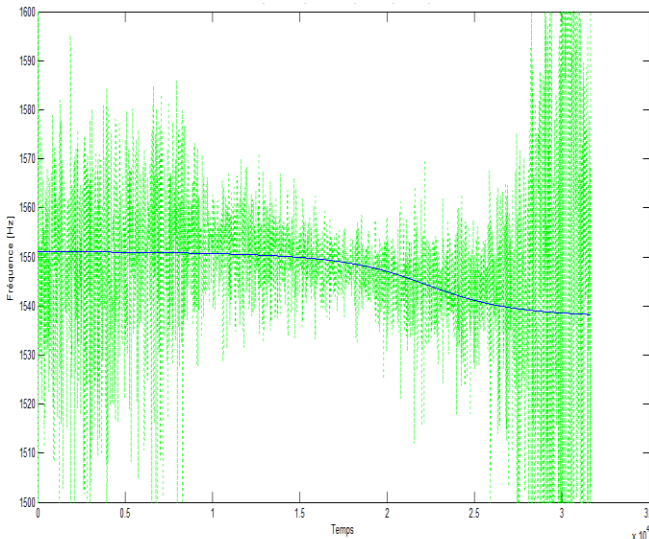


Fig.11. Fréquence instantanée estimée pour le capteur 2

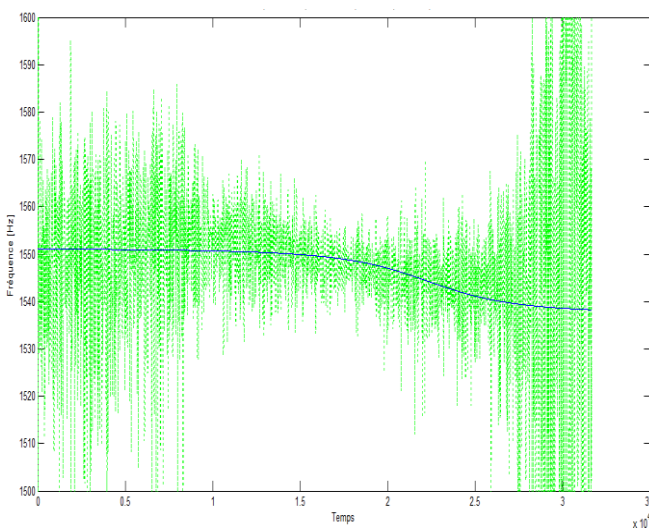


Fig.12. Fréquence instantanée estimée pour le capteur 3

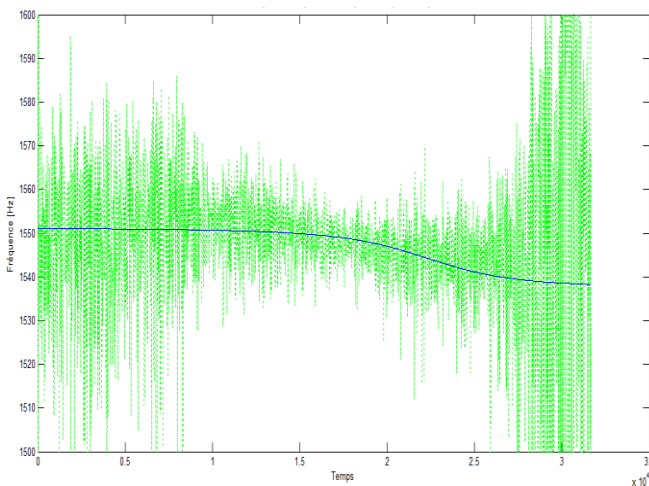


Fig.13. Fréquence instantanée estimée pour le capteur 4

Les paramètres de la source en mouvement dans la chambre sourde sont estimés en prenant l'ensemble des paramètres estimés pour chaque capteur comme point de départ pour la minimisation par la méthode des moindres carrés. Ces valeurs des paramètres estimés sont ensuite comparées aux paramètres mesurés. Il est à noter que

et atteindre la précision obtenue lors de la simulation du modèle.

REMERCIEMENT

Ce travail a été appuyé par MESRS (*Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique*) dans le cadre du CNEPRU, www.cnepru-mesrs.dz,

RÉFÉRENCES

1. S. Haykin, *Array Signal Processing*. Prentice-Hall, 1985.
2. M. Kleiner, B.-I. Dalenback, and P. Svensson, "Auralization an overview", *J. Audio. Soc.*, vol.41, no.11, pp.861-875, 1993.
3. B. G. Ferguson and B. G. Quinn, "Turboprop and rotary-wing aircraft flight parameter estimation using both narrow-band and broadband passive acoustic signal-processing methods" *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 108: 1763 –1771", October 2000.
4. Y. Remram, I. Hamouche, H. Timlelt et A. Belouchrani "conception et réalisation d'une plateforme en vue d'une localisation d'un avion" 5ième séminaire sur les systèmes de détection: architectures et technologies Février 2011, Alger.
5. B. G. Ferguson and B. G. Quinn, "Application of the short-time Fourier transform and the Wigner–Ville distribution to the acoustic localization of aircraft", *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 96: 821 - 827, August 1994.
6. O. Mettouchi, "Application d'outils d'analyse temps-fréquence à la détection acoustique d'avions", *Projet de fin d'étude, Département d'électronique, ENP*, Septembre 2006. Sous la direction de A. Belouchrani et S. Bourenmane.
7. B. G. Ferguson and Kim W. Lo "Flight Path Estimation Using Frequency Measurements from a Wide Aperture Acoustic Array" *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, Vol. 37, N°2, April 2001.
8. B. Boashash, "Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal: A tutorial review-Part I: Fundamentals", *Proc. IEEE Vol 80*: 520 -538, April 1992.
9. M. CHUSSEAU, A. CARRÈRE*, P. MATHARAN et S. PAUZIW, "Bruit des avions légers : réduction du rayonnement acoustique d'une hélice" 3ème Congrès français d'acoustique, J. Phys. IV France 04 (1994).
10. Y. Remram and H. Khelladi. "Construction of an inexpensive anechoic chamber for teaching aid", *38th International Congress and Exposition on Noise Control Engineering (INTER-NOISE 2009)*, Ottawa, Canada, 23-26 August 2009.

Contrôle d'aération naturelle dans une serre agricole

Wassila Dib, Youcef Remram et Mokhtar Attari

Résumé — La serriculture a connu un développement spectaculaire en Algérie. Les abris-serres ont été un atout déterminant dans l'amélioration de la production agricole et l'introduction, l'adaptation et la productivité d'espèces végétales d'origine tropicale. Malgré l'amélioration des rendements procurés par les abris-serres, ceux-ci présentent un microclimat fortement dépendant des conditions climatiques externes. De ce fait, les abris-serres jouent le rôle d'antigel en hiver, cependant les températures estivales sont excessives à l'intérieur de l'abri. D'un autre côté, l'humidité relative de l'air sous abri affiche souvent une valeur très proche de celle qui règne à l'extérieur. Dans ce contexte, les agro systèmes « serres » doivent répondre aux avancées technologiques récentes. Ce microclimat dépend fortement de l'aération naturelle qui participe à l'essentiel des échanges de chaleur et de masse avec l'extérieur, et sa maîtrise permet donc de contrôler la température, l'humidité, et les concentrations de gaz comme le CO_2 . Dans ce travail, nous proposons une solution basée sur une instrumentation permettant une gestion automatisée du climat sous serre par le contrôle de l'aération naturelle à travers les ouvrants répartis le long de la serre.

Mots clés — Agriculture de précision, Technologie mécatronique, Bioclimatologie, Capteur de température, BUS CAN, Serre Agricole.

I. INTRODUCTION

Les facteurs climatiques qui influencent le plus le climat à l'intérieur de la serre sont la température, l'humidité de l'air, le rayonnement solaire et le vent extérieur. En réalité, chacun de ces facteurs engendre une combinaison d'effets qui peuvent être favorables ou non au fonctionnement de la serre selon les conditions locales qui prévalent [1].

En Algérie l'excès de chaleur devient, dès la demi-saison, un souci majeur des producteurs, En plein été, la serre peut recevoir du soleil jusqu'à 1 kW/m^2 horizontal, dont environ les deux tiers ($\approx 600 \text{ W m}^{-2}$) pénètrent dans la serre [2]. Ainsi la lutte contre les températures élevées demeure une priorité; elle vise à réduire les apports énergétiques et /ou à accroître les déperditions de chaleur, ce qui peut être réalisé en optimisant l'aération naturelle de la serre. Parmi tout les moyens de contrôle du climat sous serre en période estivale, l'aération naturelle et le système de régulation le plus économique.

Reçu le 15 Octobre 2012, Ce travail a été soutenu en partie par le ministère MESRS sous Subvention PNR1. Le premier auteur est avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP 32, Bab-Ezzouar, Alger, Téléphone: 213-24217912 (poste 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Courriel: wassila-electronique@hotmail.fr. Auteurs secondaires sont également avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP. 32, Bab-Ezzouar, Alger

II. AERATION NATURELLE

L'aération naturelle est réalisée au moyen d'ouvertures (ouvrants) disposées sur la toiture ainsi que sur les faces latérales. Son efficacité dépend, en dehors des conditions météorologiques qui règnent à l'extérieur de la serre (*i.e.* température, vitesse et direction du vent), des paramètres géométriques tels que la disposition et la surface relative des ouvrants, généralement rapportées à la surface au sol de la serre. Ce rapport, fixe de façon empirique en fonction du climat et des cultures envisagées, il est souvent de l'ordre de 20 % [2].

L'aération de la serre est l'échange d'air entre l'atmosphère intérieure de la serre et l'extérieur [3, 4, 5]. Le flux d'air résultant est lié aux différences de pression existant au niveau des ouvertures d'aération. Ces différences de pression peuvent être reliées aux surpressions et dépressions créées par [6]:

- la différence de densité de l'air, elle-même liée à la différence de température, entre l'intérieur et l'extérieur de l'abri.

- l'effet du vent sur les parois de la serre. Le premier phénomène, engendré par les forces de flottabilité, est également connu sous le nom d'« Effet cheminée».

Un vent soufflant parallèlement à la ligne de faitage d'une serre méditerranéenne donne naissance à un flux d'air moyen sortant de la serre du côté situé "au vent" et à un flux d'air moyen rentrant dans la serre du côté situé "sous le vent". Le flux d'air entrant dans la serre est fortement turbulent tandis que l'air sortant l'est beaucoup moins. Des tourbillons apparaissent sur toute la longueur de l'ouvrant dans les zones à forte cisaillement (Figure 1).

La circulation d'air au niveau de l'ouvrant peut être interprétée comme suit : la forte dépression créée dans la partie de l'ouvrant située près du bord d'attaque du vent entraîne de l'air relativement chaud venant de l'intérieur de la serre, mais aussi de l'air plus froid provenant des infiltrations (air extérieur qui ne pénètre pratiquement pas à l'intérieur de la serre). Par contre, l'air qui pénètre dans la partie située sous le vent froid, est constitué en totalité par l'air extérieur [7].

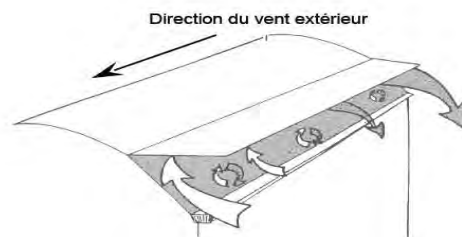


Fig.1. Reconstitution de la circulation de l'air entre l'intérieur et l'extérieur de la serre.

Les grandes flèches représentent les flux moyens, les tourbillons représentent le niveau de turbulence, la couleur grise symbolise l'air chaud, la couleur blanche symbolise l'air froid.

Le processus d'aération est complexe et sa maîtrise est importante si en veut assurer une amélioration de la qualité et du rendement de la production. C'est pour cela des modèles mathématiques ont été établis afin de mieux comprendre ce phénomène et afin de trouver des moyens plus efficaces pour son contrôle.

II. MODELE MATHEMATIQUE

La température et l'humidité relative dans une serre agricole sont liées directement à la ventilation [8]. Sous les conditions d'une ventilation naturelle, le taux de l'aération dépend directement de l'angle d'ouverture des ouvrants. Comme le montre la relation suivante:

$$\phi_{b,front} = C_f(g\beta)^{\frac{1}{2}} \frac{L_0}{3} H^{\frac{3}{2}} (\overline{T}_a - \overline{T}_0)^{1/2} \quad (m^3 s^{-1}) \quad (1)$$

Avec :

$\phi_{b,front}$: Flux de ventilation.

T_a = température à l'intérieure de la serre.

T_0 = température de l'extérieur de la serre.

C_f = coefficient de décharge.

β = coefficient thermique de l'air.

H = la hauteur de l'ouverture exprimé par

$$H = H_0 [\sin \psi - \sin(\psi - \alpha)] \quad (2)$$

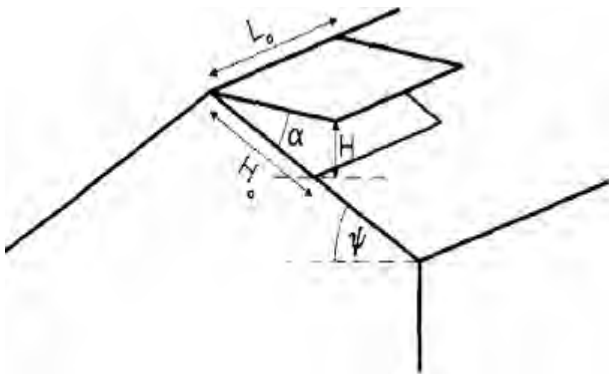


Fig.2. Schéma représentatif d'un ouvrant

Soixante renouvellements d'air à l'heure est le chiffre habituellement recommandé en matière de ventilation [8]. Le modèle précédent est lié à un seul paramètre climatique qui est la température. C'est dans cette optique de raisonnement que notre instrumentation a été proposée.

L'ouverture et la fermeture des aérateurs faitiers et latéraux seront commandés à travers des seuils consignés recommandés par les agriculteurs. Pour maintenir la température à des valeurs au-dessous de la consigne, des capteurs de température le long de la serre ont été déployés ainsi qu'à l'extérieur. La température moyenne mesurée par le microcontrôleur sera comparée à la consigne pour déclencher ou non le processus de contrôle

d'ouverture de l'ouvrant. Ce système d'ouvrant est contrôlé par des moteurs pas à pas qui nous semblent les plus adaptés, puisque le nombre des pas sera directement lié à l'angle d'ouverture de l'ouvrant.

La figure 3 montre le dispositif mécanique représentant le prototype d'un ouvrant conçu et réalisé au laboratoire. Il est constitué d'une fenêtre en plexiglas et d'un moteur pas à pas relié à des dents donnant l'angle d'ouverture programmé.



Fig.3. Prototype proposé d'un ouvrant

III. DESCRIPTION HARDWARE

L'instrumentation proposée est gérée par un bus CAN qui constitue le protocole de transmission adopté car il présente un moyen de communication simple, fiable et s'adapte bien aux environnements sévères. Ce bus où transissent tous les données est géré par une carte maîtresse qui contrôle à son tour par le biais de ce bus des nœuds (esclaves) agissant comme fournisseurs de données ou comme actionneurs (figure 4). Dans le cadre de notre étude, les données sont les températures issues des différents endroits de la serre ainsi de son extérieur et les actionneurs sont les moteurs pas à pas contrôlant l'ouverture ou la fermeture des volets via la carte de puissance. Cette carte de puissance est actionnée par le microcontrôleur de la carte maîtresse. En fonction de la comparaison entre le niveau seuil de la température programmée préalablement et la température moyenne des différents nœuds de la serre, le microcontrôleur actionnera le moteur pas à pas. L'utilisation du moteur pas à pas nous permet le contrôle exact de l'angle d'ouverture afin de gérer convenablement l'échange de la température interne et externe à la serre agricole.

Le prototype réalisé au laboratoire comporte un seul volet, toutefois, la carte de commande peut comporter des relais pour actionner d'autres moteurs qui seront placés dans les différents volets de la serre. C'est un des autres avantages de ce réseau, puisque d'autres nœuds peuvent être ajoutés au réseau CAN sans qu'il n'y ait rien à modifier tant au niveau logiciel qu'au niveau matériel. Dans le cas où il n'y a aucune activité dans le réseau

CAN, ce réseau se met en mode *sleep*, ce qui réduit la consommation d'énergie.

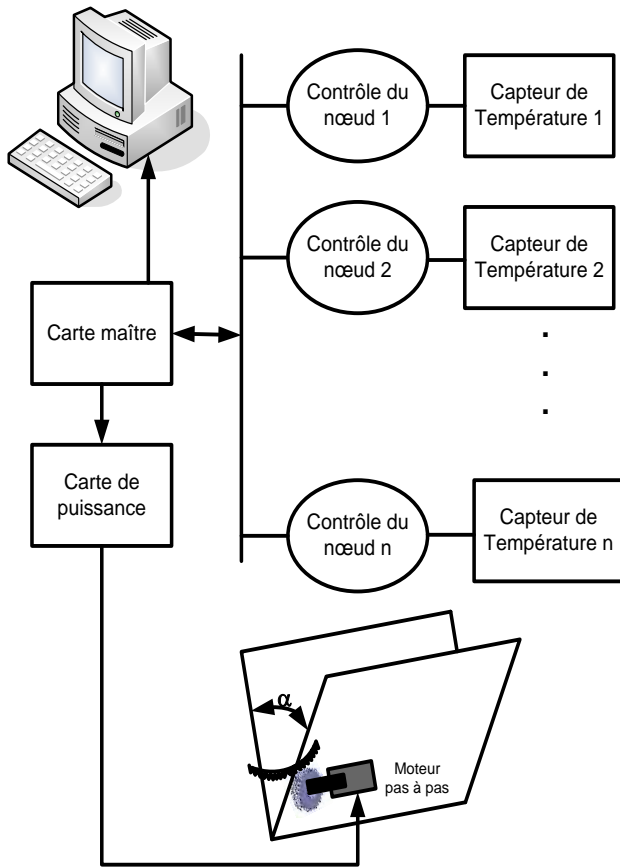


Fig.4. Schéma synoptique du système de contrôle de l'ouvrant

a. CAPTEUR DE TEMPERATURE

Le capteur de température utilisé est une thermistance CTN à coefficient de température négatif qui aux températures d'utilisation, sa résistance diminue d'une manière monotone quand la température augmente. La relation entre la CTN et sa température peut être définie par la relation de Steinhart-Hart [9]:

$$\frac{1}{T+273.15} = A + B \ln(R_T) + C(\ln(R_T))^3 \quad (3)$$

Cette relation valable à toute la gamme de température est réécrite sous une forme plus simple :

$$\frac{R_T}{R_0} = \exp\left(\beta * \left(\frac{1}{T+273.15} - \frac{1}{T_0+273.15}\right)\right) \quad (4)$$

Les températures sont exprimées en degrés Kelvin, β et T_0 sont des constantes caractéristiques du composant.

L'utilisation de la CTN est adéquate pour la gamme de température dans les serres agricole, cependant, l'inconvénient majeur de la CTN est son non linéarité. Pour remédier à ce problème, un étalonnage a été effectué à partir du dispositif illustré sur la figure 5a. Un dispositif

constitué d'un capteur de température en platine PT100 étalonné avec un afficheur immergé dans un béccher contenant de l'eau glacé où sa température a été évoluée d'environ 5°C à 5°C, de 0° à 82°C et enfin un ohmmètre pour la mesure de la résistance de la thermistance. Le circuit d'étalonnage est montré sur la figure 5b.

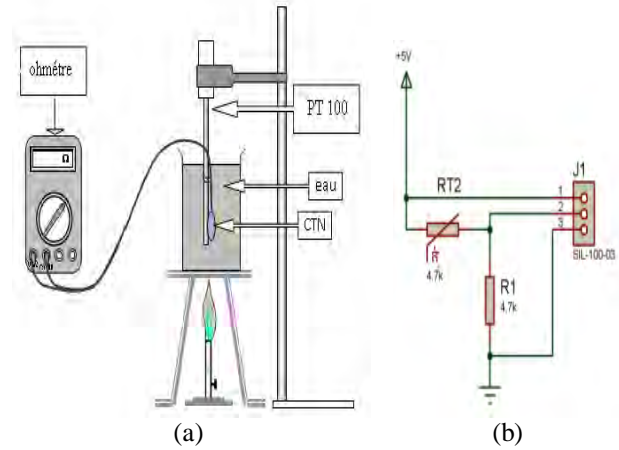


Fig .5. (a) dispositif d'étalonnage de la CTN ; (b) circuit d'étalonnage.

La courbe d'étalonnage obtenue est montrée sur la figure 6, où la variation de la température décroît de façon exponentielle avec la résistance.

Ce résultat nous oblige de trouver un moyen de linéarisation pour rendre la mesure de température plus facile. Dans ce fait, Plusieurs circuits et méthodes ont été proposées. Celle que nous avons adaptée est l'implémentation de l'équation de la régression linéaire obtenue après étalonnage directement dans le microcontrôleur.

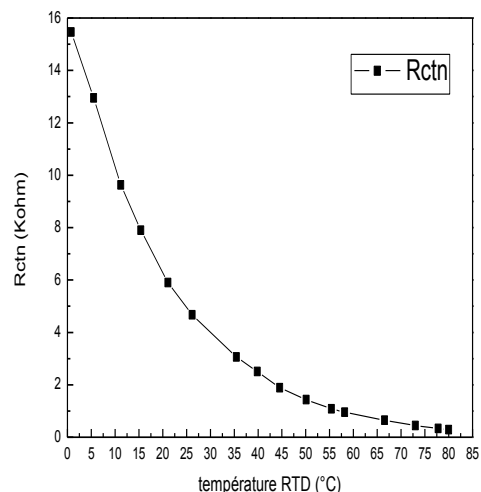


Fig .6. Courbe de calibration de la CTN

Un test a été ensuite effectué à travers une comparaison entre la température mesuré par un thermomètre de précision est celle mesuré par le PIC microcontrôleur. Les résultats obtenus illustrés sur la figure7 montrent qu'ils sont très proches.

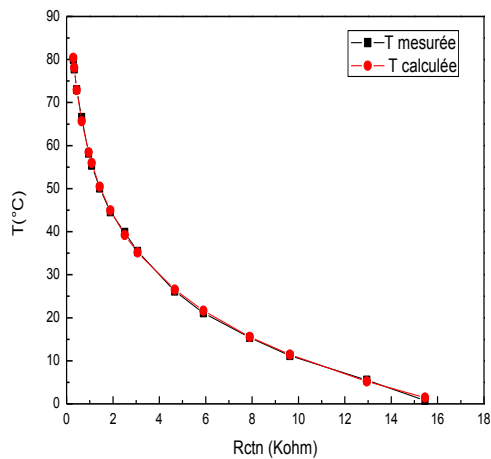


Fig.7. Courbe de calibration de la CTN

L'erreur maximale obtenue par cette méthode est de l'ordre de 0.82°C, ce qui est acceptable vu que notre application ne nécessite pas une très grande précision. Une dernière expérience a été effectuée pour valider notre système de mesure de la température. Dans ce contexte, les températures de toute une journée ensoleillée ont été relevées par notre système de mesure et comparées avec un thermomètre de précision à base d'un thermocouple PT 100 comme le montre la Figure 8. La différence de température en période diurne et nocturne est d'environ 5°, ce qui montre que le système fonctionne parfaitement et peut être très bien adapté dans une serre agricole.

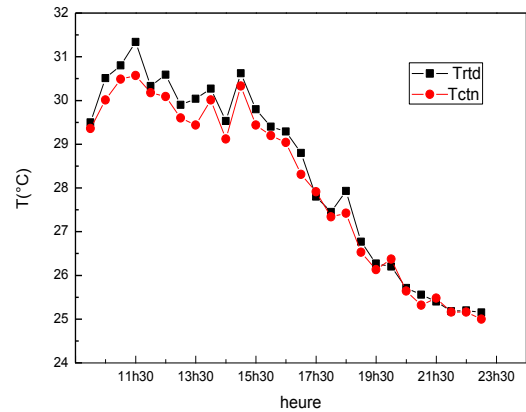


Fig.8.évolution de la température durant une journée

La différence maximale obtenue par le système réalisé et le thermomètre était de l'ordre de 0.77°C ce qui nous permet de dire que notre capteur est prêt à l'emploi.

b. LA CARTE DE COMMANDE

Le PIC microcontrôleur, le cœur de l'unité de pilotage des moteurs pas à pas doit générer deux types de signaux numériques sur deux sorties différentes. La première sortie donne un bit qui permet de définir le sens de rotation correspondant à l'ouverture ou la fermeture des ouvrants et la seconde sortie délivre un nombre N d'impulsions correspondant à N pas proportionnels à l'angle d'ouverture α souhaité. Une alarme a été également prévue en cas d'insuffisance ou défaillance.

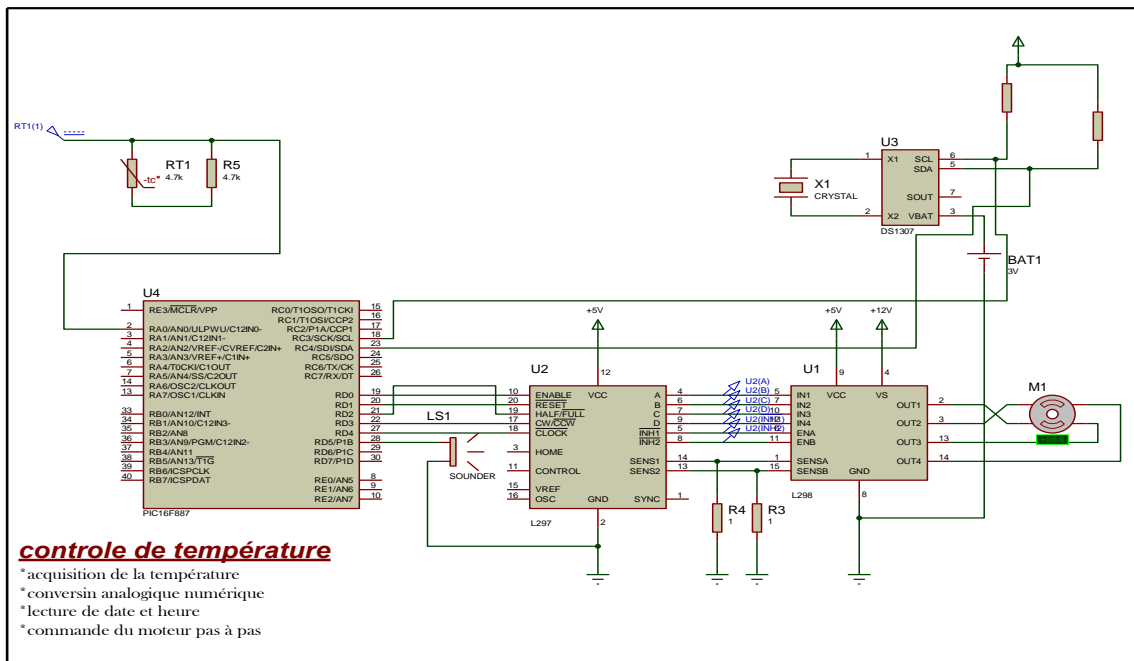


Fig.9. la commande de moteur pas à pas

c. LA CARTE DE PUISSANCE

Deux dispositifs pour la commande du moteur pas à pas composés du séquenceur et d'une interface de puissance sont nécessaires pour donner la puissance utile au moteur et pour assurer les commutations nécessaires pour obtenir un déplacement d'un nombre de pas donné ou une rotation à vitesse fixée. Ces fonctions sont assurées par deux drivers de moteur pas à pas, le L297 et L298, le premier circuit possède deux étages principaux :

- Un translateur (séquenceur) qui génère les différentes séquences de commande.
- Un double hacheur PWM (Pulse With Modulation) qui régule le courant traversant les bobinages du moteur.

Le second est complémentaire du premier. Il permet la simplification extrême de la construction d'une carte de commande pour moteur pas-à-pas. C'est un double pont de commande de puissance, il permet l'utilisation d'une tension d'alimentation élevée.

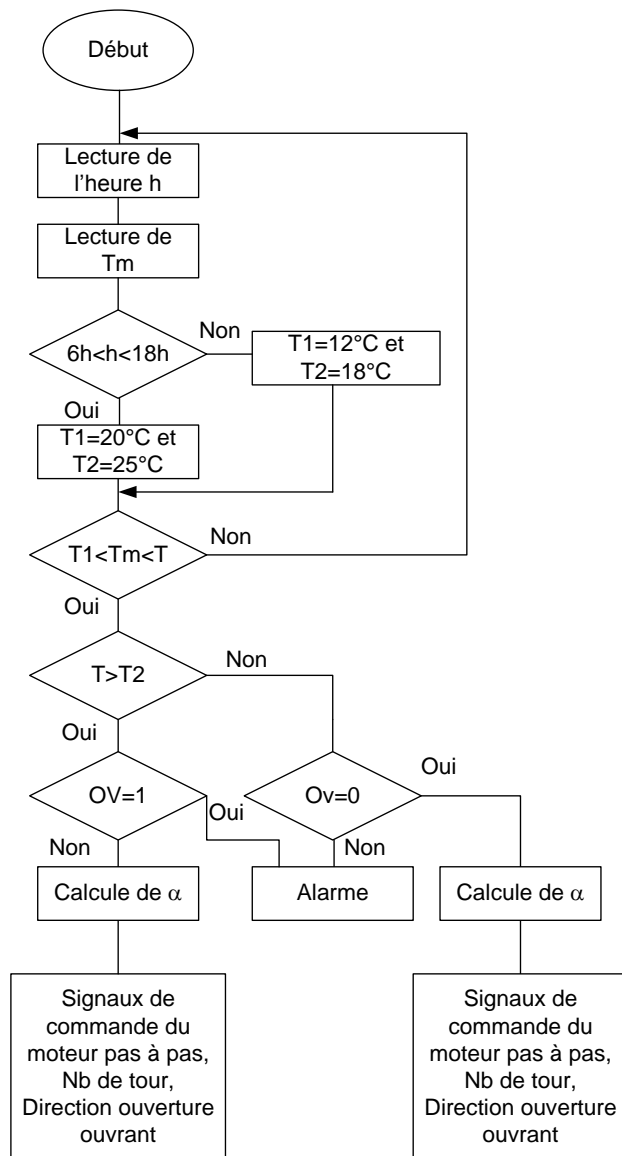


Fig.10. Organigramme de la commande

IV. DESCRIPTION SOFTWARE

Le programme implémenté dans le PIC (voir organigramme) accompli les fonctions suivantes :

- l'acquisition, la numérisation des données analogiques issues du capteur de température.
- Construction de la trame I₂C pour avoir l'heure.
- l'envoi des signaux de commande pour le moteur pas à pas après calcul de l'angle d'ouverture ou de fermeture des volés.

On connaissant le taux d'aération recommandé par les spécialistes qui est de l'ordre 60 renouvellements par heure et des deux mesures de température de l'intérieur et de l'extérieur de la serre effectué. Le calcul de l'angle α à partir des équations précédentes (1) et (2) est possible.

La date et l'heure que nous obtiendrons après la lecture et l'écriture du DS1307 à travers le bus I₂C sont nécessaires car les consignes de la température journalière et diurne sont différentes.

V. CONCLUSION

Afin de maintenir une stratégie de contrôle de température, la serre doit être équipée d'un système qui permet à la fois l'acquisition et le contrôle automatique de l'aération naturelle à travers des ouvrants répartis le long de sa surface. Dans cette optique, une instrumentation électronique permettant l'acquisition et le contrôle de la température a été développée.

Pour valider la faisabilité de notre méthode, nous avons calibré et testé notre système pour diverses valeurs de température qui sont susceptibles d'être reproduites dans une serre agricole. Les résultats obtenus sur la variation de la température d'une journée entière montrent l'efficacité et la robustesse du système réalisé. Le contrôle de l'angle d'ouverture et de fermeture de l'ouvrant proposé a été également testé avec succès, cependant, une base de données réelle sur plusieurs journées dans une serre agricole nous donnera manifestement les seuils appropriés à implémenter dans le microcontrôleur pour un contrôle adéquat de la température. En effet, ce contrôle est possible grâce à l'utilisation des moteurs pas à pas permettant de bien maîtriser le taux d'aération voulu.

REMERCIEMENTS

Ce travail est sous la supervision du projet de recherche BIOSER/PNR patronné par la direction générale de la Recherche Scientifique et du Développement Technologie (DGRSDT), <http://www.nasr-dz.org/>.

REFERENCES

[1] Von Elsner "Review of Structural and Functional Characteristics of Greenhouses in European Union Countries: Part I, Design Requirements", Vol.75, pp.1-16, October 1999.
 [2] Bordes P. Serres. In *Traité Construction. Généralités*. Réf CB-C 4 145 Techniques de l'ingénieur, Vol. *Traité Construction .Généralités*, pp. 15. Techniques de l'ingénieur, Paris, 1993.

- [3] XiuhongLi, ZhongfuSun,TianshuHuang, KemingDu, QianWang, YingchunWang, "Embedded Wireless Network Control System: an Application of Remote Monitoring System for Greenhouse Environment, IMACS Multi conference on Computational Engineering in Systems Applications", Beijing, China, 2006.
- [4] K. McGuffie, A. Henderson-Sellers, N. Holbrook, Z. Kothavala, O. Balachova, J. Hoekstra, "Assessing simulations of daily temperature and precipitation variability with global climate models for present and enhanced greenhouse climates", International Journal of Climatology, Volume 19, Issue 1, pages 1–26, 1999.
- [5] Ir.A.NISEN, "les serres et abris-serres pour cultures florales en climat méditerranéen", Options méditerranéennes, Vol.10, pp.82-91, Décembre 1971.
- [6] J.C.Roy, T.Boulard,C.Kittas,S.Wang,"Convective and ventilation transfers in greenhouses, Part 1: the greenhouse considered as a perfectly stirred tank". Biosystems Engineering, Vol.83, pp.1-20, 2002.
- [7] T.Boulard, "Caractérisation et modélisation du climat des serres: application à la climatisation estivale". Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure Agronomique de Montpellier, Montpellier 1996.
- [8] Y.Chen,W.Dai, "Intelligent Control Technology for Natural Ventilation Used in Greenhouse", College of Information and Electrical Engineering,China Agricultural University, Haidian, Beijing, P.R. China.
- [9] Georges .B, Hélène .R," Thermistances CTN et autre thermomètres à semi-conducteurs", Techniques de l'Ingénieur, traité Mesures et Contrôle, R2580.

Classification Automatique des Battements Cardiaques

Saliha Ould Slimane et Malika-Djahida Kedir-Talha

Résumé — Des centaines de milliers de battements de cœur sont contenus dans les enregistrements à long terme du signal ECG. Leur analyse permet l'identification automatique et le diagnostic des anomalies cardiaques. Notre but est de concevoir un système d'aide au diagnostic, moyennant la modélisation mathématique des battements cardiaques par les réseaux de neurones RBF (Radial Basis Function), et leur classification en utilisant l'algorithme de classification SVM (Support Vector Machine). Les réseaux de neurones RBF combinés à l'algorithme GOFR (Generalized Orthogonal Forward Regression), permettent l'extraction de paramètres temporels caractérisant chaque battement du cœur et la construction d'une bibliothèque de 132 gaussiennes. Chaque battement est représenté par cinq gaussiennes, d'amplitudes, d'écart-types et moyennes différents. Après détermination des paramètres de ce système, nous évaluons sa performance sur la base de données MIT-BIH Arythmie. Pour une base de données de 364 battements normaux et 1148 battements anormaux, nous appliquons l'algorithme SVM avec la fonction noyau RBF. Nos résultats démontrent que la performance des tests du réseau de neurones et du système de diagnostic SVM, est très satisfaisante car nous obtenons un taux de reconnaissance de 99.67%.

Mots clés - ECG, Modélisation, RBF, Classification, SVM

I. INTRODUCTION

EN cardiologie, avec une surveillance permanente c'est-à-dire le monitoring de l'électrocardiogramme ECG du battement cardiaque, il est possible de prévenir une crise cardiaque. Ce monitoring peut répondre aux besoins de la surveillance médicale des personnes à risque de crises cardiaques sans nécessiter une prise en charge hospitalière lourde et coûteuse.

Ces dernières années, de nombreux algorithmes ont été développés pour la détection et la classification des signaux ECG. Artificial Neural Network (ANN) est un classificateur classique utilisé pour la classification des arythmies cardiaques. L'objectif de ces recherches sur la classification des arythmies cardiaques est l'amélioration de la performance des réseaux de neurones artificiels par l'application de diverses techniques d'extraction de caractéristiques [1]. La transformée en ondelettes discrète est utilisée pour améliorer les performances et la précision

de MLP (Multi Layered Perceptron) combiné à l'algorithme BP(Back Propagation). Une comparaison avec d'autres méthodes d'extraction de caractéristiques et de réduction des données [2], a été établie. En outre un système de classification des battements cardiaques basé sur la transformée en ondelettes DWT et les réseaux de neurones probabilistes (PNN) est proposé pour la discrimination de six types de battements cardiaques [3]. Les SVM sont également appliqués pour l'analyse des signaux ECG et la classification des arythmies, où la détection du complexe QRS est accomplie en utilisant d'autres techniques [4-5]. Dans notre étude, nous proposons un ensemble de méthodes pour concevoir un système qui effectue en temps réel, l'extraction des informations en ligne des signaux biomédicaux ECG qui aideront à établir une aide au diagnostic médical. Cet article décrit une classification automatique des battements cardiaques par extraction de caractéristiques sur les enregistrements électrocardiographiques ECG, grâce à l'utilisation combinée d'un algorithme d'apprentissage automatique appelé Generalized Orthogonal Forward Regression (GOFR) et une classification supervisée avec l'algorithme SVM.

II. BASE D'APPRENTISSAGE

Les signaux ECG sur lesquels se fera notre étude comptent une dizaine d'enregistrements à deux dérivations (deux voies), extraits des bases de données Physio Bank, développée en grande partie par l'institut de technologie du Massachusetts (MIT) et l'hôpital Beth Israël de Boston (BIH) [1]. Dans notre cas nous avons exploité la base de données ECG Databases. Elle est constituée d'un ensemble d'enregistrements incluant un ou plusieurs signaux digitalisés d'ECG et un ensemble d'annotations de battements [1]. Les enregistrements ont été numérisés à raison de 360 échantillons par seconde pour chaque canal avec une résolution de 11 bits sur une gamme de 10 mVs.

Nous exploitons deux catégories de signaux ECG, l'une constituée de signaux cardiaques ECG normaux et l'autre, de signaux pathologiques. Notre banque d'apprentissage se compose de 364 battements normaux et 1148 battements de cœur anormaux (Arythmies ventriculaires, arythmies supra-ventriculaires, extrasystoles ventriculaires). Pour développer l'apprentissage SVM, 1208 battements cardiaques ont été prélevés au hasard à partir de 1512 battements d'apprentissage et 300 battements pour tester notre classifieur proposé.

Manuscript received September, 2012. Saliha.Ould-Slimane is with the Laboratory of instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, 16111, Algiers, Algeria, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, and Malika-Djahida. Kedir-Talha is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algiers. e-mail:ouldelhadjsaliha@gmail.com ;malikakedir@gmail.com.

III. PRETRAITEMENT

Pour chaque enregistrement de 10s (fig.1.), nous avons éliminé d'abord la ligne de base puis procédé au découpage des signaux ECG en battements.

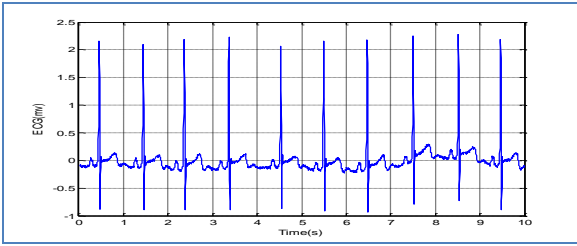


Fig. 1. Enregistrement d'un ECG.

Pour cela, nous avons commencé par appliquer l'algorithme de Pan et Tompkins [6], qui consiste en une série de filtres numériques qui permettent la détection du complexe QRS (fig. 2).

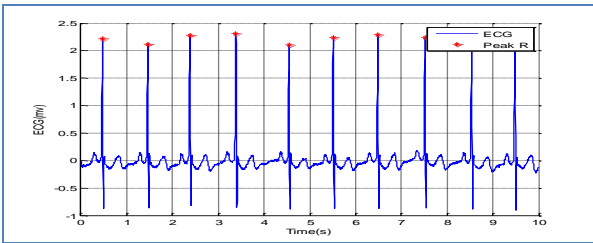


Fig. 2. Détection de QRS

Après extraction de l'intervalle RR lors de la phase précédente, nous avons détecté l'onde T (fig. 3).

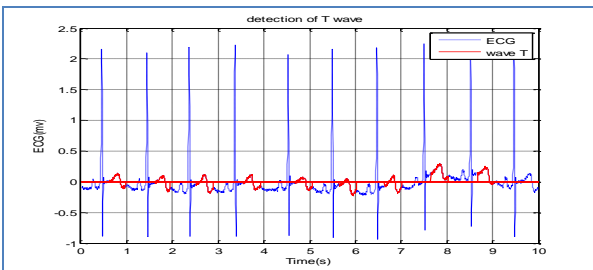


Fig. 3. Détection de l'onde T

A partir de la détection de l'onde T, nous avons effectué le découpage des signaux ECG en plusieurs battements. Chaque battement s'étend de la fin de l'onde T à la fin de l'onde T du battement suivant(fig.4).

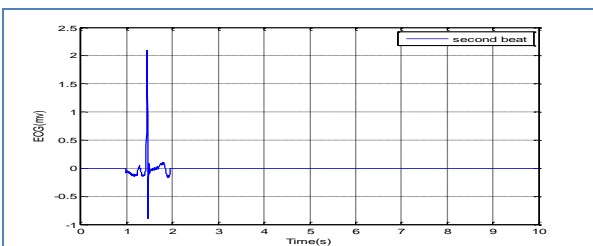


Fig. 4. Un battement après découpage

IV. METHODES

Pour un signal ECG donné, chaque battement détecté sera modélisé selon l'algorithme GOFR. Les paramètres obtenus pour chaque fonction gaussienne sont utilisés comme caractéristiques.

A. Generalized Orthogonal Forward Regression

Il est nécessaire d'extraire les paramètres caractérisant chaque battement. Notre étude a été établie sur des paramètres temporeux [7].

Avec un réseau d'apprentissage neuronal, nous modélisons les battements cardiaques par un ensemble de Gaussiennes avec différentes, amplitudes, moyennes et écart types.

Nous noterons le battement du signal cardiaque $s(t)$ et $y(t)$ son modèle .

$$y(t) = \sum_{i=1}^N A_i \exp\left(-\frac{(t - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (1)$$

A_i l'amplitude de la i ème Gaussienne.

μ_i la moyenne de la i ème Gaussienne.

σ_i l'écart type de la i ème Gaussienne.

N nombre de Gaussiennes

Nous appliquons les différentes étapes de l'algorithme GOFR (Generalized Orthogonal Forward Regression) suivantes :

- Construction de la bibliothèque
- Sélection de la Gaussienne la plus pertinente B_i
- Optimisation des paramètres de la Gaussienne
- Orthogonalisation du battement
- Orthogonalisation de la bibliothèque

1) Construction de la bibliothèque

Pour un signal de N_p points, B est l'ensemble suivant

$$B = \left\{ \begin{array}{l} B_i(\mu_i, \sigma_i) \\ \mu_i = i \frac{N_p}{2^k} \\ \sigma_i = \frac{N_p}{2^{k+1}} \\ i \in [0, 2^k] \\ k \in [1 \dots k_{\max}] \end{array} \right\} \quad (2)$$

$B_i(\mu_i, \sigma_i)$ est la fonction gaussienne d'écart- type (σ_i) et de moyenne(μ_i).

N_b est le nombre de gaussiennes de la bibliothèque B .

$k_{\max} = 6$, nous l'avons ainsi fixé pour avoir une riche bibliothèque avec $N_b = 132$ gaussiennes [8].

Les gaussiennes qui constituent la bibliothèque B ainsi que les différentes largeurs centrées à différents emplacements temporels sont représentées dans la fig. 5. Chaque graphe représente la famille de gaussiennes qui

ont une même largeur et qui balayent les 342 points du signal. D'après la bibliothèque que nous avons établie, le résultat pour $k=1$ jusqu'à $k=k_{max}$ que nous avons fixé à 6, est le suivant :



Fig. 5. Gaussienness de la bibliothèque

La bibliothèque sera constituée de la famille des Gaussiennes trouvées. Notons que les amplitudes $\{A_i\}$ des Gaussiennes initialisées dans la bibliothèque B, ne sont pas encore calculées mais seront déduites durant les itérations successives de l'algorithme GOFR.

Cette méthode consiste en l'initialisation des paramètres (écarts types, moyennes et amplitudes de chaque Gaussienne) avec des valeurs proches des valeurs optimales. Cet algorithme est utilisé pour trouver les cinq Gaussiennes les plus pertinentes, sélectionnées de la bibliothèque et ajustées avec le modèle du battement [9].

2) Sélection de la Gaussienne

A chaque itération, l'algorithme sélectionne la Gaussienne la plus pertinente de la bibliothèque.

Comme précédemment, l'indice m_i du régresseur sélectionné est celui de $B_{m_i}^i$ pour lequel la valeur absolue du cosinus avec le signal S^i est maximale :

$$h_i = \text{MAX}_{k \in [1 \dots N_b]} \left(\frac{\left| \langle S^i | B_k^i \rangle \right|}{\|S^i\| \cdot \|B_k^i\|} \right) \quad (3)$$

S^1 est le battement S à la première itération.

3) Optimisation

Après la sélection de la première Gaussienne la plus pertinente B_{m_1} , l'étape suivante est l'optimisation des paramètres de la Gaussienne. Optimiser B_{m_1} revient à minimiser l'erreur quadratique moyenne J entre le battement initial S^1 et la première fonction B_{m_1} d'écart type σ_{m_1} , de position temporelle μ_{m_1} et d'amplitude A_{m_1} .

$$J(\sigma_{m_1}, \mu_{m_1}, A_{m_1}) = \frac{1}{N_e} \sum_{k=1}^{N_e} \left(E^1(k) - A_{m_1} \exp\left(-\frac{(k - \mu_{m_1})^2}{2\sigma_{m_1}^2}\right) \right)^2 \quad (4)$$

$E^1(k) = S(k)$ à la première itération

L'optimisation est réalisée par l'algorithme du Gradient Projecté [7]. C'est un algorithme de minimisation du premier ordre appliqué aux problèmes d'optimisation sous contraintes [8, 9]. Cette optimisation a l'avantage d'être

rapide car elle prend en compte seulement trois paramètres: A_{m_1} , σ_{m_1} , μ_{m_1} de la Gaussienne sélectionnée.

Une fois l'optimisation réalisée, les paramètres $\sigma_{m_1}^*$, $\mu_{m_1}^*$ et $A_{m_1}^*$ de la Gaussienne optimale $B_{m_1}^*$ sont ajustés, et représentent les solutions du problème d'optimisation. A cette étape, une seule onde caractéristique du battement (P,Q, R, S or T) est modélisée par la Gaussienne $B_{m_1}^*$. Le modèle à la première itération est:

$$y(k) = A_i^* \exp\left(-\frac{(k - \mu_i^*)^2}{2\sigma_i^{*2}}\right) \quad (5)$$

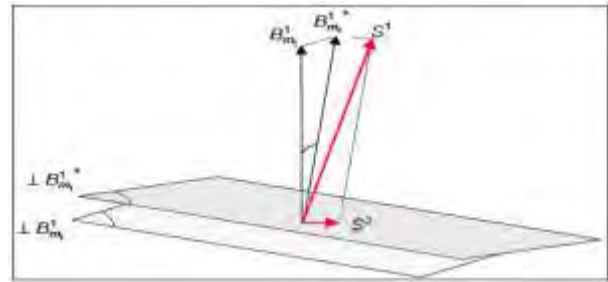


Fig. 6. Etape d'orthogonalisation

4) Orthogonalisation

Nous réalisons deux orthogonalisations: une, pour le battement original S et la seconde pour toutes les Gaussiennes de la bibliothèque B (figure 6).

L'orthogonalisation est réalisée en relation avec $B_{m_1}^*$ ajustés et non pas avec B_{m_1} sélectionnés.

$$S^2 = S^1 - \frac{S^1 * B_{m_1}^{1*}}{B_{m_1}^{1*} * B_{m_1}^{1*}} * B_{m_1}^{1*} \dots \dots \dots (6)$$

$$B_k^2 = B_k^1 - \frac{B_k^1 * B_{m_1}^{1*}}{B_{m_1}^{1*} * B_{m_1}^{1*}} * B_{m_1}^{1*} \dots \dots \dots \forall k \in [1, N_b] - m_1 \dots \dots \dots (7)$$

S^2 et les $\{B_k^2\}_{k=[1, N_b] - m_1}$ sont respectivement les restes du signal et des régresseurs de leurs projections dans l'espace orthogonal à $B_{m_1}^*$.

Après la première orthogonalisation, nous avons $N_b - 1$ régresseurs (Gaussiennes) pour modéliser le signal S^2 , qui est utilisé pour les itérations suivantes (sélection, optimisation et orthogonalisation).

Les itérations suivantes sont construites sur ce même schéma de trois étapes :

- La sélection du meilleur régresseur B_{m_i} de la bibliothèque.
- Ajustement de tous les paramètres du régresseur sélectionné pour obtenir la nouvelle gaussienne $B_{m_i}^*$.
- L'orthogonalisation des régresseurs restants et du signal par rapport à $B_{m_i}^*$ (optimisation).

Notons que nous avons choisi cinq itérations afin de faciliter la classification et de minimiser l'erreur.

Chaque onde cardiaque caractéristique P,Q, R, S et T concorde exactement avec une fonction Gaussienne.

A chaque itération, l'algorithme modélise une onde du battement seulement.

B. Le Classifieur Support Vector Machine

Ce papier décrit la classification des battements cardiaques moyennant les algorithmes GOFR et SVM. Le GOFR est utilisé pour la sélection des paramètres et SVM pour la classification des battements. Les SVMs (Séparateurs à Vaste Marge) sont basés sur un algorithme d'apprentissage statistique supervisé ayant comme fonction de décision un hyperplan optimal dans un espace de grande dimension D. La projection dans cet espace est réalisée pour palier à la non linéarité de séparation. A partir des données d'apprentissage $\{x_i, y_i\}$ où $x_i \in \mathbb{R}^n$ et $y_i \in \{-1, +1\}$. L'algorithme consiste à représenter les points x_i dans cet espace D par une transformation non linéaire construite à partir d'une famille de fonctions $\{\phi_k\}$ sous certaines conditions. La série $\phi_k(x) \cdot \phi_k(y)$ converge vers une fonction K appelée noyau (Kernel) [10, 11, 12].

Les SVM utilisent donc la technique du noyau pour résoudre le problème de non linéarité. Le noyau: $K(x_i, y_j)$ peut être n'importe quelle fonction satisfaisant la condition de Mercer, en particulier, le noyau RBF ou noyaux polynomiaux. Certains noyaux classiques sont:

- RBF : $K(x_i, y_j) = \exp(-\gamma \|x_i - y_j\|^2)$
- Polynomial Fonction : $K(x_i, y_j) = (x_i^T y_j)^d$
- Linear kernel : $K(x_i, y_j) = x_i^T y_j$.

V. RESULTATS ET DISCUSSION

Les résultats[13] de la classification des battements cardiaques moyennant les algorithmes GOFR pour la sélection des paramètres et SVM pour la classification proprement dite, sont illustrés dans cet article.

Les signaux ECG issus de la banque de données MIT-BIH arrhythmia database sont utilisés pour l'apprentissage afin de classer trois pathologies différentes (Arythmie, arythmie supraventriculaire, extrasystole ventriculaire) et les ECGs normaux.

Pour un signal ECG donné, les battements cardiaques sont détectés comme le montre la figure 7 où chaque battement est modélisé par l'algorithme GOFR (Generalized Orthogonal Forward Regression).

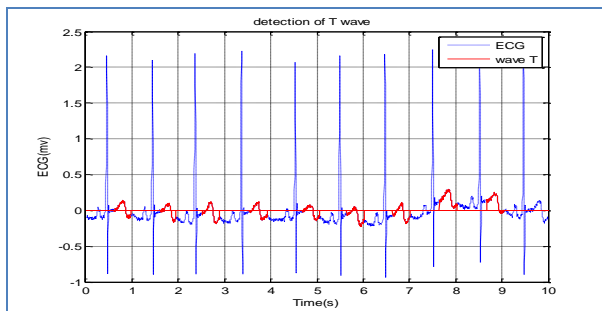


Fig.7. Détection de battements

L'objectif de la phase de modélisation dans cette application est l'extraction de caractéristiques. Les

paramètres $A_i^*, \sigma_i^*, \mu_i^*$ obtenus pour chaque fonction Gaussienne sont utilisés comme caractéristiques.

A ce stade, notre algorithme effectue cinq itérations, i.e. les quatre étapes sont itérées cinq fois:

- La sélection du meilleur régresseur B_{mi} de la bibliothèque (fig.8).
- Optimisation des paramètres A_i, σ_i, μ_i (fig. 9) veut dire ajustement des paramètres de la Gaussienne sélectionnée au battement cardiaque et donc, minimisation du coût J qui est non linéaire pour ces paramètres. Le modèle Y (equation 1) obtenu est la décomposition du signal par une somme de cinq Gaussiennes.
- Orthogonalisation du battement cardiaque
- Orthogonalisation de la bibliothèque B

Après cinq itérations de chacune des quatre étapes de l'algorithme, le battement a été modélisé par des Gaussiennes comme le montre la fig. 8.

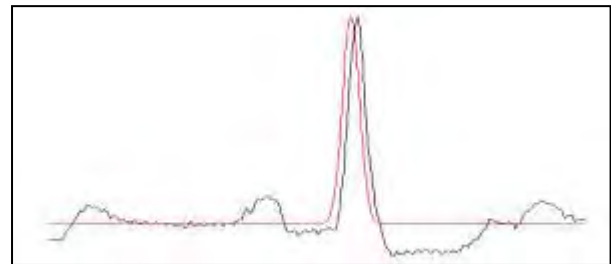


Fig.8 . Gaussienne sélectionnée

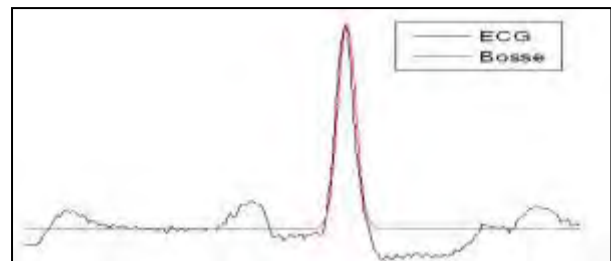


Fig.9. Gaussienne optimisée (OG)

Finalement, ce modèle est une combinaison linéaire des cinq fonctions Gaussiennes qui représentent chaque onde caractéristique du battement cardiaque [6].

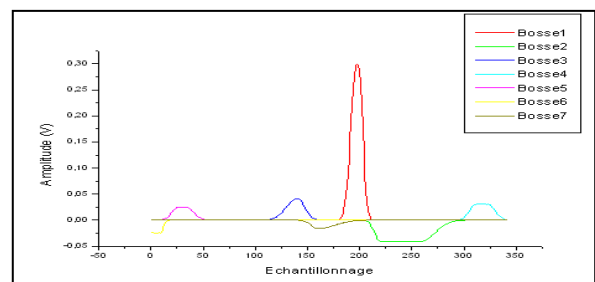


Fig.10. Modèle du battement

Pour développer l'apprentissage SVM nous prenons tous les battements extraits de tous les signaux et nous

les considérons comme un ensemble de données. 1212 battements ont été pris aléatoirement des 1512 battements utilisés pour l'apprentissage. Parmi les 1512 battements, 300 sont utilisés pour le test. La classe de distribution des échantillons pour l'apprentissage et le test sont résumés dans le tableau 1.

TABLEAU. 1.

Classes de distribution des échantillons pour l'apprentissage et le test

Classe	apprentissage	Test	Total
Normal	214	150	364
Anormal	998	150	1148

En outre, il est évident que l'utilisation des paramètres du noyau appropriée est cruciale pour obtenir de bonnes performances de classification. Les SVM se basent sur le prétraitement des données pour représenter les modèles dans une dimension beaucoup plus élevée que celle des caractéristiques originales. Avec une cartographie non linéaire appropriée à une dimension suffisamment élevée, les données des deux catégories peuvent toujours être séparées par un hyperplan. Bien que les caractéristiques originales apportent suffisamment d'informations pour un bon classement, le passage à un espace de dimension supérieure améliore nettement la discrimination entre les classes.

Le problème de l'apprentissage SVM est de sélectionner les fonctions non linéaires qui permettent le passage à un espace de dimension supérieure telles que les fonctions polynomiales, Gaussiennes ou autres.

Pour une bonne performance de l'apprentissage SVMs, nous choisissons les fonctions de base radiales (RBF) et essayons de trouver les paramètres du noyau appropriés σ , et γ . Les valeurs optimales de σ , et γ ne peuvent être déterminées qu'après essais de différentes valeurs et obtention du meilleur résultat. En outre, le choix du paramètre σ est crucial pour avoir un SVM suffisamment entraîné. Pour une base de données de 364 battements normaux et 1148 anormaux, nous obtenons les matrices de confusion suivantes:

TABLEAU. 2.

Matrice de confusion de l'ensemble d'apprentissage

	Battement normal	Battement anormal
Battement Normal	214	0
Battement Anormal	0	998

Les résultats du tableau 2, prouvent l'efficacité du classifieur proposé à l'étape d'apprentissage. L'étape de test qui est résumée dans le Tableau 3, donne cinq erreurs de classification pour un ensemble de 300 battements.

TABLEAU. 3.

Matrice de de confusion de l'ensemble de test

	Battement normal	Battement anormal
Battement Normal	148	2
Battement Anormal	3	147

Afin d'évaluer les résultats de la phase d'entraînement, la performance du classifieur est déterminée par les paramètres statistiques suivants [2]:

- Précision de classification totale, Tc
 - Sensibilité: true positive ratio TPR
 - Spécificité: true negative ratio TNR
- qui sont calculés par la matrice de confusion

$$TNR = 100\% \cdot TN / (TN + FP) \quad (9)$$

$$TPR = 100\% \cdot TP / (TP + FN) \quad (10)$$

TABLEAU. 4 .

Performance du classifieur proposé.

Performance	Apprentissage	Test t	Validation
TPR %	100	98,01	99,17
TNR %	100	98,66	99,82
Tc %	100	98,33	99,67

Les résultats du tableau 4 reflètent la performance du classifieur proposé. Nous estimons que la performance de la méthode serait meilleure si le nombre de battements pour l'apprentissage est augmenté.

Il est intéressant de comparer notre méthode avec d'autres systèmes de reconnaissance présentés dans la littérature. Quelques systèmes de reconnaissance de battements ECG représentatifs sont choisis pour cette comparaison [13]: tels que La reconnaissance des ECG utilisant les réseaux de neurones hybrides flous (FHyp-HOSA), le modèle de réseau neuronal NNM (Neural Network Model), le neuro-flou (Neuro-Fuzzy) [1], le système expert utilisant Kohonen et la décomposition en valeurs singulières SVD (SOM-SVD), la classification utilisant les algorithmes d'apprentissage par quantification vectorielle LVQ (Learning Vector Quantization) et autoregression AR MLP (MLP-LVQ) ainsi que Fourier et MLP (MLP-Fourier). Le tableau 5 compare la précision de ces systèmes. Comme des nombres différents de types de battements ont été exploités dans les différents systèmes, c'est la précision moyenne de classification qui est calculée. Les résultats montrent que la méthode proposée donne relativement une plus grande précision de classification que les autres systèmes. Il est difficile de comparer les résultats car les types et nombres de battements sont différents. Cependant, c'est la même base de données MIT-BIH database qui est utilisée pour l'évaluation de la performance.

TABLEAU. 5.
 Résultats de comparaison de quelques méthodes de classification des battements cardiaques.

Méthode	Nombre du type de battement	Accuracy(%)
Classifieur proposé	4	99,67
PNN-DWT	6	99,65
F Hyb-HOSA	7	96,06
NNM	5	97,78
Neuro-Fuzzy	4	98,00
SOM-SVD	4	92,2
MLP-LVQ	2	96,8
MLP-Fourier	3	98

Notre méthode a l'avantage d'exploiter la représentation temporelle du signal. La transformation Temps- Fréquence n'est pas nécessaire. La transformée en ondelettes discrète DWT-PNN [3-12] peut donner une performance similaire mais l'optimisation du temps de classification doit être confirmée. Dans notre cas, notre programme implémenté en Matlab7.10, dure 15 s pour une heure d'un enregistrement Holter.

VI. CONCLUSION

Dans ce papier nous avons présenté une approche de classification des battements ECG basée sur l'utilisation des paramètres temporeux. Les battements du signal ECG sont détectés puis modélés par l'algorithme Generalized Orthogonal Forward Regression (GOFR). Les paramètres (A_i^* , σ_i^* , μ_i^*) obtenus pour chaque fonction Gaussienne sont utilisés comme caractéristiques. La SVM est entraînée pour la classification avec la fonction noyau RBF.

Cette étude montre que la méthode proposée est un excellent modèle pour une aide au diagnostic assistée par ordinateur des maladies cardiaques moyennant l'exploitation des signaux ECG s.

L'avantage de cette méthode par rapport aux méthodes courantes est le fait que cette technique extrait uniquement les paramètres temporeux. Elle ne nécessite pas de transformations temps- fréquence. Dans ce cas, le temps de calcul pour n'importe quelle classification est réduit et la possibilité d'opérer en temps réel est possible.

Le taux de reconnaissance dépend surtout du choix de la base de données des signaux anormaux. Certaines anomalies peuvent être une source d'erreurs de classification car l'anomalie n'est pas présente sur chaque battement alors que la banque d'apprentissage est effectuée sur chaque battement. Dans la conception de notre banque d'apprentissage, il est important de travailler étroitement avec les cardiologues, afin de séparer les battements normaux des anormaux.

Une application immédiate de notre travail est une aide au diagnostic par une classification automatique des

enregistrements Holter, quelle que soit le temps d'enregistrement. Sachant que notre programme implémenté en Matlab7.10, nécessite 15 s pour une heure d'enregistrement Holter, son implémentation en langage C++ peut réduire significativement le temps de classification des enregistrements des battements normaux ou anormaux.

REFERENCES

1. M. Engin, "ECG Beat Classification using Neuro-Fuzzy Network," *Pattern Recognition*, Lett. 25, pp. 1715-1722, 2004.
2. S. Moein, "An MLP Neural Network for ECG Noise Removal Based on Kalman Filter," *Advances In Computational Biology*, 680, pp 109-116, 2010.
3. Sung-Nien Yu, "Electrocardiogram Beat Classification Based on Wavelet Transformation and Probabilistic Neural Network," *Pattern recognition*, 28, pp 1142-1150, 2007.
4. R.Besrou, "ECG Beat Classifier Using Support Vector Machine," in *Proc Information and Communication Technologies : from theory to applications*, pp 1-5, 2008.
5. G. Lannoy, D. François, J. Delbeke and M. Verleysen, "Weighted SVMs and Feature Relevance Assessment in Supervised Heart Beat Classification," *Communications in Computer and Information Science*, vol. 127, no. 4, pp. 212-223, 2011.
6. J. Pan and W. J. Tompkins, "A Real-Time QRS Detection Algorithm", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME 32, pp. 246, 1985.
7. M. Kedir-Talha, and S. Ould Slimane, "Modeling of the Beat of Cardiac Signal by Gaussians," in *Proc. IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Monterey, CA, pp.1760-1764, Nov 2010.
8. R.R. Dubois, P. Roussel, M. Vaglio, F. Extramiana, F. Badilini, P. Maison-Blanche, and G. Dreyfus, "Efficient Modeling of ECG Waves for Morphology Tracking," *Biological and Medical Data Analysis*, vol. 3337/2004, pp.259-268, 2004.
9. R. Dubois, P. Maison-blanche, B. Quenet, and G. Dreyfus, "Automatic ECG Wave Extraction in Long-term Recordings using Gaussian mesa Function Models and Nonlinear Probability Estimators," *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, vol. 88, no 3, pp. 217-233, 2007.
10. C. Nugent, and J. Lopez, "Prediction Models in the Design of Neural Network Based ECG Classifiers: A neural network and genetic programming approach," *BMC Med Inform Decis Mak*. 2002.
11. V. N. Vapnik, "Statistical learning theory," *New York: John Wiley and Sons*, 1998.
12. H. Khorrani, and M. Moavenian, "A Comparative Study of DWT, CWT and DCT in ECG Arrhythmias Classification," *Elsevier Expert Systems with Applications*, pp. 5751-5757, 2010.
13. M.D Kedir-Talha and S Ould Slimane, " Neural Networks and SVM for Heartbeat Classification," in *Proc IEEE International Conference on Information Sciences, Signal Processing and their Applications, ISSPA 2012, Montreal, Canada* , pp: 853-857, 2012.

Analyse Vectocardiographique et Calculs de ses Paramètres

M. Tighidet , O. Bourdjam et D. Adggar

Résumé — A ce jour l'électrocardiogramme ECG est le principal outil de diagnostic en cardiologie clinique, cependant l'analyse se fait sur les 12 dérivations standards (Einthoven et Wilson) représentés sur deux plans (frontal, et sagittal). Dans cet article nous présentons l'utilité des trois dérivations orthogonales de FRANCK (X, Y, Z). Celles-ci donnent une représentation dans l'espace à trois dimensions du vecteur cardiaque d'où le terme de Vectocardiographie (VCG). Nous avons étudié les changements dynamiques en boucle du QRS et calculés ses paramètres spatio-temporels tels que la vitesse linéaire, la vitesse angulaire, le module, le site et l'azimut du vecteur cardiaque. Nous avons conclu sur les variations observées en fonction des paramètres étudiés. Un gain de temps et d'information est mis en évidence le fait de passer de douze signaux à trois signaux (X, Y et Z). L'intérêt de la vectocardiographie est surtout de permettre une analyse vectorielle précise des courbes représentant le phénomène électro physiologique cardiaque. On peut trouver par l'analyse software une grande richesse d'information non exploitée à ce jour.

Mots clés : dérivations orthogonales - ECG - vectocardiographie - filtrage numérique – détection QRS.

I. INTRODUCTION

La recherche bibliographique que nous avons effectuée à ce jour montre que toute la littérature dans le domaine ECG repose sur les acquisitions par les 12 dérivations standards (Einthoven et Wilson) [1,2,3]. Il va de soi que ceci est en rapport avec l'existant et la commercialisation des appareils et produits. Pratiquement très peu d'appareillage utilise les dérivations orthogonales de Franck. Notre objectif principal est de montrer l'intérêt de ces dérivations d'autant plus qu'il arrive que les ECG de certaines cardiopathies peuvent être considérés normal, alors que le VCG nous confirme un diagnostic anormal.

Les références récentes [4, 5,6] confirment ces résultats pour quelques pathologies non dépistables par les ECG. Il faut envisager un VCG pour tirer le maximum d'information.. Le VCG et l'ECG sont des techniques apparentées [9,10,16,17,18]. Tous deux ont pour objet l'étude des potentiels engendrés par l'activation électrique du cœur. Les deux techniques diffèrent par les systèmes de dérivation et par le type de représentation des poten-

tiels cardiaques tracés scalaires, boucles planaires et spatiales. Nous voulons montrer que le VCG doit être considéré comme une méthode complémentaire de diagnostic en cardiologie.

II. LES DERIVATIONS

La vectocardiographie VCG est une méthode d'enregistrement de l'activité électrique du vecteur cardiaque spatial instantané $OM(t)$ dans trois plans orthogonaux [7] [8]: Horizontal (Om H), Frontal (Om F), Sagittal (Om S). Cette méthode d'analyse par les dérivations orthogonales constitue sans aucun doute un avantage certain sur les méthodes à douze dérivations (précordiales et périphériques).

Les dérivations orthogonales sont opposées par couple afin de représenter l'évolution du vecteur dans le temps et dans un plan donné. Ainsi le plan Frontal est réalisé avec les dérivations X et Y, le plan sagittal avec les dérivations Z et Y, enfin le plan horizontal avec les dérivations X et Z comme l'illustre la Fig.1

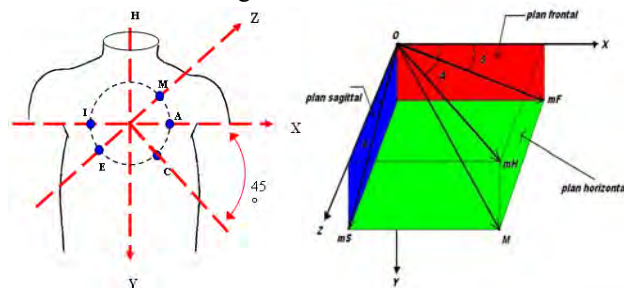


Fig.1 : Emplacement des électrodes (à gauche) ; les projections du vecteur instantané sur le système OXYZ (à droite).

Les douze dérivations EINTHOVEN et WILSON se placent uniquement dans les plans frontal et horizontal (fig.2). Par contre les dérivations orthogonales de Franck utilise les trois plans (fig.3) pour six dérivations.

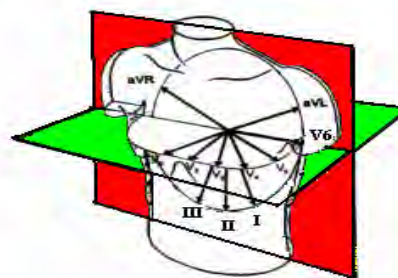


Fig.2. Dérivations EINTHOVEN (DI, DII, DIII, avR, avL, avF) sur le plan frontal et (V1 à V6) sur l'horizontal pour WILSON.

Manuscript received September 10, 2012. This work was supported in part by the MESRS Ministry. First Author is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO. Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: mteghidet@gmail.com. Second Author is obourdjam@yahoo.fr

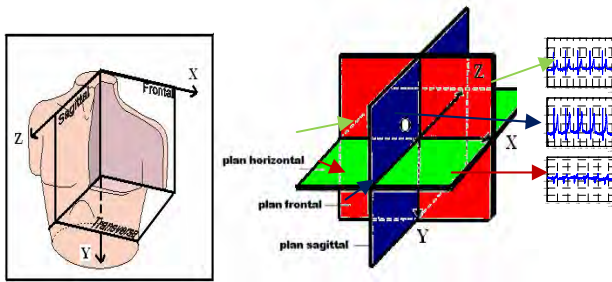


Fig.3. Dérivations orthogonales de FRANK sur les trois plans

III. LAVECTOCARDIOGRAPHIE

En Vectocardiographie, on re présente l'activité électrique du cœur com me un vecteur évoluant dans le temps et dans l'espace [12,15]. En fait le phénomène électrique du cœur est bi en pl us complexe. Il peut être assimilé à un vecteur dont l'origine fixe se situe à l'intérieur de la cage thoracique. Son module est variable et représente la tension électrique à un i nstant donné. La m éthodologie consiste à donner des renseignements sur les déplacements du vecteur ainsi que les variations de son m odule .Pour cel a nous proposons le tracé de ses trois projections dans les plans fro ntal, h orizontal et sag ittal. A ces courbes sont associées les courbes donnant les variations de ses principaux paramètres (fi g.4). Ai nsi un cert ain nombre de paramètres sont associés au vecteur spatial. On peut citer :

- 1- Le Module OM(t) (mv) est calculé à part ir des projections du vecteur sur les trois axes.

$$OM(t) = \sqrt{X_t^2 + Y_t^2 + Z_t^2} \quad (1)$$

- 2- La Vitesse Lin éaire spatiale VL(t) : En tre deux instants consécutifs t1 et t2 le vecteur s'est déplacé de la position M1 à la p osition M2, la vitesse spatiale correspond alors au déplacement de son extrém ité par unité de temps (1ms). Pour des raisons d'homogénéité des dimensions VL est exprimée en mv/ms.
- 3- Vi tesse Angul aire spat iale VA(t) (degré/ ms) :C'est l'angle dont a varié la direction du vecteur.
- 4- Le site EL(t) : C'est l'angle que fait le vecteur avec le plan horizontal. Il est aussi appelé élévation.

$$EL(t) = \arctg(Y(t) / \sqrt{X^2(t) + Z^2(t)}) \quad (2)$$

- 5- L'azimut AZ(t) : c'est l'angle form é par la projection du vecteur instantané sur le plan horizontal et l'axe X.

$$AZ(t) = \arctg(X(t) / Z(t)) \quad (3)$$

Nous avons fait des calculs automatique des paramètres du VCG .Cela revient à traiter chaque boucle dans les différents plans pour extraire des paramètres telles que :

- Module, angle, vitesse linéaire, vitesse angulaire des vecteurs maximum de QRS sur le plan Frontal, Sagittal et Horizontal.
- La chronologie à chaque 10ms des vecteurs instantanés sur le plan Frontal, Sagittal et Horizontal.

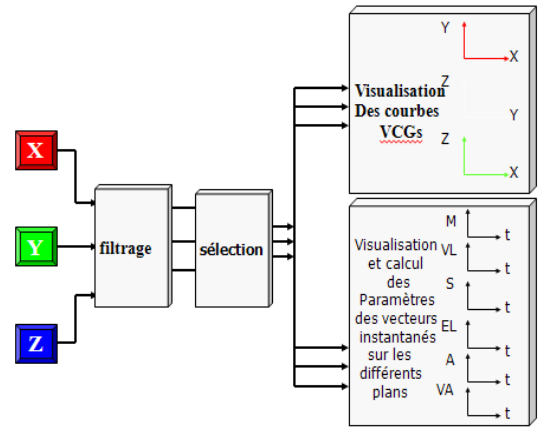


Fig.4. Schéma synoptique de la méthode utilisée.

- **Filtrage** : Malgré les diverses précautions prises lors de l'enregistrement des signaux, nous ne pouvons pas évi ter complètement la présence des bruits parasites musculaires et ceux dus à la resp iration. Aussi l'u tilisation d'un filtrage numérique s'impose[11,13] .

Nous avons choisi des F iltres à Réponse Impulsionnelle Finie (R.I.F) Butterworth d'ordre 4 non récursi fs pour leur stabilité. Les fréquences de coupure à -3dB sont respectivement de 0,5 Hz pour le filtre passe haut et de 40Hz pour le filtre passe bas . Dans nos travaux précédents [14, 17,19], nous avons dével oppé et testé nos al -gorithmes pour la détection des QRS et de filtrage du bruit .

IV. RESULTATS

Les résul tats que nous présent ons sont obt enus à partir de nos acquisitions pour une fréquence d'échantillonnage de 1Khz ainsi nous avons c onstitué notre propre base de données [14]

Nous avons illustré sur les fig. (5.i) un exemple des résultats relatifs aux variations temporelles des ECG des dérivation X, Y et Z ; les variations du m odule et de la vitesse linéaire spatiale correspondantes.

Il s'agit d'un hom me âgé de 50ans dont l'ECG est prati quement normal.

Les fig. (5.1 ; 5.2et5.3) représentent un cycle ECG enregistrés par les dérivation X,Y,et Z. Nous avons pris la dérivati on Y avec la présence d'un pics abruptes représentatif d' un artéfact

Les fig. (5.4 ; 5.5 et5.6) représentent les courbes VCG sur le plan frontal, sagittal, et horizontal. Les boucles les plus distinctes la boucle QRS et la boucle T. Nous rem arquons la présence d'une boucle apl atie représentant l'artéfact dans le plan frontal et sagittal.

Les fig. (5.7 ;5.8 ;5.9 et 5.10) illu strent les résu ltats d es paramètres spatiaux temporels de la boucle QRS.

En théorie les vitesses angulaires et linéaires sont compo sées de deux pics principaux qui correspondent aux déflections R et S des dérivation X, Y et Z. D'après les courbes

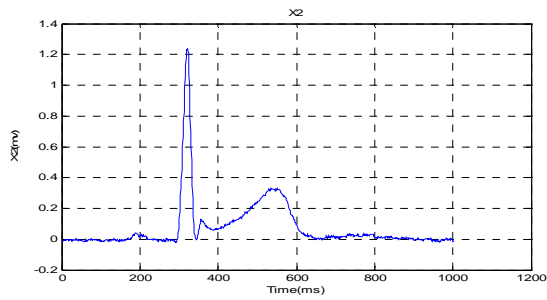


Fig. 5.1 : Reproduction de la dérivation X

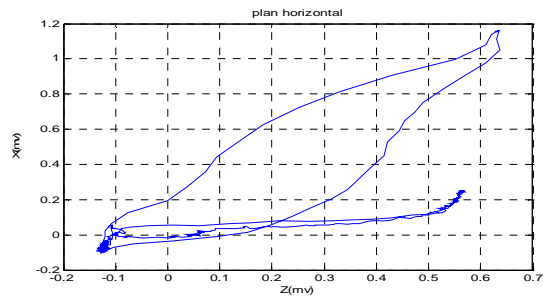


Fig.5.6 : Boucles du VCG sur le plan Horizontal.

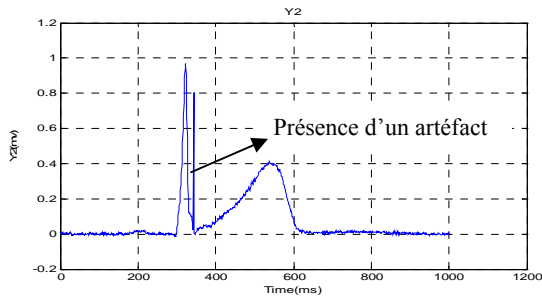


Fig. 5.2 : Reproduction de la dérivation Y.

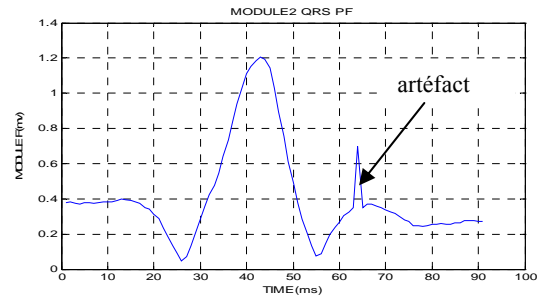


Fig.5.7 : Module instantané de la boucle QRS.

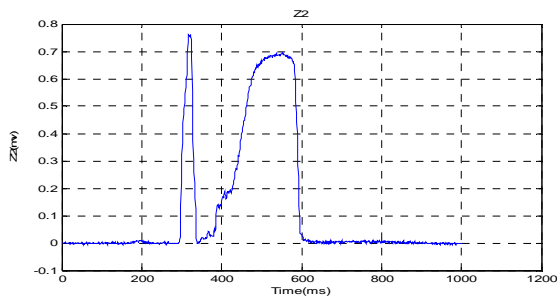


Fig.5.3: Reproduction de la dérivation Z.

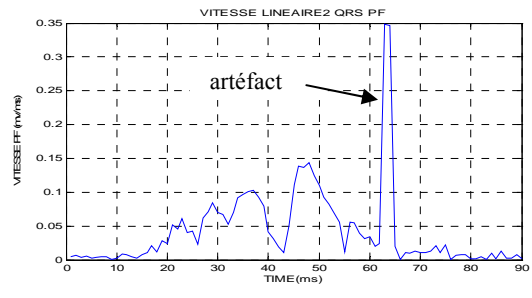


Fig.5.10 : Vitesse linéaire VL(t) de la boucle QRS.

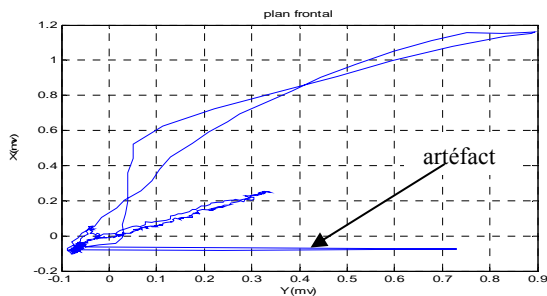


Fig.5.4 : Boucles du VCG sur le plan Frontal

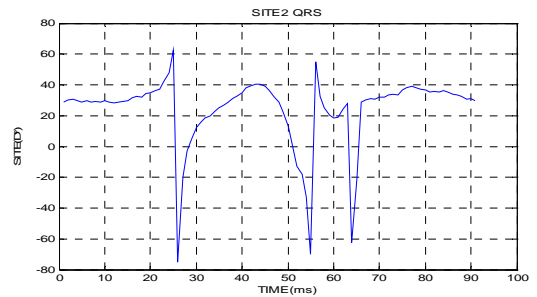


Fig.5.9 : L'angle SITE de la boucle QRS .

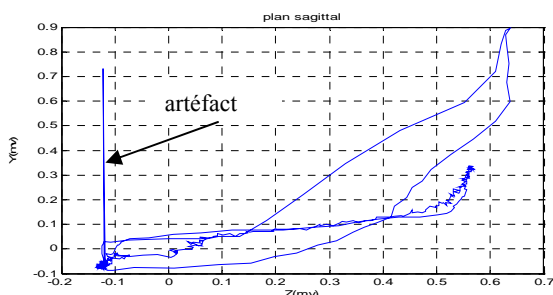


Fig.5.5 : Boucles du VCG sur le plan Sagittal

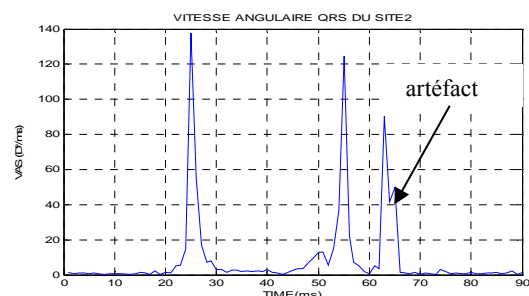


Fig.5.10 : Vitesse angulaire VA(t) de la boucle QRS.

Obtenues, nous remarquons trois pics sur les (fig.5.8) et (fig.5.10) non conforme à la théorie. La présence des troisièmes pics relate la présence d'une anomalie dû à l'artéfact sur Y. Nous avons reproduit les signaux X, Y, et Z ainsi que leur projection dans les différents plans, nous constatons que l'orientation de chaque boucle est différente selon le plan choisi. L'orientation de cet artéfact est mis très clairement en évidence sur les boucles du VCG du plan frontal et sagittal.

Pour une analyse dynamique, nous avons regroupé dans le Tableaux (1) les résultats des paramètres chronologiques de 10ms en 10ms des maximums la boucle QRS et des Vitesses linéaires et angulaires.

Tab. 1 : Récapitulatif des caractéristiques remarquables par leur chronologie de la boucle Spatiale QRS du cas étudié

Chronologie (ms)	Site (d°)	Amplitude (mV)QRS	Vitesse Linéaire (mV/ms)	Vitesse Angulaire (d°/ms)
10	29.604	0.384	0.0024	0.636
20	34.749	0.312	0.0241	1.572
30	12.339	0.287	0.0699	3.181
40	34.998	1.111	0.0416	3.052
50	12.759	0.488	0.1097	12.702
60	18.357	0.270	0.0348	0.734
70	31.904	0.336	0.0109	0.178
80	36.799	0.256	0.0011	1.522
90	30.892	0.270	0.0018	1.410

Les paramètres que nous avons calculés sont conformes à la théorie en ce qui concerne l'amplitude maximum du QRS sur les trois plans.

CONCLUSION

Le VCG est moins répandu dans le diagnostic des anomalies cardiaques car elle présente des difficultés d'interprétation (courbes et paramètres) de plus elle n'est pas enseignée dans le cursus de la formation en cardiologie néanmoins le VCG est proche de l'électrophysiologie sur un espace à trois dimensions car il permet de suivre la conduction myocardique dans son ensemble.

Nous avons comparé nos résultats avec la théorie et ils s'avèrent satisfaisant et conforme aux normes.

À ma connaissance aucune information sur le VCG n'existe dans les banques de données électrophysiologiques du WEB (MITH DATABASE ou PHYSIONNET) afin de réaliser des tests de traitement du signal et validation de méthode. Dans un premier temps notre objectif principal était de réaliser une base de données de patients à risque d'infarctus non détectable sur des ECG standards mais pouvons apparaître sur des VCG. En développant des logiciels d'analyse et de détection automatique nous mettrons au point un nouvel outil de diagnostic d'anomalies à partir des courbes spatio-temporelles.

Si les méthodes d'acquisitions les plus anciennes telles que l'ECG à 12 dérives conservent un attrait clinique important, il apparaît que la vectocardiologie ouvre un nouveau champ d'investigation en permettant de décou-

vrir et de quantifier des phénomènes traduisant des anomalies fonctionnelles graves. L'ECG-HR (Haute Résolution) moyenné apparaîtra pour le VCG comme une technique majeure qui trouvera de nombreuses applications cliniques telle que l'évaluation de la prédiction des TV (tachycardie ventriculaire) chez les patients ayant subi un infarctus.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by MESRS (*Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique*) under the supervision of the CNEPRU, www.cnepru-mesrs.dz.

REFERENCES

- Dewar D. Finlay, Chris D. Nugent, Stefan P. Nelwan, Raymond R. Bond, Mark P. Donnelly, Daniel Guldenring; Effects of electrode placement errors in the EASI-derived 12-lead electrocardiogram *Journal of Electrocardiology*, Volume 43, Issue 6, November–December 2010, Pages 606-611
- Finlay, D.D.; Nugent, C.D.; Donnelly, M.P.; Nelwan, S.P. Eigen-vector based leads for reconstruction of the 12-lead electrocardiogram. *Computers in Cardiology*, 2008 pp361 – 364
- MaclafarmePW, LawrieTDV; *Comprehensive Electrocardiology: theory and Practice in Health and disease*; vols 1; 2 et 3; Pergamon Press, New York 1785 P.
- Role of the vectorcardiogram-derived spatial QRS-T angle in diagnosing left ventricular hypertrophy: Paul Rubel, Pierre Arnaud, Dominique Prevot *Journal of Electrocardiology*, Volume 45, Issue 2, March–April 2012, Pages 154-160
- SumChe Man, Annemijn M. Algra, Charlotte A. Schreurs, C. Jan Willem Borleffs, Roderick W.C. Scherptong, Lieselot van Erven, Ernst E. van der Wal; Influence of the vectorcardiogram synthesis matrix on the power of the electrocardiogram-derived spatial QRS-T angle to predict arrhythmias in patients with ischemic heart disease and systolic left ventricular dysfunction. *Journal of Electrocardiology*, Volume 44, Issue 4, July–August 2011, Pages 410-415
- Jonathon Koenig, Alan V. Sahakian, Anthony Rieke, Steven Swiryn. Observations of pacemaker pulses in high-bandwidth electrocardiograms and Dower-estimated vectorcardiogram; *Journal of Electrocardiology*, Volume 44, Issue 2, March–April 2011, Pages 275-281
- Ginestes J. (1990) "Vectocardiographie clinique" Ed. Masson
- Ginestes J. (1986) "Le vectocardiogramme normal." *L'Information Cardiologique* p.911, Ed. Masson.
- Cerutti S., Gatti E., Masciadri L. (1982). "An automatic procedure for preprocessing ECG/VCG signals" *Int. J. Bio-Medical Computing*, 13, pp329-342
- Chou T.C. (1986). "When is the vectorcardiogram superior to the scalar electrocardiogram?" *J. Am. Coll. Cardiol.*, vol 8, pp791-799
- Willis J. Tompkins, «biomedical digital signal processing», 2000 prentice hall.
- Mossard Jm, Baruthio J, Voegelin JR, Germain P. (1986) "Le gradient ventriculaire spatial étudié par vectocardiographie informatisée: valeurs normales et pathologiques, essai d'interprétation et d'évaluation clinique." *Archives Maladies du coeur*, 3, 356.
- Bellanger M. (1987) "Traitement numérique du signal : théorie et pratique" Ed. MASSON.

14. Tighidet M., M. Kaoua, J.P. He rbeuval, E. Yvroud, Y. Flamant, "Analyse et dépouillem ent des ECG portables de longue durée (système Holter)."; J.T.E.A. 97, Nabeul (Tunisie), Nov 5-6, 1997, vol 1, pp170-175.
15. Hui Yang, Satish T.S. Bukkapatnam, Trung Le, Ranga Komanduri ;dentification of myocardial infarction (MI) using spatio-temporal heart dy namics Medical Engineering & Physics, Volume 34, Issue 4, May 2012, Pages 485-49.
16. Tighidet M., Kaoua M., Herb euval Jp., Flam anT Détermination automatique des paramè tres vectocardiographiques.; Colloque Maghrébin, Alger, Nov 22-24, 1997.
17. Cerutti S., Gatti E., Masciadri L. (1982)."An autom atic procedure for preprocessing ECG/VCG signals" Int. J. Bio-Medical. Computing , 13, pp329-342.
18. Tighidet M., M. Kaoua, JP. He rbeuval, Y. F lamant, E. Aliot; Traitement des signaux cardiaques fortement bruités: Application au suivi de l'activité cardiaque à l'effort."; Proceedings IEEE Intern. AM SE conf. CS S'95; Rabat (Maroc), Oct 9-11, 1995, vol 1.

Polynomial Modeling of the ECG Signals

Fatima Guendouzi and Mokhtar Attari

Abstract — The aim of this work is the modeling of ECG signal by polynomial transform. An algorithm that allows the modeling of the ECG signal with the Chebyshev polynomial has been developed which consists of several steps. The segmentation of the signal and the transposition of the signal in the domain of definition of the polynomial to compute the coefficients used to reconstruct the ECG signal. The modeling algorithm is evaluated using the database of MIT-BIH.

Index Terms — ECG, orthogonal polynomial, Chebyshev transform, segmentation, Modeling.

I. INTRODUCTION

In signal processing, modeling is used mainly to produce a classification of the observed signals using the model parameters. For the case of ECG signal modeling with Hermite functions is widely used in the literature for the classification of QRS complexes [1], [2] and [3]. There are also Markov models to facilitate the automatic interpretation of the ECG [4].

Polynomials of maximum degree 3, including splines functions have been proposed for ECG interpolation in [5] and [6]. Nygaard *et al* [7] studied the representation of ECG signals using second degree quadratic polynomials. High degree polynomial approximations of a signal is similar to spectral methods since the signal is decomposed into a set of orthogonal polynomials basic functions, the same way to Fourier Transform (with trigonometric functions) and Wavelets Transform (with wavelets). (with trigonometric functions) and Wavelets Transform (with wavelets). Although Chebyshev polynomials are widely used in mathematical interpolation and in spectral methods for solving differential equations systems, propositions for ECG modeling through Chebyshev polynomials are hardly encountered in the literature.

Manuscript received September 10, 2012. This work was supported in part by the MESRS Ministry under Grant J02002 20090020. The first and third authors are with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21 207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: fatguendoudzi@gmail.com.

We reserve to the next section, a few reminders on the theory of the orthogonal polynomials

II. ELEMENTS OF THE THEORY OF ORTHOGONAL POLYNOMIALS

Orthogonal polynomials are usually defined by reference to the notion of integral with a weight function $\omega(x)$, positive on the interval of integration $[a, b]$. These are families of polynomials $\{y_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ such that:

$$\int_a^b y_i(x)y_j(x)\omega(x)dx = K_{ij}\delta_{ij} \quad (1)$$

$$\text{With } \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

K_{ij} is a constant which depends on i, j and standardization adopted for the family of polynomials. The interval $[a, b]$ can be infinite. That $\omega(x)$ is a positive function on $[a, b]$ ensures the existence and uniqueness of this sequence of polynomials $\{y_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ from a normalization has been chosen [8]. There are three major families of classical orthogonal polynomials.

II.1. The Jacobi Polynomials

The Jacobi polynomials $P_n^{(\alpha, \beta)}(x)$ defined on the interval $]-1, 1[$ with the weight function,

$$w(x) = (1-x)^\alpha (1+x)^\beta \quad (2)$$

Two particular classes of Jacobi polynomials are respectively the Legendre polynomials $P_n(x) = P_n^{(0,0)}(x)$ and Chebyshev polynomials of the first kind,

$$T_n(x) = (n! \Gamma(1/2) / \Gamma(n + 1/2)) P_n^{(-1/2, -1/2)}(x)$$

where $\Gamma(x)$ is the gamma function defined by,

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty e^{-t} t^{x-1} dt \quad (3)$$

Weight functions for the Legendre polynomials and Chebyshev polynomials are deduced from equation (2) and are respectively,

$$\omega(x) = 1 \text{ and } \omega(x) = 1/\sqrt{1-x^2}.$$

II.2. The Laguerre Polynomials

The Laguerre polynomials $L_n^\alpha(x)$ defined on the interval $[0, +\infty$ and their weight function is,

$$w(x) = x^\alpha e^{-x} \tag{4}$$

II.3. Hermite Polynomials

Hermite polynomials $H_n(x)$ defined on $]-\infty, +\infty[$ with the weight function

$$w(x) = e^{-x^2} \tag{5}$$

Hermite functions are deduced from the Hermite polynomials by the expression (6)

$$h_n(x) = \frac{1}{\sqrt{2^n n! \sqrt{\pi}}} H_n(x) e^{-1/2x^2} \tag{6}$$

Hermite functions form a complete orthogonal family. They inherit the properties of classical orthogonal polynomials.

II.4. Series of Orthogonal Polynomials

Development in Fourier series can be generalized and applied in the theory of orthogonal polynomials according to a theorem stated and proved in [9] which states that is $f(x)$ for a continuous function $a < x < b$ and assuming a piecewise continuous derivative on $[a, b]$, let $\{y_n(x)\}$ orthogonal polynomials relative to classical weight $\omega(x)$, if the integrals,

$$\int_a^b f^2(x) \omega(x) dx \tag{7}$$

$$\int_a^b (f'(x))^2 \sigma(x) \omega(x) dx$$

are uniformly convergent, then the function $f(x)$ has a development following polynomials $\{y_n(x)\}$ and the series,

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n y_n(x) \tag{8}$$

is uniformly convergent in x on any segment $[x_1, x_2]$ included in $[a, b]$ with

$$c_n = \frac{\int_a^b f(x) y_n(x) \omega(x) dx}{\int_a^b y_n^2(x) \omega(x) dx} \tag{9}$$

We will propose later in this article, modeling by Chebyshev polynomials

III. CHEBYSHEV POLYNOMIALS

Chebyshev polynomials are orthogonal set of functions recursively defined on the interval $[-1, 1]$. In two kinds. The Chebyshev polynomials of the first kind are defined by the recurrence relation

$$T_0(x) = 1, T_1(x) = x, \text{ respectively}$$

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x), \text{ for } n \geq 1 \tag{10}$$

Chebyshev polynomials of second kind are defined by $U_0(x) = 1, U_1(x) = 2x$, respectively

$$U_{n+1}(x) = 2xU_n(x) - U_{n-1}(x), \text{ for } n \geq 1 \tag{11}$$

In this paper, we will use the Chebyshev polynomials of first kind, whose interesting properties make them very attractive for the design of filters and for optimal polynomials in interpolation. They form a complete orthogonal set in the interval $[-1, 1]$ with respect to following the weighting function,

$$\omega(x) = \frac{1}{\sqrt{1-x^2}} \tag{12}$$

The Chebyshev polynomials also satisfy a discrete orthogonal relation. If x_k ($k = 1, 2, \dots, m$) are the m zeros of $T_m(x)$, and if $i, j < m$, then

$$\sum_{k=1}^m T_i(x_k) T_j(x_k) = \begin{cases} 0 & \text{if } i \neq j \\ m/2 & \text{if } i = j \neq 0 \\ m & \text{if } i = j = 0 \end{cases} \tag{13}$$

The trigonometric form of the Chebyshev polynomials of first kind is given by

$$T_n(x) = \cos(n \cos^{-1}(x)) \tag{14}$$

These polynomials are closely related to cosine trigonometric functions [10]. The zeros of $T_n(x)$ are derived from (14) as $T_n(x_j) = \cos(\arccos(x_j)) = 0$ which implies the following,

$$x_j = \cos\left(\pi \frac{2j-1}{2n}\right), \quad 1 \leq j \leq n \tag{15}$$

There are exactly n distinct zeros of $T_n(x)$ in $[-1, 1]$. The Chebyshev polynomials also satisfy a discrete orthogonality relation. If x_k ($k = 1, 2, \dots, m$) are the m zeros of $T_m(x)$, and if $i, j < m$, then

$$\sum_{k=1}^m T_i(x_k)T_j(x_k) = \begin{cases} 0 & \text{if } i \neq j \\ m/2 & \text{if } i = j \neq 0 \\ m & \text{if } i = j = 0 \end{cases} \quad (16)$$

The extrema of $T_n(x)$ are also derived from equation (14) as $T_n(y_j) = \cos(\arccos(y_j)) = \pm 1$, thus

$$y_j = \cos\left(\pi \frac{j}{n}\right), \quad 0 \leq j \leq n \quad (17)$$

At all of the maxima, $T_n(x) = 1$ while at all of the minima, $T_n(x) = -1$. This is the property that makes the Chebyshev polynomials extremely useful in polynomial approximation of functions. Many other properties of Chebyshev polynomials can be found in [11].

Let us expand a signal $s(t)$ in terms of Chebyshev polynomials series, that is,

$$s(t) = \sum_{k=0}^n c_k T_k(t) \quad (18)$$

The coefficients c_k are calculated as follow:

$$c_k = \frac{\langle s, T_k \rangle}{\langle T_k, T_k \rangle} = \frac{\int_{-1}^1 \frac{s(t)T_k(t)}{\sqrt{1-t^2}} dt}{\int_{-1}^1 \frac{T_k(t)}{\sqrt{1-t^2}} dt} \quad (19)$$

$$= \frac{1}{d_k^2} \int_{-1}^1 \frac{s(t)T_k(t)}{\sqrt{1-t^2}} dt$$

where $d_n^2 = \begin{cases} \pi & \text{if } n = 0 \\ \pi/2 & \text{if } n \geq 1 \end{cases}$

Gauss-Lobatto method is a powerful tool for numerical integration, especially dedicated to orthogonal polynomials [11] and [12]. Gauss quadratures method for numerical integrations ease the evaluation of coefficients c_k . It stipulates that for a given family of orthogonal polynomials $\{y_n(x)\}$ in a real interval $[a, b]$, with respect to weight function $\omega(x)$, the following approximation holds,

$$\int_a^b f(x)\omega(x)dx \approx \sum_{j=1}^M G_j f(x_j) \quad (20)$$

Where $f(x) \in L^2[a, b]$, x_j are roots of $y_m(x)$ and G_j are called Christoffel numbers. Equation (20) is Gauss quadratures formulae; it is exact for all polynomials of degree inferior or equals to $2M - 1$. Applying Gauss-Lobatto integration method on Chebyshev polynomials thus,

$$\int_{-1}^1 \frac{z(t)}{\sqrt{1-t^2}} dt = \frac{\pi}{n} \sum_{j=1}^n z(x_j) \quad (21)$$

Where x_j are roots $T_n(t)$ given by (15) and all the Christoffel numbers are equal to $\pi/2$. To compute c_k in (19), we use zeros of T_{n+1} .

IV. MODELING OF ECG

The block diagram in Fig.1 shows the general principle of decomposition and synthesis of the ECG with the orthogonal polynomials. In the decomposition phase, the ECG signal is first divided into portions (windows) that we call blocks, in addition, a signal that is decomposable within Chebyshev base polynomials must be a function of $L^2[-1, 1]$ to satisfy the above condition. Each block $s(t)$, $t \in [0, t_B]$, is of finite energy and should be transposed into $[-1, 1]$ domain by a simple linear transformation as follows:

$$x = -1 + \frac{2}{t_B} t \quad (22)$$

Where t_B is the duration of the sampled (into blocks) of signals.

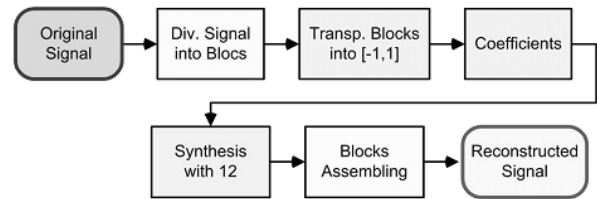


Fig. 1. The signal processing chain for a complete transmission session

The polynomial transformation consists in determining the polynomial coefficients for each signal segment. All methods of polynomial decomposition of the ECG signals proposed so far segment the signal into blocks that coincide exactly with the cardiac cycle [13] [12]. In such schemes, a preliminary step, (which is also the subject of the preprocessing stage) that consists in the detection of QRS complexes is necessary to achieve correct segmentation. For DChT instead, it is possible to use blocks signals made of multiple cardiac cycles.

There is no requirement on the positions of the ECG's characteristic waves inside a block. Thus, the segmentation can be carried out blindly; only the duration of blocks must be specified. The next stage is the modeling mechanism consisting in the certain steps: segmentation, decomposition into the basis of Chebyshev polynomials and the calculation of coefficients.

The signal reconstruction stage consists in two steps the synthesis of the signal and the blocks assembling.

V. RESULTS AND DISCUSSIONS

As the validity of the method is depending on the efficiency of the signal approximation with the polynomial we provide in the following some evaluations for Chebyshev polynomials and the Discrete Chebyshev Transform (DChT).

We conducted our numeric experiments in Matlab environment, using signals from the MIT-BIH arrhythmia database [14], and also records available online [15]. Each record consists of two channels of signals. These signals are sampled at a rate of 360 Hz and use 11 bits/sample resolution.

For instance, we show on fig.2, the original and reconstructed of 5 seconds (i.e. 1800 samples) signals of record number 100, channel 1 from the MIT-BIH data base. On the top is the original signal, in the middle is the reconstructed signal and the spectrum of polynomial coefficients is plotted at the bottom. Chebyshev polynomials up to degree 2000 were used for that matter.

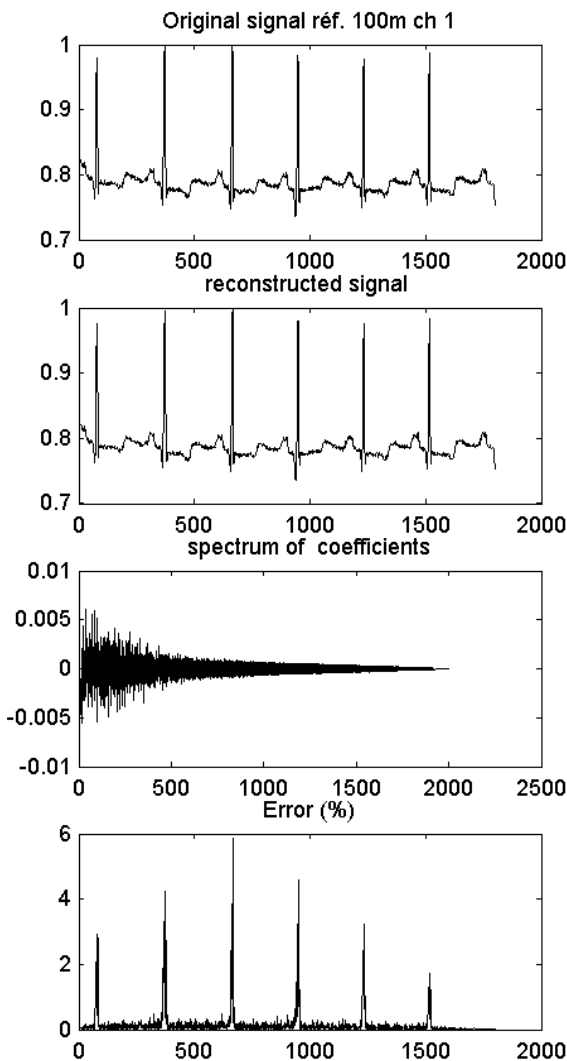


Fig. 2. Applying DChT algorithm to record ref. 100, channel 1 using Chebyshev polynomials up to degree 2000.

Zooming the graphics in the case of signal referenced 100. It can be seen in figure 3(c) that the coincidence of the reconstructed signal with the original signal is acceptable for n very great, It can be seen in Figure 3(d) that the coincidence of the reconstructed signal with the original signal is almost perfect ($n = 2000$).

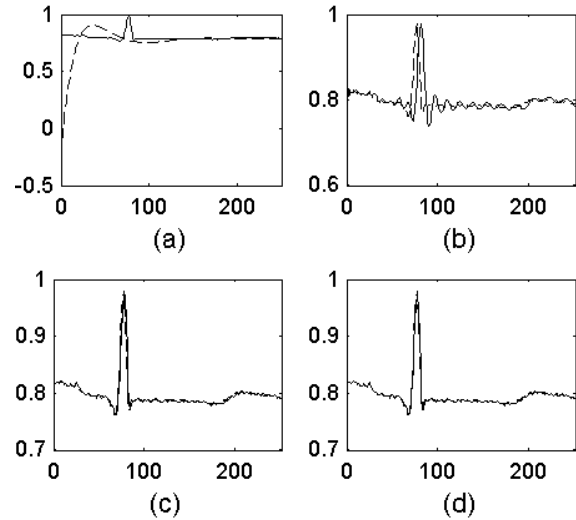
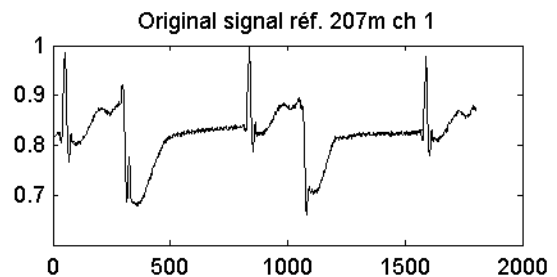


Fig. 3. Zoom on the original and reconstructed signals of signal referenced 100 for different values of order n : a) $n = 20$, b) $n = 200$, c) $n = 1000$, d) $n = 2000$.

We carry out many modeling experiments through DChT. All results confirmed that DChT is an advantageous tool for signal modeling. Some examples are commented below. In Fig. 4 is shown signal reference 207, channel 1. Although it is felt that the two original signals have the same morphology, the values of the error, for each case, gives the quality of the reconstructed signal.

Both the original signal shown in Fig. 4 corresponds to medically abnormal ECG. We can appreciate the strength of DChT as to faithfully reproduce the abnormalities included in the ECG signal. We applied the DChT over 40 signals from the MIT database [14] [15]. The method is proven sufficiently robust in all circumstances.



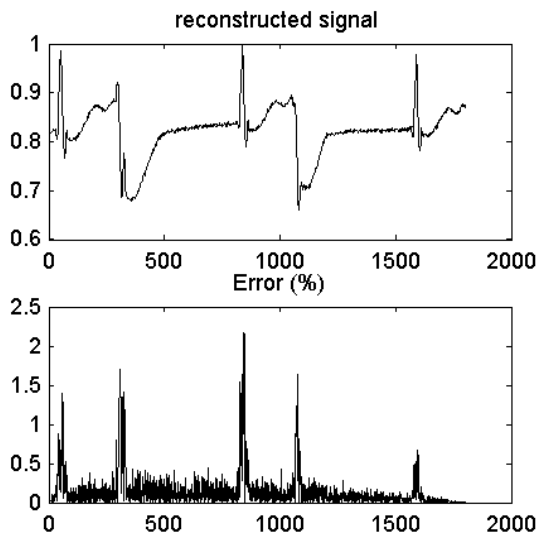


Fig. 4. Examples of DCT compression of ECG signals (Signals ref. 200 and ref. 207)

VI. CONCLUSIONS

Mathematical methods of polynomial interpolation and polynomial approximations inspired us to develop a modelling algorithm for ECG signals.

DChT as we called it is based on the principle of signal expansion in series of Chebyshev polynomials. We used DChT to achieve modelling of ECG signals with much success.

VII. ACKNOWLEDGEMENTS

This work was supported by MESRS (*Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique*) under Grant J0 200220090020. Also, many thanks to Dr. D. Tchiotso from Dschang University for his precious help regarding the implementation of Chebychev algorithm.

REFERENCES

1. L. SÖRNMO, P.O. BÖRJESSON, M.E. NYGARDS, O. PAHLM. "A method for evaluation of QRS Shape Feature Using a Mathematical Model for ECG"; *IEEE Trans. Biomed. Eng.* Vol. BME – 28, N° 10 Oct. 1981 pp. 713 – 717
2. P. LAGUNA, R. JANE, S. OLMOS, N.V. THAKOR, H. RIX, P. CAMINAL. "Adaptive Estimation of QRS Complex Wave Features of ECG Signal by the Hermite Model"; *Medical and Biological Engineering and computing*, Jan. 1996, pp.58 – 68.

3. M. LAGERHOLM, C. P. ETERSON, G. BRACCIN, L. EDENBRANDT, L. S. ÖRNMO; "Clustering ECG Complexes Using Hermite Functions and Self-Organizing Maps"; *IEEE Trans. Biomed. Eng.* Vol 47, N° 7, July 2000. pp. 838 – 847.
4. A. KOSKI, "Modelling ECG Signals with Hidden Markov Models"; *Artificial Intelligence in Medicine*, No 8, 1996 pp. 453-471.
5. M. Karczewicz, M. Gabbouj, "ECG data compression by spline approximation"; *Signal Processing*, N° 59, 1997, pp. 43-59.
6. M. Brito, J. Henrique, P. Carvalho, B. Ribeiro, M. Coimbra "An ECG compression approach based on a segment dictionary and bezier approximation"; *Proceedings EURASIP, EUSIPO, Poznan 2007*, pp.2504-2508.
7. R. Nygaard, D. Haugland, J. H. Hus "Signal compression by second order polynomials and piecewise non interpolating approximation"; *Internal Research Report*, Department of Electrical and Computing Engineering 2557 Ullandhøgveien 4091 Stavanger, Norway.
8. A. Draux, P. Van Ingelant. *Polynômes orthogonaux et approximations de Padé – logiciels*, Éditions Technip; 1987.
9. A. Nikiforov, V. Ouvarov. *Fonctions spéciales de la physique mathématique*, Éditions Mir-Moscou; 1983.
10. G. Cuypers, Y. Ysebaert, M. Moonen, F. Pisoni "Chebyshev interpolation for DMT modems"; *IEEE Communication society*, 2004, pp. 2736-2740.
11. G. Szegő "Orthogonal polynomials"; *American Mathematical Society*, Vol. 23, fourth edition 1975.
12. D. Tchiotso, D. Wolf, V. Louis-dorr, R. Husson, "ECG Data Compression Using Jacobi Polynomials"; *Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS*, Lyon France, August 23-26 2007, pp. 1863-1867
13. W. Philips, G. De Jonghe "Data compression of ECG's by high-degree polynomial approximation"; *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 39, N° 4, 1992, pp. 330-337.
14. *MIT BIH arrhythmia database*, Harvard-Massachusetts Institute of Technology, Division of Health Sciences and Technology, 1992.
15. <http://www.physionet.org/>

Compression des images DICOM basée sur la transformée en ondelettes

Mohamed TOUZENE, Mustapha LAMARA, Lynda BAZI

Résumé — La multiplication des modalités d'imagerie médicale génère un nombre croissant d'images de grandes tailles de très hautes qualités. D'où l'intérêt de l'utilisation du standard DICOM qui offre des possibilités indéniables quant à l'archivage et la transmission en réseau de ces images. Par ailleurs, l'optimisation de l'espace mémoire pour le stockage et le débit de transfert de ces images nécessitent de plus en plus des systèmes de compression ayant le meilleur compromis entre le taux de compression et la qualité visuelle de l'image approuvée par les médecins. Cet article présente donc une analyse d'un schéma de compression basé sur la transformée en ondelettes associée à un codeur arithmétique.

Mots clés : DICOM, compression d'image, transformée en ondelettes discrètes, codage entropique, codage arithmétique

I. INTRODUCTION

DICOM. (Digital Imaging and Communication in Medicine) désigne la norme pour les fichiers numériques créés lors d'exams d'imagerie médicale. Elle recouvre aussi les spécifications concernant leur archivage et leur transmission en réseau. Indépendant des technologies (scanner, IRM, etc.), et des constructeurs, elle permet de standardiser l'accès aux résultats d'imagerie médicale [1].

Outre les images numériques issues des exams médicaux, les fichiers DICOM véhiculent aussi nombre d'informations textuelles concernant le patient (état civil, âge, poids, etc.), l'examen réalisé (région explorée, technique d'imagerie utilisée, etc.), la date d'acquisition, le praticien etc.

En effet, le standard DICOM présente les particularités essentielles suivantes :

- Il repose sur un modèle de données, ce qui permet de lier les paramètres cliniques, les

paramètres techniques et l'image avec une sémantique.

- Il est orienté objet, à chaque modalité d'imagerie correspond une IOD (Image Object Definition) qui spécifie l'objet-image et ses propriétés.
- Il intègre des services, ce qui permet de définir des règles pour communiquer, stocker, rechercher et imprimer un objet.

Par ailleurs, la notion de compression a fait son apparition des 1989, avec l'intégration de quelques champs de données dédiés à une compression éventuelle de l'image. Depuis, de nombreuses possibilités de coder les images ont été intégrées dans le standard, incluant la compression avec et sans perte (RLE, JPEG, JPEG2000,...) [1]

En effet, La compression d'images, a pour objectif la réduction du volume occupé par les images numériques afin de faciliter leur stockage et/ou leur transmission. On distingue deux types de compression ; la compression sans perte (ou réversible) qui préserve l'intégrité des données, et la compression avec perte (ou irréversible) qui génère des dégradations mais offre des performances en termes de réduction de l'information bien plus grandes que celles issues de la compression sans perte.

Plusieurs méthodes de compression ont été proposées telle que les trois algorithmes prédictifs les plus connus en compression d'images : JPEG sans perte, LOCO-I et CALIC. Contrairement aux méthodes prédictives qui traitent les pixels de manière séquentielle, le codage par transformation peut être effectué sur un ensemble de pixels (blocs) ou sur l'image complète à l'aide d'une représentation moins corrélée et moins redondante en information telle que la DCT (Discrete Cosinus Transform) et la DWT (Discrete Wavelet Transform) [2][5].

Les méthodes de compression réversibles sont préférables. Mais les taux de compression obtenus par ces méthodes sont faibles, de l'ordre de 2:1 à 5:1, fonctions de l'image et de la méthode utilisée [6]. Pour obtenir des taux de compression supérieurs, quelques distorsions doivent être admises dans l'image reconstruite. Mais ces distorsions ne doivent pas modifier l'interprétation qualitative des images et/ou la valeur de paramètres anatomiques ou fonctionnels qui en dérivent. Pour un

M. TOUZENE, LINS-USTHB email: mtouzene@gmail.com
BP 32, Bab-Ezzouar, Alger 16111, Tél: 213-24217912; fax: 213-21207664; URL: www.lins.usthb.dz; M. LAMARA, LINS-USTHB
email: [muslamara@gmail.com](mailto:muslimamara@gmail.com) - L. BAZI LINS-USTHB email: cherbi_lynda@hotmail.com

codage irréversible, la difficulté réside dans l'évaluation de ces distorsions.

Dans cet article, nous présentons l'analyse d'un schéma de compression d'images DICOM basé sur la transformation en ondelettes que nous avons développé dans le cadre d'un projet de réalisation d'un réseau local de téléradiologie. Cette analyse aura donc pour but de cibler les paramètres inhérents et influant dans le schéma de compression proposé afin de réduire au maximum l'effet d'artefacts (floue....) et les distorsions générées et ce pour un taux de compression appréciable.

II. SCHÉMA DE COMPRESSION

Le schéma de la compression d'un fichier DICOM par transformation est donné à la figure 1 suivante :

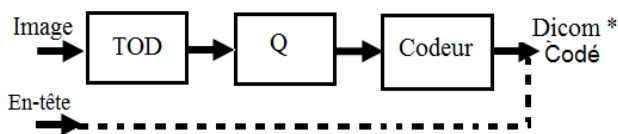


Fig. 1. Schéma de compression par transformation

Cette méthode de compression est effectuée en quatre étapes :

- Elle débute par la séparation de l'image de l'en-tête du fichier DICOM (métadonnées),
- puis à l'aide de la transformée en ondelettes discrète (TOD) le contenu de l'image sépare les composantes importantes (au sens visuel), des composantes contenant peu d'information,
- Cette étape est suivie par la quantification (Q) qui dégrade de manière irréversible l'image en mettant à zéro les coefficients de faibles amplitudes (influant peu sur la qualité de l'image) d'une part et de fixer aussi le taux de compression minimal de l'image.
- La dernière étape de codage (sans perte) produit le flux binaire. Enfin un nouveau fichier DICOM est constitué par l'insertion de l'en-tête original avec un OID spécifiant le type de codage à l'image codée

1. Transformation en ondelettes

La transformée en ondelettes est une description multi-résolution d'une image. Elle décompose une image en plusieurs sous-bandes dans trois directions différentes : horizontale, verticale et diagonale [3].

Effectuer l'analyse par ondelettes discrètes d'une image revient à en faire une analyse multi résolution basée sur l'utilisation de bancs de filtres.

Le banc de filtres utilisé ici est l'association de deux filtres à une dimension : un filtre passe-bas (L) et un filtre passe-haut (H). Pour obtenir les coefficients de la transformation en ondelettes, ces filtres sont appliqués séparément sur les lignes et les colonnes de l'image suivi a chaque fois d'un sous-échantillonnage de facteur 2 ($\downarrow 2$) suivant l'ordre indiqué dans la figure 2 :

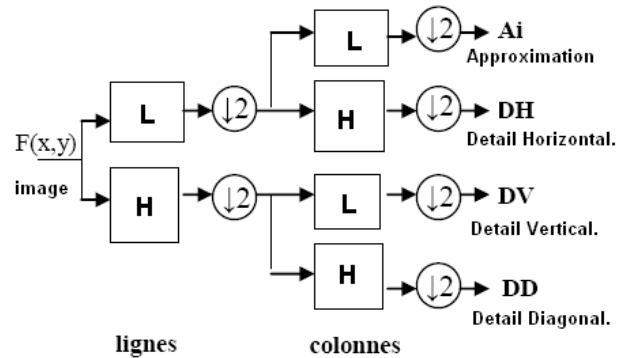


Fig. 2. Décomposition en bancs de filtres

L'application à une image source est décomposée au niveau 1 en 4 imagerie Ai, DH, DV et DD comme on peut le voir sur l'exemple de la figure 3.

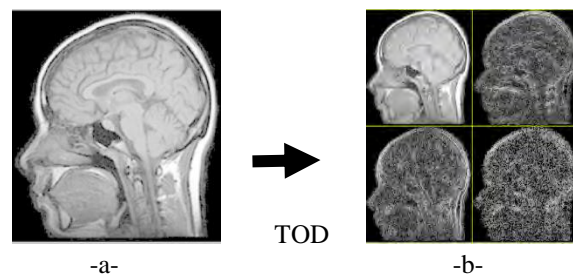


Fig. 3. -a- Image source -b- Décomposition niveau 1 (ondelette de Haar).

Le résultat est une image d'approximation qui a une résolution divisée par deux, et trois images de détails qui donnent les erreurs entre l'image originale et l'image d'approximation. Cette transformation est répétée autant de fois que nécessaire pour obtenir le nombre voulu de sous-bandes (niveau de décomposition). Après quelques niveaux de décomposition, les fréquences basses sont concentrées sur le coin haut à gauche de la transformée et ressemblent à une version comprimée de l'image originale.

Finalement la transformée en ondelettes ne fait que changer la représentation de l'image en concentrant l'information dans un nombre restreint de coefficients.

La distribution des coefficients possède la forme d'un pic et donc une entropie plus faible. Ceci augmente le taux de compression sans pertes. La compression proprement dite se fait alors au terme d'une opération de la quantification en éliminant les coefficients de faible amplitude par un seuillage sans créer de distorsion importante dans l'image reconstruite grâce à la propriété

d'invariance de l'énergie contenue dans l'image originale et sa transformée.

2. Quantification scalaire

Comme on peut le constater, la décomposition de l'image source ne permet pas de réaliser une compression des données : une image a été transformée en une autre image de même dimension (voir exemple de la figure 3). Toutefois, plusieurs des coefficients de la transformation (TOD) seront très près de ou égaux à zéro.

Le principe donc de la quantification scalaire est de faire correspondre à un ensemble continu en entrée un ensemble discret en sortie. Cela engendre forcément des pertes d'information. On effectue ensuite un seuillage sur les valeurs quantifiées ; seules les valeurs supérieures au seuil sont conservées [5].

Après la transformée en ondelette, tous les coefficients d'ondelette sont uniformément quantifiés :

$$x^* = \text{sign}(x) \cdot \left\lfloor \frac{x}{\delta} \right\rfloor \quad (1)$$

où

x : sont les coefficients transformés, x^* : est le résultat quantifié, δ est le pas de quantification, $\text{sign}(x)$ renvoie le signe du coefficient x et $\lfloor \cdot \rfloor$ Partie entière.

Le processus de quantification convertit les coefficients d'ondelette du nombre flottant en nombre entier.

La compression s'effectuera grâce à l'application d'un seuil; ainsi, plusieurs coefficients seront quelque peu modifiés de sorte que la décomposition obtenue contienne des suites de zéros. Ces suites de zéros seront alors stockées en utilisant un codage entropique, permettant ainsi de diminuer l'espace-mémoire nécessaire.

Il existe différents types de seuils [4]:

- Seuil dur (*hard thresholding*) : cette méthode consiste à remplacer par des zéros tous les coefficients dont la valeur absolue est inférieure à un niveau de tolérance ξ fixé à l'avance; évidemment, certains détails de l'image seront perdus.
- Seuil mou (*soft thresholding*) : encore ici, on fixe de façon arbitraire un niveau de tolérance ξ . Tous les coefficients dont la valeur absolue est inférieure ξ sont remplacés par zéro et les autres coefficients sont remplacés par

$$\text{sign}(x) \cdot (|x| - \xi) \quad (2)$$

C'est-à-dire qu'ils subissent une translation de longueur ξ vers zéro.

3. Codage arithmétique

L'encodage arithmétique traite l'ensemble de la séquence à coder comme une seule entité non chaque symbole pris individuellement. Il fonctionne par la représentation d'un nombre par un intervalle de nombres réels compris entre zéro et un. A mesure que la séquence s'allonge,

l'intervalle requis pour le représenter diminue, et le nombre de bits qui servent à préciser cet intervalle s'accroît. Les symboles successifs du message réduisent cet intervalle en concordance avec la probabilité d'apparition du symbole [5].

- Algorithme de codage

Cet algorithme comporte 5 étapes successives :

- 1) On initialise l'intervalle de codage $[ac, bc[$ avec les valeurs $ac=0$ et $bc=1$, de largeur $L=bc-ac=1$
- 2) cet intervalle est partitionné en N sous-intervalles (N nombre de symboles de l'alphabet de la source) proportionnellement aux probabilités $p(sk)$ de chaque symbole sk . cette partition est constituée de sous-intervalles $[ak, bk[$ tels que :

$$bk - ak = p(sk) \quad (3)$$

$$\text{Avec } ak = ac - \text{Largeur} * \sum_{i=1}^{k-1} p(si) \quad (4)$$

$$\text{et } bk = ac - \text{Largeur} * \sum_{i=1}^k p(si) \quad (5)$$

- 3) On choisit le sous-intervalle correspondant au prochain sk à coder dans la séquence et on met à jour les valeurs ac et bc de la manière suivante :
 $ac=ac+largeur * ak$ et $bc=ac+largeur * b$

$$ac = ac + \text{Largeur} * ak \quad (6)$$

$$\text{et } bc = ac + \text{Largeur} * bk \quad (7)$$

- 4) Avec le nouvel intervalle $[ac, bc[$ on recommence le processus de l'étape 2.

- 5) Les étapes 2,3 et 4 sont répétés jusqu'à épuisement des symboles de la séquence et obtention du dernier intervalle $[ac, bc[$.

La représentation binaire de tout réel xc de l'intervalle $[ac, bc[$ est un code de la séquence.

III. RÉSULTATS ET DISCUSSION

Après avoir réalisé la compression et décompression de plusieurs images test (xxx.dcm) qui prédisent la qualité de la compression. Les paramètres pris en compte sont :

- Le paramètre de qualité (seuil)
- Le type d'ondelette et le niveau de décomposition
- La nature de l'image

Les critères objectifs qui conditionnent la qualité et la pertinence de la compression de l'image pris en compte sont :

- La proportion de coefficients nuls,
- L'erreur quadratique moyenne,

$$\text{MSE} = \frac{1}{m*n} \sum_1^m \sum_1^n (X - \widehat{X})^2 \quad (8)$$

- Le PSNR

$$\text{PNSR} = 10 * \text{Log}_{10} \left(\frac{2^{16}}{\text{MSE}} \right) \quad (9)$$

a- Influence du Seuil

Pour une image médicale 256x256, nous avons fixé tous les paramètres (type de transformation de Haar, niveau de décomposition n=2, seuillage 'hard' ..) sauf le seuil de quantification. L'augmentation du seuil entraîne un nombre important de coefficients nuls comme le montre la figure suivante :

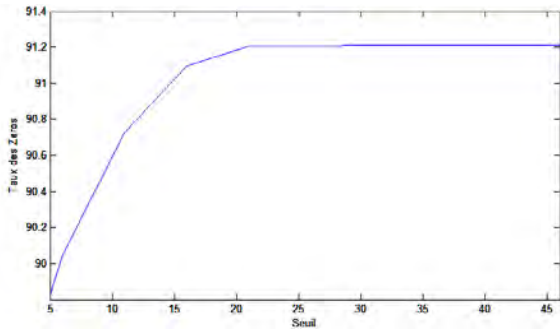


Fig. 4. Variation du taux des Zéros en fonction du seuil

Dans le cas où les séquences de zéros sont créées (taux de zéros le plus élevé) l'algorithme de codage est plus performant et le taux de compression est au maximum.

Cependant la variation de l'erreur quadratique (MSE) engendrée est plus élevée. La figure 5 illustre la proportionnalité de MSE avec le seuil de quantification :

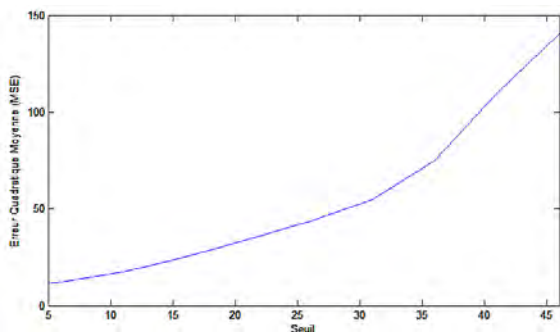


Fig. 5. Variation MSE en fonction du seuil

Le rapport signal/bruit (PSNR) est un critère objectif, donnant une idée de la qualité de l'image compressée. La figure 6 met en évidence que le PSNR décroît lorsque le seuil augmente :

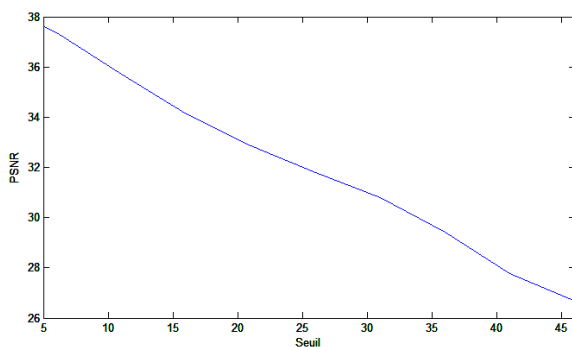


Fig. 6. Variation du PSNR en fonction du seuil.

b- Choix de la transformée en ondelettes

Pour l'application des ondelettes dans la compression, il est préférable d'avoir le plus de coefficients d'ondelettes nuls et donc plus de moments nuls. Cependant, la taille du support de l'ondelette mère croît proportionnellement avec le nombre de moments nuls qui signifie que l'image présente des discontinuités brusques.

Par ailleurs, la régularité de l'ondelette est importante pour réduire la visibilité des artefacts.

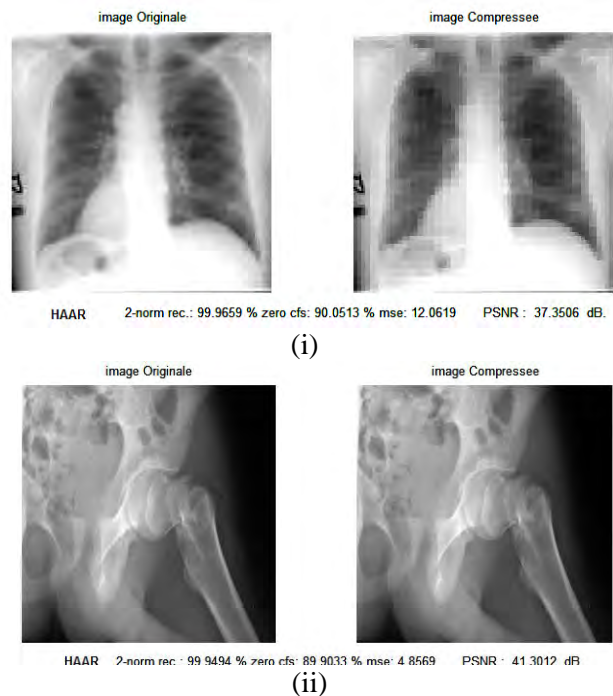
Ainsi le choix de l'ondelette optimale est donc le résultat d'un compromis entre le nombre de moments nuls et la taille de son support [7].

Nous avons fixé tous les paramètres (seuil=10) et nous avons appliqué la transformée en ondelettes de Haar et bior3.1 de niveau variable (n = 1 à 3) à une image assez régulière de la figure 7 (ii).

Nous constatons que plus le niveau de décomposition augmente pour un seuil donné plus l'image compressée se dégrade. Par contre le type de l'ondelette influe peut sur le PSNR pour le seuil choisi.

c- Influence de la nature de l'image

Nous avons sélectionné trois images (Im1, Im2 et Im3) dont la régularité est différente comme le montre la figure 7. L'application d'une compression à base d'ondelette de Haar prise au choix pour sa simplicité et sa vulnérabilité à la variation brusque de la régularité de l'image donne les résultats illustrés dans Tab1.



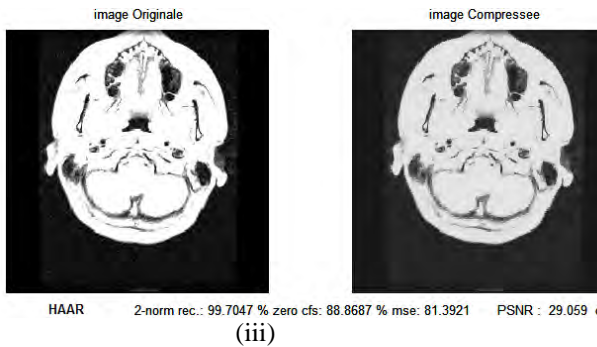


Fig. 7. Résultats de compression de l'image : (i) Im1, (ii) Im2 et (iii) Im3 avec l'ondelette de Haar.

D'après le tableau récapitulatif Tab1, les paramètres de performance de la compression ainsi que l'image restituée sont meilleurs pour l'image Im2 qui présente une meilleure régularité par rapport aux deux autres images.

	Im1	Im2	Im3
Taux Zéros	90.05	89.90	88.90
MSE	12.06	4.85	81.39
PSNR	37.35	41.30	29.06

Tab 1 : Résultats de compression d'images de différentes natures. (Ondelette de Haar, niveau n=2 et seuil=10)

De même l'analyse l'ensemble des images compressées montre que les contours l'image Im1 sont lissés et le flou de l'image Im3 est bien visible. Ceci est dû évidemment au choix de l'ondelette et surtout à l'irrégularité des images.

IV. CONCLUSION

Notre méthode a été appliquée et analysée sur des images DICOM. Le résultat de la compression dépend essentiellement des réglages des différents niveaux de la chaîne de compression. Cependant, le seuil de quantification demeure le facteur primordial dans la qualité de l'image compressée.

Nous avons développé une méthode de compression d'images médicales DICOM basée sur l'utilisation des ondelettes discrètes.. Le choix de cette ondelette doit tenir compte du nombre de coefficients nuls et de sa régularité. L'utilisation de l'algorithme de codage arithmétique des coefficients quantifiés a permis d'obtenir d'excellents taux de compression.

L'évaluation de la qualité visuelle des images compressées, limite le taux de compression à environ 35:1 contre un taux de 27:1 pour le codage JPEG avec perte [6]. Cependant, à forts taux de compression, le codage JPEG crée un effet de bloc et le codage par ondelettes lisse les contours.

Enfin, les paramètres d'évaluation objectifs cités précédemment donnent un élément d'appréciation de la

qualité de l'image compressée mais une validation psycho- visuel des praticiens radiologues est impérative.

RÉFÉRENCES

1. O.-S. Pianykh, « *Digital Imaging and Communications in Medicine (DICOM) – A Practical Introduction and Survival Guide* », Ed. Springer, 2008.
2. J. Garcia, « *Medical image compression (State of Art)* », http://www.docentes.unal.edu.co/jcgarciiaa/docs/In_Press/Paper_0002_en.pdf.
3. K.-S. Thyagarajan, « *Still Image and Video Compression with MATLAB®* », éd. WILEY, 2011, p. 99 - 119.
4. L. Birgé, P.Massart, « *From Model Selection for Adaptive Estimation* », éd.Springer, 1997, p. 55-88.
5. K. Sayood, « *Introduction to data compression* », éd. M.K, 2006.
6. J. Kivijarvi, T. Ojala, T. Kaukoranta, A. Kuba, L.Nyul, O.Neivalainen. « *A comparison of lossless compression methods for medical images* ». Computerized Medical Imaging and Graphics 22, p. 323-339, 1998.
7. S. Mallat « *Une exploration des signaux en ondelettes* » éd. de l'Ecole Polytechnique, France, 2000.

Contribution de la DWT pour la classification des signaux biomédicaux.

Zairi Hadjer et Malika Kedir-Talha

Résumé — Dans cet article, nous avons contribué à l'élaboration d'algorithmes d'aide au diagnostic, par une classification automatique des signaux EEG et ECG. Les enregistrements de ces signaux non stationnaires sont décomposés en coefficients par l'utilisation de l'ondelette discrète DWT, dans les différentes bandes de fréquence de chaque type de signal. L'analyse par composante indépendante (ACI) nous a permis de réduire l'espace de mesure à deux dimensions. Dans le but de classer nos signaux en deux classes, la première celle des patients sains et la deuxième des patients anormaux (épileptiques dans le cas d'EEG et arythmie supra ventriculaire pour l'ECG), nous avons appliqué le classificateur Machine à Vecteur Support SVM. Les résultats obtenus en appliquant la combinaison des algorithmes DWT, ICA et SMV montrent l'efficacité de notre méthode et sa fiabilité.

Mots Clés — ECG, EEG, DWT, ACI, SVM.

I. INTRODUCTION

Le monitoring des signaux encéphalographie EEG et électrocardiographie ECG, ainsi que la détection automatique de pathologies cérébrales ou cardiaques, nécessitent un traitement automatique des enregistrements de ces signaux. L'analyse d'un tel enregistrement nécessite des méthodes d'extraction de paramètres et de classification. Dans le but de concevoir un système intelligent permettant la discrimination des pathologies, nous entreprendrons ce travail, par le traitement des signaux ECG, EEG. Vu la complexité et la non stationnarité intrinsèque de ces signaux, un traitement par ondelettes est préconisé. La méthode de l'Analyse en Composantes Indépendantes (ACI) qui est une méthode statistique exploratoire permettant de transformer un vecteur aléatoire (Coefficients d'ondelettes) multidimensionnel en composantes qui sont statistiquement, les plus indépendantes les unes des autres, permet de sélectionner les coefficients représentatifs de la bande d'appréhension. Un algorithme de classification statistique est choisi à l'étape finale de notre système de reconnaissance de pathologie.

Manuscript received Sep 2012, First and Author are with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, P.O.Box. 3 2, Bab-Ezzouar, Algiers, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: zairi_hadjer@yahoo.fr and malikakedir@gmail.com

Nous utilisons dans un premier temps deux banques de données différentes : la première à partir de signaux normaux et la deuxième à partir de signaux pathologiques pour les deux types de signaux. Nous exploitons la base de données de Andrzejak et al (2001) pour le signal EEG [1]; MIT-BIH DATA BASE pour le signal ECG [2].

II. METHODES

A. LA TRANSFORMATION EN ONDELETTE DISCRETE

Un problème moderne dans la théorie du signal est l'analyse de signaux non-stationnaires. Les outils pour cette analyse, sont les représentations temps-fréquences. L'une de ces méthodes, est la transformée en ondelette [3].

Elle propose une solution de compromis entre la résolution temporelle et la résolution fréquentielle.

Ce concept conduit à l'équation de définition de transformée en ondelettes continues (CWT):

$$W(a, b) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (1)$$

Dans cette définition, les indices a et b ont respectivement un rôle de dilatation et de décalage temporel à partir d'une fonction Ψ , dite ondelette mère, dont les propriétés restent à définir.

Le facteur de normalisation $\frac{1}{\sqrt{a}}$ assure la conservation de la norme pour les ondelettes, soit :

$$\|\Psi_{a,b}(t)\| = \|\Psi(t)\| \quad (2)$$

Pour toutes les valeurs de a . Dans les applications qui nécessitent des transformations bilatérales, il serait préférable qu'un entre transformée produise le minimum nombre de coefficients nécessaires pour récupérer correctement le signal original. La transformée en ondelettes discrète (DWT) réalise cette opération en limitant la variation en translation et d'échelle, généralement une puissance de 2 [4, 5].

La DWT utilise des filtres numériques FIR (Finite Impulse Réponse) passe-bas (h_0, h_1, h_2, \dots) et passe-haut (g_0, g_1, g_2, \dots) en cascade. À chaque niveau de décomposition, le signal en sortie du passe-bas est à

nouveau filtré et séparé en deux bandes de fréquences qui sont sous-échantillonnées, ne conservant qu'un échantillon sur deux. Ainsi, le nombre de coefficients est constant d'un étage à l'autre. Selon la terminologie couramment employée, les bandes dénotées par D sont dites détaillées parce qu'elles contiennent les éléments à contenu fréquentiel supérieur, tandis que les bandes A sont appelées les approximations, on parle alors d'une étude ou analyse multi-résolution AMR et au codage en sous-bande du signal introduite par Meyer et Mallât [6].

B. L'ANALYSE EN COMPOSANTE INDEPENDANTE

L'ACI est en réalité une extension d'une méthode d'analyse de données très connue à savoir l'analyse en composantes principales (ACP). En fait, si l'ACP cherche à extraire des variables décorréelées, en se limitant à imposer la contrainte d'indépendance aux statistiques d'ordre deux (matrice de covariance), l'ACI en revanche, cherche l'indépendance des statistiques d'ordre supérieur à deux des variables mesurées. L'ACI est aussi connectée, en tant que méthode d'exploration de données, aux idées de la méthode de projection-poursuite (PP). En utilisant la méthode PP, on cherche des directions intéressantes dans un nuage de données multidimensionnelles, en arguant du fait que les structures intéressantes sont celles qui font apparaître le plus l'aspect non gaussien des données projetées [7].

C. LE VECTEUR DE SUPPORT MACHINE

Parmi les méthodes à noyaux, inspirées de la théorie statistique de l'apprentissage de Vladimir Vapnik, les SVM constituent la forme la plus connue. SVM est une méthode de classification binaire par apprentissage supervisé. Cette méthode repose sur l'existence d'un classificateur linéaire dans un espace approprié. Elle est basée sur l'utilisation de fonctions dites noyau (kernel) qui permet une séparation optimale des données. Pour deux classes d'exemples données, le but de SVM est de trouver un classificateur qui va séparer les données et maximiser la distance entre ces deux classes. Avec SVM, il est possible de trouver un classificateur linéaire appelé hyperplan. Les points les plus proches, sont utilisés pour la détermination de l'hyperplan, ces points sont appelés vecteurs de support [8,9].

III. APPLICATION ET DISCUSSION

Notre méthode choisie pour la classification est basée principalement sur la définition de l'espace d'apprentissage. La Fig.1 décrit le démarrage de classification automatique :

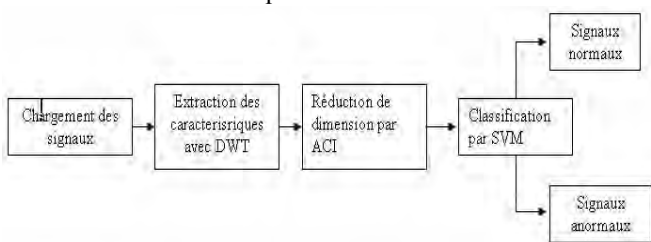


Fig. 1. Organigramme de classification

L'étape la plus importante dans la classification est le choix des paramètres représentatifs du signal. Dans notre cas d'application, vu le caractère non stationnaire des signaux EEG, ECG il était évident de choisir à priori une transformée temps-fréquence qui pourrait nous permettre de retrouver les paramètres caractéristiques décrivant l'information portée par nos signaux. La DWT répond à nos attentes, d'autant plus qu'il est possible de décomposer le signal en plusieurs niveaux de détails et d'approximations. Ainsi nous allons dans un premier temps montrer que l'information énergétique des signaux EEG, ECG sera traduite par les différents coefficients de détails.

La méthode proposée est le calcul de l'énergie de chaque bande de fréquence constituant les signaux. Les signaux EEG, ECG étant constitué de différentes bandes de fréquences l'application de la DWT, nous permettra de retrouver les coefficients d'ondelette (coefficients de détails) représentant nos signaux cette décomposition est représenté par les figures Fig.2, Fig.3 pour le cas normal pour l'ECG, EEG et les Fig.4, Fig.5. L'ondelette utilisée est de type 'db1' pour l'EEG et 'coif2' pour l'ECG.

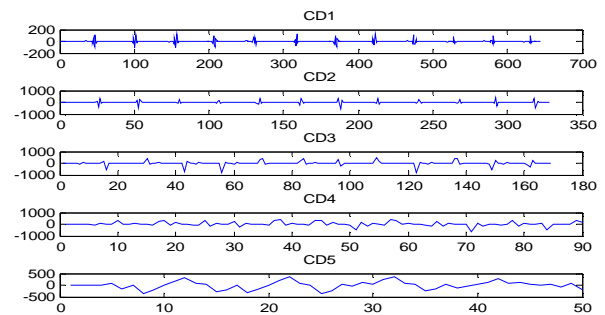


Fig. 2. Représentation des coefficients de détails reconstitués d'un signal ECG d'un sujet sain

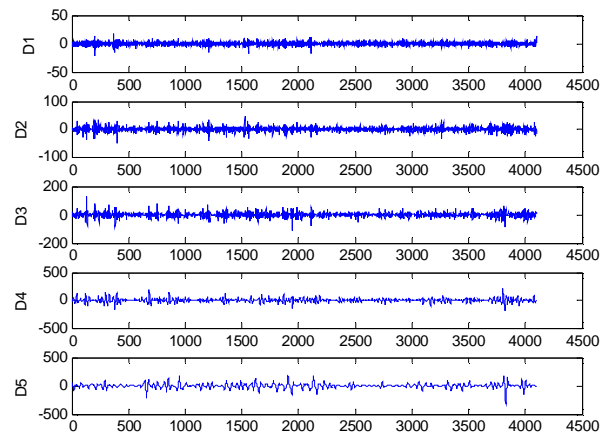


Fig. 3. Représentation des coefficients de détails reconstitués d'un signal EEG d'un sujet sain.

Après l'application de la DW T sur nos signaux, nous allons calculer la variance d'énergie des coefficients de détails.

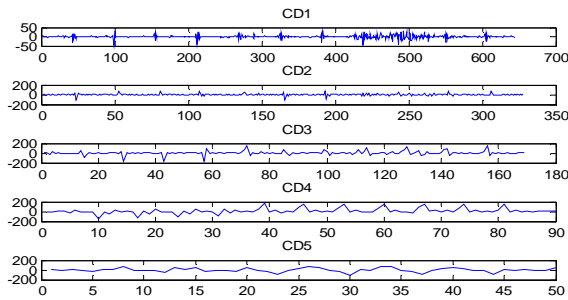


Fig. 4. Représentation des coefficients de détails reconstitués d'un signal ECG d'un sujet anormal.

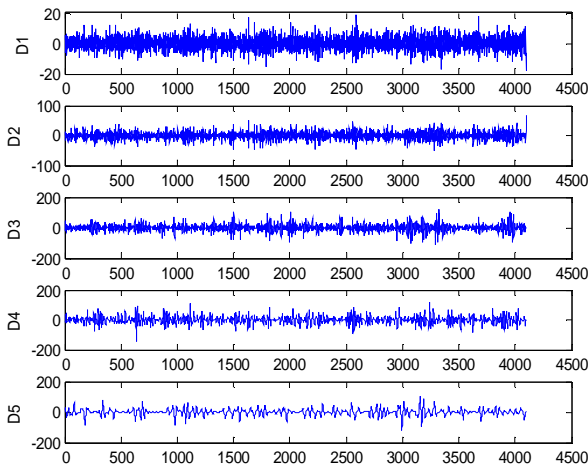


Fig. 5. Représentation des coefficients détails reconstitués d'un signal EEG d'un sujet épileptique.

Pour un signal x de taille N de moyenne x_m , on définit la Variance de x Var :

$$\text{var} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \|x_i - x_m\|^2 \quad (3)$$

Cette mesure permettra de quantifier les différentes variations énergétiques se produisant aux niveaux des bandes de fréquences des signaux EEG, ECG.

Après l'application de la DW T et le calcul de la variance d'énergie, chaque signal EEG et ECG sera représenté par un vecteur de dimensions 5.

La représentation des vecteurs caractéristiques des signaux des deux classes dans un même espace est très

intéressante, en effet, cela permettra de mieux observer la distinction des deux classes dans l'espace mais surtout réduire le temps de classification.

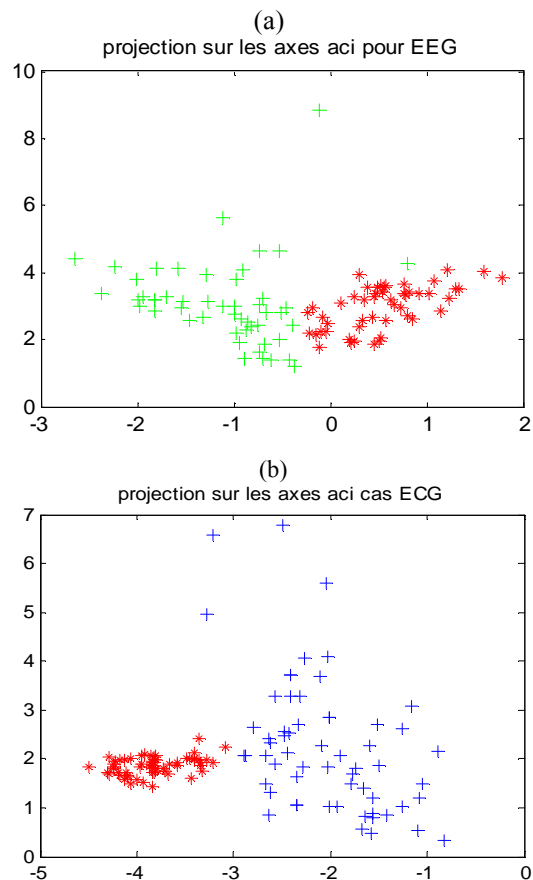


Fig. 6. Projection sur les axes, (a) cas de l'EEG, (b) cas de l'ECG.

Afin de réduire cet espace, on a recours à la méthode de l'analyse en composante indépendante. L'application de l'ACI, n'est autre qu'un changement d'espace où l'on peut choisir les axes de projection, pour garder les plus pertinents et indépendants.

La projection des variances calculées sur les principaux axes de l'ACI permet d'observer deux régions distinctes représentant les deux classes à séparer comme le montre la figure 6.

Suite à la phase de réductions de paramètres, le classificateur SVM nous permettra de définir les limites des deux régions de classes pour chaque type de signaux, et sera nécessaire pour la prise de décision afin de classer nos signaux de classe inconnue.

Les propriétés importantes des SVM nous permettent de faire une séparation non linéaire des classes. La fonction noyau utilisée étant une fonction de type polynomial d'ordre trois (pour l'EEG) et d'ordre deux (pour l'ECG). Nous obtenons le résultat qui apparaît sur la Fig. 7.

Afin de pouvoir évaluer la méthode de classification, nous définissons les mesures statistiques suivantes :

La première mesure à laquelle nous allons nous intéresser, est le taux de bonne classification ou l'exactitude le taux de classification défini comme suit :

$$T_c = [\text{nombre d'échantillons bien classée} / \text{nombre totale d'échantillons}] * 100. \quad (4)$$

TP: True Positif
 FP: False Postif
 FN: False Negatif
 TN: True Negatif

À partir de la matrice de confusion on définit :

$$\text{Sensibilité} = TPR = \frac{TP}{TP + FN} * 100 \quad (5)$$

TPR : True Positif Ratio

$$\text{Spécificité} = TRN = \frac{TN}{TN + FN} * 100 \quad (6)$$

TNR: True Négatif Ratio

La spécificité est, en statistique et en épidémiologie, la capacité d'un test ou d'un examen diagnostique à donner un résultat négatif lorsque la maladie (ou la condition) n'est pas présente. Elle s'oppose à la sensibilité, qui est la capacité d'un test ou d'un examen à donner un résultat positif lorsque la maladie est présente. Pour notre cas d'application, le tableau 2 montre la distribution des signaux à classer que nous avons utilisé.

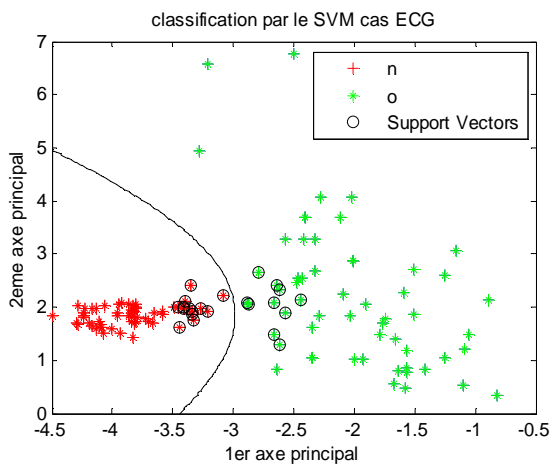
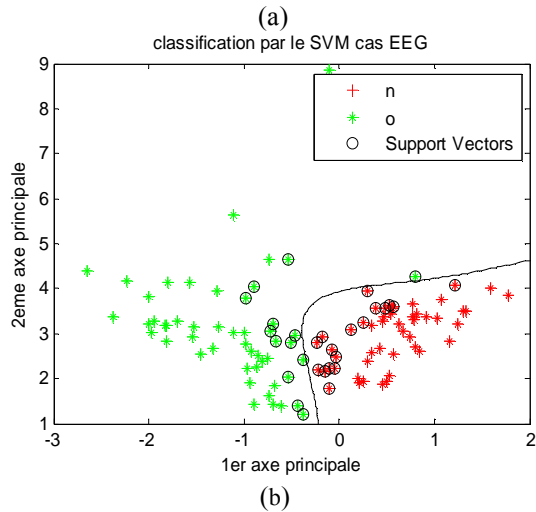


Fig. 7. Classification par le SVM, (a) cas de l'EEG, (b) cas de l'ECG.

La deuxième mesure, tableau 1, est la matrice de confusion : Il s'agit d'un tableau de contingence confrontant les classes obtenues (colonnes) et les classes désirées (lignes). Sur la diagonale, on trouve donc les valeurs bien classées, hors de la diagonale on trouve les éléments mal classés. La somme des valeurs sur une ligne donne le nombre de signaux EEG, ECG de la classe considérée.

TABLEAU. 1.
Matrice de confusion.

Tech.	Cas normal	Cas pathologique
Cas normal	TP	FP
Cas pathologique	FN	TN

TABLEAU. 2.

Distribution des signaux tests et d'apprentissage.

	Apprentissage		Test		Total	
	ECG	EEG	ECG	EEG	ECG	EEG
Cas normal	60	50	60	50	120	100
Cas pathologique	60	50	60	50	120	100
total	120	100	120	100	240	200

Le tableau 3 présente les résultats finaux de notre application sur la banque d'apprentissage des signaux EEG.

TABLEAU. 3.

Résultat de matrice de confusion de l'EEG.

	Cas normal	Cas épileptique
Cas normal	100	0
Cas épileptique	0	100

A partir de la matrice de confusion, on calcule le taux de classification à partir de l'équation (4) soit:

$$T_c = 100\%$$

Sensibilité:

$$TPR = 100\%$$

Spécificité :

$$TNR = 100\%$$

La même procédure et les mêmes algorithmes sont appliqués aux signaux de la banque d'apprentissage ECG, Les résultats obtenus en appliquant la combinaison des algorithmes DWT, ICA et SMV montrent l'efficacité

de notre méthode et sa fiabilité même pour les signaux ECG

Puisque nous obtenons :

$$T_c=100\%$$

Sensibilité:

$$TPR=100\%$$

Spécificité :

$$TNR=100\%$$

IV. CONCLUSION

Le diagnostic de différentes pathologies présentent dans les signaux EEG, ECG est une tâche recherchée depuis longtemps dans le domaine biomédical.

Plusieurs méthodes d'analyse, de prétraitement et de classification existent dans la littérature. Elles visent à extraire et à utiliser uniquement la structure intrinsèque de ces données qui contiennent juste l'information utile de ces signaux pour les traitements postérieurs, en vue d'une classification automatique pour une aide au diagnostic dans le domaine biomédicale. Dans cette étude nous avons proposé une méthode de classification automatique de signaux EEG, ECG présentant des cas sains et des cas anormaux.

Pour cela nous avons décomposé nos signaux par la DWT en coefficients d'ondelettes qui sont des représentations temps-fréquence, puis de ses caractéristiques statistiques ont été extraites à partir de des coefficients de détails en calculant leurs variances d'énergie.

Une réduction de dimension a été nécessaire afin de représenter nos données sur un espace réduit. Dans ce but, un algorithme d'analyse en composante indépendante a été utilisé.

Les machines à vecteur de support constituant une méthode de classification supervisée particulièrement bien adaptée pour le traitement de nos données ont été exploitées afin de classer les enregistrements des signaux EEG, ECG en cas normaux et en cas pathologiques.

Il est à noter que les logiciels que nous avons développés pour la détection de l'anomalie sont exploitables par n'importe quelle application de diagnostic des signaux biomédicaux. Il suffit de changer la banque de données d'apprentissage. Les résultats obtenus en appliquant la combinaison des algorithmes DWT, ICA et SVM montrent l'efficacité de notre méthode et sa fiabilité.

REFERENCES

1. <http://www.meb.unibonn.de/epileptologie/science/physik/egdata.html>.
2. <http://www.physiobank.org>.
3. S. Yu & Y. Chen, Electrocardiogram beat classification based on wavelet transformation and probabilistic neural network, *Pattern Recognition Letters*, 2007, 28, 1142–1150
4. A. Subasi & M. I. Gursoy, EEG signal classification using PCA, ICA, LDA and support vector machines, *Expert Systems with Applications*, 2010, 37, 8659–8666.
5. H. Khorrami & M. Moavenian, A Comparative Study of DWT, CWT and DCT in ECG Arrhythmias Classification,

Elsevier Expert Systems with Applications, 2010, 37, 5751–5757.

6. H. Khorrami & M. Moavenian, A Comparative Study of DWT, CWT and DCT in ECG Arrhythmias Classification, *Elsevier Expert Systems with Applications*, 2010, 37, 5751–5757.
7. T. Froese, S. Hadjiloucas, K.H. G. Alvão, V.M. Berra & C. José Coelho, Comparison of extrasystolic ECG signal classifiers using discrete wavelet transforms, *Pattern Recognition Letters*, 2006, 27, 393–407.
8. S. Abe & N.J. L. Ondon, Support vector machines for pattern classification, *Springer-Verlag*, 2005.
9. B. Hervé, *Analyse de Scènes Naturelles par Composantes Indépendantes*, l'Institut National Polytechnique de Grenoble. Janvier 2004.

Conception et Réalisation d'un Système d'Acquisition de signaux issus d'un capteur de gaz à base de silicium poreux

Malika Berouaken^a, Noureddine Ababou^b, Mohamed Maoudj^a, Mohamed boudjelab^a, Noureddine Gabouze^a.

Résumé — Dans ce travail nous avons réalisé un système d'acquisition destiné à l'étude des différentes caractéristiques électriques des capteurs de gaz à base de Silicium (Si). Pour ce faire, un dispositif électronique a été mis au point. Il est constitué de deux parties, hardware et software. La partie électronique est conçue autour d'un microcontrôleur PIC 18F2550. La partie software quant à elle est constituée d'une interface graphique qui permet la visualisation en temps réel les signaux issus du capteur ainsi que le traitement et l'affichage des résultats sous forme d'un tableau et d'un graphique. Les tests effectués ont montré que ce dispositif permet d'avoir des résultats précis et reproductibles. Les résultats obtenus ont montré aussi une bonne corrélation entre les résultats expérimentaux et les résultats théoriques.

Mots-clés — Silicium poreux, Capteur de gaz, Caractérisation électrique, acquisition

I. INTRODUCTION

Le silicium poreux SiP a suscité beaucoup d'attention comme matériau pour la fabrication de la couche sensible des capteurs en raison de son coût et de sa grande surface spécifique qui lui assure une forte réactivité physico-chimique. Dès 1994, il a été remarqué une variation des propriétés électriques $I(V)$ causée par quelques particules de gaz injectées sur la surface du silicium [1]. Depuis, plusieurs structures à base de SiP ont été proposées comme capteurs de gaz [2,3] ou capteur chimique ou encore comme élément constitutif de capteurs de température. La grande sensibilité de la couche poreuse a été également observée pour des vapeurs organiques telles que celles de l'éthanol, du méthanol ou de l'acétone [4,5], ainsi que pour l'humidité.

Les performances des capteurs de gaz à base de silicium poreux sont typiquement estimées à partir des mesures $I(V)$, $C(V)$ et $G(V)$ dans une ambiance externe contrôlée. Pour l'automatisation de ces dispositifs de mesure, nous avons réalisé un système d'acquisition compatible avec les équipements existant au laboratoire. Nous l'avons alors utilisé pour la caractérisation de

quelques structures SiP réalisées au niveau de l'UDTS en présence de fumée de cigarette.

Dans ce qui suit, nous allons présenter le dispositif de mesure, le système d'acquisition de données réalisé ainsi que les résultats des essais effectués.

II. DISPOSITIF EXPERIMENTAL

La figure 1 montre le dispositif de mesure placé autour du capteur à SiP. Il se compose de quatre éléments: un potentiostat, une détection synchrone, une carte d'acquisition de données et un PC.

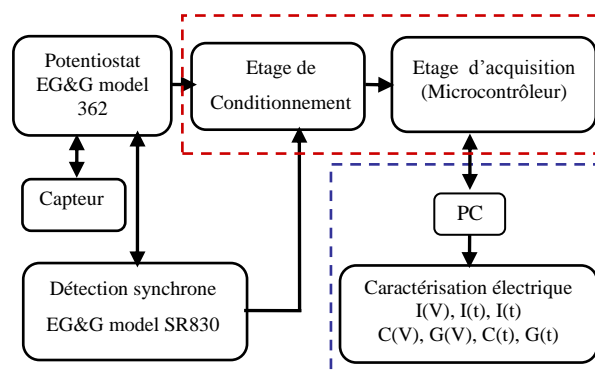


Fig. 1. Schéma synoptique du banc de mesure.

Le potentiostat sert à effectuer les mesures $I-V$ et $C-V$ en permettant de faire varier la tension aux bornes du capteur et de mesurer le courant circulant entre ses bornes. L'appareil que nous avons utilisé est un Potentiostat-Galvanostat EG&G Princeton Applied Research model 362.

La détection synchrone est un générateur de tension alternative à fréquence variable qui permet d'extraire l'information sur les composantes active et réactive (réelle et imaginaire) du signal utile issu du capteur. L'appareil que nous avons utilisé est un EG&G model SR830 DSP Lock-in Amplifier qui permet aussi la mesure d'impédance, de conductance et de capacitance.

Ces deux appareils sont interfacés à un PC qui permet de suivre les évolutions temporelles du courant et de la tension $I(t)$, $V(t)$, ainsi que de relever les caractéristiques $I(V)$, $C(V)$ et $G(V)$.

This work was supported in part by UDTS. First Author is with the Thin Films and Application Laboratory, UDST, PO.Box. 140, Alger 7 Merveilles, Algiers, Phone /Fax: 213-21 43 26, Email: malika.berouaken@gmail.com. Second Author with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algiers.

Du point de vue opératoire, on impose une tension continue à l'aide du potentiostat et une tension alternative au moyen de la détection synchrone. Le potentiostat superpose les deux tensions qu'il applique à l'échantillon.

La détection synchrone détermine la composante alternative du courant et permet de déduire la capacité C à différents potentiels à partir de la relation (1) et la conductance G à partir de la relation (2).

$$\tilde{U} = \tilde{I} / C\omega \quad (1)$$

$$\tilde{U} = \tilde{I} / G \quad (2)$$

Le système d'acquisition que nous avons réalisé pour l'étude des différentes caractéristiques électrique des capteurs à base de Si comprend deux parties: une partie matérielle et une partie logicielle.

A. PARTIE MATERIELLE

La partie matérielle est représentée par la carte d'acquisition qui permet l'acquisition et le traitement des signaux issus du capteur ainsi que l'envoi des données au PC via la liaison USB.

Elle est construite autour d'un circuit de conditionnement et d'un microcontrôleur. Le circuit de conditionnement est constitué d'un additionneur inverseur qui permet d'abaisser les tensions qui sont de l'ordre $\pm 10V$ et d'un amplificateur opérationnel monté en inverseur afin d'inverser le signe des signaux.

Les sorties tensions du potentiostat sont de l'ordre $\pm 10V$, $\pm 1V$, et celles de la détection synchrone sont comprises entre $\pm 10V$. Une mise à niveau et nécessaire pour adapter ces valeurs aux entrées du convertisseur intégré à l'intérieur du microcontrôleur qui a une gamme de tension d'entrée de 0V à 5V.

Le circuit de conditionnement est représenté sur la figure 2. Il est conçu autour d'un LM324.

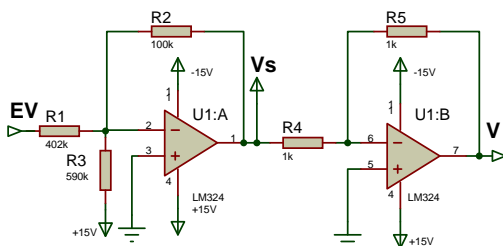


Fig. 2. Schéma électrique de l'étage de conditionnement.

La tension à la sortie de ce circuit s'écrit :

$$V_s = -0.25 E_V - 2.5 \quad (3)$$

La tension E_V est la tension qui doit être convertie ; elle varie entre $-10V$ et $+10V$ et la tension V^- à l'entrée inverseuse de l'additionneur est fixée à $+15V$.

Les valeurs des résistances R1, R2 et R3 ont été choisie de manière à ce que la relation (3) reliant la tension de sortie de l'additionneur à celle de l'entrée soit vérifiée. (2)

Il apparaît que, quel que soit la valeur de la tension EV qui varie entre $-10 V$ et $+ 10 V$, la tension V_s à la sortie de l'additionneur va varier entre $0V$ et $- 5V$.

Pour la variation des tensions entre $-1 V$ et $+ 1 V$ le même montage est réalisé, mises à part, bien sûr, les valeurs de résistances qui sont calculées de façon à vérifier la formule suivante :

$$V_s = -2.5 E_V - 2.5 \quad (4)$$

Le microcontrôleur que nous avons utilisé, un PIC 18F2550 est chargé de convertir en valeurs numériques les signaux analogiques issus du potentiostat et de la détection synchrone, puis de les envoyer au PC via une liaison USB pour des traitements ultérieurs.

La figure 3 montre le schéma électrique du microcontrôleur avec ses différents composants périphériques qui représente l'étage d'acquisition.

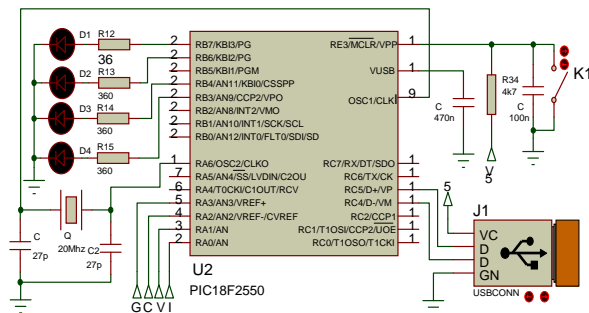


Fig. 3. Schéma électrique de l'étage d'acquisition.

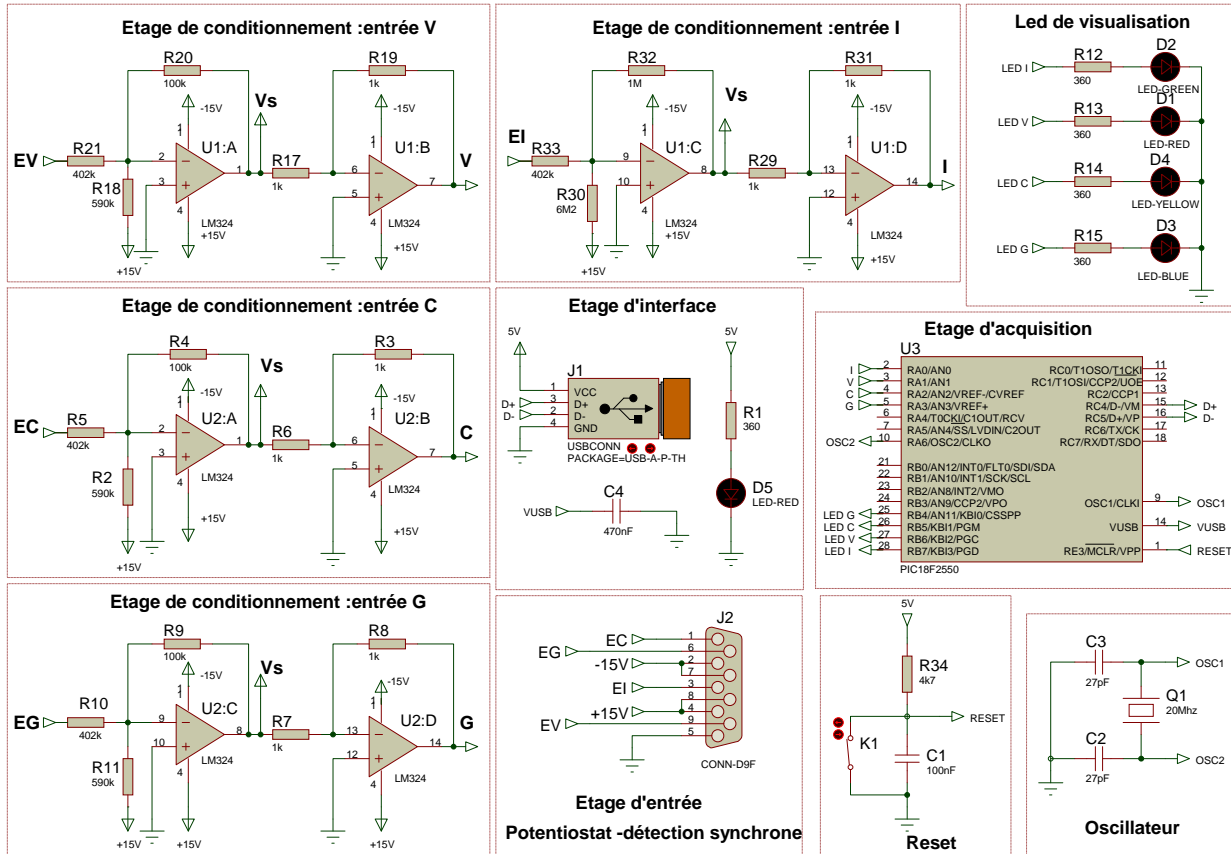


Fig. 4. Schéma électrique global de la carte d'acquisition

Le schéma électrique global de la carte d'acquisition est montré sur la figure 4. Les circuits de conditionnement pour les entrées V, I, C et G sont identiques et correspondent au circuit décrit précédemment.

La photographie de la face avant de la carte électronique que nous avons développée est illustrée par la figure 5.

B PARTIE LOGICIELLE

La partie logicielle permet la visualisation en temps réel des signaux issus du capteur de gaz à base de silicium poreux, puis le traitement et l'affichage des résultats sous forme d'un tableau et d'un graphique.

La fenêtre principale de l'interface graphique de la partie logicielle est représentée sur la figure 6. Sa présentation conviviale a pour but de simplifier à l'utilisateur les tâches d'acquisition et de traitement des données. Ce logiciel offre la possibilité de visualiser à tout instant l'état d'avancement des mesures.

Les données acquises peuvent être enregistrées dans un fichier Excel pour être traitées ultérieurement. Le programme principal est divisé en sept programmes accessibles par les boutons placés sur le côté gauche de la fenêtre principale : V(t); I(t); I(V); C(t); G(t); C(V); G(V).

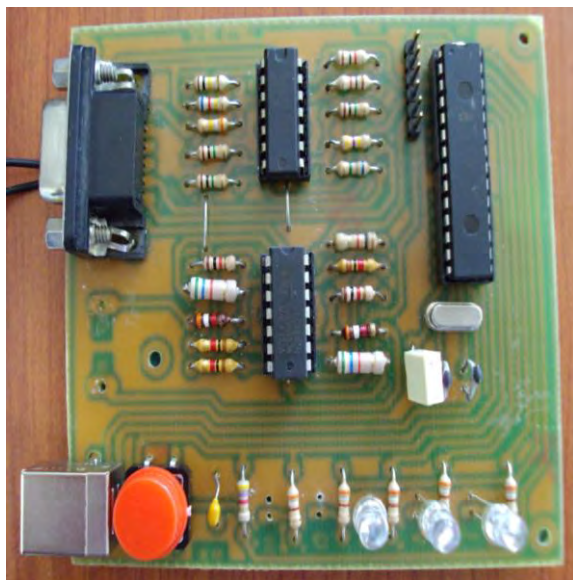


Fig. 5. Photo de la carte d'acquisition réalisée.

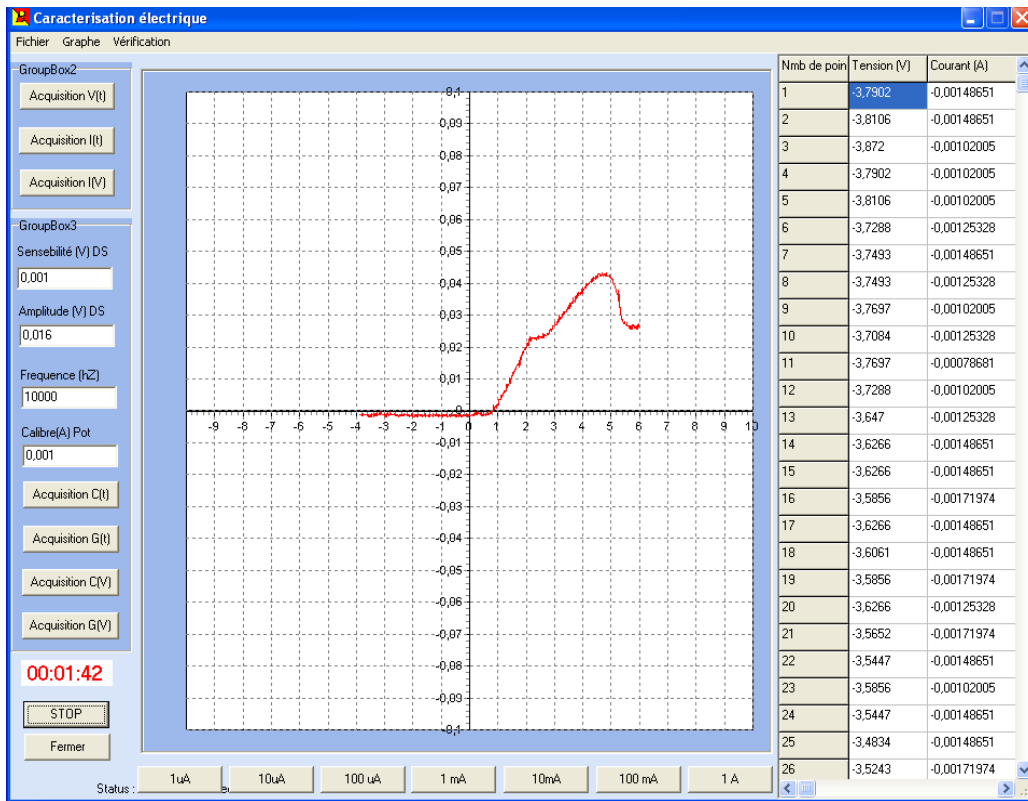


Fig. 6. Fenêtre principale de l'interface graphique réalisée.

I. RESULTATS ET DISCUSSION

Nous avons testé le système réalisé en procédant au relevé de la caractéristique I(V) du silicium type P dans une solution HF à 5%. Nous l'avons aussi testé sur une acquisition de la caractéristique courant-tension I(V) d'une diode SiP placée aux bornes du potentiostat en variant la tension de -3.5V à +2V. Les résultats obtenus sont donnés en figure 7 et figure 8, respectivement.

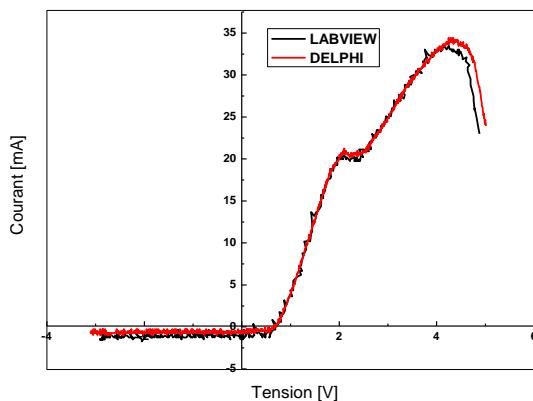


Fig. 7. Caractéristique I(V) du silicium de type P dans une solution HF A 5%

La caractéristique I(V) de Si type P dans une solution HF à 5% donnée en figure 7 montre une bonne corrélation entre les résultats expérimentaux et les résultats théoriques. Et à titre comparatif, la caractéristique I(V) du silicium type P dans une solution HF à 5% est représentée à l'aide d'un autre logiciel réalisé sous Labview. La figure 7 montre que les résultats obtenus sont identiques.

De même, la caractéristique I(V) d'une diode SiP donnée sur la figure 8 a bien mis en évidence le comportement redresseur de la diode.

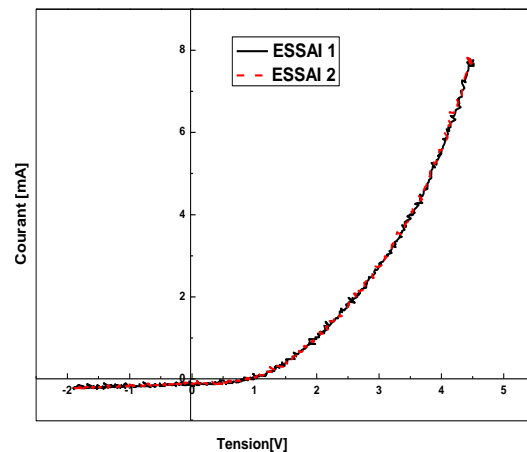


Fig. 8. Caractéristique I(V) d'une diode au silicium poreux SiP

De même la caractéristique I(V) d'une diode SiP donnée en figure8 a bien mis en évidence le comportement redresseur de la diode .Et dans le but d'évaluer notre système, nous avons effectué deux essais pour la caractéristique I(V) de la diode réalisée à base de SiP. Les résultats obtenues sont superposables ce qui montre bien la reproductibilité des mesures.

Les essais préliminaires étant concluants, nous avons travaillé sur un capteur de gaz en silicium poreux réalisé

au sein de l'UDTS sous la forme d'une structure de type Si/SiP/ZnO. A cet effet, nous avons relevé la caractéristique I(V) de ce capteur dans une salle du laboratoire, dans un premier temps à l'air ambiant et dans un second temps, en présence de fumée de cigarette.

Les courbes obtenues sont données sur la figure 9. Les tirés correspondent aux données relatives à la mesure à l'air ambiant, et les pointillés à celles relatives à la mesure en présence de fumée de cigarette.

Les écarts entre les deux courbes montrent que la structure Si/SiP/ZnO peut être utilisée pour la détection de fumée de cigarette.

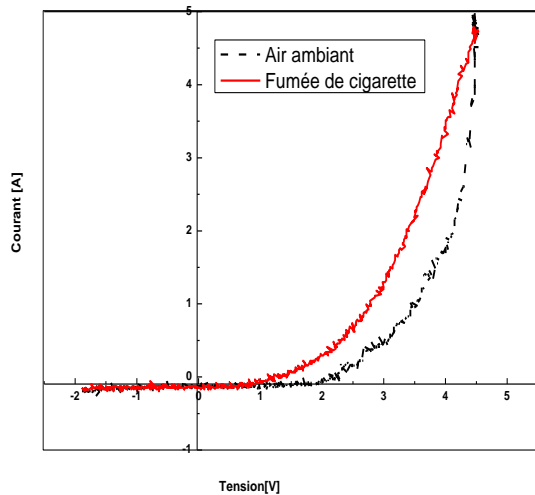


Fig. 9. Caractéristiques I(V) de la structure Si/SiP/ZnO à air ambiant et dans une fumée de cigarette

II. CONCLUSION

Dans ce travail, nous avons réalisé un système d'acquisition dédié à l'étude des différentes caractéristiques électrique de capteurs à base de silicium. Ce système permet de choisir le type d'acquisition à faire, V(t), I(t), I(V), C(t), C(V), G(V) et d'afficher les résultats sous forme d'un tableau et d'un graphique. Pour tester le

système réalisé, nous avons tracé la caractérisation I(V) du silicium type P dans une solution HF 5%, d'une diode à base de SiP, et enfin nous avons testé le système sur un capteur de gaz de structure Si/SiP/ZnO. Les résultats obtenus montrent une bonne corrélation entre les résultats expérimentaux et les résultats théoriques et ont montré aussi que ce dispositif permet d'avoir des résultats précis et reproductibles.

REFERENCES

1. M. B Ben-Chorin, A. Kux, I. Schechter, "Adsorbate effects on photoluminescence and electrical conductivity of porous silicon," *Appl. Phys. Lett.*, vol.64, pp.481-483, January 1994
2. S. Belhousse, H. Cheraga, N. Gabouze, R. Outamzbet, "Fabrication and characterisation of a new sensing device based on hydrocarbon groups (CHx) coated porous silicon," *Sensors and Actuators B*, vol.100, pp. 250-255, June 2004.
3. N. Gabouze, H. Cheraga, S. Belhousse, N. Ghellai, N. Zouadi, Y. Ouadah and N.-E. Chabane-Sari, "Influence of Pd layer on the sensitivity of CHx/PS/Si as structure for H2 sensing," *Phys. stat. sol. (a)* vol.204, No. 5, pp. 1412-1416, 2007.
4. J.J.Mares, J.Kristofik, E.Hulicius, "Influence of humidity on transport in porous silicon," *Thin Solid Films* vol.255, pp.272-275, 1995.
5. K.Watanabe, T.Okada, I.Choe and Y.Sato, "Organic vapor sensitivity in a porous silicon device," *Sensors and Actuators B* vol.33, pp.194-197, 1996.

Selective Detection of Low Frequency Acoustics Waves at the Surface of Material

Y. Remram, K. Kassou, S. Salhi, M. Attari and S. Boukhenous

Abstract — Over the past few years there has been an increasing interest in designing and constructing low frequency ultrasound transducers for the purpose of ultrasonic welding, ultrasonic machining, ultrasonic motors, characterizing the dynamic properties of tissue and other ultrasonic applications which need large displacement amplitudes. In this paper we present the construction of a particular ultrasound transducer coupled to a focused horn made from Teflon. Low ultrasonic velocities and the choice of the length of the horn enabled us to have low resonant frequencies according the frequency equations. It is demonstrated that the measured resonance frequencies of the transducers are in good agreement with the theoretical results. Selective detection of acoustic wave with a good signal to noise ratio can be fulfilled by exciting the transducer by a powerful short pulse

Index Terms — Ultrasound transducer, guided wave, ultrasound velocity measurement, Lamb Wave, ARM microcontroller.

I. INTRODUCTION

The design and fabrication of new ultrasonic transducers for special applications has been the subject of extensive research recently. The applications range from nondestructive testing of materials to biomedical [1,2,3]. In designing ultrasonic transducer, primary importance is given to a proper choice of component constituting transducers and the way in which they are connected to maximize a predefined figure of merit for the application envisaged. The principal components are the low frequency PZT ceramic, prolonged by a conical plastic wave guide and assuring a contact point with the sample. The Nicholson and Mc Dicken works [3] have shown the in low frequency range (some Kilohertz), the loss of transmission energy between the wave guide is much less important than in high frequency range (some Megahertz). In this context, it is possible to lower the frequency of the PZT5H as the piezoceramic PZT5H by including a guide wave and take advantage of their resonant modes of vibration [4,5]. Indeed, beside the thickness and lateral modes of vibrations of the piezoceramic, a piston modes of the guide are associated together those of piezoceramic.

Manuscript received August 25, 2012. This work was supported in part by the MESRS Ministry under Grant J0200220090020. All Authors are with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: yremram@gmail.com.

The frequencies of the vibrating modes of the conical guide depend on its length and the ultrasound velocity of the material constituting the guide. Like our previous work [6] were metallic horn were used to diagnosis of osteoporosis, this present work

In the following, we present first the mathematical model to derive the relation between the displacement amplitude gain and the dimension of the conical horn. The knowledge of parameters that affect the sensitivity was then used to design and fabricate in the same manner a transmitter and receiver transducer. All the stages of construction will be explained to emphasize the encountered difficulties. These transducers were first tested to evaluate the frequencies modes obtained and then used to measure the ultrasound phase velocities of three Plexiglas plates with different thickness. The electronic designed for this purpose will be also presented in this paper.

II. PROBE DESIGN

A modelling of the acoustic horn constituting the transducer was developed and has given some interesting results about the relationships between the amplitude magnification and the length.

The theory of conical horn as shown in figure 1 has been known for over 4 decades [7]. For the case of an axis-symmetric terminating horn impedance of arbitrary cross section and length l the functional form of the terminating impedance can be calculated using the differential equation of the longitudinal propagation wave:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{1}{S} \frac{\partial S(x)}{\partial x} \frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\omega^2}{c^2} v = 0 \quad (1)$$

where $S(x)$ is the functional form of the cross sectional area. $dS(x)/dx$ is the derivative, v is the particle velocity and the density ω is angular frequency and c is the longitudinal wave velocity in the vibrating material.

The cross section is defined from figure 1, giving the ratio sections of the cone:

$$S = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi d_1^2}{4} \frac{(x_1 + x)^2}{x_1^2} \quad (2)$$

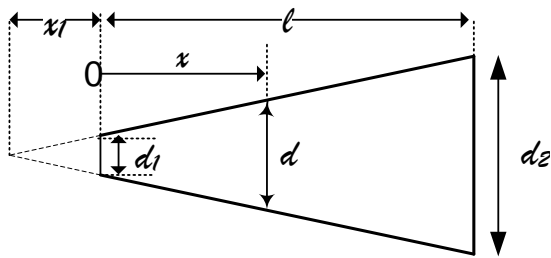


Fig. 1. Structure of the probe

The general solution of the differential equation (1) giving the magnification ratio of the particle velocity between the extremities as function of l , d_1 and d_2 is:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{d_2}{d_1} \cos \frac{\omega l}{c} - \frac{c(d_2 - d_1)}{\omega l d_1} \sin \frac{\omega l}{c} \quad (3)$$

One of the important factors for our experiment is the gain in sensitivity and good signal to noise ratio. The plot of the amplification ratio against the length is shown in Fig.2. This amplification ratio was calculated using longitudinal velocity of 1400 m/s for Teflon.

As it can be observed in Fig.2 the variation of the magnification is varying as a sinusoidal function against the length. It is better than to design the length of the horn near the maximum points such as 56mm, 110mm and 160 mm. For practical reason, the choice in the length was 56mm.

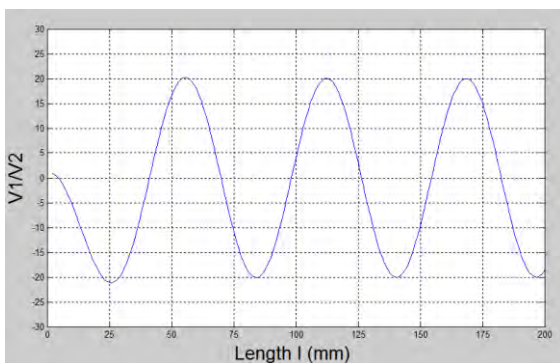


Fig.2. The variation of magnification against length

For practical reason, the length of the horn was chosen to be of 6 Cm.

The velocity magnification was also plotted against the wavelength in order to see the dependence gain on the material constituting the horn of the transducer. This magnification was plotted for different cross section ratio β of 10, 100 and 1000. It appears also from Fig.3, that the velocity magnification has strong dependence to the cross section ratio and the asymptote for stable gain can be reached for all β from $\lambda=0.1$ m. It means that maximum gain corresponding to the asymptote is reached at a frequency of 11.6 kHz for Teflon material where the

wavelength at this frequency is $0.12 \text{ m} \left(\lambda = \frac{c}{f} = \frac{1400}{11600} \right)$.

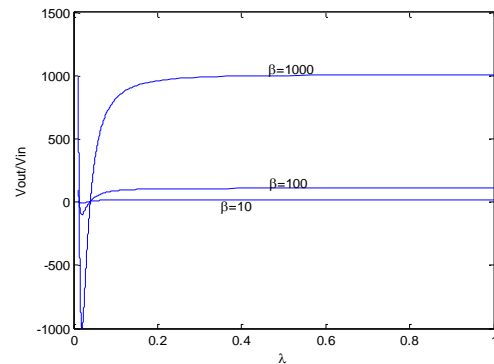


Fig. 3. The magnification variation as function de the wavelength for different cross sections

These interesting results from modelling give a good understanding of the influence of geometrical and mechanical properties to achieve the desired parameters in the final design of the horns.

the resonator made from Teflon and its length. These vibrating modes could be observed at frequencies of $f = \frac{nc}{l}$ where n could have values of $n = (2k + 1)/4$ and $n = (2k + 1)/2$; n is an integer number.

The first computed frequencies found from this equation are as follow: 5.73 kHz, 11.45 kHz, 17.21 kHz and 22.9 kHz. All these frequencies can be produced by the transducer according to dimension and type of material constituting the horn. The measure of the frequency band when the transducer is excited whether by multi-frequency or by a wide band signal could be compared with these theoretical frequencies obtained for verification. The next step is the construction details of the transducer.

III. PROBE CONSTRUCTION

The complete realization of the transducer was achieved following several stages which consisted to:

1. Cuts of piezoelectric slab to fit the form of the upper surface of the horn.
2. Cuts the Teflon horn on turner.
3. Stuck the electrodes with a specific lacquer on the two faces of the piezoelectric slab to achieve a good connection.
4. Isolate the electrodes from electromagnetic fields
5. Isolate the external connector from the vibration.

Three prototypes were constructed and tested before achieving the final transducer with the needed features (fig.4). Several problems have been overcome particularly the interference of the electromagnetic radiation of the powerful input signal on the receiving transducer. Indeed, the high voltage pulse of about 250 VDC amplitude was applied to ultrasonic transmitter created an electric field close by.

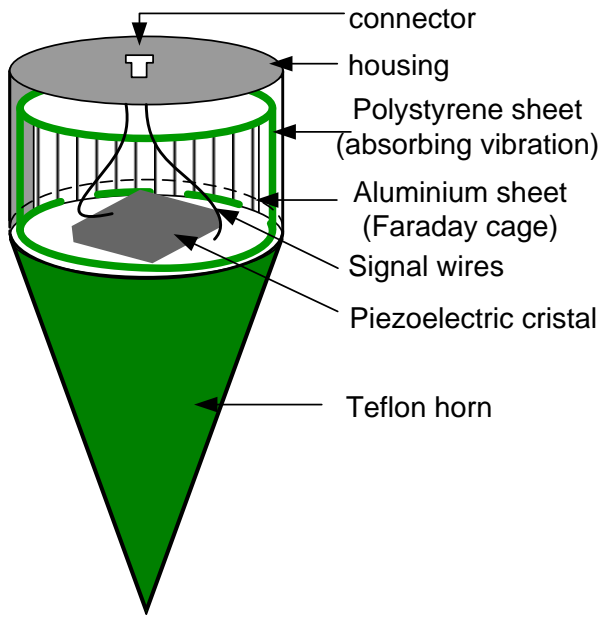


Fig.4. The tapered transducer construction

The figure 5 illustrate this phenomenon, when the emitter transducer was excited by the pulse, an interference signal was received by the receiver transducer even if it was not coupled to the emitting transducer. In this context, an enclosure formed by aluminium sheet was attached all around the signal wires of the two transducers and connected to the ground, thus forming a Faraday shield as seen in figure 6b.

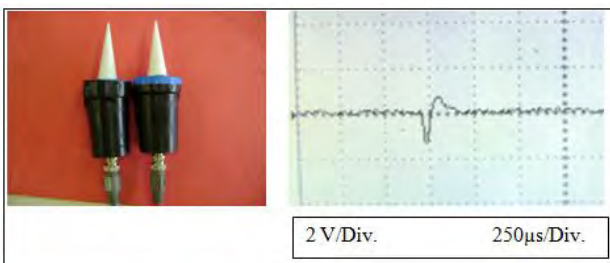


Fig. 5. Interference of electromagnetic radiation on the non-coupled transducer receiver before shielding.

The other problem resolved was the loss of the acoustic vibration on the body of the transducer. The vibration of the piezoelectric ceramic make all the body fixed to it vibrating giving a weak signal to noise ratio.

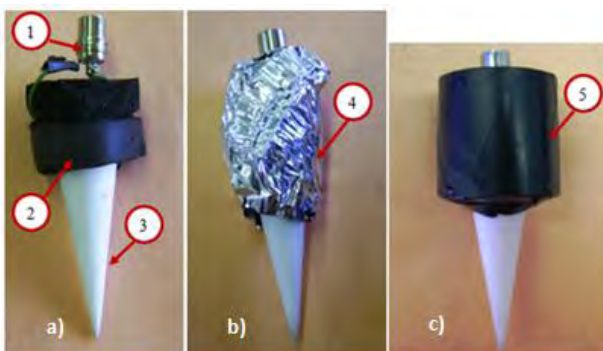


Fig.6. The steps of the isolation of the vibration (a) and the electromagnetic interference (b) and the encapsulation (c).

In this regard, an absorbing membrane was surrounded on the transducer reducing significantly the vibration on the housing body and thus decreasing the vibration losses (Fig.6a). This procedure has improved the signal to noise ratio observed from the oscilloscope.

To finalize the construction, a cover maintaining the wave guide and the piezoelectric ceramic was set-up. Special attention was taken on the dimension on the opening of the other side of the cover to fit exactly the top of the cone. Inside the cover, aluminum foil was placed and connected to a ground and then covered with a piece of foil paper that plays the role of an electrical insulator between the piezoelectric and the aluminum foil. The final step was the covering the entire system with an absorbing material before putting the constructed system inside the cover. The different steps of construction are given in figure 7.

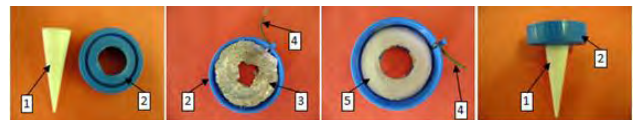


Fig. 7. Differeents steps of the transducer encapsulation. 1. Cone; 2. plastic cover; 3. Aluminum foil; 4. Electric cable connected to ground; 5. Insulator sheet.

The finalized point transducers (emitter and receiver) are shown in figure 8 after all the steps cited above.



Fig. 8. The final stage of the realized transducers

IV. TESTS AND MEASUREMENTS

In order to test the transducer in terms of bandwidth response, an electronic emitter was designed to generate short pulses to excite the all resonant frequencies. The synchronisation from microcontroller was protected with an optocoupler circuit and the high voltage pulse was insured by a PNP transistor connected to 250 Volts DC through its collector as described from the figure 9.

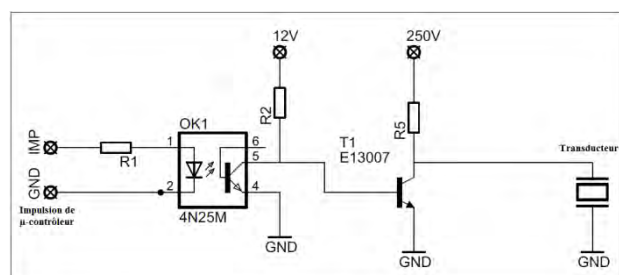


Fig. 9. Schematic circuit of the electronic pulser

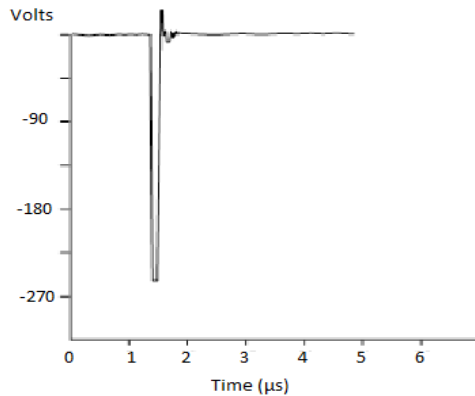


Figure 10. Representation of the emitter output signal

In the figure 10, the short pulse has amplitude 250 V and the pulse repetition frequency was set to 100µs and they are used to excite the ultrasonic transducers. The tests are performed with the receiver circuit, in radiofrequency mode. The tests are accomplished using the pulser circuit to excite the transducer (transmitter) and the receiver is connected to the transducer (transmitter) in order to observe the signal generated. Using the digital oscilloscope it has been observed the signal at the receiver output as illustrated in Fig.11.

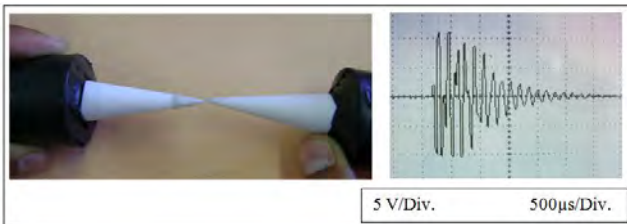


Fig.11 The impulse response generated from the transducer receiver.

In order to compare these theoretical values to the experimental ones, the transducer was excited by a short pulse having wide bandwidth to request all the resonant frequencies of the transducer.

The excitation by a wide band signal obtained from a short pulse allowed us to observe the frequency response and confirm the transducer frequency vibration modes obtained theoretically. This is possible by observing the FFT the signal response generated by the transducer receiver as seen in figure 12.

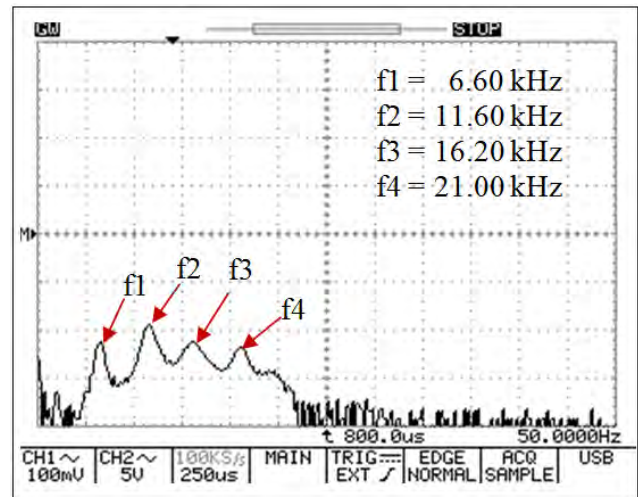


Fig.12. The FFT giving the resonant frequencies of the transducer

We can see from these obtained results that the resonant frequencies are close to those found from theoretical ones. These small shifts are due to probably to the errors in estimating the exact acoustic velocity of Teflon and also in the exact length with was measured by an error of $\pm 0.1\text{mm}$.

V. CONCLUSION

A low frequency transducers were designed and constructed to make velocity measurement at the surface of materials. With appropriate profile and Teflon material offering low sound velocity it is possible to generate low frequency modes of propagation inside the guided wave. The low frequencies sound generated are very interesting by making measurement whether in short or long distance without big losses due to high frequency attenuation.

The modes of propagation were theoretically calculated and found experimentally to be very close. Good signal to noise ratio has been achieved from the ultrasonic receiver so that the measures can be fulfilled accurately.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by MESRS (*Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique*) under the supervising of the CNEPRU, www.cnepru-mesrs.dz.

REFERENCES

1. Lin Shuyu, "Sandwiched piezoelectric ultrasonic transducers of longitudinal-torsional compound vibrational modes", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 44, (1997), pp: 1189-1197, (1997).
2. M. Fatemi and J. F Greenleaf, "Probing the dynamics of tissue at low frequencies with the radiation force of ultrasound", *Phys. Med. Biol.* pp 1445-1449, (2000).
3. A. Tatarinov and A. Sarvazyan, "Topology of acoustical properties of long bones: From biomechanical studies to bone health assessment, *IEE transaction on ultrasonics, Ferroelectrics and frequency control*, Vol.55, No.6, June (2008).

4. K. Saidi, Y. Remram and M. Attari, "Conception of an Ultrasonic System for Assistance to the Diagnosis of the Osteoporosis," IEEE International Conference on Electro/Information Technology, (EIT-2008), 18-20 May 2008, Iowa, USA, pp.304-304.
5. N.C. Nicholson and W.N. Mc Dicken, " A comparison of coupling horns for wave guides used in medical ultrasonics. *Ultrasonics*, Vol: 34: 747-755, (1996).
6. T.R. Gururaja, T.R. "Piezoelectric Composite Materials for Ultrasonic Transducer Applications. Part I: Resonant Modes of Vibration of PZT Rod-Polymer Composites", *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, Vol 32 , n°4 , pp 481-498, (1985).
7. D. Ensminger. "Solid cone in longitudinal half-wave resonante". *J Acoust Soc Am*, vol 32, no 2, pp 194-196, (1960).

Mesure de la Vitesse d'Exécution d'un Mouvement à Partir d'un Accéléromètre MEMS

S. Chadli, N. Ababou, A. Ababou, L. Ferhat et K. Benkouiten

Résumé — En boxe et dans d'autres sports martiaux, la connaissance de grandeurs mécaniques telles que la puissance des coups, la vitesse incidente et l'énergie cinétique du poing constitue une information importante pour la quantification de la performance technique et physique de l'athlète. Ces données peuvent servir entre autres au suivi de l'entraînement, à la détection du jeune talent ou à l'homologation d'un équipement. En vue de contribuer à l'enrichissement de la batterie de tests servant à quantifier la performance intrinsèque de ces athlètes, nous avons réalisé au niveau du laboratoire un prototype permettant de mesurer la vitesse et l'accélération du poing avant l'impact, le temps d'interaction poing-cible, le temps de réflexe de l'athlète à une stimulation visuelle ou auditive, et autres. Dans ce travail, nous présentons l'instrumentation développée pour accéder à la vitesse du poing à l'aide d'accéléromètres MEMS. Nous donnons quelques résultats d'une étude comparative entre les coups de poings portés par un athlète d'élite en karaté et un athlète débutant.

Mots clés — Instrumentation biomécanique, accéléromètres MEMS, Vitesse instantanée, chocs, système embarqué.

I. INTRODUCTION

Dans les sports de combat (boxe, arts martiaux et autres) ainsi que dans certains sports de balles (volley, tennis, football, etc.), la vitesse de propulsion du pied, de la main ou du poing intéresse à la fois les athlètes qui cherchent l'amélioration de la performance à travers la technique [1], les constructeurs qui cherchent le perfectionnement de l'équipement de protection [2] porté par les athlètes ainsi que les médecins du sport qui s'intéressent à la nature [3] et à la gravité des traumatismes occasionnés par les chocs [4]. Pour cela, la connaissance de grandeurs mécaniques telles que la vitesse incidente, l'énergie cinétique du segment corporel sollicité, la puissance des coups, constitue une information importante pour la quantification de la performance technique et physique de l'athlète [5]. Ces données peuvent servir entre autres au suivi de l'entraînement, à la détection du jeune

talent, ou à l'homologation d'un équipement [6]. En vue de contribuer à l'enrichissement de la batterie de tests servant à quantifier la performance intrinsèque de nos athlètes, nous avons réalisé au niveau du laboratoire un prototype [7] permettant de mesurer la vitesse et l'accélération du poing [8] ou du pied avant un impact sur une cible [9] ou un partenaire, le temps d'interaction poing-cible [10] et le temps de réflexe de l'athlète à une stimulation visuelle ou auditive.

Par ailleurs, en méthodologie de l'entraînement, l'étude biomécanique du geste sportif permet de comprendre les mécanismes du mouvement, d'améliorer une technique, de corriger un défaut, ou d'affiner certaines positions. L'analyse biodynamique de la posture [11] ou du geste locomoteur [12] vient de connaître une mutation profonde avec l'apparition sur le marché de micro-capteurs et de micro-dispositifs intégrés que l'on fixe directement sur un membre [13] et qui peuvent transmettre de manière téléométrique des informations sur les positions, orientations, inclinaisons, déplacements, vitesses, accélérations, forces etc. [14]. De tels dispositifs qui ouvrent l'accès à des données insoupçonnées jusqu'alors permettent des mesures fiables et précises sans entraver le mouvement de l'athlète [15]. Dans ce travail, nous présentons l'instrumentation développée pour accéder à la vitesse du poing à l'aide d'accéléromètres MEMS embarqués sur l'athlète. Nous donnons quelques résultats d'une étude comparative entre les coups de poings portés par un athlète d'élite en karaté et un sportif débutant.

II. CONDITIONS EXPERIMENTALES

La mesure de la vitesse d'exécution d'un mouvement sportif concerne habituellement aussi bien les membres supérieurs que les membres inférieurs de l'athlète. Si on suppose que les articulations du poignet et de la cheville sont bloquées, quatre capteurs seront nécessaires pour la mesure du geste du membre supérieur ou bien celle du membre inférieur. Si les capteurs sont des accéléromètres triaxiaux, La carte d'acquisition doit être dotée de douze entrées analogiques au moins. L'objet de ce travail est de tester la validité de la mesure, donc un seul capteur suffit aux mesures, dans notre cas.

Un accéléromètre triaxial pouvant mesurer jusqu'à 6g a été utilisé lors des tests effectués sur un sportif débutant

Manuscript received September 10, 2012.. All Authors are with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: chadli_samir@yahoo.fr, nababou@usthb.dz, aababou@usthb.dz, ferhat.mlamine@gmail.com, benkouiten.khaled@gmail.com.

alors qu'un accéléromètre uniaxial pouvant mesurer jusqu'à 50g a été utilisé lors des tests effectués sur un sportif de haut niveau. Ces capteurs ont été dotés de filtres analogiques passe-bas. Dans les deux cas, l'accéléromètre a été placé sur le dos de la main de l'athlète et tenu fermement par une bande élastique. Dans le cas du sportif débutant, l'accéléromètre a été placé de manière que l'axe Z soit orienté vers le bas, l'axe Y vers l'avant et l'axe X vers le côté gauche du sportif. Dans le cas de l'athlète de haut niveau, l'accéléromètre a été placé de manière à ce que l'axe sensible de l'accéléromètre uniaxial soit orienté vers l'avant.

Pour l'acquisition, le traitement, la visualisation et le stockage des données provenant de l'accéléromètre placé sur l'athlète débutant, nous avons utilisé une carte commerciale de National Instruments, la carte USB-6008. Elle possède huit entrées analogiques en voies asymétriques (ou quatre entrées analogiques en voies différentielles) avec une résolution de 12bits et une fréquence d'échantillonnage de 10kHz. La gamme de tensions maximales admises est de $\pm 10V$ et une précision absolue à pleine échelle de 14.7mV. Elle possède deux sorties analogiques avec une fréquence d'échantillonnage maximale de 150Hz.

Pour le prélèvement des signaux issus du capteur placé sur l'athlète de haut niveau, nous avons utilisé une carte d'acquisition commerciale DaqBoard1000 de Iotech qui possède une résolution de 16bits et une fréquence d'échantillonnage de 200kHz. Elle a seize entrées analogiques en voies asymétriques (ou huit entrées analogiques en voies différentielles). La gamme de tensions maximales admises est de $\pm 10V$ alors que gamme de tensions minimales est de $\pm 156mV$. Cette carte est

dotée aussi deux sorties analogiques avec une fréquence d'échantillonnage maximale de 100kHz. Pour acquérir et traiter les données sur PC, nous avons développé un programme sous LabVIEW qui a pour tâches de :

- Relever la tension de sortie des différents capteurs à travers le support de la carte d'acquisition
- Configurer la carte d'acquisition suivant le type de signal d'entrée
- Saisir la valeur de l'accélération statique de chaque accéléromètre puis lui appliquer un filtre Butterworth passe-bas du 2nd ordre.
- Compenser la tension d'offset pour obtenir la valeur de l'accélération dynamique au cours du temps
- Visualiser les signaux de l'évolution temporelle
- Donner à l'opérateur la possibilité d'enregistrement de ces signaux.

Pour configurer la carte d'acquisition USB-6008, nous avons choisi la mesure de tensions par rapport à une masse commune, en précisant la tension maximale ($V_{max}=5V$), la tension minimale ($V_{min}= 0V$) et la fréquence maximale ($F_{max} = 1kHz$). Une fois que c'est terminé pour une voie, on relance la procédure pour les autres entrées analogiques comme montré sur la figure 1.

Les signaux prélevés sur les différentes sorties du capteur accélérométrique placé sur le poing de l'athlète débutant sont visualisés sur la face avant du programme montré sur la figure 2. Les graphes observés de la tension de sortie de l'accéléromètre en fonction du temps correspondent aux signaux avant et après calibration de l'accéléromètre, c.-à-d. suppression de l'accélération statique due à la gravité.

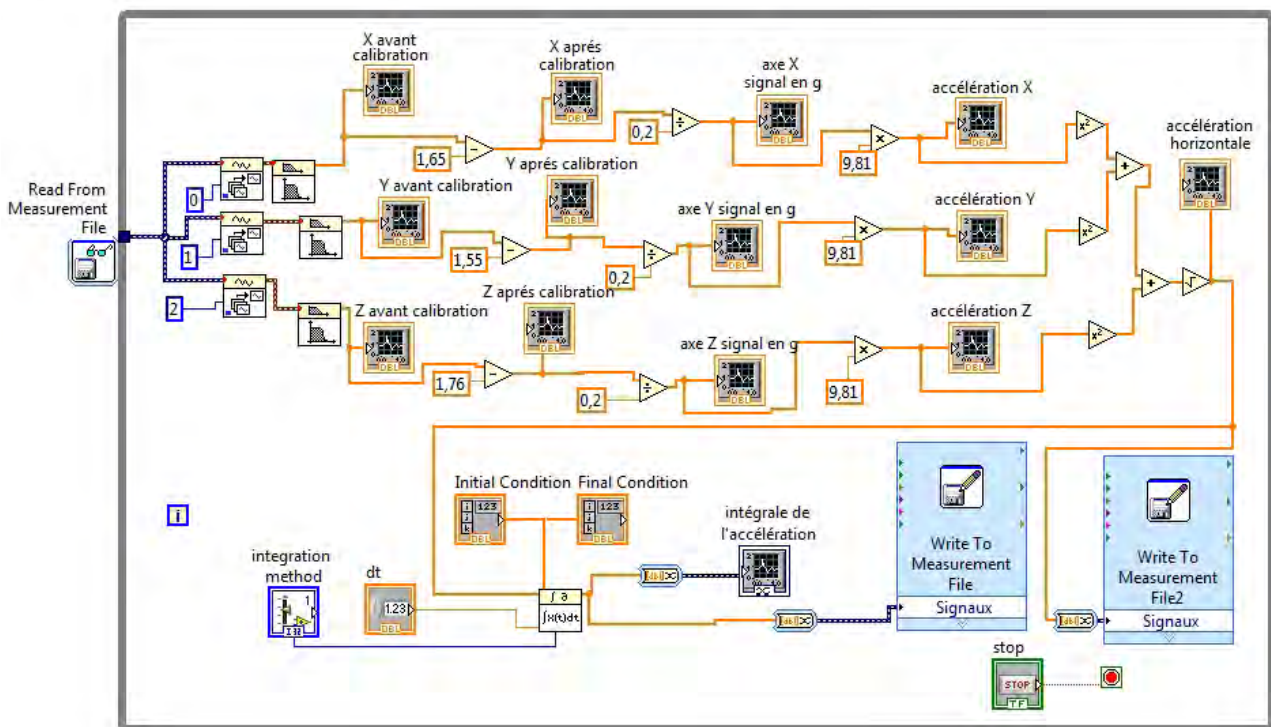


Fig. 1. Diagramme du programme d'acquisition et de traitement des données avec la carte USB-6008 sous LabVIEW.

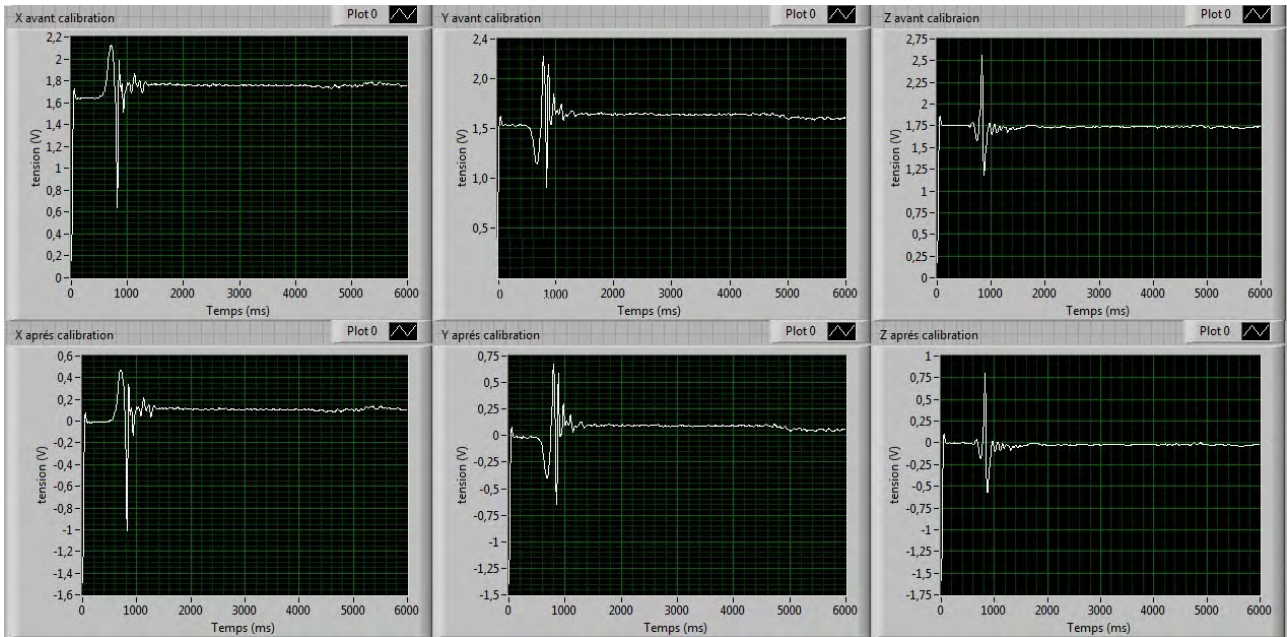


Fig. 2. Sorties du capteur sur la face avant de l'interface graphique d'acquisition et de traitement des données sous LabVIEW.

III. RESULTATS ET DISCUSSION

On note sur les graphes de la figure 3 que l'accélération dynamique est égale à zéro avant l'exécution du mouvement dans les trois directions mais elle reste différente de zéro selon X et Y après le mouvement.

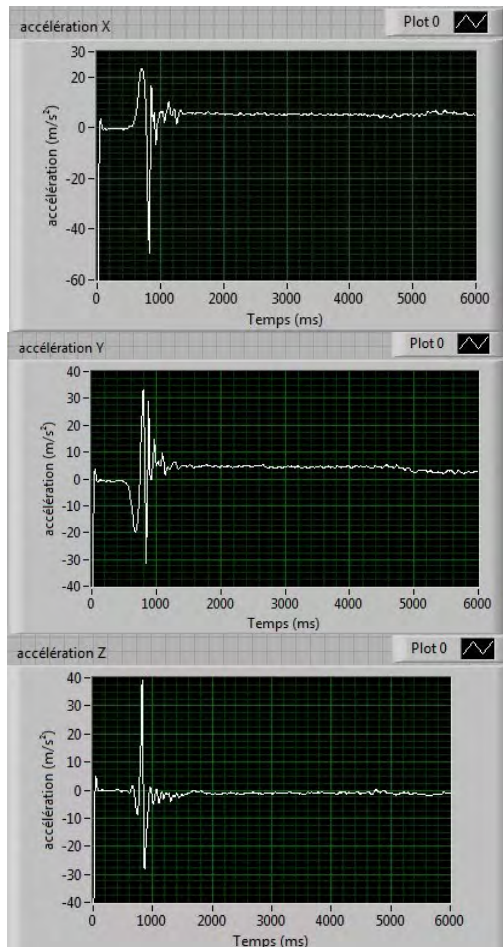


Fig. 3. Accélération dynamique selon X, Y et Z

Ces valeurs non nulles de l'accélération selon X et Y traduisent un déplacement angulaire du poing qui se superpose au mouvement de translation. Dans ce cas, le capteur joue le rôle de clinomètre et mesure les inclinaisons du poing après l'exécution du mouvement.

Pour obtenir l'évolution temporelle de la vitesse horizontale instantanée, il faut d'abord accéder à celle de l'accélération horizontale dans le plan contenant les axes X et Y. La figure 4 représente le graphe du module de l'accélération horizontale calculée et visualisée sous LabVIEW. On peut noter sur ce graphe que le mouvement du poing est associé à la variation brusque de la valeur de l'accélération et s'arrête après environ 1s seulement. Pourtant le module de l'accélération ne revient pas à zéro malgré l'absence de mouvement et cela à cause de l'inclinaison du poing qui est mesurée par le capteur.

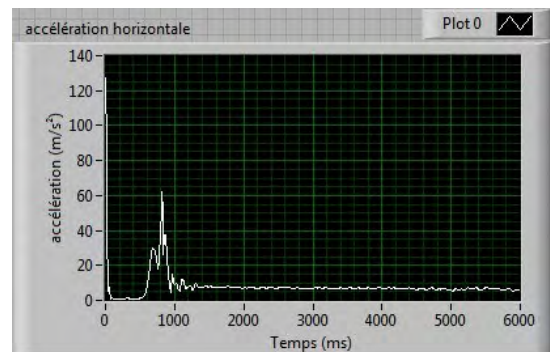


Fig. 4. Module de l'accélération horizontale du poing

La vitesse horizontale du poing sera obtenue en calculant l'intégrale de l'accélération horizontale.

La figure 5 montre le graphe représentant la vitesse horizontale obtenue par intégration numérique de l'accélération horizontale. Deux méthodes ont été utilisées : celle des trapèzes et celle de Simpson. Les résultats obtenus par ces deux méthodes sont quasiment identiques.

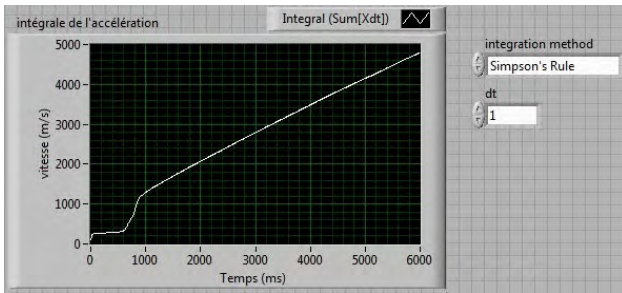


Fig. 5. Vitesse horizontale du poing obtenue par intégration de l'accélération horizontale du mouvement du poing.

On note l'allure ainsi que les valeurs obtenues qui sont invraisemblables pour le mouvement exécuté par le sportif débutant. En effet, les valeurs non nulle de l'accélération dynamique après l'exécution du mouvement et qui sont dues à la rotation du poing ont complètement faussé les calculs de l'accélération horizontale, et par suite, ceux de la vitesse du poing. Ainsi, il n'est pas possible de faire une mesure de la vitesse du poing à partir de mesures accélérométriques en utilisant l'interface graphique développée sous LabVIEW.

Nous avons alors utilisé la carte d'acquisition 16bits pour l'acquisition des signaux issus de l'accéléromètre utilisé par un sportif de haut niveau pour mesurer la vitesse d'exécution du mouvement de Gyaku-Tsuki qui est un mouvement redoutable de contre-attaque en karaté. Le kinogramme du mouvement extrait d'une séquence vidéo prélevée avec une caméra numérique grand public est présenté sur la figure 6.



Fig. 6. Kinogramme du mouvement de Giaku-Tsuki exécuté par un athlète d'élite en karaté.

Les signaux délivrés par le capteurs ont été filtrés dans un premier temps, comme dans le premier cas, par un filtre passif passe-bas. Cependant, comme le filtrage analogique appliqué aux signaux n'a pas suffisamment atténué le bruit haute fréquence; alors nous avons procédé à l'application d'un filtre numérique FIR passe-bas sur les signaux auxquels le filtre analogique a déjà été appliqué.

La figure 7a montre le graphe de l'accélération exprimée dans les unités du système international en fonction du temps lors de l'exécution de deux mouvements de Gyaku-Tsuki qui se succèdent. Il s'agit de l'accélération dynamique qui est horizontale et, Contrairement au cas du sportif débutant, on voit qu'elle est nulle avant et après l'exécution du mouvement comparée aux valeurs maximales atteintes. On note aussi sur ce graphe que le signal utile est, malgré le filtrage analogique, perturbé par un bruit haute fréquence. La courbe de la figure 7b correspond à celle de la figure 7a après qu'un filtre numérique passe-bas de fréquence de coupure 300Hz eut été appliqué. La valeur de cette fréquence de coupure a été obtenue de manière empirique. Dans ce cas, le signal dû à l'accélération a été débarrassé du bruit haute fréquence et ce signal renseigne sur l'exécution du mouvement de Gyaku-Tsuki par le sportif de haut niveau qui l'a effectué.

Il est possible, avec le signal d'accélération utile d'envisager un calcul d'intégration pour accéder à la vitesse d'exécution du mouvement. La figure 8 représente le résultat du calcul d'intégrale effectué sur les points de l'accélération dynamique représentée en figure 7b.

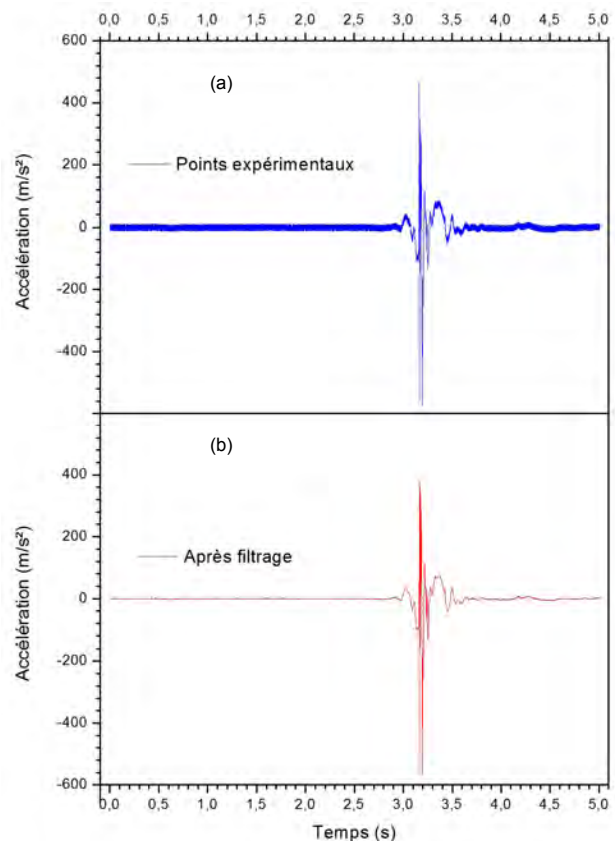


Fig. 7. Accélération en fonction du temps lors de l'exécution d'un mouvement de Giaku-Tsuki en karaté.

La courbe en trait plein (de couleur bleu) correspond aux valeurs de la vitesse d'exécution obtenue à partir des valeurs d'accélération fournies par le capteur. La droite en pointillé (de couleur rouge) correspond à l'intégrale d'une valeur constante de l'accélération qui n'est pas nulle comme on l'aurait supposé quand on considère le graphe de l'accélération dynamique de la figure 7b. Cette valeur très faible mais non nulle de l'accélération après suppression de la composante statique a pour conséquence de générer la ligne de base en pointillé de la figure 8.

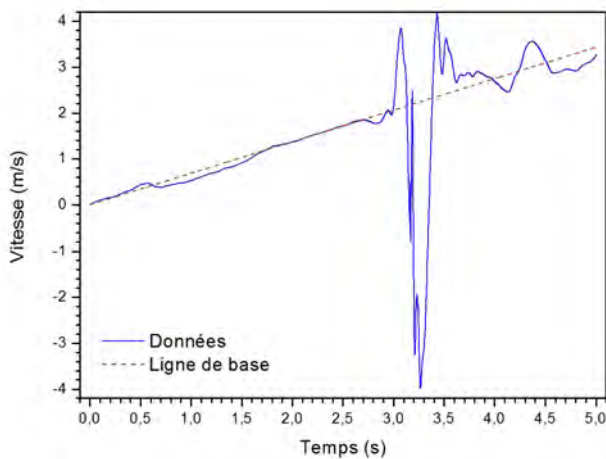


Fig. 8. Vitesse d'exécution du mouvement effectué par l'athlète de haut niveau obtenue par intégration de l'accélération.

Quand on considère que l'accélération est rigoureusement égale à zéro au lieu d'être extrêmement faible, la ligne de base de la figure 8 disparaît et elle devient dans ce cas la droite en pointillée (rouge) qui est représentée dans la figure 9. On observe plusieurs pics de part et d'autre du zéro pour les valeurs de la vitesse. Ces pics sont associés à la manière d'accomplir le mouvement par l'athlète et des études ultérieures nous permettront de confirmer si oui ou non, l'allure de la vitesse d'exécution du mouvement dans le temps obtenue par cette méthode, peut quantifier la performance sportive de l'athlète.

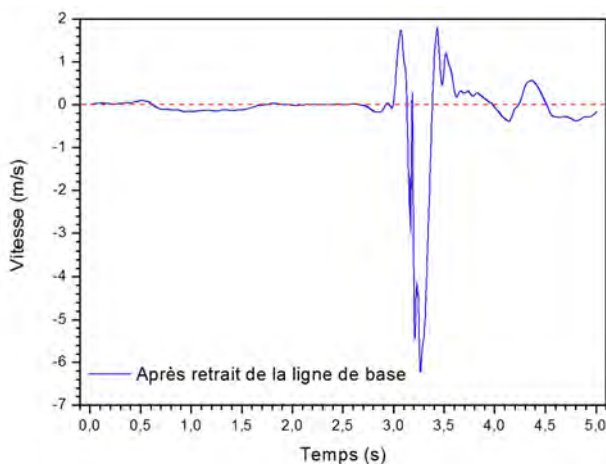


Fig. 9. Vitesse d'exécution de la figure 7 avec l'accélération dynamique égale à zéro en l'absence de mouvement.

IV. CONCLUSION

Un dispositif permettant de mesurer la vitesse d'exécution d'un mouvement de Gyaku-Tsukien karaté mais qui peut être appliqué à d'autres sports de combat a été réalisé. Un capteur accélérométrique a été utilisé et l'intégration des données accélérométriques (auxquelles l'accélération statique a été retranchée) filtrées a permis d'accéder à la vitesse du poing. Une interface développée sous LabVIEW permet la visualisation en temps réel ou en différé des valeurs d'accélération et de vitesse. Les valeurs de vitesse n'ont de sens que si on s'assure que l'accélération dynamique mesurée doit être rigoureusement nulle en l'absence de mouvement. Sinon, il faut procéder au retrait de la ligne de base qui se superpose à la courbe de vitesse.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué dans le cadre du projet CNEPRU n°J0200220100018, intitulé *Mesures et analyse en biomécanique humaine : Applications à la locomotion et aux collisions*. Les auteurs remercient A.B. Benosmane, R. Haddou et S. Meslem pour les tests en karaté.

REFERENCES

1. P.T. Nikolaïdis, G. Fragkiadiakis, V. E. Papadopoulos, N.V. Karydis, "Differences in Force-Velocity Characteristics of Upper and Lower Limbs of Male Kickboxers," *Baltic Journal of Health and Physical Activity* vol.3, N°3, pp 147-153, 2011.
2. K. B. Blair, M. Vasquez, and P. Groudas, "Testing Procedures for Baseball Chest Protection Equipment," in *The Engineering of Sport 7*, vol. 2, pp.215-222, M. Estivalet, P. Brisson eds., Springer 2008.
3. E.A.C. Johnson, P.G. Young, "On the use of a patient-specific rapid-prototyped model to simulate the response of the human head to impact and comparison with analytical and finite element models," *Journal of Biomechanics* Vol.38, pp.39-45, 2005.
4. A.J. Bartsch, E.C. Benzel, V.J. Miele, D.R. Morr, V. Prakash, "Boxing and Mixed martial arts: preliminary traumatic neuromechanical injury risk analyses from laboratory impact dosage data", *J Neurosurg* vol.116, pp.1070-1080, 2012.
5. M. Ingels and M. Steyaert, A 1 Gb/s, 0.7 μ m CMOS optical receiver with full rail-to-rail Swanson, A 50 Mbit/s CMOS monolithic optical receiver, *IEEE J. Solid-State Circuits*, 23 (1998), pp. 1426 - 1433.
6. N.Ababou, S.Chadli, A.Ababou, "Pour une mesure standard de la force du coup porté par un boxeur," 5^o journées scientifiques du LAPM / INFS-STIS Alger Avril 2007.
7. N. Ababou, S. Chadli et N. Amoura "Générateur de chocs pour tester les matériaux et équipements de protection en boxe et sports martiaux," *Brevet d'invention enregistré à l'INAPI* n°070671, 2007.
8. N. Ababou, A. Ababou, A. Bessalem et S. Chadli "Punching-ball dynamométrique pour boxe et arts martiaux," *Brevet d'invention enregistré à l'INAPI* n° 050452, 2005.

9. S. Chadli, N. Ababou, A. Ababou "Impactor calibration: comparison between accelerometric measurements and extensometric processed data," *The 7th International Workshop on Systems, Signal Processing and Applications*, WoSSPA Tipaza, Algeria, 2011.
10. S. Chadli, N. Ababou, A. Ababou "Mesures autour d'un banc d'essai de chocs dédié aux gants et casques de boxe amateur," *Journées du Laboratoire Instrumentation JLINS'2010*, Alger, 2010.
11. A. M. Clifford, H. Holder-Powell "Postural control in healthy individuals," *Clinical Biomechanics* vol.25, pp. 546-551, 2010.
12. D. Gouwanda, S.M. Senanayake "Application of gyroscopes in identifying gait symmetry in walking," *WCB 2010, IFMBE Proceedings* C.T. Lim and J.C.H. Goh (Eds.) vol.31 pp. 1378-1381, 2010.
13. J.J. Kavanagh, H.B. Menz "Accelerometry: A technique for quantifying movement patterns during walking," *Gait & Posture*, vol. 28, pp.1-15, 2008.
14. A.K. Bourke, K.J. O'Donovan, G. 'OLAighin "The identification of vertical velocity profiles using an inertial sensor to investigate pre-impact detection of falls," *Medical Engineering & Physics*, vol. 30, pp. 937-946, 2008.
15. G.S. Faber, I. Kingma, S.M. Bruijn, J.H. VanDieen "Optimal inertial sensor location for ambulatory measurement of trunk inclination," *Journal of Biomechanics*, vol. 42, pp. 2406-2409, 2009.

Utilisation de la réponse impulsionnelle pour les mesures de l'acoustique des salles: Application à l'amélioration de l'acoustique des mosquées

F. Bentafat, Y. Remram et E. Djakab

Résumé — Naturellement, une acoustique inadéquate telle qu'un temps de réverbération exagéré et un bruit excessif affecteront davantage l'assistance, même d'audition normale. Ces personnes éprouvent plus de difficultés à associer le signifiant au signifié. Pour leur donner un accès égal à la communication orale, on devrait donc leur offrir de meilleures conditions d'écoute.

Pour cela l'analyse de l'acoustique des mosquées devrait être un élément important et bien documenté en acoustique architecturale. Toutefois, peu d'attention a été accordée à cette question vitale dans le passé. Cette étude vise à combler cette lacune en introduisant une analyse de ses principales caractéristiques acoustiques des mosquées. Nous effectuons une étude complète de l'acoustique des salles, en particulier les mosquées ; basée sur les principes physiques de l'acoustique, à l'aide d'un programme informatique de simulation acoustique par le logiciel Cattacoustic, ainsi qu'à l'aide de mesures des paramètres acoustiques des salles. Nous visons à apporter notre contribution pour améliorer la qualité sonore de quelques mosquées sur la place d'Alger par des mesures acoustiques utilisant la réponse impulsionnelle ; la méthode consiste à exciter la salle par une source sonore puis enregistrer la réponse de la salle et enfin déterminer la réponse impulsionnelle.

Mots clés— acoustique des salles, réponse impulsionnelle, temps de réverbération, intelligibilité, modélisation acoustique.

I. INTRODUCTION

De nombreux travaux scientifiques ont été effectués sur l'acoustique dans les églises, en revanche, très peu d'attentions ont été accordées à cette question vitale dans les mosquées. [1, 2, 3, 4].

Le rappel du conflit fondamental dans les mosquées entre les conditions acoustiques souhaitables pour l'intelligibilité de la parole introduit ce travail qui aborde le sujet non seulement sous l'aspect acoustique mais aussi architectural. L'utilisation de la méthode de la réponse impulsionnelle est considérée maintenant comme la source de base d'information concernant les propriétés audibles acoustique dans une salle [5, 6, 7, 8]. En effet ; ce signal ; une fois enregistré peut nous renseigner sur le comportement acoustique d'une salle entre deux positions spécifiques de la source et récepteur.

Dans cette optique, deux mosquées ont fait l'objet de cette étude, il s'agit de la mosquée El forkan de Bab-ezzouar et la mosquée El-Ansar d'El garidi de Kouba. Cette étude vise, en premier lieu, à faire une modélisation de l'acoustique dans les mosquées à travers le logiciel Cattacoustic en introduisant les caractéristiques architecturales réelles des mosquées et les paramètres des matériaux qui les constituent [9, 10, 11].

Ce travail a été étendu ensuite à un travail expérimental à travers des mesures de la réponse impulsionnelle et du bruit de fond dans les mosquées. Les résultats de cette étude nous ont permis d'apprécier les paramètres acoustiques pertinents qui affectent l'intelligibilité de la parole et par la suite suggérer des corrections nécessaires afin d'améliorer leur acoustique. Les résultats de ces études expérimentales et de simulations ont également fait l'objet d'une confrontation.

II. LA REPONSE IMPULSIONNELLE DUNE SALLE

Selon la théorie du système toutes les propriétés d'un système de transmission linéaire sont contenues dans sa réponse impulsionnelle ou, alternativement, dans sa fonction de transfert, qui est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle (figures 1,2). Puisque une salle peut être considérée comme un système de transmission

Reçu en septembre 2012, Ce travail a été soutenu en partie par le ministère MESRS. Le premier auteur est avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP 32, Bab-Ezzouar, Algérie, phone: 213-24217912 (poste 8 04), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Courriel: eln_fatiha@yahoo.fr. Auteurs secondaire est également avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP. 32, Bab-Ezzouar, Alger.

acoustique. Sa réponse impulsionnelle donne une description complète des changements subits par un signal sonore quand il se déplace d'un point à un autre.

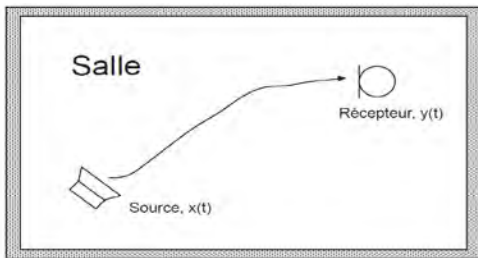


Fig. 1. Canal acoustique

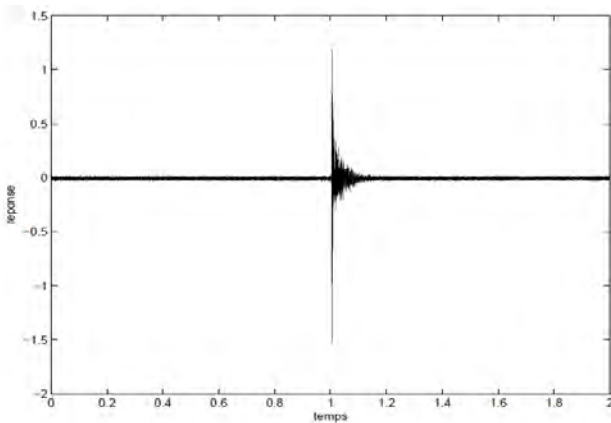


Fig.2. Exemple d'une réponse impulsionnelle d'une salle

II. OBTENTION D'UNE REPOSE IMPULSIONNELLE

III.1 LES METHODES EXPERIMENTALE

Du point de vue expérimental, la méthode consiste de stimuler une salle, ce qui nécessite la génération d'une excitation sonore. Cela se fait par la génération des signaux par un générateur de signaux ou à travers la carte sonore d'un PC qui convertit les signaux numériques produits par des logiciels en signaux analogiques. Les signaux utilisés sont l'impulsion de Dirac (impulsion très brève) ou les signaux larges bandes tels que le bruit blanc, le bruit rose, le MLS (Maximum Length Sequence), IRS (Inverse Repeated Sequence), TSD (Time-Stretched Pulses) et le Sinus glissant (Sine Sweep) [12, 13, 14].

Dans le cadre de ce travail, le sinus glissant logarithmique a été utilisé, car les techniques utilisant la MLS, l'IRS et le TSD reposent sur l'hypothèse de LTI (linear time invariant system) et provoque une distorsion qui apparaît dans la réponse impulsionnelle lorsque cette condition n'est pas assurée. La technique Sine Sweep surmonte ces limitations [15] et elle est basée sur les points suivants : En utilisant une fréquence de balayage à croissance exponentielle du temps, il est possible de déconvoluer simultanément la réponse impulsionnelle linéaire du système et séparer chaque réponse impulsionnelle des harmoniques ; ces harmoniques apparaissent avant la réponse impulsionnelle linéaire. Le principe est de faire une convolution non-périodique du

signal enregistré avec le signal d'excitation retourné temporellement.

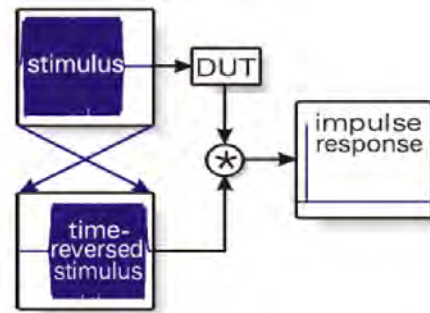


Fig.3. Principe de la méthode sine sweep

III.2 LES METHODES DE MODELISATION ACOUSTIQUE

Du point de vue simulation, la méthode pour obtenir une réponse impulsionnelle consiste à utiliser un environnement informatique afin de les simuler. Les caractéristiques physiques (géométrie et matériaux) d'une salle, ainsi que celles des sources et récepteurs sont saisies dans un logiciel, puis un ensemble d'algorithmes simulant les phénomènes de propagation acoustique est exécuté. On utilise le logiciel CATT Acoustic principalement à cause de sa disponibilité ; il utilise une méthode de calcul statistique basée sur le tir de rayons. La source émet de façon uniforme dans l'espace un certain nombre de rayons, ces derniers subiront différentes réflexions au niveau des parois de la salle ou éventuellement des objets présents dans la salle avec éventuellement un effet de diffusion.

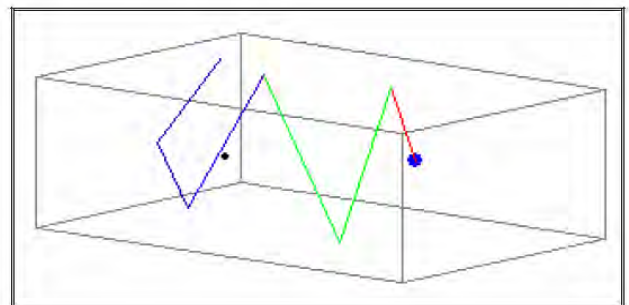


Fig.4. Représentation d'un tir de rayon sous CATT-Acoustic

IV. ETUDE ACOUSTIQUE DES SALLES DE CONFERENCE

Avant de l'analyser les mesurées par la méthode impulsionnelle, une étude sur deux différentes salles de l'USTHB destinées pour les conférences et les soutenances ont fait l'objet d'une étude acoustique. Il s'agit de la salle 81 de la faculté d'électronique (fig.5) et informatique et la salle 35 de la faculté des sciences de la terre (fig.9) de l'USTHB.

Afin d'avoir une bonne acoustique d'une salle et assurer une bonne intelligibilité, une salle de conférence doit assurer les caractéristiques suivantes :

- Une quantité adéquate du son doit arriver à tous les endroits de la salle
- Une bonne distribution du son partout dans la salle indépendamment de la distance de la source
- Les autres sources de bruit qui tendent à masquer le son exigé doivent être réduites à un niveau acceptable dans tous les endroits de la salle.
- Le temps de réverbération doit être optimum pour l'utilisation de la salle, ceci permet d'assurer la clarté de la parole et l'ampleur de la musique.

IV.1. ETUDE DE LA SALLE DE CONFERENCE DE LA FACULTE D'ELECTRONIQUE

La salle de conférence de la faculté d'électronique est une salle de longueur 11.683 m ; de largeur 9.105 m ; et de hauteur 3 m ; la hauteur du faux plafond 2.685 m ; l'espace d'air entre le plafond et le faux plafond est 31.5 cm. Il s'agit d'une salle de volume $V = 319.12 \text{ m}^3$. Avec le faux plafond le volume est $V = 285.61 \text{ m}^3$. Les principaux matériaux constituant cette salle sont le faux plafond en plâtre, sol en carrelage et des panneaux en bois sur les murs et ; fenêtres en verre sur un mur de 15 x 3.5 mètres. Capacité d'accueil d'environ 90 personnes assises. Le T_R (temps de réverbération) optimal recommandé pour une telle salle est $T_{Ropt} (500 \text{ Hz}) = 0.68 \text{ s}$.



Fig.5. Salle de conférence de la Faculté d'Electronique et Informatique de l'USTHB

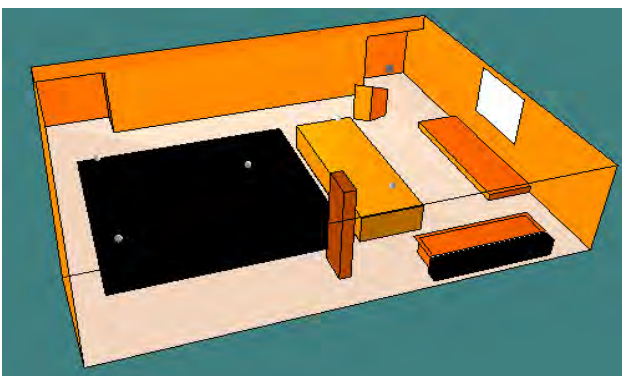


Fig.6: Schéma de la salle 81 réalisé par CATT Acoustic en vue d'une modélisation.

D'après les résultats obtenus à travers la modélisation qui tient en compte l'absorption des différents matériaux constituant la salle 81 ainsi que sa géométrie. A travers

cette modélisation, on peut avoir la cartographie sonore donnant la répartition du niveau acoustique SPL (sound pressure level) sur 2D dans toute la salle. Les différents niveaux sont représentés par les couleurs allant du clair (jaune) pour les niveaux forts aux couleurs foncées (bleu foncé) pour les niveaux faibles. Les résultats obtenus ont donné la répartition illustrée sur la figure 7.

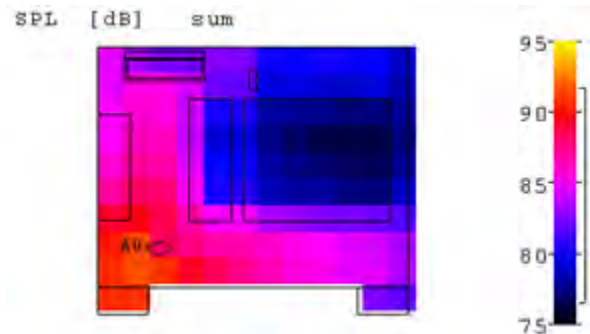


Fig.7. : Cartographie de distribution du SPL

Nous pouvons conclure que la salle a un problème acoustique notamment l'arrière central et l'arrière gauche où le niveau SPL peut diminuer de 20 dB. Les résultats nous ont donné un temps de réverbération inférieur à la valeur recommandée dans les basses fréquences et élevé dans le cas des hautes fréquences. Cette situation peut être corrigée à travers CATT Acoustic en modifiant les matériaux constituant la salle en vue de corriger le temps de réverbération. Les meilleures méthodes sont de trouver des solutions simples et économiques ; on ne cherche pas à modifier la conception de la salle mais de faire des modifications au niveau des revêtements de la salle. Après traitement de la salle en quelques matériaux par d'autres plus réfléchissants notamment sur les murs, on trouve des résultats meilleurs, tel que un $T_{R 500 \text{ Hz}} = 0.7 \text{ s}$ et $T_{moy} = 0.7 \text{ s}$. Les autres critères d'évaluation autre que le temps de réverbération qui ont été tirés de la modélisation sont :

- Early Decay Time : Temps de décroissance sur les 10 premiers dB. L'EDT est subjectivement plus important, il se rapproche de l'impression de réverbération alors que le T_R fait référence aux propriétés de l'auditorium.
- Definition ou D50 (Distinctness sur 50ms) : Elle exprime le degré de séparation acoustique d'un son par rapport à un autre, c'est le rapport d'énergie le champ direct et le champ global. Il donne également la cartographie sonore dans une salle.

Dans le cadre de ce travail, nous avons pu comparer la prédiction du temps de réverbération par modélisation CATT acoustique et les méthodes expérimentales utilisant d'une part, l'explosion d'un ballon donnant une impulsion de Dirac et d'autre part, l'excitation par un signal sinus glissant logarithmique. Cette comparaison est montrée sur la figure 8.

D'après les graphes, un accord raisonnable peut être trouvé entre le cas de mesure par excitation à sinus glissant logarithmique et la prédiction par CATT acoustique. Il semble que l'impulsion due à l'explosion du ballon donne des résultats décalés par rapport aux prédictions de CATT acoustique, cependant, on note un meilleur accord

pour le paramètre T_{30} , notamment pour le cas de l'excitation par le sinus glissant. Pour toutes les fréquences, le temps de réverbération T_{30} et EDT sont prévus plus bas que la valeur mesurée et la D50 est prévu plus élevé que mesurée. La différence entre les résultats mesurés et prédits varient entre les positions du récepteur, une moyenne entre les différentes positions de la salle serait alors souhaitable.

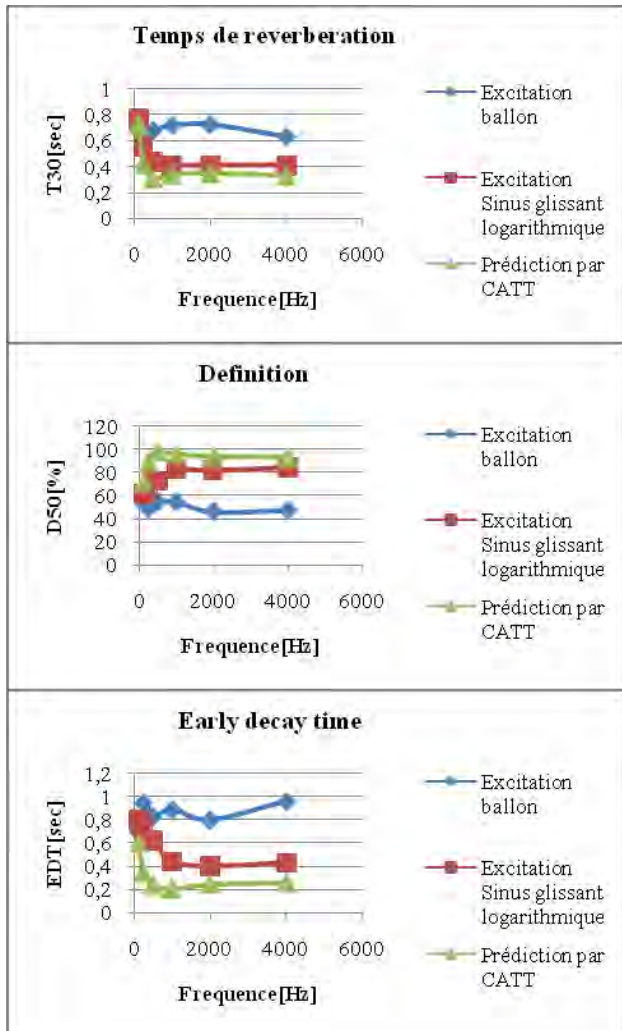


Fig.8 : Comparaison entre mesures et prédiction des critères acoustiques

IV.2. ETUDE DE LA SALLE DE CONFERENCE DE LA FACULTE DES SCIENCES DE LA TERRE DE L'USTHB

Une autre étude acoustique de la salle de conférence a la faculté des sciences de la terre de l'USTHB (figure 9) dans un but de comparaison ; ces dimensions sont : longueur 17.9 m ; largeur 10.9m et la hauteur sous plafond 3.64m. Il s'agit d'une salle de volume $V= 710.20$ m et de capacité de 120 personnes. Les murs sont constitués d'une partie basse en bois ; la partie haute recouverte par du tissu ; le plafond par du plâtre peint ; le sol par du carrelage ; contient deux poteaux carrés la partie inférieure en bois ; et la partie supérieure recouverte par du tissu. La partie vitre recouverte par un rideau. Et le T_{R} optimal recommandé pour cette salle est T_{R30}

(opt500hz) = 0.8 s. Les figures 9, 10 et 11 montrent respectivement la photo de la salle de conférence, la modélisation par CATT acoustique et la cartographie du niveau sonore par la méthode D50.



Fig.9. Salle de conférence de la Faculté des sciences de terre d'USTHB

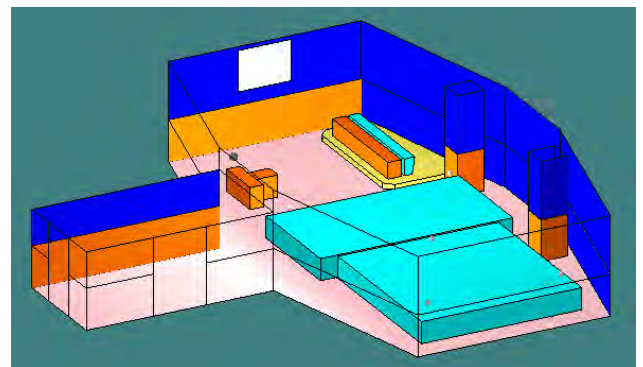


Fig.10. Modélisation de la salle par CATT Acoustic

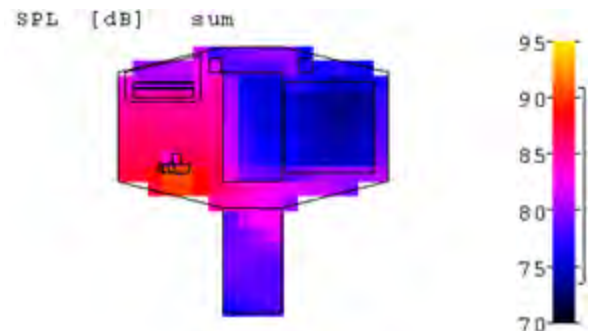


Fig.11. Cartographie de distribution du SPL

Afin d'être sûr de notre méthode, nous avons choisi une salle plus grande que la précédente pour faire les mesures.

La cartographie révèle que le niveau sonore est dégradé à l'endroit de l'assistance, cela est probablement dû à la faible hauteur de la grande salle qui n'est pas en adéquation avec le volume.

D'après les recommandations, le temps de réverbération conseillé pour cette salle est $T_{R}(500\text{ Hz}) = 0.8$ s.

Le temps T_{R} trouvée est un peu supérieur à la valeur recommandée dans le cas de la salle vide ; et elle est égale à la valeur recommandée dans le cas remplis ; On peut dire que la salle est bien conçue acoustiquement et ne nécessite pas une correction.

Pour l'étude de la méthode utilisée ; si on observe les graphes ; un accord total est trouvé entre les valeurs prévu et mesurées pour les paramètres T30 et EDT ; pour le D50 les valeurs prévu et mesuré se rapprochent sauf qu'à 1KHz, elles sont égales.

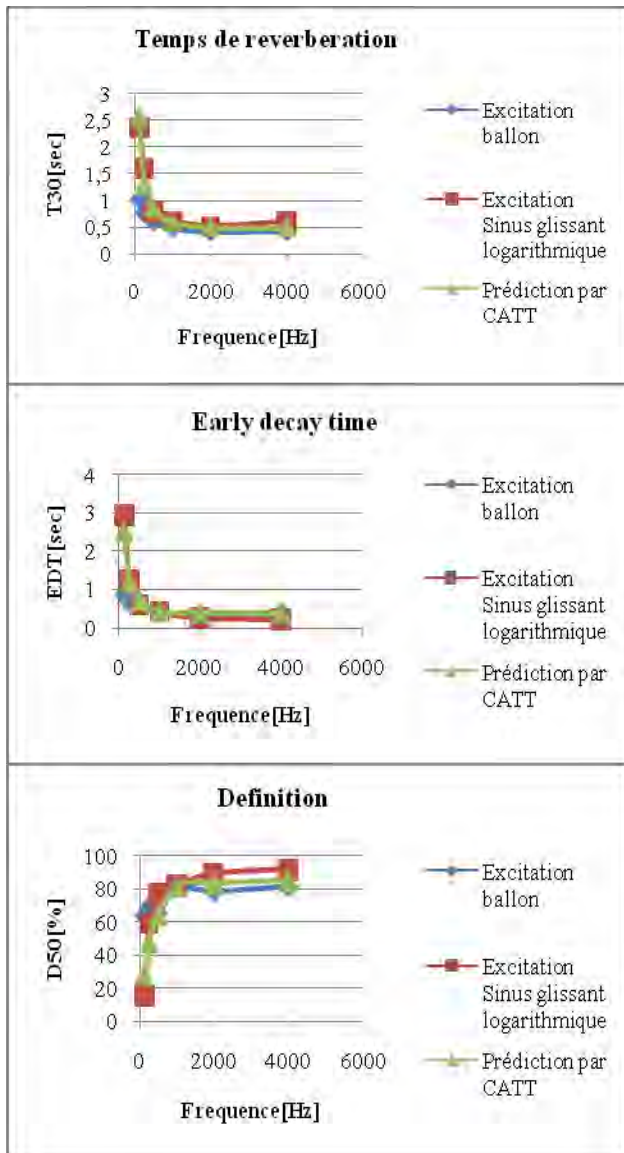


Fig.12 : Comparaison entre mesures et prédiction des critères acoustiques

La fidélité du résultat revient à la modélisation par rapport à une situation réelle, au niveau de la finesse de ces algorithmes dans la prise en compte des paramètres acoustiques réelles des matériaux constituant la salle ainsi que les détails introduits pour décrire la géométrie du lieu avec exactitude. Et aux mesures avec une grande précision et justesse.

V. ETUDE ACOUSTIQUE DES MOSQUEES

Dans ce qui suit, on utilisera la méthode de balayage à sinus logarithmique pour estimer son efficacité dans les grands volumes tels que les mosquées.

Les environnements acoustiques optimaux dans la mosquée peut être exprimée en termes de certains besoins phonétique de base tels que:

- L'Audibilité du son, où volume adéquat doit être reçu par tous les membres de l'auditoire avec un certain degré d'uniformité.
- L'intelligibilité de la parole, où tous les sons de la parole devrait être compréhensible indépendamment de la position de l'auditeur.
- La perception complète de l'accent mis sur certaines consonnes et les voyelles en récitant des versets du Coran.
- La voix naturelle de l'orateur, découlant de la capacité de l'auditeur à localiser la source réelle et donc de maintenir un sentiment de réalisme et de naturel.

V.1. MOSQUÉE EL FORKAN DE BAB-EZZOUAR

C'est une mosquée qui se trouve à Bab-Ezzouar à la cité Rabia Tahar. Elle a un volume important vu ses dimensions : $V = 13245.3875 \text{ m}^3$ et de forme rectangulaire. Les matériaux des surfaces intérieurs sont : Les murs avec plâtre peintre ; le sol est recouvert par un tapis ; les portes sont en bois vernis ; Les fenêtres en vitre avec châssis ; le plafond et deux dômes avec du plâtre peintre ; les colonnes sont de forme carrée ; la partie haute avec du plâtre peintre ; et la partie basse avec le granit. Le mur de la qibla est recouvert de faïence et un peu de granit. Ainsi le mihrab est décoré à l'intérieur par la faïence et la partie haute de l'extérieur par le plâtre. Le minbar est en bois. Et on observe l'absence de décorations à l'intérieur de la mosquée.

Les figures 13, 14 et 15 illustrent respectivement la photo de la mosquée El-Forkane, la modélisation de cette mosquée et la cartographie sonore.

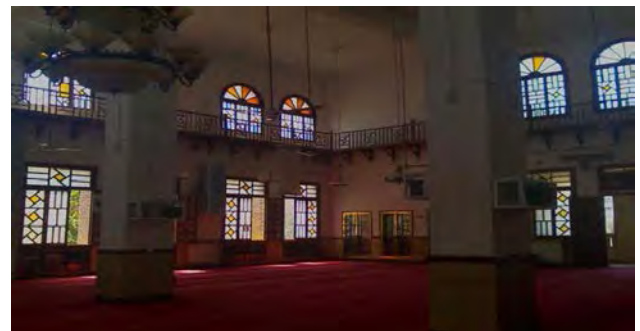


Fig.13. Image réelle de la mosquée El-Forkane

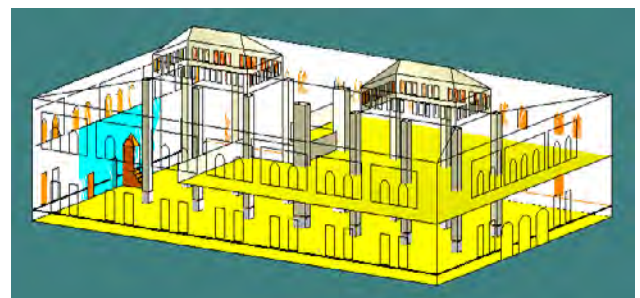


Fig.14. Modélisation de la mosquée par CATT Acoustic

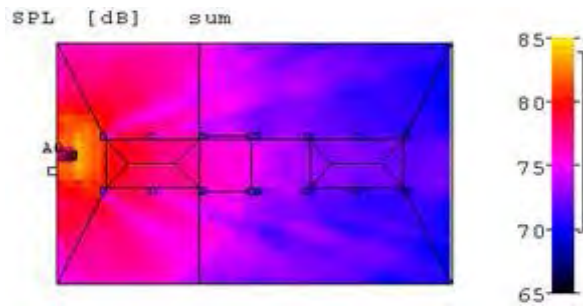


Fig.15. Cartographie de la distribution du SPL

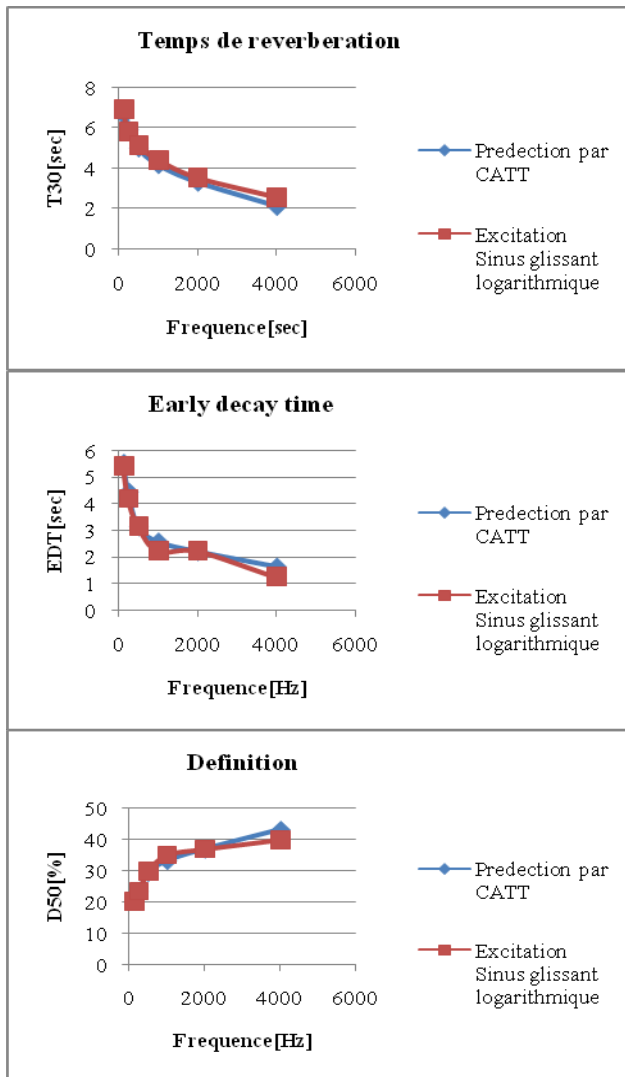


Fig.16. Comparaison entre mesure et prédiction des critères acoustique

Le grand problème acoustique de cette mosquée revient à son architecture; elle est rectangulaire avec le mur long est parallèle à la direction du mur de qibla. Le problème trouvé est la mauvaise distribution du son avec un T_R élevé. Le temps de réverbération trouvé à 500 Hz est de 5.02s dans le cas vide ; et 4.52s dans le cas remplis. Ainsi L'EDT est 3.14s cas vide et 2.33s cas remplis ; pour D50 une valeur de 29.49 % cas vide et 36.71% dans le cas remplis. La solution pour fixer ce problème est d'ajouter des ouvertures ou des surfaces absorbant pour réduire le T_R . Pour régler la distribution du son, on peut ajouter des

réflecteurs pour diriger le son vers l'arrière de la mosquée où le niveau sonore est faible, ces réflecteurs peuvent être posés sur le plafond ou les murs. Et puisque la mosquée contient un nombre assez élevé des fenêtres, il suffit de les ouvrir pour augmenter l'absorption. Après correction on arrive à un temps de réverbération égale à 2.96s ; EDT égale à 2s et D50 égale à 38.44% à 500HZ.

V.2 MOSQUEE EL-ANSSAR DE GARIDI

C'est une mosquée qui se trouve à Kouba ; Alger ; de volume assez grand $V= (9600 m^3)$; la longueur est de 60 m ; Largeur de 20 m ; Hauteur de 8 m, avec une forme rectangulaire. Les matériaux des surfaces intérieurs sont : Les murs avec du plâtre peint décoré ; le sol est recouvert par un tapis ; et les portes en bois vernis ; les fenêtres en vitre avec châssis ; le plafond avec le plâtre décoré. contient quatre dômes avec plâtre peint décoré ; des colonnes ; la partie haute avec plâtre ; et la partie basse avec le marbre presque à 1m. Le mur de la qibla est recouvert de marbre à une hauteur de 2.1 m. et la partie supérieure avec du plâtre peint décoré. Le mihrab est en marbre ; et le minbar est en bois. Pleine de décorations . Deux mezzanines le mur en face et le mur au dessous décorés en plâtre peint ; le sol recouvert par un tapis.



Fig.17. Photo de la mosquée El-Ansar

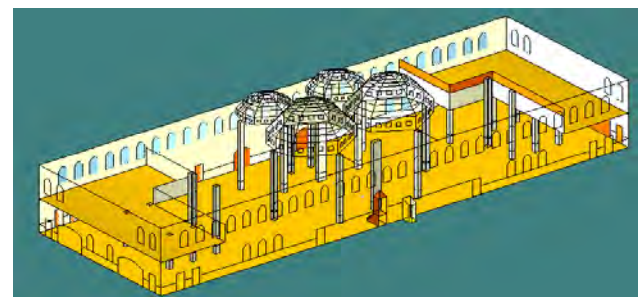


Fig.18. Modélisation de la mosquée par CATT Acoustic

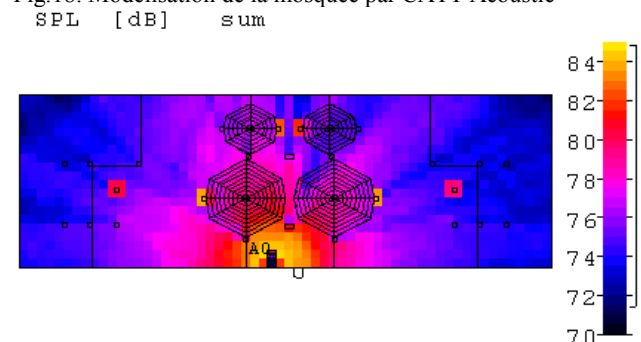


Fig.19. Cartographie de distribution du SPL

Les préférences religieuses sont plus élevées pour ceux qui prient dans les premiers rangs par rapport au derniers rang [18] ; La mosquée El Garidi est rectangulaire avec le mur de côté le plus long est perpendiculaire à la direction de la qibla satisfait bien ces préférences. Le plus grand problème acoustique dans cette mosquée est les surfaces réfléchissantes et les dômes qui causent une grande réflexion du son, surtout à l'intérieur des dômes pour ensuite les réfléchir directement au-dessous. Ce chemin de son pourrait augmenter la valeur TR la norme et donc de provoquer une mauvaise répartition sonore.

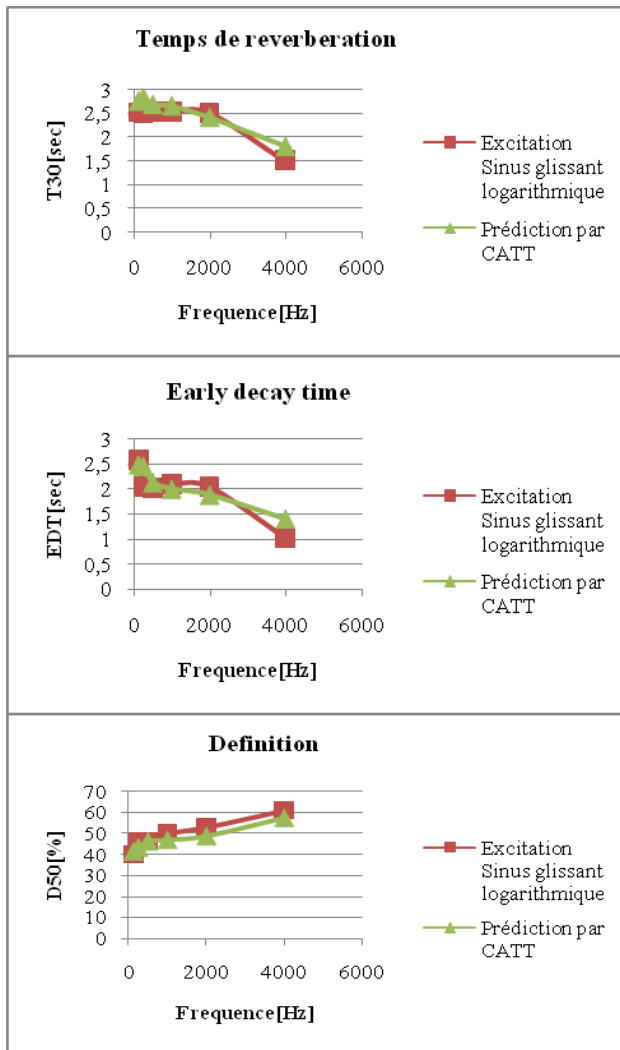


Fig.20 : Comparaison entre mesure et prédiction des critères acoustiques

La valeur de R_{T30} moyen recommandée pour une mosquée de ce volume est 2s et entre 500Hz -1KHz elle est de 2.2s. Cependant, d'après les résultats trouvés, quand la mosquée est vide $T_{R500Hz} = 2.69$ s et $T_{R\text{ moy}} = 2.53$ s. Quand la mosquée est remplis : $T_{R500Hz} = 2.53$ s $T_{R\text{ moy}} = 2.37$ s. L'EDT est 2.13s dans le cas vide et 1.44s dans le cas remplis. Le D50 égale 46.37 % cas vide et 58.66s cas remplis.

Le T_{R} élevé est dû principalement par les réflexions du marbre qui couvre la totalité des murs et piliers jusqu'à 1.50 mètre du sol. Pour diminuer la valeur de T_{R} , on peut ajouter une zone de absorption ; par exemple couvrant

l'ensemble du sol par un tapis lourd et plus absorbant ou en plaçant des matériaux absorbant sur les parois. Modification des matériaux constituant les dômes par un matériau absorbant pourrait également diminuer la valeur de T_{R} , mais cela peut couteux.

Après l'entretien on est arrivé à un temps de réverbération moyen proche à 2s dans le cas vide ; et égal 2s dans le cas remplis. Si ce temps de réverbération est réduit ; le confort acoustique de la mosquée sera nettement amélioré.

V. CONCLUSION

Les critères acoustiques comme T30 ; EDT ; D50 ont été mesurées dans deux salles de conférences et deux mosquées de différents volume et différents forme. Les mesures ont standardisées avec une source sonore omnidirectionnel et des mesures répétées dans des endroits couvrant la surface totale des salles et des mosquées. Pour une fréquence fixée, nous avons réalisé des moyennes sur plusieurs acquisition afin de diminuer le niveau de bruit et donc d'améliorer le rapport S/N.

Tous ces espaces ont fait l'objet d'une modélisation avec le logiciel CATT ACOUSTIC dans l'es but de confronter les résultats expérimentaux avec ceux trouvés par modélisation. Après analyse des résultats fournies, nous avons déduit que même si le modèle est approximatif du fait des estimations des coefficients d'absorption des matériaux, il s'avère pratique pour juger de la pertinence d'une modification des paramètres de la salle sur son acoustique. Ces résultats nous ont donné une idée sur quel paramètre il faut agir pour améliorer l'acoustique et également repérer les endroits présentant une forte absorption. Cependant, les résultats pourraient être amélioré avec des mesures additionnelles et également faire des essais à travers des revêtements simples pour confirmer ces résultats.

REMERCIEMENT

Ce travail a été appuyé par MESRS (*Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique*).

REFERENCES

1. L.E. Kinsler, A.R. Frey, A.B. Coppens, J.V. Sanders "Fundamental of acoustics", Fourth Edition. 2000.
2. J. Blauert, N. Xiang, "Acoustics for engineers", Springer, 2008.
3. Heinrich Kuttruff "Room Acoustics", Fourth edition, 2000.
4. Coriandre Vilain, "Notions générales d'acoustique, Deuxième version, IUT 1: "Génie Thermique, année 2000-2001
5. X. Pelorson, J.-P. Vian, J.D. Polack, "Stabilité des critères objectifs utilisés en acoustique des salles", 1er Congrès Français d'Acoustique 1990
6. A. Boudier, E. Guibert, "Cours d'Acoustique", Studio M - Marseille; 2006-2007
7. <http://nicole.cortial.net/physbts.html>
8. D. Havelock, S. Kuwano, M. Vorlander "Handbook of Signal Processing in Acoustics", Vol 1, Springer.
9. Vian J.P, 'la qualité acoustique des espaces, comment la caractériser ? (Acoustique et Techniques)', 1996.

10. J.-G. Migneron, P. Lemieux, P. Côté, 'L'utilisation des mesures intensimétriques en acoustique des salles', *Journal de Physique IV, Colloque C5, supplément au Journal de Physique III, Volume 4, mai 1994*
11. J. Martin, 'Synthèse de la réponse impulsionnelle binaurale en acoustique des salles', *Colloque de physique, Colloque C2, supplément au n02, Tome 51, Février 1990*
12. C. Guillaume, Senat, Claude and Gamba, René, 'Calculation of the temporal evolution of sound pressure levels in rooms', *19th International congress on acoustics, Madrid 2-7 september 2007.*
13. CATT-Acoustic <http://www.catt.se>
14. J. H. Rindel, "The Use of Computer Modelling in Room Acoustics," *Journal of Vibro-Engineering* 3(4), 219–224 (2000), Index 41–72, Paper of the International Conference Baltic Acoustic (2000).
15. A.J. Berkhout, M.M. Boone, C. Kesselman, "Acoustic Impulse Response Measurement: A New Technique", *J.AES*, vol. 32, October 1984, pp. 740-746
16. H. M. Smith, 'Geometric acoustic modelling of the LDS conference center', *Master thesis, Brigham Young University, December 2004*
17. Z. Karabiber, "Acoustical Problems in Mosques", *J. Acoustic. Soc. Am. Popular Version of Paper 2pA Aa6, March 1999.*
18. Sentagi S. Utami 'An acoustical analysis of Domes coupled to rooms, with special application to the Darussolah Mosque in east Java, Indonesia, Thesis August 2005.
19. Adel A. Abdou, "Comparison of the acoustical performance of mosque geometry using computer model studies", August 2003.
20. A.A Abdou, "Measurement of acoustical characteristics of mosques in Saudi Arabia" *J. Acoustic. Soc. Am.* Vol. 113, pp.1505-1520, November 2001.
21. Mohamed K. Abdelazez, A. Iziq N. Hammad, Ahmed A. Mustafa "Acoustics of King Abdullah Mosque" *J. Acoustic. Soc. Am.* 90 (3), pp1441-1449, September 1991.
22. Hammad, R.N.S, "RASTI Measurements in King Abdullah Mosque" *Applied Acoustics*, Vol.30, 335-345, 1990.

Characterization and Modeling of the Electrode-Skin Interface for Biopotential Recording

Hyem Saadi and Mokhtar Attari

Abstract — In this paper, a technique for measuring the impedance of the electrode-skin interface based on AC measurements is presented. The impedance was measured from face to face Ag/AgCl electrode pairs, as well as the impedance of Ag/AgCl electrodes placed on the human body surface, in the frequency band from 0.05Hz to 1MHz. The results show that the impedances were frequency dependent, they decrease when frequency increases. The obtained plots of the variations of the impedance versus frequency were analyzed to determine the electrical model of the studied interfaces and to calculate their parameters using an optimization program written in Matlab source software.

Index Terms — Impedance Measurement, Electrode Modeling, Skin-Electrode Interface, Impedance Spectroscopy.

I. INTRODUCTION

Biopotential measurements play an important role in medical diagnosis and patient care as they provide information about the function and performance of an organ, group of organs or system within the body of a patient. Common examples of biopotential measurements include electroencephalography (EEG), electro-cardiography (ECG) and electromyography (EMG). In all these procedures, bioelectric signals are measured by electrodes placed on the skin in different part of the human body. Electrodes are electrochemical sensors providing an interface between the body and the electronic devices that converts the ionic current generated inside the body into electric current which can be recorded by data acquisition systems. In practice, a number of factors: skin, electrode and recording amplifiers affect the quality of the recorded signal and limit the capacity of the acquisition system to reproduce it with perfect fidelity [1, 2]. Although, electrodes introduce significant noise component [3], its analysis is not simple because the electrodes work in contact with the skin. Hence, the determination of noise characteristics depends on the pair skin-electrode [3, 4]. Therefore, knowledge of the electrode and skin-electrode impedances model is essential to quantify its noise and ensure correct amplifier matching to avoid distortion.

H. Saadi is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO. Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, Email: hy.saadi@gmail.com.
M. Attari is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algiers, Email: attari.mo@gmail.com.
Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664,
URL: <http://www.lins.usthb.dz>.

Surface biopotential electrodes consist of a metallic surface and an electrolyte in contact with the skin. This arrangement creates two interfaces: metal-electrolyte and skin-electrolyte. Each interface has a noisy contact potential and electrical interface [4]. The skin-electrolyte interface is difficult to study because it depends on skin properties, which differ from person to person, while the metal-electrolyte interface is easier to study [4].

In order to get an accurate electrical characterization of the skin-electrode contact, it is necessary to extract quantitative parameters of its impedance where different methods exist. Previous studies have demonstrated that the measurement of the DC skin-electrode impedance does not provide sufficient information [5]. Because of the capacitive component presented by the epidermal layer, AC measurement is needed to obtain a precise estimation of the skin-electrode interface [5].

This paper describes a technique for measuring the impedance of the electrode-skin interface based on AC measurements. We measured the impedance of surface electrode as well as the impedance of electrode-skin interface using the response of the electrode system to a small AC voltage. Then an analysis of the magnitude and phase of the frequency response permit to define its electrical models. In previous works, the skin-electrode impedance was measured using the model proposed by Swanson and Webster [5].

The obtained results provide valuable information for the design of the input stage of biopotential amplifier in order to avoid signal distortion and to compute the electrode noise as well as the electrode-amplifier noise in future works.

II. EXPERIMENTAL SET-UP

Electrical impedance spectroscopy is an impedance measurement technique very popular in biomedical field [6]. In our work, it is used to evaluate the complex impedance of the skin-electrode interface over a wide range of frequencies, producing a spectrum showing the change of impedance and its phase with frequency. From these curves and using an optimization program written in Matlab source software for calculating resistive and capacitive components, we construct the electric models.

We carried out two sets of measurements; all performed from 0.05Hz to 1MHz using a Zurich Instruments HF2IS Impedance Spectroscopy (impedance analyzer) [7] and Ag/AgCl surface disposable electrodes.

These electrodes are the most common electrodes in biomedical recording because of the stability of its half-cell potential.

A. Electrode impedance:

The first measurement set include a pair of Ag/AgCl electrodes placed face to face as shown in Fig.1. This experiment provides information about the electrode-electrolyte interface, so it models the electrode behavior. We injected a sinusoidal voltage through one electrode from the impedance analyzer; the resulting signal is detected by the second one which is connected to the input of the analyzer. This operation was repeated three times using three electrode pairs.



Fig. 1. Measurement set-up for electrode placed face to face

B. Skin/electrode impedance:

This measurement set concerned electrodes placed on the body surface of the subject. The two electrodes were placed on the outer forearm few centimeters from each other without any skin preparation. Fig.2 illustrates the instrumentation set up for measuring the frequency response of the electrode-skin interface. One electrode is fed with a sinusoidal voltage from the analyzer, while the second is used to detect the resulting signal from the skin and is then connected to the input of the analyzer.

It should be noted that the impedance of the skin varies from person to person; it is higher for females than for males. The conductivity is also various in different parts of the body and is highest in the forehead [8].



Fig. 2. Measurement set-up for electrode placed on the body

III. RESULTS AND DISCUSSION

A. Electrode impedance:

The impedance is measured from electrodes placed face to face. Both magnitude and phase are shown in Fig. 3.a and Fig. 3.b respectively.

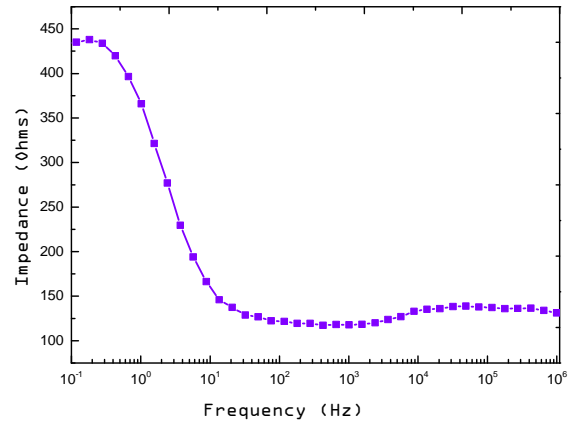


Fig. 3.a. Impedance plot of the electrode-electrolyte interface

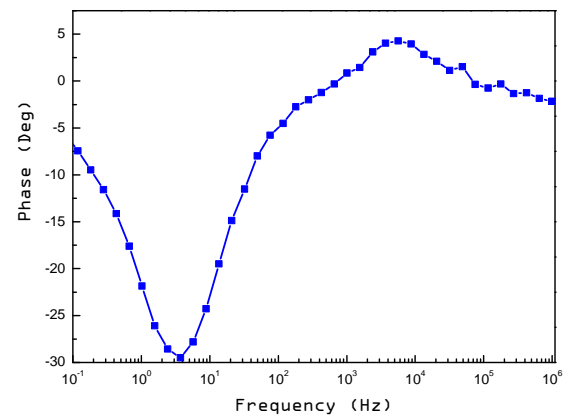


Fig. 3.b. Phase response of the electrode-electrolyte interface

From the above figures, we notice that the measured impedance presents a negative phase angle which corresponds to capacitive behavior at lower frequencies. While, at higher frequencies the phase angle tends to 0° which corresponds to a resistive component. So, we define the equivalent circuit model of the electrode-electrolyte impedance as shown in Fig. 4. This circuit model comprises the double layer capacitance C_1 in parallel with the charge transfer resistance R_1 , a series resistance R_2 due to the electrolyte resistance and another parallel capacitance C_2 .

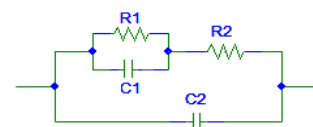


Fig. 4. Equivalent circuit model of the electrode-electrolyte impedance

Thus, from the given circuit model, the expression of the impedance will be,

$$Z_e = \frac{R_1 + R_2 + JR_1R_2C_1\omega}{1 - R_1R_2C_1\omega^2 + J\omega(R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2)} \quad (1)$$

A good electrode, from the electrical point of view will have very low value of R_1 [9]. From Fig.3.a and Fig.3.b, it is noticed that the magnitude of the impedance is roughly equal $R_1 + R_2$ at very low frequencies, whereas at higher frequencies C_1 bypasses the effect of R_1 so the impedance is now close to R_2 . At frequencies between these two limits, the impedance is influenced by the value of the parallel capacitance; therefore it decreases with increasing frequencies. The phase angle decreases from about 0° then after reaching a peak value it increases again toward 0° .

We have used a program written in Matlab source software to define the resistive and capacitive components; its plots are presented by the following figures:

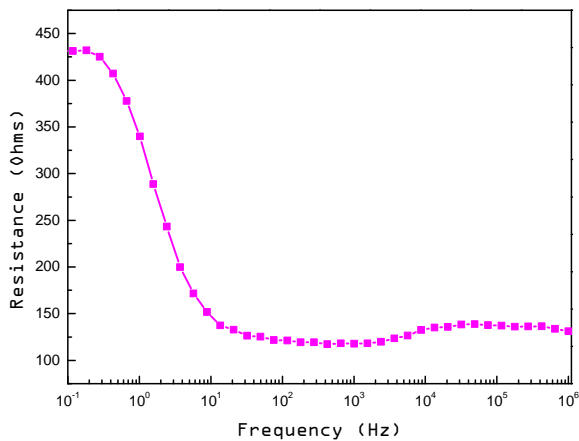


Fig. 5.a. Resistance diagram of the electrode impedance

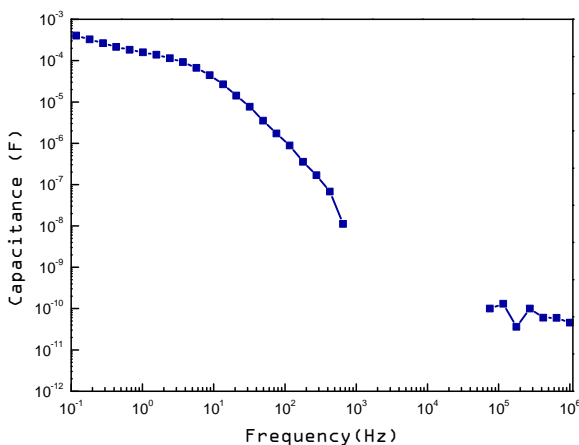


Fig. 5.b. Capacitance diagram of the electrode impedance

Resistive components are calculated by referring to Fig. 3.b and Fig.5.a. At high frequencies where the phase angle is equal to 0° we found $R_2 = 118\Omega$, at very low frequencies:

$$R_1 + R_2 = 432\Omega \quad (2)$$

So, we estimated the shunt resistance R_1 at 314Ω . The frequency at which the reactive component reaches its maximum value is given by:

$$f = \frac{1}{2\pi.R_1.C_1} \quad (3)$$

Thus, C_1 is evaluated at $160\mu F$ and C_2 has a very low value of $60pF$.

When the circuit model is simulated with these components values; we find that C_1 was not well evaluated and we conclude that the value of f must be lower than the chosen one, so we simulated the circuit again with different values of C_1 as shown in Fig.6.a and Fig.6.b. Table 1 shows the retained impedance parameters.

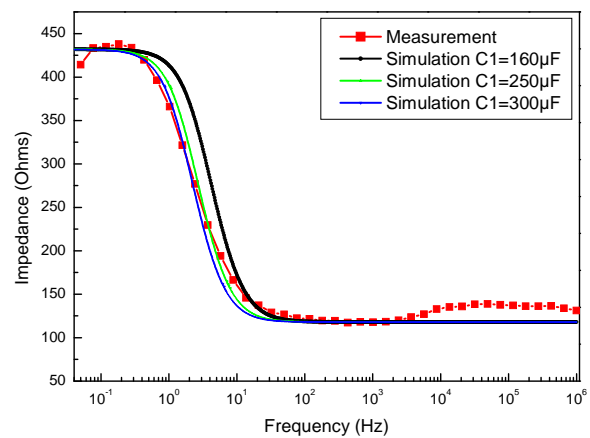


Fig. 6.a. Comparison between the measured data (magnitude) and the data of simulated circuit with different values of C_1

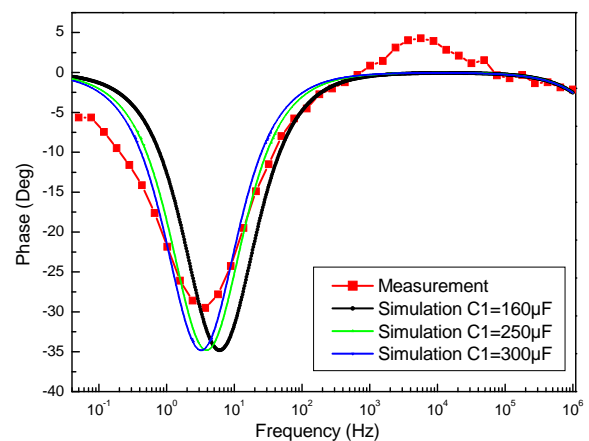


Fig. 6.b. Comparison between the measured data (phase) and the data of simulated circuit with different values of C_1

Table 1: face to face electrode's parameter values

R_1	R_2	C_1	C_2
314Ω	118Ω	$250\mu F$	$60pF$

If we combined the circuit of Fig. 4 with a voltage source representing the half-cell potential, we arrive to the bioelectrode equivalent circuit model shown in Fig. 7.

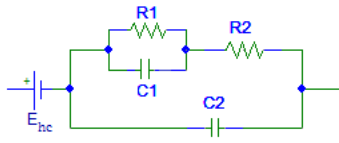


Fig. 7. Equivalent circuit model of the electrode-electrolyte interface

B. Skin/electrode impedance:

The impedance is measured from electrodes placed on the body surface. Both magnitude and phase are shown in Fig. 8.a and Fig. 8.b.

At very low frequencies the impedance is dominated by the series combination of R_1 and R_2 whereas it tends to R_2 at high frequencies. Between these two limits, the impedance is influenced by the parallel capacitance; so it decreases with increasing frequencies. The phase angle decrease from 0° , reach -60° then it increases toward 0° .

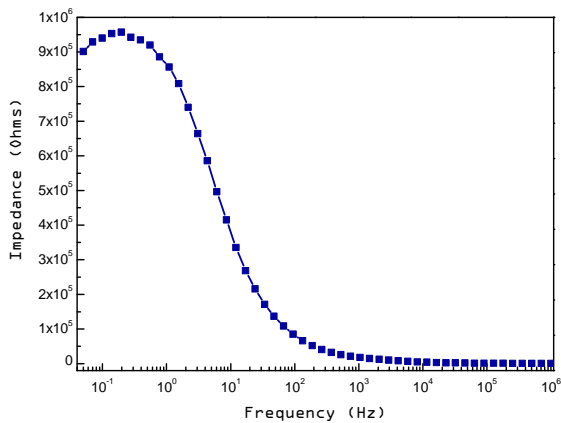


Fig. 8.a. Impedance plot of the electrode-skin interface

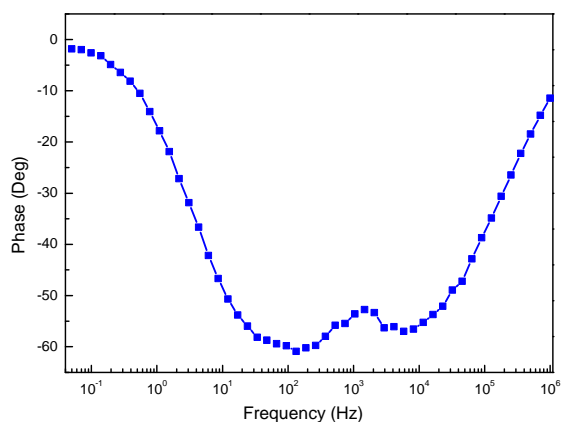


Fig. 8.b. Phase response of the electrode-skin interface

The analysis of the magnitude and phase responses of the skin-electrode contact, the equivalent circuit model of its impedance is defined and presented in Fig. 9.

The circuit model comprises the double layer capacitance C_1 in parallel with the charge transfer

resistance R_1 and a series resistance R_2 as already described [9, 10].

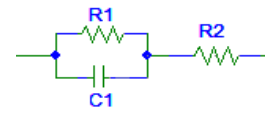


Fig. 9. Equivalent circuit model of the electrode-skin impedance

The expression of this impedance will be,

$$Z_e = \frac{R_1 + R_2 + JR_1R_2C_1\omega}{1 + JR_1C_1\omega} \quad (4)$$

The equivalent circuit model of the electrode-skin interface includes a voltage source as depicted in Fig.10.

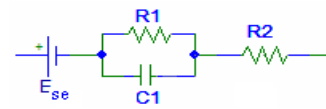


Fig. 10. Equivalent circuit model of the electrode-skin interface

The calculated components of the electrode-skin impedance are plotted and depicted in Fig.11. The electrode-skin impedance's parameters were estimated following the previous procedure and are shown in Table.2.

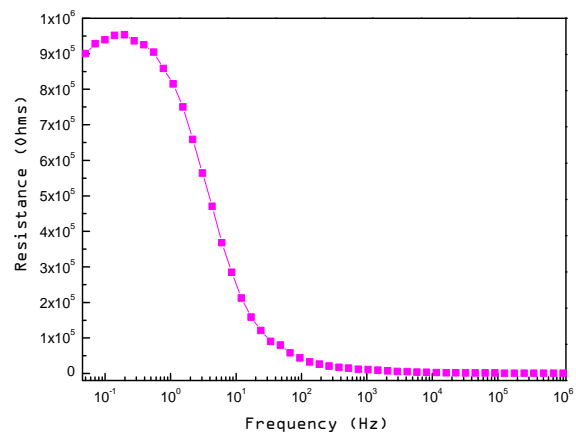


Fig. 11.a. Resistance diagram of the electrode-skin impedance

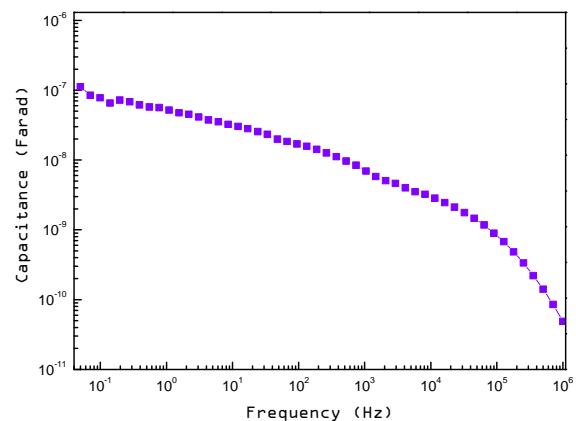


Fig. 11.b. Capacitance diagram of the electrode-skin impedance

Table 2: Parameter values for the electrode-skin impedance model

R_1	R_2	C_1
929K Ω	647 Ω	20nF

The simulation results of the defined model for both magnitude and phase are compared to the measured data (Fig. 12). We notice a difference between the measured and the simulated data. The phase plots show that the simulation plot matches the measurements in a small frequency range only; this indicates that the three element model is not suitable for describing the electrode-skin impedance [5].

Kaczmarek and Webster presented a more accurate model which describes the skin-electrode interface as a double time constant system with probably time-varying parameters [11]. The equivalent circuit of a double time constant corresponding to the electrode-skin interface model is shown in Fig. 13. In previous work [5] the magnitude and phase responses provided satisfactory results when the double time constant model was used.

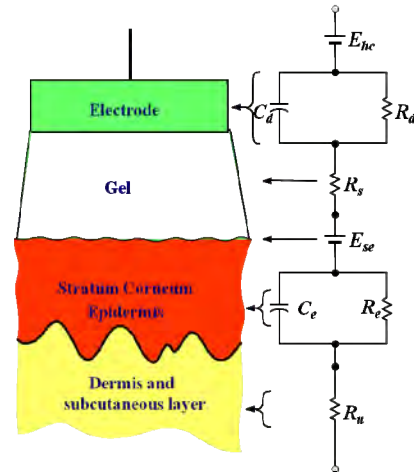


Fig. 13. Skin-electrode interface and equivalent circuit [10]

IV. CONCLUSION

The electrode-skin interface has been studied and characterized. We measured the impedance of an Ag/AgCl electrode and the skin-electrode impedance, using electrical impedance spectroscopy method. The obtained results show that the measured impedances depend on frequency. The electrode-skin interface presents high impedance that may be due to unprepared skin.

An analysis of magnitude and phase curves of the measured impedances allow us to define their electrical model and their parameters have also been calculated. This information can be used while designing the front end of a biopotential amplifier in order to avoid signal distortion that can lead to misinterpretation of the signal. It can be also used to compute the electrode's noise characteristics. However, the electrode-skin interface must be modeled using the double time constant system in a future work.

V. ACKNOWLEDGEMENTS

This work was supported by MESRS (Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique) under Grant J0200220090020. Also, many thanks to Prof. A. Rouane and Prof. D. Kourtiche from LIEN Laboratory for their precious help during my stay at Nancy, France.

REFERENCES

1. S.R. Wiese, P. Anheier, R.D. Connemara, A.T. Mollner, T.F. Neils, J.A. Kahn, J.G. Webster, "Electrocardiographic motion artifact versus electrode impedance," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol.52, No.1, pp.136-139, 2005.
2. A.L. Toazza, F. Mendes de Azevedo, J.M. Neto, "Microcontrolled system for measuring skin/electrode impedance in biomedical recordings," *Proceedings of the 2nd IEEE Int. Conf. on Devices, Circuit and System*, pp.278-281, 1998.
3. M. Fernandez, M.A. Garcia, M. Veigas, J. J. Ramos Castro, "Noise in instrumentation," In: *Wiley Encyclopedia of Biomedical Engineering*, John Wiley & Sons, 2006.

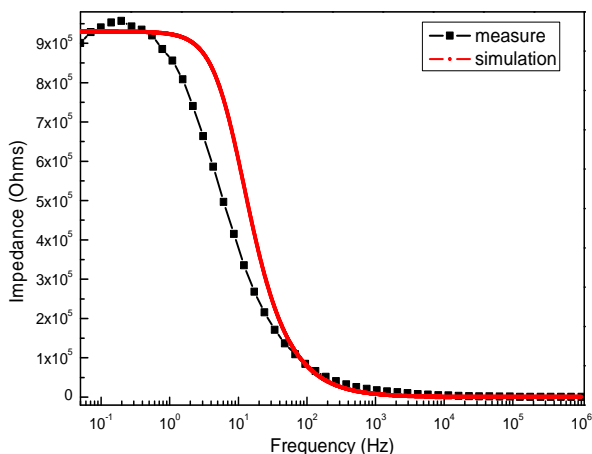


Fig. 12.a. Comparison between the measured data (magnitude) and the data of simulated circuit

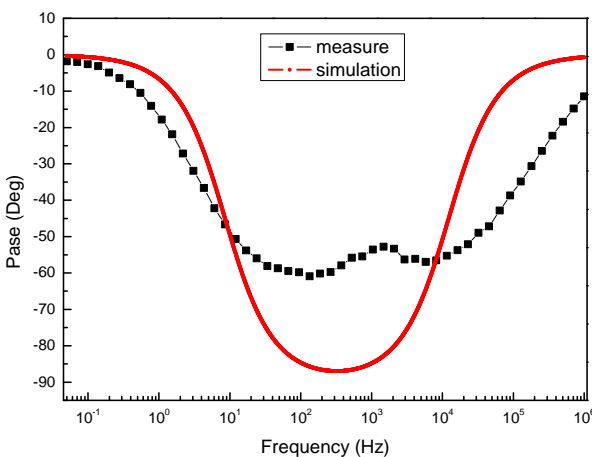


Fig. 12.b. Comparison between the measured data (phase) and the data of simulated circuit

4. M. Fernandez, R.Pallas-Areny, "Ag-AgCl electrode noise in high resolution ECG measurements," *Biomedical Instrumentation & Technology*, 34 (2000), pp. 125-130.
5. C. Assambo, A. Babab, R. Dosio, M. J.Burke, "Determination of the parameters of the skin-electrode impedance model for ECG measurement," *Proceedings of the 6th WSEAS Int. Conf. On Electronics, Hardware, Wireless and Optical Communications*, February 16-19, 2007.
6. G. Lesbros, "Etude et validation expérimentale de l'évolution du contact électrode-tissu nerveux," *Mémoire de Maîtrise ès sciences appliquées*, 2006.
7. Zurich Instruments, "HF2IS Impedance Spectroscope," <http://www.zhinst.com/products/hf2is>.
8. Jossinet, Lackermier, McAdams and Rischer, "Factors affecting electrode-skin interface impedance in electrical impedance tomography," *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, 1996, 34, 397-408.
9. E. McAdams, "Bioelectrodes," In: *Encyclopedia of Medical Devices Instrumentation*, Vol.1, 2nd ed., John Wiley & Sons, 2006.
10. M.R. Neuman, "Biopotential electrodes," In: *Medical Instrumentation- Application and Design*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 1998.
11. K.A. Kaczmarek, J.G. Webster, "Voltage-current characteristics of the electrotactile skin-electrode interface," *Proceedings of Annual Int. Conf. on the IEEE Engineering in Med. & Biol. Society*, Vol. 5, pp. 1526-1527, 1989.

Etude Comparative des Différentes Techniques de Stockage de l'Energie Photovoltaïque

R. Kabouche, S. Harrouni et A. Talha

Résumé — Les énergies renouvelables désignent l'ensemble des techniques de production d'énergie dont la mise en œuvre n'entraîne pas l'extinction de la ressource initiale et est renouvelable en permanence à l'échelle humaine. Fournies par le soleil, le vent, la chaleur de la terre, les chutes d'eau, les marées ou encore la croissance des végétaux, leur exploitation n'engendre ni de déchets ni d'émissions polluantes. Néanmoins, ces énergies (en particulier le photovoltaïque et l'éolien) présentent un inconvénient majeur : elles fluctuent indépendamment de la demande, ce qui nécessite l'utilisation d'un dispositif de stockage, qui dépend de la nature des besoins et du type d'applications. Plusieurs techniques de stockage existent, certaines sont déjà largement exploitées (batteries, accumulation par pompage hydraulique, volant d'inertie), d'autres sont relativement récentes (supercondensateurs, bobine à supraconducteurs, pile à combustible). Ce document présente en premier lieu l'énergie photovoltaïque suivi d'une étude des différentes techniques de stockage de l'énergie électrique. Une étude comparative de ces techniques (capacité, efficacité, durée de vie, coût,...) est présentée en prenant cas par cas les champs d'application de l'énergie photovoltaïque. Cette étude nous a permis d'identifier les techniques de stockage les plus adaptées et les plus complémentaires pour une même application.

Mots clés — Energie photovoltaïque, stockage d'énergie, batteries, supercondensateur, station de transfert d'énergie par pompage (STEP), volant d'inertie, critères de comparaison

I. INTRODUCTION

L'énergie est une entité multiforme qui peut se transformer sous de très divers aspects. Toutefois, les énergies primaires directement accessibles dans la nature sont en nombre limité : ce sont les énergies fossiles (charbon, pétrole, gaz), l'énergie nucléaire et les énergies renouvelables (hydraulique, biomasse, solaire, éolien, géothermie, énergie des marées) [1].

Dans la nature, l'énergie la plus abondante est l'énergie solaire. Chaque année l'énergie reçue représente 15000 fois l'énergie consommée par l'humanité. Cela place théoriquement l'énergie électrique photovoltaïque et l'énergie solaire thermique parmi les plus disposées à intervenir massivement dans le bilan énergétique mondial.

R. Kabouche, Laboratoire d'instrumentation, Faculté d'électronique et d'informatique Université Houari Boumedienne, BP 32 El-Alia 16111 Bab-Ezzouar Alger, Algérie. e-mail: (rkabouche@usthb.dz)

S. Harrouni, Laboratoire d'instrumentation, Faculté d'électronique et d'informatique Université Houari Boumedienne, BP 32 El-Alia 16111 Bab-Ezzouar Alger, Algérie. e-mail: (sharrouni@yahoo.fr)

A. Talha, Laboratoire d'instrumentation, Faculté d'électronique et d'informatique Université Houari Boumedienne, BP 32 El-Alia 16111 Bab-Ezzouar Alger, Algérie. e-mail: (abtalha@gmail.com)

Le gisement solaire algérien est parmi le plus abondant au monde, il dépasse les 5 millions de TWh/an, la durée d'insolation sur la quasi totalité du territoire national dépasse les 2000 heures annuellement et peut atteindre les 3900 heures (hauts plateaux et Sahara). Le tableau 1 présente le potentiel solaire en Algérie [2].

En 2011, le gouvernement algérien a opté pour un programme ambitieux de développement des énergies renouvelables et d'efficacité énergétique. Ce programme consiste à installer une puissance d'origine renouvelable de près de 22 000 MW entre 2011 et 2030, ce qui représentera 40% de la production nationale d'électricité [2]. La figure 1 représente l'évolution de la part des énergies renouvelables en TWh et le taux de pénétration en %.

TABLEAU 1
POTENTIEL SOLAIRE EN ALGÉRIE

Région	Région côtière	Hauts Plateaux	Sahara
Superficie en %	04	10	86
Durée moyenne d'ensoleillement (heure/an)	2650	3000	3500
Energie moyenne reçue (kWh/m ² /an)	1700	1900	2650

Pour l'énergie photovoltaïque le gouvernement prévoit le lancement de plusieurs projets d'une capacité totale d'environ 800 MWc d'ici 2020. D'autres projets d'une capacité de 200 MWc par an devraient être réalisés sur la période 2021-2030.

Ces chiffres sont énormes, et lèvent donc un grand défi pour les secteurs industriel et économique, mais aussi pour le secteur de la recherche et développement qui aura pour missions entre autres l'identification des moyens techniques pour palier au caractère intermittent des sources renouvelables.

Dans cet article nous nous intéressons à l'énergie photovoltaïque et les différentes techniques de stockage pour chaque type d'application, dans le but d'une meilleure pénétration de cette forme d'énergie dans le bilan énergétique national.

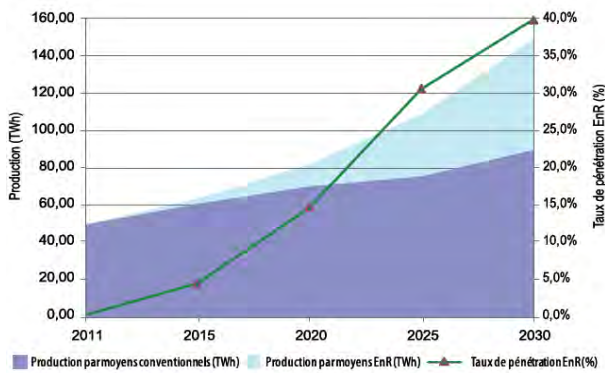


Fig. 1 Taux de pénétration des énergies renouvelables dans la production nationale.

II. L'ÉNERGIE PHOTOVOLTAÏQUE

A. Cellule, Générateur et Système Photovoltaïque

Une cellule élémentaire composée de matériaux semi-conducteurs est capable de convertir l'énergie de photons reçue à sa surface en une différence de potentiel, créée par une délocalisation d'électrons dans le matériau. La circulation des électrons dans le circuit extérieur permet à la cellule photovoltaïque (PV) de fonctionner comme un générateur. La valeur du courant et de la tension délivrés dépendent fortement de l'éclairement (donné en W/m^2), comme le montre la fig. 2

Typiquement une cellule photovoltaïque produit moins de 2 watts sous approximativement 0,5 Volt. Une association série de plusieurs cellules donne un module et une association série et/ou parallèle de plusieurs modules permet de réaliser un panneau photovoltaïque [3], [4].

Un générateur photovoltaïque (GPV) est constitué d'un ou de plusieurs panneaux PV. Un système PV est un système permettant l'alimentation d'une charge ou d'un réseau électrique en utilisant des générateurs photovoltaïques.

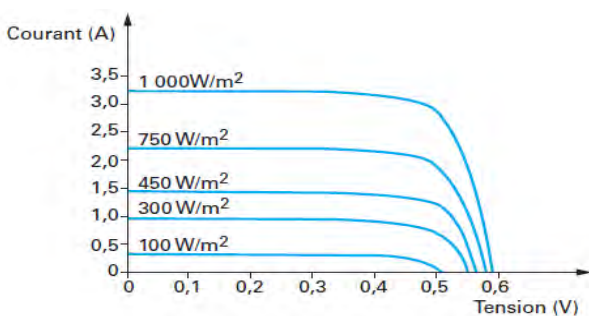


Fig. 2 Courant débité et tension aux bornes d'une cellule photovoltaïque

B. Champs d'Applications des Systèmes PV et Intérêt du Stockage

Les systèmes photovoltaïques sont utilisés dans des applications multiples et diversifiées qui peuvent être groupées en deux grandes catégories : applications connectées au réseau ou en site isolé (système autonome) [5], [6].

1) *Les Applications en Site Isolé*: Les systèmes autonomes sont des unités de production d'électricité

généralement de petites tailles (ne dépassant pas 100 kW) qui ne sont reliées à aucun réseau de distribution.

Un système photovoltaïque (PV) autonome, comme le montre la figure 3, est composé dans son ensemble d'un:

- Générateur photovoltaïque (panneaux photovoltaïques),
- Moyen de stockage : généralement électrochimique (batteries),
- Bloc de transformation réalisant plusieurs fonctions; convertisseur continu/continu permettant d'alimenter le bus continu, élévateur de tension pour la conversion continu/alternative permettant d'alimenter les charges alternatives,
- Module de contrôle et de mesure pour la charge des batteries et l'acquisition des différentes grandeurs physiques ainsi que le système de poursuite du point de puissance maximum.

2) *Les Applications Connectées au Réseau*: les systèmes PV connectés au réseau disposent, en plus des systèmes autonomes de la fig. 3, d'un compteur électrique réversible permettant la circulation du flux énergétique entre la source PV et le réseau électrique dans les deux sens. Deux types de réseaux électriques peuvent être distingués ;

- les réseaux interconnectés : L'implantation de champs PV dans le réseau interconnecté peut se faire sans besoin particulier de stockage. Le réseau assure la fourniture à l'utilisateur en cas de déficit de la production photovoltaïque. L'excédent peut être réinjecté sur le réseau et racheté.

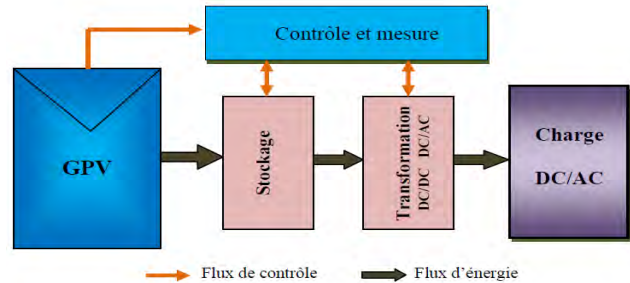


Fig. 3 Schéma fonctionnel d'un système PV autonome

- Les mini-réseaux ou réseaux isolés : Les réseaux isolés (par exemple les centrales diesel Sonelgaz situées au sud du pays) sont composés d'unités de production d'électricité (principalement des générateurs diesel) dont la puissance est comprise entre quelques centaines de kW et quelques dizaines de MW. Cependant, l'intégration de générateurs photovoltaïques s'est fortement répandue ces dernières années. Malheureusement la pénétration des sources renouvelables est limitée pour éviter tout risque de déséquilibre dû à l'intermittence de la source.

III. STOCKAGE DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

Le stockage de l'énergie est l'action qui consiste à placer une quantité d'énergie en un lieu donné pour permettre son utilisation ultérieure. L'opération de stockage d'énergie est toujours associée à l'opération inverse consistant à récupérer l'énergie stockée (le

déstockage). Le stockage de l'énergie électrique passe le plus souvent par une forme d'énergie intermédiaire (gravitaire, de compression, chimique, cinétique, thermique...) que l'on accumule, puis transforme à nouveau en électricité. Seules l'énergie électrostatique avec les condensateurs ou supercondensateurs et l'énergie électrodynamique avec le stockage magnétique supraconducteur, font quelque peu exception en stockant des charges électriques statiques ou en mouvement, ils représentent un stockage direct de l'énergie électrique [5], [6].

A. Classification des moyens de Stockage

Les différents moyens de stockage peuvent être classés soit : [5], [6]

- Par la nature de l'énergie intermédiaire : elle peut être gravitaire, thermique, Le Tableau 2 donne les différentes formes d'énergies intermédiaires.

TABLEAU 2

Formes d'Énergie Intermédiaires de Stockage

Énergie intermédiaire	Systèmes de stockage
Gravitaire	Pompage hydraulique
Thermique	Stockage de chaleur latente ou sensible avant production électrique
De pression	Compression d'air
Chimique	Batterie d'accumulateurs électrochimique
	Stockage H ₂ par électrolyse et pile à combustible
Cinétique	Volant d'inertie
Electromagnétique	Courant permanent à bobine supraconductrice
Electrostatique	Condensateur classique
	Supercondensateur à électrolyte double couche

- Par la quantité de l'énergie stockée : petite ou grande échelle. Le stockage à petite échelle (de quelques centaines de W à quelques kW) est particulièrement destiné à répondre à des applications stationnaires (alimentation électrique sans coupure possible, stockage pour pallier localement l'intermittence d'une source d'énergie renouvelable) ou des applications mobiles (transports, télécommunication...). Le stockage à grande échelle (de quelques dizaines de kW à quelques centaines MW) est destiné à un fonctionnement au niveau du réseau ou de systèmes de production intermittente de «grande puissance» : éoliens, photovoltaïques, centrales solaires.

- Par la mobilité du moyen de stockage : embarqué ou stationnaire. Le stockage embarqué est utilisé principalement dans les moyens de transport (automobile, train, avion ou navire) ou dans les appareils électroniques autonomes (les PC-portables, les téléphones portables, caméscopes,). Dans les systèmes stationnaires la quantité d'énergie stockée est très importante et assure plusieurs fonctions : compensation d'une insuffisance due à l'intermittence de l'offre, pallier à une déficience dans la fourniture d'énergie, récupérer et stocker un excédant de fourniture d'énergie.

- Par la durée du stockage : court ou long terme. La durée représente le temps nécessaire pour accomplir un cycle de stockage-déstockage.

Dans cet article nous nous intéressons au stockage de l'énergie photovoltaïque, cette énergie est par nature fluctuante par journée (jour/nuit) et à long terme (été/hiver). De ce fait, nous adoptons la classification par critère de la durée de stockage pour présenter les techniques de stockage les plus utilisées mais nous présenterons également des techniques nouvelles et émergentes tel que le stockage par centrale hydropneumatique.

B. Stockage Court Terme

Le stockage court terme désigne des moyens de stockage dont la durée d'un cycle de stockage-déstockage est comprise entre quelques fractions de seconde et quelques heures.

1) Les Accumulateurs : Les accumulateurs et les piles sont des systèmes électrochimiques servant à stocker de l'énergie. Ils restituent sous forme d'énergie électrique l'énergie chimique générée par des réactions électrochimiques. Ces réactions activées au sein d'une cellule élémentaire entre deux électrodes baignant dans un électrolyte lorsqu'une charge est branchée à ses bornes. L'accumulateur est basé sur un système électrochimique réversible. Le terme batterie est alors utilisé pour caractériser un ensemble de cellules élémentaires rechargeables. Les batteries, représentant le moyen de stockage le plus connu par le grand public, sont très variées et occupent un champ d'applications très vaste. Le tableau 3, donne une comparaison entre les types les plus utilisés [7].

TABLEAU 3

Comparaison entre différents types de batteries

Type	Energie massique (Wh/kg)	Rendement (%)	Coût €/kWh	Durée de vie (Nb de recharges)	Autodécharge/mois (%)
Pb-acid	30-50	2) 60-98	50-200	400-800	5
Ni-Cd	45-80	3) 60-80	200-600	1500-2000	> 20
Na-S	75-120	> 80	100-250	4500	-
Li-ion	90-180	90-100	700-1000	500-1000	10
Redox-flow	25-35	> 80	7-100	>10000	-

Nous noterons que les batteries Na-S (Sodium-soufre) peuvent présenter des puissances très élevées, ce qui les classe parmi les batteries à flow, par exemple au Japon une installation comportant 40 unités de 2MW est installée en janvier 2012 permettant de stocker en six heures jusqu'à 480 MWh en heures creuses pour les revendre en heures de pointe.

Les batteries Redox-flow ou batterie à circulation d'électrolyte sont différentes des autres batteries du fait qu'elles permettent de contourner la limitation des accumulateurs électrochimiques classiques dans lesquels les réactions électrochimiques créent des composés

solides qui sont stockés sur les électrodes où ils se sont formés. La masse qu'il est possible d'accumuler localement est limitée, ce qui fixe un maximum à la capacité. Dans les batteries à circulation d'électrolyte, les composés chimiques responsables du stockage de l'énergie sont liquides et restent en solution dans l'électrolyte. Ce dernier est pompé vers des réservoirs externes dont le volume représente l'énergie stockée. Des systèmes de capacité élevée sont installés dans le monde (200kW-800kWh, 250kW-2MWh, 1.5MW, 275kW, ...).

4) *Les Supercondensateurs* : Nous distinguerons d'abord deux familles principales, les supercondensateurs de type électrostatique, dans lesquels le stockage de l'électricité s'effectue par un simple déplacement de charges électroniques et ioniques; et les supercondensateurs de type électrochimique, dans lesquels interviennent des processus faradiques réversibles, semblables à ceux des accumulateurs électrochimiques. Les supercondensateurs électrostatiques stockent les charges électriques en exploitant d'une part, le concept fondamental en électrochimie, de double couche électrochimique à l'interface entre un conducteur électronique (électrode) et un conducteur ionique (électrolyte) (Fig. 4); d'autre part, l'aptitude de certains matériaux à conduction électronique, tels que le carbone activé, à développer des surfaces spécifiques extrêmement élevées (jusqu'à 3 000 m²/g) [8].

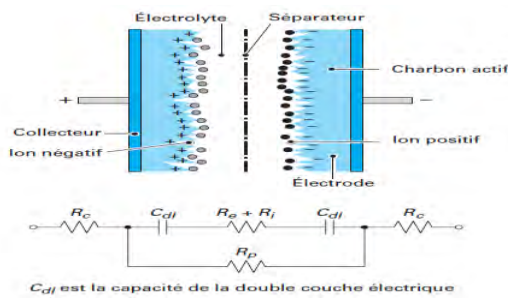


Fig. 4 Structure d'un supercondensateur avec localisation des résistances

La tension d'utilisation est impérativement de 1,2 V dans le cas d'un électrolyte aqueux et de 2,3 à 2,85 V dans le cas d'un électrolyte organique. Les supercondensateurs peuvent avoir des valeurs de capacité comprise entre 0,1 et 5000 F, ceci permet de les considérer comme des éléments potentiels de stockage d'appoint généralement associés à une autre source principale (Fig. 5). De plus ils ont une fiabilité élevée (plus de 20 ans) et une efficacité de 95%.

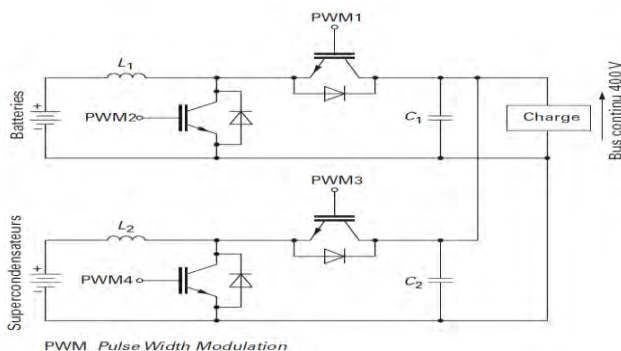


Fig. 5 Schéma de principe d'une alimentation hybride

5) *Volant d'Inertie*: un volant d'inertie (FES : Flywheel Energy Storage) est couplé mécaniquement à un convertisseur électromagnétique qui permet la transformation réversible d'énergie électrique en énergie mécanique, (Fig. 6). Le moteur/générateur est l'interface électromécanique permettant la charge et la décharge [9].

Un corps solide de moment d'inertie I , tournant à la vitesse angulaire ω autour d'un axe passant par son centre de gravité possède une quantité d'énergie cinétique E_c de valeur :

$$E_c = \frac{1}{2} I \omega^2 \quad (1)$$

On montre facilement que l'énergie cinétique stockable par unité de masse m est de la forme :

$$E_c/m = A \sigma \quad (2)$$

Avec :

- A nombre sans dimension qui dépend de la forme du solide en rotation
- σ la contrainte maximale admissible liée aux efforts centrifuges.
- ρ la masse volumique du matériau constituant le mobile.

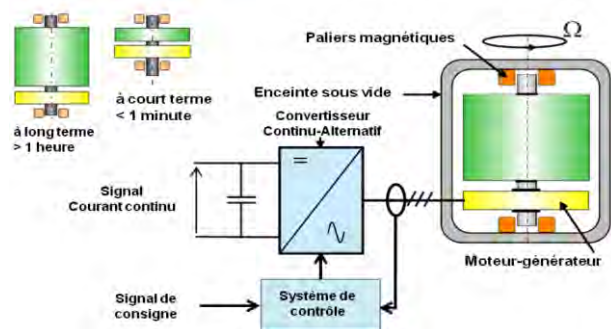


Fig. 6 Principe d'un système à volant d'inertie

Les systèmes de stockage d'énergie par volant d'inertie sont constitués d'un cylindre rotatif massif, supporté (dans les systèmes modernes) par lévitation magnétique, couplé à un moteur/générateur. La maintenance de tels systèmes est légère et leur durée de vie importante (supérieure à 20 ans). Les puissances sont proches de 5 à 25 Wh/kg. La puissance impulsionnelle de ces dispositifs peut être élevée : 2 kW/kg avec une durée de décharge de l'ordre de la minute. Mais ils représentent une cyclabilité très élevée (jusqu'à 100000).

Les premières applications furent dans les transports (bus et tramways pour récupérer l'énergie de freinage). Depuis quelques années, des volants d'inertie équipent des alimentations in-interruptibles dans lesquelles ils concurrencent les batteries électrochimiques au plomb et au nickel-cadmium. Dans le cas d'applications stationnaires et pour raison de sécurité, l'installation est généralement enterrée afin de prévenir l'éclatement éventuel du volant.

6) *Stockage Magnétique par Supraconducteur (SMES pour Superconducting Magnetic Energy Storage)* : L'électricité est stockée de manière directe sous la forme d'un champ magnétique créé par la circulation d'un

courant continu dans un anneau supraconducteur fonctionnant au dessous de sa température critique (environ 4 K), et donc sans pertes par effet joule. La fig. 7 montre la variation de la résistivité de quelque matériau en fonction de la température [10].

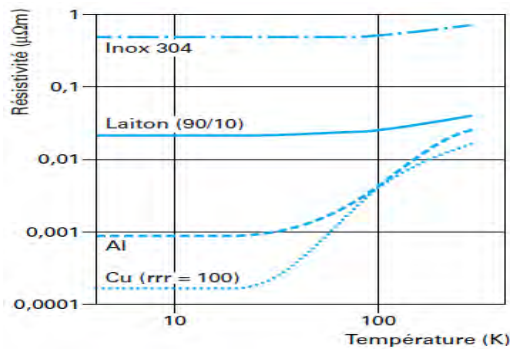


Fig. 7 Évolution de résistivités avec la température

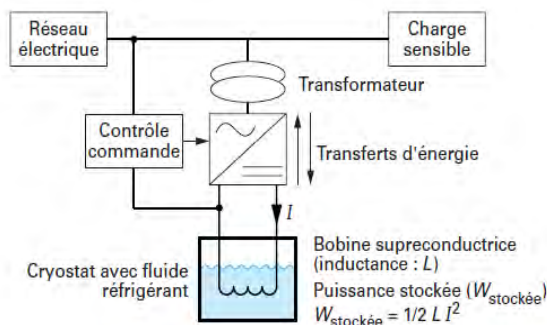


Fig. 8 Principe d'un SMES pour l'alimentation non interrompible

Comme le montre la fig. 8, un système SMES est composé de trois parties : la bobine supraconductrice, un circuit de conditionnement de la puissance et un réfrigérateur cryogénique. Les SMES sont particulièrement utilisés pour protéger certaines charges sensibles contre les creux de tension. Les atouts de cette technologie résident dans son excellente cyclabilité, sa durée de vie importante (20 à 30 ans), de très bons rendements (95%) et des densités de puissance élevées. L'inconvénient majeur est celui de l'environnement cryogénique associé qui nécessiterait une exploitation nouvelle sur les réseaux d'énergie.

C. Stockage Long Terme

Le stockage long terme désigne des moyens de stockage dont la durée d'un cycle de stockage-déstockage est comprise entre quelques heures à plusieurs jours voir quelque mois.

1) *Stockage gravitaire hydraulique:* Ce type de stockage est assuré par des Stations de Transfert d'Énergie par Pompage (STEP) ou PHS (pour Pumped Hydro Storage). Le principe en est l'accumulation d'énergie sous forme gravitaire. Le travail W fourni par une masse de 1 kg qui tombe de 1 mètre est égale à 1 joule. En kilowattheures le calcul se fait suivant la formule 3, [5] :

$$W=(m.g.h)/36 \tag{3}$$

Avec : $g = 9,81 \text{ ms}^{-2}$

h : hauteur en mètre

m : masse de l'eau en tonne

En fonction du débit d'eau turbiné et de la hauteur de chute, nous pouvons distinguer trois types de centrales hydrauliques [11]:

- la petite centrale hydraulique (puissance allant de 0,5 à 10 mégawatts),
- la microcentrale (de 20 à 500 kilowatts),
- et la pico-centrale (moins de 20 kilowatts).

Si l'on veut stocker de l'énergie électrique, il faut utiliser des STEP qui permettent de pomper et de turbiner de façon cyclique la même eau entre un bassin supérieur et un bassin inférieur, fig. 9. Leur principe général est bien connu : on pompe en utilisant l'énergie électrique bon marché d'heures creuses, puis on turbine pour produire de l'électricité d'une valeur plus élevée aux heures de pointe.

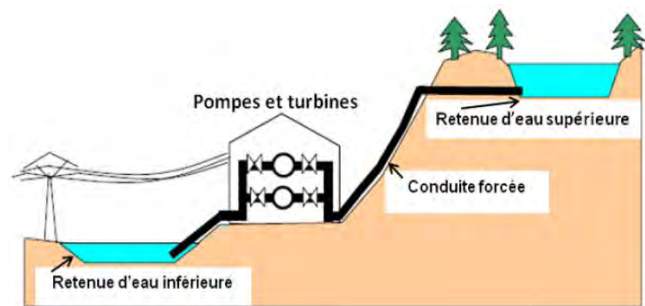


Fig. 9 Stockage gravitaire hydraulique par STEP

En 2011 Plus de 100 GW sont installés, répartis sur environ 380 ouvrages qui couvrent plus de 99% des capacités totales de stockage d'électricité. Ce taux est appelé à baisser du fait de la diversification des moyens de stockage. Les STEP permettent de constituer des stockages à grande échelle, à des coûts relativement faibles. Leur principal inconvénient est la nécessité de trouver un site géographique adapté, réunissant deux bassins superposés, ce qui rend (en Europe) la construction de nouvelles STEP de plus en plus difficile et coûteuse. Et pour palier à cet obstacle, des axes de recherche sont orientés actuellement vers une technique innovante, le stockage hydropneumatique, qui sera présenté plus loin.

2) *Stockage d'hydrogène, Pile à combustible:* Depuis plusieurs années, l'hydrogène est considéré comme le vecteur énergétique d'avenir pour les transports, mais également pour d'autres applications stationnaires. L'hydrogène est l'atome le plus petit, le plus léger et le plus répandu dans l'univers. On le trouve partout, de la molécule d'eau aux hydrocarbures, en passant par tous les organismes vivants. De plus, à masse égale, il libère trois fois plus d'énergie que l'essence. Il pourrait ainsi être utilisé directement (combustion classique) ou en utilisant des « piles à combustible » qui le convertiraient en électricité et en chaleur. Le principe de la pile à combustible (PAC) est relativement simple : produire simultanément de l'électricité et de la chaleur en

recombinant de l'oxygène et de l'hydrogène, avec de l'eau pour seul rejet, fig. 10, [10].

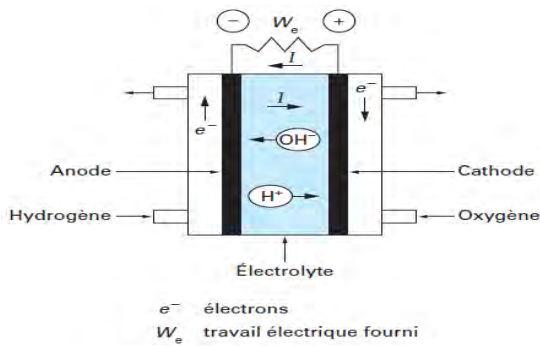


Fig. 10 Schéma de principe d'une pile à combustible hydrogène/oxygène

Il existe plusieurs types de piles à combustible qui se différencient par leur électrolyte, l'élément chargé de véhiculer les ions. Cet électrolyte définit la température de fonctionnement de la pile et, de fait, son application. Le tableau 4 donne les plus importants types de pile à combustible, leur rendement, leur température de fonctionnement et leurs domaines d'application [6].

TABLEAU 4
COMPARAISON ENTRE DIFFÉRENTS TYPES DE PILES À COMBUSTIBLE

Description	Puiss. (kW)	Temp. (°C)	Rendement électrique	Domaine
AFC – PAC alcaline	10 à 100	60 à 90	pile : 60-70 % Syst. : 62 %	Portable, transport
PEMFC – PAC à membrane d'échange de protons	0,1 à 500	60 à 100	pile : 50-70 % Syst. : 30-50 %	portable, transport, stationnaire
DMFC – PAC à méthanol direct	mW à 100	90 à 120	pile : 20-30 %	transport, stationnaire
PAFC – PAC à acide phosphorique	jusqu'à 10 ⁴	≈ 200	pile : 55 % Syst. : 40 %	transport, stationnaire
MCFC – PAC à carbonate fondu	jusqu'à 10 ⁵	≈ 650	pile : 55 % Syst. : 47 %	stationnaire
SOFC – PAC à oxyde solide	jusqu'à 10 ⁵	800 à 1 050	pile : 60-65 % Syst. : 55-60 %	stationnaire

Les PAC couvrent une très large gamme de puissance (de quelque mW à plusieurs dizaines de MW), cela permettra d'élargir considérablement leur champ d'applications. Mais leur pénétration dans le marché est fortement limitée par leur coût et les difficultés techniques de la production et du stockage de l'hydrogène [5], [6], [10].

3) *Stockage de chaleur* : Le stockage de l'énergie électrique sous forme thermique combine les étapes suivantes [6] :

- Durant la phase de stockage l'électricité est utilisée pour entrainer une pompe à chaleur qui transfère de la chaleur d'une enceinte vers une autre à température élevée.
- Durant la phase de déstockage, la chaleur est transformée à nouveau en énergie mécanique par une machine thermique.

L'énergie électrique est stockée sous forme d'énergie thermique dans des matériaux réfractaire poreux contenus dans des enceintes thermiquement isolées (Fig. 11).

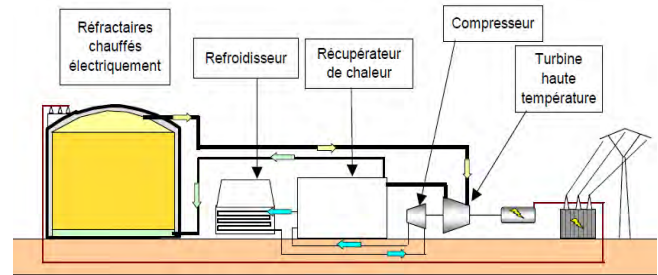


Fig. 11 Schéma de principe d'une installation de stockage thermique

À titre d'exemple, un réservoir de stockage thermique dimensionné pour 1000 MWh ne mesurerait que 20 m de diamètre et 20 m de hauteur, soit un volume de 5000 m³, avec un rendement global du stockage qui peut atteindre les 70%.

4) *Stockage par air comprimé ou CAES (Compressed Air Energy Storage)* : L'électricité disponible durant les heures creuses sert à comprimer de l'air avec un turbocompresseur (Fig. 12). L'air comprimé est stocké dans des cavernes situées à grande profondeur, des mines de sel par exemple. Pour récupérer l'électricité, l'air comprimé est dirigé vers une turbine à gaz. La première unité commerciale de 290 MW à Hundorf en Allemagne a été mise en route en 1978. En 1991 en Alabama a été mise en fonctionnement une installation de 110 MW. Une installation de 2,7 GW est prévue à Norton en Ohio en 2012 [6].

5) *Stockage hydropneumatique* : C'est une nouvelle technique émergente qui est encore au stade de la recherche. Cette technologie se base sur l'extrapolation de l'énergie potentielle gravitaire de l'eau par la pression. Sachant que la pression atmosphérique est équivalente à une hauteur de 10 mètres, de ce fait, au lieu de pomper de l'eau à une hauteur de 300 mètres, on propose de la soumettre à une pression de 300 bars. Théoriquement le dispositif est très simple et présente de multiples avantages entre autres un bon rendement de cycle (on espère 75%), de plus les rendements des pompes et moteurs hydrauliques sont supérieurs à ceux des compresseurs.

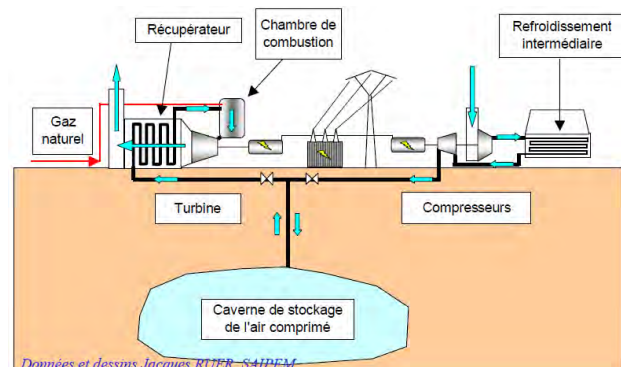


Fig. 12 Schéma de principe du stockage mécanique par air comprimé

IV. COMPARAISON DES DIFFÉRENTES TECHNIQUES DE STOCKAGE

Les technologies de stockage sont nombreuses, et la comparaison entre elles, est très délicate. Plusieurs paramètres peuvent intervenir en particulier la non maturité de certaines techniques par rapport à d'autres, comme par exemple les piles à combustibles et les supraconducteurs par rapport aux batteries ou au pompage hydraulique.

Néanmoins, nous allons retenir quelques critères les plus importants en particulier si ces techniques seront destinées pour le stockage de l'énergie photovoltaïque.

A. Critères de comparaison

Pour déterminer quelles sont les techniques de stockage les plus pertinentes pour un usage particulier, plusieurs facteurs doivent être pris en compte : La puissance disponible, la capacité de stockage, l'efficacité ou rendement (donné par le rapport de l'énergie restituée sur l'énergie emmagasinée), la durée de vie en nombre de cycles ou en années, le coût, la maturité de la technique, ... [12]. Le tableau 5 présente quelques chiffres donnés à titre indicatif ainsi que les principales caractéristiques pour différentes techniques de stockage de l'énergie [5], [12].

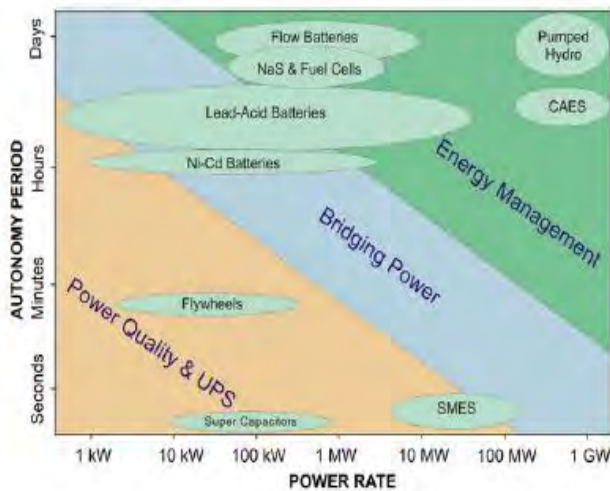


Fig. 13 l'autonomie des techniques de stockage en fonction de leur puissance.

La fig. 13 représente une comparaison de l'autonomie des différentes techniques en fonction de la puissance [13]. Nous constatons bien que le pompage hydraulique (STEP), les CAES, les batteries sodium-soufre (NaS) et les piles à combustible sont des moyens de stockage à très grandes autonomie avec des puissances très intéressantes pour les STEP et les CAES. Selon les sites ils peuvent garantir un stockage intersaisonnier.

B. Comparaison Cas par Cas

Le type de stockage optimal est intimement lié à la nature de l'application (embarquée ou stationnaire) et au type de production (centralisée ou décentralisée), cela nous a mené à faire une comparaison cas par cas. Pour chaque

champ d'application de l'énergie photovoltaïque, nous allons identifier le moyen ou les moyens de stockage les plus adaptés.

Selon les critères de comparaison et les performances de chaque type de stockage présentés précédemment, nous pouvons dégager les tendances générales suivantes :

1) *Applications en site isolé* : En site isolé les critères de choix les plus importants sont : faible autodécharge, autonomie élevée et une longue durée de vie. Pour de faibles puissances (inférieure à 100kW), les candidats favorisés sont les batteries Lithium-ion et plomb-acide. Pour les puissances plus élevées nous pouvons favoriser les batteries Redox-flow et les batteries Na-S vu leur durée de vie importante, presque le double d'une batterie au plomb au même prix que cette dernière. Si les charges alimentées sont exigeantes en courant pour le démarrage, nous pouvons associer un moyen à forte puissance tels que les supercondensateurs, cela évitera le surdimensionnement des accumulateurs.

2) *Applications raccordées aux mini réseaux* : dans ces applications le générateur principal d'électricité est un (ou plusieurs) groupe électrogène (générateur diesel). L'introduction de l'énergie photovoltaïque en petite quantité pourrait ne pas perturber le fonctionnement du générateur diesel, mais économiquement ce n'est pas rentable. Une introduction massive de l'énergie PV pourrait déséquilibrer la production et causer des arrêts répétitifs du générateur diesel (en période de fort ensoleillement) ce qui pourrait l'endommager ou réduire sa durée de vie. Un système de stockage réduira ces difficultés et permettra de maximiser le pourcentage de l'énergie PV dans la production totale, et de ce fait réduire considérablement la consommation de carburant, du générateur diesel ce qui pourrait prolonger sa durée de vie. Les systèmes de stockage dans ce cas d'application doivent supporter des valeurs d'énergie moyennes mais fortement fluctuantes, et avoir des temps de réponse assez rapide (pour compenser le temps de démarrage des générateurs diesel). Les techniques de stockage qui répondent à ces exigences sont les batteries au plomb. Pour des puissances plus élevées, les batteries Redox, les batteries Na-S et les piles à combustible sont adaptées. Nous pouvons proposer, si le site est adapté, le stockage gravitaire (STEP) associée à des supercondensateur ou des volants d'inertie.

3) *Application dans le réseau interconnecté* : Dans ces applications, le rôle du stockage est multiple pouvant être groupé en : report de production, lissage de pointe et la qualité de puissance. Le report de puissance fait appel à un stockage d'énergie très élevé (plusieurs centaines de MWh), le pompage d'eau, les batteries redox, les batteries Na-S sont les plus appropriés avec un avantage important pour le premier en termes de coût. Pour le lissage de pointes (quelques MW et une sollicitation quotidienne) au niveau de poste de distribution, les batteries sont les plus favorisés. Pour le contrôle de la qualité de puissance, les critères essentiels sont la capacité de restitution de l'énergie et le cyclage. Les volants d'inertie, les

supercondensateurs, les supraconducteurs sont les plus adaptés ainsi que les batteries lithium-ion.

TABLEAU 5
COMPARAISON DE DIFFÉRENTES TECHNOLOGIES DE STOCKAGE

	Densité d'énergie en kW/m ³	Capacité en MWh	Puissance En MW	Efficacité	Durée de vie	Coût €/KWh	maturité
STEP	1 à 300 bars	1000-10000	100-2000	0,8	11000 cycles	Très faible	Elevée
CEAS	12 à 100 bars	1-200	15-200	0,5	11000 cycles	Faible	Moyenne
Thermique à turbine	200	1000-100000	10-100	0,6	-	Très faible	Prototype
Hydrogène et PAC	0,3 – 0,6	0,01-10000	001-1000	0,6	25 ans	Elevé	Moyenne
Flow Batterie	33	0,01-480	100	0,7	4000 cycles	Moyen	Moyenne
Batterie	20 – 120 KWh/Kg	0,01-1000	001-10	0,8	500-4000 cycles	Moyen-faible	Elevée
SMES	1 - 5 KWh/Kg	3.10 ⁻⁴ - 3.10 ⁻³	1-3	0,9	10000 cycles	Elevé	Moyenne
Volant d'inertie	1 - 5 KWh/Kg	0.5-10	2-40	0,8	10000 cycles	Moyen-élevé	Moyenne
Supercondensateur	5 – 10 KWh/Kg	Quelque KWh	-	0,9	10000 cycles	élevé	Moyenne

V. CONCLUSION

Notre pays dispose d'un potentiel énergétique solaire énorme, mais son exploitation reste très limitée, à cause de la politique nationale en matière d'énergie et aussi au manque d'études statistiques et techniques pour la valorisation des énergies renouvelables. Aujourd'hui, la politique a changé et le programme de développement des énergies renouvelables et d'efficacité énergétique du gouvernement espère atteindre 40% d'énergie renouvelable dans le bilan énergétique d'ici 2030. Ce chiffre est très grand, et connaissant la nature intermittente de l'énergie photovoltaïque et éolienne, le taux de pénétration de ces dernières dans le bilan énergétique ne pourra être réalisé sans des systèmes de stockage aussi grands que diversifiés.

C'est dans ce but que nous avons mené une étude comparative des différentes techniques de stockage de l'énergie photovoltaïque. Cette dernière est très abondante en tout point du globe, mais elle est intermittente sur une journée et sur l'année, ce qui nécessite son stockage. En effet, l'intérêt du stockage d'énergie est multiple, il permet une exploitation efficace et continue en sites isolés (en particulier les regroupements villageois dans le grand sud). Connectés au réseau de distribution, l'énergie photovoltaïque permet un soutien à ce dernier en quantité (pendant les heures de pointes) et en qualité (les défaillances du réseau). Cela signifiera une réduction des centrales thermiques d'appoint et par conséquent une réduction considérable des émissions de CO2.

Notre étude nous a permis de montrer qu'il existe d'autres types de batteries qui peuvent concurrencer les batteries au plomb, tel que les batteries Na-S, Li-ion et les batteries redox. Le stockage par pompage d'eau en utilisant les STEP est une alternative à étudier, en particulier dans les sites qui disposent d'une source d'eau, et une géographie qui permet la réalisation des retenues d'eau (haute et basse).

Les supercondensateurs, le stockage par bobine supraconductrice, les volants d'inertie par contre sont l'alternative la plus appropriée pour le soutien du réseau pour un apport d'appoint, mais ils doivent

d'abord arriver à maturité pour que leur exploitation soit optimale.

Les études comparatives sont très importantes pour la sélection préliminaire et pour la faisabilité technique et économique d'un système de stockage. Mais les étapes sur le terrain sont plus importantes et cruciales, donc nous espérons la réalisation de prototype des techniques de stockage à grande échelle (STEP, centrale de stockage thermique à turbine, l'air comprimé, batterie redox), puisque ces techniques nécessitent (contrairement aux batteries classiques) un savoir faire multidisciplinaire donc un temps plus grand pour arriver à maturité dans notre pays. Nous estimons que ces techniques participeront massivement et efficacement à la pénétration des énergies renouvelables et du photovoltaïque en particulier dans le bilan énergétique national.

REFERENCES

- [1] P. Couffin et M. Perrin "Le stockage des énergies intermittentes". Commissariat à l'Énergie Atomique (CEA), Clefs CEA (50-51), hiver 2004-2005. pp 136-138.
- [2] (2012) site du ministère des énergies et des mines. [en ligne]. Disponible : www.mem-algeria.org
- [3] A. Labouret et M. Viloz, *Energie solaire photovoltaïque*, 4^{ème} éd, éditions Dunod, 2009.
- [4] J-C. Muller, *Electricité photovoltaïque*, Techniques de l'ingénieur, BE 8578, 2007 ;
- [5] A. Marquet, C. Levillain, A. Davriu, S. Laurent, P. Jaud, *Stockage d'électricité dans les systèmes électriques*, Techniques de l'ingénieur, D4030, 1998.
- [6] P. Odru, *Le stockage de l'énergie*, Edition UniverSciences, Dunod, Paris, 2010.
- [7] P. Mayé, *Générateurs électrochimiques*, Editions L'usine Nouvelle, Dunod, Paris, 2010.
- [8] H. Gualous, R. Gallay. *Application des supercondensateurs*, Technique de l'ingénieur, D3335, 2007
- [9] J. Kauv, J. Bonal et P. Odru, *Stockage inertiel de l'énergie*, Technique de l'ingénieur, D4030, 2007
- [10] Y. Brunet et P. Tixador, *Supraconducteurs-environnement et application*, Technique de l'ingénieur, D2703, 2004
- [11] D. Le Gourières, *Les petites centrales hydroélectriques : conception et calcul*, Edition Moulin Cardiou, 2009
- [12] L-M Jaquelin et I. Lallali-Benberim, *le stockage d'énergie : Enjeux et solutions techniques*, Disponible www.enea-consulting.com
- [13] Ib brahim H, Ilinca A, Peroon J. *Energy storage systems-characteristics and comparisons*. Renewable and sustainable energy reviews. Vol. 12, pp 1221-1250, 2008.

A three-phase grid-connected inverter for photovoltaic system using fuzzy logic MPPT

H. Boumaaraf, A. Talha and O. Bouhali

Abstract — The aim of this work is to study the performances of digital control strategy of a photovoltaic (PV) system connected to the grid using a three-level neutral point clamped voltage source inverter. The control method used for a three-level NPC VSI is algebraic PWM strategy which uses two bipolar carriers. The two most important factors influencing the maximum power delivered from the photovoltaic generator are cell's temperature and solar radiation. For a given conditions there is a unique maximum power point in which the array produces maximum output power. In general, this operating point is seldom equivalent at the PV module's maximum power point, for this reason a DC-DC boost inverter with fuzzy logic maximum power point tracking are used. The effectiveness of grid-connected photovoltaic power generation systems depends on the efficiency of the DC-into-AC conversion. For the grid connected inverter is desirable to provide the unity power factor. The performance of grid connected PV system using a three level inverter which can synchronise a sinusoidal current output with a voltage grid is shown by the simulation in MATLAB/SIMULINK.

Index Terms — Maximum power point tracking; photovoltaic; grid; fuzzy logic; converter.

I. INTRODUCTION

Today solar energy has great potential to supply energy, since it is clean, inexhaustible and has a low cost and high efficiency during energy conversion comparing to conventional energy. To convert this energy to electrical current Photovoltaic Generators (PVG) are used. They behave as non linear sources depending on climatic parameters. The major factors that affect the efficiency of a photovoltaic (PV) module are the temperature and the solar radiation. A controller named Maximum Power Point Tracker (MPPT) is required to obtain the maximum power from a photovoltaic generator and to match the solar cell power to the environmental changes [1] [2]. The DC-DC converter takes an intermediate position between the generator and the inverter in order to regulate its supply with a maximum power by regulating its gain. In this paper, we study the fuzzy logic method of search for maximum power point (MPP).

H. Boumaaraf is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, Phone: 213- 24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: boumaaraf.houria@gmail.com. A. Talha is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies. Email: abtalha@gmail.com. O. Bouhali is with the LAMEL Laboratory, Jijel University, BP 98, Ouled Aissa, Jijel, Algérie. Email: bouhali_omar@yahoo.fr.

The integration of the multilevel inverter like interfaces adaptation between the PV system and the grid is very judicious considering the good performances, it appear to be a very good solution for solar applications, as PV arrays concatenation is straight forward to each level of the DC link. In this scenario, power control of multilevel inverters for PV applications is recently being considered. In this paper, we propose a grid-connected photovoltaic system that is composed by a boost converter with MPPT, charge controller, three-level Neutral Point Clamped (NPC) Voltage Source Inverter (VSI), and the required control circuits.

II. PV MODEL

The electrical equivalent-circuit of a solar cell (Fig.1) is composed of a light-generated current source in parallel with a diode, series resistance and parallel resistance.

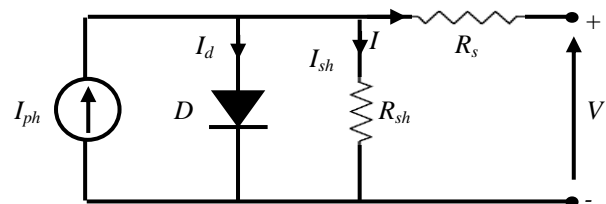


Fig. 1. Equivalent electrical circuit of a cell

The current I provided by the cell can be calculated as [3]:

$$I = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{n_2 k T}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (1)$$

Where I_0 is the saturation current, q is the charge of an electron, k is Boltzmann's constant and n is the ideality factor of the diode.

The characteristics of a PV cell of changes in current and power is shown in figure 2.

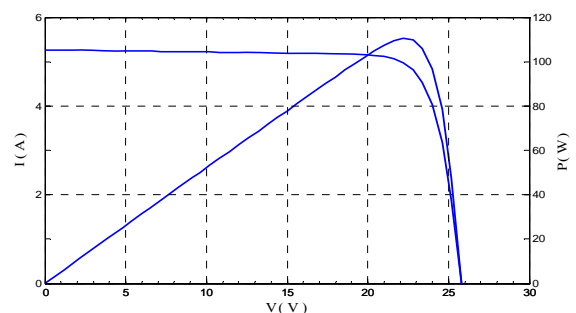


Fig. 2. (I-V) and (P-V) characteristic of PVG

It is noted that the current-voltage (I - V) gives us the maximum current (short circuit current I_{sc}) and the maximum voltage V_{oc} (open circuit voltage), however the characteristic power-voltage (P - V) gives us the maximum power point (MPP) of the PV generator.

III. BOOST TYPE DC-DC CONVERTER

The adaptation of impedance between a PVG and a load is a technological problem to transfer the maximum of generated power, to cure this problem we use a block of adaptation made up of a boost converter controlled by a control circuit. The Boost converter is known by the name of elevator of voltage.

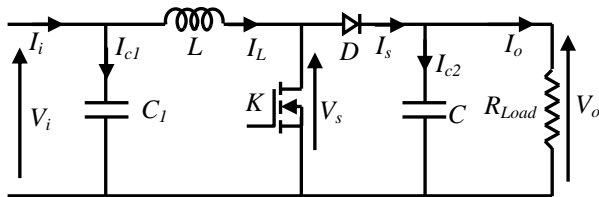


Fig. 3. MPPT Boost converter

When the switch K is in the on state, the current in the boost inductor L increases linearly, and at that time, the diode is in the off state. When the switch K is turned off, the energy stored in the inductor is released through the diode to the output $R_{Load}C_2$ circuit. The pulsating current produced by the switching action is smoothed by the capacitive filter and a DC voltage is provided to the load [4][5].

IV. FUZZY LOGIC MPPT CONTROLLER

The maximum power that can be delivered by a PV panel depends greatly on the insulation level and the operating temperature. Therefore, it is necessary to track the maximum power point all the time.

Recently fuzzy logic controllers have been introduced in the tracking of the MPP in PV systems; they have the advantage to be robust and relatively simple to design as they do not require the knowledge of the exact model. We do require in the other hand the complete knowledge of the operation of the PV system by the designer. The five linguistic variables used are: NB (Negative Big), NS (Negative Small), ZE (Zero Approximately), PS (Positive Small), PB (Positive Big).

The two fuzzy logic controllers (FLC) input variables are the error E and change of error CE at sampled times k defined by [4]:

$$\begin{cases} E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \\ CE(k) = E(k) - E(k-1) \end{cases} \quad (2)$$

Where $P(k)$ is the instantaneous power of the photovoltaic generator. The input $E(k)$ shows if the load operation point at the instant k is located on the left or on the right of the maximum power point on the PV characteristic, while the input $CE(k)$ expresses the moving direction of this point [4].

TABLE I. INFERENCE MATRIX

		CE				
		NG	NP	ZE	PP	PG
E	NG	ZE	ZE	PG	PG	PG
	NP	ZE	ZE	PP	PP	PP
	ZE	PP	ZE	ZE	ZE	NP
	PP	NP	NP	NP	ZE	ZE
	PG	NG	NG	NG	ZE	ZE

V. PV SYSTEM CONNECTED BY A MULTILEVEL INVERTER

The proposed structure is to connect the PV System across both capacitors of a three-level converter (Fig. 4).

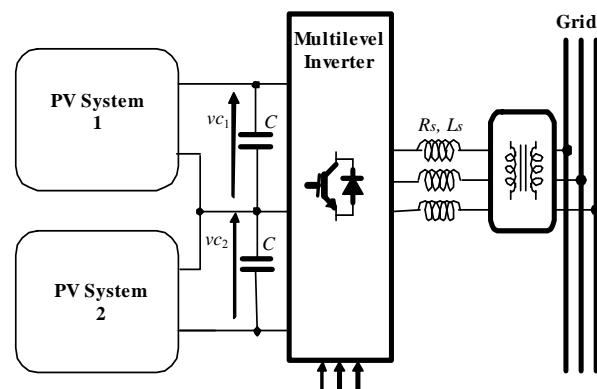


Fig. 4. Grid connection of two PV systems with a three-level converter

The well-known topology of NPC consists of three commutation circuits, which are fed with a capacitive divider (Fig.4). The two commutation circuits of four semiconductor switches enable to make reversible the modulated voltages (um_{13} , um_{23}). As the load current is alternative, required switches are made of four transistors with anti-parallel diodes. Additional steering diodes are required to clamp one terminal of each transistor to the capacitor mid-point. If voltages across capacitors are controlled to be equal to the half value of the full dc voltage, each transistor in off state holds the half value of the full DC voltage, and, thus, it makes this converter suitable for high-voltage high-power applications.

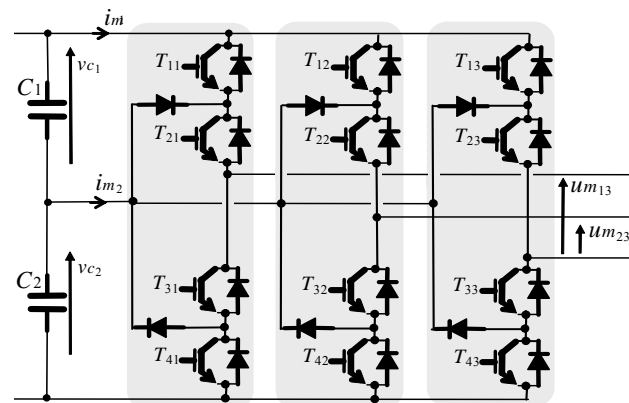


Fig. 5. Schematic diagram of the multilevel NPC three-level inverter

VI. MODELING OF THE GRID CONNECTION

1. DC/AC multilevel converter

Since L filter is used to attenuate grid current harmonics an equivalent mean modeling of the power converters is sufficient for the study [5]. It represents voltage/current fundamental components (Fig.5) of:

- modulated phase to phase voltages (um_{13} and um_{23}) and
- two modulated currents (im_1 and im_2).

Mean values of modulated quantities can be expressed as:

$$\begin{cases} um_{13} = m_{11} us_1 + m_{12} us_2 \\ um_{23} = m_{21} us_1 + m_{22} us_2 \end{cases} \quad (3)$$

With: $us_1 = vc_1 + vc_2$ and $us_2 = vc_2$

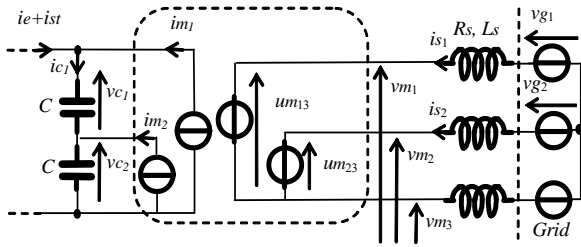


Fig. 6. Equivalent continuous electrical model of the grid connection

$$im_1 = m_{11} is_1 + m_{21} is_2, im_2 = m_{12} is_1 + m_{22} is_2 \quad (4)$$

Mean values of modulation functions are expressed with duty cycles of ideal equivalent switching functions as [5]:

$$\begin{cases} m_{11} = d_{11} - d_{13}, & m_{21} = d_{21} - d_{13} \\ m_{12} = d_{12} - d_{23}, & m_{22} = d_{22} - d_{23} \end{cases} \quad (5)$$

($d_{rc} \in [0,1], r \in \{0,1\}, c \in \{0,1,2\}$).

Line voltages are obtained through following equations:

$$\begin{cases} vm_1 = \frac{2}{3} um_{13} - \frac{1}{3} um_{23} \\ vm_2 = -\frac{1}{3} um_{13} + \frac{2}{3} um_{23} \end{cases} \quad (6)$$

All equations are represented as a block called “Grid side converter” (Fig.6). Mean values of modulated line voltages, modulated currents, filter currents, grid line voltages, dc bus voltages and switching functions are respectively gathered in following vectors:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_m &= \begin{bmatrix} vm_1 \\ vm_2 \\ vm_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_m = \begin{bmatrix} im_1 \\ im_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \\ is_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_g = \begin{bmatrix} v_{g1} \\ v_{g2} \\ v_{g3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}_s = \begin{bmatrix} us_1 \\ us_2 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{D} &= \begin{bmatrix} d_{11} & d_{21} \\ d_{12} & d_{22} \\ d_{13} & d_{23} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

2. Dynamics of the grid currents

Grid currents are deduced from differential equations of the filter (Fig.7):

$$\begin{cases} \frac{dis_1}{dt} = \frac{1}{Ls} (v_{g1} - R_s is_1 - vm_1) \\ \frac{dis_2}{dt} = \frac{1}{Ls} (v_{g2} - R_s is_2 - vm_2) \end{cases} \quad (8)$$

This set of equations is depicted by the model “Filter” in figure 7.

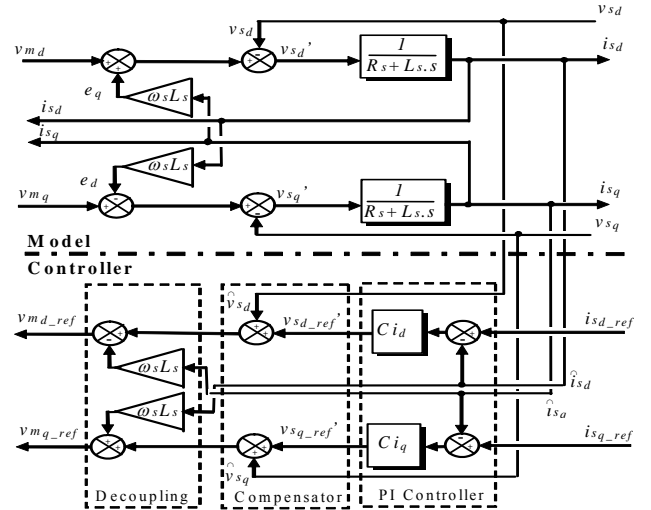


Fig. 7. Model and control structure of grid currents in the Park frame

3. Modeling of the DC/DC bus

The evolution of the DC bus voltages are given by the following equations [5]:

$$\begin{cases} \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (ie + ist + im_1) \\ \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (ie + ist + im_1 + im_2) \end{cases} \quad (9)$$

4. Control of the dc bus voltage

To regulate the dc link voltage us_1 , a PI voltage controller is used and gives the value of the current ic_{ref} , which is required for setting this voltage at the reference value us_{1_ref} :

$$ic_{ref} = C_{ic} (us_{1_ref} - \hat{us}_1) \quad (10)$$

ic_{ref} corresponds to the current flowing in a single equivalent capacitor ($C/2$) and \hat{us}_1 is the sensed value of the DC voltage.

5. Control of grid currents

Using a synchronized Park transform with the first grid voltage, filter equations yield:

$$\begin{cases} vm_d = -R_s is_d - L_s \frac{dis_d}{dt} + L_s \omega_s is_q + v_{s_d} \\ vm_q = -R_s is_q - L_s \frac{dis_q}{dt} - L_s \omega_s is_d + v_{s_q} \end{cases} \quad (11)$$

In the Park frame, the control system of the filter currents in to a dq reference frame is obtained by a graphical model inversion (Fig.8):

- a closed loop control of line currents in a Park frame with PI controller (C_{id} and C_{iq}),
- a compensation of grid voltages ;
- a decoupling of currents.

An inverse Park transform ($[P]^{-1}$) is required in order to generate voltage references for the converter controller.

$$\mathbf{V}_{m_ref} = [P]^{-1} \mathbf{V}_{m_dq_ref} \quad (12)$$

With: $\mathbf{V}_{m_dq_ref} = [v_{m_d_ref}, v_{m_q_ref}]^T$.

VII. INTERFACE

Active and reactive powers can be expressed with Park components of the grid voltages and currents:

$$\begin{cases} P_g = v_{s_d} i_{s_d} + v_{s_q} i_{s_q} \\ Q_g = v_{s_d} i_{s_q} - v_{s_q} i_{s_d} \end{cases} \quad (13)$$

By inversion of these relations, it is possible to regulate the active and reactive power supply to the grid by setting the filter current references according to:

$$\begin{cases} i_{s_d_ref} = \frac{P_{g_ref} \cdot \hat{v}_{s_d} - Q_{g_ref} \cdot \hat{v}_{s_q}}{\hat{v}_{s_d}^2 + \hat{v}_{s_q}^2} \\ i_{s_q_ref} = \frac{P_{g_ref} \cdot \hat{v}_{s_q} + Q_{g_ref} \cdot \hat{v}_{s_d}}{\hat{v}_{s_d}^2 + \hat{v}_{s_q}^2} \end{cases} \quad (14)$$

Current references are gathered in a vector:

$$\mathbf{I}_{s_dq_ref} = [i_{s_d_ref}, i_{s_q_ref}]^T \quad (15)$$

VIII. PWM STRATEGY OF THE THREE-LEVEL NPC VSI

The inverter is controlled by the algebraic modulation strategy which uses two bipolar carriers. The strategy is characterised by two parameters modulation index m ($m=f_p/f$) and modulation rate r ($r=V_m/U_{pm}$) [6]:

The figure 9 shows the signals of this strategy.

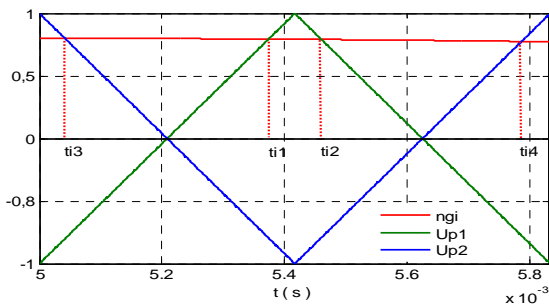


Fig. 8. Algebraic modulation strategy

The different steps of this algorithm can be summarized as follows:

Step 1: Calculation of the generating functions of simple conversion n_{gk} :

$$n_{gk} = \frac{V_{refk}}{U_c} \quad (16)$$

with: $K=1, 2$ and 3 .

Step 2: Calculation of the intersection times:

The intersections of each carrier $U_{pj}(j=1 \text{ to } 3)$ with the reference voltage V_{refk} define two times $t_{k(2j-1)}$ and $t_{k(2j)}$. The different times are defined as follows:

$$\begin{cases} t_{i1} = (n_{gK} + 1) \frac{T_P}{4} \\ t_{i2} = (-n_{gK} + 3) \frac{T_P}{4} \\ t_{i3} = (-n_{gK} + 1) \frac{T_P}{4} \\ t_{i4} = (n_{gK} + 3) \frac{T_P}{4} \end{cases} \quad (17)$$

Step 3: Determination of intermediate voltages (V_{i1}, V_{i2}):

$$\begin{cases} V_{i1} = U_c \text{ if } t \in [0, t_{i1}] \cup [t_{i2}, T_P] \text{ else } V_{i1} = 0 \\ V_{i0} = 0 \text{ if } t \in [t_{i3}, t_{i4}] \text{ else } V_{i0} = U_c \end{cases} \quad (18)$$

Step 4: Determination of the signal V_{i2} and the control orders B_{is} :

$$V_{i2} = V_{i1} + V_{i0} \text{ and } \begin{cases} V_{i2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 1 \\ V_{i2} = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 0 \\ V_{i2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 0; B_{i2} = 0 \end{cases} \quad (19)$$

IX. SIMULATION RESULTS

The simulation results show that the active and reactive powers follow their references perfectly (Fig.9 and Fig.10). The current i_d follows the pattern of the active power P ; on the other hand the i_q follows the pattern of the reactive power Q (Fig.11 and Fig.12). The current i_{d0} has a practically null median value (Fig.13). The grid currents and voltages at unity power factor (Fig.15). Figure 16 shows the Output voltages of three-level NPC-VSI.

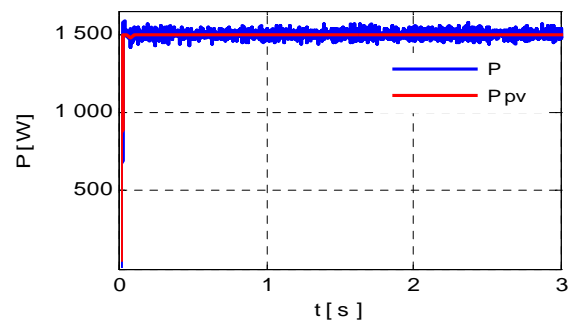


Fig. 9. Grid active power

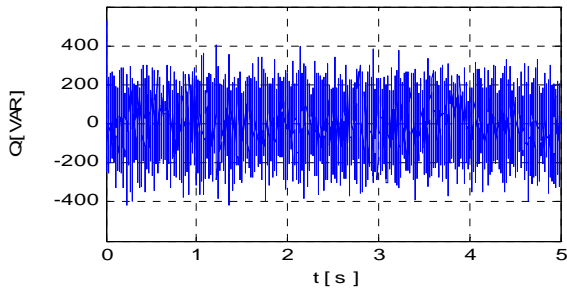


Fig. 10. Grid reactive power

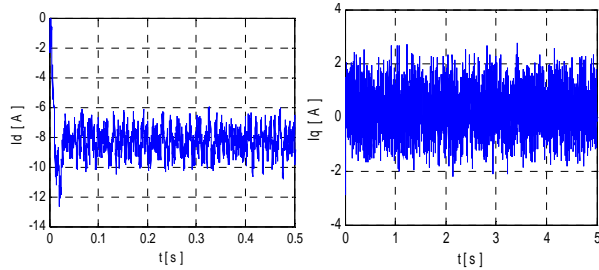


Fig. 11. Direct and quadratic currents

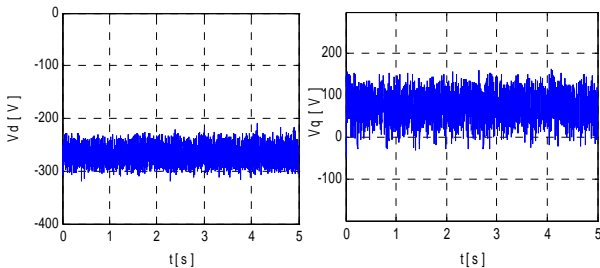


Fig. 12. Direct and quadratic voltage

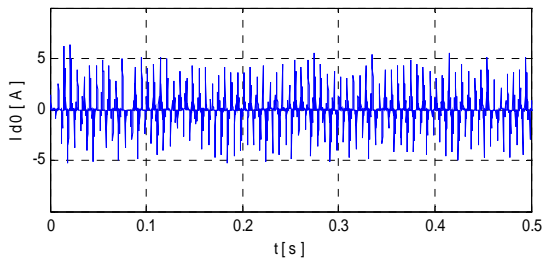


Fig. 13. Input current i_{d0} of three-levels NPC inverter

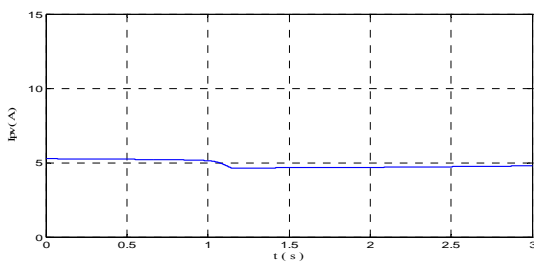


Fig. 14. Output current of PV generator

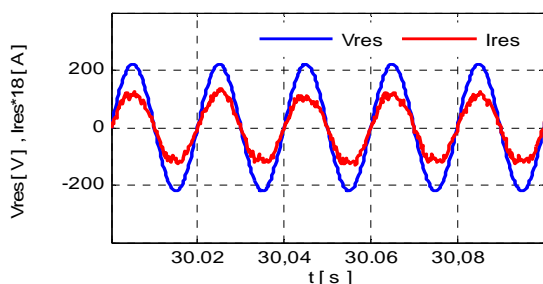


Fig. 15. Output current of three-level NPC-VSI

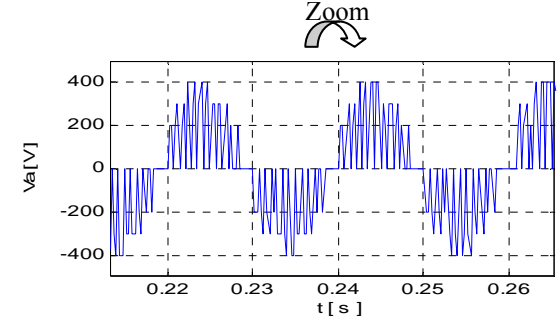
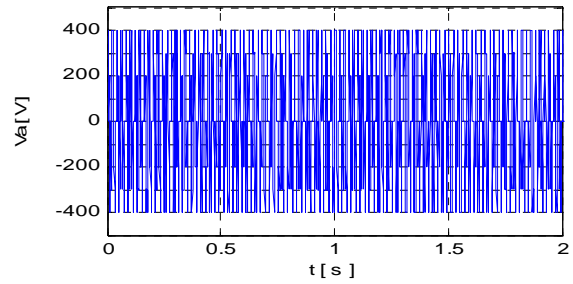


Fig. 16. Output voltage of three-level NPC-VSI

X. CONCLUSION

This paper proposed a three phase grid connect ed photovoltaic system with a multilevel inverter in the DC-AC stage. Fuzzy logic controller is used to control the boost converter in order to extract the maximum power from the PV array generator.

The multilevel inverter presents attractive advantages when compared to conventional inverters, such as low harmonic distortion of the output waveform, employment of low voltage semiconductor devices and unity power factor.

By means of simulation results, the effectiveness of the proposed structure, as well as its control system were verified.

REFERENCES

- [1] KH. Hussein et al., "Maximum photovoltaic power tracking: An algorithm for rapidly changing atmospheric conditions", Proc. Inst. Elect. Eng.; Vol.142, No.1, pp. 59-64, 1995.
- [2] T. Esran, PI. Chapman, "Comparison of photovoltaic array Maximum Power Point Tracking Techniques", IEEE Transactions of Energy Conversion, Vol.22, No.2, pp. 439-449, 2007.
- [3] R. Akkaya, A. A. Kulaksiz, O. Aydogdu, "DSP implementation of a PV system with GA-MLP-NN based MPPT controller supplying BLDC motor drive", Energy Conversion and Management, Elsevier, Vol. 48, pp. 210-218, 2007.
- [4] A. Talha, H. Boumaaraf, O. Bouhali, "Evaluation of maximum power point tracking methods for photovoltaic systems", Archives of Control Sciences, Vol.21, No.2, pp. 121-133, 2011.
- [5] O. Bouhali, B. Francois, E.M. Berkouk, C. Saudemont, "Power sizing and control of a three-level NPC converter for grid connection of wind generators", Electromotion, Vol.16, N°.1, pp. 38-49, 2009
- [6] JS. Lai, F.Z. Peng, "Multilevel converters-A New Breed of Power Converters", 13th Intelligent Adaptive Systems. IAS'95, Orlando, USA, pp. 2348-2356, 1995.

Photovoltaic panel based asymmetric multilevel inverter for grid-connected application

K. Zaouche, A. Talha and E. M. Berkouk

Abstract — This paper presents a detailed mathematical model and a control scheme of a fifteen level, grid-connected, asymmetric cascaded H-bridge inverter fed by three separated photovoltaic strings varying in a binary proportion. To improve the efficiency of the proposed system, each photovoltaic string has an independent maximum power point tracker. The control method and the modulation strategy were adopted in such way to keep the frequency and the phase of the output current to same as the grid voltage, to decrease the power losses and increase the average efficiency of the inverter under all meteorological conditions. A theoretical analysis and the design principle of the proposed power conditioning interface are provided and its feasibility is also verified by numerical simulation.

Index Terms — Asymmetric Multilevel Inverter, H-Bridge, Photovoltaic system, Grid, Maximum Power Point Tracker.

I. INTRODUCTION

Utility interactive inverters converting DC power sources such photovoltaic to AC grid have been quite popular as the demand of utilizing alternative power sources is increased dramatically. There is no any standard photovoltaic inverter topology. Several useful topologies have been proposed [1-3], in this paper we present a new photovoltaic grid-connected system based on an asymmetric cascaded H-Bridge multilevel inverter, with a control strategy elaborated in order to extract the maximum available solar energy and keeping the frequency and phase of the output current to same as the grid voltage.

The most suitable configuration for photovoltaic applications seems to be the string or multi-string topology [4,5], where photovoltaic strings, made up of several series-connected solar panels, are connected to separate inverters. This type of configuration enables independent maximum power point tracking for each string. This also increases the overall efficiency, particularly, under special circumstances like partial

K. Zaouche, is with the Laboratory of Instrumentation, Faculty of Electronics and Computer, University of Sciences and Technology Houari Boumediene, BP 32 El-Alia 16111 Bab-Ezzouar Algiers, Algeria. e-mail: (zaouche.khelil@gmail.com)

A. Talha, is with the Laboratory of Instrumentation, Faculty of Electronics and Computer, University of Sciences and Technology Houari Boumediene, BP 32 El-Alia 16111 Bab-Ezzouar Algiers, Algeria. e-mail: (abtalha@gmail.com)

E. M. Berkouk is with the Laboratory of Process Control, National Polytechnic University of Algiers, Algiers, 10 roads Hassen Badi, El Harrach BP 182, Algiers, Algeria. (e-mail: emberkouk@yahoo.fr)

shadowing [6].

Cascaded H-Bridge inverter is simple, modular and use of least components among the other popular technologies such as, diode-clamped and flying capacitor inverters [7]. Also the need of several sources on the DC side of the inverter makes cascaded H-bridge multilevel topology attractive for photovoltaic applications.

In references [5], [8-10] the authors have proposed a cascade H-bridge inverters with DC voltage sources of equal magnitudes. However, with such topology, with 'n' equal DC voltage sources, one can synthesis $2n+1$ distinct voltage levels at the AC output. In this paper, we use unequal dc voltage sources, so for 'n' such cascaded inverter, with dc voltage level varying in binary fashion, one can achieve $2^{n+1}-1$ distinct voltage levels [11]; Also, we use a hybrid modulation strategy, presented first time in [7], this modulation incorporates stepped synthesis in conjunction with variable pulse width of the consecutive steps, Thereby improving output waveform quality and decrease the energy losses.

II. SYSTEM DESCRIPTION

A schematic diagram of the system under investigation is shown in fig.1. The ac sides of the three H-bridges are connected in series. Each dc link is fed by a string of photovoltaic panels; three panels for the first H-bridge, six for the second and twelve for the last one. Each H-bridge can produce three distinct voltage levels $-V_{Ck}$, 0 and $+V_{Ck}$. Where V_{Ck} is the voltage desired for the capacitor C_k . this converter structure synthesizes an output voltage with fifteen levels, so $(2^{n+1}-1)$ levels, where n is the number of the H-bridge cells.

The output voltage of each individual cell is given by:

$$V_{Hk} = (S_{Bk} - S_{Ak})V_{Ck}, k=1, 2, 3 \quad (1)$$

Where S_{Ak} and S_{Bk} are the switching states of the upper switches of each leg.

Assuming that the switching frequency is higher than that of the modulation signal, the quantity $(S_{Bk} - S_{Ak})$ can be considered as a continues switching function varying in the interval $[-1, 1]$; thus, the averaged behaviour of the system can be fully described by the following differential equations:

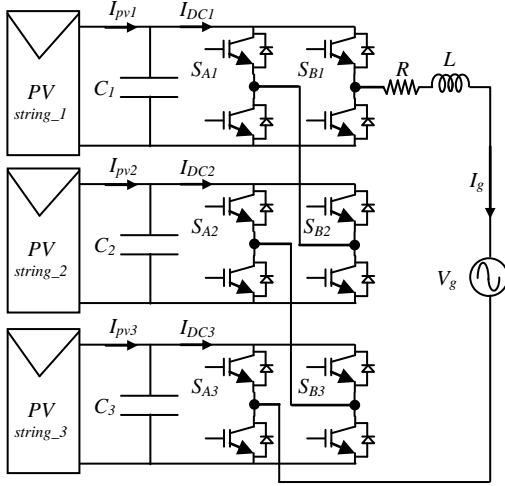


Fig. 1 : Asymmetric cascaded H-bridge topology

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{1}{L} \left[\sum_{k=1}^3 (S_{Bk} - S_{Ak}) V_{Ck} - R i_g - v_g \right] \quad (2)$$

$$\frac{dV_{Ck}}{dt} = \frac{1}{C_k} [i_{PV,k} - (S_{Bk} - S_{Ak}) i_g] \quad (3)$$

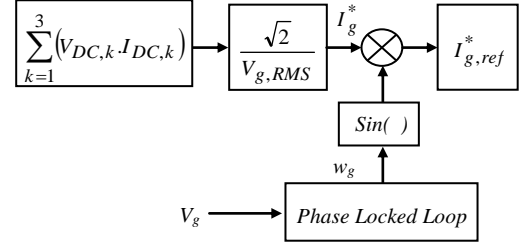
III. CONTROL STRATEGY

The control scheme has four control loops; three of them are used to adjust the capacitor voltage in each dc-link, the last one is used for the generation of a sinusoidal output current at nearly unity power factor. Each photovoltaic string operates independently and is controlled to produce maximum available solar power [8]. In this work, classical perturb and observe (*P&O*) maximum power point tracking algorithm is used [12]. The maximum power point tracker calculates and outputs a voltage reference ($V_{Ck,ref}$) that results in maximum power for each photovoltaic string. Each voltage controller adjust its corresponding H-bridge current cell ($I_{DC,k}$) so that the capacitor voltage ($V_{C,k}$) is maintained at the value dictated by the MPPT reference voltage. The calculation of the inverter output current reference $I_{g,ref}$ is based on a power balance equation written in steady state conditions. Assuming, that the current injected in the grid is in phase with the grid voltage, power balance yield:

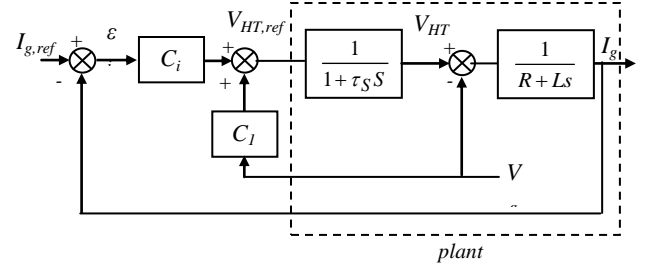
$$\sum_{k=1}^3 (V_{DC,k} \cdot I_{DC,k}) = V_{g,RMS} \cdot I_{g,RMS} \quad (4)$$

Where $V_{g,RMS}$ is *RMS* grid voltage and $I_{g,RMS}$ is the *RMS* output current of the inverter. Then the *RMS* current reference value can be obtained as:

$$I_{g,RMS}^* = \frac{\sum_{k=1}^3 (V_{DC,k} \cdot I_{DC,k})}{V_{g,RMS}} \quad (5)$$



(fig. 2.a)



(fig. 2.b)

Fig. 2 : Current loop

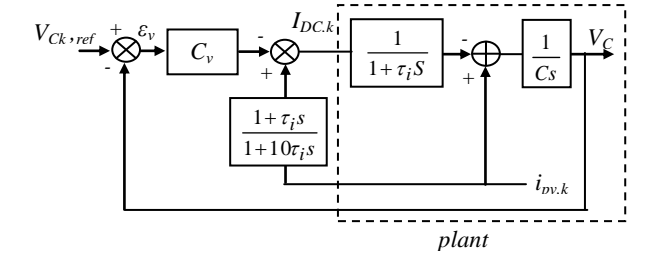


Fig. 3: Voltage loop

The scheme of the current control loop is depicted in fig. 2a and fig. 2b

As mentioned earlier, the aim of each voltage control loop is to keep the capacitor voltage close to its reference voltage. Figure 3 shows the block diagram of a generalised voltage regulation for any *k-th* string.

IV. MODULATION STRATEGY

In this work, a hybrid modulation strategy was adopted [7]. This modulation incorporates staircase modulation in conjunction with variable pulse width of the consecutive steps. This strategy combines pulse width modulation PWM for the smallest voltage cell with low commutation frequency for the other cells. The AC voltage of the largest DC voltage H-bridge is determined by comparison of the command signal ($V_{HT,ref}$ in fig. 2b) with the constant value given by ($V_{DC1} + V_{DC2}$); so, the output of the largest voltage cell switches to $+V_{DC3}$ if the command signal exceeds ($V_{DC1} + V_{DC2}$), to $-V_{DC3}$ if the command is below $-(V_{DC1} + V_{DC2})$, and otherwise produces 0V, as shown in fig. 4.

Next, the output generated by the largest H-bridge cell is subtracted from the command sine wave ($V_{HT,ref}$) and the result quantity act as a new command signal for the second H-bridge cell (fig. 5). When this new command exceeds V_{DC1} this cell synthesizes $\pm V_{DC2}$. The output of

this cell is added of the output of the largest cell and this whole quantity is subtracted from the command sine wave ($V_{HT,ref}$). This becomes a reference command to the smallest voltage source cell (fig. 6), V_{DC1} , which is operated in unipolar PWM [13]. This turns out that the harmonic contents are mainly located around twice the PWM switching frequency.

A simplified diagram of the modulation strategy is illustrated on fig. 7 [14].

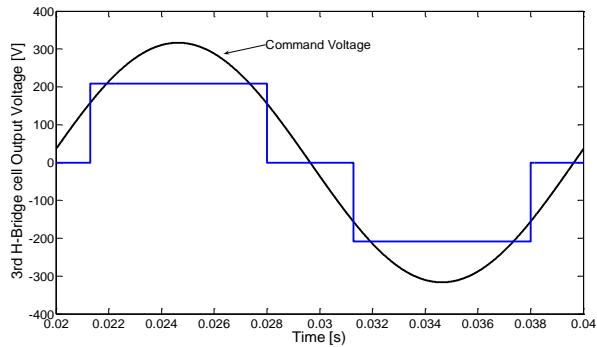


Fig. 4: Output voltage of the third H-bridge

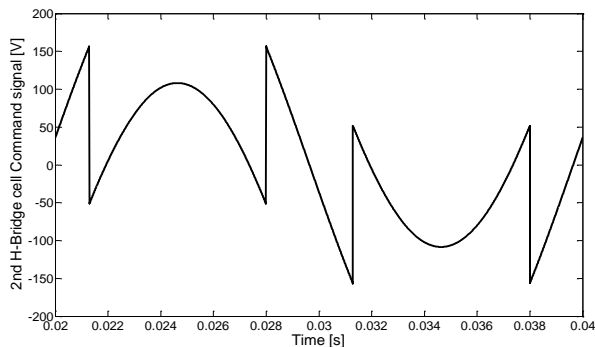


Fig. 5: Reference signal of the second H-bridge

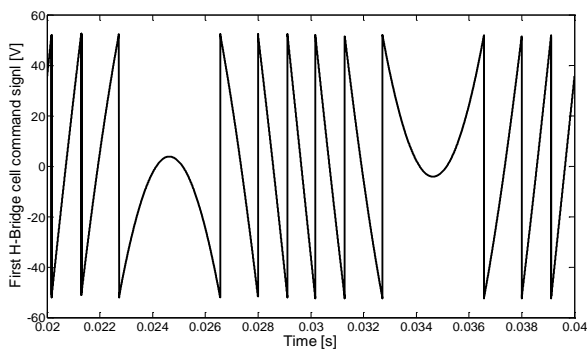


Fig. 6: Command signal of the smallest H-bridge

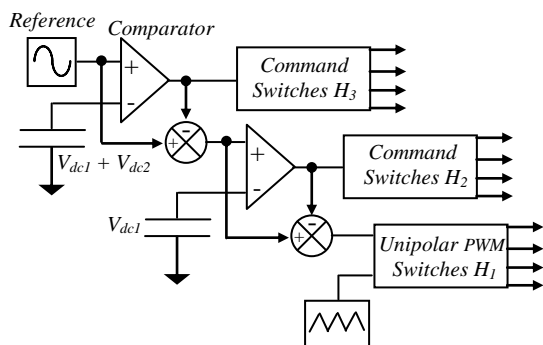


Fig. 7: Hybrid modulation strategy

V. SIMULATION RESULTS

The whole system is modelled and simulated in Matlab/Simulink computer environment. Three sets of simulation tests have been carried out in order to assess the correct operation of the designed power conditioning system.

First, both temperature and solar irradiance are equal for all the photovoltaic panels with $25^{\circ}C$ and $1000W/m^2$. Fig. 8, shows the current delivered to the grid together with the utility voltage. Output voltage of the inverter is depicted in fig. 9.

As expected, the proposed inverter synthesizes an output waveform with exactly 15 levels. As it can be seen in fig. 8, the output current of the inverter is in phase with the grid voltage and sinusoidal which ensures the unit power factor.

In the second test; initially, all the photovoltaic strings presents an incident irradiance of $1000W/m^2$, at $t = 0,1s$, the solar irradiance change to $300W/m^2$ for all the photovoltaic strings. Fig. 10 and fig. 11 show, respectively, the output voltage of the converter and the grid current waveform corresponding to this second simulation test.

Fig. 11 demonstrates the good dynamic performance of the proposed inverter for a step changes in irradiance.

The last test was done with unequal incident irradiance, where photovoltaic string 1 presents a solar irradiance of $500W/m^2$, photovoltaic string 2 has one of $1000W/m^2$, and in photovoltaic string 3 the irradiance is of $300W/m^2$. fig. 12 and fig. 13 shows the waveforms corresponding to this scenario.

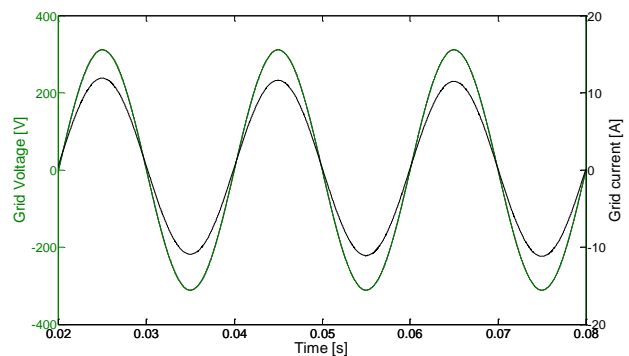


Fig. 8: Grid voltage and current

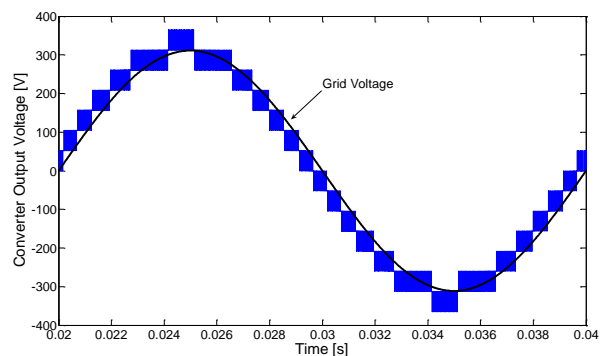


Fig. 9: Output voltage of the inverter

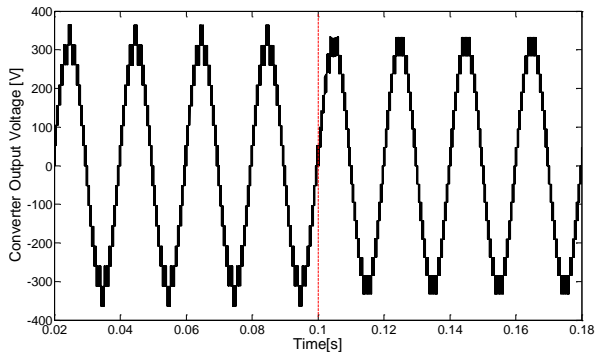


Fig. 10: Second simulation waveform of the inverter output voltage

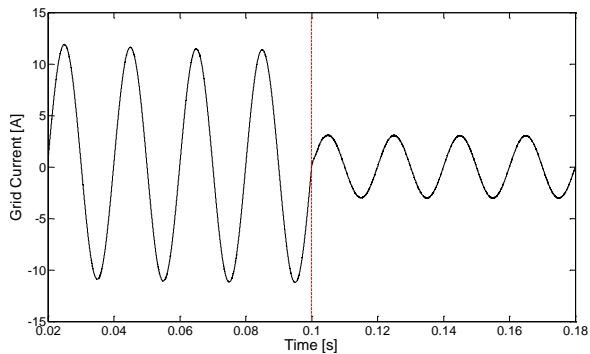


Fig. 11: Second simulation waveform of the grid injected current

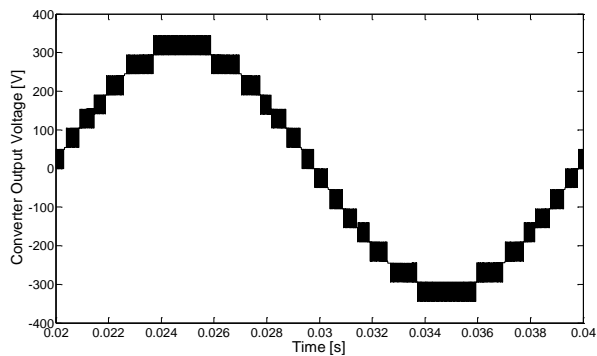


Fig. 12: Inverter output waveform of unequal irradiance conditions

In fig. 12, it can be seen that the 15 level operations is obtained even though the incident radiations are different for each photovoltaic string. Also, the grid voltage and current are synchronized and the unit power factor transmission is obtained.

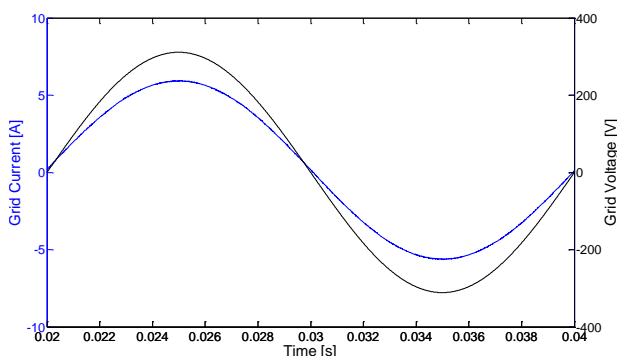


Fig. 13: Grid current and voltage waveforms of unequal irradiance conditions

VI. CONCLUSION

In this paper, a 15 level asymmetric cascaded H-Bridge inverter for grid-connected photovoltaic structure is studied, modelled and simulated.

To improve the global efficiency of the system, each photovoltaic string has an independent maximum power point tracker. Simulation results show the good dynamic response of the maximum power point tracker. The system is able to deliver the maximum available solar energy to the grid, even though in presence of variations in incident irradiance on the photovoltaic string. The grid voltage and inductor current waveforms are synchronized and the unity power factor transmission is obtained. Also, the inverter output voltage shows a 15 level waveform.

Simulation, explicitly, shows the best performances of the system under all meteorological conditions.

The proposed modulation strategy features are: low switching frequency in high H-Bridge cells and low output harmonics contents, so good power quality is ensured. With the proposed 15 level asymmetric cascaded H-bridge inverter we obtain a very interesting solution in terms of power quality, reliability and efficiency.

REFERENCES

- [1] F. Schimpf, L. E. Noum, "Grid connected converters for photovoltaic, state of the art, ideas for improvement of transformerless inverter," in proc. Nordic Workshop on power and industrial electronics, June, 2008
- [2] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen and Frede Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," IEEE Transactions on industry applications, Volume, 41, Issue, 5, September/October, 2005, pp 1292–1306
- [3] Iván Patrao, Emilio Figueres, Fran González-Espín, Gabriel Garcerá, "Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters," Renewable and Sustainable Energy Reviews, Volume 15, Issue 7, September 2011, pp 3423–3431
- [4] S. Rivera, S. Kouro, B. Wu, J. I. Leon, J. Rodriguez, L. G. Franquelo, "Cascaded H-bridge multilevel converter multistring topology for large scale photovoltaic systems," in proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), June 2011, pp 1837–1844
- [5] S. Kouro, K. Asfaw, R. Goldman, R. Snow, B. Wu, J. Rodriguez, "NPC multilevel multistring topology for large scale grid connected photovoltaic systems," in proc. 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010, pp 400–405
- [6] S. A. Khajehoddin, A. Bakhshai and P. Jain, "A novel topology and control strategy for maximum power point trackers and multi-string grid-connected PV inverters," in Proc. 23rd IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), February 2008, pp. 173-178.
- [7] M. D. Manjrekar and T. A. Lipo, "A hybrid multilevel inverter topology for drive application," in proc. 13th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '98), 1998, Volume, 2, pp 523–529.
- [8] O. Alonso, P. Sanchis, E. Gubia and L. Marroyo, "Cascaded H-Bridge multilevel converter for grid connected photovoltaic generator with independent maximum power point tracking of each solar array," in Proc. 34th IEEE Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC '03), 2003, Volume, 2, pp 731-735.
- [9] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodríguez, M. Pacas, "Control of a single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems," IEEE Transactions on industrial electronics, November 2009, volume, 56, Issue, 11, pp 4399–4406
- [10] J. J. Negroni, F. Guinjoan, C. Meza, D. Biel, P. Sanchis, "Energy-sampled data modeling of a cascade H-bridge multilevel converter for grid-connected PV systems," 10th IEEE International power electronics congress, 2006, pp 1–6

- [11] M. D. Manjrekar, "Topologies, analysis, controls and generalisation in H-bridge multilevel power conversion," Ph.D Thesis, university of Wisconsin-Madison, 1999.
- [12] T. Eram, P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," IEEE Transaction on energy conversion, June 2007, volume, 22, Issue, 2, pp 439–449
- [13] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer and T. A. Lipo, "Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power application," IEEE Transactions on industry applications, 2000, Volume, 36, Issue, 3, pp 834–841.
- [14] L. A. Silva, S. P. Pimentel, J. A. Pomilio, "Analysis and proposal of Capacitor Voltaje Control for an Asymmetric Cascaded Inverter," in pro. 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'05), 2005, pp 809–815.

Etude et modélisation d'un système de pompage photovoltaïque commandé par la DTC

S.Boukhalfa¹, F.Bouchafaa¹

Abstract — L'utilisation du photovoltaïque comme source d'énergie pour le pompage d'eau est considérée comme l'un des domaines les plus prometteurs d'application de l'énergie solaire. Ce travail a traité l'utilisation de l'énergie solaire dans le but de produire de l'électricité pour l'entraînement de pompe à eau raccordée à un synchrone à aimant permanent.

Index Terms — GPV, MPPT, P&O, DC/DC, Onduleur, Pompage, MSAP, DTC.

I. INTRODUCTION

Dans nos jours, la demande d'eau est de plus en plus très importante, en particulier dans les zones rurales et les sites isolés où l'accès à l'énergie classique est difficile voir pratiquement impossible. Ce phénomène a fait qu'un intérêt grandissant est porté sur l'utilisation des générateurs photovoltaïques comme nouvelle source d'énergie.

Dans cet article, nous étudions les performances d'un système de pompage photovoltaïque utilisant un convertisseur à deux niveaux. Ainsi, nous présentons la modélisation du générateur photovoltaïque et l'influence des paramètres météorologiques (température et éclairement) sur les caractéristiques électriques de ce dernier.

Afin d'extraire le point de puissance maximal une méthode basée sur la l'algorithme perturbation et observation (P&O) est développée.

Ainsi, la modélisation et la commande DTC de l'onduleur à deux niveaux sont présentées.

Par ailleurs, la modélisation et la commande de groupe motopompe sont étudiées. Enfin, les performances du système étudié sont présentées.

II. CONFIGURATIONS DU SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE

La figure1 représente le schéma synoptique d'un système de pompage photovoltaïque. Ce système est composé d'un générateur photovoltaïque, convertisseurs, moteur pompe et batterie de stockage qui permet d'alimenter le groupe moteur-pompe pendant la nuit et dans les journées nuageuses.

S.Boukhalfa is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: saidaboukhalfa@yahoo.fr. F.Bouchafaa is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algies.

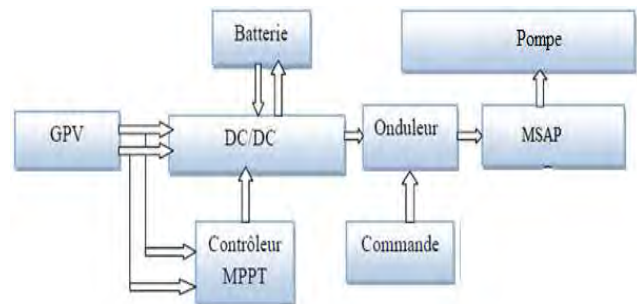


Fig.1. Structure de la chaîne de pompage photovoltaïque

III. MODELISATION DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

La cellule photovoltaïque est caractérisée par son schéma électrique équivalent (Fig.2) qui se compose d'une source de courant qui modélise la conversion du flux lumineux en énergie électrique, une résistance shunt R_{sh} modélisant le courant de fuite au niveau de la jonction, une résistance série R_s représentant les diverses résistances de contacts et de connexions et une diode en parallèle qui modélise la jonction PN [1].

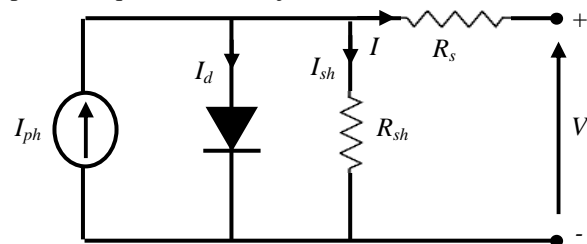


Fig. 2. Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque

Le courant généré par le module est donné par l'équation suivante:

$$I = I_{ph} - I_s \left(\exp \left(\frac{q(V + I.R_s)}{nkT} \right) - 1 \right) - \frac{(V + I.R_s)}{R_{sh}} \quad (1)$$

Avec

I : Courant fourni par la cellule PV;

I_{ph} : Courant photo générée;

I_d : Courant traversant la diode;

I_s : Courant de saturation inverse de la diode;

V : Tension de sortie;

q : Charge de l'électron ($1.6 \cdot 10^{-19}$ C);

K : Constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K);

n : Facteur de qualité de la photopile ($1 < n < 2$);

T : Température de la jonction en K;

R_{sh} : Résistance parallèle (shunt);

R_s : Résistance série.

L'expression de la caractéristique courant-tension d'un GPV pour une température et un éclairement donné peut s'écrire comme suit:

$$I = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_0 \left(\exp \left(\frac{q(V + I \cdot R_s)}{N_s n K T} \right) - 1 \right) - \frac{(V + I \cdot R_s)}{R_{sh}} \quad (2)$$

La figure 3 représente les caractéristiques (I-V) et (P-V) d'un panneau photovoltaïque dans des conditions constantes d'irradiation et de température.

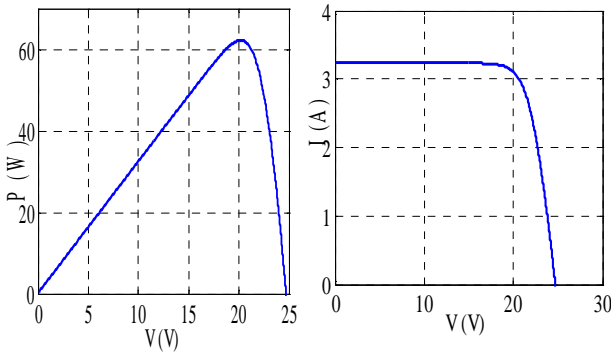


Fig.3. Caractéristiques (I-V) et (P-V) d'un générateur photovoltaïque

On constate que la caractéristique courant-tension (I-V) nous fournit le courant maximal (courant de court circuit I_{sc}) et la tension maximale V_{oc} (tension de circuit ouvert) et la caractéristique puissance-tension (P-V) nous fournit le point de puissance maximale du générateur photovoltaïque (PPM) (Fig.3).

Les caractéristiques électriques d'un GPV varient en fonction de la température et de l'éclairement. Nous avons simulé le comportement du générateur soumis à diverses contraintes. Ces notions sont en effet nécessaires pour comprendre le comportement d'un GPV et d'optimiser son fonctionnement.

L'influence de l'éclairement et de la température sur la caractéristique $P=f(V)$ sont représentées sur les figures 4 et 5.

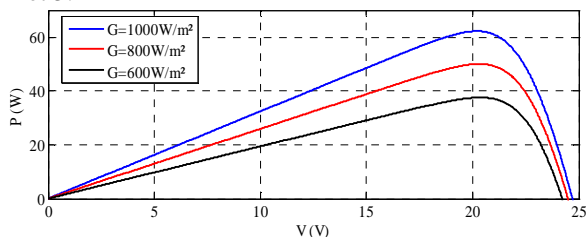


Fig. 4. Caractéristique (P-V) d'un GPV pour différentes valeurs d'éclairement

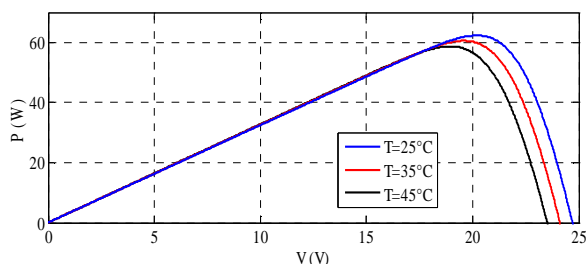


Fig.5. Influence de la température sur la caractéristique (P-V) de GPV

D'après les figures On remarque que la tension du circuit ouvert diminue légèrement avec l'éclairement. Ceci implique que la puissance optimale du générateur photovoltaïque est pratiquement proportionnelle à l'éclairement et les points de puissance maximale se situent à peu près à la même tension.

La puissance maximale diminue avec l'accroissement de la température comme l'indique la figure 5. Par contre, l'augmentation de la température implique une diminution importante de la tension de circuit ouvert, D'où la température influe sur la tension de circuit ouvert.

IV. LA RECHERCHE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes de GPV et de la transférer à la charge, nous utilisons la méthode de perturbation et observation.

Cet algorithme est conçu de sorte qu'il fonctionne sur un ordinateur et donc à chaque cycle de l'algorithme, V et I sont mesurés pour calculer P(k). Cette valeur P(k) est comparée avec celle de P(k-1). Si la puissance de sortie a augmenté depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie continuera dans la même direction que celle qui a été prise au dernier cycle. Si la puissance de sortie a diminué depuis la dernière mesure, la tension V du GPV est perturbée dans la direction opposée à celle de l'itération précédente [3].

La figure 6 donne l'organigramme de cet algorithme.

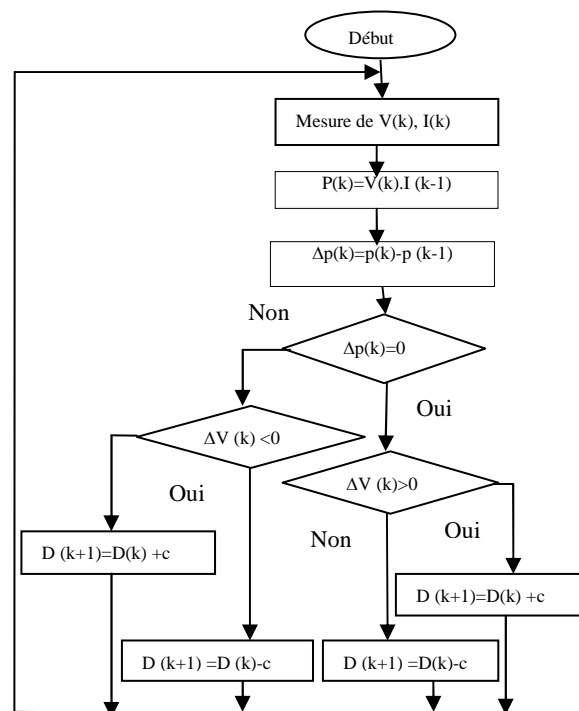


Fig.6. Organigramme de l'algorithme Perturbation et Observation (P & O).

La figure 7 représente la réponse de l'algorithme P&O dans le cas d'un fonctionnement de GPV sous les conditions atmosphériques standard ($G=1000W/m^2$, $T=25^\circ C$).

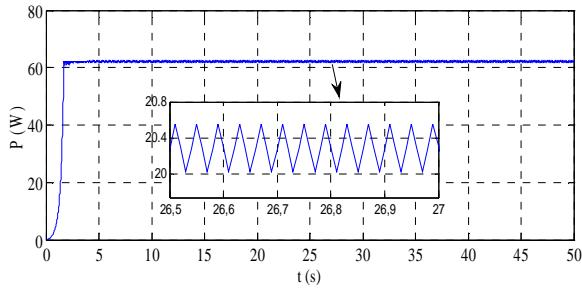


Fig.7. Comportement de commande MPPT (P & O) dans les conditions standard

Cette caractéristique réalisée sous des conditions climatiques standards, nous permet de voir que la commande MPPT introduite dans le générateur PV, la forcé de garder presque la même valeur de PPM qu'il a atteinte.

V. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX

Il s'agit d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimenté à partir d'une source de tension continue U_{dc} . Le schéma structurel de cet onduleur est illustré par la figure 8. Chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèle forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former un bras de commutation [4].

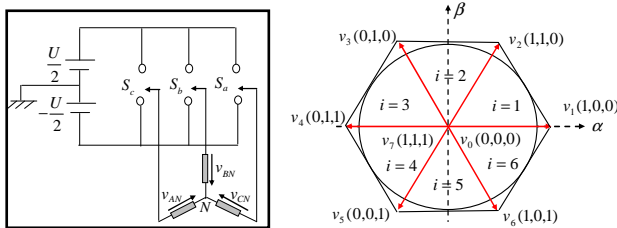


Fig.8. Onduleur et ses vecteurs de commutations

Le vecteur tension V_s peut s'écrire sous la forme

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}] \quad (8)$$

Il existe huit combinaisons différentes des interrupteurs de l'onduleur, qui ne définissent en fait que sept vecteurs de tension distincts, le vecteur nul peut-être définie par deux combinaisons (111, 000).

Le vecteur tension V_s ne peut avoir que huit positions fixes correspondant aux configurations des interrupteurs représentées dans le tableau suivant :

TABLEAU.1

La vectrice tension V_s de l'onduleur à deux niveaux

S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_s
0	0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	V_1
1	1	0	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	V_2
0	1	0	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	V_3

0	1	1	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	V_4
0	0	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	V_5
1	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	V_6
1	1	1	0	0	0	V_7

VI. MODELISATION ET COMMANDE DE LA MSAP

Le groupe motopompe est composé d'un moteur à courant triphasé MSAP qui est couplé à une pompe centrifuge. La pompe centrifuge transmet l'énergie mécanique du moteur au fluide par un mouvement de rotation de roues à aubes.

Les équations électriques de la machine synchrone dans le repère d, q s'expriment comme suit [5].

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - p.\omega L_q i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} - p.\omega L_d i_{ds} + p\omega.\Phi_f \\ J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad \text{avec } C_f = f_r.\omega \\ C_{em} = p.\Phi_f.i_{qs} = p[(L_d - L_q)i_{ds} + \phi_f]i_{qs} = K_T.i_{qs} \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (9)$$

VII. PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et de couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal de l'onduleur à appliquer à chaque instant de commutation.

La commande par DTC du MSAP, peut être schématisée par la figure 10:

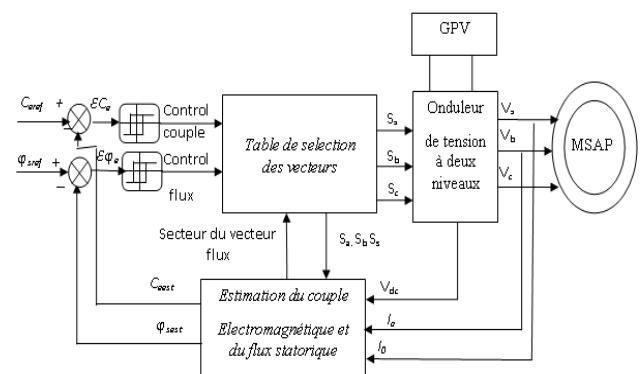


Fig.10.Schéma bloc d'une commande DTC appliquée à un MSAP

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_{em} et selon la position du vecteur de flux statorique ($S_i = 1, \dots, 6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle du $\Delta\phi_s$ et du ΔC_{em} suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [6].

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux ϕ_s . Le tableau 2 montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple

TABLEAU.2.

Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_2 et V_{i-1}

En se basant sur le tableau généralisé tableau.1, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous proposées par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSAP.

TABLEAU. 3.

Table de la DTC définissant les séquences d'un onduleur à deux niveaux.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
$K_\phi = 1$	$K_c = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveau	3 niveau
	$K_c = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	$K_c = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5		
$K_\phi = 0$	$K_c = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveau	3 niveau
	$K_c = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	$K_c = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4		

Les séquences nulles V_0 et V_i , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔC_{em} . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande: $-\varepsilon_{cem} \leq \Delta c_{em} \leq \varepsilon_{cem}$.

La caractéristique Hauteur-Débit d'une pompe centrifuge s'exprime comme suit [7][8]:

$$H = a_0 \omega^2 - a_1 \omega Q - a_2 Q^2 \quad (10)$$

Avec:

a_0, a_1, a_2 : Constantes propres de la pompe ;

ω : Vitesse (rad/s);

H : Hauteur (mètre);

Q : Débit de l'eau (l/min) (m/s).

La caractéristique de la canalisation est donnée par l'équation suivante [8][9]:

$$H = H_g + \Delta H \quad (11)$$

Avec :

H_g : hauteur géométrique entre la nappe d'eau pompée (niveau dynamique) et le plan d'utilisation ($H_r + N_d$).

ΔH : pertes de charge produites par le frottement de l'eau sur les parois des conduites.

L'expression générale de la puissance hydraulique de la pompe centrifuge est donnée comme suit [9]:

$$P_h = \rho g Q HMT \quad (12)$$

Où:

ρ : La masse volumique de l'eau étant de 1000kg/m³ ;

g : Accélération de la pesanteur (9,81m/s) ;

Q : Débit d'eau ;

HMT : Hauteur manométrique totale.

Dans notre travail on considère que le système est sans perte d'énergie, ce que permet d'écrire la loi de conservation de puissance :

$$W_{ref} = \frac{P_{pv}}{C_e - C_r} \quad (13)$$

VIII. RESULTATS DE SIMULATION

Les figures suivantes représentent les performances de la chaîne de pompage photovoltaïque utilisant l'onduleur de tension à deux niveaux contrôlés par la commande directe de couple. Le GPV délivre une tension de 750V et on applique un couple de charge résistant positive $C_r = 4N.m$ entre deux instants 0,5s et 0,7s ; T=25°C et G=1000 W/m².

La perturbation de couple, la vitesse et les courants (i_a, i_b, i_c) sont dû à la variation de la tension d'alimentation de l'onduleur U_{dc} et la puissance fournie du panneau photovoltaïque à cause de la variation de température et l'éclairement.

Et on voit bien que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne, le courant suit la variation de la charge et la réponse de la vitesse montre que la DTC présente une haute performance dynamique au démarrage.

La courbe ($h-Q$) est une parabole. Le point de rencontre de la courbe $H-Q$ avec l'axe des ordonnées est le point à débit nul (point à vanne fermée). Le point de fonctionnement de la pompe est le point d'intersection des deux courbes de la pompe et celle de la canalisation (Fig.12).

On remarque que le couple de la pompe centrifuge augmente très rapidement en fonction de la vitesse de rotation (Fig.13)

La courbe de Puissance hydraulique de la pompe en fonction de débit permet d'éviter une surcharge du moteur

si les conditions d'utilisation de la pompe sont appelées à varier (Fig.14).

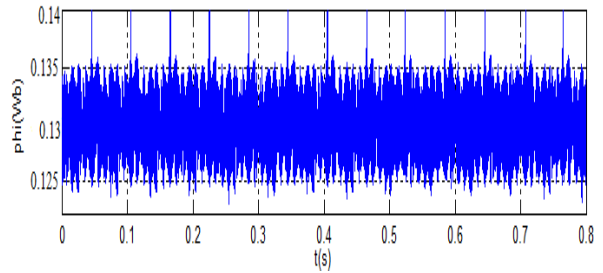
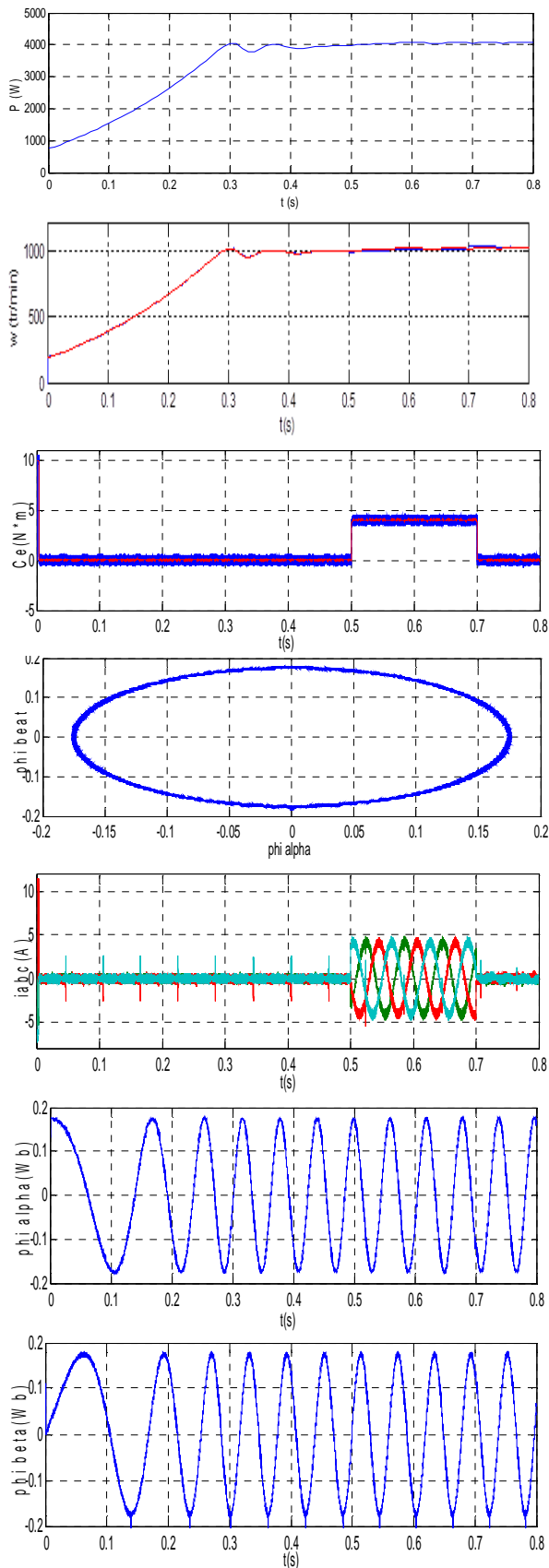


Fig. 11. Performances de la MSAP avec application d'un couple résistant dans les conditions standards

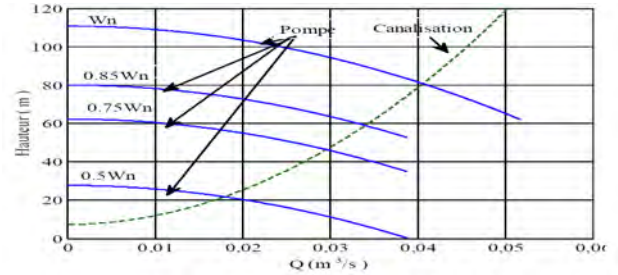


Fig.12. Caractéristique (h-Q) pour différentes vitesses

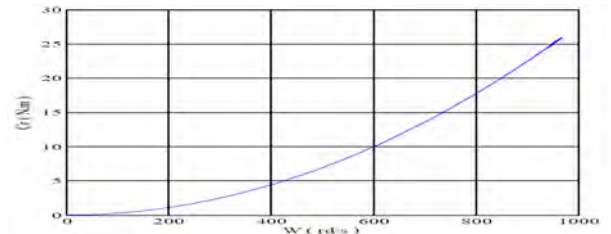


Fig.13. Caractéristique du couple de la pompe

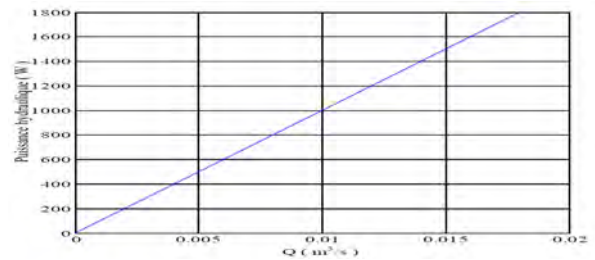


Fig.14. Puissance hydraulique de la pompe centrifuge

IX.CONCLUSION

Dans cet article, nous avons étudié les performances d'un système de pompage photovoltaïque utilisant un convertisseur à multiniveaux. Afin d'extraire le point de puissance maximal, La méthode basée sur l'algorithme perturbation et observation (P&O) est présentée.

L'introduction de la commande directe de couple dans le plan de Park nous a permis de découpler les grandeurs de la machine et de rendre le modèle mathématique de celle-ci équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. La robustesse de la commande DTC a été prouvée avec une amélioration du temps de réponse à 95%, pour une variation de charge, de consigne et une variation de vitesse.

Les performances obtenues par le système de pompage photovoltaïque étudié sont très prometteuses quant à l'utilisation de ce type de chaîne pour le pompage d'eau dans les sites isolés.

REFERENCES

1. T. Mrabti, M. El Ouariachi, K. Kassmi, F. Olivié et F. Bagui, "Amélioration du fonctionnement des systèmes photovoltaïques suite aux brusques variations des conditions météorologiques et de la charge", *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 11 N°1, pp.107-117, 2008.
2. F. Belhachat, C. Larbes, L. Barazane, S. Kharzi, "Commande neuro-floue d'un hacheur MPPT", 4th international conference on computer integrated manufacturing CIP'2007.
3. A. Brahmi, A. Abounada et M. Ramzi « Application de la commande 'Perturb and Observe' pour L'extraction de la puissance maximale des cellules photovoltaïques » *Revue des Energies Renouvelables CER'07 Oujda* (2007) 121-124.
4. M.Larbi, S. Hassaine, B. Mazari, «*Contribution au Contrôle par Modèle de Référence (RMC) d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*», 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007, Novembre 2007.
5. M.Kadjoudj,C.Ghennai ,C.Boucharab and N.Golea «*variable band hysteresis controller for direct torque of PMSMN drive*» in priceedings of the thirty sixth IEEE-LAS annual meeting,Chicago, Septembre /Octobre 2001.
6. P.A.Arias «*Improvement in direct torque control of induction motos*» Thèse de Doctorat, Université de Catalunya,Espagne ,2000.
7. N. Hamrouni, M. Jraidi, A. Chérif, "Solar radiation and ambient temperature effects on the performances of a PV pumping system" *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 11, N°1, pp 95-106, 2008.
8. R. Chenni, L. Zarour, E.Matagne, T. kerbache "optimisation d'un système de pompage photovoltaïque", *Sciences & Technologie B-N°26*, pp. 49-54, Décembre 2007.
9. K. Benlarbi a, L. Mokrani b, M.S. Nait-Said "A fuzzy global efficiency optimization of a photovoltaic water pumping system", *Solar Energy* 77 pp. 203-216, 2004.

Conception et simulation d'un métamatériau absorbant insensible à la polarisation et à l'angle d'incidence à l'aide du logiciel Microwave CST

L. Belaïd et R. Oussaïd

Résumé — Cet article présente la conception et la simulation d'un métamatériau absorbant microonde insensible à la polarisation et à l'angle d'incidence. La cellule unitaire est constituée de résonateurs électriques circulaires symétriques et d'une croix imprimés sur chacun des côtés du substrat ; afin de réaliser à la fois des résonances électrique et magnétique. La simulation de l'onde électromagnétique sur l'absorbant, montre que l'absorption est supérieure à 97% pour les différentes polarisations des ondes électromagnétiques incidentes dans le cas des modes TE et TM. Pour comprendre le mécanisme, une analyse est réalisée pour une distribution du champ électromagnétique à la fréquence de résonance qui indique le mode de fonctionnement du métamatériau absorbant. Nous avons également montré, qu'en utilisant le concept des multicouches nous avons amélioré la valeur du coefficient d'absorption.

Mots clés — Métamatériau, ondes électromagnétiques, absorbant, coefficients de réflexion, de transmission et d'absorption, polarisation, indice de réfraction.

I. INTRODUCTION

Les métamatériaux sont des matériaux de structures artificielles composés de métaux et de diélectriques disposés de manière périodique. Les paramètres électromagnétiques (EM) des métamatériaux (permittivité et perméabilité), définis par la théorie de milieu effectif (TME) peuvent être adaptés au cours de la conception de la cellule unitaire. Ainsi, des métamatériaux ayant une permittivité et une perméabilité inférieures à celle du vide ou ayant des valeurs négatives ont été réalisés avec succès sur une gamme importante du spectre EM allant des ondes radio à l'optique [1-5]. Les métamatériaux possédant de telles propriétés ont été utilisés afin de créer de nouveaux dispositifs hyperfréquences [6] ayant de meilleures performances et trouver plus d'applications EM, telles que la cape d'invisibilité, blindage électromagnétique, l'imagerie sous-longueur d'onde [7-10]. Selon la théorie TME, la cellule unitaire du métamatériau doit être beaucoup plus petite que la longueur d'onde, de telle sorte que les propriétés électromagnétiques du métamatériau peuvent être caractérisées par une permittivité effective

$\epsilon_{\text{eff}}(\omega) = \epsilon_1(\omega) + i\epsilon_2(\omega)$ et une perméabilité effective $\mu_{\text{eff}}(\omega) = \mu_1(\omega) + i\mu_2(\omega)$.

L'idée est de régler de façon indépendante les paramètres $\epsilon_{\text{eff}}(\omega)$ et de $\mu_{\text{eff}}(\omega)$ de l'absorbant par un changement individuel des dimensions des composants résonants électriques et magnétiques de la cellule unitaire, et obtenir simultanément une impédance de l'absorbant proche de l'impédance de l'espace libre et une partie imaginaire de l'indice de réfraction élevée. La réflexion et la transmission des ondes incidentes dans l'absorbant sont alors minimisées autour d'une certaine bande de fréquences en raison de l'adaptation d'impédance et des pertes importantes dans l'absorbant, ce qui permettra une absorption maximale qui sera transformée en chaleur. Cette propriété a été utilisée avec succès pour réaliser des absorbants EM avec une absorption presque parfaite dans les régions microondes et terahertz [10,14].

Toutefois, les absorbants métamatériaux récemment proposés dans [11,13] sont sensibles à la polarisation, il ne fonctionne que pour les ondes électromagnétiques avec une polarisation particulière, et l'absorbant chiral dans [14] a une structure non plane qui peut compliquer la fabrication et l'installation.

Notre choix s'est porté sur l'absorbant donné par la référence [10], dont la structure plane et symétrique composée de résonateurs électrique et magnétique, lui permette d'être insensible à la polarisation et à l'angle d'incidence (grâce au choix des dimensions appropriées).

Ainsi, nous avons procédé à plusieurs simulations sur le logiciel Microwave CST, afin d'étudier et de comparer les caractéristiques d'absorption pour deux types de polarisations des ondes électromagnétiques incidentes normales ; et pour les modes transverse électrique (TE) et transverse magnétique (TM) pour divers angles d'incidence (0° à 40°).

II. CONCEPTION ET SIMULATION

La cellule unitaire présentée par la référence [10], est constituée de résonateurs électrique et magnétique symétriques. La conception réalisée à l'aide du logiciel Microwave CST est donnée sur la figure 1, la géométrie de la cellule unitaire proposée avec le volume de 10mm x 10mm x 1mm est conçue et optimisée à une fréquence de 10 GHz. Elle est constituée d'un résonateur métallique électrique-LC (ELC) sur la face arrière du substrat diélectrique et d'une croix métallique sur la face avant du substrat. Les rayons intérieur et extérieur de l'ELC sont de 2.1 mm et 2.4 mm, respectivement. La largeur des gaps dans l'ELC est de 0,28 mm et la largeur de la croix

centrale dans ELC est de 0,5 mm. La croix avant a une largeur de 3 mm et une longueur de 9 mm.

Les ELC sont fortement couplés par le champ électrique incident et faiblement couplés par le champ magnétique incident; ceci implique une réponse électrique $\epsilon(\omega)$ dépendante de la fréquence. Toutefois, lorsque le champ magnétique des ondes incidentes pénètre dans l'espace entre l'ELC et la croix avant, des courants-inverses apparaissent sur ces conducteurs ce qui conduira à une réponse magnétique $\mu(\omega)$ dépendante de la fréquence.

En ajustant soigneusement les dimensions de l'ELC, de la croix et de l'espace entre eux, $\epsilon(\omega)$ et $\mu(\omega)$ peuvent être réglées individuellement, afin de minimiser les coefficients de réflexion et de transmission autour d'une certaine bande de fréquence.

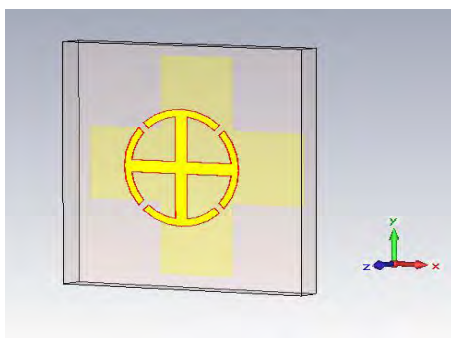


Fig 1 : Géométrie de la cellule unitaire de l'absorbant

Le matériau de l'ELC et de la croix est modélisé par du cuivre d'épaisseur 35 μm et de conductivité (indépendante de la fréquence) $\sigma = 5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$. Le substrat diélectrique est modélisé par du FR4 avec une permittivité de $\epsilon = 4.9$ et $\tan\delta = 0,025$.

Le coefficient d'absorption est calculé à partir de l'expression suivante :

$$A = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (1)$$

Où S_{11} et S_{21} sont les coefficients de réflexion et de transmission, respectivement.

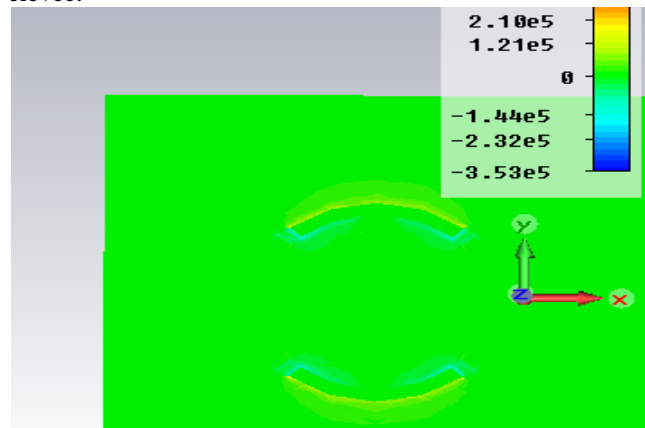
Lorsque les coefficients de transmission et de réflexion sont simultanément minimums, l'absorption presque parfaite peut être atteinte.

Des simulations pour les deux modes TE et TM ont été faites, afin de montrer la similitude des courbes de réflexion, de transmission et d'absorption. De même, les simulations réalisées pour deux polarisations du champ électrique (suivant l'axe x et de 45° dans le plan xy), ont donné des résultats identiques, ce qui implique que le matériau absorbant proposé est insensible à la polarisation des ondes électromagnétiques incidentes.

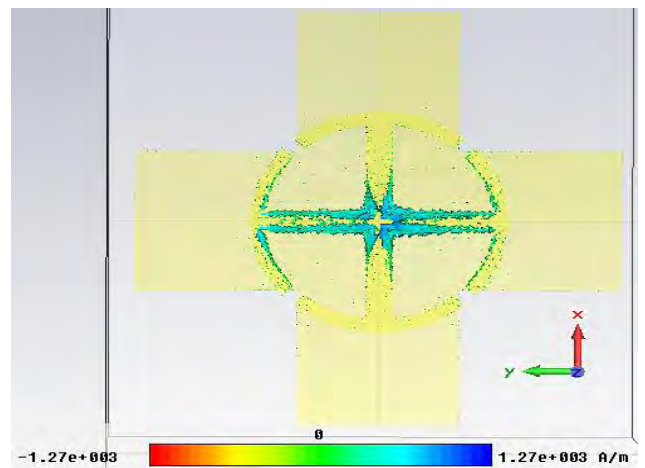
Pour mieux comprendre le mécanisme physique de l'absorbant à la fréquence où le pic d'absorption est atteint, la composante de champ électrique le long de l'axe x à la surface de l'ELC et la distribution du courant sur la croix de l'ELC pour une onde incidente polarisée le long de l'axe x sont représentées sur les figures 2 (a) et (b), respectivement.

L'ELC est excité par le champ électrique de telle sorte que des charges opposées sont accumulées sur les parties supérieure et inférieure de l'ELC, ce qui implique des directions opposées pour le champ électrique sur chaque bord, figure 2(a) et pour le flux du courant le long du conducteur vertical de la croix centrale du ELC comme le montre la figure 2(b). L'ELC fonctionne alors comme un dipôle pour ce type de polarisation.

Du fait de l'existence du flux magnétique le long de l'axe y entre les deux éléments métalliques, les courants surfaciques ont des directions opposées le long de l'axe x. L'absorbant interagit avec le champ électromagnétique incident à la fois comme un résonateur électrique et un résonateur magnétique. Il présente donc, des paramètres EM effectifs qui permettent une absorption d'énergie élevée.



(a) Champ électrique



(b) Courants surfaciques sur ELC

Fig 2 : Simulation du champ électrique (fig a) et des courants surfaciques (fig b) sur l'ELC à la fréquence de 10 GHz

IV. RESULTATS

Tous les résultats ci-dessous, obtenus par les différentes simulations de l'absorbant ont été comparés à ceux donnés dans la référence [10]. Pour les modes TE et TM les résultats sont identiques, en effet, on peut observer sur les figures 3 et 4, que le coefficient de réflexion est élevé dans la région de basse fréquence, puis atteint le

minimum à 10 GHz (à cette fréquence l'impédance de l'absorbant correspondant à l'impédance de l'espace libre), et va ensuite augmenter à nouveau. Le coefficient de transmission est relativement plus faible que celui de la réflexion sur cette bande de fréquence. En ce qui concerne l'absorption, elle est faible pour les basses fréquences, atteint un maximum à 10 GHz et puis diminue de nouveau.

Courbes des coefficients Réflexion, Transmission et Absorption -Mode TE -

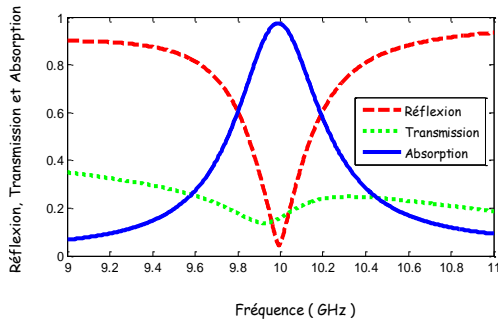


Fig 3: Courbes des coefficients de réflexion, transmission et absorption pour le mode TE. Polarisation suivant l'axe x. (obtenues par Matlab).

Courbes des coefficients de Réflexion, Transmission et Absorption-Mode TM-

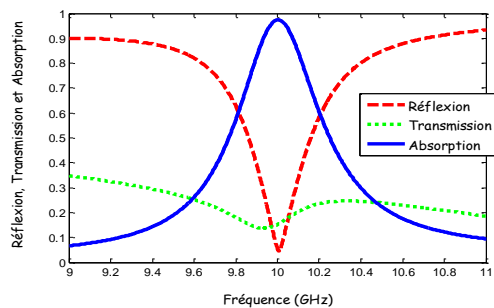


Fig 4 : Courbes des coefficients de réflexion, transmission et d'absorption pour le mode TM. Polarisation suivant l'axe x. (obtenues par Matlab).

Les coefficients d'absorption calculés à partir de la formule (1), pour une polarisation suivant l'axe x et avec une incidence normale, sont identiques $A = 97.35\%$, pour les deux modes TE et TM, respectivement.

Afin de montrer l'insensibilité de la polarisation sur l'absorbant, deux polarisations des ondes EM incidentes planes normales sont prises en compte. Le premier cas, est une polarisation suivant l'axe x, le second est une polarisation de 45° dans le plan xy. Les coefficients de transmission, de réflexion et d'absorption sont présentés sur les figures 5 et 6, respectivement.

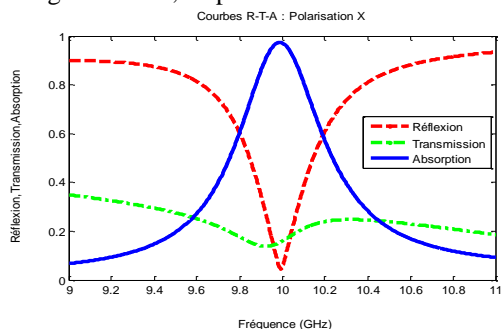


Fig 5 : Courbes des coefficients de réflexion, transmission et d'absorption. Polarisation suivant l'axe x. Mode TE et incidence normale (obtenues par Matlab).

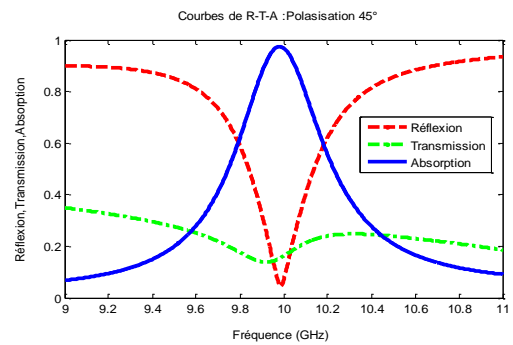


Fig 6 : Courbes des coefficients de réflexion, transmission et d'absorption. Polarisation 45° . Mode TE et incidence normale (obtenues par Matlab).

Les coefficients d'absorption calculés à partir de la formule (1) dans le cas des deux polarisations ; sont $A = 97.38\%$ et $A = 97.37\%$ pour les modes TE et TM, respectivement. Ceci montre l'insensibilité de l'absorbant sur la polarisation.

Par comparaison avec les courbes obtenues à l'aide du logiciel HFSS (fig10), données par la référence [10] ; nous voyons que nos résultats ont été améliorés.

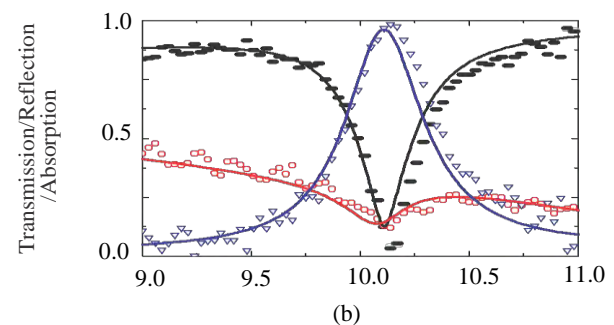
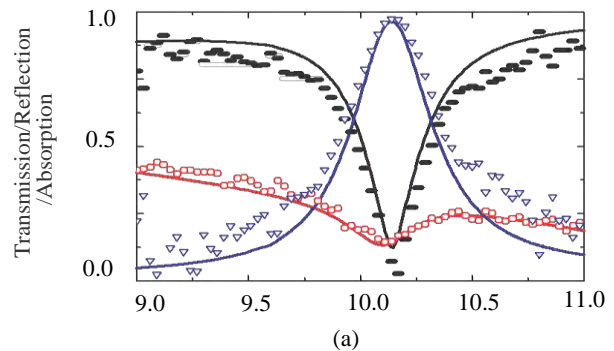


Fig 10: Courbes simulées (traits pleins) et coefficients de transmission (cercle), de réflexion (carré) et d'absorption (triangle) mesurés du métamatériau absorbant pour une incidence normale. (a) Champ électrique polarisé le long de x. (b) Champ électrique polarisé selon un angle de 45° dans le plan x-y.

Nous avons également étudié l'influence de l'angle d'incidence sur le coefficient d'absorption, dans le cas des modes TE et TM, pour une polarisation linéaire selon l'axe x. Les résultats obtenus par simulation pour des angles d'incidence de 0° , 10° , 30° et 40° sont donnés sur les figures 8 et 9, respectivement.

D'après ces figures, les différentes courbes sont presque confondues, ceci permet de dire que l'angle d'incidence des ondes électromagnétiques n'a pratiquement pas d'impact sur le coefficient d'absorption.

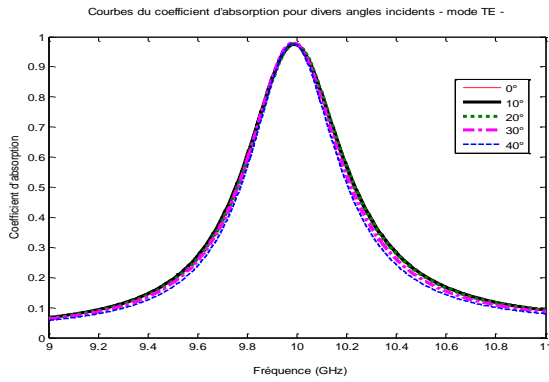


Fig 8 : Courbes du coefficient d'absorption pour divers angles d'incidences dans le cas d'une polarisation selon l'axe x. Mode TE.

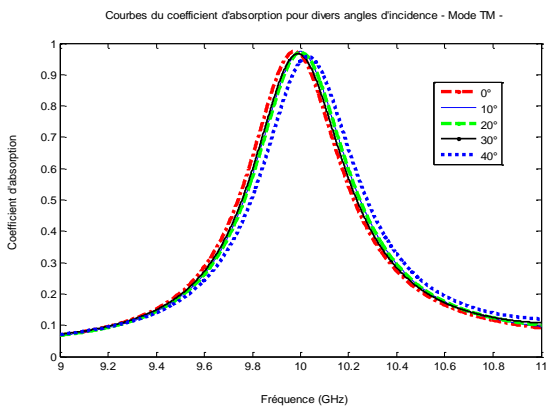


Fig 9 : Courbes du coefficient d'absorption pour divers angles d'incidences dans le cas d'une polarisation selon l'axe x. Mode TM.

La comparaison de ces courbes avec celles données par la référence [10] (fig10), montre que nos résultats sont satisfaisants.

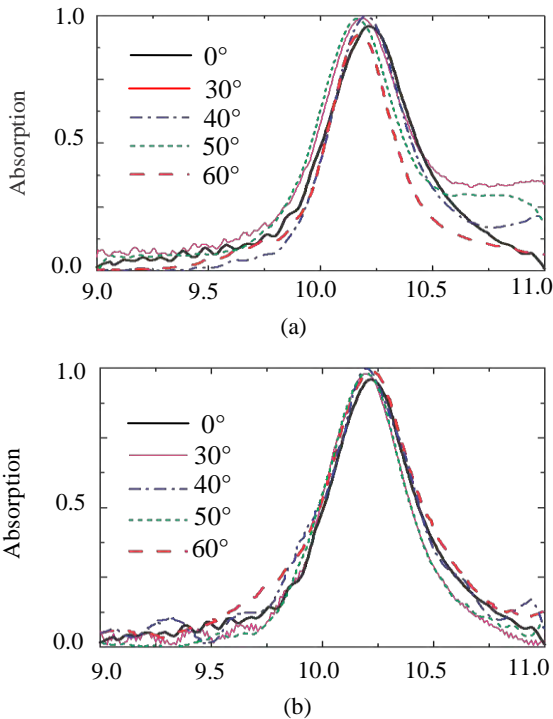


Fig 10: Absorption mesurée pour différents angles d'incidence (a) mode TE et (b) mode TM, [10]

En ce qui concerne notre apport personnel sur l'étude des métamatériaux absorbants, nous avons pu améliorer les résultats précédents grâce à la conception d'un nouveau absorbant. Ce métamatériau est constitué de trois couches, dont deux contiennent l'absorbant précédent et la troisième couche qui est insérée entre les deux autres, est modélisée par du 'vide' (fig.11). Les études sur la propagation d'une onde EM sur un matériau composé de plusieurs couches [16, 17, 18], montre que la réflexion est presque nulle.

Une simulation a été faite dans le cas d'une onde plane à incidence normale polarisée selon l'axe x, et les résultats présentés sur la figure 12, montre bien que les coefficients de réflexion et de transmission sont plus faible que ceux obtenus pour une seule couche (voir fig 3).

Le coefficient d'absorption calculé à partir de la formule (1) est de 99,5% pour les deux modes TE et TM. Notons que la largeur de bande est également plus grande que celle obtenue pour l'absorbant à une couche.

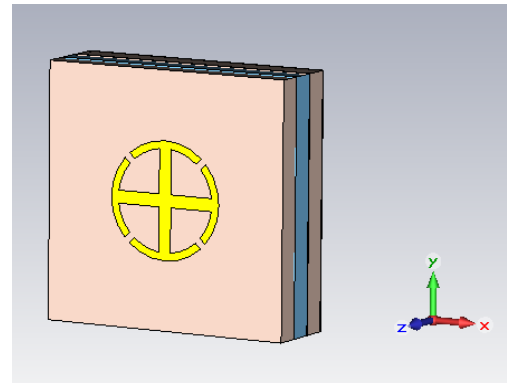


Fig 11. Géométrie de la cellule unitaire de l'absorbant à 3 couches

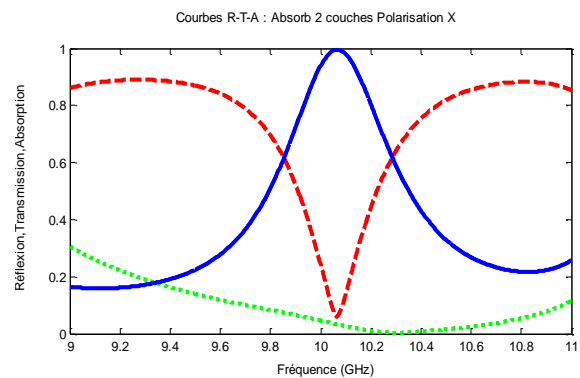


Fig 12 : Courbes des coefficients de réflexion, transmission et d'absorption d'un absorbant à 3 couches. Polarisation suivant l'axe x. Mode TE et incidence normale (obtenues par Matlab).

IV. CONCLUSION

Dans cet article, les différentes simulations réalisées sur le métamatériau absorbant ont permis de comparer nos résultats à ceux donnés par la référence [10]. L'insensibilité à la polarisation a été vérifiée avec des réponses presque identiques pour les différentes ondes

électromagnétiques polarisées, l'absorption maximale est supérieure à 97% avec une largeur de bande de 4,7%.

En outre, les résultats de la simulation pour une incidence oblique montrent que l'absorption reste supérieure à 97% pour une large gamme d'angles d'incidence, dans le cas des deux modes TE et TM.

Nous avons également montré, que la conception d'un absorbant, en utilisant la technique des multicouches, a permis d'augmenter le coefficient d'absorption ainsi que la largeur de bande.

Grâce à sa géométrie évolutive, cet absorbant peut être conçu pour fonctionner sur une autre gamme de fréquence EM avec une absorption presque parfaite. Ces caractéristiques remarquables suggèrent de nombreuses applications, telles que le filtre spatiale d'ondes électromagnétiques, l'émetteur thermique à fréquence sélective et l'élément de pixel bolométrique pour sa parfaite conversion de l'énergie électromagnétique en chaleur [12].

L'avantage de ces matériaux est qu'ils sont "modifiables" ou "réglables", mais le principal inconvénient est la largeur de bande étroite.

REFERENCES

1. Pendry, J. B., A. J. Holden, W. J. Stewart, and I. Youngs, "Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures", *Phys. Rev. Lett.*, Vol.76, 4773-4776, 1996.
2. Pendry, J. B., A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.47, 2075-2084, 1999.
3. Wiltshire, M. C. K., J. B. Pendry, I. R. Yong, D. J. Larkman, D. J. Gilderdale, and J. V. Hajnal, "Microstructured Magnetic materials for RF flux guides in magnetic resonance imaging", *Science*, Vol.291, 849-851, 2001.
4. Smith, D. R., W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", *Phys. Rev. Lett.*, Vol.84, 4184-4187, 2000.
5. Linden, S., C. Enkrich, M. Wegener, J. Zhou, T. Koschny, and C. M. Soukoulis, "Magnetic response of metamaterials at 100 terahertz", *Science*, Vol.306, 1351-1353, 2004.
6. Caloz, C. and T. Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications", *Wiley, New York*, 2006.
7. Schurig, D., J. J. Mock, B. J. Justice, S. A. Cummer, J. B. Pendry, A. F. Starr, and D. R. Smith, "Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies", *Science*, Vol. 314, 977-980, 2006.
8. Liu, R., C. Ji, J. J. Mock, J. Y. Chin, T. J. Cui, and D. R. Smith, "Broadband ground-plane cloak", *Science*, Vol. 323, 366-369, 2009.
9. Pendry, J. B., "Negative refraction makes a perfect lens", *Phys.Rev. Lett.*, Vol.85, 3966-3969, 2000.
10. B. Zhu, Z. Wang, C. Huang, Y. Feng, J. Zhao, and T. Jiang, "Polarisation Insensitive Metamaterial Absorber With Wide Incident Angle", *Progress In Electromagnetics Research, PIER 101*, 231-239, 2010.
11. Landy, N. I., S. Sajuyigbe, J. J. Mock, D. R. Smith, and W. J. Padilla, "Perfect metamaterial absorber", *Phys. Rev. Lett.*, Vol.100, 207402-1-207402-4, 2008.
12. Tao, H., N. I. Landy, C. M. Bingham, X. Zhan, R. D. Averitt, and W. J. Padilla, "A metamaterial absorber for the terahertz regime: Design, fabrication and characterization", *Opt. Express*, Vol.16, 7181-7188, 2008.
13. Wang, J. F., S. B. Qu, Z. T. Fu, H. Ma, Y. M. Yang, X. Wu, Z. Xu, and M. J. Hao, "Three-dimensional metamaterial microwave absorbers composed of coplanar magnetic and electric resonators", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol.7, 15-24, 2009.
14. Wang, B., T. Koschny, and C. M. Soukoulis, "Wide-angle And polarization-independent chiral metamaterial absorber", *Phys. Rev. B*, Vol.80, 033108-1-033108-4, 2009.
15. Chen, X., T. M. Grzegorzczuk, B. Wu, J. Jr Pacheco, and J. A. Kong, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials", *Phys. Rev. E*, Vol. 70, 016608-1-016608-7, 2004.
16. H. Oraizi, A. Abdolali, and N. Vaseghi, "Application of double zero metamaterials as radar absorbing materials for the reduction of radar cross section", *Progress In Electromagnetics Research, PIER 101*, 323-337, 2010.
17. H. Oraizi, and M. Afsahi, "Lossless DNG-DPS Bilayer Structures for Tunneling and Zero Reflection", *PIERS ONLINE*, Vol. 4, N° 1, 2008.
18. Umit Cotuk, "Scattering from Multi-layered Metamaterials using Wave Matrices", *Naval Postgraduate School, Monterey, California*, 2005.

Chiralité artificielle ajustable avec des métamatériaux à transmission extraordinaire

M. Boutria, R. Oussaid, D.V Labeke et F.I. Baida

Résumé—Nous proposons la conception d'une structure anisotrope et chirale (3-D) composée de deux couches de films métalliques, chaque couche se comporte comme une lame demi-onde à travers l'excitation et la propagation des modes guidés à l'intérieur des ouvertures sublongueur de chaque couche métallique. Comme dans l'optique conventionnelle, la chiralité est contrôlée en changeant l'angle entre les deux lames. Par conséquent, le plan de polarisation peut être mis en rotation à la valeur désirée et est accompagné d'une transmission supérieure à 80%. La structure proposée ouvre la voie à la conception d'un nouveau type de lames chirales dans les domaines Téra hertz et micro-ondes.

Mots clés—Métamatériaux, Chiralité artificielle, Transmission extraordinaire, FDTD.

I. INTRODUCTION

Pendant longtemps, la chiralité en général, et les structures chirales en particulier, ont attiré le chercheur et font toujours l'objet de très nombreuses recherches. Rappelons ce qu'est la chiralité ou l'activité optique. En 1811 Arago remarqua que les cristaux de quartz font tourner le plan de polarisation d'une lumière polarisée linéairement transmise dans la direction de son axe [1] donnant lieu au phénomène qui a été nommé l'*activité optique*. La définition des milieux chiraux découle directement de l'interprétation de Pasteur qui postula en 1848 que les molécules de matériaux optiquement actifs sont des structures chirales 3D et la chiralité de ces molécules entraîne une activité optique [2]. En d'autres termes, l'activité optique est une manifestation de la chiralité de ces molécules. En 1898, JC Bose est le premier à démontrer qu'un matériau de symétrie chirale 3D conduit à une activité optique [3]. En effet, les travaux de Lindman (1920 à 1922) ont montré théoriquement et pratiquement qu'une collection d'hélices gauches réparties de façon aléatoire faisait tourner le plan de polarisation d'une onde hyperfréquence polarisée linéairement. Une distribution aléatoire d'hélices droites, faisait tourner l'onde polarisée dans le sens opposé [4].

Manuscript received Oct 14, 2012. This work was supported in part by the MESRS Ministry under Grant J0200220090037. First and second authors are with the laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers. Phone/Fax: 213-21247187, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: boutria_mohamed@yahoo.fr, ra.oussaid@gmail.com. Third and fourth authors are with Institut FEMTO-ST, Département d'Optique P.M. Duffieux, Université de Franche-Comté, Besançon, France, Email: fbaida@univ-fcomte.fr, daniel.vanlabeke@univ-fcomte.fr

Ce qui amena plus tard, Fedorov à conclure que tout milieu présentant des propriétés d'activité optique est chiral [5].

L'activité optique d'une structure ou d'un matériau est donc caractérisée par la rotation du plan de polarisation des ondes polarisées linéairement.

Depuis que l'optique s'est intéressée aux dimensions sublongueur d'ondes, un intérêt particulier est donné à l'activité optique et sa contribution à l'importance pratique des nanostructures chirales artificielles.

L'interaction de la lumière avec des milieux chiraux naturels comme le quartz, cinabre et cristaux liquides ont un pouvoir rotatoire spécifique de respectivement ($20^\circ/\text{mm}$, $600^\circ/\text{mm}$ et $10^3^\circ/\text{mm}$) [6].

Depuis l'émergence de la nano-optique (cristaux photoniques, plasmoniques, l'optique en champs proches, métamatériaux...) dans les années 1990, les scientifiques dans le domaine électromagnétique essaient d'obtenir l'activité optique artificielle (chiralité) générée par les propriétés originales exposées par les métamatériaux. Par conséquent, l'objectif principal dans le développement des structures chirales périodiques est de produire simultanément une grande activité optique et un bon facteur de transmission.

Une autre propriété qui contribue à l'importance pratique des structures planaires, artificielles est leur capacité à afficher des propriétés optiques non linéaires en raison de la symétrie brisée inhabituelle imposée par la chiralité. Différents phénomènes observés dans les métamatériaux planaires ont été tirés de nombreux chercheurs dans ce domaine. Par exemple des lames d'onde d'épaisseur nulle dans la technologie planaire ont été démontrées [7,8].

Dans le proche infrarouge, Li *et al.* ont examiné une matrice d'ouvertures en forme de (L) et ont observé une transmission de 30% due aux excitations plasmoniques et un fort pouvoir rotatoire (45°) mais seulement pour deux polarisations spécifiques et pour deux longueurs d'ondes différentes [9].

Les matériaux chiraux étaient d'habitude considérés pour être composés d'une simple couche fonctionnelle (le métal sur le substrat). Cette dernière décennie a vu un intérêt croissant pour les structures multicouches.

En 2008, Menzel *et al.* ont procédé à la caractérisation d'un métamatériau (3D) constitué d'un empilement de couches métalliques séparées par des films diélectriques pour retrouver quantitativement la chiralité effective des métamatériaux à l'incidence normale et ont montré que le substrat peut briser la symétrie d'inversion

exigée des cellules unitaires et un pouvoir rotatoire de plus de $300^\circ/mm$ est atteint [10]. Dans une étude récente Bai *et al.* ont étudié expérimentalement une structure chirale périodique (2D) constituée d'un substrat diélectrique et d'une couche d'or mince perforée d'ouvertures de forme de croix gammées.

L'étude a montré que la transmission et l'activité optique artificielle peuvent être simultanément augmentées (transmission de 53%, accompagnée d'un pouvoir rotatoire de $10^\circ/mm$) [6].

Récemment, une étude a été faite sur un métamatériau chirale bicouche (3D) pour réaliser un rotateur de polarisation de 90° . La transmission d'une onde linéairement polarisée à travers cette structure bicouche mince d'épaisseur inférieure à $\lambda/30$, est convertie en sa polarisation croisée avec une grande efficacité de conversion de polarisation résonante [11].

Récemment en outre, les propriétés optiques d'une structure métamatériau chirale (3D) constitué d'un empilement de deux split-rings l'un tourné par rapport à l'autre, ont été décrites [12].

Une rotation de la polarisation de la lumière transmise a été observée aussi à des fréquences optiques. En se propageant à travers un rotateur (formé d'une paire de lames quart d'onde métamatériaux ultra-minces) d'une épaisseur de $\lambda/4$ de l'onde incidente [13], la lumière incidente de polarisation linéaire subit une rotation de l'angle azimut d'environ 90° pour une large gamme d'angles azimut incidents de 0° à 90° avec une transmission de 50%.

Plus récemment, dans l'infrarouge, un métamatériau chirale (3D) composé de nanostructures plasmoniques sublongueur d'onde a été fabriqué et une rotation de polarisation azimutale d'une lumière linéairement polarisée excédant 50° à une longueur d'onde autour de $1.08 \mu m$ est trouvée expérimentalement [14].

Nous avons remarqué que dans toutes ces études, une large rotation optique est quelques fois atteinte mais souvent avec une faible transmission.

Dans ce qui suit, Nous proposons la conception d'une structure anisotrope et chirale (3-D) composée de deux couches de films métalliques, chaque couche se comporte comme une lame demi-onde à travers l'excitation et la propagation des modes guidés à l'intérieur des ouvertures sublongueur de chaque couche métallique. Comme dans l'optique conventionnelle, la chiralité est contrôlée en changeant l'angle entre les deux lames. Par conséquent, le plan de polarisation peut être mis en rotation à la valeur désirée et est accompagné par une transmission supérieure à 80%. La structure proposée ouvre la voie à la conception d'un nouveau type de lames chirales dans les domaines Téra hertz et micro-ondes.

II. STRUCTURE PROPOSEE

La structure proposée est une combinaison de deux lames demi-onde identiques (voir la figure (1)). La deuxième lame est tournée d'un angle (α) par rapport à la première. Nous supposons que les deux lames sont suspendues dans le vide et que les scavités sont dépourvues de

diélectrique. Les deux lames sont espacées d'une distance (d). Chaque couche est constituée d'un film métallique parfaitement conducteur semblable à celle étudiée dans la référence [16]. Avec les paramètres géométriques ($p=300nm$, $h=0.83p$, $a_x=0.73p$, $b_x=0.1p$, $a_y=0.58p$, $b_y=0.2p$) de cette référence, la couche métallique se comporte comme une lame demi-onde pour une longueur d'onde autour de $\lambda=1.223p$. L'incidence est normale et la propagation est suivant l'axe des z . L'anisotropie optique artificielle est provoquée par la propagation de deux modes guidés à l'intérieur des ouvertures à la même longueur d'onde, mais ayant une polarisation croisée. L'indice effectif de chaque mode dépend de la géométrie du guide d'onde. Par conséquent, la biréfringence artificielle est obtenue et les paramètres optimisés permettent la conception d'une lame demi-onde avec seulement une épaisseur de $h=0.83p$. Cela correspond à une anisotropie géante (différence de phase de 264° par longueur d'onde $\Delta n=0.73$).

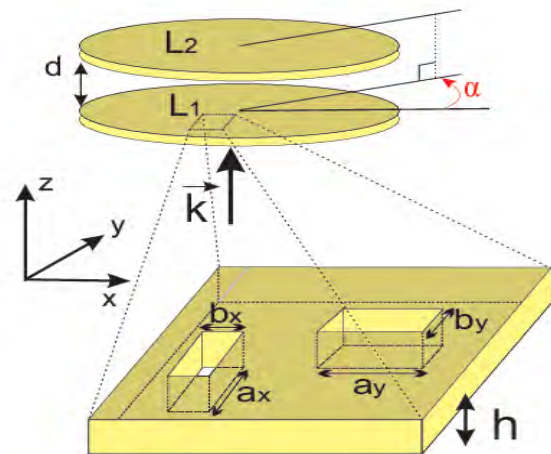


Fig. 1. Schéma de la structure proposée composée de deux lames demi-onde (L_1, L_2) tournées d'un angle (α) l'une par rapport à l'autre. Un zoom-in autour d'une cellule unitaire de L_1 est présenté pour montrer les détails de des ouvertures rectangulaires de dimensions différentes par période gravées dans un écran métallique mince.

Afin de démontrer la rotation optique, nous devons calculer les spectres de transmission pour les deux différents états propres $\{TE, TM\}$ pour une polarisation linéaire ou $\{LCP, RCP\}$ dans le cas d'une polarisation circulaire. Malheureusement, pour une valeur arbitraire de (α), l'ensemble de la structure (L_1, L_2) n'est pas périodique. En conséquence, les méthodes numériques ou théoriques habituellement utilisées pour étudier les structures périodiques (telles que la FDTD: Finite Difference Time Domain ou les méthodes différentielles) sont basses [17]. Donc, nous proposons une solution alternative : au lieu de tourner la deuxième lame toute entière, on fait tourner les motifs à l'intérieur de chaque cellule (voir figure 5 a). Dans ce cas, la structure en cascade peut être étudiée théoriquement puisque la deuxième lame conserve la même période que la première et ainsi vérifier si l'activité optique existe encore. Ainsi, deux approches différentes sont proposées:

(1) la première solution est basée sur un calcul semi-analytique de la transmission totale où les deux lames sont considérées comme un classique interféromètre Fabry-Pérot à travers leur propriétés de transmission et de réflexion [18].

(2) la deuxième lame tournée par rapport aux axes x et y est opposé avoir la même périodicité que la première tandis que seules les ouvertures sont tournées l'intérieur de chaque cellule (voir la figure (5)). Cette hypothèse ne se justifie que si la valeur de la période est beaucoup plus grande que les dimensions des ouvertures.

Dans ce cas, toute la structure en cascade peut être manifestement étudiée théoriquement. Nous optons ici pour l'utilisation d'un code *FDTD* (fait maison) pour simuler le spectre de transmission de la structure [19].

Par conséquent, ces deux approches sont développées ci-dessous en deux sections séparées.

II. APPROCHE ANALYTIQUE

Nous allons considérer les deux lames comme un simple interféromètre Fabry-Pérot tout en tenant compte des propriétés de polarisation. Le couplage du champ proche entre les deux lames est négligé. Seules les multi-réflexions des ondes homogènes se propageant entre les deux éléments sont considérées. La deuxième lame est tournée d'un angle (α) par rapport à la première.

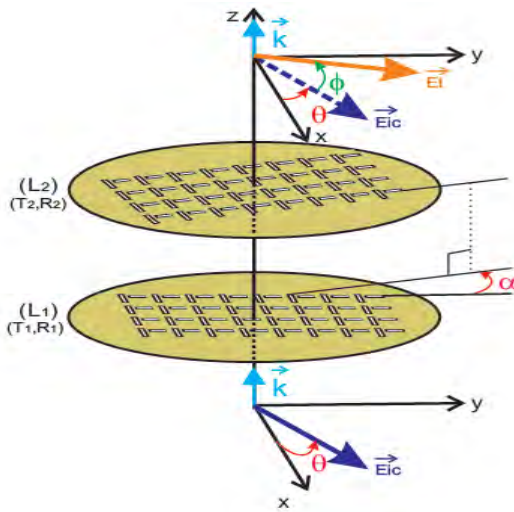


Fig. 2. Structure en cascade composée de deux lames (L_1, L_2) la deuxième est tournée de (α) par rapport à la première.

La transmission d'une lumière cohérente à travers une structure est entièrement décrite par la matrice (2×2) de Jones qui peut être appliquée pour décrire la transmission d'une onde plane incidente polarisée arbitrairement à travers une structure périodique sub-longueur d'onde en particulier si seul le mode d'ordre zéro diffracté est homogène. Soit \vec{E}_i le champ électrique incident normalisé ($|E_i|=1$) associé à une onde plane polarisée linéairement avec un angle arbitraire (θ). La dépendance du temps de ce champ est supposé être $\exp(-i\omega t)$ et l'onde est supposée illuminer la structure en incidence normale et se propageant suivant l'axe z .

Le champ \vec{E}_t a deux composantes dans la base linéaire xoy de la figure (2) :

$$\vec{E}_t = \begin{pmatrix} E_{tx} \\ E_{ty} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} \quad (1)$$

La matrice de Jones de transmission T qui relie les composantes du champ incident (E_{ix}, E_{iy}) à celles du champ transmis (E_{tx}, E_{ty}) est donnée par :

$$T = \begin{pmatrix} t_{xx} & t_{xy} \\ t_{yx} & t_{yy} \end{pmatrix} \quad (2)$$

Où les éléments t_{uv} représentent les amplitudes complexes de l'onde transmise linéairement polarisée dans la direction u pour une onde incidente polarisée dans la direction v .

De la manière, la matrice de Jones en réflexion est donnée par l'expression :

$$R = \begin{pmatrix} r_{xx} & r_{xy} \\ r_{yx} & r_{yy} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Par conséquent, chaque lame est complètement décrite par ses matrices de Jones (de transmission et de réflexion) correspondantes T_i et R_i ($i=1, 2$). Pour la première lame, T_1 et R_1 sont calculées en utilisant un code *FDTD* (différences finies dans le domaine temporel). Pour illustration, la figure (3) montre les quatre éléments de T_1 .

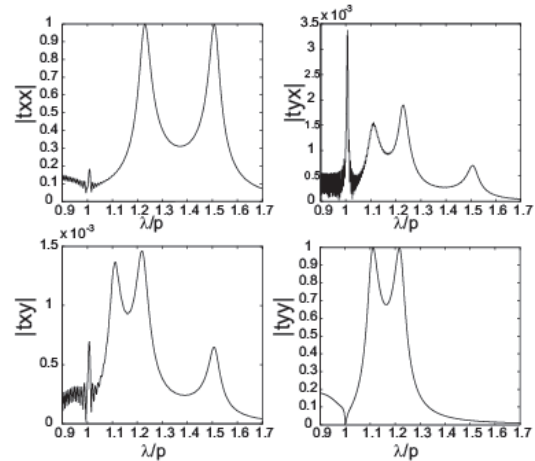


Fig. 3. Modules des quatre éléments de la matrice de Jones en transmission de la lame demi-onde non tournée.

On peut conclure de cette figure que le chevauchement entre les deux polarisations orthogonales (x et y) est très faible (les éléments non diagonaux de T_1 sont négligeables). En conséquence, le champ transmis maintient la même polarisation que celle du champ incident. Donc T_1 peut être considérée comme une lame biréfringente idéale avec l'axe rapide et l'axe lent parallèles à O_x et O_y (respectivement).

Contrairement à (L_1), les matrices T_2 et R_2 de la seconde lame (L_2) sont déduites numériquement de T_1 et R_1 par une rotation d'un angle α :

$$T_2 = \mathfrak{R}^{-1}(T_1)\mathfrak{R} \quad \text{et} \quad R_2 = \mathfrak{R}^{-1}(R_1)\mathfrak{R} \quad (4)$$

Où \mathfrak{R} est la matrice de rotation d'angle (α). Le champ transmis par la structure entière peut alors être calculé avec un algorithme semblable à celui utilisé pour une

structure multicouche[20] et il peut être exprimé comme suit:

$$\vec{E}_t = \hat{T} \cdot \vec{E}_i \quad (5)$$

Où \hat{T} est la matrice de Jones en transmission de la structure globale dans la base linéaire (xoy) donnée par:

$$\hat{T} = T_2(1 - R_1 R_2 e^{-2i\vartheta})^{-1} T_1 \quad (6)$$

ϑ est le changement de phase dû à la propagation entre les deux lames.

L'activité optique est ensuite déduite par la détermination de l'angle de rotation du champ émis par rapport au champ incident. Cet angle peut être simplement calculé à travers l'expression de la matrice de Jones en transmission exprimé dans la base circulaire.

Ce changement de base est obtenu par :

$$T_c = \Lambda^{-1} \hat{T} \Lambda = \begin{pmatrix} T_{++} & T_{+-} \\ T_{-+} & T_{--} \end{pmatrix} \quad (7)$$

Où $\Lambda = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ i & -i \end{pmatrix}$ est la matrice de changement de base. Avec cette transformation, la matrice de transmission relie directement les champs électriques incident et transmis en termes de polarisation circulaire droite (RCP), et polarisation circulaire gauche (LCP).

L'angle de rotation est alors directement obtenu en utilisant les éléments diagonaux de T_c à travers [15]:

$$\vartheta = \frac{1}{2} \arg \left(\frac{T_{--}}{T_{++}} \right) \quad (8)$$

Qui correspond à la différence de phase entre les ondes polarisées circulairement à droite (RCP) et polarisée circulairement à gauche (LCP). Cette valeur est en fait l'angle de rotation moyen de toutes les directions des polarisations incidentes [21].

Considérons maintenant le cas où les deux lames sont séparées par une distance d et tournées d'un angle $\alpha=30^\circ$.

La figure 4a présente le spectre de transmission de l'ensemble de la structure lorsque l'onde plane incidente est linéairement à 45° , à partir de ox (en conséquence, les deux composantes x et y du champ électrique incident sont différentes et zéro et sont impliquées dans les calculs) en fonction de la distance d dans l'intervalle entre $1.1p$ et $2.03p$. A la valeur de longueur d'onde de travail $\lambda_w=1.223p$, la transmittance est tout à fait constante et conserve une valeur moyenne égal à $0,85$ (voir figure 4 b) qui correspond pratiquement au carré de la transmission à travers une seule lame.

Malheureusement, les légères variations de la transmission à cette longueur d'onde sont dues au couplage des modes guidés à l'intérieur des ouvertures avec les modes Fabry-Pérot résultant des interférences entre les deux lames. Comme résultat, l'angle de rotation de (ϑ) déduit de l'équation (8) est affecté par ce couplage et varie d'une manière sinusoïdale avec une période $\lambda_w/2$ entre 56.5° et 64° (voir fig.4c) au lieu de la valeur $2 \times 30^\circ = 60^\circ$. A noter que cette erreur dépend de la valeur de l'angle (ϑ) initial tel qu'il est défini entre les lames.

Voyons maintenant le cas où $d=1.8p$ (Cette valeur arbitraire de d a été choisie pour être loin d'une valeur particulière multiple de $\lambda/2$). A la longueur d'onde de travail, la matrice de Jones en transmission de la structure double couches est donnée par l'équation :

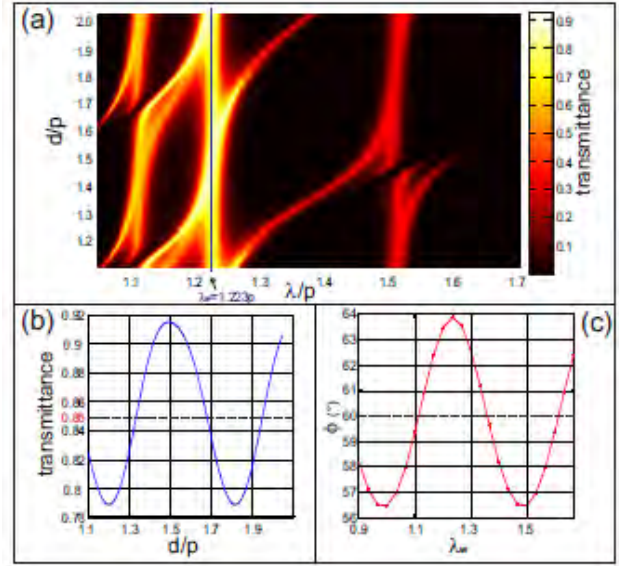


Fig. 4. (a) Calcul semi-analytique du spectre de transmission en fonction de la distance d séparant les deux lames. L'onde plane incidente est linéairement polarisée à 45° à partir de ox , quand ($\alpha=30^\circ$). (b) Variations de la transmission à la longueur d'onde de travail $\lambda_w = 1.223p$ en fonction de d . (c) Angle de rotation ϑ en fonction de la longueur d'onde de travail $\lambda_w = 1.223p$

$$T_c = 0.9003 \begin{pmatrix} e^{-0.9856i} & 0.0172e^{1.8639i} \\ 0.0174e^{2.226i} & 0.9779e^{0.9856i} \end{pmatrix} \quad (9)$$

Qui aboutit à une rotation de ($\vartheta = 56.47^\circ$) au lieu de $2 \times 30^\circ = 60^\circ$.

Comme il a été mentionné plus haut, cette différence est due au fait que la transmission à travers une seule lame à cette longueur d'onde, n'est pas parfaite (égale à $0.92 < 100\%$). Donc, la transmission est affectée par les réflexions multiples entre les deux lames comme le montre la figure 4c où un maximum de 4° de l'erreur relative sur l'angle de rotation est obtenu.

Le résultat obtenu montre que la structure à double couches comporte comme une lame anisotrope chirale accordable parce que l'éplan de polarisation de l'onde transmise tourne d'un angle qui dépend pratiquement de la position de la seconde lame par rapport à l'axe de la première lame de façon indépendante de la direction de polarisation incidente.

III. SIMULATION DE TOUTE LA STRUCTURE PAR 3D-FDTD:

Comme il a été mentionné ci-dessus, toute la structure ne peut pas être fidèlement simulée par la méthode $FDTD$ en raison de la rupture de la périodicité due à la rotation de la seconde lame. Par conséquent, au lieu de faire tourner la seconde lame, les motifs de ce dernier sont mis en rotation (voir la partie droite de la figure 5a) par le même angle considéré ci-dessus (α), sans modifier les orientations de la périodicité des axes (ox et oy). Ainsi, la lame obtenue a la même périodicité que la première. Par

conséquent, toute la structure en cascade a également la même périodicité et peut être numériquement modélisée par la méthode *FDTD*.

En premier lieu, nous essayerons de mettre en évidence le comportement différent des deux configurations montrées dans la figure 5a. A ce propos, on dessine les spectres de transmission respectifs: le trait bleu continu correspond au cas de la première lame illuminée par une onde plane incidente polarisée suivant ox alors que le trait rouge discontinu est la transmittance de la lame où les motifs sont tournés un par un, d'un angle de 30° et le champ électrique incident est aussi tourné du même angle.

Comme prévu, les deux spectres sont légèrement différents en particulier à proximité de la longueur d'onde de travail λ_w .

À première vue, on peut attribuer cet écart à l'incertitude de la description de la structure (effet d'escaliers dû au maillage utilisée dans le code *FDTD*). Or ce n'est pas réellement le cas car les deux lames sont vraiment différentes en termes de structures photoniques. En fait, avec le réseau carré, deux modèles différents conduisent à des cristaux photoniques avec des propriétés différentes. A noter aussi qu'un pas spatial plus petit que $p/150$ est utilisé dans les codes *FDTD* afin de décrire fidèlement les ouvertures même tournées par n'importe quel angle α . Par conséquent, le calcul a duré 24 heures pour un seul spectre de transmission et pour une valeur fixée de la distance d .

Pour remédier à cette situation, on peut modifier les paramètres géométriques de la lame à motifs tournés (épaisseur/ou les dimensions de ses ouvertures) afin d'obtenir exactement le même spectre transmission de la première lame.

Néanmoins, nous ne considérons pas cette solution et nous avons fait nos simulations numériques en tenant compte de la même épaisseur et dimensions des ouvertures pour les deux lames.

Ceci nous informera sur la robustesse de la structure. Le coefficient de transmission de la structure double motifs et double couche, calculé par la *3D-FDTD* est présenté dans la figure 6 comme fonction de la longueur d'onde et de la distance d entre les deux lames.

Ce résultat est comparé à celui de la figure 4a obtenu à travers l'approche semi-analytique. Dans les deux cas, l'onde plane incidente est polarisée à $\theta=45^\circ$ à partir de l'axe des x .

Quantitativement, il y a un très bon accord, même si l'approche semi-analytique ne tient pas compte des composantes évanescentes du champ électromagnétique généré par la diffraction de la lumière sur les ouvertures sublongueur d'onde. Seul l'ordre zéro diffracté est pris en considération.

En fait, le couplage par l'intermédiaire des ondes évanescentes c'est à dire non propagatives ne se produit que pour les petites valeurs de la distance d . En considérant $d \geq \lambda$, on a presque annulé la contribution de toutes ces ondes (l'effet tunnel est négligeable).

Notez que les artefacts dus à l'interpolation des données se produisent dans la figure 6 et pourraient être supprimés en augmentant l'échantillonnage pour les valeurs de d comme dans la figure 4a. Malheureusement, cela présente un besoin de temps informatique considérable équivalent à plus d'un an de CPU-time, ce

serait pour les 1000 valeurs de d considérées dans la figure 4a.

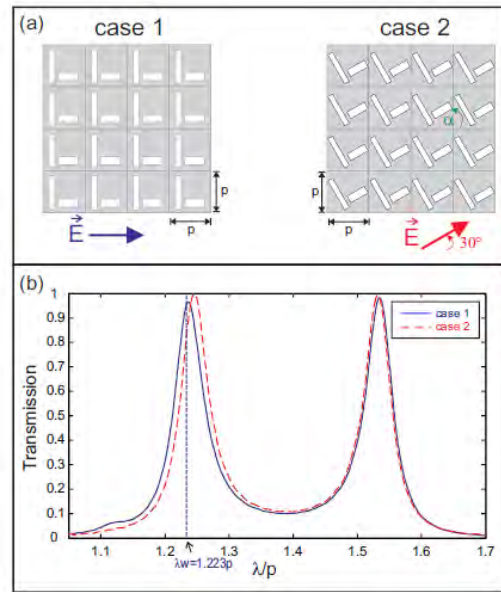


Fig.5. (a) Schéma de période 4×4 de la lame avec des ouvertures rectangulaires non-tournées (à gauche) et tournées par un angle (α) par rapport à l'axe ox en gardant les mêmes dimensions et la même distance entre elles (à droite). (b) spectre de transmission des deux structures calculé par la *FDTD*.

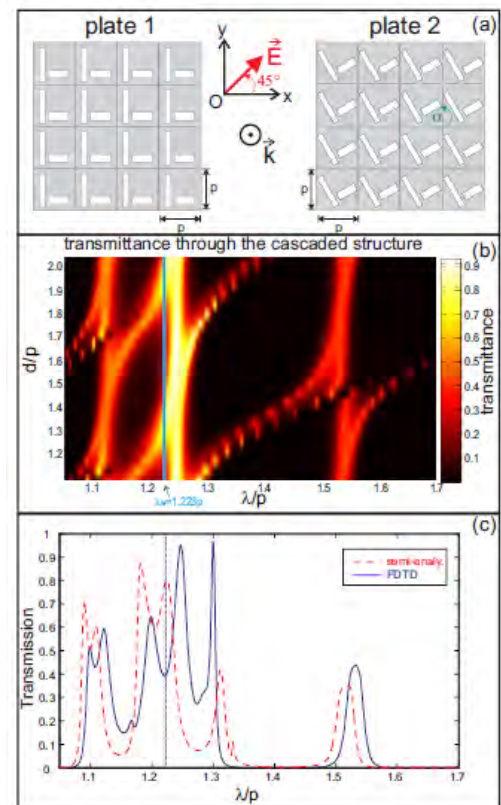


Fig.6. (a) Schéma de période 4×4 de la structure en cascade composée de deux lames avec des ouvertures rectangulaires non-tournées (à gauche) et tournées (à droite). (b) spectre de transmission de toute la structure calculé par le code *FDTD* avec les mêmes paramètres que dans la figure 4b. (c) Comparaison entre les spectres obtenus par l'approche semi-analytique et la méthode *FDTD* pour $d = 1.8p$.

Afin de comparer quantitativement les deux calculs, la matrice de Jones en transmission de la structure à double couches est calculée par des simulations *FDTD* sur l'ensemble de la structure et pour une distance $d=1.8p$:

$$T_c^{FDTD} = 0.5594 \begin{pmatrix} 0.9826e^{-0.9641i} & 0.4047e^{-2.076i} \\ 0.6858e^{1.589i} & 0.9779e^{0.9641i} \end{pmatrix} \quad (10)$$

Avec cette valeur, l'angle de rotation est de $\phi=55.24^\circ$ au lieu de 60° . Mais la remarque la plus importante ici est le fait que les éléments non-diagonaux de T_c^{FDTD} ne peuvent être négligés par rapport à ceux de la diagonale. La formule donnée par l'équation 7 décrit en fait la valeur moyenne de l'angle de rotation à travers toutes les directions de la polarisation possibles. Dans notre cas, la structure obtenue n'est plus un rotateur pur, mais une lame anisotrope (biréfringente).

En effet, en introduisant numériquement un polariseur après la deuxième lame (voir figure 7), la réponse de la lumière transmise montre une dépendance presque cosinusoidale avec la position angulaire du polariseur, mais avec un minimum de 2.1% et un maximum de 37.8%. Cela correspond à une polarisation elliptique avec une excentricité de 0.9985 et un axe majeur à 118° , à partir de $0x$ conduisant à un angle de rotation effectif de $\phi=73^\circ$. En outre, le coefficient de transmission est réduit par un facteur de deux et tombe de 80% à 40%. Cet écart important entre les résultats des deux méthodes est illustrée sur la figure 4c où les spectres de transmission pour $d=1.8p$ sont présentés.

Bien que l'effet de la rotation du motif (au lieu de l'ensemble) de la lame soit très faible sur les spectres de transmission (voir figure 5b), il affecte grandement les propriétés de transmission de la structure à double couche. Nous sommes en face d'une limitation réelle des méthodes périodiques (*FMM*, *FDTD*, méthode différentielle,...) Pour traiter de telles structures en cascade, seules les approches semi-analytiques sont exactes.

IV. CONCLUSION

Nous avons présenté une structure artificielle chirale basée sur deux lames demi-onde identiques en cascade. L'activité optique est démontrée par une approche semi-analytique combinant *FDTD* et plusieurs algorithmes de réflexion. Une transmission exaltée (jusqu'à 80%) à la longueur d'onde de fonctionnement est obtenue et est accompagnée par une rotation accordable correspondant à deux fois l'angle entre les deux lames.

Les modes guidés à l'intérieur des ouvertures sont à l'origine de ce phénomène. La structure proposée ouvre la voie à la conception d'un nouveau type de lames chirales dans les domaines *Thz* et micro-ondes. Le fait que les deux couches métalliques sont identiques mène à un processus de fabrication à travers une seule étape.

Pour les domaines micro-ondes et *Thz*, un processus micromécanique (par des moyens d'usinage par décharges électriques *EDM*) est adapté et peut être utilisé pour graver simultanément les deux couches ou même plus, en fonction de l'épaisseur totale. La structure conçue

mérite d'être testée expérimentalement.

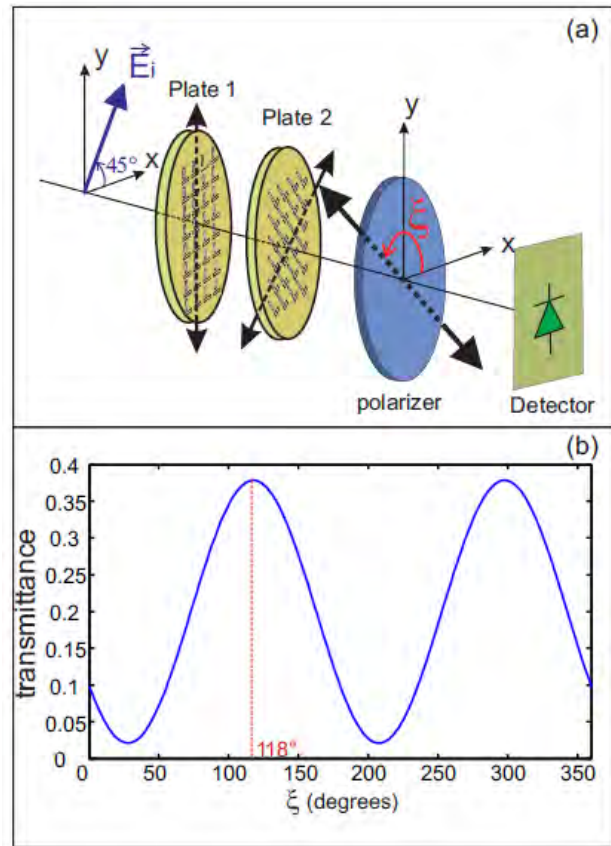


Fig.7. (a) présente le schéma de l'appareil considéré où un unpolariseur est interposé entre le détecteur et la sortie de la structure en cascade. ξ est l'angle que fait l'axe du polariseur avec l'axe $0x$. (b) est l'énergie transmise par rapport à l'angle du polariseur pour $d=1.8p$ lorsque la transmission à travers la structure double couches est calculée par *FDTD*.

REMERCIEMENTS

Les auteurs remercient le département d'optique *P.M. Duffieux FEMTO-ST* (Besançon-France) pour leur collaboration.

REFERENCES

1. D. F. Arago. Sur une modification remarquable qu'prouvent les rayons lumineux dans leur passage travers certains corps diaphanes, et sur que lques autres no uveaux phénomènes d'optique. *Mem Inst.*, 1:93–134, 1811.
2. L. Pasteur. Sur les relations qui peuvent exister entre la forme cristalline, la composition chimique et le sens de la polarisation rotatoire. *Ann. de Chim. et de la Phys.*, 24:442–459, 1848.
3. J. C. Bose. On the rotation of plane of polarization of electric waves by a twisted structure. *Proceedings of the Royal Society of London*, 63:146–152, 1898.
4. K. F. Lindman. Über die durch ein aktives ramgitter erseugt rotations polarisation der elektromagnetischen wellen". *Ann. Phys.*, 69:270, 1922.
5. F. I. Fedorov. "on the theory of optical activity in crystals". *Opt.Spectrosc.* 6:49, 1958.
6. Benfeng Bai, Janne Laukkanen, Anni Lehmuskerö, and Jari Turunen. "simultaneously enhanced transmission and artificial

optical activity in gold film perforated with chiral hole array". *Physical Review B*, 81:115424, 2010.

7. V. A. Fedotov, P. L. Mladyonov, S. L. Prosvirnin, and N. I. Zheludev. Planar electromagnetic metamaterial with a fish scale structure. *Phy.Rev. E*, 72:056613, 2005.

8. X. G. Peralta, E. I. Smirnova, A. K. Azad, H.-T. Chen, and J. F. O'Hara. A. J. Taylor, I. Brener. Metamaterials for thz-polarimetric devices. *Opt. Express*, 17(2):773, 2009.

9. Tao Li, Hui Liu, Shu-Ming Wang, Xiao-Gang Yin, Fu-Ming Wang, Shi-Ning Zhua, and Xiang Zhang. "manipulating optical rotation in extraordinary transmission by hybrid plasmonic excitations". *Applied Physics Letters*, 93: 021110, 2008.

10. Thomas Paul Christoph Menzel, Carsten Rockstuhl and Falk Lederer. "retrieving effective parameters for quasiplanar chiral metamaterials". *Applied Physics Letters*, 93:233106, 2008.

11. Yuqian Ye and Sailing He. 90° polarization rotator using a bilayered chiral metamaterial with giant optical activity. *Applied Physics Letters*, 96:203501, 2010.

12. H. Liu, J. X. Cao, and S. N. Zhu. "lagrange model for the chiral optical properties of stereometamaterials". *Physical Review B*, 81:241403R, 2010.

13. Masanobu Iwanaga. "subwavelength orthogonal polarization rotator". *Optics Letters*, 35 No.2, 2010.

14. Christian Helgert, Ekaterina Pshenay-Severin, Matthias Falkner, Christoph Menzel, Carsten Rockstuhl, Ernst-Bernhard Kley, Andreas Tünnermann, Falk Lederer, and Thomas Pertsch. "chiral metamaterial composed of three-dimensional plasmonic nanostructures". *Nano Letters*, 11, issue:10:4400–4, 2011.

15. E. Plum, V. A. Fedotov, and N. I. Zheludev. Extrinsic electromagnetic chirality in metamaterials. *Journal Of Optics A*, 11:074009, 2009.

16. F. I. Baida, M. Boutria, R. Oussaid, and D. Van Labeke. Enhanced-transmission metamaterial as anisotropic plates. *Phys. Rev. B*, 84:035107, 2011.

17. M. Nevière and Evgeny Popov. *Light propagation in periodic media. Differential theory and design*. Marcel Dekker, 2003.

18. Fadi I. Baida, Yannick Poujet, Jérôme Salvi, Daniel Van Labeke, and Brahim Guizal. Extraordinary transmission beyond the cut-off through sub-k annular aperture arrays. *Opt. Commun.*, 282:1463–1466, 2009.

19. F. I. Baida and D. Van Labeke. Light transmission by subwavelength annular aperture arrays in metallic films. *Optics Commun.*, 209:17–22, 2002.

20. J. M. Vigoureux. Polynomial formulation of reflection and transmission by stratified planar structures.

J. Opt. Soc. Am. A, 8(11):1697–1701, November 1991.

21. E. Plum. Ph.D. thesis, University of Southampton (2010).

Etude des antennes intelligentes UWB

Zedek El alia, Pr. Touhami Rachida

Résumé— Afin de répondre à la demande croissante des services de communication multimédia, de nouvelles technologies dans le domaine des communications tels que les réseaux WPAN et WLAN ont été développés. Pour répondre à certaines exigences, le travail que nous avons réalisé dans le cadre de notre travail consiste à étudier une antenne intelligente basée sur la technique UWB. Cette antenne est destinée aux applications IR-UWB dans les réseaux WPAN. La bande de fréquence de l'antenne est de 3.1GHz à 10.6 GHz, les dimensions de l'antenne sont $35 \times 30 \text{ mm}^2$ et celles du réseau linéaire qui a donné les meilleures performances sont de $150 \times 35 \text{ mm}^2$.

Mots clé — Antenne, UWB, WPAN, IR-UWB, Antennes Intelligentes.

I. INTRODUCTION

Depuis la publication de l'acte de réglementation de l'utilisation du spectre UWB (Ultra Wide-Band) hors licence, en février 2002 par le FCC (Federal Communications Commission) [1], de très nombreux travaux se sont intéressés à développer cette nouvelle technologie tant dans le monde industriel qu'académique et cela grâce à ses caractéristiques qui permettent de donner des hauts débits à faible puissance et à bas cout. Comme chaque système de communication sans fil, les antennes jouent un rôle important dans les systèmes UWB, parce qu'elles interviennent sur l'amélioration de la bande passante ainsi que la forme d'onde du signal émis et reçu. Ce qui a poussé les chercheurs dans ces dernières années à explorer des moyens pour améliorer le fonctionnement de ces antennes. Parmi les techniques étudiées, on trouve la combinaison des antennes intelligentes et les antennes UWB qui ont été proposées dans la littérature [2] [3]. Les antennes intelligentes utilisent des réseaux d'antennes intelligents avec un traitement de signal. Elles combinent les signaux des antennes multiples de manière atténuée l'évanouissement par trajets multiple et à maximiser le rapport signal sur bruit. Elles peuvent considérablement augmenter les performances d'un système de communication [4].

Dans une première étape, nous avons étudié une antenne déjà conçue par [5] pour les systèmes IR-UWB (Impulse Radio UWB), Fig. 1.

Manuscrit reçu le 15 Octobre 2012. Ce travail a été soutenu en partie par le ministère dans le cadre du MESRS. le premier auteur est avec le Laboratoire d'Instrumentation (LINS), Faculté d'Electronique et d'Informatique, USTHB, B.P 32, Bab-Ezzouar, 16111, Alger, <http://www.usthb.dz>, Email : elalia.zedek@gmail.com. Le deuxième auteur est aussi avec le Laboratoire d'Instrumentation (LINS), Faculté d'Electronique et d'Informatique, USTHB, B.P 32, Bab-Ezzouar, 16111, Alger, Email : rtouhami@yahoo.fr

Dans une deuxième étape, nous avons étudié cette antenne sous différentes topologies de réseaux, mais seul le réseau linéaire sera présenté puisque il a donné des bons résultats.

Les résultats de simulation présentés dans cet article ont été obtenus à l'aide du logiciel commercial : CST MWS (Computer Simulation Technology MicroWave Studio).

Les résultats obtenus sont conformes aux standards en vigueur et le réseau d'antennes conçu peut être ultérieurement implanté dans une chaîne de transmission travaillant dans la bande UWB.

II. ETUDE D'UNE ANTENNE UWB

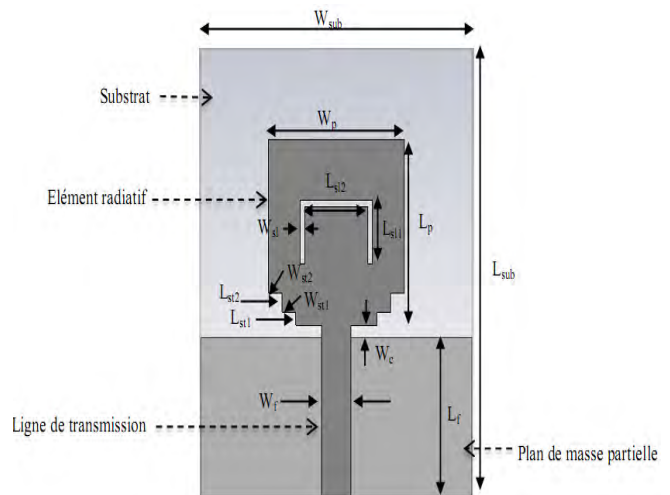


Fig. 1 - Structure de l'antenne UWB choisie.

L'antenne est de type monopôle qui peut fonctionner sur la bande 3.1 – 10.6 GHz, elle représente l'avantage de présenter une taille plus petite que les dipôles. Cette antenne présente une géométrie planaire simple à étudier.

Elle est constituée par plusieurs éléments qui sont : l'élément radiatif, le plan de masse, la ligne d'alimentation, le filtre à fente U et les angles découpés (steps).

En utilisant un diélectrique sans pertes (FR4) d'épaisseur égale à 1.6 mm et une permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, et un conducteur parfait (PEC) d'épaisseur égale à 0.035 mm, les dimensions obtenues sont :

$L_{sub} = 35 \text{ mm}$, $W_{sub} = 30 \text{ mm}$, $L_p = 14.5 \text{ mm}$, $W_p = 15 \text{ mm}$, $L_f = 12.5 \text{ mm}$, $W_f = 3.1 \text{ mm}$, $W_c = 1 \text{ mm}$, $L_{st1} = 1 \text{ mm}$, $W_{st1} = 1.5 \text{ mm}$, $L_{st2} = 1.5 \text{ mm}$, $W_{st2} = 1.5 \text{ mm}$, $L_{st1} = 5 \text{ mm}$, $L_{st2} = 7 \text{ mm}$, $W_{st1} = 0.5 \text{ mm}$.

1. Étude paramétrique

A. L'influence de la miniaturisation

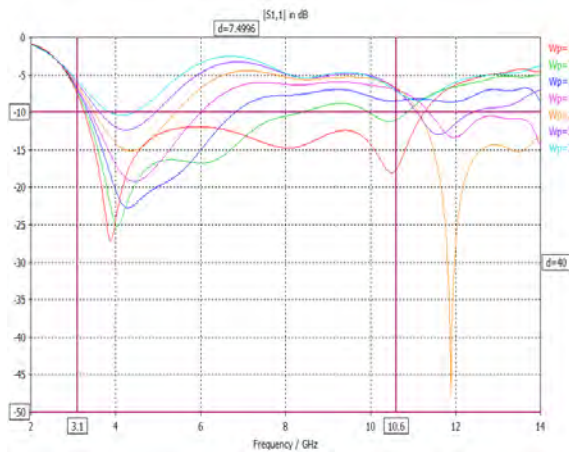
La difficulté de concevoir une antenne UWB, résulte directement de sa bande de fonctionnements parce que les contraintes classiques d'adaptation et de transmission de l'énergie énoncée ci-dessus, doivent être vérifiées sur l'ensemble de la bande de fonctionnement de l'antenne. De plus, la taille de l'antenne entraîne également plusieurs difficultés.

Les dimensions de notre antenne UWB choisie ne se calculent pas à l'aide des équations théoriques précises, elles sont obtenues par expérimentations. Pour dimensionner une antenne, il faut s'accorder sur la fréquence la plus basse f_{min} à transmettre. Une règle pour déterminer la plus grande côte de l'antenne est la suivante :

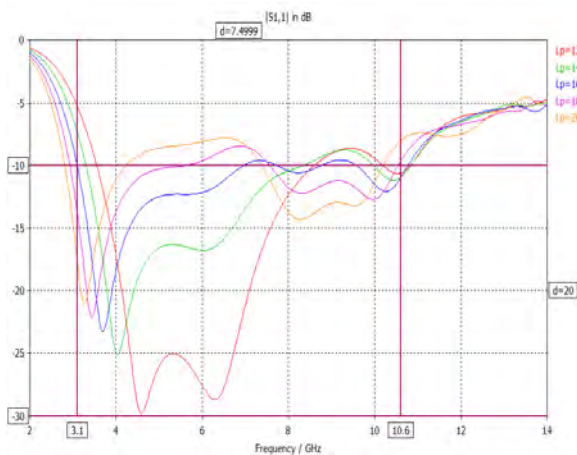
$$D = \frac{\lambda_{max}}{4} = \frac{c}{4 \cdot f_{min}} \quad (1)$$

Où λ_{max} est la longueur d'onde correspondante à f_{min} et c la célérité de la lumière. De ce fait, pour émettre une fréquence égale à 3.1 GHz, l'antenne présente au moins une dimension égale à 24.19 mm.

La figure 2 montre l'influence des dimensions de l'antenne Wp et Lp sur la bande de fréquence.



(a)



(b)

Fig. 2 - Variation de la bande passante en fonction des dimensions de l'antenne (a) Wp et (b) Lp .

D'après les résultats obtenus, nous pouvons avoir une bande de fonctionnement plus large lorsque nous diminuons les dimensions de l'antenne. Mais en réalité la petite taille de l'antenne est aussi une limitation à l'élargissement de bande d'après le critère de Chu [7]. En effet, élargir la bande passante va réduire le facteur de qualité et cela va conduire à une réduction du rendement, et par conséquent le gain de l'antenne. Alors, il faut trouver un compromis entre les différentes caractéristiques de l'antenne, pour notre cas les dimensions choisies qui réalisent ce compromis est de $15 \times 14.5 \text{ mm}^2$.

B. L'influence des angles découpés (steps)

Pour arriver à élargir la bande passante de l'antenne, sans réduire la taille de l'antenne, des angles découpés sont conçus dans la partie inférieure de l'antenne. La figure 3 montre la différence avec et sans ces angles.

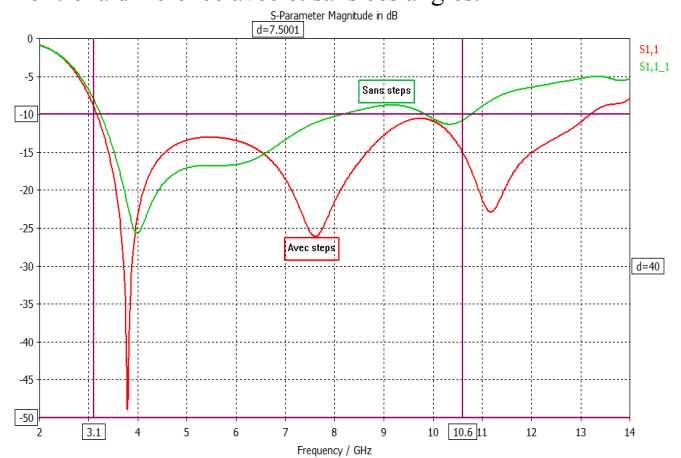


Fig. 3 - Simulation du paramètre S11 sans et avec les angles découpés.

On peut voir sur cette figure que la bande passante mesurée à -10 dB s'étale de 3.3 GHz à 8 GHz sans les angles découpés et après l'ajout de ces angles la bande devient plus importante et s'étale de 3.1 à 13 GHz, ceci conduit à une largeur d'environ 10 GHz. Et cela satisfait la condition imposée par la FCC.

C. L'effet du filtre en fente U (U-Slot)

Une fois l'antenne est conçue pour fonctionner dans la bande des fréquences UWB (3.1 – 10.6 GHz), un filtre à fente de forme U a été ajouté, le rôle principal de ce filtre est de rejeter la bande indésirable de 5.15 à 5.825 GHz utilisée par le WiFi et l'HyperLAN/2 [6]. Les figures 4 et 5 montrent la bande rejetée.

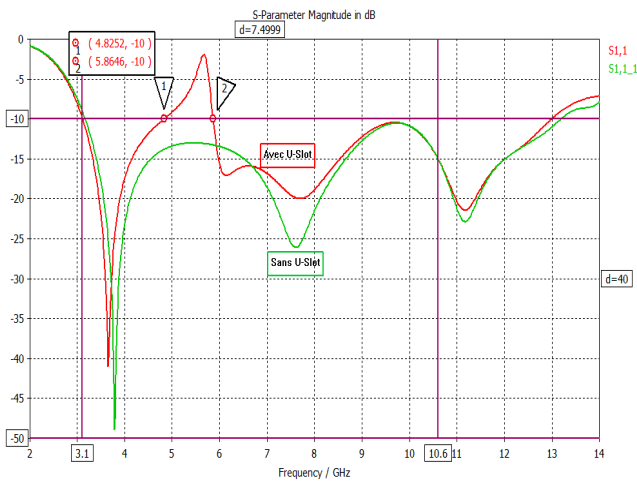


Fig.4 - Simulation du paramètre S11 avec et sans filtre U-Slot.

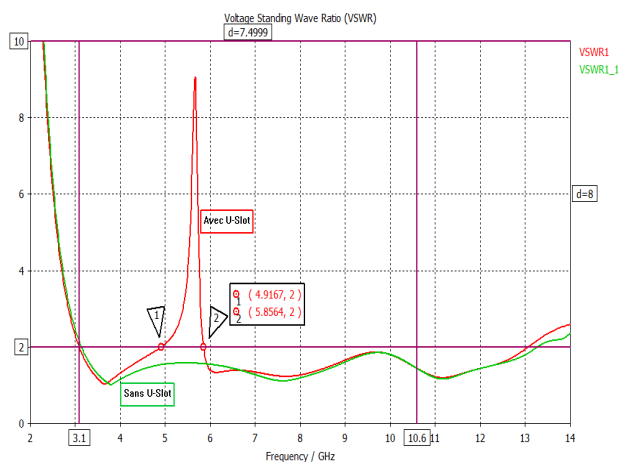
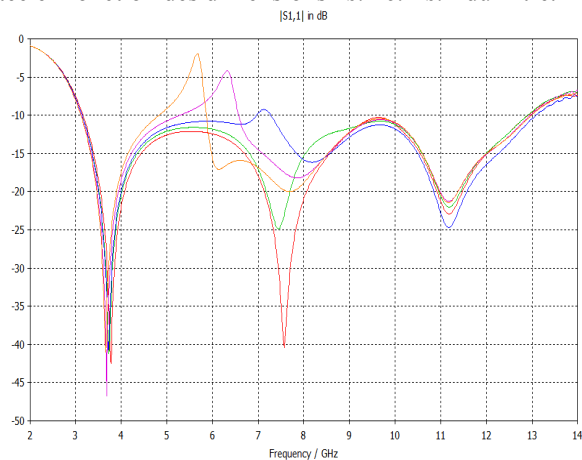
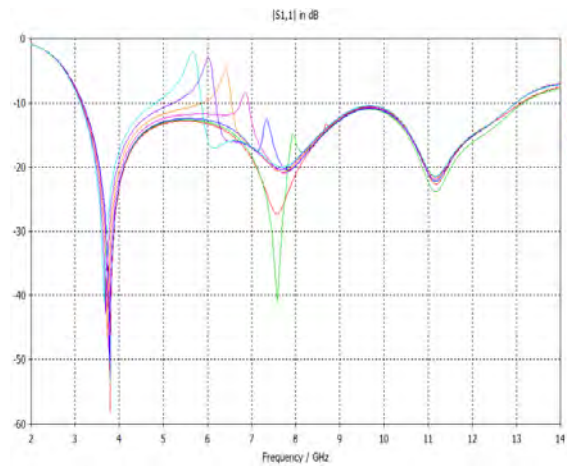


Fig. 5 - Simulation du paramètre TOS avec et sans filtre U-Slot.

On constate que l'application d'un filtre engendre une bande de fréquence rejetée, d'après les figures ci-dessus, la bande rejetée est de 4.91 à 5.85 GHz. Ainsi, l'exigence de concevoir une antenne qui fournit la caractéristique bande rejetée au tour du 5GHz est obtenue. La figure ci-dessous montre la variation de la bande rejetée en fonction des dimensions $Ls11$ et $Ls12$ du filtre.



(a)



(b)

Fig.6 - Variation de la bande rejetée en fonction des dimensions du filtre (a) $Ls11$, (b) $Ls12$.

La largeur de la bande rejetée et sa position dans le spectre des fréquences peuvent être ajustées, simplement en changeant les dimensions $Ls11$ et $Ls12$ du filtre. Le tableau 1 résume les caractéristiques principales de l'antenne.

Technologie	patch à fentes et plan de masse partiel
Encombrement	30 × 35 mm
Adaptation au TOS	[3.1 – 4.9 GHz] et [5.85 – 13 GHz]
Gain maximal réalisé dans la bande	1.77 à 6.53 dB
Directivité dans la bande	2.39 à 7.17 dBi
Type du diagramme de rayonnement	Quasi Omnidirectionnel
Adaptation d'impédance	~ 50 Ω dans la bande de fonctionnement jusqu'à 130 Ω dans la bande rejeté.

Tab. 1 - Bilan des caractéristiques de l'antenne IR-UWB.

III. SIMULATION D'UN RESEAU D'ANTENNES

Dans le cadre de notre étude et à cause de la structure de l'antenne IR-UWB un peu spécifique à cause le plan de masse partiel, l'utilisation de l'alimentation des réseaux classiques, mentionnés dans [8], n'est pas adéquate. Ainsi, ces réseaux peuvent être utilisés comme étant des systèmes intelligents c'est-à-dire contrôler les antennes séparément, ce qui nécessite une alimentation pour chaque antenne, figure 7.

Dans cette partie, nous avons étudié et simulé un réseau d'antennes linéaire de 3, 4 et 5 antennes UWB avec un espacement $d = \lambda/2$, il est approprié pour l'application de notre antenne sur la majorité de la bande de fonctionnement. And ce cas on a moins de lobes latéraux et par conséquent, moins d'interférences. Et une amplitude $A_i = 1$ pour différentes fréquences.

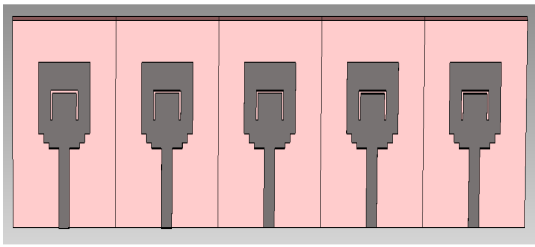


Fig. 7 - Réseau d'antenne linéaire à cinq éléments.

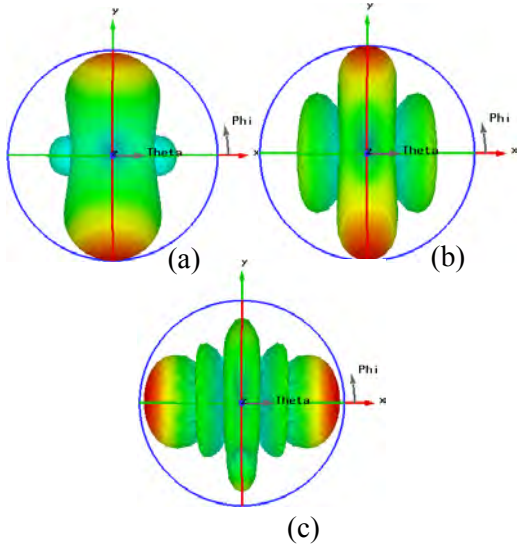


Fig.8 - Effet des trois antennes dans un réseau linéaire à (a) 4 GHz, (b) 7 GHz et (c) 10 GHz.

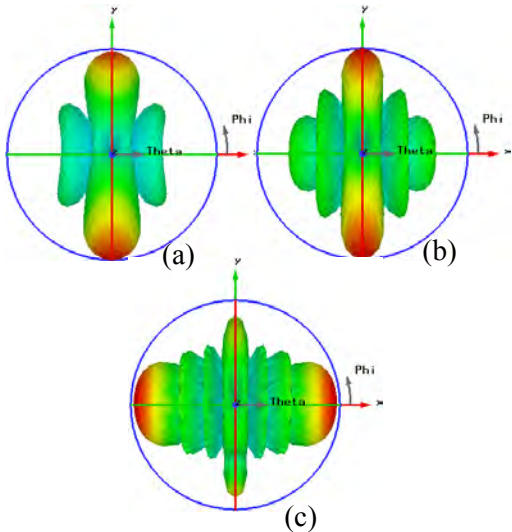


Fig. 9 - Effet des quatre antennes dans un réseau linéaire à (a) 4 GHz, (b) 7 GHz et (c) 10 GHz.

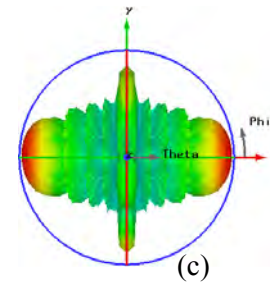
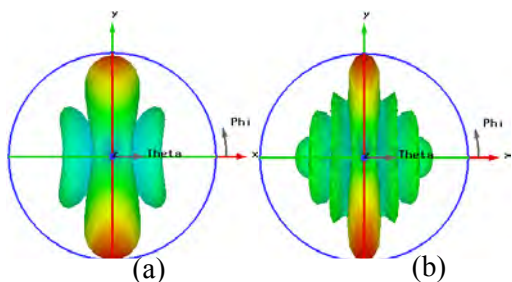


Fig.10 - Effet des cinq antennes dans un réseau linéaire à (a) 4 GHz, (b) 7 GHz et (c) 10 GHz.

D'après les figures 8, 9 et 10, on remarque que la résolution du lobe principale pour les fréquences 4 et 7 GHz augmente avec l'augmentation du nombre des antennes, et cela nous va conduire à une augmentation du gain. Ainsi qu'on remarque l'apparition des lobes secondaires de plus en plus. Pour la fréquence 10 GHz, l'énergie émise est rayonnée dans les lobes secondaires, ce qui rend le réseau inefficace.

La figure 11, illustre l'augmentation du gain réalisé maximal en fonction de la fréquence pour des différents nombres d'éléments dans un réseau.

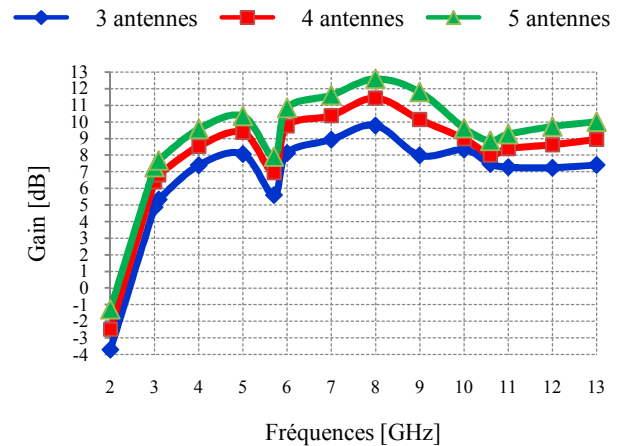


Fig. 11 - Gain maximal réalisé pour 3, 4 et 5 éléments dans un réseau linéaire.

On constate d'après la figure, que le gain augmente avec l'augmentation du nombre des éléments du réseau. De 5 à 6 GHz, il y a une chute du gain et cela est dû au filtre de l'antenne UWB utilisé. A partir de 10 GHz, il y a une deuxième chute, et cela est dû à la majorité d'énergies qui rayonne dans les lobes secondaires et qui rendent l'antenne inefficace à partir de cette fréquence.

A. Effet de la distribution de l'amplitude

Il existe plusieurs distributions d'amplitude possibles telles que l'uniforme, binomiale et Tchebycheff. Dans la plupart des cas, on prend une distribution uniforme, comme il est présenté dans les figures au-dessus.

Les figures suivantes montrent l'effet de la distribution binomiale. Les amplitudes relatives de cette distribution sont obtenues directement du triangle de pascal de la figure 12 ou N correspondent au nombre d'éléments rayonnants du réseau d'antennes.

N=1									1														
N=2									1		1												
N=3									1		2		1										
N=4									1		3		3		1								
N=5									1		4		6		4		1						
N=6									1		5		10		10		5		1				
N=7									1		6		15		20		15		6		1		
N=8									1		7		21		35		35		21		7	1	
N=9									1		8		28		56		70		56		28	8	1

Fig. 12 - Triangle de Pascal [4].

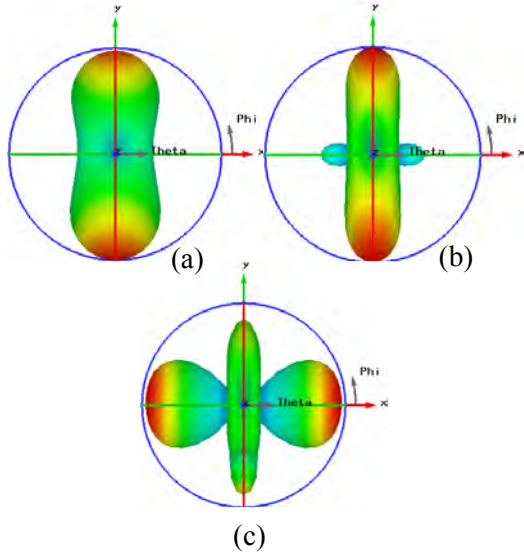


Fig. 13 - Effet de la distribution d’amplitude sur un réseau linéaire de 5 antennes à (a) 4 GHz, (b) 7 GHz et (c) 10 GHz.

La figure 13, exprime l’influence de la distribution d’amplitude sur le diagramme du rayonnement. On a utilisé une distribution binomiale qui nous a permis de réduire les lobes latéraux. Mais par contre, elle nous a réduits légèrement le gain maximal du réseau, comme la figure 14 va nous montrer.

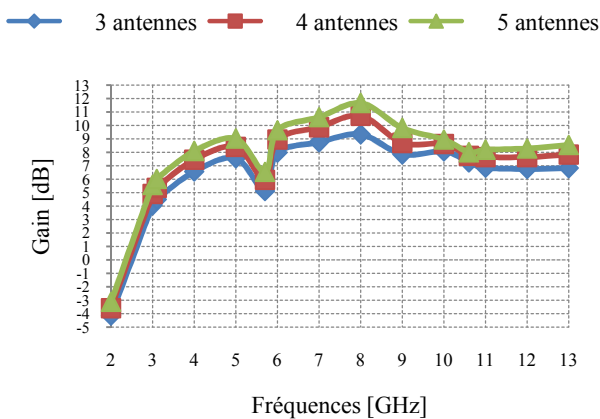


Fig. 14 - Gain maximal réalisé pour 3, 4 et 5 éléments dans un réseau linéaire pour une distribution d’amplitude binomiale.

D’après cette figure, on constate que le gain maximal du réseau a diminué par rapport aux résultats obtenus dans le cas de la distribution uniforme (Fig. 11). La chute du gain de 5 à 6 GHz est due à l’effet du filtre de l’antenne UWB utilisé. Il y a aussi une autre diminution du gain à partir de

10 GHz, et celle-là est due au rayonnement de la majorité d’énergies dans les lobes secondaires. Le gain atteint sa valeur maximale à 8 GHz.

IV. CONCLUSION

Cet article a été consacré à l’étude des caractéristiques des antennes intelligentes UWB. Ce travail s’appuie sur des simulations de plusieurs types de réseaux d’antennes UWB, afin de bien évaluer la distribution de réseau ayant de meilleures performances.

En utilisant le logiciel CST MWS pour la conception assistée par ordinateur, ainsi que la méthode FIT, la conception d’une antenne à fente a été faite, sur la base d’un choix adéquat du substrat utilisé, du type du plan de masse, de l’élément radiatif et de la ligne de transmission. Après avoir déterminé les dimensions de l’antenne UWB, nous avons fait une étude paramétrique afin d’interpréter l’influence des différentes variables sur le coefficient de réflexion de l’antenne. Aussi, afin d’atteindre la bande passante imposée par la FCC pour ce type d’antenne, qui s’étale de 3.1GHz à 10.6 GHz, des angles découpés au bas de l’élément radiatif ont été ajoutés. Pour satisfaire une autre condition de la FCC concernant la coexistence avec les systèmes qui travaillent autour de la fréquence de 5 GHz, un Co-design filtre-antenne a été élaboré et nous a donné ses résultats satisfaisants. Après avoir fixé tous les paramètres, nous avons donné les différentes caractéristiques fréquentielles obtenues lors de la simulation d’antenne. Tels que le coefficient de réflexion, le taux d’onde stationnaire, la distribution du courant de surface, le gain et le diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Ce dernier est intéressant pour les dispositifs mobiles, mais il participe dans la pollution de l’environnement du canal de propagation, ainsi qu’à la dissipation de la puissance reçue dans des endroits non sensibles. Cela nous a amené à réaliser un réseau d’antennes intelligent UWB. En tenant compte de l’effet de l’espacement sur un réseau linéaire de deux antennes considérées comme le plus simple des réseaux, l’espacement le plus adéquat est $d = \frac{\lambda}{2}$. Pour améliorer le gain, nous avons augmenté le nombre des antennes du réseau. Une autre étude sur l’effet de la distribution d’amplitude a été réalisée afin de pouvoir réduire les lobes latéraux et augmenter la résolution du lobe principale.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été soutenu par MESRS (Ministère de l’Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique), sous la supervision de l’CNEPRU, <http://www.cnepru-mesrs.dz>

BIBLIOGRAPHIE

[1] FCC, “Revision of part 15 of the commission’s rules regarding Ultra-Wideband transmission systems”, Federal Communications Commission, Washington, D.C., Tech. Ref. ET Docket 98-153, Apr. 2002.
 [2] S. -H. Liao, M. -H. Ho, C.-C. Chiu, "Bit Error Rate Reduction For Multiusers By Smart Antenna Array", Progress In Electromagnetics Research C. IEEE, Vol. 16, 85-98, Sep.2010.
 [3] C. -H. Chen, M. -H. Ho, C. -C. Chiu, "Bit Error Rate Reduction by PSO in Indoor Wireless Communication", IEEE 26-th

- Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 2010.
- [4] F.B. Gross, "Smart antennas for wireless communications: with MATLAB", McGraw-Hill, New York, 2005.
- [5] T. -P. Vuong, A. Ghiotto, Y. Duroc, S. Tedjini, "Design and Characteristics of a Small U-Slotted Planar Antenna for IR-UWB", Microwave and Optical Technology Letters Wiley, Vol. 49, No. 7, Jul. 2007.
- [6] A. Kerkhoff, H. Ling, "A Parametric Study of band-notched UWB Planar Monopole Antenna", Antennas and Propagation Society International Symposium. IEEE, Vol. 2, 20-25, Jun 2004.
- [7] L. J. Chu, "Physical limitations of unidirectional antennas", J. Appl. Phys., vol. 19, pp. 1163-1175, Dec. 1948.
- [8] C. A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", John Wiley & Sons, 3rd edition, 2005.

OFDM Power Envelope Evaluation In 60 GHz multipath fading channel

M.Z. Zaaimia, R. Touhami and M.C.E. Yagoub

Abstract — In order to evaluate orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal power envelope in fading channel at 60 GHz, channel models from IEEE 802.11ad and 802.15.3c standards were simulated and included in OFDM physical layer (PHY) system simulation. The complementary cumulative distribution function (CCDF) was chosen to evaluate the power envelop of SQPSK, QPSK and 64QAM modulated OFDM signal. Results showed that spectrum envelope is severely affected by power degradation of 5 to 25dB whereas QPSK and 64QAM has more power peaks as much as 13dB higher than average over a single frame.

Index Terms — OFDM, mm-Wave, 60 GHz, Waveform, IEEE802.11ad, IEEE802.15.3c

I. INTRODUCTION

The 60 GHz millimeter wave frequency band offers one of the largest unlicensed bandwidth being allocated in history, a continuous block of 7 GHz spanning between 57 and 64 GHz in most parts of the world. This tremendous amount of bandwidth with less restriction in terms of power makes this band highly attractive for wireless high data rate indoor and short-range communications. Although, despite the advantages of the 60 GHz wireless band, some challenges like high free space attenuation, path loss and small scale fading have to be dealt with. Therefore, the less restriction in terms of power is essential to overcome the higher detrimental effects of path loss at 60 GHz. However, the path loss confines the propagation to within a personal area network (PAN) or a room in indoor environment, hence allowing high level of frequency re-use. Compared to 5 GHz links, 60 GHz has additional 21 dB of free space loss, and links are roughly 55 dB worse than at 2.4 GHz in terms of signal to noise ratio (SNR). In terms of free space loss, a 1 km path at 60 GHz has the same space loss as a 100 km path at 600 MHz. This implies that communications has to rely on the directivity of the antennas and the Fresnel clearance in direct line of sight (LOS) to almost eliminate fading. Antennas arrays are desirable for NLOS communications since multi-antenna integration in circuits can be readily achieved as the necessary spacing of antennas are on the order of millimeters. In addition, propagation near 60 GHz is characterized by high oxygen absorption typically

around 16 dB/km at sea level. Furthermore, the large bandwidth along with high order Modulation and Coding Schemes can achieve high spectral efficiency allowing high throughput of many gigabits-per-second.

Recently, many international mm-wave standards groups and industry alliances were formed and several standards and industry consortiums were issued [1-2]. In 2005, IEEE 802.15.3c Task group (TG3c) ratified the first standard that addresses multi-gigabit short-range wireless systems in 2009. Three physical layers (PHY) standards have been specified in the latter, namely, the single carrier (SC) PHY, high speed interface orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) PHY and the audio/video OFDM PHY.

Overall, PHY's are designed to support low cost and low power mobile devices, low-latency and high speed bidirectional data transmission. Wireless high definition (HD) and IEEE 802.11ad task groups are the main ongoing standardization efforts. 802.11ad enhances typical 802.11 for 60 GHz, and mimic standard WiFi architecture, with a modified 802.11 PHY and media access control layer for high-data rate ranging from 385 Mbps to 6.76 Gbps. Moreover, IEEE 802.15.3c and 802.11ad channel models are based on wideband measurement results conducted in office, residential, library and desktop environments by TG3c and three short range indoor scenarios for TGad, namely, living room, conference room and enterprise cubicle. The Japanese National Institute of Information and Communications Technology (NICT) has provided a generic model for TG3c channel model (CM) subgroup by site specific measurement and ray tracing relying on Saleh-Valenzuela (S-V) statistical model [3] and Shoji-Sawada-Saleh (Triple S)-Valenzuela (TSV) model [4]. We used these channel models to simulate the channel impulse response in order to investigate channel characteristics at 60 GHz in both LOS and NLOS scenarios and include the models into the OFDM system simulation. Results allowed us to determine the suitable OFDM parameters from time parameters point of view such as the Guard Interval (GI) duration, mean excess delay and delay spread parameters that provide a reference of comparison among multipath fading channels. Furthermore, OFDM system simulation allowed us to determine the performances in terms of average power, spectrum envelope shape and modulation robustness in 60 GHz channel.

The remainder of this paper is organized as follows.

Manuscript received September 10, 2012. First and second Author are with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, Email: zaaimia@gmail.com. Third Author is with the School of Electrical Engineering and Computer Science University of Ottawa, Canada, Email: myagoub@site.uottawa.ca

Section II presents the OFDM system simulation and section III the gist of TG3c and TGad channel models and related parameters. Results are presented in Section IV along with discussions. Conclusions are drawn in the last section.

II. SYSTEM DESIGN

To evaluate the detrimental effects of 60 GHz propagation channel on OFDM communication, a PHY is designed as in fig.1. The data source generates binary bits, which are sent to the scrambler, low density parity code (LDPC) coder, modulator then to OFDM processing block to be mapped into symbols with 352 subcarriers. OFDM system parameters are designed according to IEEE 802.11ad standard draft 4.0 [5]. Table 1 lists parameters used in system simulation. Modulation schemes used in this paper are SQPSK, QPSK and 64QAM which are supposed to allow very high throughput and reach the maximum announced data rate of 6.76 Gbps. As for error correction code, LDPC is used with code rates of 1/2, 5/8 3/4 with the aforementioned modulation schemes respectively.

Typically, high modulation schemes like 64QAM are more prone to detrimental effects and sensitive to fading and channel conditions, whereas QPSK and Spread QPSK are more robust in marginal channel conditions due to the fact that constellation points are fairly spaced compared to 64QAM. Non-linear distortions are assumed to be null and link quality in terms of data flow is not considered in this paper, we only study the effect of 60 GHz channel conditions on spectrum envelope and average power distribution and how modulation schemes fidelity could mitigate those effects.

III. CHANNEL MODEL

TSV model was recently developed to help in designing 60 GHz band systems. Conversely to SV, TSV model can deal not just with LOS but also with NLOS components thanks to the two-path model, thus allowing TSV model to include the angle of arrival (AoA) in the impulse response of modified S-V model, hence the influence of antennas is considered. Typical impulse response generated by the TSVmodel include a first response that indicates the two-path model response, while the other responses represent the S-V model responses arising from NLOS path. The multipath channel impulse response of the TG3c generic model is given by [6]:

$$h(t, \varphi, \theta) = \beta \cdot \delta(t, \varphi, \theta) + \sum_l^L \sum_m^{M_l} \alpha_{l,m} \delta(t - T_l - \tau_{l,m}) \delta(\varphi - \Omega_l - \varphi_{l,m}) \delta(\theta - \psi_l - \theta_{l,m}) \quad (1)$$

where β is the amplitude factor of the two-path response and $\beta \cdot \delta(t, \varphi, \theta)$ the gain of the strict LOS component. The scalars $\alpha_{l,m}$, $\varphi_{l,m}$, $\tau_{l,m}$ and $\theta_{l,m}$ denote the complex amplitude, the AoA, time of arrival (ToA) and the angle of departure

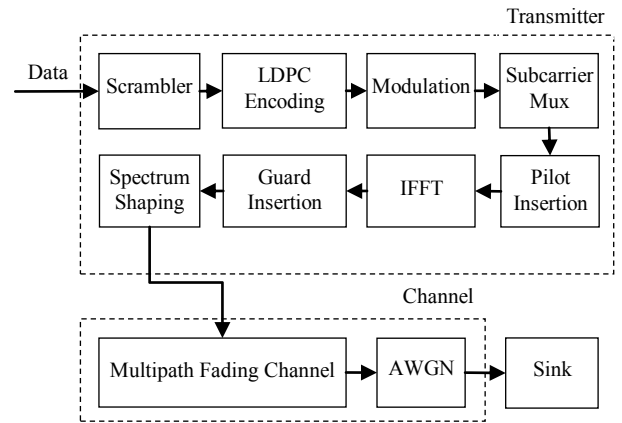


Fig. 1. 60 GHz OFDM system simulation block diagram

TABLE I.
60 GHz OFDM system simulation parameters.

Parameter	Values
Bandwidth	2160 MHz
Total Number of subcarriers	512
Number of data subcarriers	336
Number of DC subcarriers	3
Number of subcarriers occupying half of the BW	177
subcarrier frequency spacing	5.15625MHz
OFDM sample rate	2640MHz
Guard Interval duration	48.4ns

(AoD) of the l -th ray of the m -th cluster, respectively. T_l represents the mean ToA, Ω_l and ψ_l denote mean AoA and mean AoD of the l -th cluster. For very high data rate transmission, the channel described in (1) can be supposed to remain approximately static over tens to thousands of symbols. The LOS component is expressed by the two-path model, which takes in consideration abruptly uncertainties by slightest motion, by either the transmitter or the principal scatterers in the propagation environment yielding in fading and temporal incoherence. The amplitude fading distributions are conventionally Rician distribution and Rayleigh distribution for LOS and NLOS scenarios respectively. At very low SNR, Rician modeled data is approximately Rayleigh, while the Rician distribution with a null signal is exactly the Rayleigh distribution, however with high SNR, Rician is approximated by a Gaussian.

The power delay profile (PDP) depicted in fig.2 is the average power of the channel as function of an excess delay with respect to the first arrival path in a particular propagation environment. The most important parameter that can be derived by gauging the PDP is the root mean squared (RMS) delay spread. This delay spread is the second centered moment of the PDP or the power spectrum, defined as:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 + (\bar{\tau})^2} \quad (2)$$

where $\bar{\tau}$ is the excess delay spread given by the first moment of PDP as:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3)$$

where τ_k denote the channel delay, a_k and $P(\tau_k)$ de-note the amplitude and power respectively.

Figure 3 show the normalized 802.11ad channel model amplitude response in conference room environment for LOS and NLOS[7], this CM is similar to TG3c, it has a direct path in LOS scenario therefore the first path contains almost all the energy. In NLOS scenario, there is no direct path and the energy is spread out in multipath. The most significant path is not the first, and the number of paths with obvious energy is very small. Moreover, the RMS delay spread must be less than the transmitted symbol period; otherwise this results in a frequency selective channel. For instance, 802.11ad OFDM based transmission with fast Fourier transform size of 512 has useful symbol duration of 200 ns plus an additional 50 ns as a guard interval, resulting in symbol duration of 250 ns, hence the RMS delay of the channel must be significantly below these 250 ns. Otherwise, inter-symbol interference occurs leading to irreducible bit error rate (BER) performance. Therefore Mean excess delay and RMS delay spread are useful channel parameters that define the maximum trans-mission data rate in the channel without any equalization and serves as a key design parameter for both SC and OFDM 60 GHz systems.

IV. RESULTS AND DISCUSSION

In our simulations, we have considered the office Channel model described in [8] for 802.15.3c CM and conference room CM for 802.11ad CM described in [7], where the LOS and NLOS propagations were simulated and evaluated. In addition, an 802.11ad OFDM system simulation was performed in order to investigate channel model effect on spectrum power envelope.

A. Channel Models Simulation

According to [8], the CM3.1 is for a typical LOS transmission in a furnished office environment, where walls are made of concrete or steel, with a window and a door beside furniture like chairs, computers, and desks, and where the Tx/Rx antennas are half power beam-width antenna.

Table 2 shows different antenna configurations in terms of beam-width with respect to their CMs. The PDP of CM3.1 depicted in fig.2.a shows the presence of the first direct component with average power of nearly -68 dB. The ToA $\tau_{l,m}$ is short compared to other CMs PDPs since the last cluster arrived nearly at 400 ns, this is mainly due to the LOS and the difference in distance between Tx and Rx antenna. Moreover, because of higher free space losses and reflections losses at 60 GHz, when the amplitude of rays decreases the number of reflections per ray increases, i.e. the ray amplitude depends on the environment dimen-

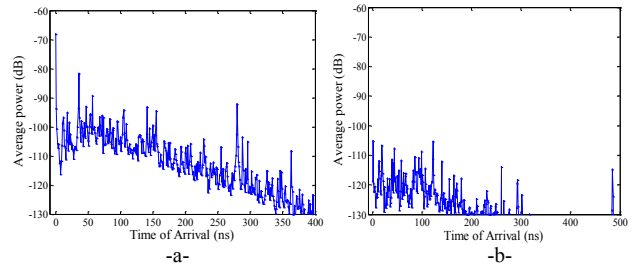


Fig. 2. TG3c power delay profile in office environment: (a) LOS (b) NLOS

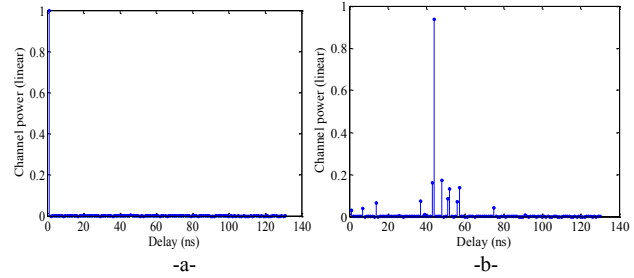


Fig. 3. TGAd channel impulse response in conference room: (a) LOS (b) NLOS

TABLE II. Office Channel model parameters.

Environment	Scenario	Average RMS (ns)
Office	CM3:LOS - Tx: 30°, Rx: 30°	22.156
	CM4:NLOS - Tx: 30°, Rx: 30°	45.600
	CM4:NLOS- Tx:360°, Rx: 30°	64.363

sions and the reflection coefficient.

As mentioned in the last section, TSV model has the ability to model the influence of antenna directivity by considering the AoA $\phi_{l,m}$. This helps obtaining the SNR characteristics of millimeter-wave band and the preferred beamformed direction. Also the RMS AoA spread provides a statistical measure of the angular dispersion of a channel, which determines the amount of diversity and multiplexing gain that can be achieved from the channel [9]. As for RMS delay spread, table 2 summarizes different RMS values from channel models simulations, showing that average RMS delay strongly depends on several factors. Firstly, it decreases as the directivity of the Tx and Rx antenna increases. Moreover, RMS delay increases as the dimensions of the environment increases and the density of scattering objects present in the environment increases, e.g. the average RMS delay in LOS residential environment is 1.147 ns for 22.156 ns in office. This large difference is due to the fact that the dimensions of office environment and objects nature are more important and different than in residential environment.

B. OFDM Simulation

OFDM mm-Wave system simulation is performed with and without channel model using IEEE 802.11ad standard specifications. CM used is NLOS conference room from

the 802.11ad task group, where the delay spreads are manually observed from fig.3.b and distance between Tx and Rx antenna is 2 m. In addition, three different modulation schemes are evaluated through the fading channel in terms of robustness against channel conditions using the complementary cumulative distribution function (CCDF).

Fig.4a and fig.4b show transmit waveform shape and its spectrogram during a frame transmission without any propagation environment effects. From the spectrogram, the signal is flat and consistent over the entire frame period. The 802.11ad OFDM packet structure is directly reflected by three main periods in the spectrogram, the first one represents the preamble that last for 1us and carries a Short Training Field (STF) and a Channel Estimation Field (CEF) depicted in the spectrogram by the period where some subcarriers are turned off, followed by the second period that is the header, and finally the payload shown by the period where the DC null subcarrier is present in the center of the spectrogram. The effect of the conference room propagation environment in NLOS on OFDM signal is shown in fig.5 where the spectrum shape is severely affected by a degradation of 5 to 25 dB of power over the large spectrum bandwidth. The spectrogram shows that preamble region is slightly less prone to fading effects due to BPSK modulation and use of Golay complementary sequences [5] that are known for their robustness against most extreme channel conditions as shown by the constellation points in fig.6 in CM scenario. Moreover, the payload and the header in our scenario are QPSK modulated, so the difference is not obvious between both regions.

As mentioned earlier, since OFDM waveform carries data within instantaneous amplitude and phase, fading effects can considerably affect modulation fidelity causing irreducible high packet errors, hence throughput is considerably reduced.

C. CCDF Analysis

802.11ad OFDM PHY waveforms require some form of filtering to reduce their spectral occupancy and mitigate adjacent channel interference, however, It is expected that the probability of occurrence of large signal peaks in fading channel increases after pulse shaping by the transmitter filter. A stochastic method to evaluate the power envelop of the OFDM signal is to use CCDF that can provide information about how often relative power peak is really attained. A CCDF curve by definition shows how much time a signal spends at or above a given power level relative to the wave-form average power. CCDF is generated by first computing the probability density function (PDF) of the instantaneous average power of OFDM waveform, once cumulative distribution function (CDF) is calculated from PDF the complement is taken, i.e. 1-CDF. Figure 6 shows the CCDF curves for AWGN and QPSK modulated OFDM waveform with and without CM. It is observed that OFDM waveform average power in fading channel has more signal peaks and rarely exceed 12.5 dB with probability less than 10^{-2} .

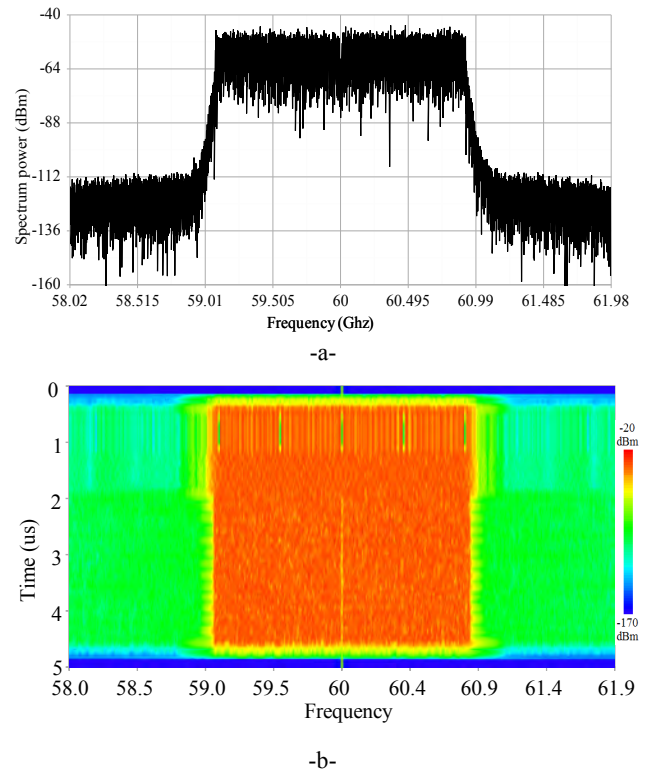


Fig. 4. (a). OFDM power spectrum envelope without fading channel and (b). OFDM frame corresponding spectrogram.

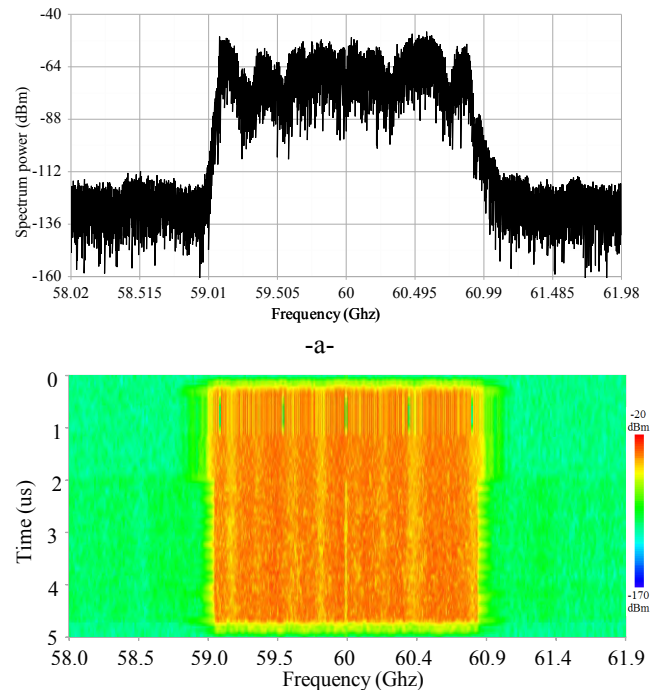


Fig. 5. (a). OFDM power spectrum envelope with conference room CM and (b). Corresponding OFDM frame spectrogram.

Constellation diagrams illustrate the difference between the AWGN channel and fading channel at 60 GHz for QPSK type modulation. It is obvious that modulation fidelity decreases considerably in multipath fading channel.

As can be seen in fig.7, CCDF curves for SQPSK, QPSK and 64QAM with fading channel are close SQPSK without CM. Nevertheless, fading scenarios tend to have

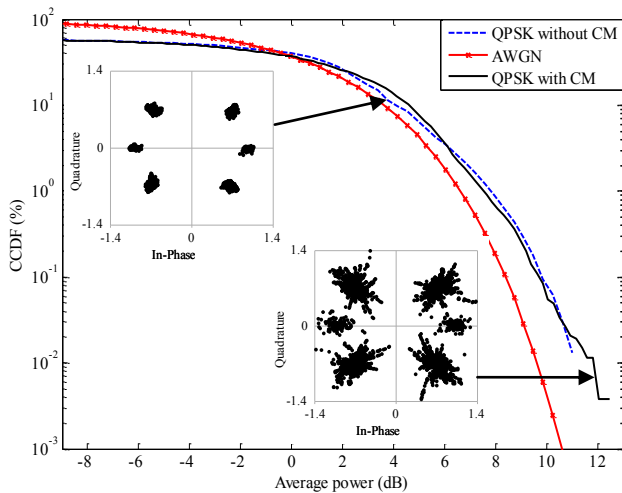


Fig. 6. CCDF for QPSK modulated signal where the inserts show the corresponding constellations.

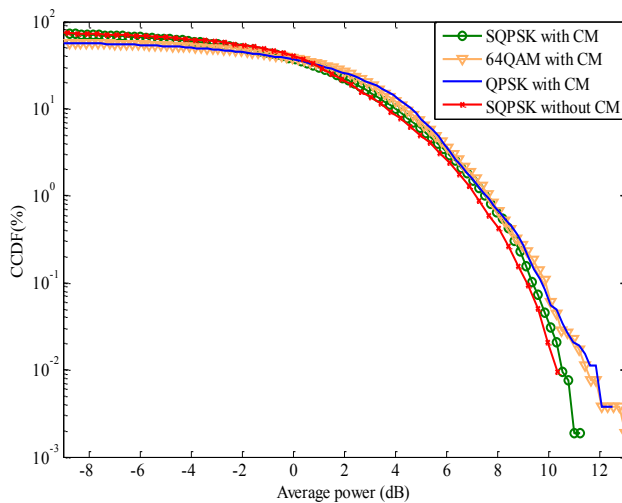


Fig. 7. CCDF comparison of modulation modes in fading channel.

more signal peaks due to the relative envelope fluctuations. QPSK and 64QAM has more peaks compared to SQPSK especially 64QAM that can attain more than 13 dB, as would be expected [10] since amplitude characteristics of QAM has much higher non-constant envelope properties than QPSK modulation [11].

V. CONCLUSION

In this paper, we evaluated office and conference room statistical channel models of the IEEE 802.15.3c and 802.11ad standards respectively. Simulation of channel models allowed us to have an in-depth view of temporal and spatial characteristics in 60 GHz band. Conducted OFDM system simulation using these CMs demonstrated that fading and path loss can cause significant signal degradation especially in NLOS case. CCDF analysis is shown to be effective and useful in giving insightful analysis of power peaks and power spectrum envelope with different modulation schemes. If the peaks are not transmitted correctly, the receiver will record irreducible Bit Errors, thus the overall link quality will be reduced. Simpler modulation formats like SQPSK and QPSK are less prone to bit errors, therefore they are suitable for

severe multipath and fading environments even at the cost of PHY data rate degradation.

REFERENCES

1. "IEEE Standard 802.15.3c", IEEE Computer Society, 2009.
2. "ECMA-378 standard", 2010.
3. A. Saleh, R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1987, vol.5, pp.128-137.
4. H. Sawada, Y. Shoji, "Proposal of novel statistic channel model for millimeter wave WPAN TSV", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, 2006.
5. IEEE TGad, "Wireless LANs PHY/MAC Complete Proposal Specification (draft 4)", TGad report, 2010.
6. A. Maltsev, A. Davydov, "generalization tg3c channel models" TG3c report, Intel Corp, 2007.
7. IEEE TGad, "Channel Models for 60 GHz WLAN systems", TGad report, 2010.
8. S.K. Yong, "TG3c channel modeling sub-committee final report", Samsung Advanced Institute of Technology, 200
9. SK Yong, P. Xia, A.V.Garcia, "60GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN From Theory to Practice", John Wiley and Sons, 2011.
10. John Nieto, "Power amplifier distortion effects on single-carrier and multiple-carrier waveforms" SPIE Wireless Sensing, Localization, and Processing, 2010, Vol. 7706 770609-1.
11. Taewon Hwang; Chenyang Yang; Gang Wu; Shaoqian Li; Ye Li, G. "OFDM and Its Wireless Applications: A Survey", IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, vol.58, pp.1673-1694.

Effet d'une surface à haute impédance SHI sur le gain et le rayonnement d'une antenne micro-ruban à 60 GHz

ABBOU Djamel¹, TOUHAMI Rachida¹, VUONG Tan Phu²

Résumé — Dans cet article, L'effet d'une surface haute impédance de taille finie sur le rayonnement et le gain d'une antenne patch à 60 GHz est étudié.

Nous avons dans un premier temps dimensionné une antenne patch carré imprimée. Nous avons par la suite réalisé une autre simulation d'une antenne entourée de surface à haute impédance, qui a donné de meilleurs résultats à ceux de la première simulation (antenne patch seule).

Mots clés — patch, SHI, 60 GHz, MMWave.

I. Introduction

Depuis quelques années, les applications sans fil haut débit dans la bande de fréquence 57-66 GHz ne cessent de croître. Afin de garantir une liaison de plusieurs mètres, les antennes utilisées doivent avoir une efficacité et un gain élevés sur toute la bande. [1]

Les antennes micro-ruban (microstrip, imprimés ou patch) sont aujourd'hui très utilisées en raison de leur faible poids et de leur encombrement réduit. Cependant, elles possèdent une bande passante étroite typiquement de quelques pourcents et un gain modéré [2]

Il a été montré déjà que l'utilisation d'un conducteur magnétique artificiel (CMA) remplaçant le conducteur électrique parfait (plan de masse) permettait d'améliorer les performances d'une antenne [3] [4].

La thèse fondatrice de Sievenpiper [5] montrait qu'une surface à haute impédance SHI pouvait être utilisée comme conducteur magnétique artificiel (CMA) permettant ainsi de placer l'antenne très proche de son réflecteur sans perdre en performance.

¹ Laboratoire d'instrumentation, FEI, Université des sciences et de la technologie Houari Boumediene BP32, El Alia, Bab Ezzouar, Alger 16111 ALGERIE

² IMEP-LAHC, Minatec, Grenoble INP, France

Nous proposons dans cet article d'étudier au travers d'un exemple l'influence d'une SHI de taille finie sur une antenne de type Patch (microstrip) fonctionnant sur la bande 60 GHz. Dans la première partie de l'article, nous présenterons l'antenne ainsi que la structure haute impédance que nous avons étudiée. Ensuite, nous montrerons l'effet de la SHI et l'influence de la taille finie du réflecteur sur le gain et le rayonnement de l'antenne patch.

L'ensemble des calculs ont été réalisés avec CST Microwave Studio®.

II. L'antenne Patch

Nous avons dans un premier temps dimensionné une antenne patch carré imprimée (**Fig1**) sur un substrat Rogers RT5580 ($\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$) d'épaisseur 0.127 mm pour une résonance à la demi longueur d'onde guidée.

L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale située à 0.5 mm du centre de l'élément rayonnant pour être adaptée à 60 GHz.

Nous avons obtenu les résultats suivants : le gain= 7.59, le coefficient de réflexion :

(S11)= -16.67 dB à 61.4 GHz. (**Fig. 2,3**)

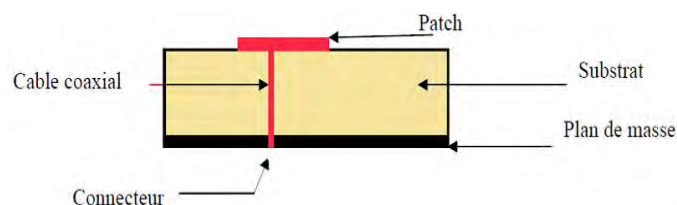


Fig.1. Antenne Patch alimenté par une sonde coaxiale

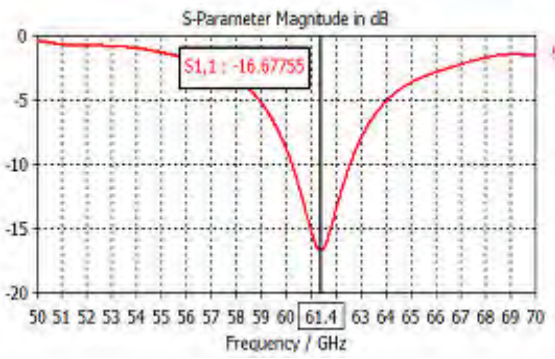


Fig2. Variation de l'adaptation de l'antenne seule en fonction de la fréquence

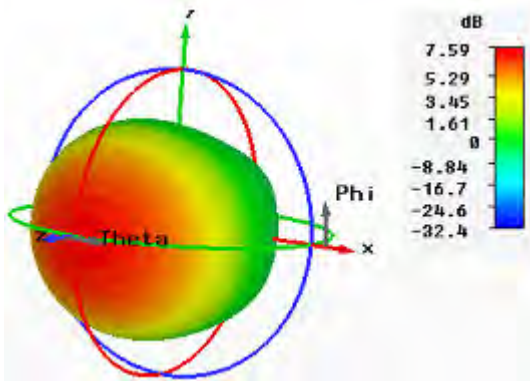


Fig.3. Diagramme de rayonnement de gain en 3D de l'antenne patch seule

Nous allons par la suite remplacer le plan métallique inférieur de l'antenne par le SHI que nous allons analyser dans le paragraphe suivant.

III. Les surfaces à haute impédance

Les surfaces à haute impédance (SHI) (High-Impedance Electromagnetic Surface «HIS», en anglais) sont des Métamatériaux de structures métalliques à motifs périodiques fixés ou imprimés sur un plan de masse en forme de punaise, « Mushroom » en anglais [3].

Comme montre la Figure 4, un réseau de pavés métalliques déposés sur un substrat diélectrique et connecté à un plan de masse par des vias métalliques.

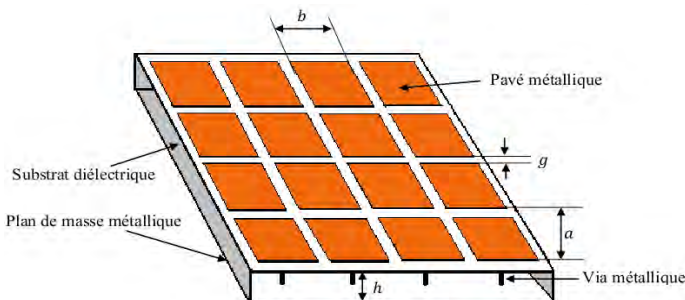


Fig.4. Surface à haute impédance

IV. Antenne patch associée à une SHI

La structure est composée de l'antenne patch précédent entourée par une surface à haute impédance SHI avec les paramètres suivantes (Épaisseur de patch et des pavés métalliques = 0.035 mm, espace entre les pavés= 0.25 mm , espace entre pavé-patch = 0.4 mm, période des pavés = 1.25 mm) (Fig.5) ;

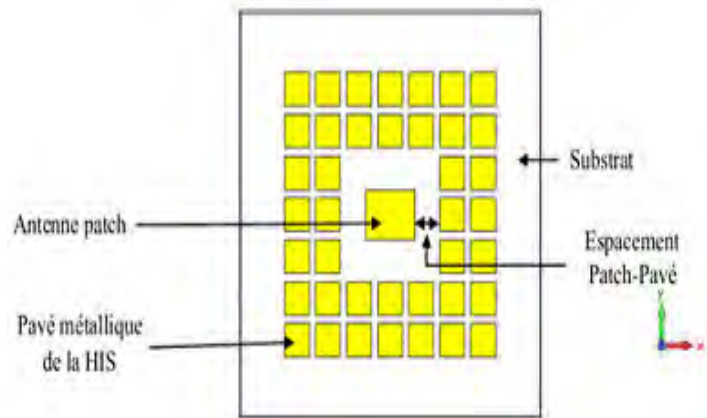


Fig.5. Structure d'antenne entourée de deux couches de la SHI

On est arrivé à améliorer les performances de l'antenne en termes de l'amélioration du gain (8.95 dB) (Fig.6), directivité (9.44 dB) ; suppression des courants de surface et une augmentation au niveau de l'adaptation (S11 = -19.87 à 60.84 GHz). (Fig7)

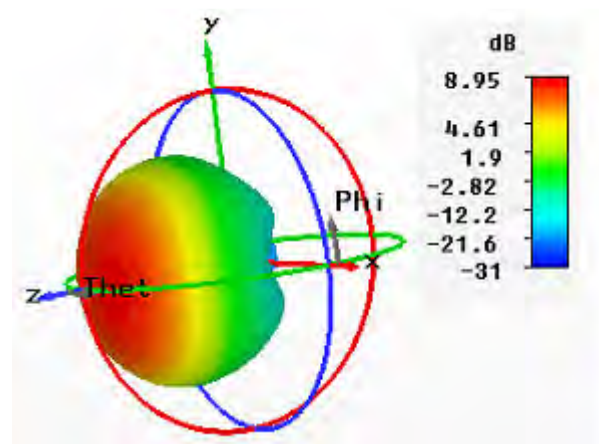


Fig.6. Diagramme de rayonnement de gain en 3D de l'antenne avec SHI

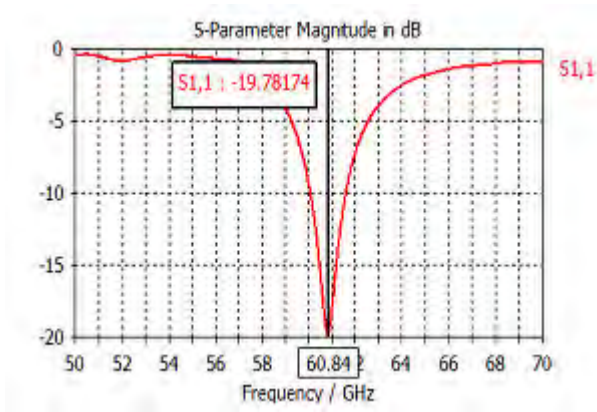


Fig.7. Variation de l'adaptation en fonction de la fréquence de l'antenne avec SHI

V. Conclusion

Nous avons étudié dans cet article l'effet d'une surface à haute impédance sur le gain et le rayonnement d'une antenne patch rectangulaire dans la bande millimétrique à 60 GHz. Les résultats sont issus de l'addition d'une surface à haute impédance ; cette dernière est choisie après plusieurs simulations en modifiant à chaque fois les paramètres afin d'améliorer les performances de l'antenne en termes : du gain et directivité d'environ de 1.59 dB et 1.63 dBi respectivement ; une légère augmentation au niveau de l'adaptation ; suppression de courants de surface. Enfin les HIS présentent des intérêts évidents du point de vue rayonnement.

VI. Bibliographie

- [1] C. Koh, "The Benefits of 60 GHz Unlicensed Wireless Communications", white papers, Terabeam Wireless, 2004.
- [2] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., and Ittipiboon, A. «Microstrip antenna design handbook», Artech House, Boston, London, 2001.
- [3] Coccioli, R.; Fei-Ran Yang; Kuang-Ping Ma; Itoh, T., "Aperture-coupled patch antenna on UC-PBG substrate," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.47, no.11, pp.2123-2130, Nov 1999.
- [4] A. OURIR « Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications » Thèse de doctorat, université de Paris Sud XI, France, 2006.
- [5] D.Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces", Ph.D. dissertation, Univ of California, Los Angeles, CA, 1999.

10 Gb/s Transimpedance Amplifier On 0.18μm CMOS Technology

H. Escid, A. Slimane, N.Gachi, A.Sebti

Abstract — This paper presents a transimpedance amplifier for photoreceiver circuit. The proposed structure operates at a data rate of 10 Gb/s at a BER of 10^{-12} and was implemented in a 0.18 μm CMOS process. The structure achieves a wide bandwidth (6.3 GHz). We used NMOS transistors as active resistor to increase bandwidth and to reduce noise level. With a photodiode capacitance of 0.25 pF, the proposed TIA has a gain of 60 dBΩ, a phase margin of 56°, and an input current noise level of about 23 pA/Hz^{0.5}. It consumes a DC power of 21.2 mW from 1.8 V supply voltage.

Keywords — CMOS Technology; Transimpedance; bandwidth enhancement;

I. INTRODUCTION

The recent rapid progress of data transportation volume and speed has brought great demands of high bandwidth, low cost and low power integrated optical communication circuits [1]. A high speed optical receiver generally consists of a photodiode, a transimpedance amplifier (TIA) and a limiting amplifier (LA). The TIA, which converts and amplifies the induced photo current into voltage for following signal processing, must have a large bandwidth to support high-bit rate applications. In the design of a low cost and low power TIA for optical communication system, deep sub-micron CMOS technology is the primary candidate for its low cost and easy of fully-integration [1-4].

The major difficulty in designing the wideband TIA lies in the large natural photodiode capacitance at the input node. Therefore, different techniques are introduced to extend bandwidth.

This paper describes the design of an integrated TIA that operates at a data rate of 10 Gb/s. The next section focuses on implementation of CMOS transimpedance amplifier and conclude this paper with the simulation results.

H. Escid is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: hescid@yahoo.fr. A. Slimane is with CDTA - Cité 20 Aout 1956 Baba Hassen, Algiers, Email: aslimane@cdta.dz

II. TRANSIMPEDANCE AMPLIFIER

The purpose of the preamplifier stage is to convert a miniscule photocurrent into a usable voltage, and several solutions exist for achieving this goal. Prior to the transimpedance amplifier, common solutions were to use either a low impedance or high impedance open-loop voltage amplifier, and convert the photocurrent to an input voltage using a resistor to ground. There are pros and cons for each topology, but the transimpedance amplifier suits us well due to its high bandwidth and high transimpedance gain.

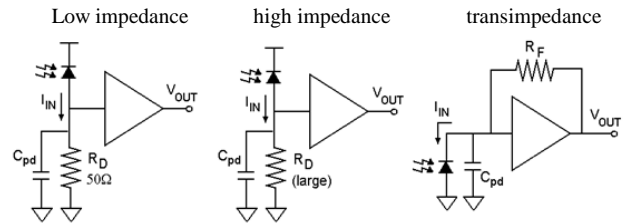


Fig. 1. Preamplifier configuration

The TIA given in Fig. 2. is the most common implementation of the preamplifier circuit for high-speed optical receivers. C_T is the total capacitance which includes photodiode (C_{PD}) and parasitic (C_S) capacitances. Merits for using transimpedance amplifiers include its ability to couple a relatively large transimpedance gain with high bandwidth. These two factors directly relate to sensitivity of the detection circuit and its speed respectively. The TIA can be viewed as a single ended voltage amplifier with a single feedback resistor providing current feedback. The high input resistance of the voltage amplifier is now replaced with the feedback resistance, which is lowered by A, the open-loop voltage gain.

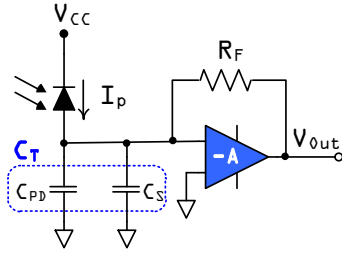


Fig. 2. Closed loop amplifier used in an optical receiver

The overall transimpedance gain and bandwidth are:

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = -R_F \frac{A}{(1+A) + sR_F C_T} \approx -R_F \frac{1}{1 + s \left[\frac{R_F C_T}{1+A} \right]} \quad (1)$$

$$f_{-3dB} = \frac{1+A}{2\pi R_F C_T} \quad (2)$$

For sufficiently high A, the transimpedance gain is simply the feedback resistance. The cutoff frequency of the closed-loop response is directly related to the open-loop voltage gain of the system. Therefore, we want to maximize the open-loop voltage gain of the system. The dominant pole of the system is due to the diode capacitance, and the feedback resistance, which must be balanced to simultaneously maximize the system transimpedance gain and bandwidth.

The value of the photodiode capacitance must be low to increase the bandwidth of the topology. However, the low input impedance of the topology reduces this capacitive effect and allows for enlargement of the transmission capability.

III. DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A TIA

Careful selection of the open-loop voltage amplifier topology is necessary for maximizing the Transimpedance Bandwidth product. We compared several open-loop topologies before selecting the Push-Pull inverter. This configuration looks like a digital inverter, but the transistor gates are biased so that the transistors are in saturation. At this bias point the inverter is in its high-gain region. An additional advantage to this topology is the self-biasing nature of the circuit. The feedback resistor couples the DC voltage at the output back to the input, and the inverter automatically sets itself up to be in the high-gain region. The Push-Pull inverter offers a high gain, high bandwidth, and medium noise performance when compared to other topologies.

A. Basic structure design

An improved CMOS implementation of the transimpedance amplifier is presented in Fig. 3. The TIA takes a current from the input and converts it into a voltage signal. The transistors M_1 and M_2 form the push-pull

inverter which is used to maximize the transconductance of the amplifier and increases its gain bandwidth product (GBP) [4,5].

By choosing a functional point where the two transistors are in saturation mode, and considering the current through the PMOS transistor equal to that which passes through the NMOS transistor, we can obtain the ratio of dimensions of the transistors and it given by the following expression:

$$\Gamma = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_p}{\left(\frac{W}{L}\right)_n} = \frac{k_n}{k_p} = \frac{\mu_n}{\mu_p} \quad (3)$$

where μ_n and μ_p are electrons and hole mobility . This ratio will be taken equal to 4.5 for 0.18 μ m technology.

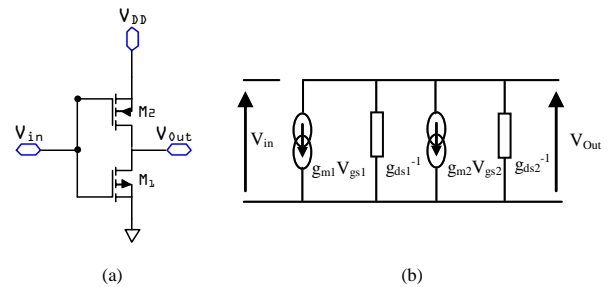


Fig. 3. (a)Push-Pull inverter configuration, (b)Small signal equivalent circuit

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{ds1} + g_{ds2}} \quad (4)$$

If the feedback resistor is implemented with a MOS transistor in the triode region, its value can be continuously adjusted via the gate voltage of the device. A PMOS device takes up less area for the same resistance value. However, in an n-well process, the capacitance associated to the well limits the maximum attainable bandwidth. For this reason, n-channel transistors were used in the proposed configurations.

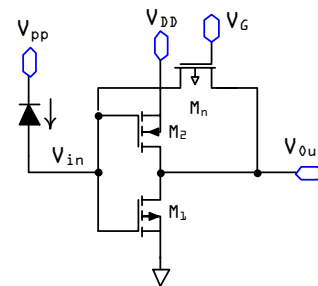


Fig. 4. Original 3-Transistors design for preamplifier stage

To obtain a high open-loop gain, the amplifier in the present paper is implemented with five cascaded stages, as depicted in Fig. 5.

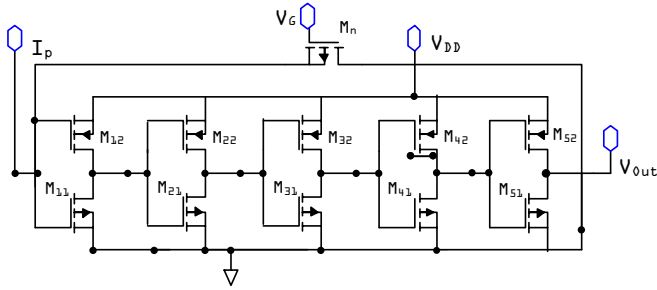


Fig. 5. The CMOS transimpedance preamplifier

B. Noise optimization

The equivalent thermal noise power at the input node for the circuit given in Fig .6. is given by:

$$\langle I_{tot}^2 \rangle = \frac{4kT}{R_F} B + \frac{8}{3} \frac{kT}{g_m} \left[\frac{(1+A^5)^2}{R_F^2} B + (2\pi C_T)^2 B^3 \right] \quad (5)$$

where k is Boltzmann’s constant, T is the absolute temperature, C_T is the total input capacitance, and B indicates the useful bandwidth. The use of a NMOS transistor as a feedback resistor eliminates the factor 4KT/R_F. In addition to this advantage it reduces considerably the surface during the integration of knowing that such a resistance value, carried out in poly, take a place in the chip. Thus, this structure keeps the same performance as with resistance. The feedback resistor will be determined using:

$$R_F = \frac{1}{\frac{W}{L} \mu C_{ox} (V_{GS} - V_T)} \quad (6)$$

The last term in Eq. 4 is the more prominent then the noise power, depends mainly on B³ and C_T²/g_m. This term gives the absolute minimum noise that can occur at the input, assuming R_F extremely high. However, the noise performance is close to the optimum when [6]:

$$0,2 (C_{PD} + C_S) < (C_{gs} + C_{gd}) < 2(C_{PD} + C_S) \quad (7)$$

To optimize the noise, we can therefore increase the transconductance of attack transistors. Thus, instead of large transistors, We connect several identical transistors in parallel, whose number is defined by the following expression [3]:

$$M = \frac{\delta}{\delta + 1} \frac{C_T + C_1}{C_1} \quad (8)$$

Where C₁ is the input capacitance of the preamplifier, δ is a factor which reflects the inequality given in Eq. (7), it varies between 0.1 and 2.0. We took the value of M equal to 5.

But this increases the capacitance. These capacitances degrade gain and cause an increase in the dissipation in one hand and congestion in the other.

C. Optimized structure

To increase the bandwidth of an amplifier, it is important to identify the key component that is responsible for limiting the bandwidth. To have a broadband characteristic for the given amplifier and to improve the bandwidth, first a low feedback resistance is required, which requires the use of a wide transistor or increase the number of the feedback NMOS transistors, this provides a high bandwidth, low noise, improving the phase margin affecting the stability of the structure, and a wide dynamic range.

IV. SIMULATION RESULTS

All post-layout simulation results have been performed using the RF transistor models of BSIM3v3.3, based on TSMC 0.18µm CMOS process, and by using **Cadence** software tools.

The improved structure exhibits a transimpedance gain (see Fig. 6.) of 1kΩ (60 dBΩ).

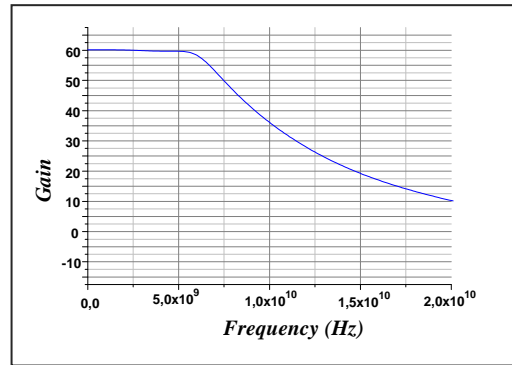


Fig. 6. The transimpedance gain of the preamplifier.

The simulated noise at the input is depicted in Fig. 7, which shows a maximum at low frequencies, then it falls and tends to zero at high frequencies along the desired frequency range. The TIA has an input current noise equal to 23 pA/√Hz .

A DC analysis giving the output voltage swing as a function of the photocurrent is shown in Fig. 8. This characteristic shows a good linearity of the amplifier as well as a high dynamic range along a high input current range. We easily see that optimized structure gives a good dynamic range.

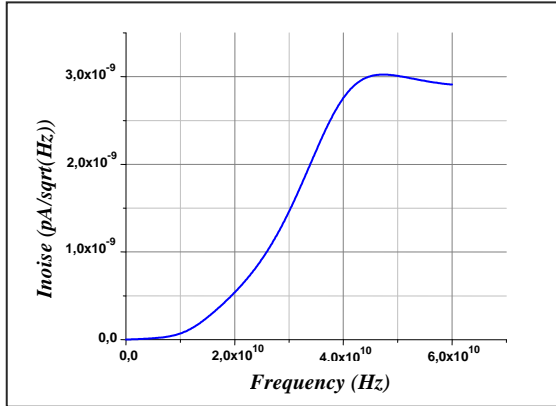


Fig. 7. Input noise current of the TIA

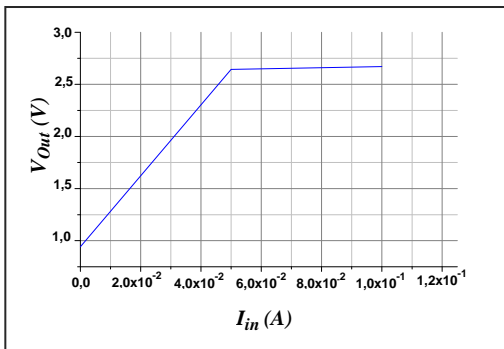


Fig. 8. Output voltage vs the input photo current

A layout of the proposed TIA (Fig. 9.) has been drawn using 0.18 μm CMOS technology. The area of the circuit is 11539 μm^2 .

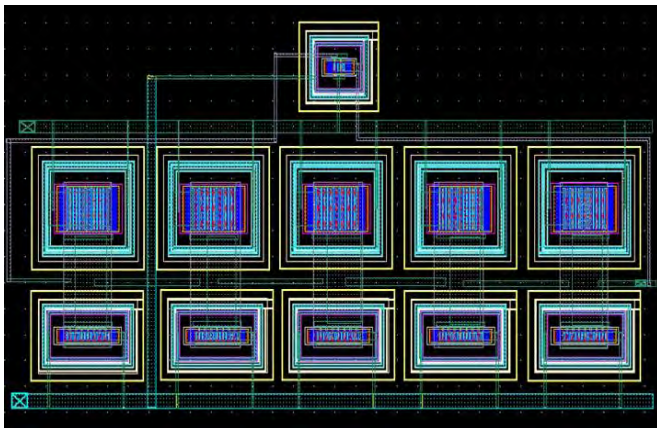


Fig. 9. Layout of the optimized TIA structure

Table 1. Performs summary of the proposed TIA and comparison with recent publications.

Ref	Tech CMOS	C _{PD} (pF)	BP (GHz)	Gain (dB Ω)	Noise ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)	Power (mW)
[7]	0.35 μm	1.5	1.9	65	9.7	17 under 3.3V
[8]	0.5 μm	0.6	1.2	64	0,6	115 under 3.3V
[9]	0.18 μm	0.2	4.36	85	13	150 under 1.8V
[10]	0.35 μm	0.4	2.75	54.5	12,76	53.5 under 3.3V
[11]	0.35 μm	0.1	5.75	19.7	25.8	87.4 under 3.3V
TW*	0.18 μm	0.25	6.3	60	23	21.2 under 1.8V

Table 1. Performances summary

V. CONCLUSION

This paper has presented the preamplifier stage of the optical receiver in a high speed optical communication system. A TIA consisting of a self-biasing inverter with NMOS feedback resistance was proposed to transform small input currents produced by a photodiode to usable voltage levels. It was designed in a low-cost 0.18 μm CMOS process and is suitable for low voltage Gigabit Ethernet applications. The structure gives better performances; namely a good transimpedance gain (60 dB), a high gain bandwidth product enough, good dynamic range for a photocurrent ranging up 48.5 mA and especially a relatively low noise level (23 $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$) giving better reception sensitivity combined with a wide bandwidth (6.3 GHz) to achieve a high transmission speed (10 Gb/s).

REFERENCE

- [1] M. Li, B. Hayes-Gill, I. Harrison, "6 GHz transimpedance amplifier for optical sensing system in low cost 0.35 μm CMOS", Electronics letters, 42, issue 22, pp. 1278-1279, 2006.
- [2] D. Coppée, J. Genoe, J.H. Stiens, R.A. Vounckx, M. Kuijk, "Calculation of the Current Response of the Spatially Modulated Light CMOS Detector", IEEE Transactions on Electron Devices, vol.48, pp. 1892-1902, September 2001.
- [3] T. K. Woodward and Ashok V. Krishnamoorthy, "1-Gb/s Integrated Optical Detectors and Receivers in Commercial CMOS Technologies", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 5, no. 2, March/April 1999.
- [4] Sunderarajan S. Mohan, Maria del Mar Hershenson, Stephen P. Boyd, and Thomas H. Lee, "Bandwidth Extension in CMOS with Optimized On-chip Inductors", IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 35, No 3, Marsh 2000.
- [5] S. J. Sim, J. M. Park, S. M. Park, "A 1.8 V, 60 dB Ohm 11 GHz transimpedance amplifier with strong immunity to input", IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), May 2006.
- [6] H. Escid, M. Attari, "Low Noise and High bandwidth 0.35 μm CMOS Transimpedance Amplifier", Proceedings of International Conference on Microelectronics (ICM), Marrakech Morocco, December 2009. ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5418634
- [7] C. D. Motchenbacher and J. A. Connelly, "Low Noise Electronic System Design", (John Wiley and Sons, Inc., New York, 1993).

- [8] M. Ingels, M. Steyaert, " A 1Gb/s, 0.5 μm CMOS Optical Receivers With Full Rail to Rail Output Swing", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol 34, July. 1999.
- [9] Beaudoin, F. El-Gamal, M.N., "A 5-Gbit/s CMOS optical receiver frontend", Circuits and Systems, 2002. MWSCAS-2002. , Vol. 3, pp- 168 – 171.
- [10] H. Escid, M. Attari, "5 Gb/s Low Noise and High Bandwidth 0.35 μm CMOS Transimpedance Amplifier", AMSE Journal ' Best of Book', Vol. 11, issue 2, (2010).
- [11] H. Escid, M. Attari, M. Ait Idir, W. Mechti, "0.35 μm CMOS Optical Sensor for an Integrated Transimpedance Circuit", International Journal On Smart Sensing & Intelligent Systems, Vol. 4, No. 3, pp 467-481, September 2011.

Modélisation d'une ouverture rayonnante par HFSS

El Afendi Mohamed Mounkid, Mohamed Tellache and Zerfaine Abdelkader

Résumé – L'objectif global de notre travail est d'une part le développement d'une approche théorique basée sur l'utilisation des fonctions de Green dans le domaine fréquentiel pour déterminer le champ rayonné à l'ouverture du guide; et d'autre part la conception d'un modèle numérique basée sur la méthode des éléments finis permettant la modélisation et la caractérisation d'un guide d'onde rectangulaire terminé par une ouverture rayonnante. Nous avons simulé un modèle de guide d'onde rectangulaire à ouverture rayonnante à travers l'utilisation du logiciel HFSS à trois dimensions basé sur la méthode des éléments finis. À travers l'utilisation des fonctions de Green, nous avons développé un programme à l'aide du logiciel Matlab permettant de simuler les différents types d'ouvertures rectangulaires. Les résultats obtenus sont très satisfaisants.

Termes : Fonction Green, HFSS, Ouverture rayonnante, Micro-onde, méthode des éléments finis

I. INTRODUCTION

Pendant les vingt dernières années, la modélisation des guides d'ondes est devenue un domaine important de recherche en électromagnétisme avec le développement des logiciels numériques de simulation très performants. Pour cela, des méthodes de modélisation fiables sont nécessaires.

Dans une première étape, nous avons développé un logiciel basé sur le langage Matlab permettant la caractérisation et la modélisation des structures rayonnantes à travers la détermination de ses caractéristiques (la bande passante, l'admittance, coefficient de réflexion et la fréquence de résonance) en utilisant les équations théoriques des fonctions de Green dans le domaine fréquentiel.

Dans une deuxième étape, nous avons réalisé un modèle d'un guide d'onde terminé par une ouverture rayonnante qui fonctionne dans la bande X à l'aide du logiciel HFSS [1].

Les résultats présentés sont très satisfaisants et pouvons être concrétisés par la fabrication d'un guide d'onde à ouverture rayonnante afin de répondre à des problématiques industrielles.

Manuscrit reçu le 15 Octobre 2012. Ce travail a été soutenu en partie par le Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique et entrant dans le cadre du projet de recherche CNEPRU (N° J0200220090037 et titre :Techniques de simulation de ingénieries des Réseaux dans les télécommunications). Les auteurs appartiennent au Laboratoire d'Instrumentation (LINS), Faculté d'Electronique et d'Informatique, USTHB, B.P 32, Bab-Ezzouar, 16111, Alger, URL, <http://www.usthb.dz>, Email : attari.mo@gmail.com. Les Email respectifs des auteurs sont : elafandimounkid@gmail.com, tellachemoh@yahoo.fr, zerfaine.ack@gmail.com

II. MISE EN EQUATION

A. Champ électromagnétique rayonné

L'expression des champs électromagnétiques rayonnés (\vec{E}_r, \vec{H}_r) est donnée par la relation suivante [2]:

$$\begin{cases} \vec{E}_r = \frac{j}{\omega \epsilon} (\text{grad} \text{ div} + k^2)(G * \vec{J}) \\ \vec{H}_r = -\text{rot}(G * \vec{J}) \end{cases} \quad (1)$$

Ces relations de convolution montrent que le champ rayonné pour une densité de courant J peut s'interpréter comme la contribution d'une infinité de points sources G .

B. Intensité de rayonnement

Elle est définie par :

$$\vec{U}(\theta, \varphi) = \frac{d\vec{P}}{d\Omega} \frac{k^2}{32\pi^2 \eta} [|\eta \vec{F}_\theta + \vec{F}_{m\varphi}|^2 + |\eta \vec{F}_\varphi - \vec{F}_{m\theta}|^2] \quad (2)$$

et

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \text{Re} (\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (3)$$

avec

\vec{P} : le vecteur de Poynting.

$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$: l'impédance intrinsèque du milieu de propagation.

\vec{F} et \vec{F}_m : les vecteurs de rayonnement résultant de la transformée de Fourier des densités courantes.

L'équation (2) permet de présenter la répartition de la puissance dans un angle solide de l'ouverture rayonnante

C. Directivité et Efficacité de la surface rayonnante

La directivité de l'ouverture est donnée par:

$$D_{\max} = \frac{4 \pi A_{\text{eff}}}{\lambda^2} \quad (4)$$

avec

$$A_{\text{eff}} = \frac{|\int_A E_a(r') ds'|^2}{\int_A |E_a(r')|^2 ds'} \leq A \quad (5)$$

et

$$e_a = \frac{A_{eff}}{A} = \frac{|\int_A E_a(r') ds'|^2}{A \int_A |E_a(r')|^2 ds'} \leq 1 \quad (6)$$

où

A_{eff} : la zone d'efficacité
 e_a : l'efficacité de l'ouverture

Il est à signaler que l'ouverture uniforme présente une grande directivité.

III. MODELISATION

A. Modélisation avec HFSS

La modélisation et la simulation sous HFSS s'effectuent en cinq étapes distinctes :

1. La construction géométrique de l'antenne.
2. La définition de la source (ports, guides...).
3. Les conditions aux limites du domaine de simulation.
4. La recherche des deux plans de symétrie et d'un plan de référence.
5. L'exécution de maillage dans l'espace de rayonnement.

B. Le modèle géométrique de l'antenne

En suivant les étapes présentées dans le paragraphe précédent, nous avons construit le guide d'onde rectangulaire, l'ouverture rayonnante, le plan de réflexion et l'espace de rayonnement. La figure1 représente le modèle géométrique de l'antenne

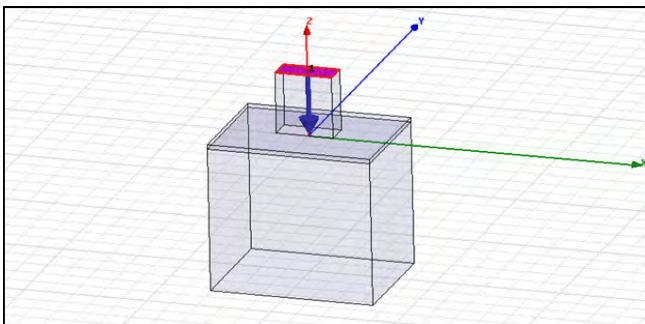


Fig. 1 Construction de Guide d'onde rectangulaire (antenne) RW90 sous HFSS.

C. Conditions aux limites et domaine de calcul

L'ouverture du guide d'onde doit être confinée dans un boîtier dont la constante diélectrique est égale à 1 afin de limiter l'espace de rayonnement de notre antenne.

Les conditions aux limites doivent être imposées à la frontière du domaine d'étude afin d'assurer l'unicité de la solution [3].

Les frontières de calcul du logiciel HFSS sont définies par :

- L'espace de rayonnement doit être absorbant.
- Les parois du guide d'onde rectangulaire doivent être conducteur parfait.

IV. APPLICATIONS

Le travail développé a été appliqué pour la simulation de l'ouverture de guide d'onde rectangulaire excité par le mode fondamental : TE_{10} , représenté dans la figure 1 et répondant aux caractéristiques suivantes :

- Le plan de référence à l'ouverture de guide ;
- Fréquence d'excitation 10 GHz ;
- L'erreur minimale 0.02% ;
- Taille de Maillage $\lambda/10$;
- Type guide d'onde WR 90 ;
- Plage de fréquence : 8.5 – 12.5 GHz (bande X) ;
- Dimension de guide (a,b) : 22.860 x 10.160 (mm) ;
- Type de La bride UBR 100 ;
- Fréquence de coupure 6.5 GHz
- Dimension de la bride : 4 fois la dimension de guide ;

A. La constante de propagation

La figure2 montre l'évolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence.

Nous constatons à partir de cette figure qu'il y a propagation pour une fréquence supérieure à la fréquence de coupure 6.5 GHz. Notre guide se comporte comme un filtre passe haut [4].

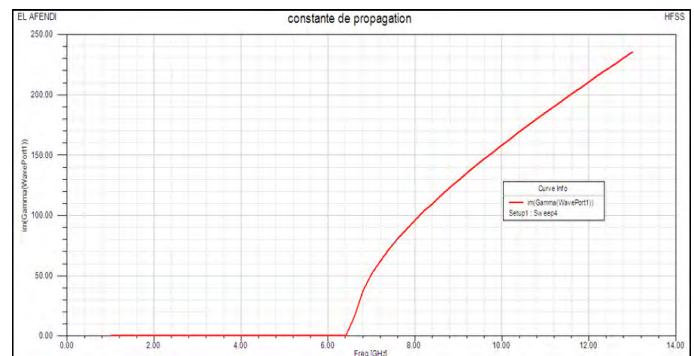


Fig. 2 La constante de propagation en fonction de la fréquence.

B. La longueur d'onde

La courbe de la figure 3 représente la variation de la longueur d'onde en fonction de la fréquence

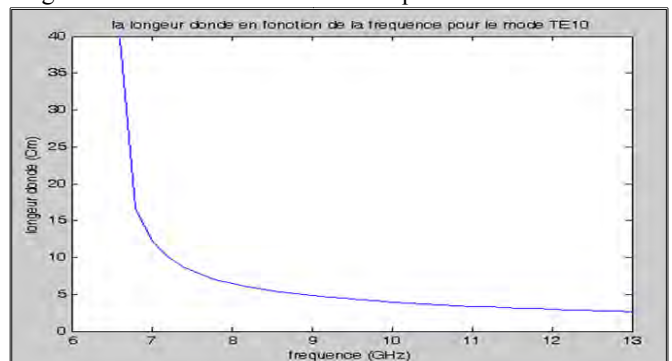


Fig. 3 La variation de la longueur d'onde en fonction de la fréquence.

On remarque que la longueur d'onde tend vers l'infini à la fréquence de coupure. Le model répond bien à notre cahier de charge, car on a une variation minimale dans la bande de 8 à 12Ghz

C. L'impédance caractéristique

La figure 4 montre l'évolution de l'impédance caractéristique en fonction de fréquence.

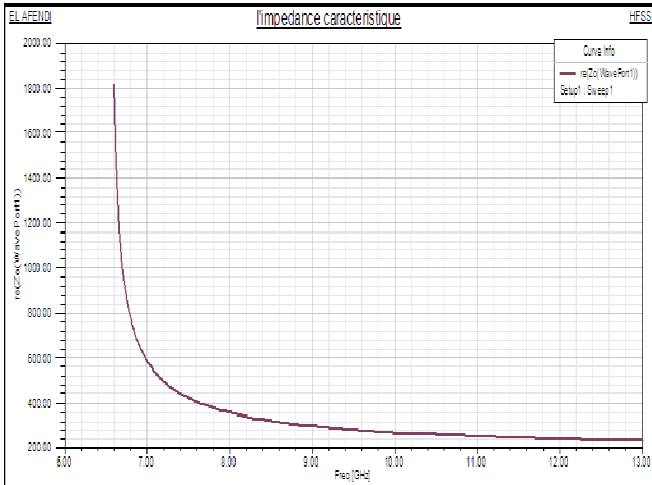


Fig. 4 la variation de la longueur d'onde en fonction de la fréquence

Comme pour la longueur d'onde, l'impédance caractéristique confirme les conditions imposées par le cahier de charge, puisqu'on a une impédance infinie pour la fréquence 6.5 GHz et une petite variation dans notre bande de fréquence.

D. Puissance de champ E [V/m]

La Figure 6 illustre la répartition de la puissance de champ E en [V/m].

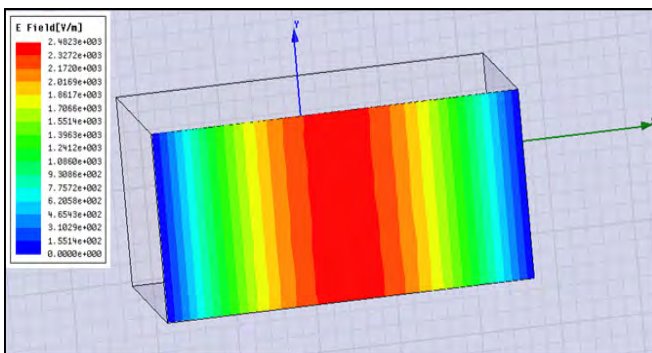


Fig. 6 La répartition de la puissance de champ E en [V/m]

D'après la figure 6, on remarque qu'au milieu de la structure ($\frac{a}{2}$), on obtient le maximum de puissance. Résultat confirmé par l'équation théorique du champ $E_y(x) = E_0 \sin(\pi x/a)$.

E. Diagramme de Smith S [deg]

Le diagramme de Smith est une manière de présenter le coefficient de réflexion en fonction de déphasage (Figure 7).

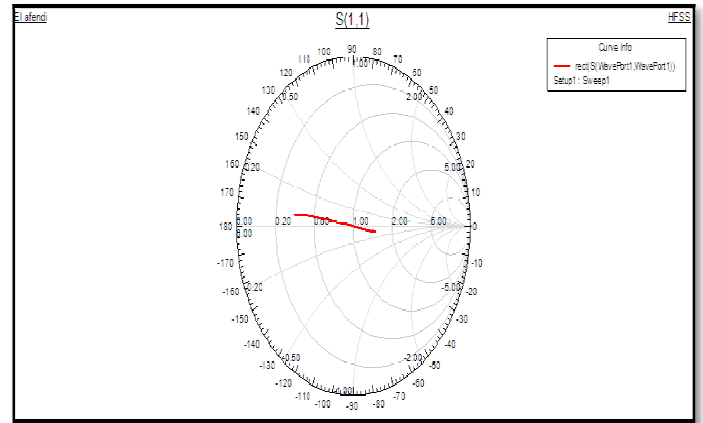


Fig.7 La représentation du paramètre S avec le diagramme de Smith.

La variation du coefficient de réflexion pour notre bande fréquence est très petite et varie entre [-1.74,-2.34] dB. Donc, on a une bonne adaptation. Aussi, on remarque que la courbe de réflexion comporte une partie imaginaire et une partie réelle, cela se traduit par une puissance dissipée à l'ouverture sous forme d'effet joule et une puissance emmagasinée sous forme d'effet selfique et capacitif.

F. Lobe en 3D

Les figures 8 et 9 décrivent la simulation en 3D du champ lointain de l'ouverture du guide. On voit bien que le guide d'onde rectangulaire est devenu une antenne performante, car on a le maximum de puissance au milieu de l'ouverture et une directivité remarquable sur l'axe Z.

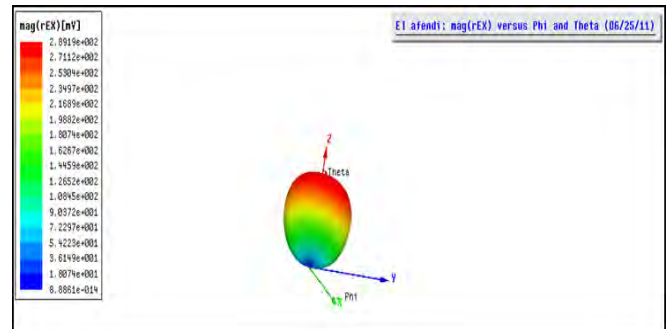


Fig.8 L'ouverture dans le plan YZ

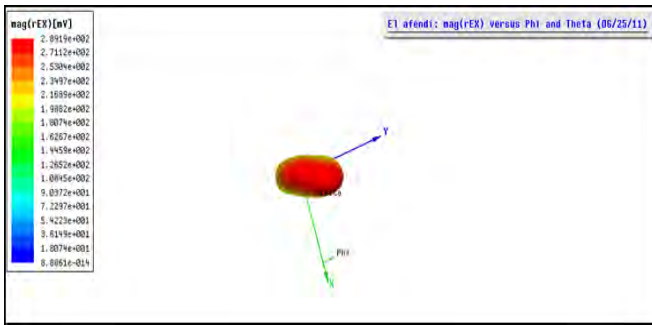


Fig.9 L'ouverture dans le plan XY

La figure 10 montre l'animation du modèle sous HFSS. Ce qui nous permet de se rapprocher de la réalité en mettant tout le model en mouvement

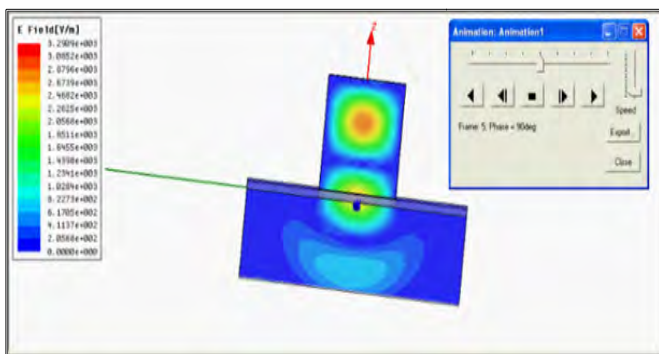


Fig.10 l'animation du modèle

G .Généralisation du modèle avec Matlab

Les figures 11, 12 et 13 illustrent les différentes simulations de guide d'onde rectangulaire en basses, moyennes et hautes fréquences pour différentes dimensions.

Le champ à l'ouverture est présenté en 3D au milieu de l'interface et les angles d'ouverture dans les plans E et H au dessus de l'interface.

1) Simulation à basses fréquences

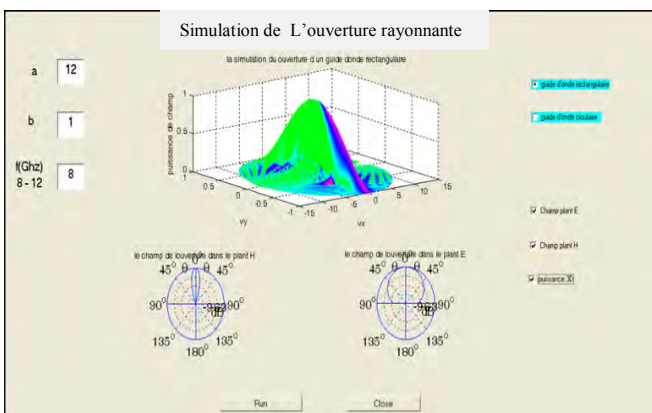


Fig.11 Simulation à basses fréquences

2) Simulation pour des fréquences moyennes

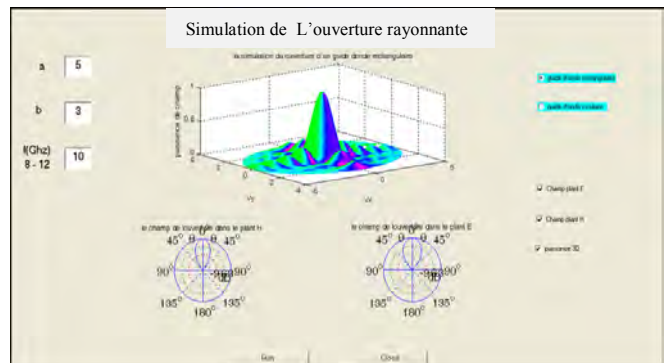


Fig.12 Simulation pour des fréquences moyennes

3) Simulation à hautes fréquences

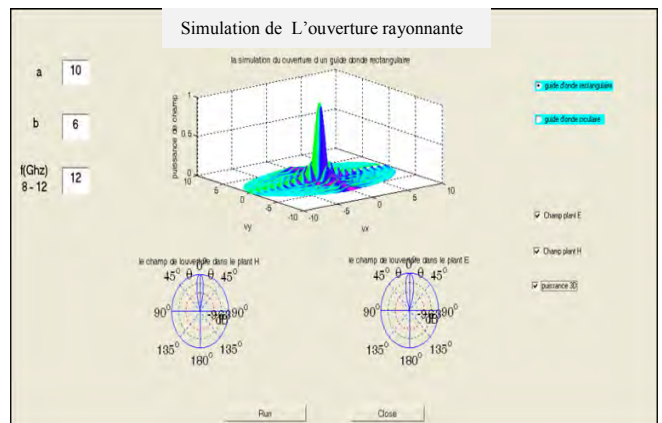


Fig.13 Simulation pour des hautes fréquences

IV. CONCLUSION

L'objectif principal de notre travail est la caractérisation des paramètres de l'ouverture rayonnante des guides d'ondes, en particulier le guide d'onde rectangulaire. Pour cela, nous avons présenté une étude théorique des guides d'onde. La détermination de la fonction de Green dans le domaine des transformées vectorielles de Fourier regroupe toutes les informations concernant la géométrie de la structure étudiée. L'emploi des grandeurs électromagnétiques dans le plan (TE,TM) nous a permis de déterminer les champs rayonnants pour les ouvertures uniformes, ce qui a constitué un grand avantage pour la simplification du programme. Ensuite, nous avons formulé les différentes équations des phénomènes qui se présentent à l'ouverture [5].

L'utilisation du logiciel HFSS, basé sur la méthode des éléments finis pour déterminer la matrice « S » qui est une fonction non analytique et à variable complexe, a permis l'élaboration de notre modèle et la détermination des différentes courbes caractéristiques [6].

À partir des équations théoriques développées sous Matlab, nous avons remarqué que plus la fréquence augmente plus la

puissance du champ se focalise au milieu de l'ouverture et nous obtenons en plus des modes d'ordres supérieurs.

En perspective, le travail présenté dans cet article peut être élargi en tenant compte de diélectrique de demi-espace libre en se basant sur le coefficient de réflexion présenté à l'ouverture rayonnante [7] [8] [9].

REMERCIEMENTS

Ce travail a été soutenu par MESRS (Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique), sous la supervision de l'CNEPRU, <http://www.cnepru-mesrs.dz>.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Dr. Otman El Mrabet « High Frequency Structure Simulator (HFSS) Tutorial », France 2005-2006
- [2] Sophocles J. Orfanidis , « Electromagnetic Waves and Antennas », November 2002
- [3] Hirohide Serizawa and KoheiHongo « Radiation from a Flanged Rectangular Waveguide » IEEE, December 2005
- [4] Stephen F. Kawalko and Motohisa Kanda « Near-Zone Gain of Open-Ended Rectangular Waveguides » IEEE VOL. 39, NO. 4, NOVEMBER 1997
- [5] Jian-Ming Jin and John L. Volakis « A Finite Element-Boundary Integral Formualtion For Scattering by Three-Dimensional Cavity-Backed Apertures » The University of Michigan 1990 .
- [6] R.J. Burkholder and P.H. Pathak«High-Frequency Asymptotic Methods forAnalyzing the EM Scattering by Open-Ended Waveguide Cavities» The Ohio State University1989
- [7] Chu-chieng Bright « analysis of waveguide discontinuities and aperture antenna »Texas A&M university 1991
- [8] Robert H. Macphie and Amir I. Zaghoul « Radiation from a Rectangular Waveguide with InfiniteFlange Exact Solution by the Correlation Matrix Method » , IEEE , JULY 1980
- [9] Laura Dominick Vann « Radar Cross Section Of An Open-Ended Rectangulaire Waveguide Cavity » Florida Atlantic University1992

Modélisation des Réseaux d'Antennes Planaires.

S.ZEBBAR, Y.LAMHENE.

Résumé:- le travail dans cet article concerne en premier lieu la modélisation d'un réseau d'antennes planaires classiques par la Méthode Itérative basée sur le concept d'ondes. Le logiciel ainsi obtenu sera, par la suite, adapté à la modélisation des antennes à Bande interdite Electromagnétique.

Mots Clefs —Micro-onde, Planaire, Antenne, Itérative, Cristaux Photonique, Bande Interdite .

I. INTRODUCTION

Dans cet article ,nous présentons la modélisation d'un réseaux d'antennes « patch » par la méthode itérative basée sur le concept d'onde. Le principe de cette méthode est expliqué brièvement dans ce qui suit. Des résultats ont été obtenus pour ce réseau d'antennes planaires classiques qui seront exploités avec la même méthode dans le concept des antennes à Bande Interdite Electromagnétique où la théorie est présentée au début de cette communication.

II. LES MATÉRIAUX BIP ou BIE

Les matériaux BIP (Bande Interdite Photonique) ou BIE (Bande Interdite Electromagnétique) sont des structures diélectriques ou métalliques composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux dans lesquelles la propagation des ondes pour certaines bandes de fréquences et certains angles d'incidence de l'onde excitatrice est interdite [1].

Depuis le milieu des années 90s, ces structures ont fait l'objet de nombreuses recherches dans les laboratoires étrangers. Les matériaux BIP ont rapidement trouvé des applications pratiques dans le domaine des ondes électromagnétiques millimétriques et centimétriques. A l'échelle optique, la fabrication d'un BIP tridimensionnel devient délicate. En revanche, les technologies héritées de l'industrie des semi-conducteurs ont fortement participé au développement des cristaux photoniques bidimensionnels pour des applications dans le visible et le proche infra rouge.

Les cristaux photoniques sont des matériaux dont l'indice diélectrique varie de manière périodique à

l'échelle de longueur d'onde, sur une ou plusieurs directions de l'espace. La périodicité peut être unidimensionnelle (miroir de Bragg), bidimensionnelle ou encore tridimensionnelle (Fig.1). Cette variation périodique de l'indice optique suivant les différentes directions entraîne l'apparition de gammes de fréquence pour laquelle la lumière ne peut alors plus se propager. C'est l'analogie entre la propagation d'une onde électromagnétique dans ces milieux et la propagation des électrons dans un cristal photonique qui a mené à l'appellation de ces bandes de fréquences « bandes interdites photoniques ». La réalisation d'une périodicité sur toutes les directions de l'espace permet de réfléchir une onde lumineuse quelque soit son angle d'incidence ou sa polarisation [2].

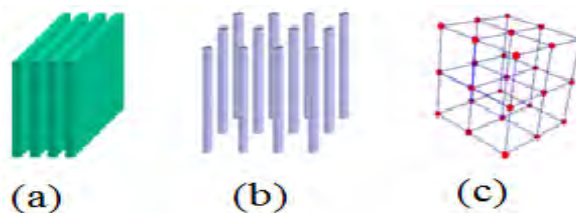


Fig.1. Les différents types de cristaux photoniques :

a-Unidimensionnels, b- Bidimensionnels, c- Tridimensionnels.

❖ Analogie électron-photon

Les notions de «gap de photon » ou de « bandes interdites photoniques » sont issues de l'analogie entre électrons et photons ou, plus exactement, de celle entre fonction d'onde électronique et champ électromagnétique. Ces deux grandeurs physiques sont, en effet, régies respectivement par l'équation de Schrödinger et l'équation de propagation.

- L'équation d'onde de Schrödinger s'écrit sous la forme suivante :

$$\nabla^2 \Psi(r) + \frac{2m}{\hbar^2} (E - V(r)) \Psi(r) = 0 \quad (1)$$

Où m est la masse de l'électron et \hbar la constante de Planck divisée par 2π .

Ψ est la fonction d'onde, E est l'énergie de l'électron et $V(r)$ représente la distribution du potentiel électrique.

Manuscript received October 18, 2012. This work was supported in part by the MESRS Ministry under Grant J0200220090020. First Author is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: attari.mo@gmail.com. Second Author is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algies.

● Etude électromagnétique

Dans un milieu sans sources (ni charges, ni courants) de constantes diélectrique $\epsilon(r)$, les évolutions temporelles et spatiales du champ électrique et magnétique sont données par [2] :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3)$$

$$div \vec{E} = 0 \quad (4)$$

$$div \vec{H} = 0 \quad (5)$$

Pour établir l'équation de propagation du champ électrique \vec{E} , nous pouvons écrire successivement :

$$\overrightarrow{rot} \overrightarrow{rot} \vec{E} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} (\overrightarrow{rot} \vec{H}) \quad (6)$$

$$\overrightarrow{grad} div \vec{E} - \Delta \vec{E} = -\epsilon \mu \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (7)$$

$$\Delta \vec{E} - \epsilon \mu \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (8)$$

Le champ électrique \vec{E} peut s'écrire sous la forme :

$$\vec{E}(t) = \vec{E} \cdot e^{i\omega t} \quad (9)$$

Avec ω : pulsation

Alors l'équation de propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu diélectrique s'écrit, après simplification, de la manière suivante :

$$\nabla^2 \vec{E}(r) + \frac{\omega^2}{c^2} \epsilon_r(r) \cdot \vec{E}(r) = \vec{0} \quad (10)$$

Avec \vec{E} : champ électrique

ϵ_r : Permittivité relative ; c: célérité dans le vide

Une comparaison entre les deux équations (1) et (10) montre bien que la permittivité diélectrique relative $\epsilon_r(r)$ joue, dans l'équation de propagation, un rôle analogue au potentiel $V(r)$ dans l'équation de Schrödinger. Il est donc intuitif qu'une variation périodique de $\epsilon_r(r)$ pourra conduire à l'apparition de bandes d'énergies interdites pour les photons de la même façon que le potentiel périodique cristallin conduit à l'apparition de bandes interdites électroniques. Toutefois, une différence essentielle entre les équations est due au fait que l'une est de nature scalaire tandis que l'autre est de nature vectorielle. Cette différence est en relation avec la différence de spin « s » entre l'électron (fermion, $s=1/2$) et le photon (boson, $s=1$), laquelle se traduit aussi par une statistique différente de l'occupation des états d'énergie.

Dans les structures à BIP ou BIE, la périodicité entraîne uniquement la formation de zones passantes et de zones interdites, ce qui revient grossièrement à réaliser des filtres fréquentiels simples. Dans cette situation, les seuls paramètres sur lesquels il est possible d'intervenir sont la largeur et la position de la bande interdite. Ces paramètres sont réglables en changeant la périodicité de la structure par exemple. Afin d'élargir le spectre des possibilités offertes par les BIP, nous allons présenter dans ce paragraphe les effets provoqués par l'insertion de défauts à l'intérieur de la structure, c'est à dire en rompant la périodicité de la structure. La similitude entre les équations de Schrödinger et l'équation de propagation issue des équations de Maxwell permet de faire le lien entre les semi conducteurs et les matériaux photoniques. Cette rupture de la périodicité génère des niveaux très étroits d'énergie permise à l'intérieur de la bande interdite électronique. Les modes de défaut des matériaux BIP peuvent être mis en évidence par un calcul ou une mesure du coefficient de transmission. Ce dernier est défini par la fraction de l'énergie transmise divisée par l'énergie incidente pour une onde plane en incidence normale sur un matériau BIP non borné suivant les dimensions transverses. La caractérisation sera réalisée sur la base d'un matériau BIP périodique unidimensionnel avec des interfaces distantes de $\lambda g/4$ selon le procédé du miroir de BRAGG.

Pour notre étude, le défaut unique est lié à une absence de plaque diélectrique sur une épaisseur de λ_0 au centre de la structure Fig 2.

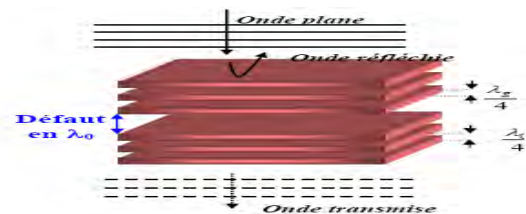


Fig. 2. Structure BIP à défaut 1D.

La Fig. 3 présente le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de cette structure à défaut. Ce coefficient montre l'apparition d'un pic de transmission au milieu de la bande interdite pour la fréquence f_0 . L'insertion d'un défaut de hauteur égale à un multiple de λ_0 permet de générer des pics de transmission tous les f_0 . La fréquence de cette bande permise peut être décentrée dans la bande interdite par une hauteur du défaut différente de λ_0 au sein de la structure périodique assemblant les couches d'épaisseur $\lambda g/4$.

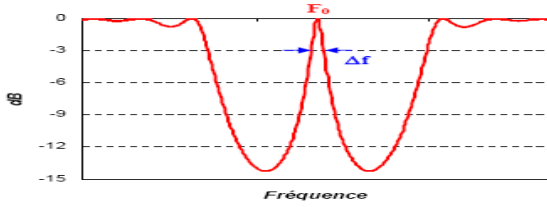


Fig. 3. Coefficient de transmission d'une structure BIP à défaut.

Les propriétés du matériau BIP à défaut peuvent être caractérisées grâce au pic de transmission par l'intermédiaire du coefficient de qualité Q .

$$Q = \frac{F_0}{\Delta f} \quad (11)$$




Avec F_0 : Fréquence du pic de transmission.

Δf : Bande passante à -3 dB.

Le facteur de qualité de la structure BIP dépend du nombre de plaques et du contraste de permittivité diélectrique des matériaux de la structure. Cette grandeur traduit la faculté du matériau BIP à conserver l'énergie à l'intérieur du défaut [3].

III. PRESENTATION DE LA METHODE ITERATIVE

Il s'agit dans cette méthode de considérer trois domaines du plan du circuit :

-  Le domaine source de fonction indicatrice H_s .
-  Le domaine du métal de fonction indicatrice H_m .
-  Le domaine de l'Isolant de fonction indicatrice H_i .

Considérons la structure d'un réseau d'antennes en technologie planaire blindée représentée par la Fig. 4 suivante :

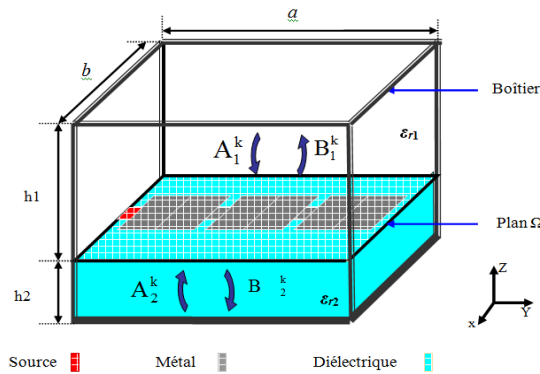


Fig. 4. Structure d'un réseau d'antenne en technologie planaire blindée.

❖ Equations régissant la méthode

Cette méthode est régie par 2 équations principales (12) et (16) :

a) la première traduit la réflexion de l'onde par le plan de discontinuité (équation exprimée dans le domaine spatial) [4]:

$$dB_i^{(k)} = \Gamma_\Omega A_i^{(k)} + B_i^{(0)} \quad (12)$$

$A_i^{(k)}$: Onde incidente du milieu i à l'itération k

$B_i^{(k)}$: Onde réfléchie du milieu i à l'itération k

Γ_Ω : Matrice des domaines traduisant la configuration spatiale du circuit dans le plan Ω suivant les domaines H_i , H_s et H_m .

$$\Gamma_\Omega = \begin{bmatrix} -H_m - H_s - \frac{n^2-1}{n^2+1}H_i & \frac{2n}{n^2+1}H_i \\ \frac{2n}{n^2+1}H_i & -H_m - H_s - \frac{n^2-1}{n^2+1}H_i \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$H_{m,i,s} = \begin{cases} 1 & \text{sur le domaine considéré} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (14)$$

$B_i^{(0)}$: Onde incidente (excitation de la source).

$$B_i^{(0)} = \frac{E_0}{2\sqrt{Z_\alpha}} H_S \quad (15)$$

(E_0 : champ électrique initial)

b) la deuxième traduit la réflexion de l'onde par le boîtier (équation exprimée dans le domaine spectral) :

$$A_i^{(k)} = \Gamma_{i,\alpha} B_i^{(k-1)} \quad (16)$$

(Exprimée en mode TE et TM)

$\Gamma_{i,\alpha}$: Opération de réflexion modal (diagonal) suivant le milieu i et le mode α (TE ou TM)

$$\Gamma_{i,\alpha} = \sum_{m,n,\alpha} \left[f_{m,n}^\alpha \frac{1-Z_{0i}Y_{m,n}^{\alpha,i}}{1+Z_{0i}Y_{m,n}^{\alpha,i}} \langle f_{m,n}^\alpha \right] \quad (17)$$

M,n : sont les indices du mode

$f_{m,n}^\alpha$: Fonction de décomposition dans la base des modes TE et TM (relative au boîtier contenant le circuit)

$Y_{m,n}^{\alpha,i}$: Operateur admittance de modes TE ou TM du milieu i .

$$y_{m,n}^{TE} = \frac{y_{m,n}}{i\omega\mu} \quad y_{m,n}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon}{y_{m,n}} \quad (18)$$

$y_{m,n}$: Constant de propagation.

$$y_{m,n} = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - (\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0})^2 \epsilon_i} \quad (19)$$

VI. APPLICATION A UN RESEAU CLASSIQUE DE QUATRE "PATCH"

Ce réseau à une fréquence de résonance de 9.5 GHz et représenté par la figure suivante donnée en [5]:

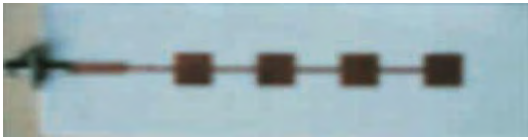


Fig.5. Structure d'un réseau de quatre patches donnée en littérature.

Ce réseau a les dimensions suivantes :
A= 64mm, B = 64mm, h = 1mm, W= 1.179cm,
L=1.008cm, Z0= 120 Ω et $\epsilon_{r2} = 2.2$.
 Avec :
 A et B: Dimensions d'un pixel.

Notre logiciel de dessin nous permet d'avoir la structure représentée en Fig.6

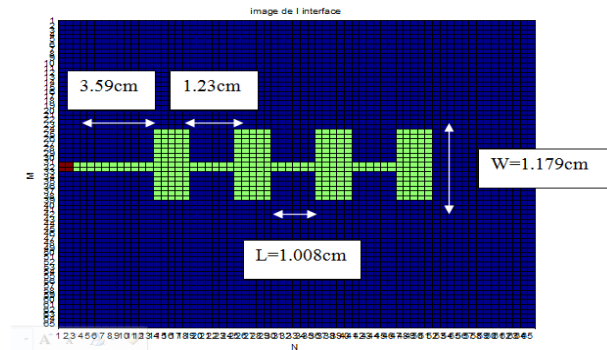


Fig.6. Interface d'un réseau de quatre patches donnée par notre logiciel.

Etude de la convergence :

L'étude de convergence de l'admittance Y vue par la source d'excitation nous permet de déterminer le point à partir duquel la stabilité électrique de notre dispositif est obtenue.

Les Fig. 7 et Fig.8 représentent les graphes de convergence de l'admittance Y vus la source en fonction du nombre d'itération.

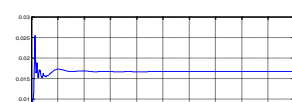
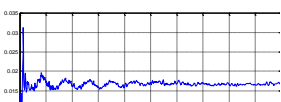


Fig. 7. Admittance sans Lissage en fonction du d'itération.

Fig.8. Admittance avec lissage en fonction nombre du nombre d'itération.

On constate qu'on a une bonne convergence à partir des 700 itérations, toute augmentation de nombre

d'itération au-delà de cette valeur, agira seulement sur l'augmentation de temps de calcul mais sans aucune précision significative en plus.

Etude de la densité du courant :

Le graphe du module de la densité du courant « J », calculé pour les mêmes conditions de travail pour 100 itérations, est représenté par la Fig.9.

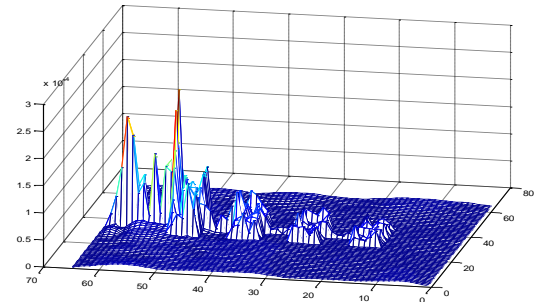


Fig.9. densité de courant.

Etude des paramètres S₁₁ :

En comparant la courbe du paramètre S₁₁ que nous avons optimisé à la fin du programme avec le résultat de la référence.

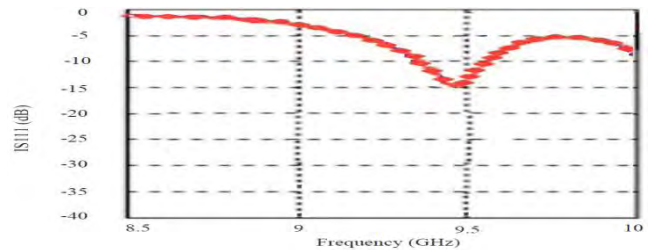


Fig. 10. Paramètre S₁₁ mesuré de La référence.

On voit apparaître une fréquence de résonances du circuit à la valeur 9.46 GHz.

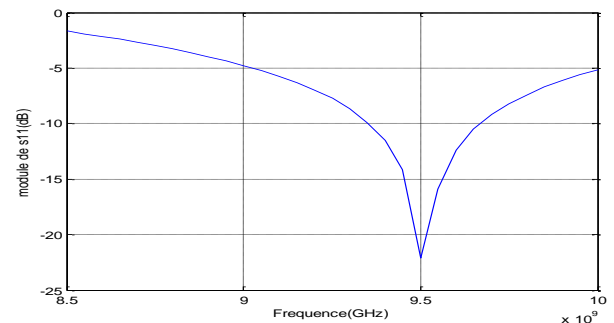


Fig. 11. Nos résultats.

Nos résultats sont en accord avec les résultats pratique de la publication [5] puisqu'en effet, la position de la fréquence de résonance 9.5GHz est proche de celle trouvée dans la référence 9.46 GHz et les courbes des paramètres S de nos résultats en suivent la même allure.

V. MODELISATION DES ANTENNES BIE

L'antenne se compose d'un demi-matériau à défaut et d'un plan de masse. La cavité séparant le plan de masse de la première plaque de diélectrique possède une hauteur proche de $\lambda_0/2$. La structure à bande interdite électromagnétique est constituée d'un empilement périodique de plaques diélectriques d'épaisseur $\lambda_g/4$. Les empilements sont réalisés à partir d'au moins deux diélectriques différents. La Fig.12 représente l'antenne BIE planaire à défaut [6].

L'antenne est pourvue dans cet exemple d'une excitation par patch imprimé sur un substrat diélectrique.

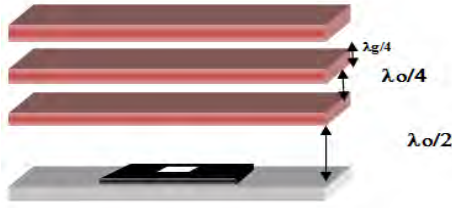


Fig.12. exemple d'une antenne bip en prenant l'air comme un deuxième diélectrique

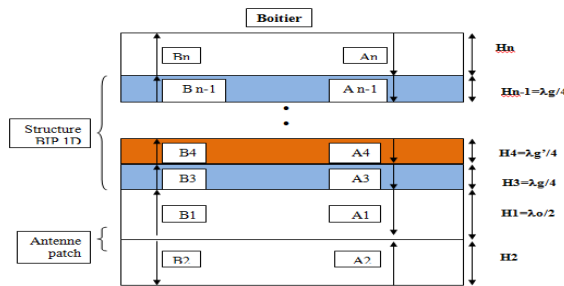


Fig.13. schéma de conception de l'antenne bip par la méthode itérative.

Considérant une structure d'une antenne bip constituée de n empilements diélectriques l'étude de cette structure comporte quatre parties :

a-Région entre capot inférieur du boitier et circuit :

Cette région contient le substrat ayant un constant diélectrique ϵ_r2 et une impédance caractéristique Z_{o2} . La relation qui lie l'onde incidente B_2 à l'onde réfléchie A_2 peut être définie comme suit:

$$A_2 = \hat{\Gamma}_{2,\alpha} B_2 \quad (20)$$

Cette équation lie les ondes dans le domaine spectral.

b-Région de circuit d'excitation (domaine spatial):

La surface de discontinuité est divisée en pixels et caractérisée par une matrice de répartition dépendant des conditions aux limites. Nous peuvent déterminer trois domaines métal, source, isolant. la structure est excité par une source électrique planaire E_0 qui génère des ondes B_1 et B_2 se propageant de part et d'autre du plan du circuit. L'équation caractérisant le plan de discontinuité vue précédemment reste toujours valable pour notre structure

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = S \text{ int} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_s B_1^{(0)} \\ H_s B_2^{(0)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

C-Région de la structure bip (domaine spatial):

Nous remarquons que nous avons une superposition de N diélectriques. Ceci peut être modélisé par une série de quadripôles en cascades, chaque quadripôle est caractérisé par une matrice de passage $C_i(h_i)$.

$$C_i(h_i) = \frac{1}{T_i} \begin{bmatrix} e^{j\theta_i} & R_i e^{j\theta_i} \\ R_i e^{j\theta_i} & e^{-j\theta_i} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$T_i = \frac{2 Z h_i}{Z h(i+1) + Z h_i} \quad (23)$$

$$R_i = \frac{Z h_i - Z h(i+1)}{Z h(i+1) + Z h_i} \quad (24)$$

$$\theta_i = \gamma_{mn,i} * h_i \quad (25)$$

$Z h_i$ et $Z h(i+1)$ sont des impédances caractéristiques des milieux i . en suite il est possible d'établir une relation de récurrence permettant de définir une relation entre A_1, A_n ; B_1, B_n donnée par l'équation :

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ A_n \end{pmatrix} = \prod_{i=1}^{n-1} C_i(h_i) \begin{pmatrix} B_1 \\ B_n \end{pmatrix} \quad (26)$$

d-Région entre le capot supérieur du boitier et la structure bip (domaine spectral):

Ce milieu comporte les ondes incidente et réfléchie B_n et A_n qui se lient dans le domaine spectral par le coefficient de réflexion du boitier

$$A_n = \hat{\Gamma}_{n,\alpha} B_n \quad (27)$$

VI. CONCLUSION

La modélisation d'un réseau classique d'antennes "patch" par la méthode itérative à été validée. Nous avons par la suite entamé la formalisation du problème pour adapter la modélisation des antennes BIE par cette même méthode qui par son caractère adapté aux circuits multicouches, s'avère être efficace pour l'étude de ces circuits.

REFERENCES

1. A.OURIR, "Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de Métamatériaux en Télécommunications", Doctorat en Sciences ; Paris XI d'Orsay, Décembre 2006.
2. A.BENMERKHI,"Influence des Paramètres Géométriques sur la Cavité à Cristaux Photoniques Bidimensionnels", Magister, Université Mentouri Constantine , 2008.
3. R.CHANTALAT,"Optimisation d'un Réflecteur Spatial à Couverture Cellulaire par l'utilisation d'une Antenne a Bande Interdite Electromagnétique Multi sources", Doctorat, Limoges, Novembre 2003.

4. Y.LAMHENE, R.GARCIA, H.BAUDRAND,
"Modélisation d'une Antenne « patch » par la Méthode Itérative basée sur le Concept d'Onde", Laboratoire de Micro-électronique Hybride –Université USTHB, 2002.
5. G.AKIRI, L.SEVG_12,"Design, Simulation and Tests of a Low-cost Microchip Antenna Arrays for the Wirless", Department of Electronics & Communication, University Kocaeli-TURKEY, 2005.
6. L.COHN, "Contribution à l'Etude et à la Modélisation de Circuits Coplanaires multicouches par une Méthode Itérative", Doctorat ENSEEIHT, Toulouse, Juin 2002.

Optimisation du rendement des cellules photovoltaïques InP en utilisant AMPS-1D .

B- DENNAI, H- BENSLIMANE and A -HELMAOUI

Résumé — La conversion photovoltaïque est la transformation directe d'une énergie électromagnétique en énergie électrique continue. Cette énergie électromagnétique est le plus souvent le rayonnement solaire. Dans ce travail nous avons effectué une modélisation informatique en utilisant AMPS 1D pour l'optimisation de cellules solaire InP pour la configuration p+/p/n/n+ avec p+ couche fenêtre et n+ couche BSF. Nous avons étudié l'influence de l'épaisseur de chaque couche de la cellule propose sur les performances.

Mots clé — *optimisation ; cellule photovoltaïque ; InP ; AMPS-1D ; rendement.*

I. INTRODUCTION

La recherche dans le domaine photovoltaïque est motivée principalement par l'amélioration du rendement de conversion énergétique et par la réduction du coût de réalisation. Les performances de la cellule peuvent être améliorées par optimisation des paramètres physiques internes pour assurer à la fois un courant de court-circuit, un facteur de forme et une tension au circuit ouvert élevés. La simulation de la cellule solaire étudiée est menée à l'aide du programme AMPS-1D qui ressource les trois équations de base du semi-conducteur en régime permanent [1].

Le Phosphore d'indium a une vitesse électronique supérieure au Silicium et identique celle du GaAs", pour cette raison, il a des applications possibles dans la gamme des hautes fréquences et des dispositifs électroniques de puissance. Il est également caractérisé par une bande interdite directe, ce qui favorise son utilisation dans des dispositifs optoélectroniques. Il a d'ailleurs la plus grande durée de vie des porteurs de zinc en mélange de structures fondées sur les semi-conducteurs III-V [6].

La couche fenêtre est assez importante dans l'amélioration du rendement des cellules solaires. Elles aident à réduire efficacement la recombinaison de surface à la surface d'émetteur de la cellule solaire sans absorber la lumière utile requise pour l'appareil, Contrairement au silicium.

Manuscript received January 25, 2010. This work was supported in part by the MESRS Ministry under Grant J0200220090020. DENNAI Benmoussa is with Physics laboratory in semiconductor devices, Department of Physics, University of Bechar, Algeria, Phone: 213-698711936, Fax: 213-49817313, Email: deennai_benmoussa@yahoo.com. BENSLIMANE Hassane Physics laboratory in semiconductor devices, Department of Physics, University of Bechar, Algeria

Différents matériaux de la couche de fenêtre ont été étudiés pour III-V à base de semi-conducteurs composés de cellules solaires [7].

Les contacts métalliques à l'émetteur et au substrat servent à collecter le courant de porteurs photogénérés. Les contacts doivent être ohmiques [2]. La surface arrière (métallisation totale) de la cellule solaire est caractérisée par une vitesse de recombinaison superficielle très élevée. Le champ électrique arrière (Back Surface Field) BSF consiste à créer une barrière de potentiel (par exemple, jonction p+-p ou n+-n) sur la face arrière pour assurer une passivation. La barrière de potentiel induite par la différence de niveau de dopage entre la base et le BSF tend à confiner les porteurs minoritaires dans la base. Ceux-ci sont donc tenus à l'écart de la face arrière. Donc l'ajout d'un champ électrique à la surface arrière au voisinage du contact ohmique fait, que les porteurs minoritaires vont être repoussés vers la zone de charge d'espace pour une meilleure collection. Une amélioration est obtenue sur le photocourant, la tension de circuit ouvert, ainsi que le rendement de conversion photovoltaïque. Le BSF fait l'objet de nombreuses recherches [3].

Dans ce présent travail, nous avons utilisée pour la optimisation un programme d'une simulation unidimensionnelle appelée (AMPS-1D) analyse de la microélectronique et les structures photoniques [4].

Le Fig. 1 montre le schéma de la conception de cellules solaires étudiées dans ce travail. L'objectif de la simulation de la structure InP cellule solaire était de vérifier la performance de cette cellule en faisant varier chaque fois l'épaisseur de la couche (fenêtre, émetteur, basse et BSf). La performance de cette diapositive solaire est principalement basée sur les paramètres du matériau, les paramètres optiques, et les paramètres électriques de chacune des couches utilisées dans la structure.

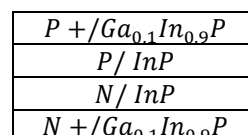


Fig. 1. Structure de la cellule solaire

II. DESCRIPTION DU MODÈLE

Le modèle AMPS a été développé par le groupe de Dr. S. J. Fonash l'université de Pennsylvanie et il a t mis jour

plus tard. Le piégeage et la recombinaison dans le modèle AMPS ont été déterminés en utilisant le formalisme de Shockley-Read-Hall, tenant compte de la température ambiante. En d'autres termes, l'approximation de Taylor-Simmon's (OK) n'a pas été utilisée. AMPS tient compte des forces des champs effectifs provoquées par des variations de dérive, de diffusion, de gap et d'affinité.

Les conditions de frontière étaient également générales, ayant besoin de l'énergie électrostatique du niveau de vide (pour l'équation du Poisson) et les vitesses de recombinaison de trou et d'électron des contacts (TCO)/p et n/métal (pour les deux équations de continuité). Le modèle AMPS tient compte du stockage et de la recombinaison de charge par les états de queue de bande et les états des liaisons pendantes. Sous la forme finale les liaisons pendantes sont modélées par des fonctions de distribution Gaussiennes. Le groupe d'Arch en 1991 [5].

III. EXPERIMENTAL

Dans cette étude, un outil unidimensionnel analyse numérique, AMPS-1D, est utilisée pour créer différents modèles de cellules solaires et d'obtenir des résultats. En AMPS-1D, quatre couches différentes sont nécessaires pour la modélisation. Plus de couches peuvent être ajoutées pour autant que les points de la grille ne dépassent pas la limite, à savoir. 2000-grille de points. Les quatre couches qui sont utilisés dans cette modélisation est le P+ Ga_{0.1}In_{0.9}P (fenêtre), p- InP, n-InP et n + Ga_{0.1}In_{0.9}P (BSF). Tableau.I montrent la description pour les paramètres utilisés dans la simulation et le paramètre de base qui sont utilisées dans l'étude [4].

TABLEAU. I.
AMPS-1D paramètres InP cellule solaire

couches Paramètres	p + Ga _{0.1} In _{0.9} P	p- InP	n-InP	n + Ga _{0.1} In _{0.9} P
Epaisseur (µm)	0-0.1	0.1-0.4	0.5-5	0-0.3
constant diélectrique, ε	12.36	12.5	12.5	12.36
Mobilité électrons μ _n (cm ² /Vs)	1100	4000	4000	1100
la mobilité des trous μ _p (cm ² /Vs)	35	150	150	35
Densité de porteurs, n ou p (cm ⁻³)	P:1E20	P:5E16	n:5E16	n:1E19
Bande interdite, E _g (eV)	1.39	1.35	1.35	1.39
La densité effective, N _c (cm ⁻³)	3.89E19	5.7E17	5.7E17	3.89E19
La densité effective, N _v (cm ⁻³)	2.93E+19	1.1E19	1.1E19	2.93E19
affinités électronique χ(eV)	4.33	4.38	4.38	4.33

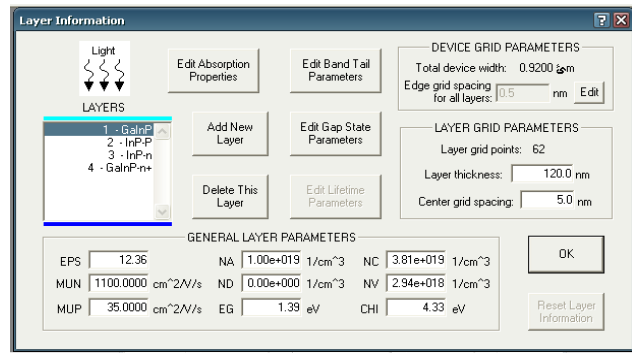


Fig. 2. Panneau AMPS avant de simulation contient les paramètres de la grille.

IV. RESULTATS DE LA SIMULATION

1. L'effet de l'épaisseur sur la couche fenêtre :

Sur la fig. 3 est représenté le rendement en fonction de l'épaisseur de la couche fenêtre.

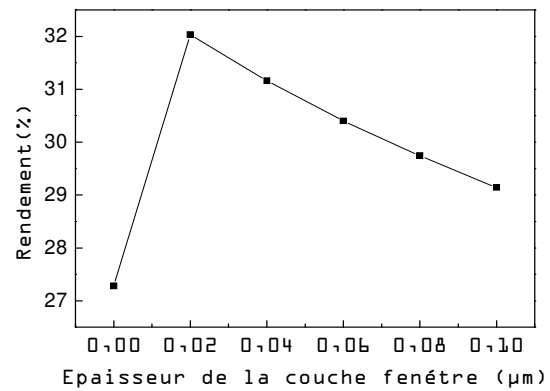


Fig.3. Rendement en fonction de l'épaisseur de la couche fenêtre.

On remarque que le meilleur rendement est pour X_{fenêtre} = 0.02 µm avec une valeur de 32.03%.

2. L'effet de l'épaisseur sur la couche émetteur:

Sur la fig. 4 est représenté le rendement en fonction de l'épaisseur de la couche émetteur.

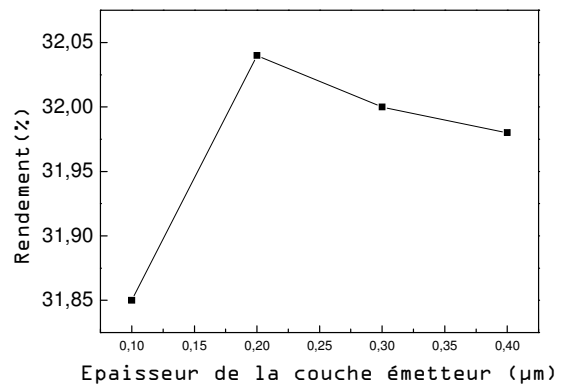


Fig.4. Rendement en fonction de l'épaisseur de la couche émetteur.

On remarque que le meilleur rendement est pour $X_{\text{fenêtre}} = 0.02 \mu\text{m}$ avec une valeur de 32.03%.

4. L'effet de l'épaisseur sur la couche basse

Sur la fig.5 est représenté le rendement en fonction de l'épaisseur de la couche basse.

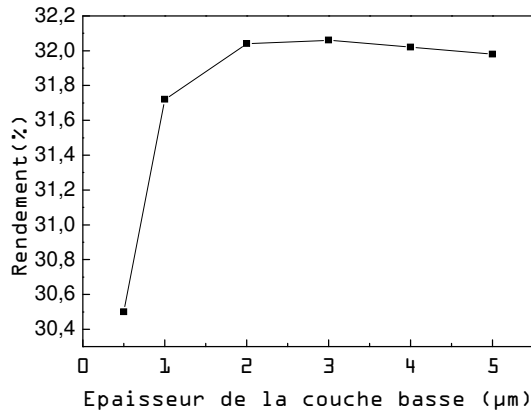


Fig.5. Rendement en fonction de l'épaisseur de la couche basse

On remarque que le meilleur rendement est pour $X_{\text{c-basse}} = 3 \mu\text{m}$ avec une valeur de 32.06%.

5. L'effet de l'épaisseur sur la couche BSF

Sur la fig.6 est représenté le rendement en fonction de l'épaisseur de la couche BSF.

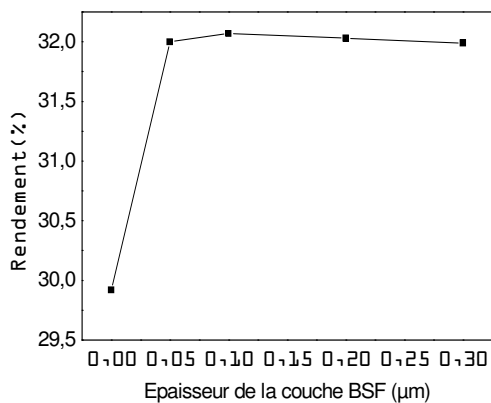


Fig. 6. Rendement en fonction de l'épaisseur de la couche BSF.

On remarque que le meilleur rendement est pour $X_{\text{c-BSF}} = 0.1 \mu\text{m}$ avec une valeur de 32.07% .

5. Résultats de l'optimisation :

A partir des résultats ci-dessus qui sont obtenus grâce au logiciel AMPS-1D Nous pouvons déterminer la cellule solaire qui a le meilleur rendement tout en donnant l'épaisseur chaque couche de la cellule tableau .II.

TABLEAU .II.

l'épaisseur chaque couche de la cellule solaire InP optimiser.

$P + /Ga_{0,1}In_{0,9}P$	P / InP	N / InP	$N + /Ga_{0,1}In_{0,9}P$
0.02 μm	0.2 μm	3 μm	0.05 μm

Les caractéristiques courant-tension pour le dispositif d'InP ayant les épaisseurs optimales concentrations sont indiquées sur la Fig. 7, et les paramètres correspondants PV (V_{CO} , J_{SC} , FF et rendement) sont résumés dans le tableau III.

TABLEAU .III.

Paramètres photovoltaïque de cellule solaire InP optimisé.

V_{CO} (Volts)	J_{SC} (mA/cm ²)	FF (%)	η (%)
1.10	32.74	0.89	32.07

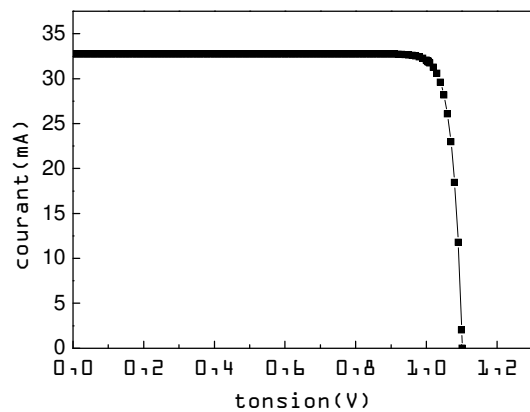


Fig. 7: caractéristiques courant – tension de cellule solaire optimisée.

V. CONCLUSION

Quelque soit la structure d'une cellule solaire, une optimisation de ses paramètres est nécessaire pour avoir un bon rendement. Habituellement, parmi les paramètres à optimiser sont l'épaisseur de la cellule et le confinement optique. Les valeurs des paramètres optimaux dépendent, bien sûr, de la structure de la cellule solaire, de la qualité du matériau, de la vitesse de recombinaison en surface (faces avant et arrière), etc... L'optimisation de la cellule solaire comprend donc l'étude de l'influence de ces paramètres sur le rendement afin d'obtenir une structure conduisant au rendement maximum.

Les résultats obtenus montrent que l'épaisseur de la cellule solaire est un paramètre important pour l'absorption des photons.

Les résultats obtenus montrent que l'épaisseur de la cellule solaire est un paramètre important pour l'absorption des photons.

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier le groupe du Dr Terminer de l'Université Pennsylvania State (PSU) qui a été développé l'utilisation le programme 'AMPS-1D.

REFERENCES

1. Van Kerschaver et al., 'Back-Contact Solar Cells', Prog: Photovolt, Res. Appl., Vol. 14, p. 107, 2006.
2. J. Liou et al., 'Comparison and Optimization of the Performance of Si and GaAs Solar Cells', Solar Energy Materials and Solar Cells, Vol. 28, pp. 9 – 28, 1992.
3. S.J. Fonash, A manual for One-Dimensional Device Simulation Program for the Analysis of Microelectronic and Photonic Structures (AMPS-1D), (The Center for Nanotechnology Education and Utilization, The Pennsylvania State University, University Park, PA 16802).
4. M. J. Ludowise, W. T. Dietze, R. Boettcher and N. Kaminar, "High-Efficiency (21.4%) Ga_{0.75}In_{0.26}As/GaAs (E_g=1.15 eV) Concentrator Solar Cells and the Influence of Lattice Mismatched on Performance", Appl. Phys. Lett., Vol. 43, p. 468, 1983.
5. H. Zhu, A. K. Kalkan, J. Hou, and S. J. Fonash, in Proceedings of National Center for Photovoltaics (NCPV) 15th Program Review Meeting, 462, p.309 1999.
6. J. A. Duffie, W. A. Beckman, Solar Engineering of Thermal Processes, 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2006, pp. 3.
7. J. M. Olson, D. J. Friedman and S. Kutrz, in Handbook of Photovoltaic Science and engineering, edited by A. Luque and S. Hegedus, John Wiley & Sons, 2002, pp. 359. .

Conception et Réalisation d'une Carte de Commande MPPT Numérique munie d'un Data logger

T.Aounallah, F.Bouchafaa

Résumé — Cet article traite d'un dispositif permettant l'optimisation du rendement d'un générateur photovoltaïque d'une part et d'autre part l'enregistrement automatique, le relevé, la mesure et le contrôle de plusieurs paramètres physiques nécessaires pour la gestion et le suivi du bon fonctionnement d'une mini centrale de production d'électricité à partir de panneaux photovoltaïques.

A cet effet, nous avons jugés impératif d'opter pour une commande à base de MPPT gérée par un programme établi et conçu sur micro contrôleur (élément essentiel d'une carte de commande), associée à un convertisseur destiné à parfaire une adaptation entre le générateur et sa charge de façon à transférer le maximum de puissance. Ce dernier assure par ailleurs le pilotage de la fonction enregistrement et ce grâce à une EEPROM externe.

L'objectif à atteindre, est la réalisation d'une carte de commande MPPT numérique dotée d'un data logger. Cette dernière destinée au pompage utilise une source photovoltaïque dont la finalité se résume à :

- L'obtention d'un rendement MPPT supérieur ou égal à 95% de la puissance maximale;
- La réduction du coût de fabrication par rapport à la commande MPPT analogique;
- Et enfin assurer la fonction contrôle et enregistrement de données primordial pour le bon fonctionnement de ce dispositif.

Mots clés — Générateur photovoltaïque, pompage, MPPT numérique, microcontrôleur, onduleur PWM, horloge RTCC, EEPROM, I₂C.

I. INTRODUCTION

L'usage de l'énergie solaire dans le cadre du pompage et transport de l'eau est une solution présentant un rapport coût/efficacité attractif dans des zones jugées inhospitalières et rigoureuses.

En effet ce dispositif représente la solution idéale pour l'approvisionnement et la distribution de l'eau là où la couverture du réseau électrique fait défaut, il est conçu aussi pour la mesure automatique de quatre paramètres primordiaux (à superviser dans une centrale solaire), à savoir : le courant et la tension débitée par le générateur photovoltaïque (GPV), la température externe (celle des panneaux photovoltaïques) et la température interne (celle du dispositif électronique) ainsi que l'heure du levée et du coucher du Soleil.

Reçu le 15 octobre 2012. Ce travail a été réalisé en collaboration avec le CDER. L'équipe nommée citée réalisatrice de ce document est issue du Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP.32, Bab-Ezzouar, Alger, Téléphone: 213-24217912 (poste 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Courrier électronique : tarekige@yahoo.fr.

Ces mesures seront acquises périodiquement et instantanément visualisées par alternance sur un afficheur LCD, la 1ère ligne est réservée à l'affichage des valeurs mesurées de : tension, courant débité par le générateur, température interne et externe ; tandis que la 2ème ligne est réservée à l'affichage des paramètres temps (heure et date).

Le but recherché est d'optimiser le fonctionnement du générateur photovoltaïque par le biais d'un microcontrôleur, additivement à cela ce dernier assure le pilotage de la fonction enregistrement sur une mémoire EEPROM externe extensible.

II. Le SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE

La Chaîne de conversion photovoltaïque représentée dans la Fig. 1, est constituée de deux parties [1,2], la première est dite de puissance incluant un générateur photovoltaïque (PV) qui permet la conversion directe de la lumière en énergie électrique grâce aux cellules PV, d'un convertisseur DC/AC qui transforme l'énergie électrique continue fournie par le générateur en une énergie électrique alternative et d'une pompe qui alimente en eau le réservoir à partir d'un puits. Une deuxième partie dite de commande constituée quant à elle de capteurs et de circuits intégrés dont un microcontrôleur.

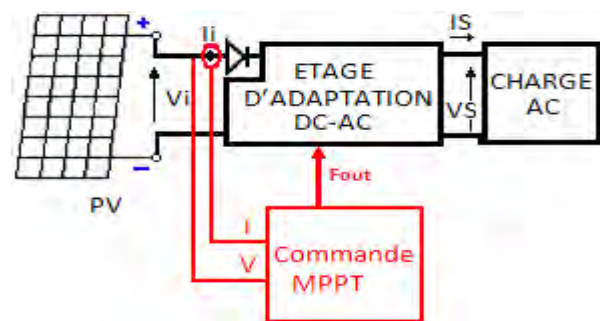


Fig. 1. Chaîne de conversion photovoltaïque

III. MODELISATION DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

Le générateur PV est basé sur une cellule élémentaire modélisée par le circuit équivalent représenté dans la Fig.2. Ce dernier introduit une source de courant et une diode en parallèle, ainsi que deux résistances série R_s et parallèle R_p pour tenir compte des phénomènes dissipatifs au niveau de la cellule [1, 2, 3].

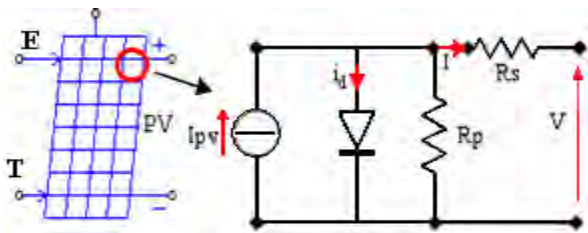


Fig. 2. Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.

Les cellules sont branchées en série-parallèle afin d'augmenter la tension et l'intensité à leur sortie, et de ce fait constituer une unité (générateur PV) produisant une puissance continue élevée compatible avec le matériel électrique usuel. Le courant délivré est donné par [2,3]:

$$I = I_{ph} - I_s \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{AkT} \right) - 1 \right] - \frac{(V + R_s I)}{R_p} \quad (1)$$

Où: I_{ph} , I_0 et $V_T = \frac{N_s \cdot n \cdot K \cdot T}{q}$ désignent respectivement le

photo-courant, le courant de saturation inverse de la diode et la tension thermique (avec n le facteur d'idéalité de la diode, q la charge de l'électron, k la constante de Boltzmann, T la température de la cellule.

La caractéristique de puissance d'un module PV pour un éclairement et une température donnée est non linéaire et est fonction de ces deux paramètres.

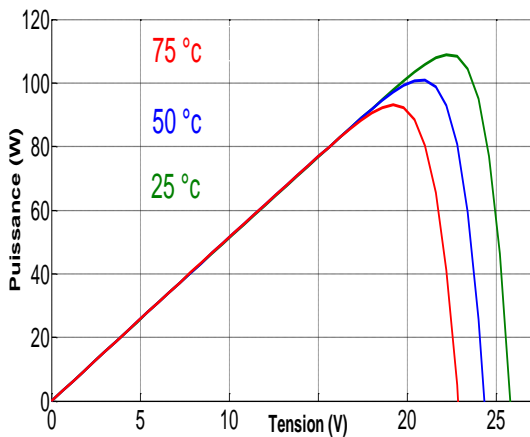


Fig. 3. Influence de la température sur la caractéristiques P(V)

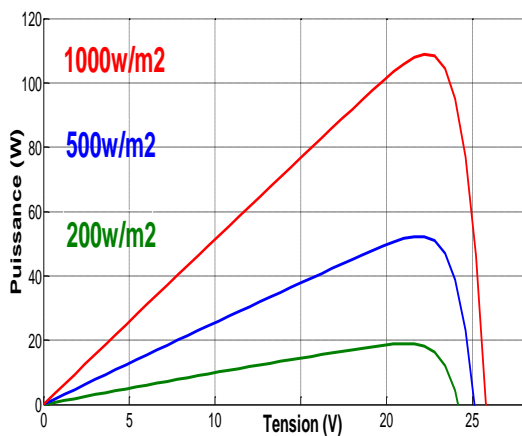


Fig. 4. Influence de l'éclairement sur la caractéristiques P(V)

IV. MPPT ET ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ PWM

La commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) dont le principe réside à effectuer une recherche du point de puissance maximal (PPM) tout en assurant une parfaite adaptation entre le générateur et sa charge de façon à transférer le maximum de puissance. Pour concrétiser cette opération la commande doit être associée à un convertisseur. Ce dernier se trouve être un onduleur triphasé représenté dans la Fig.5, et qui comporte trois bras symétriques ; Chacun est constitué de deux couples (diode-transistor), représentant un interrupteur idéal.

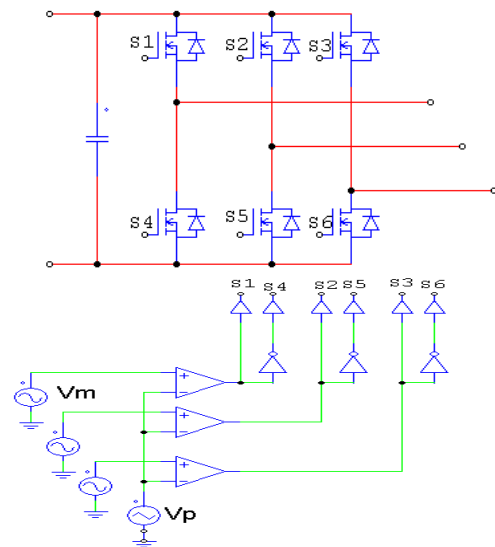


Fig. 5. Onduleur triphasé et la commande PWM

Ainsi, afin de générer les signaux de commande à envoyer aux transistors, on utilise une commande type MLI (PWM), dont le principe consiste à comparer une onde de référence appelée modulateur de fréquence f_r avec une onde triangulaire, appelée porteuse, de fréquence f_p . L'établissement de la commande de l'onduleur par cette technique permet de générer une tension alternative composée de plusieurs créneaux de largeurs variables [3,4,6].

V. STRATEGIE DE COMMANDE MPPT

Notre choix s'est porté sur un algorithme de type perturbation et observation (P&O), comparativement aux autres méthodes (Hill Climbing, l'incrément de conductance...), il s'avère que cette dernière présente un meilleur rendement, où le PPM évolue lentement et proportionnellement à l'éclairement, en plus de sa simplicité d'implémentation. Par contre pour de forts changements d'irradiations très fréquents, cette commande présente plus de pertes engendrées par le temps de réponse pour atteindre le nouveau PPM [2,3].

Le principe consiste à perturber la tension V_{pv} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{pv} qui en résulte, comme l'illustre la Fig.6. Ainsi, c'est à travers les conséquences d'une variation de tension sur la

caractéristique $P_{pv}(V_{pv})$ qu'on peut situer le point de fonctionnement par rapport au PPM. La convergence de ce dernier vers le maximum de puissance est assurée par le microcontrôleur suite à un ordre de commande approprié au circuit générateur de signaux PWM. Ce dernier commande l'onduleur en fréquence [2, 5,7].

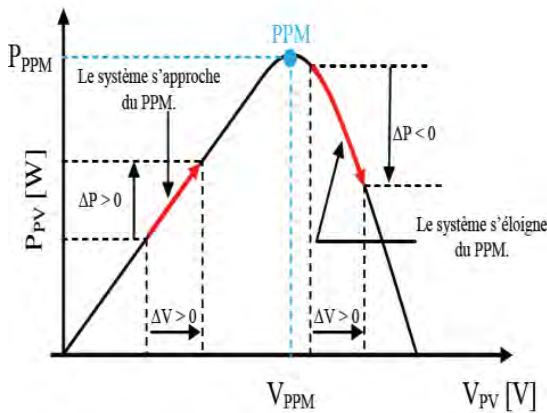


Fig. 6. Caractéristique de puissance d'un PV

VI. SYNOPTIQUE DE LA CARTE DE COMMANDE

le synoptique suivant dévoile les principaux modules de ce montage à savoir : un microcontrôleur de 8-bit (PIC16F877a), une circuiterie pour 4 voies de mesures munie de capteurs (courant , tension et de température), un module afficheur LCD 2x20 caractères, une section alimentation régulée, une liaison USART destinée à parfaire une communication avec le PC et enfin une mémoire EEPROM externe.

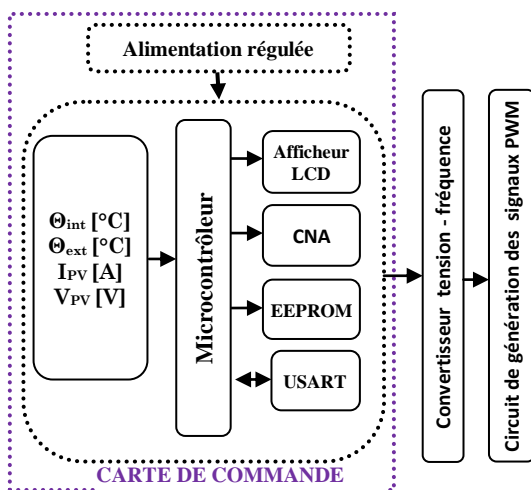


Fig. 7. Synoptique du dispositif réalisé

VII. REALISATION DE LA CARTE

VII.1. La circuiterie pour 4 voies de mesures

Les quatre entrées analogiques du PIC16F877A sont destinées à la mesure de paramètres physiques : Le capteur de température utilisé est un LM35DZ dont la sensibilité est de 10 mV/°C avec une précision de +/- 0.5°C. Sa gamme varie de 0°C à +100°C (avec une version améliorée oscillant de -55°C à +150°C). Enfin, il peut être alimenté par une tension continue variant de +4V à +20V.

L'acquisition du courant est réalisée par un capteur à effet hall de type (CLSM-25) afin de produire une tension appropriée à l'image exacte du courant à mesurer, avec un facteur de proportionnalité (V/I) précis.

Ce capteur fournit une isolation électrique entre le conducteur de courant et sa sortie. Il nécessite une alimentation positive et une autre négative de ($\pm 12V$).

Le courant maximal du générateur solaire est de l'ordre de 3.5A, pour cela on doit connecter les pins du capteur de la manière qui est indiquée (en rouge) sur le tableau ci-dessous :

TABLEAU. I. Connexions des pins du capteur

Primary Turns	Nom. Input Current (A)	Nom. Output Current (mA)	Turns Ratio	Input Resistance (mΩ)	Input Pins Connection
1	25	25	1/1000	0.1	
2	12	24	2/1000	0.7	
3	8	24	3/1000	1.5	
4	6	24	4/1000	2.3	
5	5	25	5/1000	2.6	

Le courant de sortie du capteur est de 25mA pour un courant d'entrée de 5A. En plaçant une résistance de 270 Ohms à la sortie du capteur on obtient une tension de 6.75V.

Pour un courant maximal de 3.5A on obtient une tension de $(25 \cdot 3,5 \cdot 270) / 5000 = 4.725V$ supportable par le microcontrôleur

La tension maximale délivrée par le générateur photovoltaïque varie autour de 350V ce qui est supérieure à celle tolérée par le microcontrôleur (5V), d'où le recours à un diviseur de tension.

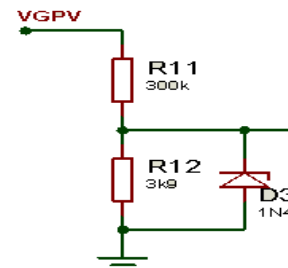


Fig. 8. Acquisition de la tension

VII.2. Le microcontrôleur 8-bit (PIC16F877A)

Il s'agit d'un microcontrôleur de la gamme mid-range de la société américaine Microchip, doté d'une architecture RISC, alimenté par une tension de 5 [V], muni d'un convertisseur analogique numérique ADC de résolution 10-bit disposant de 1023 pas de mesures.

En fixant une tension de 5 [V], on obtient alors une sensibilité de $5000 / 1023 = 4.88$ [V] ce qui est largement suffisant pour mesurer la température relevée par les capteurs LM35DZ qui fournissent un pas de 10 mV par degré Celsius.

Le PIC16F877A est cadencé par un quartz externe de 4 MHz, donnant lieu à une durée d'une microseconde par

instruction (sauf les instructions de sauts qui nécessitent 2 μ s).

L'horloge calendrier RTCC est gérée par le circuit intégré DS1307 communiquant avec le pic via le protocole I₂C utilisant les lignes SDA, SCL comme respectivement ligne de donnée et d'horloge, cadencé par un quartz de 32Khz et une sauvegarde des données assurées par une pile de lithium.

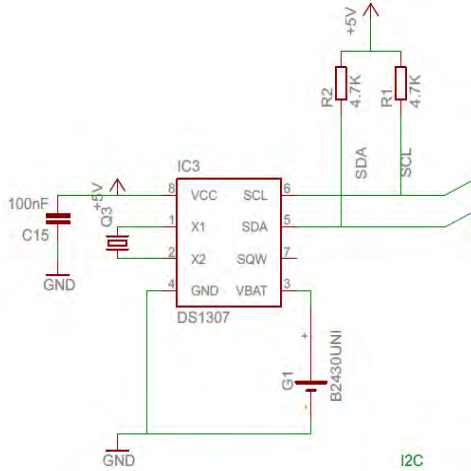


Fig. 9. Horloge I₂C

VII.3. La conversion numérique-analogique

Les signaux d'entrées images du courant et de la tension du générateur PV sont analysés par le microcontrôleur qui exécute le sous programme P&O et donne un signal de sortie pour commander le circuit intégré générant la PWM suivant cette relation:

$$F_{out} = 7,44 V_i - 9,82 \quad (2)$$

Sachant que la sortie du microcontrôleur est numérique, d'où la nécessité d'avoir un convertisseur numérique -analogique (DAC0808) qui assure la tension de commande analogique (V_i), ce dernier est à 8 bits (255 valeurs) et possède une tension de référence de 10V. La plage de variation de la fréquence est de 4,8 à 63Hz, d'où une tension de commande qui varie respectivement entre les deux extrêmes $V_{imin}=1,96V$ (63Hz) correspond à 250 comme valeur maximale et $V_{imax}=9,8V$ (4,8Hz) correspond à 50 comme valeur minimale.

Le module de génération des signaux PWM est à base du circuit intégré HEF4752V spécialement conçu pour le contrôle des moteurs à courant alternatif et à fréquence variable, et d'un autre module de type HEF4046 qui est un convertisseur tension fréquence.

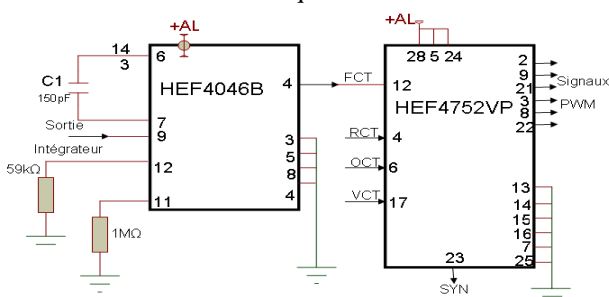


Fig. 10. Circuit de génération des signaux PWM

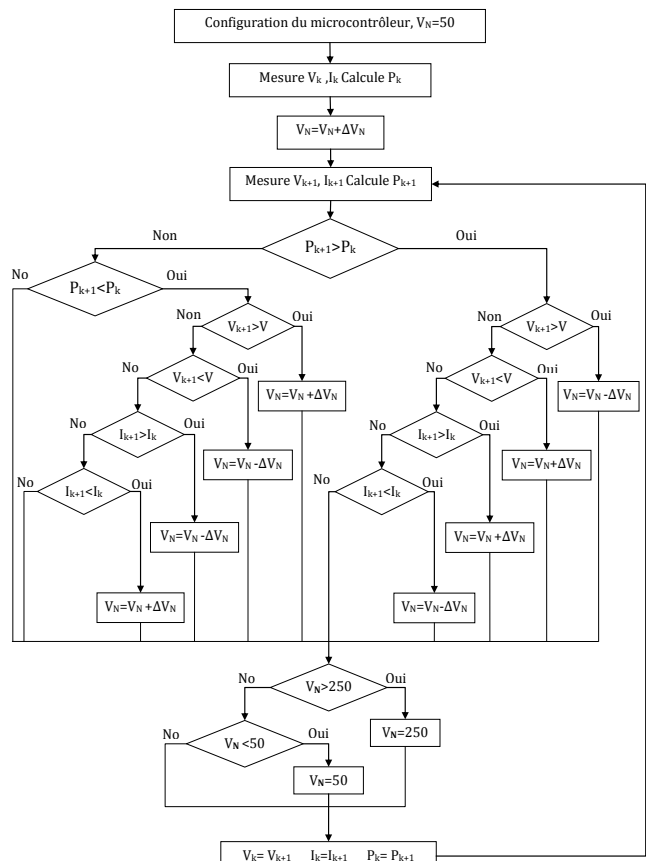


Fig. 11. Algorithme P&O basé tension - courant

VII.4. la mémoire EEPROM externe

Une mémoire EEPROM externe de 64 Ko (une 24LC512) a été utilisée pour stocker un relevé de mesures étalé sur une année, dont le format est le suivant : Un paquet de mesures nécessite donc 21 octets par jour, ou $21 \times 366 = 7686$ octets sur une année (bissextile incluse). Le choix d'une mémoire de type 24LC512 de capacité 65536 octets nous procure 8 ans d'enregistrement. Pour gérer cette mémoire externe, des routines standard de communication I₂C ont été programmées dans le microcontrôleur.

TABLEAU. II.

Format d'enregistrement d'un paquet de mesures par jour

Nbr bits	Variable	Signification
9	nDay	Numéro du jour dans une année = 1, 2, ..., 366
7	Year	Année = 00, 01, ..., 99 correspondent à 2000 jusqu'à 2099
10	I _{PVmax}	Courant PV max
10	V _{PVmax}	Tension PV max
10	T _{int max}	Température interne max
10	T _{ext max}	Température externe max
10	T _{int min}	Température interne min
10	T _{ext min}	Température externe min
25	H _{LS}	Heure du levé du soleil
25	H _{CS}	Heure du couché du soleil

VII.5 La liaison USART

Afin de récupérer l'ensemble des mesures enregistrées dans la mémoire EEPROM une liaison série de type RS232 a été prévue pour connecter ce data logger à un compatible PC, la non adaptation de niveau entre le pic et le PC nécessite l'ajout du circuit TTL/RS232 assurant cette fonction via ses condensateurs.

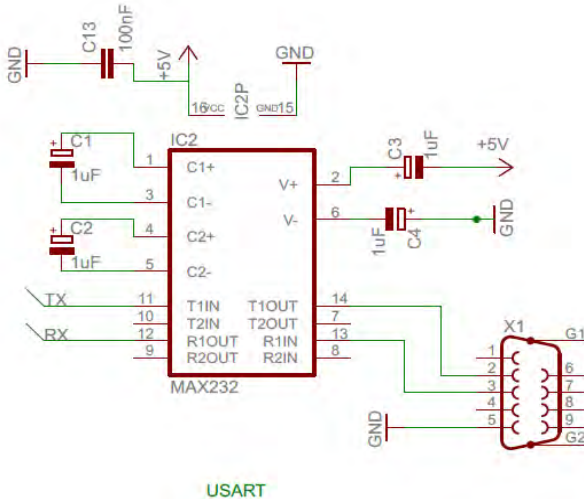


Fig. 12. Bloc communication série asynchrone

VIII. RESULTATS DE L'EXPERIMENTATION

La plateforme d'essai se trouvant au CDER est composée principalement d'un générateur photovoltaïque constitué de 19 modules de types **UDTS50** associés en série, d'un convertisseur **DC/AC** (variateur de vitesse) qui transforme l'énergie électrique continue fournie par le générateur en une énergie alternative, d'une pompe centrifuge de référence ; **N 134907 type : 4E11/10-41,5NV** (Fig.13) .et d'un système de stockage d'eau (système en boucle fermée constitué d'un réservoir et de conduites d'évacuation d'eau).



Fig. 14. Pompe centrifuge installé au CDER



Fig. 14. Le système de pompage au niveau du CDER.

Les résultats expérimentaux sont présentés pour la mise en œuvre de la pompe photovoltaïque et tester la faisabilité du système.

D'après les Fig.15, 16 et 17, on constate que la puissance (P_g) du panneau PV varie proportionnellement avec l'éclairement et la fréquence. Les résultats théoriques sont comparés aux résultats expérimentaux, d'où on constate que les deux puissances sont similaires avec un rendement moyen obtenu de l'ordre de 95%.

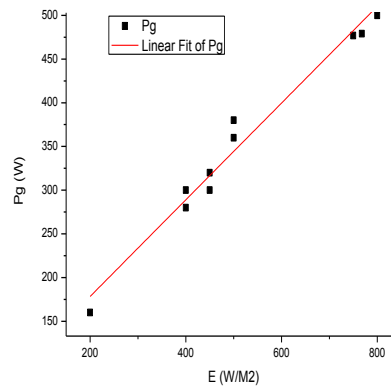


Fig. 15. Puissance du panneau PV en fonction de l'éclairement

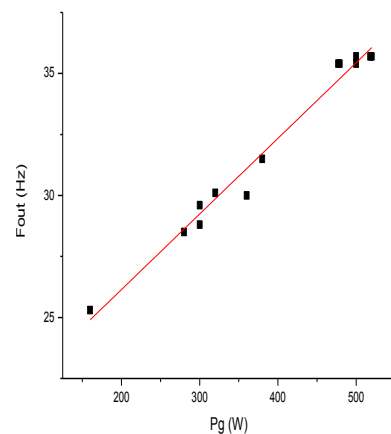


Fig. 16. La fréquence de sortie en fonction de la puissance PV

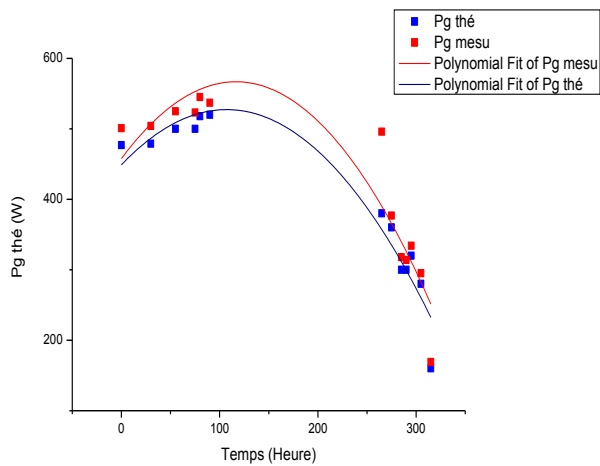


Fig. 17. Puissances théorique-mesurée du panneau PV en fonction du temps

IX. CONCLUSION

Nous avons présenté dans cet article l'évolution de la commande MPPT, mettant en évidence ses performances réelles dans diverses conditions de fonctionnement. L'amélioration apportée sur cette commande numérique afin d'augmenter ces performances en plus de la flexibilité induite par l'électronique numérique qui a permis d'adapter la valeur du délai afin d'améliorer le rendement MPPT. L'expérimentation a permis d'obtenir des résultats satisfaisants du suivi du point de puissance maximale et d'enregistrement des données.

Les objectifs fixés au départ sont atteints à savoir, la réalisation d'un circuit simple et économique avec un rendement MPPT supérieur à 95% dotée d'un dispositif à double usage, à savoir l'enregistrement et le contrôle de données.

REFERENCES

1. M. Cabal cédrick, "Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque", Thèse Doctorat Université Paul Sabatier, Toulouse, 2008.
2. D.Y.Lee and al. "An Improved MPPT converter using current Compensation Method for Scaled PV-Applications", 0-7803-0/03/\$17.00(C), IEEE. pp.540-545.., 2003.
3. A. Brahmi, A. Abounada et M. Ramzi "Application de la commande Perturb and Observe pour l'extraction de la puissance maximale des cellules photovoltaïques", Revue des Energies Renouvelables CER'07 Oujda , pp.121-124,2007.
4. M. Azab, "A New Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems", Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology Volume 34 , ISSN 2070-3740, 2003.
5. T. Esrar, P.I. Chapman, "Comparaison of photovoltaic array Maximum Power Point Tracking Techniques", IEEE Transactions of Energy Conversion 2006.
6. ISSAADI Salim "Commande d'une poursuite du point de puissance maximum (MPPT) par les réseaux de Neurones ", thèse d'Ingénieur d'Etat en Electronique, université de Béjaia, 2006.
7. S.DIAF "Expérimentation d'un Système de Pompage Photovoltaïque sur Site Saharien" Thèse d'Ingénieur d'Etat, CDER (Centre de Développement des Energies Renouvelables), 1992.

Caractérisation de modules solaires SM55 à l'aide de la carte d'acquisition Daq Board 3005PCI

Drouiche I, Harrouni S, Haddadi M

Résumé— Les systèmes photovoltaïques sont d'une grande utilité surtout dans les zones rurales. Le suivi régulier des installations photovoltaïques (PV) via leur monitoring est alors indispensable afin d'assurer leur bon fonctionnement. Cet article est consacré à la réalisation d'un système de monitoring des panneaux solaires PV. Ce système utilisant la carte d'acquisition DaqBoard3005 PCI et une interface de monitoring sur LABVIEW nous a permis la caractérisation en temps réel de plusieurs configurations d'association de panneaux solaires allant d'un jusqu'à vingt panneaux.

Mots clés — Panneaux photovoltaïques, SM55, Caractérisation de module solaires, Labview, DadBoard, Monitoring, Charge électronique.

I. INTRODUCTION

Comme tout système de production d'énergie, les générateurs photovoltaïques ont besoin d'être suivis pour détecter les pannes et vérifier leur bon fonctionnement. Ceci est assuré grâce au monitoring photovoltaïque dont plusieurs stratégies existent en fonction de la puissance de l'installation et sa nature. Ce monitoring est réalisé à partir des données climatiques et électriques du système PV, il est de ce fait nécessaire de procéder à l'acquisition de ces données en temps réel à travers un système d'acquisition adéquat [1].

Dans cet article nous avons comme objectif la réalisation d'un système d'acquisition et d'enregistrement de données permettant la caractérisation des panneaux solaires PV SM55.

II. ELEMENTS D'UN SYSTEME D'ENREGISTREMENT DE DONNEES

Le système d'enregistrement des paramètres utiles d'un système photovoltaïque qui permettent sa caractérisation est constitué de plusieurs éléments. Ces derniers peuvent être différents d'un système à un autre.

Le premier auteur est avec le laboratoire d'instrumentation, Faculté d'Electronique et d'Informatique. Université des Sciences et de la technologie H Boumediene (USTHB) BP. 32 El-Alia Bab-Ezzouar, 16111 Alger, Algérie, Tel: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, e-mail : idrouiche@usthb.dz. Le deuxième auteur est aussi avec le laboratoire d'instrumentation, Faculté d'Electronique et d'Informatique. Université des Sciences et de la technologie H Boumediene (USTHB) BP. 32 El-Alia Bab-Ezzouar. Le troisième auteur est avec le laboratoire Dispositif de communication et de conversion photovoltaïque, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger Avenue Hacén BADI 16200 El Harrach Algérie

La Fig.1 donne les différents éléments constituant un système d'acquisition le plus général [2, 8].

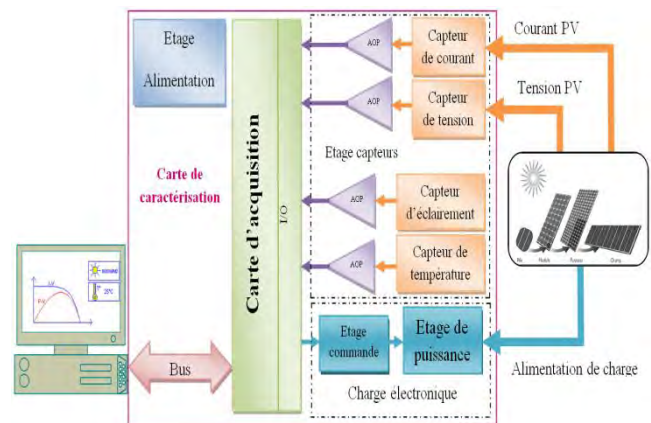


Fig. 1. Schéma synoptique général d'un système d'acquisition

A. Charge électronique

Le test d'un des différents générateurs PV se base essentiellement sur sa caractéristique qui est fonction d'un dispositif qui peut fonctionner en statique comme en dynamique. C'est la charge électronique, qui permet un contrôle (asservissement) électronique de ses paramètres (courant ou tension) dans une plage bien déterminée, contrairement aux charges électroniques classiques.

La charge électronique étant un élément primordial dans notre réalisation, nous avons procédé à sa mise en œuvre (réalisation) avec un grand soin. Elle comporte deux étages :

- Etage de puissance ;
- Etage de commande ;
- Capteurs et circuits de conditionnements ;
- Alimentation.

B. Système d'acquisition relié à l'ordinateur

Ce système est constitué de plusieurs éléments, qui servent à acquérir les paramètres du panneau solaire correctement et les manipuler de façon à avoir les différentes caractéristiques du panneau solaire. On peut distinguer trois éléments essentiels qui sont :

- Carte d'acquisition ;
- Bus.
- Environnement de travail

III. SYSTEME D'ACQUISITION REALISE

Le passage de la théorie à la pratique nécessite une bonne connaissance des limitations spécifiques à tout composant choisi, ainsi que la prise en considération du degré de complexité (donc de faisabilité) du projet dans les limites de temps et de couts fixés.

Nous tenons à préciser que le choix des composants a obéi non seulement à des contraintes techniques, mais aussi à des limitations d'ordre économique. La disponibilité sur le marché est aussi un point à prendre en compte [3].

A. Réalisation de la charge électronique

1) Etage de puissance:

D'après le datasheet (fiche technique) des panneaux solaires SM55 utilisés, les caractéristiques électriques fournies dans les conditions standards (Rayonnement de 1000 W/m², température de la cellule de 25°C et air-masse AM = 1.5) pour un seul panneau sont [4] :

$$P_{max} = 55Wc, I_m = 3.15A, V_m = 17.4V, I_{cc} = 3.45A, V_{co} = 21.7V$$

Notre charge de puissance est dimensionnée pour la mise de vingt panneaux en série/parallèle, on aura donc :

$$P_m = 1100Wc, V_{co} = 434V, I_{sc} = 69A.$$

a) Choix et calcul du nombre de MOSFETs nécessaire

Nous avons utilisé un MOSFETs de puissance IFRP 460, qui est plus convenable et semble être bon pour notre application à cause de ses principales caractéristiques qui sont, [5] :

$$V_{DSS} = 500V$$

$$I_D = 20A$$

$$R_{DS(ON)} \leq 0.27 \Omega$$

$$P_D = 250W \text{ à la température ambiante } T_a = 25^\circ C.$$

Où :

V_{DSS} : Tension Drain-Source.

I_D : Courant Drain continu.

$R_{DS(ON)}$: Résistance Drain-Source.

P_D : Puissance totale dissipée.

Il est à noter que cette dernière valeur de puissance qui est prise à une température ambiante $T_a = 25^\circ C$ est la puissance dissipée par un MOSFET, elle est très inférieure à la puissance dissipée à une température plus élevée (le cas réel) ce qui fait que le MOSFET chauffe.

Le nombre de MOSFETs à utiliser est lié directement à leurs résistances thermiques $R_{th(j-a)}$, qui est égale à 45 K/W pour l'IRFP460 et leur température de jonction $T_j = 150^\circ C$.

D'après la loi d'ohm :

$$R_{th(j-a)} = \frac{T_j - T_a}{P_{MOSD}} \rightarrow P_{MOSD} = \frac{T_j - T_a}{R_{th(j-a)}} \quad (1)$$

Où, P_{MOSD} : Puissance MOSFET dissipée.

En supposant pour les conditions les plus défavorables que : $T_a = 50^\circ C$.

$$\text{On a trouvé : } P_{MOSD} = \frac{150 - 50}{45} = 2.22W \text{ par MOSFET}$$

Or, la puissance à dissiper $P_{max} = 1100W$.

On déduit donc que le nombre de MOSFETs N_{MOS} à utiliser est:

$$N_{MOS} = \frac{P_{max}}{P_{MOSD}} = \frac{1100}{2.22} = 495 \text{ transistors IRFP460.}$$

Il est donc impossible d'utiliser ce nombre de MOSFETs pour réaliser la charge. Pour diminuer cette puissance on a fixé le nombre à huit (08) MOSFETs IRFP 460. Où on a obtenu pour chacun :

$$P_{MOSD} = \frac{P_{max}}{N_{MOS}} = \frac{1100}{8} = 137.5W < 200W \text{ à dissiper}$$

Car, à $T_a = 50^\circ C$ on a :

$$P_{Dmax} = 80\% * P_D = 80\% * 250 = 200W.$$

La puissance dissipée est répartie de la même quantité sur les 8 MOSFETs. Le coefficient thermique négatif des MOSFETs leur permet une simple mise en parallèle, et il assure une auto assurance du courant, donc même puissance dissipée.

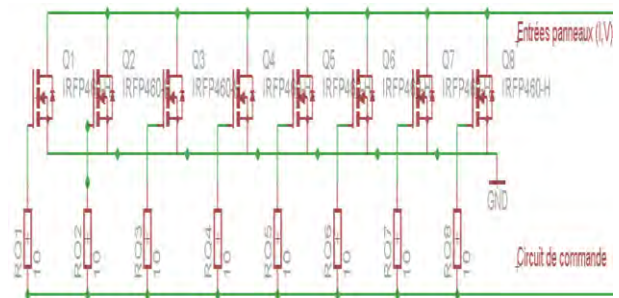


Fig 2. Schéma électrique de l'étage de puissance

Cette fois-ci on fait le contraire, on calcule la température jonction max T_{jmax} comme suit, [7] :

$$T_{jmax} = \frac{P_{MOS} - P_{MOSD}}{A} + T_a \quad (2)$$

On trouve:

$$T_{jmax} = \frac{250 - 137.5}{2} + 25 = 81.25^\circ C$$

A : c'est le facteur de décroissance de la puissance, $A=|2| W/^\circ C$ pour l'IRFP460. Dans ce cas on doit utiliser un dissipateur thermique.

b) calcul du radiateur:

La Fig. 3 montre la caractéristique du IRFP460, plus particulièrement sa caractéristique d'impédance thermique transitoire $Z_{th j-mb} = f(t_p)$.

Où :

$Z_{th j-mb}$: Impédance thermique jonction-ambiante de MOSFET.

t_p : La durée d'impulsion.

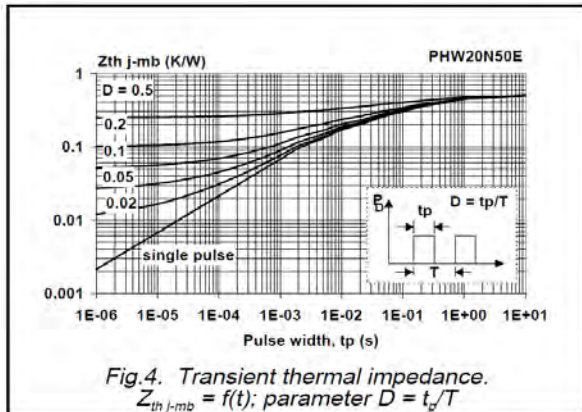


Fig.4. Transient thermal impedance.
 $Z_{th\ j-mb} = f(t)$; parameter $D = t_p/T$

Fig.3. Caractéristique d'impédance thermique de l'IRFP460

D'après cette caractéristique, on voit que le changement d'impédance thermique transitoire est fonction de la largeur d'impulsion t_p . A chaque fois qu'on diminue la largeur d'impulsion on aura une résistance thermique $R_{th(j-a)}$ plus faible, donc le MOSFET chauffe moins ou ne chauffe pas carrément.

Dans notre cas, nous avons choisi une durée de charge $T = 50ms$, et une durée d'impulsion $t_p = 5 ms$, où on a trouvé une $R_{th(j-a)} = 0.08 K\Omega/W$.

Nous avons utilisé dans notre travail un radiateur de grandes dimensions pour notre application, qui a une $R_{th(r-a)}$ d'environ $2^\circ C/W$. Il est largement suffisant pour notre application.

2) Etage commande

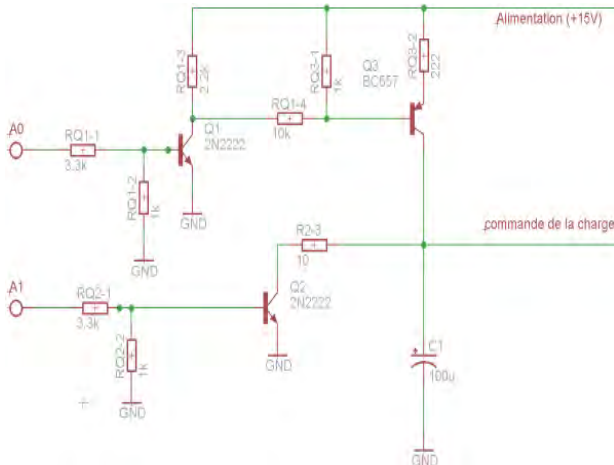


Fig.4. Circuit de l'étage commande

Cet étage qui est représenté dans la Fig.4 sert à commander la charge de puissance (variation de l'impédance de 0 à 100k Ω) d'après une charge-décharge d'un condensateur.

3) Capteurs et circuit de conditionnement

a) Capteur de température

On a utilisé dans notre projet un capteur de température LM35, pour acquérir la température de jonction des panneaux solaires en temps réel.

Le circuit de conditionnement utilisé a pour but de calibrer le capteur, de façon à avoir : $T_j = f(V_{Tj})$. Le potentiomètre utilisé est de 100k Ω , on l'a réglé de façon

à avoir $V_{Tj} = 0V$ pour $T_j = 0^\circ C$. Ce capteur est linéaire et calibré directement en ($^\circ C$), avec un pas de: (+10.0mV/ $^\circ C$). Sa plage de variation est de [-55, +150] $^\circ C$.

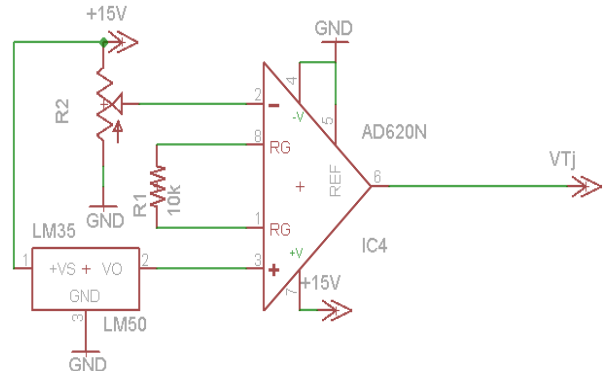


Fig. 5. Circuit de mesure de température utilisée

b) Capteur d'éclairement

Pour la mesure d'éclairement on a utilisé une photopile court-circuitée avec une résistance shunt de valeur $R_e = 10\Omega$, de façon à acquérir la tension à ces bornes comme le montre la figure ci-dessous :

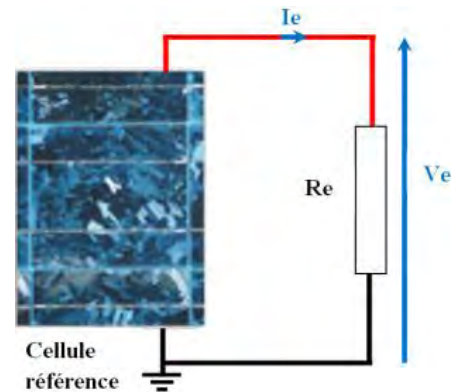


Fig. 6. Circuit de mesure d'éclairement

A partir de la relation :

$$I_e = C * \varnothing \quad (3)$$

On obtient:

$$V_e = R_e * C * \varnothing \quad (4)$$

C exprimée en (A.m²/W) est la constante de la cellule (photopile) donnée par le constructeur ou bien mesurée à l'aide d'un pyranomètre, \varnothing représente l'éclairement solaire en (W/m²).

c) Mesure de la tension

On a utilisé un diviseur de tension à base de résistances, comme le montre la figure suivante :

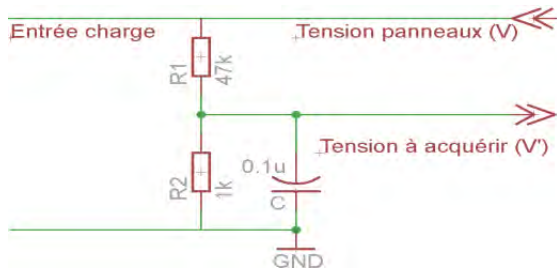


Fig. 7. Circuit de mesure de la tension panneaux V

On obtient :

$$V = V' * \frac{(47\text{ K}+1\text{ K})}{1\text{ K}} = 48V'(V) \quad (5)$$

d) Mesure du courant

Une résistance shunt était suffisante pour acquérir le courant, avec une simple relation entre la tension et le courant :

$$I = \frac{V_A - V_B}{G * R_{sh}} \quad (6)$$

où:

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{RG(\Omega)} \quad (7)$$

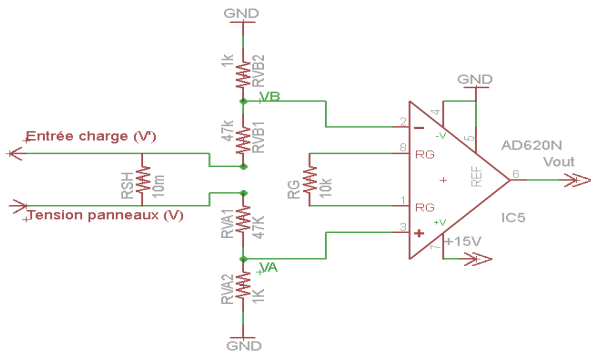


Fig. 8. Circuit de mesure du courant I

Nous avons utilisé une résistance shunt de faible valeur autour de 10mΩ.

D'après le circuit de la Fig. 8, on a : $V = 48 * VA$ et $V' = 48 * VB$. Donc on a obtenu comme relation:

$$I = \frac{48 * V_{out}}{6 * 10^{-2}}$$

4) Alimentation

L'étage alimentation réalisé sert à alimenter l'étage commande et les circuits de conditionnement des capteurs ainsi que le ventilateur de la charge de puissance comme le montre la figure ci-dessous.

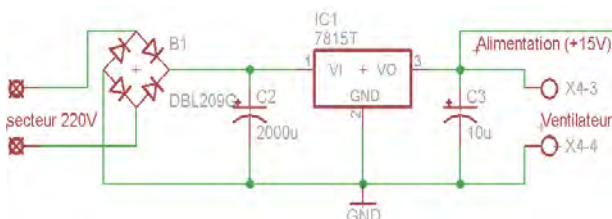


Fig. 9. Circuit de l'étage alimentation

B. Carte d'acquisition utilisée

La carte DaqBoard 3005 PCI est l'une parmi celles de la série IOtech DaqBoard/3000 PCI de 1MHz et 16bits, ayant comme schéma fonctionnel, [6]:

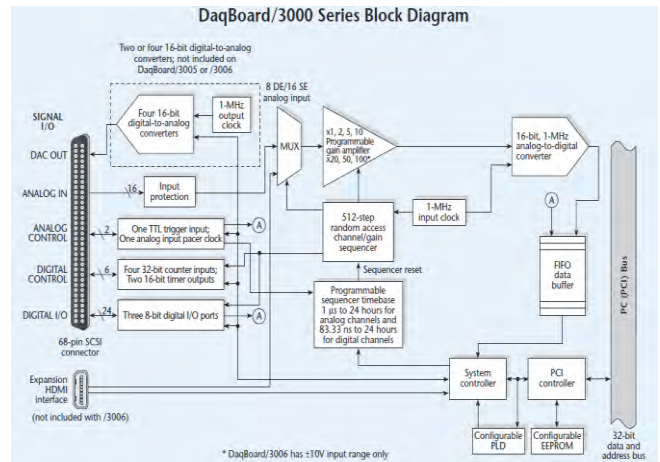


Fig. 10. Schéma fonctionnel de la série DaqBoard/3000

D'après ce schéma, les différentes caractéristiques de notre carte peuvent être déduites :

- 16 canaux d'entrées analogiques;
- 24 entrées/sorties digitales de grande vitesse ;
- 2 sorties de temporisateurs (Timer) ;
- 4 compteurs à 32 bits.

Toutes les entrées analogiques, les entrées/sorties numériques, et les entrées/sorties de compteur/temporisateur, peuvent fonctionner synchroniquement et simultanément, garantissant ainsi la synchronisation déterministe d'entrée/sortie parmi tous types de signal.

Egalement uniquement dans la série DaqBoard/3000 il ya un mode de contrôle de sortie fortement déterministe de grande vitesse, et bas latence, qui actionne indépendamment le PC.

Dans ce mode, les deux sorties digitale et analogique peuvent répondre aux entrées digitales, analogiques et compteur avec un temps inférieur à 2µs; plus rapide au moins de 1000 fois que les autres cartes contrôlées par le PC (Master), [6].

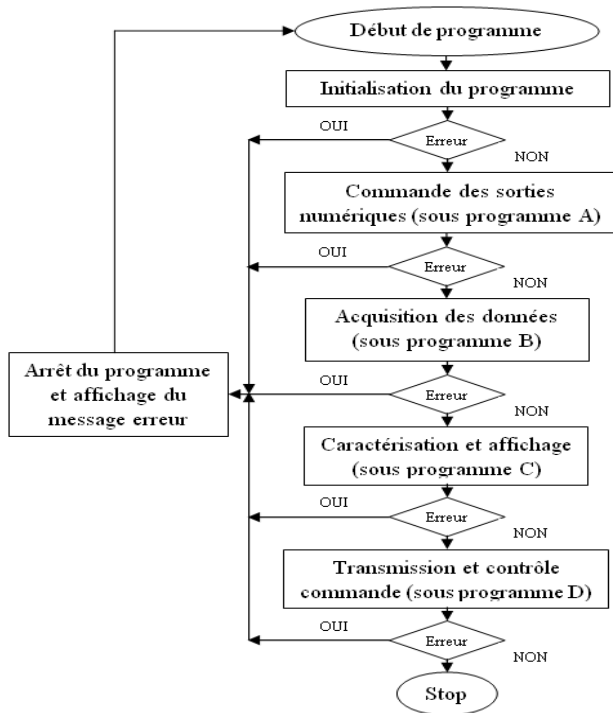
IV. PROGRAMMATION DE LA CARTE D'ACQUISITION DAQ BOARD 3005 PCI

A. Environnement utilisé

On a utilisé LABVIEW pour programmer notre carte d'acquisition ainsi que le traitement de données. La programmation est effectuée suite aux différents organigrammes élaborés, [3,9].

• Organigramme général

Le programme est effectué suivant les étapes données dans l'organigramme général suivant :



a) Organigramme (A)

Le programme (A) consiste à commander les sorties numériques de la carte, de façon à charger ou décharger le condensateur comme le montre la figure suivante :

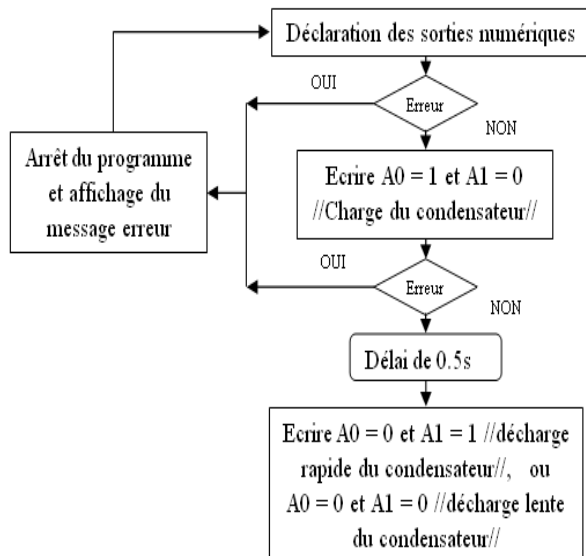


Fig.11. Organigramme (A) commande de la charge

b) Organigramme (B)

Le programme (B) est dédié à faire l'acquisition de données à travers la carte en temps réel, comme c'est donné dans l'organigramme suivant :

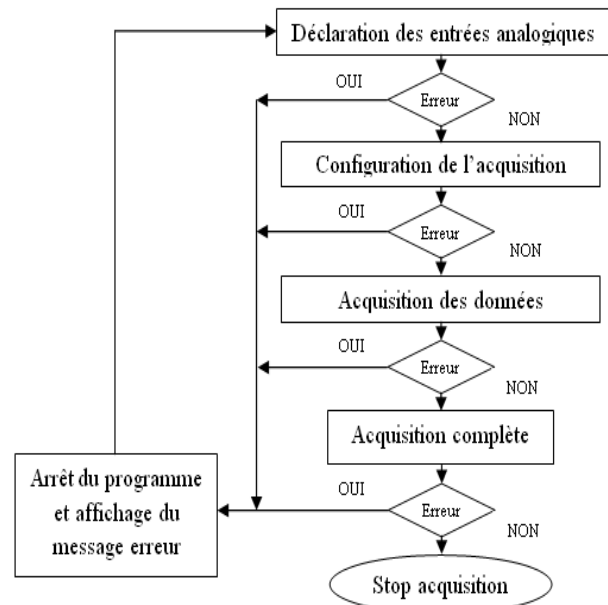


Fig.12. Organigramme (B) acquisition des données

c) Organigramme (C)

Tous les traitements de données, l'affichage ainsi que l'enregistrement des résultats sont effectués dans le programme (C) selon l'organigramme suivant :

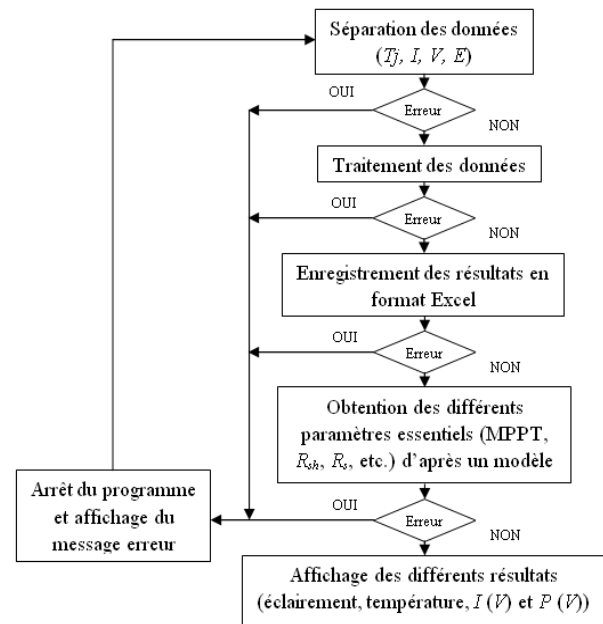


Figure 13. Organigramme (C) traitement de données et affichage

V. TESTS ET RESULTATS

A. Tests pour deux panneaux solaires en séries avant filtrage

Pour deux panneaux en séries, nous présentons ci-dessous les courbes de la tension et du courant en fonction du temps, ainsi que les deux caractéristiques courant-tension et puissance-tension, [3].

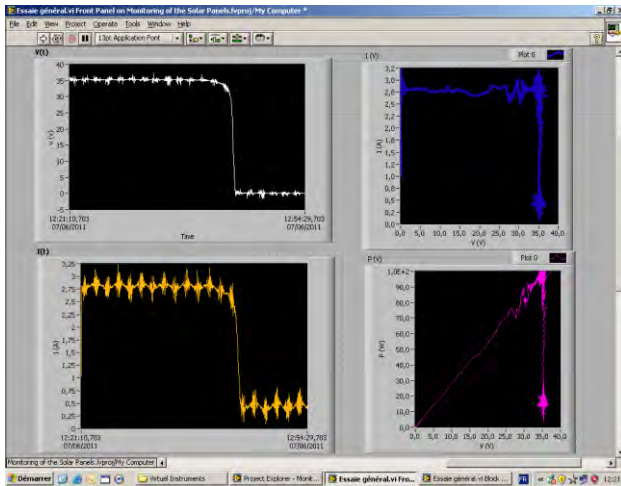


Fig. 14. Courbes $I(t)$, $V(t)$, $I(V)$ et $P(V)$ avant filtrage

Nous remarquons que les courbes obtenues présentent des déformations dues aux bruits, causés par plusieurs facteurs, tels que : la charge-décharge du condensateur, l'association des différents fils de différentes sections...etc. Afin d'y remédier, nous avons utilisé un filtre polynomial d'ordre quatre. Ce dernier calcule la moyenne des points dans le but de lisser les courbes.

B. Tests pour deux panneaux solaires en séries après filtrage

La Fig.15 représente les mêmes courbes que celles de la figure précédente après filtrage, [3].

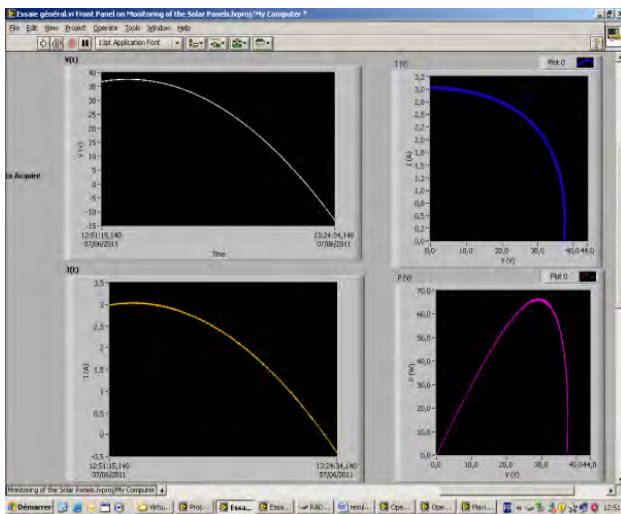


Fig. 15. Courbes $I(t)$, $V(t)$, $I(V)$ et $P(V)$ après filtrage

La caractéristique $I(V)$ obtenue après filtrage suit l'allure d'une exponentielle ce qui est conforme à sa forme théorique. De même, on observe une bonne concordance de la courbe $P(V)$ obtenue avec sa courbe théorique, où on voit bien le point de puissance maximum P_m . Les paramètres caractéristiques de cette courbe à savoir : I_{cc} et V_{co} sont respectivement 3A et 38V ce qui correspond pratiquement à la mise en série des deux panneaux utilisés.

C. Tests pour quatre panneaux solaires en séries après filtrage

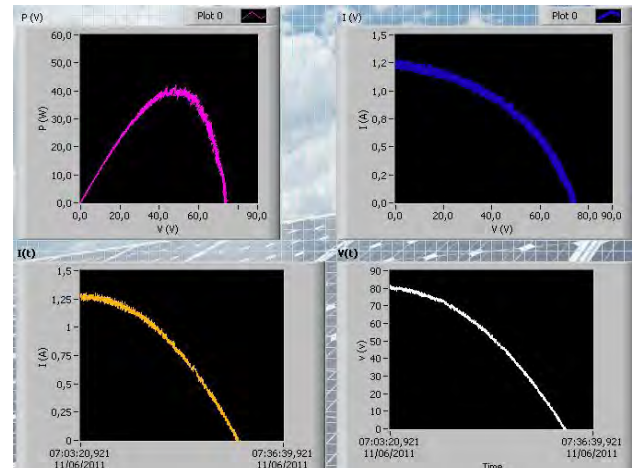


Fig. 16. Courbes $I(t)$, $V(t)$, $I(V)$ et $P(V)$ avec filtrage

Nous avons effectué plusieurs tests au cours de la journée et avec plusieurs configurations, l'une d'entre elles est celle présentée dans la figure ci-dessus qui représente une configuration des quatre panneaux solaires en séries. Le test est effectué vers 17:00h, pour cela on remarque une baisse du courant qui est environ 1.2A, contrairement à la tension qui reste presque la même à 80V.

VI. CONCLUSION

L'acquisition des données électriques des panneaux solaires à travers le système d'acquisition réalisé nous a permis de tracer les caractéristiques courant-tension et puissance-tension. Les caractéristiques obtenues pour différents tests effectués ont montré une bonne concordance avec les courbes théoriques.

Notons que l'utilisation de la carte d'acquisition DaqBoard3005 PCI a offert une flexibilité considérable lors du développement et une rapidité d'interfaçage avec le PC, ainsi qu'avec les différents capteurs utilisés. Le choix judicieux de ces composants a été un point essentiel de notre travail.

REFERENCES

1. A. Rachini, I. Mougharbel, H.Y. Kanaan, S. Tselepis, J. Nicoletatos and E. Rikos, "On the Connectivity of PV Panels to the Grid-Monitoring Systems," *International Journal of Renewable Energy Research*, Vol.1, N°3, pp.134-139, 2011.
2. M.Y. Lamoudi et F.N. Badji, "Conception et réalisation d'une carte de caractérisation pour panneaux solaires," Mémoire d'Ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Alger, 2008.
3. I. Drouiche, "Caractérisation de modules solaires à l'aide de la carte d'acquisition DaqBoard3005PCI," Mémoire de Master, USTHB, Alger, 2011.
4. www.siemensolarpv.com
5. www.htmldatasheet.com/philips/irfp460.htm

6. www.iotech.com/user-manual-daqboard3000-séries.
7. M. Haddadi, "Refroidissement des transistors de puissance," Cours Post Graduation (PG), Ecole Nationale Polytechnique (ENP), 2001.
8. A. Labouret et M. Villoz, "Energie solaire photovoltaïque," 3^{ème} édition, Le Moniteur, DUNOD, 2006.
9. N. Poosset, "Cours d'initiation au logiciel LABVIEW," NATIONAL INSTRUMENTS et LE CNAM, 28/10/2009.

Amélioration des performances des antennes patch réalisées à base de métamatériaux

R.Oubbad, E. Ferguene et R. Oussaid

Résumé — Dans ce papier, nous présentons une étude sur la performance des antennes patch réalisées à base de métamatériaux. Le but est de se pencher sur l'étude des métamatériaux et leurs apports dans la conception des antennes patch. Nous avons ainsi procédé à plusieurs simulations utilisant un logiciel commercial (CST)[1]. Le résultat auquel nous nous attendions est d'améliorer les performances de l'antenne patch grâce à l'introduction de substrat à métamatériaux. Les résultats de simulations numériques obtenus sous CST sur la structure d'antenne à base de métamatériaux viennent reconforter nos attentes concernant les performances apportées.

Mots clés — Antenne patch, Métamatériaux, Simulation.

I. INTRODUCTION

La dernière décennie de recherche en électromagnétisme a été marquée par l'émergence de composites innovants destinés à fournir un indice de réfraction négatif. Il a été démontré que le phénomène de la réfraction négative apparaît dans les métamatériaux[2]. La recherche sur les métamatériaux constitue de nos jours la préoccupation de nombreux chercheurs [2-15]. Les développements des métamatériaux ont fait que les valeurs de permittivité ou de perméabilité requises, qui peuvent présenter des valeurs singulières par rapport aux matériaux naturels, sont à présent accessibles technologiquement. Le terme métamatériau désigne dans son ensemble des matériaux composites artificiels structurés en unités beaucoup plus petites que la longueur d'onde du rayonnement incident. IL s'agit en général de structures périodiques diélectriques ou métalliques qui se comportent comme des matériaux homogènes n'existant pas à l'état naturel d'où le terme « méta » qui signifie « au-delà » [2-8]. On peut appliquer ces métamatériaux dans plusieurs domaines notamment dans les systèmes de télécommunications, en visant la fabrication d'antennes compactes, performantes et à haute fonctionnalité, afin d'améliorer la transmission. L'application principale de ces dispositifs rayonnants se situe dans le contrôle de l'environnement et le développement durable. Les antennes à métamatériaux

favorisent les applications sans fil (terminaux mobiles) et sont très recherchées dans le domaine militaire pour les dispositifs furtifs, les satellites et les radars grâce à leur faible poids et leur compacité.

L'utilisation des métamatériaux dans la conception des antennes patch est en plein essor et connaît un remarquable engouement vu les performances qu'ils apportent. Une antenne imprimée ou patch est une antenne miniature conçue à partir d'un plan de masse métallique, d'un substrat diélectrique et de la surface rayonnante dite le *patch*. Ces antennes à métamatériaux apportent des performances remarquables vis-à-vis de la directivité et du gain. Elles ont aussi des inconvénients liés à la difficulté de leur conception car elles sont toutes de dimensions sub-longueurs d'ondes. Plusieurs arguments confirment l'intérêt des technologies métamatériaux pour ce type d'application. Le principal argument concerne la miniaturisation du composant. Elle est attendue par le fait que la matière est structurée artificiellement à une échelle bien plus petite que la longueur d'onde. Cette miniaturisation est la bienvenue pour nombre d'applications notamment pour les systèmes communicants. Il est possible d'envisager de les utiliser pour des dispositifs rayonnants en jouant le rôle soit de substrat soit de superstrat ; soit de cavité en associant les deux.

II. SIMULATION D'UNE ANTENNE PATCH A UNE FREQUENCE DE 10GHZ »

A la base, une antenne imprimée classique comprend trois éléments indispensables : le patch, qui est l'élément rayonnant de l'antenne, le substrat diélectrique, qui est le support sur lequel on imprime le patch, et le plan de masse, c'est-à-dire la surface métallique sur la face inférieure du substrat. Les antennes imprimées trouvent beaucoup d'applications électromagnétiques grâce à leur taille compacte permettant de les conformer dans des circuits miniatures et des systèmes sans fil. Cela dit, elles ont l'inconvénient majeur d'avoir une bande passante étroite ce qui réduit considérablement leur utilisation.

Afin d'améliorer les performances des antennes imprimées, de nouveaux modèles intégrant des structures artificielles, tels que les structures à métamatériaux, ont été étudiés et élaborés. Ces nouveaux modèles d'antennes patch à base de métamatériaux permettent de pallier à

Manuscript received Aug 25, 2012. This work was supported in part by the MESRS Ministry under Grant J0200220090037. First and second Authors are with the Departement of telecommunication, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algiers, Third Author is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algiers. Phone/Fax: 213-21247187, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: ra.oussaid@gmail.com.

l'effet indésirable d'ondes de surface que connaissent les antennes patch conventionnelles et ainsi augmentent le gain et le rendement et diminuent le rayonnement arrière et le couplage mutuel. Des structures artificielles à métamatériaux sont principalement réalisées avec des substrats diélectriques périodiques et des motifs métalliques. Ces métamatériaux ont de nouvelles caractéristiques électromagnétiques qui ne se trouvent pas dans la nature et qui offrent un large éventail d'applications dans le domaine électromagnétique. Les matériaux introduits dans le substrat diélectrique ont des paramètres constitutifs, c'est-à-dire la permittivité et la perméabilité, de signes opposés. L'introduction de la couche de substrat en métamatériau, de dimensions sub-longueurs d'ondes, permet d'améliorer les performances d'une antenne patch ordinaire. Cette configuration d'antenne de substrat chargé de métamatériaux connaît des limitations qui n'autorisent un rayonnement que pour certains modes sélectionnés et excités [12]. Les performances en termes de gain, de bande passante et/ou d'efficacité restent limitées et sont étroitement liées à la taille électrique de l'antenne. L'objectif essentiel serait de garantir l'émission à la fréquence donnée avec une meilleure adaptation possible. L'antenne conçue devrait répondre à différents critères [15]:

Un substrat Rogers RT5880(loss free) de permittivité relative $\epsilon_r=2.2$ et de perméabilité $\mu_r=1$ « non magnétique » d'épaisseur $h=0.67$ mm de longueur $L=20.5$ mm et de largeur $W=24.9$ mm . L'épaisseur du plan de masse et de $Mt=0.1$ mm. L'épaisseur de la métallisation est de 0.8mm. La longueur de la métallisation est 9 mm. La largeur de la métallisation est 11.2 mm.

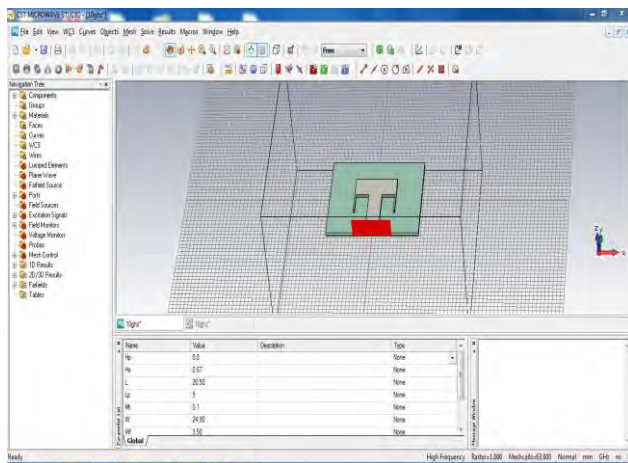


Fig. 1. L'antenne patch simulée sous CST

L'adaptation de cette antenne est donnée sur la figure 2, à partir du tracé du coefficient de réflexion S_{11} . La courbe du module du coefficient de réflexion de la structure d'antenne démontre une bonne adaptation de l'ordre de -9.747 dB à la fréquence de résonance de 10 GHz.

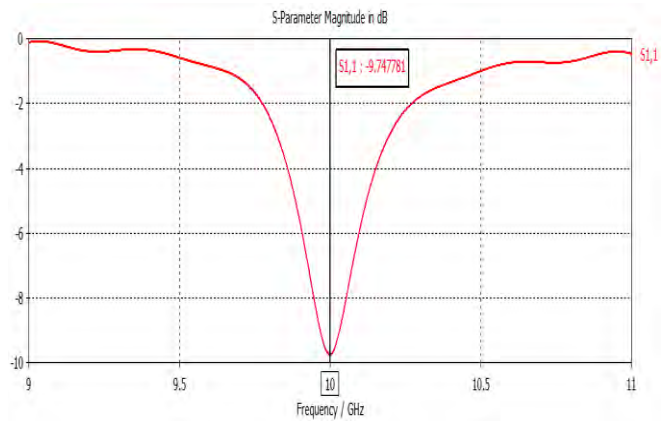


Fig. 2. Evolution du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence

La directivité caractérise l'aptitude d'une antenne à concentrer son énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées. On constate d'après la figure 3, que l'antenne patch présente une directivité dans la direction oz de l'ordre de 8.142 dBi.

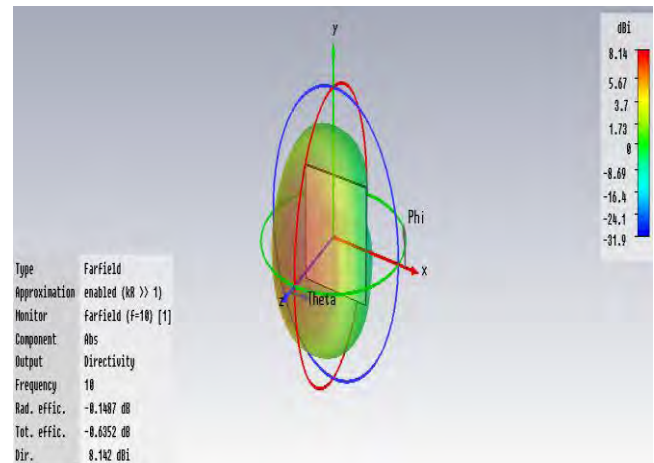


Fig. 3. Diagramme de directivité de l'antenne patch ($f_0=10$ GHz)

On constate également sur la figure 4 une variation du gain allant de -32 dB à 7.994 dB.

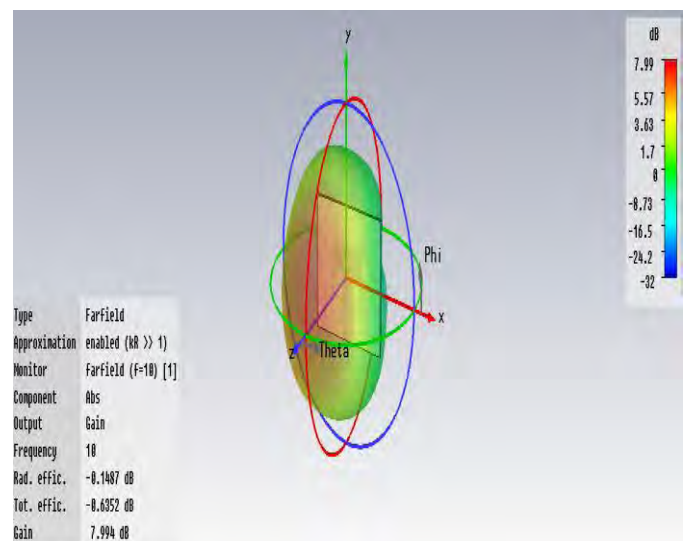


Fig. 4. Gain d'une antenne patch qui résonne à $f_0=10$ GHz

Sur la figure 5 est représenté l'ouverture à -3dB. On peut lire sur cette figure que l'angle à -3dB est de l'ordre de 78.3 degrés.

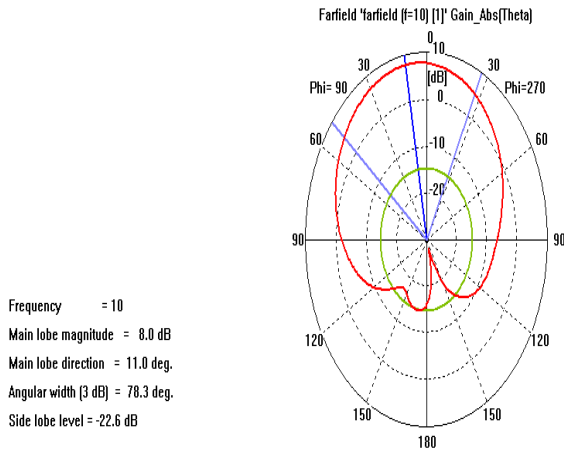


Fig. 5. L'angle à-3dB de l'antenne patch qui résonne à $f_0=10\text{GHz}$

L'introduction de la couche de substrat en métamatériau, de dimensions sub-longueurs d'ondes, permet d'améliorer les performances d'une antenne patch ordinaire. Dans ce qui suit, nous allons concevoir une antenne patch, avec un deuxième substrat de même type et de même dimensions que celui de l'antenne, chargé par un métamatériau, permettant d'augmenter les performances de l'antenne. Le motif de métamatériau implanté est de forme (Ω) ou de forme (S). Ces deux structures présentent simultanément une permittivité et une perméabilité effective négatives.

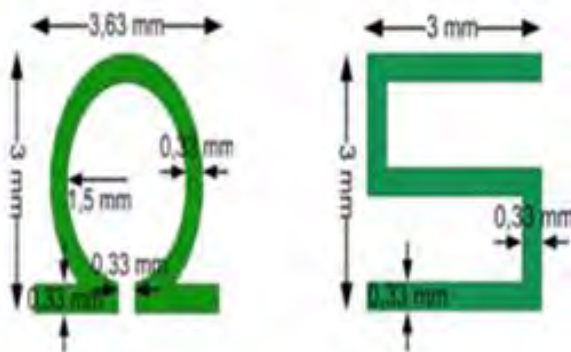


Fig. 6. Représentation des cellules de formes (Ω) et (S).

III. SIMULATION D'UNE ANTENNE PATCH AVEC METAMATERIAU A UNE FREQUENCE DE 10 GHZ »

L'antenne patch de cette structure est composée d'un substrat diélectrique de même type que le précédent. A

partir des dimensions du substrat et en tenant compte de la taille du motif choisi, le nombre de motifs calculé serait de 30 [15]. Six disposés horizontalement et cinq verticalement. La couche du substrat à métamatériau est située à une distance d de l'antenne. La variation de cette distance pourrait influencer sur le rendement de l'antenne en question. D'après la littérature [11,12], cette distance devrait être proche de la demi-longueur d'onde.

La démarche est la même que précédemment. Il s'agira de chercher les meilleures performances de l'antenne en question.

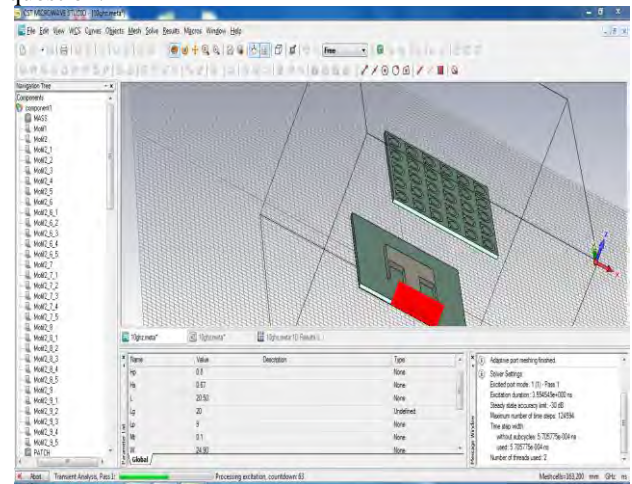


Fig. 7. Antenne patch à base de métamatériaux de forme (Ω)

Les résultats obtenus sont représentés par les figures 8 à 11 ci-après.

On remarque une amélioration au niveau du module S_{11} , il est passé de la valeur -9.747 dB dans l'antenne simulée seule à la valeur -14.423 dB dans l'antenne simulée avec méta matériaux, par ailleurs nous constatons que la bande passante est plus étroite dans le deuxième cas.

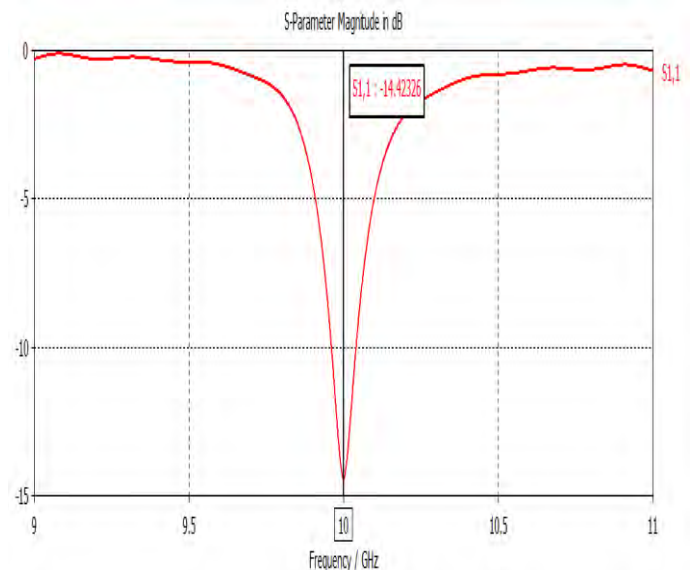


Fig. 8. Evolution du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence avec le motif (Ω)

On remarque également que l'introduction du motif de forme (Ω) a contribué à l'amélioration de la directivité de l'ordre de 2dBi.

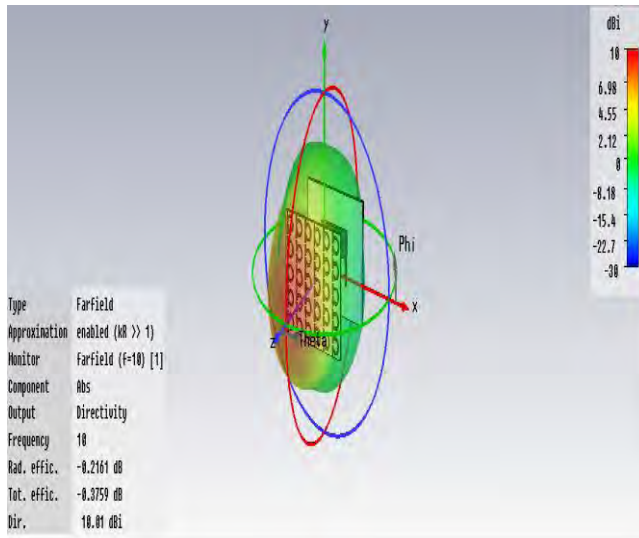


Fig. 9. Directivité d'une antenne patch avec métamatériaux de forme(Ω)

On remarque également que l'introduction du métamatériaux dans le substrat a contribué à une augmentation sensible du gain de l'ordre de 2dB. ($G_{max}=9.794$ dB au lieu de 7.994 dB).

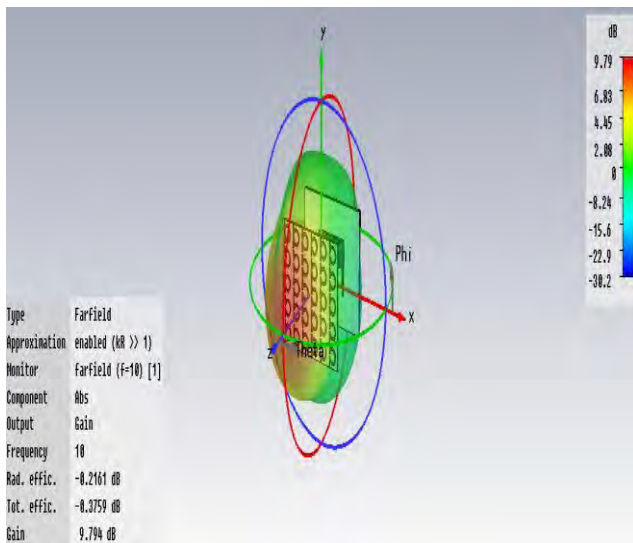


Fig. 10. Gain d'une antenne patch avec métamatériaux de forme (Ω)

On peut constater également sur la figure 11 une ouverture angulaire plus directive avec une diminution de 24° (l'angle à-3 dB est de 54.2° avec le motif (Ω) au lieu de 78.3° dans l'antenne seule).

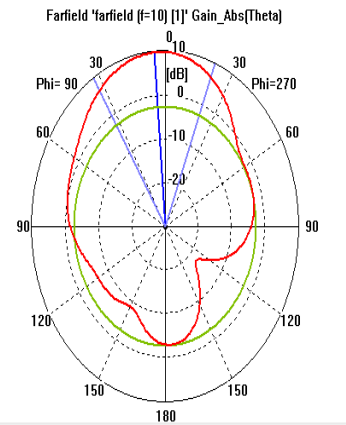


Fig. 11 . L'angle à-3dB de l'antenne patch à base de métamatériaux

Nous avons effectués les mêmes simulations avec une autre forme de motif en S en gardant le même cahier de charge et la même méthodologie de travail pour pouvoir comparer les résultats.

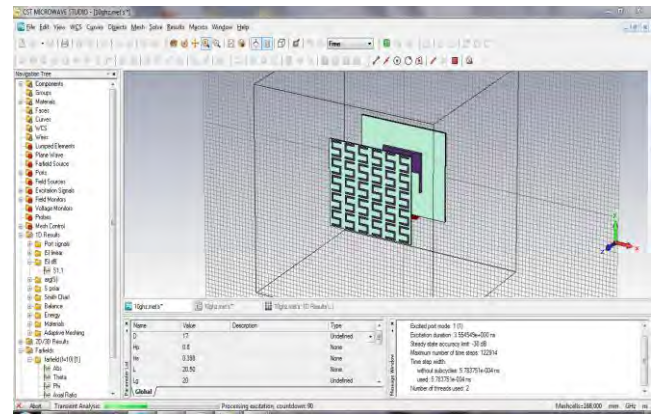


Fig. 12. Antenne patch à base de métamatériaux de forme (S).

Les résultats obtenus sont représentés par un tableau afin d'effectuer une étude comparative des performances de l'antenne patch avec les deux motifs.

TABLE. I. Tableau récapitulatif .

Antenne	seule	Avec motif (Ω)	Avec motif (S)
Performance			
S_{11} (dB)	-9.747	-14.423	-24.575
Gain (dB)	7.994	9.794	9.811
Directivité (dBi)	8.142	10.01	10.05
L'angle -3dB ($^\circ$)	78.3	54.2	47.9
Fréquence f_0 (Ghz)	10	10	10
f_0 (Ghz)			

D'après ces résultats, on peut déduire que le motif (S) contribue considérablement à l'amélioration de la directivité, du gain et de l'ouverture à -3dB et apporte une meilleure adaptation de l'antenne en question.

IV. CONCLUSION

Nous avons effectués des simulations avec différents motifs de métamatériaux de forme (Ω) et de forme (S). Ces deux configurations géométriques nous ont permis d'avoir de meilleures performances. Nous avons pu constater que les antennes patch à base de métamatériaux présentent des caractéristiques améliorées comme la directivité et le gain. Ces paramètres jouent un rôle capital dans les systèmes de télécommunication. Les résultats de simulations numériques obtenus sous CST sur la structure d'antenne à base de métamatériaux viennent reconforter nos attentes concernant les performances apportées. En revanche, il reste encore des améliorations à apporter à ce modèle d'antenne afin qu'il puisse rayonner d'une manière plus efficace et pour qu'il puisse aussi remplir d'autres conditions de fonctionnement d'antenne.

REFERENCES

1. La technologie de simulation informatique (CST), 'CST DESIGN STUDIO'.
<http://www.cst.com/Content/Products/DS/Overview.aspx>
2. Veselago V.G – The electrodynamics of substances with simultaneously negative values ϵ and μ , Usp. Fiz. Nauk **92**, 517,1964 ; *Soviet Physics Uspekhi*, vol. **10**, N°. 4, p.509-514, January 1968.
3. Pendry J.B – Negative refraction makes a perfect lens, *Physical Review Letters*, **85**(18), 3966-3969, 2000.
4. Koschny T, Markos P, Economou E.N, Smith D.R, Vier D.C and Soukoulis C.M – Impact of inherent periodic structure on effective medium description of left-handed and related metamaterials, *Phys. Rev. B*, **71**, 245105, 2005.
5. Liu L, Caloz C, Chang C.C and Itoh T – Forward coupling phenomena between artificial lefthanded transmission lines. *Journal of Applied Physics*, **92**(9), 5560-5565, 2002.
6. Pendry J.B – Electromagnetic materials enter the negative age, *Physics World*, **14**(9), 47-51, 2003.
7. Lindell I.V., Tretyakov S.A., Nikoskinen K.I., and Ilvonen S. – BW media—Media with negative parameters, capable of supporting backward waves, *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. **31**, N°. 2, pp. 129–133, Oct. 2001.
8. Cui T.J., Liu R., and Smith D.R. – Introduction to metamaterials, *Theory, Design, and Applications*, Springer, 2009.
9. Vanbésien O. – Métamatériaux : des micro-ondes à l'optique, *Techniques de l'ingénieur*, RE 45, 2006.
10. Guérin N. – Etude théorique et numérique de la diffraction par des réseaux périodiques en électromagnétisme. Application aux cristaux photoniques et aux antennes directives compactes, *thèse de Doctorat*, Univ. de droit, d'Economie et des Sciences Aix- Marseille III, Faculté des Sciences et Techniques de saint Jérôme, Août, 2003.
11. Brown E.R., Parker C.D., and Yablonovitch E. – Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate. *J. Opt. Soc. Am. B.*, **10**(2), 1993.
12. Nawaz BUROKUR, "Mise En Oeuvre De Métamatériaux En Vue D'application Aux Circuits Microondes Et Aux Antennes". *Thèse de Doctorat*, novembre 2005.
13. H. Chen, L. Ran, J. Huangfu, X. Zhang, K. Chen, T. M. Grzegorzczuk, and J. A. Kong "Left-Handed Metamaterials Composed Of Only "S"-Shaped Resonators", *Physical Review E*, vol 70, no. 5, pp. 057605, November 2004.
14. Ourir, A. " Applications de Matériaux à bandes interdites photoniques et de Métamatériaux en Télécommunications" *Thèse de Doctorat*, 2006 (12) 5 N_ d'Ordre : 8509 : p. 154.
15. R. Oubbad et E. Ferguene, " Etude des performances d'une antenne patch à base des métamatériaux" *Mémoire de fin d'étude d'Ingénieur*, FEI/ Département de télécommunication, Juin 2012

Conception des Filtres Micro-ondes Miniaturisés (Filtres Passe -bande à Deux Zéros de Transmission)

M.Aissioui, Y.Lamhene, M.Trabelsi, K.Remidi

Résumé — Le principal intérêt de cette article, est de développer une technique de conception de nouvelles structures de filtrage miniaturisées (filtre passe bande à réponse symétrique, avec deux zéros de transmission à gauche et à droite de la bande passante) en technologie micro-ruban, qui permet, dans un premier temps, de caractériser le circuit prototype passe-bas et de déterminer ensuite les coefficients de couplage entre les résonateurs et les facteurs de qualité externes du filtre. Ces derniers sont réalisés en fixant respectivement les espacements entre les résonateurs et les positions des lignes d'excitation et de sortie.

Mots clés — Filtre Miniaturisé, Micro-ruban, Prototype Passe-bas, Coefficients de Couplage, Résonateur, Zéro de Transmission.

I. INTRODUCTION

Les technologies de filtrage micro-onde classiques constituent une contrainte majeure pour l'implémentation de nouveaux systèmes de télécommunications, car elles ne permettent pas d'avoir une grande performance, un faible poids et une petite taille en même temps. Compte tenu de ces exigences, le développement d'une nouvelle génération de filtres pouvant répondre à ceci serait un apport appréciable. C'est à cette nouvelle génération de filtre que nous nous sommes intéressés. Pour cela nous avons développé une technique de conception,

Le principal intérêt de ces filtres est leur très faible encombrement et pour confirmer ceci, nous avons conçu un filtre micro-ruban classique et un filtre miniaturisé en utilisant la technique de conception développée, en vue de les comparer. Nous obtenons une réduction de 53% sur la taille du filtre conçu. Un tel résultat est très intéressant pour l'implantation de ces filtres dans les nouveaux systèmes de télécommunications.

Dans ce travail nous présentons la méthodologie puis la conception des Filtres passe bande miniaturisés à deux zéros de transmission.

II. METHODOLOGIE DE CONCEPTION DES FILTRES PASSE BANDE MINIATURISES A DEUX ZEROS DE TRANSMISSION

L'étude de n'importe quel filtre se rapporte à celle d'un filtre passe bas nommé « filtre passe bas prototype ». La fonction de transfert d'un filtre passe bas prototype est donnée comme suit [1]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2.F_n^2(\Omega)} \quad (1)$$

Où :

- ε : est un paramètre qui traduit les ondulations et qui dépend de l'atténuation maximale (A_{max}) admise dans la bande passante.
- $F_n(\Omega)$: une quantité appelée fonction caractéristique de l'approximation considérée (Chebyshev, Cauer, Bessel Butterworth etc...)

Pour un filtre passe bande miniaturisé à deux zéros de transmission $F_n(\Omega)$ est donnée comme suit [2] :

$$F_n(\Omega) = \cosh \left\{ \begin{array}{l} (n-2)\cosh^{-1}(\Omega) \\ +\cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_a\Omega-1}{\Omega_a-\Omega}\right) + \cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_a\Omega+1}{\Omega_a+\Omega}\right) \end{array} \right\} \quad (2)$$

- n est le degré du filtre ou ordre de filtre.
- Ω est la fréquence normalisée.
- $-\Omega_a, +\Omega_a$ ($\Omega_a > 1$) sont les fréquences d'une paire de zéro de transmission (pôles d'atténuation), le circuit prototype passe bas est donné en Fig.1.

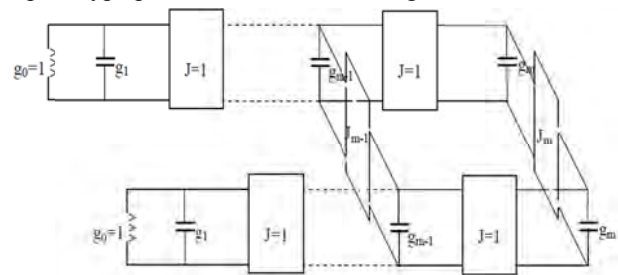


Fig.1. Filtre prototype passe bas avec deux zéros de transmission [2].

Où :

- g_1, \dots, g_m, J_{m-1} et J_m : Les paramètres du prototype passe bas de Chebyshev [2].

La réponse fréquentielle du filtre passe bande peut être obtenue en utilisant la transformation de

fréquence [3]. Une structure générale si multipliant le couplage pour ce type de filtres est donnée par la fig.2. Dans cette figure, chaque nœud représente un résonateur, chaque ligne pleine un couplage principal et la ligne en pointillé une interconnexion.

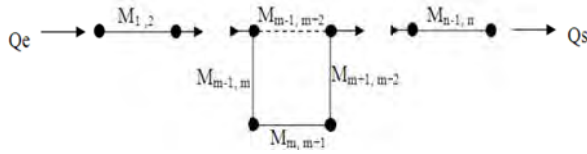


Fig.2. Structure générale de couplage de filtre passe bande ayant une seule paire de zéro de transmission aux fréquences finies [2].

Où :

- $m=n/2$.
- Q_e est le facteur de qualité externe à l'entrée du filtre.
- Q_s est le facteur de qualité externe à la sortie du filtre.
- M_{ij} est le coefficient de couplage entre les résonateurs i et j .

III. DESCRIPTION DE LA TECHNIQUE DE CONCEPTION

La méthodologie de conception est divisée en cinq étapes principales (synthèse du filtre, dimensionnement du résonateur, détermination des gaps entre les résonateurs, détermination de la position des systèmes d'excitation, analyse électromagnétique du filtre et réglage de ses dimensions), pour expliquer cette méthode de conception, un filtre passe-bande micro-ruban (avec un substrat ayant une constante diélectrique relative $\epsilon_r=10,2$ et une épaisseur $h = 0.635$ mm) est conçu pour répondre aux spécifications suivantes :

- Une bande passante relative: $\Delta = 10\%$.
- Fréquence centrale central: 2Ghz.
- à -40dB d'atténuation la largeur de la bande est de 300 Mhz.
- Un niveau d'ondulation A_m maximal dans la bande passante est de 0.05.

III.1 SYNTHÈSE DU FILTRE

La synthèse du filtre consiste à déterminer les éléments du prototype Passe-bas (Fig.1), on a développé un programme d'optimisation sous Matlab qui nous permet de faire ce calcul, les résultats obtenues (n, g_1, g_2, g_3, J_2 et J_3) sont comme suit :

n	Ω_a	g_1	g_2	g_3	J_2	J_3
6	1.6	1.006	1.431	2.00	-0.15	1.34

Tab.1 Valeurs des éléments du prototype passe bas.

Les paramètres de conception du filtre passe-bande (les facteurs de qualité externes et les coefficients de couplage (f_i, g_i)) peuvent être déterminés par les formules suivantes [4] :

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 \cdot g_1}{\Delta} \quad (3)$$

$$M_{i,i+1} = M_{n-i,n-i+1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ pour } i = 1 \text{ à } m - 1 \quad (4)$$

$$M_{m,m+1} = \frac{\Delta J_m}{g_m} \quad (5)$$

$$M_{m-1,m+2} = \frac{\Delta J_{m-1}}{g_{m-1}} \quad (6)$$

En utilisant ces formules et les résultats de tableau.1. On obtient la matrice de couplage [M] (matrice objectif. Equation (7)).

$$[M_{ij}] = \begin{bmatrix} 0.0000 & 0.0833 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0591 & 0.0000 & -0.0110 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0670 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0591 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0833 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0833 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$Q_e = Q_s = 10.0597$$

La réponse théorique de filtre (S_{21}) peut être obtenue en utilisant les équations (1), (2) et la transformation donnée par [3], les résultats obtenus (Fig.3) répondent bien aux spécifications du cahier de charge

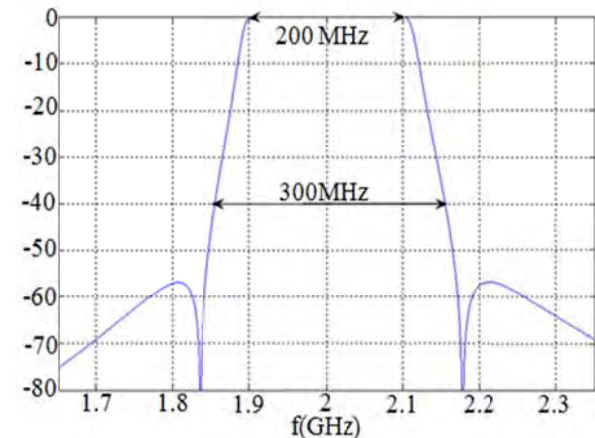


Fig.3. Réponse théorique (S_{21}) du filtre

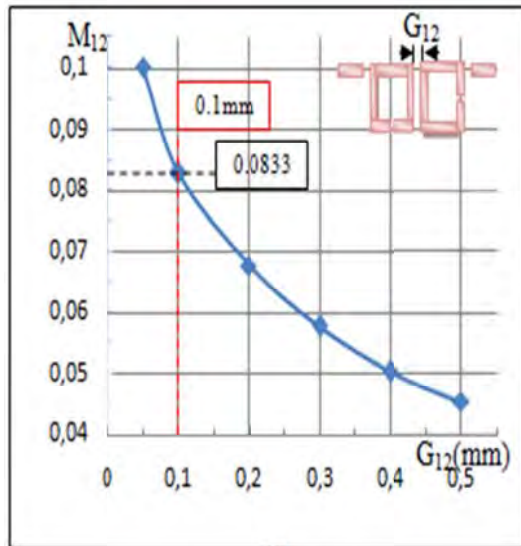
III.2 DIMENSIONNEMENT DU RESONATEUR

Nous dimensionnons ce résonateur en déterminant d'une part sa longueur L afin que sa fréquence de résonance soit égale à la fréquence centrale du filtre ($f_0=2$ GHz) et d'autre part sa largeur W pour que son impédance caractéristique soit de 50Ω . Nous trouvons $L = 28.758$ mm et $W = 0,590$ mm.

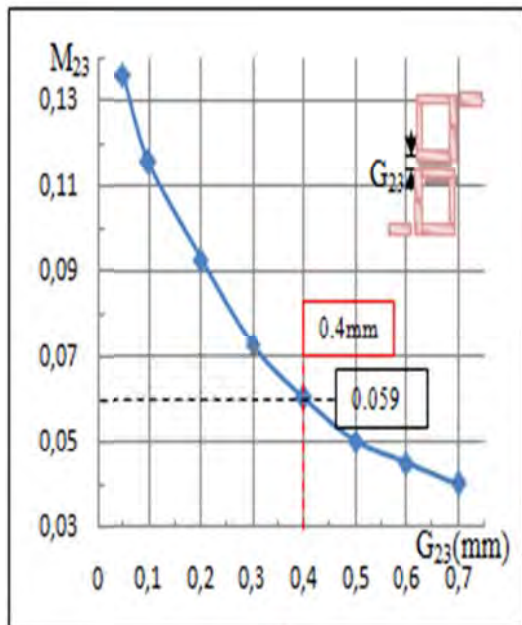
Dès lors que les dimensions sont déterminées il nous reste à établir les positions des lignes d'accès et des résonateurs l'un par rapport à l'autre.

III.3 DETERMINATION DES GAPS ENTRE LES RESONATEURS (ETUDE DES COUPLAGES INTER-RESONATEURS).

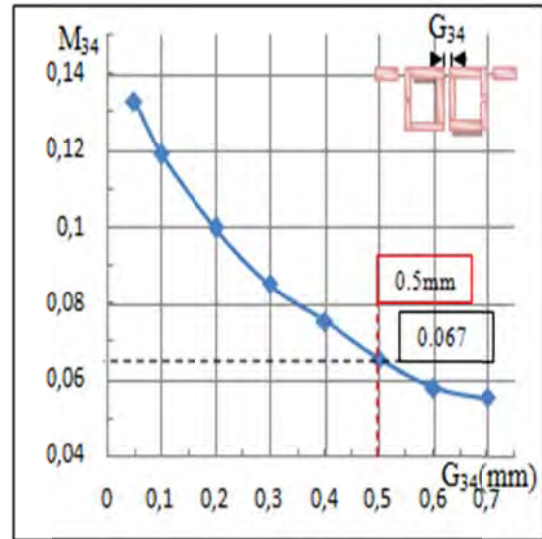
Le travail suivant permet d'associer une grandeur physique qui est la distance entre deux éléments résonants i et j , à une grandeur électrique, qui est le coefficient de couplage inter-résonateurs M_{ij} [5] défini au moment de la synthèse. Les résultats de simulation sont montrés par la fig.4



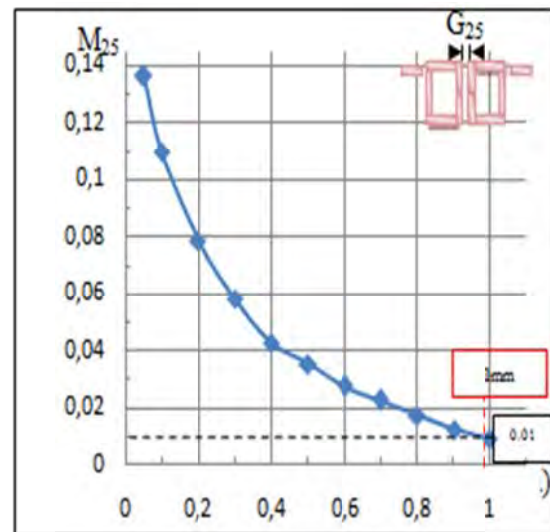
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig.4 (a) Couplage M_{12} ,(b) Couplage M_{23} (c) Couplage M_{34} . (d) Couplage M_{25}

A l'aide des abaques précédents, nous déterminons les gaps (entre les résonateurs), réalisant les couplages désirés (tab.2).

Coefficient de couplage inter-résonateur	Gap
$M_{12}=M_{56}=0.0833$	$G_{12}=G_{56}=0.1\text{mm}$
$M_{23}=M_{45}=0.059$	$G_{23}=G_{45}=0.4\text{mm}$
$M_{34}=0.0067$	$G_{34}=0.5\text{mm}$
$M_{25}=0.0110$	$G_{25}=1\text{mm}$

Tab. 2: Détermination des gaps correspondant aux coefficients de couplage

III.4 DETERMINATION DE LA POSITION DES SYSTEMES D'EXCITATION (ETUDE DES COUPLAGES D'ENTREE ET DE SORTIE)

Le couplage entre la ligne d'accès du filtre et le premier résonateur et entre le dernier résonateur du filtre et la ligne de sortie correspondent respectivement aux facteurs de qualité extérieurs Q_{ee} et Q_{es} [5]. Ces derniers sont réalisés en faisant varier la distance «d» (fig.5) en tenant compte des valeurs de Q_{ee} et de Q_{es} fixées lors de la synthèse.

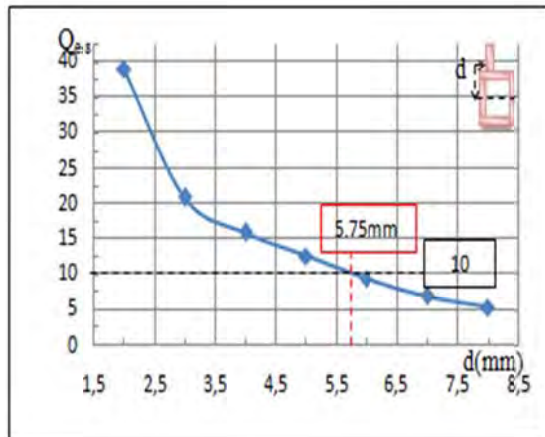


Fig.5 Evolution des facteurs de qualité extérieurs d'entrée et de sortie

Nous pouvons obtenir $Q_{ee}=Q_{es}=10$ quand $d = 5.75$ mm.

Le circuit représenté par le filtre utilisant des résonateurs micro-rubans de mi-onde de forme carrée est montré à la figure.6.

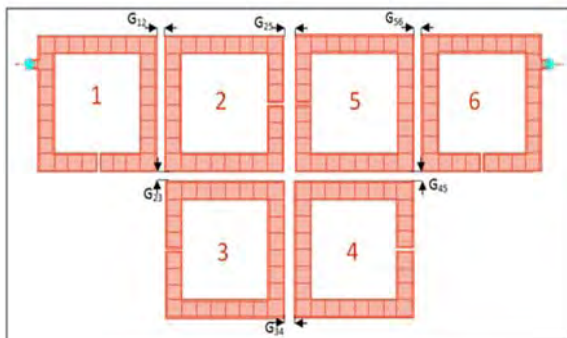


Fig.6 Topologie du filtre

III.5 ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE DU FILTRE ET REGLAGE DE SES DIMENSIONS

Les caractéristiques de propagation du filtre à partir des valeurs extraites des gaps inter-résonateurs sont données par la figure 7. Ils montrent que les couplages réels sont plus forts que les couplages théoriques, ce qui se traduit par une bande passante plus large (12%). Nous procédons donc à des réglages afin de retrouver les réponses souhaitées.

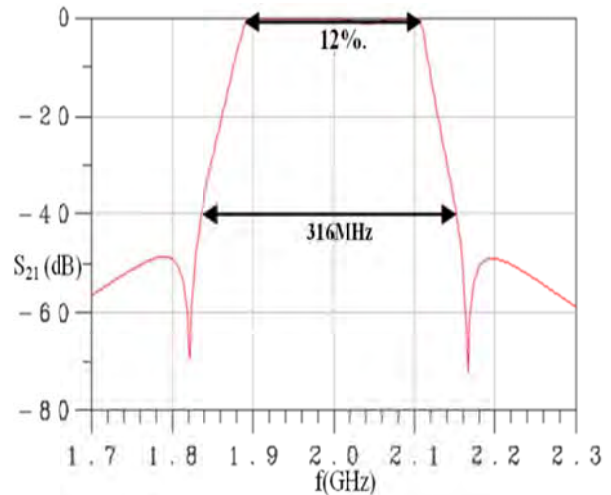


Fig.7 Réponse initiale du filtre

Les dimensions et les réponses initiales ainsi que finales après réglage sont montrées respectivement au tab.2 et fig.8

Dimensions initiale	Dimensions finale
$d_e = d_s = 5.75$ mm	$d_e = d_s = 5.75$ mm
$G_{12} = G_{56} = 0.1$ mm	$G_{12} = G_{56} = 0.1$ mm
$G_{23} = G_{54} = 0.4$ mm	$G_{23} = G_{54} = 0.45$ mm
$G_{34} = 0.5$ mm	$G_{34} = 0.5$ mm
$G_{25} = 1$ mm	$G_{25} = 1$ mm

Tab .2 Dimensions initiale et finale du filtre

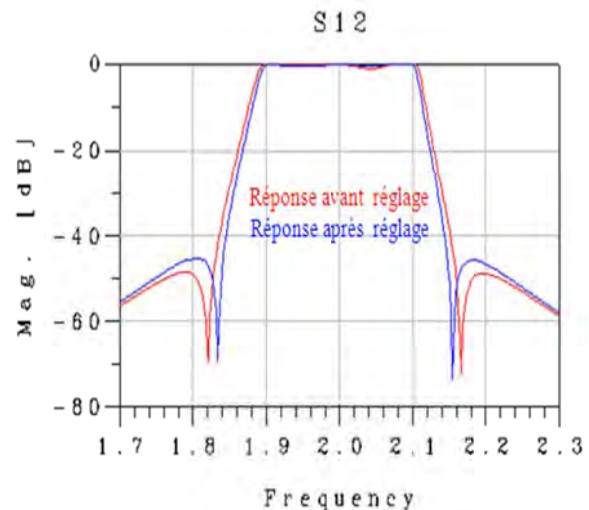


Fig.8 Réponse initiale et finale du filtre

IV COMPARAISON AVEC UNE STRUCTURE DE FILTRAGE CLASSIQUE

A titre de comparaison, nous avons conçu un filtre passe bande classique [5], [6], [7] qui répond au même cahier de charge, les dimensions des deux filtres, sont montrées à la figure 9.

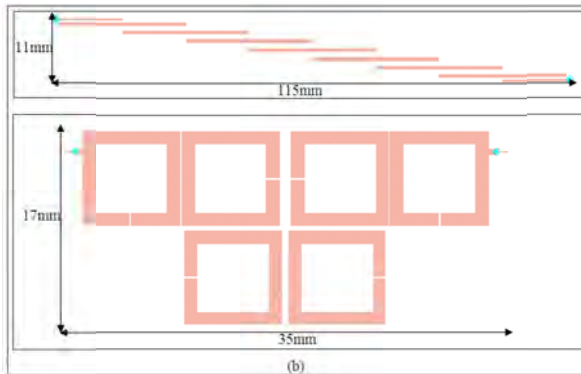


Fig.9 Comparaison des tailles des filtres (a) filtre classique (b) filtre miniaturisé

V CONCLUSION

Ces résultats montrent que la taille de ces nouveaux filtres (17x35mm) est beaucoup plus petite que celle du filtre classique (11x115mm), réduction de la taille de 53%. La miniaturisation du résonateur par repliement permet aussi d'améliorer davantage la réponse hors bande passante du filtre, et surtout la réjection au niveau du zéro de transmission,

REFERENCES

1. G. C. Temes, and S. K. Mitra, "Modern Filter Theory and Design", Wiley, New York, 1973.
2. J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies" *IEEE Trans., MTT-48*, July 2000, 1098–1107
3. Mohdkhairul Mohd Salleh "Contribution à la Synthèse de Résonateurs Pseudo-Elliptiques en Anneau. Application au Filtrage Planaire Millimétrique" *Thèse doctorat de l'université de Toulouse*. 10 octobre 2008
4. Devendra K. Misra "Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design", *Copyright-2001*, pp 263-350
5. J. S. Hong, M. J. Lancaster "Microstrip filters for RF/microwave applications" *John Wiley and Sons, Inc., USA, 2001*
6. T.C. Edwards "Conception Des Circuits Micro-Onde" *Masson, 1984*
7. G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures", *Artech House, Norwood, MA, 1980*.

A Performance Evaluation Study of The Basic Binary Tree and Aloha Based Anti-collision Protocols For Passive RFID System

Ahmed RENNANE, Hadjer SAADI, Rachida TOUHAMI, Mustapha C.E. YAGOUB

Abstract — Currently, bar-code-reading technology is one of the most popular object-identification technologies. It, however, requires near contact between a scanner and bar-codes within a visible range. In contrast to bar-code systems, RFID systems have several advantages such as the storing of data, long transmission range, and quick identification. This paper focused on a detailed performance evaluation study and an adoption of certain algorithms of anti-collision for passive RFID system, for the two families of solving collision: deterministic (according to the: QTA, CTTA, BS-QTA, BS-CTTA) and stochastic (ALOHA, SLOTTED ALOHA, np-CSMA). The simulation results for the two families that we get with protocols evaluation are based on their own proper evaluation parameters. Thus, for evaluating the simulation of the stochastic family, we have proposed a new performance metric which judges and correctly evaluates this anti-collision protocol; which is: the number of identified tags versus to the time. This metric provides a direct measure of the time taken to read a group of tags.

Index Terms — RFID, Anti-collision algorithm, Protocols, Binary Tree, ALOHA, Probabilistic methods, deterministic methods.

I. INTRODUCTION

In few years automatic identification procedures (Auto-ID) have become very popular in many service industries, purchasing and distribution logistics, manufacturing companies and material flow systems. The omnipresent barcode labels and magnetic cards that triggered a revolution in identification systems, some considerable time ago, are being found to be inadequate in an increasing number of cases. However, RFID is a method that exhibits a variety of attracting advantages such as a longer reading distance, working capability in harsh and complicated conditions, no ambiguity in object identification, etc [1]. RFID is a technique used to identify objects by using electromagnetic waves. An object can be tagged with an electronic code responding label. An electronic tag consists of an antenna and an

First Author is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: rennaneahmed@yahoo.fr. Second author is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: hadjersaadi@yahoo.fr. Third author is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algies, Email: rtouhami@yahoo.fr. Fourth author is with the Laboratory of Electromagnetics and Microwave Research Laboratory (ERML), University of Ottawa, 800, King Edward, Ottawa, Ontario, Canada, K1N 6N5, Email: myagoub@uottawa.ca.

integrated circuit. Upon receiving any valid interrogating signal from any interrogating source, such as a reader, the tag will respond according to its designed protocol.

In an RFID system according to readers and tags, there are two types of collisions: reader collisions and tag collisions. Tag collision is the event that the reader cannot identify the data of tag when more than one tag occupies the same communication channel simultaneously [2]. Reader collisions may happen due to frequency and tag interferences. When tags backscatter their IDs to a reader, signals from adjacent readers cause interference. If more than one reader interrogates the same tag, tag interference occurs since the tag cannot correctly listen to the commands from the readers [2].

Most of the standards for the UHF RFID systems propose Aloha-based anti-collision algorithms that are probabilistic and binary tree search anti-collision algorithms that are deterministic.

This paper is focusing on a detailed study of certain algorithms of anti-collision for passive RFID system, for the two families of solving. Several parameters of evaluations are developed to evaluate the simulation of these algorithms, based on their own evaluation parameters such as the offered load, the system throughput, capture effect and the time needed to complete the identification process, otherwise the identification process delay and finally the transmission delay characteristics, etc.

II. BASIC TREE PROTOCOLS

Tree based protocols were originally developed for multiple access arbitration in wireless systems [3-4]. The tag identification process is deterministic, and is based on iteratively querying a subset of tags which match a given property until all tags are identified [3-4]. These protocols are called tree-based because the identification process can be represented as a tree [2-3]. We present here only the algorithms studied in this family.

1) Query Tree Algorithm

The QT protocol works as follows. Assume there two tags with ID 01 and 10. The reader first transmits a null string, which matches the prefix of both tags. As a result, both tags reply to the reader simultaneously and cause a collision. The reader then pushes the prefix "0" and "1"

onto its stack. The next read cycle begins with the reader popping and transmitting the prefix "0". This causes tags with ID matching the prefix "0" to reply, that is, tag 01. After that, the reader transmits prefix "1". As only tags with prefix "1" can reply, the reader only receives a reply from tag 10. The QT may require multiple iterations, that is, large tree depth, in order to identify tags [2-3].

2) Collision Tracking Tree Algorithm

In the collision tracking tree algorithm (CTTA), the tags send their IDs from $(k + 1)$ th bit to the end bit if the prefix is the same as tags' first k bits. Then the reader transmits a signal to stop sending IDs from tags if there is a collision. CTTA constructs the next prefix with the bits received before collision and reduces the waste of time caused by collisions occurred at the received bits [2].

3) Bi-slotted tree based anti-collision protocols

These protocols can reduce the identification time with the procedure as follows [2]:

- a) REQUEST: A reader sends $n-1$ length inquiring bits (prefix) to tags.
- b) GROUPING: Tags in the field of the reader respond their tag IDs to the reader if the inquiring bits are the same as the first $n - 1$ bits of tag IDs.
 - When the tags respond their IDs to the reader, they choose one of two time slots depending on whether n th bit is '0' (first slot) or '1' (second slot).
 - BSCTTA: tags send their IDs from $(n + 1)$ th bit until receiving an ACK signal, which is sent from the reader when a collision occur.
- c) DECISION: Depending on whether collision have occurred or not, the reader decides proper procedure.
- d) The identification process is repeated until all tags are identified.

III. ALOHA-BASED ANTI-COLLISION ALGORITHMS

In this category, we find many versions:

A. Pure ALOHA

The pure ALOHA (PA) algorithm is a simple anti-collision method based on TDMA technique. In PA based RFID systems, a tag respond with its unique ID randomly after being power supplied by a reader. It then waits for the reader to reply with, i) a positive acknowledgment (ACK), indicating that its ID has been received correctly, or ii) a negative acknowledgment (NACK), meaning that a collision has occurred. If two or more tags transmit, a complete or partial collision occurs, which tags then resolve by backing off randomly before retransmitting their ID. So the first disadvantage of this algorithm is the high probability of collision [1],[4-8].

Therefore, the throughput S of pure ALOHA for the offered traffic G is shown as follow [1]-[4-8]:

$$S = G * e^{-2*G} \quad (1)$$

Where the maximum throughput is 0.184 when $G=0.5$.

B. Slotted ALOHA

In Slotted ALOHA algorithm, the time is divided into several slots, and the tags must transmit their IDs in synchronous time slots. If there is a collision, tags retransmit after a random delay. The collision occurs at slots boundary only, hence there are no partial collisions.

Thus, compared to pure ALOHA, this method will decrease the probability of collision. Due to the limitation of the number of slots, this algorithm is used in the case where there are only few tags in the area [1]-[4-8].

Therefore, the throughput S of slotted ALOHA for the offered traffic G is given as [1], [4-8]:

$$S = G * e^{-G} \quad (2)$$

Where the maximum throughput is 0.368 when $G=1$.

C. Framed Slotted ALOHA (FSA)

In FSA, the reader offers information to the tags about the frame size and the random number which is used to select a time slot in the frame. One time slot is a time interval in which tags transmit their serial number. Each tag selects a slot number using the random number and responds to the slot number in the frame. Reader will identify tags with multiple frames, so it can solve the problem in S-ALOHA algorithm [1].

Since the frame size of FSA algorithm is fixed, its implementation is simple, but it has a weakness that drops efficiency of tag identification.

D. Dynamic Framed Slotted ALOHA (DFSA)

DFSA algorithm changes the frame size for efficient tag identification. To determine the frame size, it uses the information such as the number of slots used to identify the tag and the number of the slots collided and so on. So DFSA algorithm can solve partially the problem of FSA. DFSA algorithm has several versions depending on the methods changing the frame size [1]-[4-8].

E. Non-persistent CSMA

In CSMA protocol, it is possible to judge whether other tags are transmitting their packets, because each tag does not transmit any carrier wave except for its packet transmission. If a carrier wave is sensed on the communication channel, the condition is called "busy"; otherwise, it is called "idle". The CSMA is a protocol that decides whether packet transmission should start as the result of a carrier sense. When the result is "busy" the next action to avoid collision is needed.

In a real communication system, when a tag transmits its packets, other tags detect the transmission or collision from the propagation delay time that depends on distance between tags.

The throughput S of non-persistent CSMA for the offered traffic G is shown as follows [5-6]:

$$S = \frac{G * e^{-d * G}}{G(1+2*d)+e^{-d * G}} \quad (3)$$

Where d is the normalized propagation delay. The throughput S is obtained under an ideal communication environment.

IV. INCREASING EFFICIENCY OF ALGORITHMS WITH CAPTURE EFFECT

The tag's responses in the reverse link can be identified from the reader even if they collide (occupy the same slot). This can happen if the strength of one signal is higher than the rest of the signals in the same slot. This is known as the capture effect. For this paper, it is possible to take advantage of the capture effect and increase the performances of the stochastic anti-collision algorithms by choosing the appropriate threshold (T) in the reader, which acts as a filter for the weak signals. As a result, the reader identifies the tag even if collision has occurred.

The value of T which is called capture ratio indicates the amount by which a data packet must be stronger than others to be detected by the receiver without error [1], [5-6]. For example, the throughput S in the Slotted Aloha algorithm with the capture effect is given by:

$$S = G * e^{-\left(\frac{T * G}{1+T}\right)} \quad (4)$$

V. TRANSMISSION TIME MODEL

The transmission model, we consider, has been derived by the EPCglobal Specification Class 1 Gen-2 [7] that defines the physical and logical requirements for a passive-backscatter, interrogator talks-first, radio-frequency identification system, based on Framed Slotted Aloha.

We apply a similar model to tree-based protocols, in which the message sent by the reader is a query, and tags respond with their ID (we call this message exchange a round). The only difference between a slot and a round in terms of duration is the time taken by the reader message; in aloha-based protocols this is a start of slot, while in a tree based protocol it is a query. The model highlights that the duration of a slot or round strictly depends on the amount of bits transmitted by the reader (in the slot signaling or query message) and by the tag (in the response message). This characteristic plays an important role when comparing protocols from a temporal point of view.

VI. EVALUATION PARAMETERS OF RFID SYSTEMS

The most fundamental elements used to evaluate the stochastic protocols are offered traffic G, throughput S, and average transmission delay. In this simulation, we propose a new performance metric by which to judge these anti-collision protocols: the number of tags identified versus to the time. This metric provides a direct measure of the time taken to read a group of tags.

The *offered load* G corresponds with the number of tags transmitting simultaneously at a certain point at time t0.

The average *offered load* G is the average over an observation period T and is extremely simple to calculate from the transmission duration θ_n of a data packet [1]

$$G = \sum_1^n \frac{\theta_n}{T} * r_n \quad (5)$$

Where $n = 1, 2, 3 \dots$ is the number of tags in the system and $r_n = 0, 1, 2 \dots$ is the number of data packets transmitted by tag n during the observation period.

Throughput

In this paper, the total amount of the packet successfully transmitted to the reader in a time interval is called throughput, and the normalized throughput by the transmission data rate is shown as S. If the transmission data rate and the quantity of information in a packet are defined R (b/s) and T(bit) and n packets are successfully transmitted in a time unit, S is [6]:

$$S = \frac{T * n}{R} \quad (6)$$

The number of identified tags

This metric provides a direct measure of the time taken to read a group of tags.

In the deterministic anti-collision algorithm family the most fundamental parameters elements used to evaluate the basic tree protocols are: a) The number of bits required to identify all tags with a length of tag identification of 12 bits instead of 96-bits fixed in EPC Class 1 Gen2 because of the limitation memory capacity of our available computers [2]; b) The number of iterations required for the identification of all tags with 12-bit tag ID length. One iteration is determined by one request and one of the possible responding states: collision, no collision, and no response.

II. SIMULATION RESULTS

A. ALOHA-based anti-collision protocols

The results of simulation are shown in the figures which follow: in a reader's interrogation zone which is equal to 5m, the number of tags increases from 2 to 1500. The channel data rate is 40 Kbps as specified by the EPCglobal standard. Tag IDs are k = 96 bits long, which is the most commonly, used ID length [1]. The ID values are uniformly distributed and the packet generation follows a Poisson distribution.

In order to identify the tag, the reader's sensitivity requires 6 dB of difference between the signal from the tag of interest and the channel noise (interference from other tags).

When the capture effect is not considered, the throughput is close to the theoretical value even if the number of tags is 1500. Moreover, when the capture effect is considered, the throughput is larger than that of

the first case. In addition, the average transmission delay is reduced. This is because a transmitted packet sometimes survives owing to the difference of received-power between transmitted tags. In addition, when the capture effect is not considered, the rapidity of tag identification process is reduced. In the case of pure ALOHA, collisions often occur, thus, the capture effect is the reason to increase the throughput.

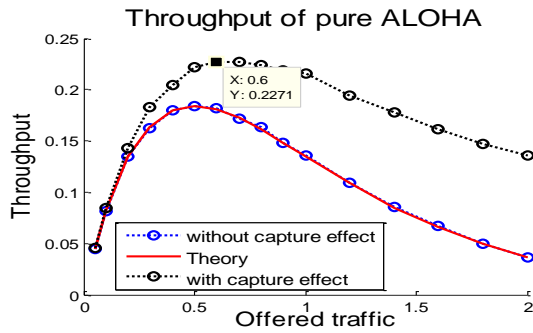


Fig.1. Offered traffic and throughput of pure ALOHA

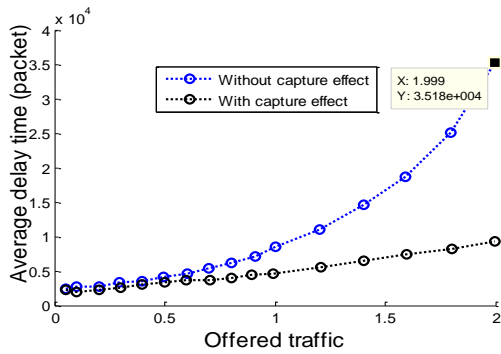


Fig.2. Average delay time Vs Offered traffic of pure ALOHA

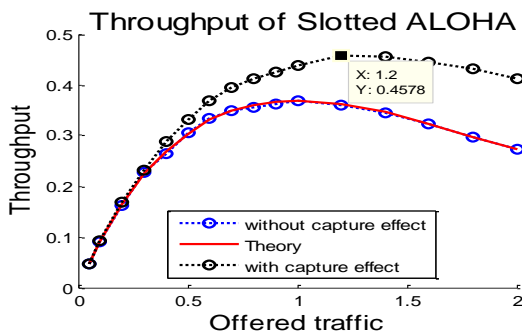


Fig.3. Offered traffic and throughput of S-ALOHA

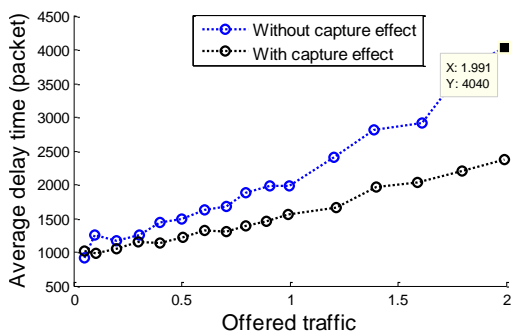


Fig.4. Average delay time Vs Offered traffic of pure S-ALOHA

In the S-Aloha protocol, the influence of the capture effect is remarkable, as shown in Fig.3 and Fig.4. So, we see that the S-aloha protocol gives results more efficient compared to Aloha for the same environment of simulation.

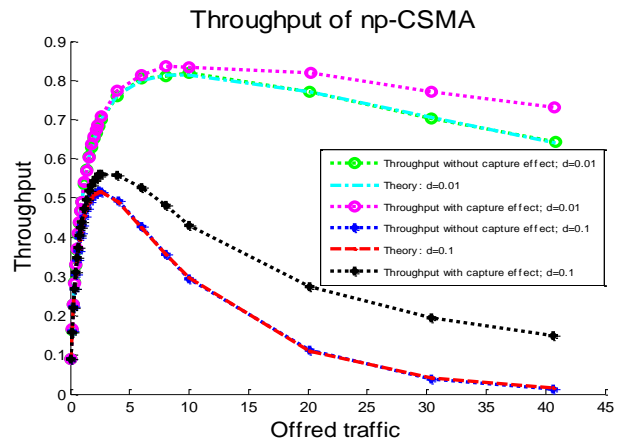


Fig.5. Offered traffic and throughput of np-CSMA

The simulation result of throughput of np-CSMA is shown in Fig.5. In the simulation, the normalized propagation delay d was 0.01 or 0.1. The maximum throughput of np-CSMA was dependent on d . If d is small, the maximum throughput of np-CSMA is higher than that of pure ALOHA. However, if d is large, the performance is close to pure ALOHA. This is because other tags transmit their packets during a large propagation delay time even if a tag transmits its packet after sensing the carrier. As a result, collision occurs. Thus, the capture effect influences in the same way as in the other protocols.

The evaluation in term of time of these protocols, as shown in Fig. 6, shows that the np-CSMA protocol gives results more efficient compared to S-aloha and Aloha protocol which has weaker performances for the same environment of simulation. Thus the application of the capture effect in this family of anti-collision algorithm improves the performances of each protocol by reducing the probability of collision.

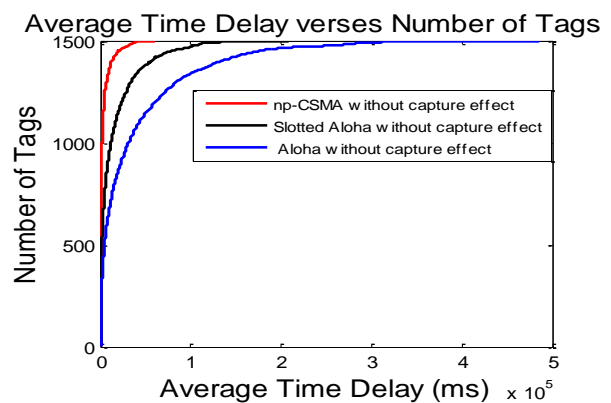


Fig.6. Average delay time versus number of tag in stochastic anti-collision protocols

B. TREE based protocols

This simulation is focused on the performance comparison between query tree algorithm (QTA) and bi-slotted query tree algorithm (BSQTA) in one side. On the other side, the collision tracking tree algorithm (CTTA) and bi-slotted collision tracking tree algorithm (BSCTTA).

The simulation condition is as follows. In the field of the reader, the number of tags increases from 2 to 1024. At the radio level, we use the collision model for multiple access channel, which means that if two or more tags that are in the reader range transmit simultaneously, then the reader does not receive any of the transmitted packets.

In order to take comparison between these algorithms studied, an example is given as follows.

Let's assume that there are five tags, which the tag IDs are '00000101001', '10000100011', '100010111110', '011110000100', '011110000100', and '101011100001' in the field of an RFID reader. Then we observe the total required bits for identifying all five tags to compare QTA with BSQTA and to compare CTTA with BSCTTA.

Here, the tree searching order is from LSB ('0') to MSB ('1'). Since we use LIFO, we don't search from the root level every time, but search from the closest node at the tree. Simulation results of these algorithms are summarized in the TABLE. I.

TABLE. I.
Simulation results of CTTA, BS-QTA, BS-CTTA for a of 5 tags

Protocols	Parameters		
	Number of iterations	Number of bit prefix	Response bit number
QTA	12	34	92
BS-QTA	6	11	92
CTTA	8	22	48
BS-CTTA	4	7	48

For all five tags identification, CTTA Protocol requires 70 bits in total for tag identification.

On the contrary, BSCTTA requires 55 bits in total for tag identification. Hence, BSCTTA reduces the prefix overhead more than CTTA. Consequently, RFID systems when either BSQTA or BSCTTA is applied achieve faster tag identification than RFID systems when either QTA or CTTA is applied.

III. CONCLUSION

In RFID system, there are many recent anti-collision algorithms with better performance than conventional multiple access protocols. Here we have addressed the two families of collision resolution protocols (deterministic and stochastic) used for RFID systems to take comparison of several performances and the capture effect influence in the case of RFID systems.

We defined a new metric for evaluating the stochastic anti-collision protocols, the time needed to complete the identification process, which provides a direct measure of identification speed process to read a group of tags. Based

on this metric, we evaluated the performance of existing stochastic anti-collision protocols to make a comparison between them.

According to the simulation results of tree based RFID tag anti-collision protocols: QTA, BSQTA, CTTA and BSCTTA, RFID systems when either BSQTA or BSCTTA is applied achieve faster tag identification than RFID systems when either QTA or CTTA is applied.

In deterministic protocols, we can predict the maximum duration of the identification process, and as the collision error can be detected during the phase of anti collision, the speed can be optimized.

The stochastic protocols performances are strongly affected by the size of the frame used. Because the total number of tags to be identified is not known, therefore the design of frames is a big problem for stochastic protocols.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by MESRS (*Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique*) under the supervising of the CNEPRU, www.cnepru-mesrs.dz.

REFERENCES

1. K. Finkenzerler. RFID handbook, 2nd Ed., J.Wiley & Sons, 2003.
2. Miodrag Bolic, David Simplot-Ryl, Ivan Stojmenovic: RFID SYSTEMS RESEARCH TRENDS AND CHALLENGES, John Wiley & Sons 2010.
3. EPC radio-frequency identification protocols class-1 generation 2 UHF RFID protocol for communications at 860 MHz–960 MHz version 1.0.9, Jan. 2005.
4. H. Saadi, R. Touhami, M. CE. Yagoub, "Performance Analysis of Basic Tree Protocols and ALOHA-Based Anti-Collision Algorithms Used in RFID Systems", 11th IEEE ISSPIT, 978-1-4673-0753-6/11 Bilbao, Spain, December 2011.
5. H. Saadi, R. Touhami, M. CE. Yagoub, "Simulation of the Anti-Collision Process of RFID Systems Based on Multiple Access Protocol Modeling", IEEE Proc, 11th IEEE ISSPIT, 978-1-4673-0753-6/11Bilbao, Spain, December 2011.
6. Harada, H., Prasad, R., Simulation and Software Radio for Mobile Communication, Norwood, MA, Artech House, 2000.
7. Thomas F. La Porta, Gaia Maselli, Chiara Petrioli, "Anticollision Protocols for Single-Reader RFID Systems: Temporal Analysis and Optimization", IEEE transaction on Mobile Computing, Vol. 10, No. 2, February 2011.
8. Weilian Su, Nikolaos V. Alchazidis, Tri T. Ha, "Multiple RFID Tags Access Algorithm", Vol. 9, No. 2, February 2010.

Simulation of the Anti-Collision Process of RFID Systems Based on Multiple Access Protocol Modeling and Improving Performances by Capture Effect

Hadjer SAADI, Rachida TOUHAMI, Mustapha C.E. YAGOUB

Abstract — In this paper, the authors focused on multiple access protocols to analyze the problem of collision and collision avoidance in RFID systems by analogy to the communication system. By considering user terminals as tags and access point as reader, the authors efficiently modelled the wireless communication channel by considering the capture effect. Otherwise, if the capture effect is not considered, the system is modelled under wired communication. We have simulated the problem of collision by taking into account four algorithms of TDMA method: Aloha, Slotted Aloha, CSMA and ISMA which are considered as stochastic methods. The result shows that the performances of system are strongly improved when using capture effect CE.

Index Terms — Multiple Access Protocols; TDMA, Stochastic methods, RFID; Anti-collision algorithm; Aloha; Slotted Aloha; CSMA; ISMA; Capture effect CE.

I. INTRODUCTION

Agreement of set and rules among users for successful transmission of information using a common medium is called multiple access protocols. Whenever a resource is used and accessed by more than one independent user, the need for a multiple access protocol arises. In the absence of such protocols, conflicts occur if more than one user tries to access the resource at the same time as in RFID systems where we define this problem as collision problem which can be divided mainly on two categories: tag collision and reader collision.

The multiple access protocols addressed here are those used in wireless communication systems in which the resource to be shared is the communication channel [1]. When using a common medium with an access point (reader) for each user (tag) by a direct projection into an RFID system, the point-to-point links can be simultaneously shared by many users; thus, a multiplexing technique is needed.

First Author is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: hadjjer_saadi@yahoo.fr. Second Author is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algies, Email: rtouhami@yahoo.fr. Third Author is with the Laboratory of Electromagnetics and Microwave Research Laboratory (ERML), University of Ottawa, 800, King Edward, Ottawa, Ontario, Canada, K1N 6N5, Email: myagoub@uottawa.ca.

Therefore, the efficiency of the network, according to the variations of the environment conditions, is one of the most important parameters to be taken into consideration. This paper is organized as follows. Section II discusses the widely used multiple access protocols, and especially random access protocols. In Section III, simulation techniques are presented while in section IV protocols like pure ALOHA, slotted ALOHA, non-persistent Carrier Sense Multiple Access (CSMA), and slotted and non-persistent Inhibit Sense Multiple Access (ISMA) protocols [1] are investigated to further evaluate the transmission delay characteristics and throughputs of the channel in section V. The paper ends with a conclusion as section VI.

II. MULTIPLE ACCESS PROTOCOLS

ALOHA was the first protocol used by Hawaii University to broadcast packet radio in 1970, a number of multiple access protocols have been developed. As shown in Figure 1 [1], numerous ways have been suggested to divide these protocols into two groups [2-5] namely, contentionless and contention protocols, leading to Code Division Multiple Access protocols (CDMA protocols) [6].

In our case we have chosen the TDMA methods in which can be classified all Aloha family and derives the tow other algorithms that we have again used and that shows best performance compared to the first one.

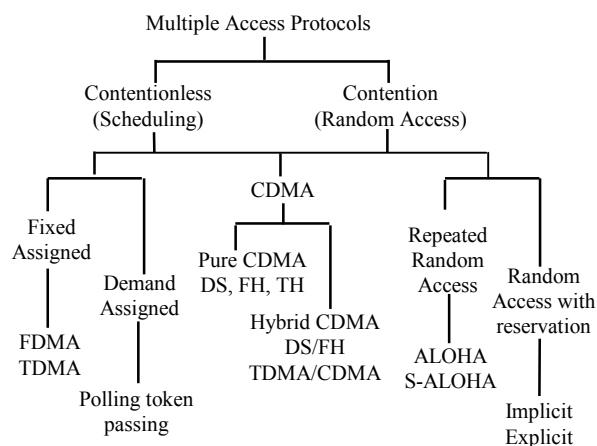


Fig.1. Classification of multiple access protocols [1]

In this paper, we considered mobile terminals (tags) communicating with a centrally located base station (reader) using packet radio. If we want to compare the different protocols that we will use here in this article we can say that: the well-known method for random access packet communication, i.e., ALOHA [7-8], suffers heavily due to collisions among packets. On the other hand, the CSMA protocol [9-10] offers higher capacity but its performance is affected by the problem of "hidden terminals" which take a real limitation of this category of algorithms. A third category (ISMA) [1], [11-17], in which the central base station (reader) controls the flow of packets from the mobile terminals (tags), reduces these two problems of collisions among data packets and hidden terminals.

The inhibit delay fraction [11-17] is a key parameter in designing RFID communication systems using ISMA. It is defined as the fraction of the packet duration necessary to inhibit other mobile packet transmissions by a broadcast outbound-signalling channel (reader/tag) in the event that the inbound multiple-access channel (tag/reader) is already busy.

ISMA is a class of protocols that can be divided into two subclasses: the non-persistent ISMA protocols and the p-persistent ISMA protocols. In the non-persistent ISMA protocols, if the inbound channel is idle, a tag can transmit a packet (data); otherwise the tag will wait a random time and then try again. Due to the propagation delay between two tags, it is possible that a tag considers the inbound channel idle and starts transmission while another transmission is already in progress.

A user (tag in the case of RFID system) is informed of a collision by the absence of an acknowledgment packet from the receiving station. Upon detecting the collision, the packet is rescheduled for transmission at a randomly selected time later.

III. MODELING TECHNIQUES

This section summarizes the universal assumption used to perform packet communication system simulations accurately and effectively.

Especially in our case for several parameters such as: packet generation, collision problem, the capture effect which is mainly the key word of this work which makes the difference in evaluation parameters.

The throughput and the average transmission delay are the principle parameters by which we can evaluate and judge the efficiency of an RFID system.

And we will see through the results that the difference is really marked when taking in consideration the capture effect.

A. Configuration of Packet Communication System

As for the whole configuration of the simulated packet-communication (RFID) system, each user terminal (tag) accesses an access point (reader) by using an access protocol (Fig.2).

B. Terminal

The performance of each tag is the same. Moreover, each tag has a buffer. Each tag generates a transmission packet (ID) that can be stored in the buffer. Then, the stored packets are transmitted in accordance with the order by which they came into the buffer.

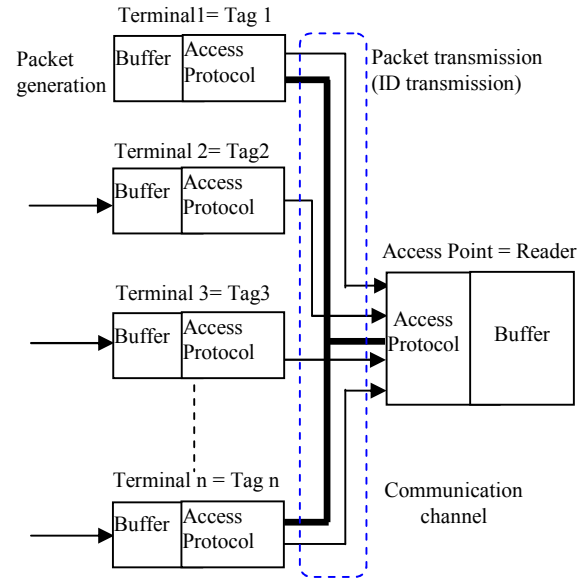


Fig. 2. Configuration of the packet communication system

C. Communication Channel

The typical difference between wired and wireless communication systems is the modeling of the communication channel; it can be modelled as follows:

- In the wired communication system, no transmission error occurs and the signal powers received at the access point from the user terminals are the same. This is the most fundamental model in evaluating the access protocol.
- In the wireless communication system, the quality of the communication channel is time-variant.

In this paper, propagation loss, which is dependent on the distance between tags and reader, and shadowing, caused by obstacles between the tags and the reader, are taken into account.

The propagation loss is based on the assumption that the received-power monotonously decreases when the length between the reader and a tag increases. It can then modelled as a function which decreases in proportion to $\gamma^{-\alpha}$, where γ is the median value of received signal in large scale and α the attenuation constant. In a normal case, the value of α is in the range of 2-5 [18].

The transmission radio signal is received as a multiple radio wave that has passed through several routes by such events such as reflection and diffraction. The received power intensely fluctuates while receiving the multiple radio waves.

The fluctuation is called fading. The median value of the fading over several tens of wavelengths is called the

median value in a small scale. The median value of the median value in a small scale over several tens of small scale is also fluctuated by obstacles and called shadowing. The fluctuation follows a logarithmic normal distribution with a standard deviation of 6-7 dB [18].

D. Packet Generation

Each access terminal (tag) is assumed to generate packets randomly and independently. Such packet generation follows the Poisson distribution.

$$P_n(t) = \frac{e^{-\lambda t} (\lambda t)^n}{n!} \quad (1)$$

E. Collision

Collisions of packets occur when several packets collide on the communication channel. In wired and wireless communication systems, the collided packets are handled as follows:

- Wired communication system: All collided packets are destroyed, and the transmission of a packet is regarded as a failure, because the signal levels of all packets are the same. If no collisions occur, the generated packet is successively transmitted to the destination.
- Wireless communication system: The received power of each packet is dependent on the position of the access terminal and the condition of communication channel. Therefore, even if several packets come into collision, the packet that has the largest received power sometimes survives, this is called capture effect.

❖ Capture effect

The phenomenon of capture effect is one of the key parameters to be taken in consideration while evaluating the overall performance of RFID systems. In an RFID system, the reader decides whether the packets generated from the tags are successfully transmitted, and the results of the decision are transmitted to the tags. Moreover, if a packet-transmission error occurs, the packets are transmitted to the reader after some intervals.

For this paper, it is possible to take advantage of the capture effect and increase the performances of the stochastic anti-collision algorithms by choosing the appropriate threshold (T) in the reader, which acts as a filter for the weak signals. As a result, the reader identifies the tag even if collision has occurred.

The value of T which is called capture ratio indicates the amount by which a data packet must be stronger than others to be detected by the receiver without error [1], [5-6]. For example, the throughput S in the Slotted Aloha algorithm with the capture effect is given by:

$$S = G * e^{-\left(\frac{T * G}{1 + T}\right)} \quad (2)$$

F. Offered Traffic

The total amount of packets, including newly generated packets and retransmission packets at the reader in a time interval, is called offered traffic. The normalized offered traffic by a transmission data rate is stated as G. Let the transmission data rate be R (bps) and if T_i (bit) is requested to transmit data packet. G can be defined as [7]:

$$G = \frac{T_i}{R} \quad (3)$$

G. Throughput

In this paper, the total amount of the packet successfully transmitted to the reader in a time interval is called *throughput*, and the normalized throughput by the data transmission data rate is shown as S. If the transmission data rate and the quantity of information in a packet are defined R (bps) and T(bit) and n packets are successfully transmitted in a time unit, S is as follows [1]:

$$S = T \cdot \frac{n}{R} \quad (4)$$

H. Average Transmission Delay

The period for which a packet is generated in a tag, transmitted to the reader, and received at the reader is called the average transmission delay. The average transmission delay is dependent on the length of packet. Therefore, the normalized average transmission delay with regard to the length of the packet is shown as D. Originally, the average transmission delay is dependent on the period when a packet is generated and transmitted from a tag, and the distance between the reader and a tag and signal processing time at reader.

I. Evaluation of the Access Protocol

The most fundamental elements used to evaluate the access protocol are offered traffic G, throughput S, and average transmission delay D. In the ideal access protocol, the throughput is given by [1]:

$$S = \begin{cases} G & \text{for } G < 1 \\ 1 & \text{for } G \geq 1 \end{cases} \quad (5)$$

IV. ANTI-COLLISION ACCESS PROTOCOLS

This section describes the procedure used to evaluate the throughput and delay time of an access protocol as shown in Fig. 3. In this paper, it is assumed that propagation loss and shadowing are constant. The simulation process ends when the number of successfully transmitted packets is equal to the required user-defined number.

To achieve simulations, appropriate protocols should be selected. Among those widely used in wireless systems, pure ALOHA, slotted ALOHA, non-persistent pure CSMA, and slotted and non-persistent ISMA protocols

need to be evaluated to further determine the transmission delay. Table I shows the simulation conditions to model our RFID communication channel.

TABLE I. Simulation conditions

R	Service area radius	10m
Bxy	Height of the access point	5m
Mnum	Number of terminals	100
Srate	Symbol rate	256 symbols/sec
Plen	Length of the packet	128 symbols
Alfa	Distance attenuation fixed number	3
Sigma	Standard deviation of the logarithm normal distribution	6dB
McN	C/N in the access point when transmitted from the area edge	30 dB
tcn	Capture ratio	10 dB

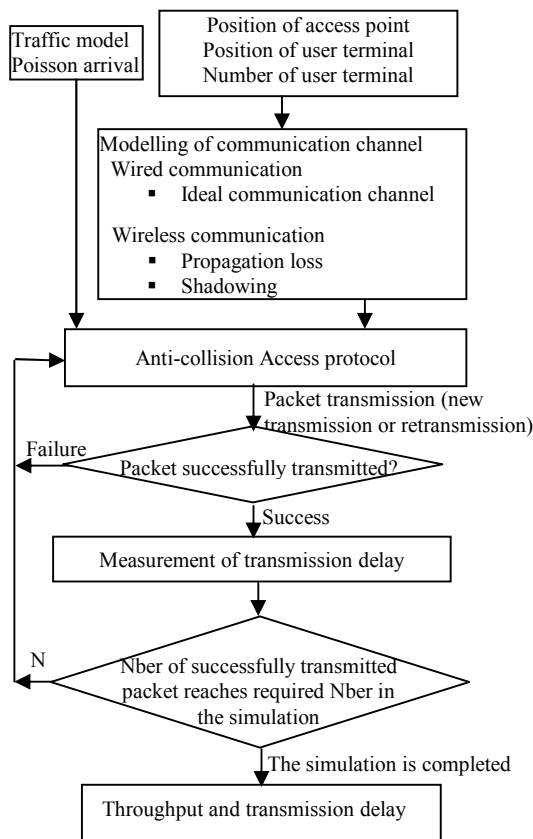


Fig.3: Basic Configuration of computer simulation

A. Pure ALOHA

Pure ALOHA is a protocol in which tags transmit their packets randomly, so all the tags do not mind whether the communication channel is busy or not. If the length of each packet is fixed and the period to transmit a packet is T, a packet can be successfully transmitted to the reader when other packets do not start to transmit during 2 T. Therefore, the throughput S of pure ALOHA for the offered traffic G is shown as follow [1, 7]:

$$S = G \cdot e^{-2G} \tag{6}$$

Where the maximum throughput is 0.184 when G=0.5.

B. Slotted ALOHA

Since the messages are required to be sent in the slot time between two synchronization pulses, if the sending started only at the beginning of a time slot, the rate of collisions can be reduced by half leading to slotted ALOHA [7]-[18]. In this protocol, the packet generated in a time slot is transmitted in the next time slot. If more than two packets are generated in a time slot, a collision occurs. Therefore, the throughput S of slotted ALOHA for the offered traffic G is given as [1, 7]:

$$S = G \cdot e^{-G} \tag{7}$$

Where the maximum throughput is 0.368 when G=1.

C. Non-persistent CSMA

The name carrier stems from the fact that the existence of the carrier wave on the communication channel is sensed by tags. By using carrier sense, it is possible to judge whether other tags are transmitting their packets, because each tag does not transmit any carrier wave except for its packet transmission. If a carrier wave is sensed on the communication channel, the condition is called "busy"; otherwise, it is called "idle" The CSMA is a protocol that decides whether packet transmission should start as the result of a carrier sense. When the result is "busy" the next action to avoid collision is needed.

Non-persistent CSMA, presented in this section, is one of the protocols that avoid collisions. In the non-persistent CSMA, when packets are generated in a tag, the tag starts the carrier sense. If the result of a carrier sense is "idle" the packet is transmitted to the reader immediately. However, if the result of carrier sense is "busy" the tag stops the carrier sense, waits for a while, and then starts the carrier sense again. The waiting time is a key point to realize a system with high throughput.

In the CSMA, the collision of packets occurs although each tag performs carrier sense. One of the reasons is propagation delay time. In a real communication system, when a tag transmits its packets, other tags detect the transmission from the propagation delay time. If other tags transmit their packets during the propagation delay time, collisions occur at the reader. The propagation delay time is dependent on the distance between tags. In most cases, it is assumed that the propagation delay time is the same in the system and that the normalized propagation delay time that is normalized by the period is needed for packet transmission from a reader to each tag.

Moreover, in a wireless communication system, the carrier sometimes cannot be sensed at some tags even if a tag transmits packets, because some obstacles may exist between the tags. The problem is called the "hidden terminal" problem.

The throughput S of non-persistent CSMA for the offered traffic G is shown as follows [1]:

$$S = \frac{G \cdot e^{-\alpha G}}{G(1 + 2 \cdot \alpha) + e^{-\alpha G}} \tag{8}$$

where α is the normalized propagation delay. The throughput S is obtained under an ideal communication environment where an infinite call-source model is assumed, and no hidden terminal exists.

D. Slotted Non-persistent ISMA

CSMA reduces the probability of collisions by allowing tags to detect the carrier of the other users' transmissions. But CSMA cannot avoid collision if two tags are out of range of each other or if they are separated by some physical obstacles. Two such tags are considered hidden from each other.

ISMA is one solution that has been offered to solve this hidden access-terminal problem. The ISMA is a system that can solve hidden access-terminal problems by informing the communication channel of **busy** or **idle** conditions from the reader to the tag. In the ISMA, the reader sends a busy signal to all tags when the reader is receiving packets from tags. On the other hand, the reader sends an **idle** signal when the reader is not receiving any packets. When each tag receives the **idle** signal, each tag must decide whether to transmit packets to the reader or not.

When each tag receives the **busy** signal, the packet transmission of each tag is inhibited. Therefore, the protocol is called ISMA. Fundamentally, ISMA may be regarded as CSMA without considering a hidden terminal. However, the propagation delay time of ISMA is twice of the CSMA, because all tags detect only the signal from the reader, and the reader needs to receive packets from the tags and then sends a busy signal to all tags. In CSMA, an access terminal senses the signal from the other tags. If other tags transmit their packets during the propagation delay time, collisions occur at the reader.

Here, the normalized propagation delay time is normalized by the period it needs to transmit one packet. Moreover, in ISMA, the downlink is from reader to tags, and uplink is from tags to reader.

This section focuses on slotted non-persistent ISMA. In this protocol, an uplink is slotted by the period of one packet T . When each tag generates its packet, the tag performs inhibit sense. If it receives an **idle** signal, the tag transmits a packet at the next time slot. On the other hand, if it receives a busy signal, the tag does not transmit and waits until the next time slot, which is decided randomly and then starts the inhibit sense. Here, in the reader, the time slot when the reader transmits a busy signal to all the tags is called a busy slot.

Moreover, the time slot when the reader transmits an **idle** signal to all tags is called an **idle slot**. The reader informs all tags of the next timing to transmit packets when it has finished receiving packets from all users. However, if the reader does not receive any packets, it also informs the tags of the next timing.

By taking a normalized propagation delay d , the busy slot must be more than $(1+d)*T$ and the **idle** slot must be at least more than $d*T$. The throughput S of slotted non-

persistent ISMA for the offered traffic G and under an ideal communication channel is shown as [1]:

$$S = \frac{dG^{-dG}}{1 + d - e^{-dG}} \tag{9}$$

V. SIMULATION RESULTS

As shown in Figures 4 and 5 for pure ALOHA, when the capture effect is not considered, the throughput is close to the theoretical value even if the number of tags is 100. On the other side, when the capture effect is considered, the throughput increases while the average transmission delay is reduced. This is due to the fact that in pure ALOHA, collisions often occur. Here, the normalized propagation delay α was set to 0.01 or 0.1. If α is small the maximum throughput of algorithm is higher than that when α is large, it means that we make less time to identify all data packets and the time of identification is increased rapidly.

This is because other tags transmit their packets during a large propagation delay time even if a tag transmits its packet after sensing the carrier. As a result, collision occurs. Moreover, if the capture effect is considered, a transmitted packet sometimes survives because of the difference of received-power between transmitted tags. Therefore, throughput increases.

The simulation results of throughput and average delay for the four protocols considered in this paper, i.e., ALOHA, np-ISMA, CSMA are shown in Fig. 6 and 7.

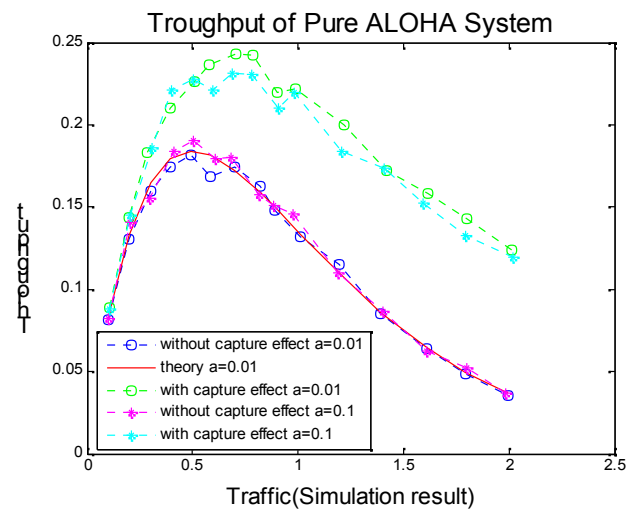


Fig. 4: Offered traffic and throughput of pure ALOHA

The maximum throughput of the pure ALOHA was dependent on the normalized propagation delay. Moreover, if the capture effect is considered, a transmitted packet sometimes survived because the received powers for arrival packets were different from each other. Therefore, the throughput increased.

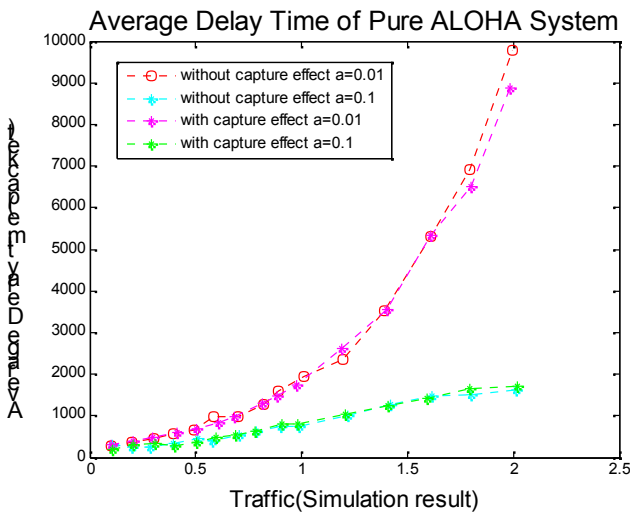


Fig.5: Offered traffic and delay time of pure ALOHA

We can see clearly the best performance of throughput and average delay time for non-persistent ISMA by considering the capture effect. In the case of the non-persistent ISMA protocol, the normalized propagation delay d was set to 0.01 and 0.1. If the capture effect is considered, a transmitted packet sometimes survived because the received powers for arrival packets were different from each other. Therefore, the throughput increased.

The maximum throughput of the slotted non-persistent ISMA was dependent on the normalized propagation delay.

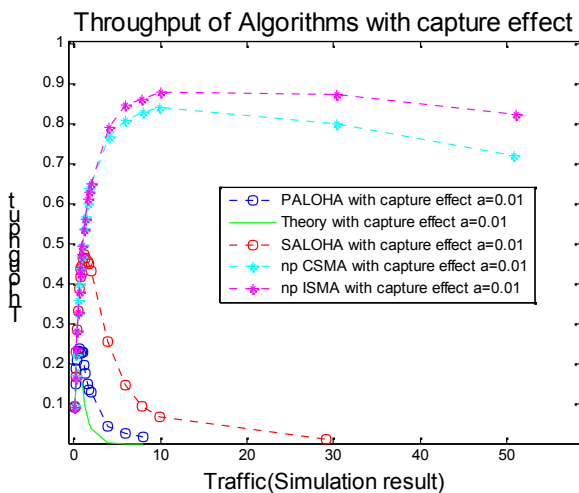


Fig. 6: Throughputs of the 4 algorithms with capture effect

Figures 8 and 9 illustrate a comparison between the four algorithms: ALOHA, Slotted ALOHA, CSMA and ISMA without capture effect and when using it. The graphics in Fig. 8 shows best performance oh throughput when using capture effect because of the detection of signals having superior amplitude compared to others, so it can be used as a good factor to reduce the amount of tags in collision. The same remark in given for delay time throw Fig.9 where we see a good improvement in time to detect a given tag, so the tags having signals less than the

threshold fixed by the capture effect can't be taken in consideration, and they can't be detected completely which reduce the number of tags entering in collision.

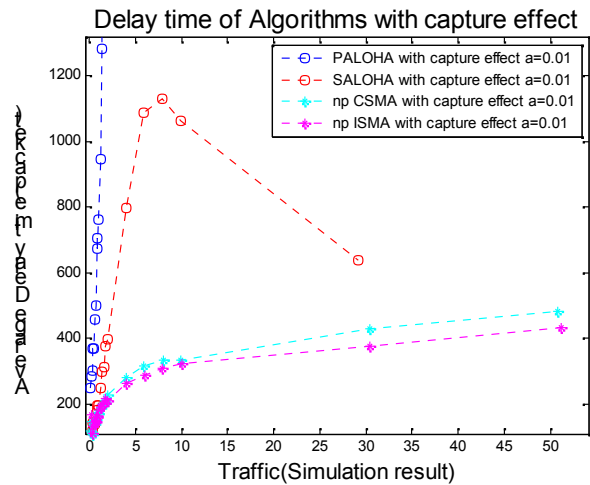


Fig. 7: Delay time of the 4 algorithms with capture effect

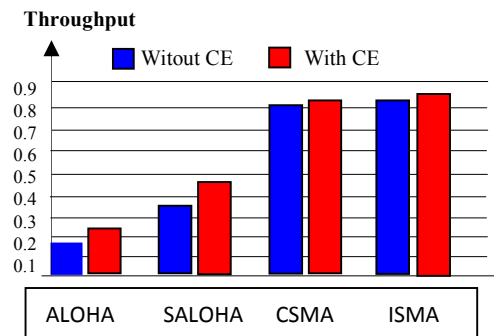


Fig. 8: Comparison of the 4 algorithms throughput with and without capture effect

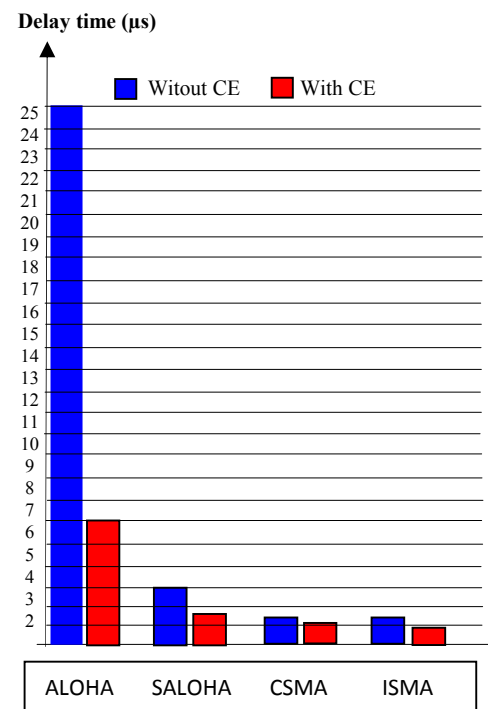


Fig. 9: Comparison of the 4 algorithms delay time with and without capture effect

VI. CONCLUSION

In this paper, we introduced some typical protocols used in communication systems that we have applied to RFID systems by considering tags as user terminals and reader as access point. By taking into account the capture effect, the overall system performance was efficiently evaluated with regard to the throughput and average transmission delay.

From the obtained results, np-ISMA looks to be the most efficient and thus, can be successfully applied to enhance the performance of RFID systems for fast tag detection and collision avoidance.

The maximum throughput of the slotted non-persistent ISMA was dependent on the normalized propagation delay.

Moreover, if the capture effect is considered, a transmitted packet sometimes survived because the received powers for arrival packets were different from each other. Therefore, the throughput increased.

We note that there are many recent anti-collision algorithms with better performance than conventional multiple access protocols that should be mentioned in this paper such as PS, RCSMA etc. but here we have presented a humble contribution to evaluate the performances the conventional ones and to study the effect capture influence in the case of RFID systems compared with the communication channel or communication systems.

All performances are summarized in TABLE.II for the four algorithms with and without capture effect with $G=2$ and $d=0.01s$. We have seen those results throw Fig.8 and 9.

TABLE. II.

Performances summary of the four algorithms: Throughput and delay time for $G=2$, $d=0.01$ with and without CE (without capture effect)

Throughput (%)				
Algorithms	Aloha	SAloha	CSMA	ISMA
Without CE	0.18	0.36	0.81	0.82
With CE	0.24	0.48	0.84	0.85
Delay time (μS)				
Algorithms	Aloha	SAloha	CSMA	ISMA
Without CE	25	3	1.5	1.4
With CE	6	1.8	1.1	0.9

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by MESRS (*Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique*) under the supervising of the CNEPRU, www.cnepru-mesrs.dz,

REFERENCES

1. Harada, H., Prasad, R., *Simulation and Software Radio for Mobile Communication*, Norwood, MA, Artech House, 2000.
2. H. Saadi, R. Touhami, M. CE. Yagoub, "Simulation of the Anti-Collision Process of RFID Systems Based on Multiple Access Protocol Modeling", IEEE Proc, 11th IEEE International Symposium in Signal Processing and Information Technologie, 978-1-4673-0753-6/11, Bilbao, Spain, December 2011.
3. Rom, R., and M. Sidi, *Multiple Access Protocols Performance and Analysis*, New York: Springer-Verlag, 1998.
4. Spragins, J.D., J.L. Hammond, and K. Pawlikowski, *Telecommunications Protocols and Design*, Reading, MA: Addison-Wesley, 1991.
5. Sunshine, C A, *Computer Network Architecture and Protocols*, New York: Plenum Press, 1989.
6. Prasad, R., *CDMA for Wireless Personal Communication*, Norwood, MA, Artech House, 1996.
7. Abramson, N., "The ALOHA system-another alternative for computer communications," *Proc. Fall Joint Computer Conference (AFIPS)*, Vol. 37, , pp. 281-285, 1970.
8. K. Finkenzeller, *RFID handbook*, 2nd ed., John Wiley & Sons, 2003.
9. Kleinrock, L., and f. A Tobagi, "Packet switching in radio channels, part I-carrier sense multiple access nodes and their throughput-delay characteristics," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 23, pp. 1400-1416, December 1975.
10. Tobagi, F. A, and L. Kleinroek, "Packet switching in radio channels: part II-the hidden terminal problem in carrier sense multiple-access and the busy tone solution," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 23, pp. 1417-1433, December 1975.
11. Krebs, J., and T. Freeburg, "Method and apparatus for communicating variable length messages between a primary station and remote stations at a data communication system," *V.S. Patent No. 4519068*, 1985.
12. Prasad, R., and J. C. Arnbak, "Capacity analysis of non-persistent inhibit sense multiple access in channels with multipath fading and shadowing," *Proc. 1989 Workshop on Mobile and Cordless Telephone Communications, IEEE, King's College, University of London*, pp. 129-134, September 1989.
13. Prasad, R., "Throughput analysis of non-persistent inhibit sense multiple access in multipath fading and shadowing channels," *European Trans. on Telecommunications and Related Technologies*, Vol. 2, pp. 313-317 May-June 1991.
14. Widipangestu, I., A. J.'t Jong, and R. Prasad, "Capture probability and throughput analysis of slotted ALOHA and unslotted np-ISMA in a rician/rayleigh environment," *IEEE Tran. on vehicular technology*, Vol. 43, pp. 457-465, August 1994.
15. Kasahara, H., S. Hara, and N. Morinaga, "Modeling and simulation analysis of indoor packet radio communication systems," *IEICE Trans. fundamentals*, Vol. J78-A, No. 8, , pp. 947-956, August 1995.
16. Prasad, R., *Universal Wireless Personal Communications*, Norwood, MA: Artech House, 1996.

Acquisition des Paramètres Bioclimatiques par un Réseau de Capteurs Utilisant le Protocol CAN

Nawel FERHAT, Mokhtar ATTARI et Youcef REMRAM

Résumé — Une croissance idéale des plantes dépend de façon directe et décisive de la température optimale de l'air et d'humidité de l'air suffisamment élevée. Le maintien d'un microclimat avec des conditions idéales revient au contrôle de ces paramètres. L'objectif du travail est la conception et la réalisation d'un système en structure réseau sous bus CAN pour la mesure de température et d'humidité au sein d'une serre agricole expérimentale afin de pouvoir optimiser son fonctionnement pour une culture maraîchère intensive et optimale.

Mots clés — Réseau, CAN, Bioclimatologie, Température, Humidité, Capteur climatique, Serres, Acquisition.

I. INTRODUCTION

La serre agricole est un moyen de modifier le climat existant et offre aux maraîchers et aux horticulteurs la possibilité de maîtriser le climat (température, humidité, éclairage, etc.) et de produire, au moment où ils le souhaitent, légumes, fruits et plantes vertes. La compréhension et l'amélioration environnementale des serres peuvent permettre la proposition des solutions technologiques pour maîtriser le climat sous serre.

La température et l'humidité sont les deux paramètres les plus mesurés en agronomie, l'importance des autres paramètres bioclimatiques font l'objet de réalisations de stations météorologiques complètes [1], [2], [3], [4]. Actuellement l'acquisition des données sans fil envahissent les serres agricoles en utilisant diverses technologies : WiFi, Bluetooth, ZigBee, GSM et GPRS [5], [1], [2], [6], [4].

Dans ce travail on a plutôt fait le choix d'un réseau filaire en s'appuyant sur la force du bus CAN principalement utilisé dans l'industrie spatiale, automobile et robotique [7], [8], [9], [10], [11], [12], [13] même combiné avec la technologie sans fil [14].

II. CONTROL DES PARAMETRES CLIMATIQUES DANS UNE SERRE AGRICOLE

La maîtrise du climat est la raison d'être des serres. Ainsi, il est possible de créer un environnement idéal pour la croissance des plantes par l'automatisation du monitoring des paramètres bioclimatiques. Le contrôle de la température des serres est assuré par la ventilation en cas d'excès. Si les températures baissent à un niveau inférieur à celui accepté par les cultures, on utilise de puissantes chaudières au gaz naturel ou à fioul ou autre moyen de chauffage pour élever la température. La distribution des calories à l'intérieur de la serre se fait par convection grâce à des tuyaux aériens, ou des aérothermes. La chaleur peut être distribuée en basse température (branché sur le retour du chauffage) par des tapis sous les tablettes de culture pour apporter une chaleur de fond. La température peut également être gérée automatiquement par l'utilisation de toile d'ombrage.

Dans certaines régions chaudes, on va abaisser la température des serres au moyen d'un rideau d'eau circulant dans des paillasons. A l'opposé, de puissants ventilateurs extraient l'air de la serre pour créer une légère dépression permettant d'aspirer l'air extérieur qui pénètre dans la serre au travers des paillasons humides. Cette technique rafraîchit l'air.

La gestion de l'air en serre et celle de la température qui y règne sont liées : plus l'air circule, plus la température de la serre va être proche de celle de l'extérieur. En plus, l'air de la serre s'enrichit de la vapeur d'eau provient du sol et de la transpiration des plantes et quand l'air est immobile, l'eau évaporée par les feuilles s'accumule autour de celles-ci. La plante transpire alors de moins en moins et son feuillage se réchauffe.

Reçu le 15 octobre 2012, Ce travail a été soutenu en partie par le ministère MESRS sous Subvention PNR1. Le premier auteur est avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP 32, Bab-Ezzouar, Alger, Téléphone: 213-24217912 (poste 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Courriel: nawel_f@hotmail.fr. Auteurs secondaires sont également avec le Laboratoire d'Instrumentation, USTHB, BP. 32, Bab-Ezzouar, Alger.

L'excès d'humidité est généralement réduit par une ventilation mais pour augmenter le niveau d'humidité sans créer trop d'eau libre exige généralement un dispositif d'évaporation telle que les brumisateurs.

III. SYSTÈME D'ACQUISITION A BUS CAN

Le CAN est un système de communication, en temps réel, par liaison série, avec une propriété multi-maîtres, plusieurs nœuds peuvent simultanément demander l'accès au bus et avec un système d'allocation de priorités aux messages basé sur l'identificateur attribué à chaque message. Un émetteur transmet un message sans indication de destinataire et sur la base de l'identificateur associé à ce message, chaque nœud décide de traiter ou d'ignorer ce message. Les collisions sont résolues par un principe de "bit dominant" [7]. Les temps de réponse sont fonction de la priorité du message [15].

3.1 Couche physique

Les nœuds sont reliés entre eux par l'intermédiaire d'un bus série équipé de terminateurs de lignes (résistances de terminaison). Généralement, le bus CAN utilise comme support de transmission une paire torsadée blindée ou non blindée. La norme CAN ne spécifie pas de couche physique unique. Différentes implantations sont donc possibles : fibre optique, câble coaxial, infrarouge, etc.

Pour le codage de bits, le CAN a retenu le codage NRZ pour sa simplicité. Le temps que doit durer un bit sur le médium doit être supérieur à deux fois le temps de propagation d'un bit sur toute la longueur du bus. Ainsi, le CiA (CAN in Automation) et beaucoup d'utilisateurs industriels de CAN recommandent les configurations suivantes : Bit dominant (0 logique) et un bit récessif (1 logique), si deux nœuds présentent des niveaux logiques différents, le bit dominant s'impose [16], [7].

3.2 Couche liaison de données

Il existe quatre types de trames pouvant être transmises sur un bus CAN (Data Frame, Remote Frame, Error Frame et Overload Frame) [16], [7]. Les trames de données transmises par le nœud sur le bus ne contiennent ni adresse d'un nœud destinataire, ni adresse du nœud source. Elles contiennent des identificateurs d'objets codés sur 11bits en version standard (CAN2.0A) et sur 29 bits en version étendue (CAN2.0B). CAN intègre une méthode simple et efficace pour arbitrer l'accès au bus cette méthode est appelée CSMA/CR et pour renforcer la détection d'erreurs

de transmission, CAN intègre un mécanisme dit de "bit stuffing". La trame de données, destinée à la transmission d'informations par le bus, comporte sept champs caractéristiques [7], [17]

- début de trame (Start of Frame ou SOF) ;
- champ d'arbitrage (Arbitration Field) ;
- champ de contrôle (Control Field) ;
- champ de données (Arbitration Field) ;
- champ de CRC (CRC Field) ;
- champ d'acquiescement (ACK Field) ;
- fin de trame (End of Frame).

Dans ce travail, il s'agit de piloter à l'aide d'un microcontrôleur plusieurs cartes d'acquisitions, ces dernières transmettent les informations relatives aux paramètres bioclimatiques. Un programme écrit en MikroC Pro se charge de la communication avec ces cartes et de mettre à la disposition de l'utilisateur les résultats soit via un affichage sur les afficheurs LCD et GLCD, sur PC à travers l'interface série, ou par accès à la base de données sauvegarder sur le carte SD.

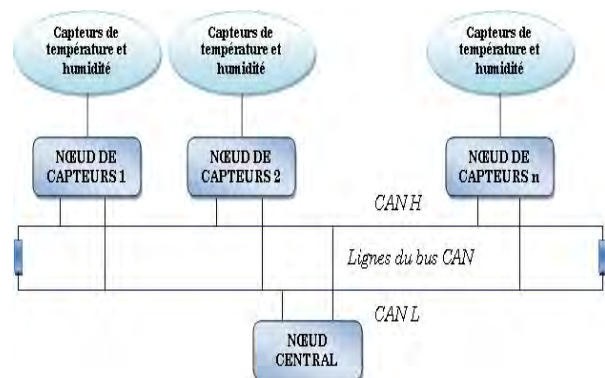


Fig.1. Synoptique de la structure proposée pour l'acquisition des paramètres bioclimatiques.

Les deux cartes se partagent les blocs suivants :

Adaptation de niveau RS232 : réalise l'interfaçage entre le port série du PC et le port série du PIC.

Entrées capteurs : permet l'acquisition des différents paramètres bioclimatiques issus des cartes de conditionnement des capteurs correspondant.

Bloc de visualisation & sonorisation : assure l'affichage des résultats sur les deux afficheurs et à travers les led et le buzzer une signalisation des dépassements des limites.

Programmation in situ : véhicule les signaux relatifs à une programmation des microcontrôleurs.

Bloc de sauvegarde : une carte SD communicant en SPI offre un bon espace de sauvegarde des paramètres bioclimatiques.

Horloge temps réelle : à travers un DS1307 les cartes nœuds auront la possibilité de synchroniser la sauvegarde sur carte SD et l'utilisateur aura une horloge calendrier afficher sur un afficheur.

Adaptateur bus CAN : le bus de communication industriel utiliser pour l'échange d'informations entre les différentes cartes nœuds et la cartes centrale n'est rien d'autre qu'un bus différentiel CAN qui impose ainsi une adaptation des signaux entres les PIC et le bus.

Bloc de gestion : microcontrôleur de la famille Microchip de la série 18F pour le traitement des données.

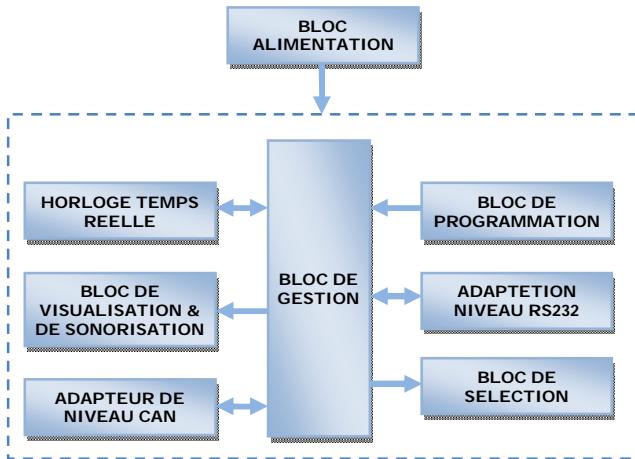


Fig.2. Synoptique de la carte centrale

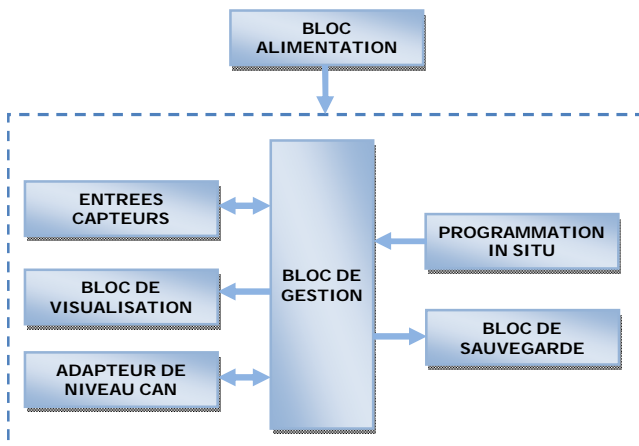


Fig.3. Synoptique de la carte nœud de capteurs

Les microcontrôleurs sont la base de ces cartes d'acquisitions [18-20], [6], [21-23], en plus il y'a plusieurs contrôleurs CAN disponibles sur le marché. Certains sont disponibles en puces autonomes, mais l'option la plus commune est celle d'un contrôleur CAN intégrées dans une unité de microcontrôleur [24]. En effet, notre choix s'est porté sur le microcontrôleur 18F458 présentant une architecture contenant les différents blocs nécessaire à la communication avec l'extérieur après programmation.

Le PIC 18FXX8 met à la disposition de l'utilisateur ce module conforme aux normes ISO CAN mettant en œuvre le protocole CAN1.2, CAN2.0A et CAN2.0B. Avec trames de données

standard et étendu d'une longueur de 0 à 8 octets et un taux de débits programmable jusqu'à 1Mbits/s. utilisant un double buffer de réception, 6 filtres d'acceptation, 2 masques d'acceptation, 3 buffers de transmission, registre de control et d'état, registre de control de vitesse, registre de contrôle d'entrées/sortie et contrôle et état des interruptions, etc. [25]

Vu l'incompatibilité de niveau électrique entre notre microcontrôleur et notre bus le MCP2551 joue le rôle d'un adaptateur de niveau. La Fig.6 illustre l'organigramme de la gestion de la carte nœud.

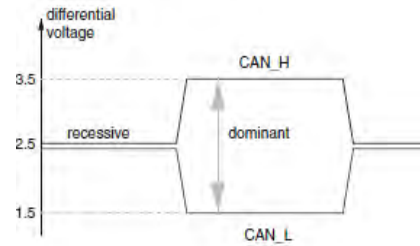


Fig.4. Niveaux du bus CAN « High Speed » [24]

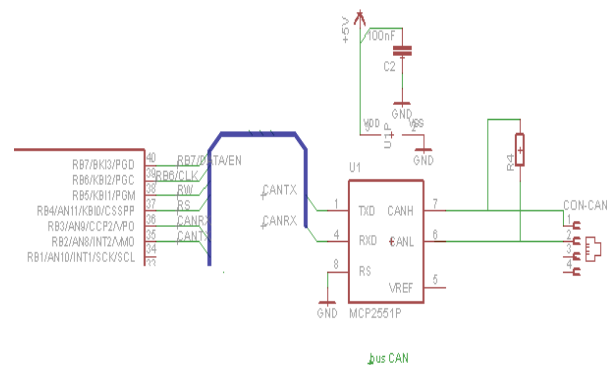


Fig.5. Bloc bus CAN

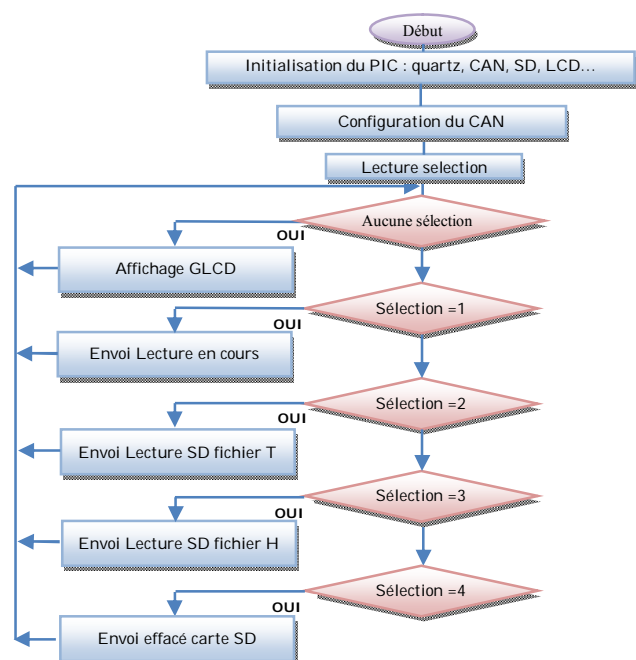


Fig.6. Organigramme de gestion de la carte nœud

IV. SYSTEME DE MESURE

La valeur mesurée par un capteur de température n'est représentative que s'il y'a équilibre thermique en permanence entre le détecteur et l'air ambiant au sein de la serre. [16], [26]. Les capteurs de température peuvent être distingués par leur technologie: CTN, Thermocouple, Semi-conducteur, Résistance métallique, Pyrométrie.

Parallèlement à la température, l'humidité est aussi une grandeur de process très importante. Elle se définit par la présence de vapeur d'eau dans l'air ambiant. L'air humide est caractérisé par plusieurs grandeurs intrinsèques.

Les deux capteurs choisis pour la mesure de température (CTN) et d'humidité (H25K5) sont tout les deux résistifs. Les CTN, des petits composants dont la résistance diminue avec l'augmentation de la température. Différentes valeurs de base à 20 ou 25°C sont disponibles.

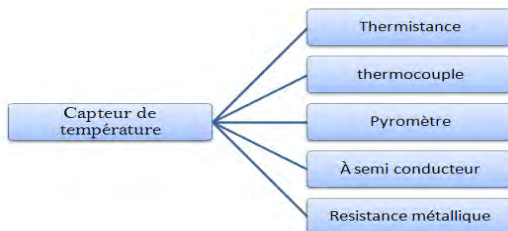


Fig. 7. Les différents capteurs de température

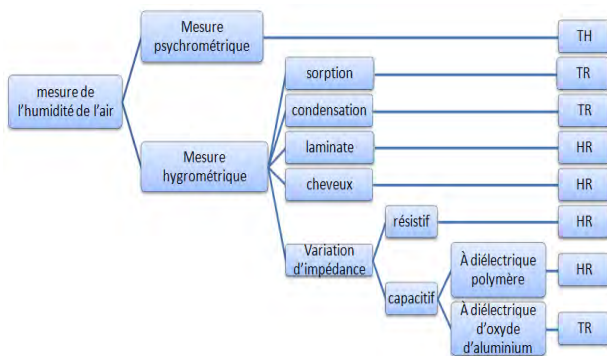


Fig.8. Les différentes mesures de l'humidité de l'air

Il existe différentes techniques d'utilisation de thermistances CTN pour mesurer la température, on cite: Circuit à courant constant, Circuit à tension constante, Circuits en pont, circuit inverseur et non-inverseur à amplificateur opérationnel.

Pour la mesure de l'humidité, un circuit diviseur de tension est utilisé et illustré par le fabricant du H25K5 avec quelques particularités en plus. En effet, ce capteur est capable d'opérer dans un étendu de mesure allant de 20 à 90%RH dans une plage de température de 0 à 60°C. Le temps de réponse est d'environ 1mn et l'exactitude donnée

par le constructeur est de ±5%RH à 60%RH. Ce capteur doit être alimenté avec une tension périodique de 1khz. La CTN assure une compensation en température [27].

Ces deux composants sont bon marché mais ont le prix de leurs défauts. Ils ne sont pas linéaires, et obligent à avoir des tables de correspondance, ou d'utiliser une loi mathématique approchée.

V. METROLOGIE ET EXPERIMENTATION

5.1 Etalonnage des capteurs

La CTN a été étalonné dans un bain de sable chauffé à des températures progressives à la faculté de chimie (USTHB). Un étalonnage a été effectué pour 3 CTN de valeurs 130Ω, 4,7kΩ et 10kΩ et on a utilisé deux modèles mathématiques pour la linéarisation de leurs caractéristiques.

Méthode 1: *Exponentiel* [28]

$$R = R_0 \exp\left(\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right) \quad (1)$$

Méthode 2: *Steinhart-Hart* [29]

$$\frac{1}{T} = C_1 + C_2 \ln(R) + C_3 (\ln(R))^3 \quad (2)$$

L'étalonnage de l'humidité a été réalisé au sein de l'Office National de la Météorologie, ONM Dar El Baida, Alger. Comme l'humidité est directement liée à la température des mesures d'humidité en été present pour différente valeur de la température.

Ainsi, on a limité notre plage de fonctionnement dans une serre agricole pour des valeurs d'humidité dépassant les 35% RH. L'ajustage des points expérimentaux a été effectué au moyen d'un polynôme de degrés 5.

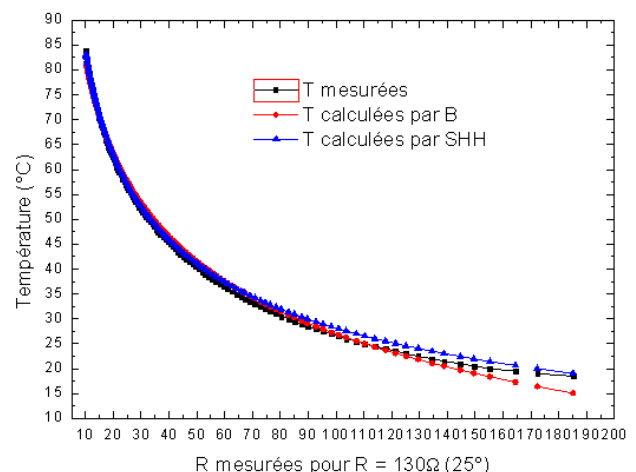


Fig.9. Température mesurées, calculées avec β et SHH

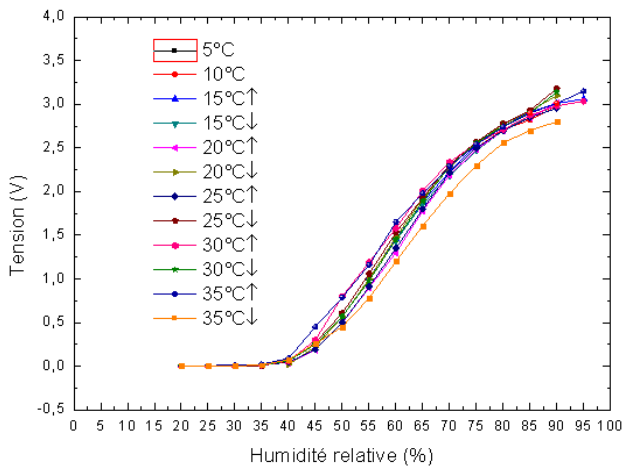


Fig.10. Variation de la tension en fonction de l'humidité relative à différentes valeurs de température

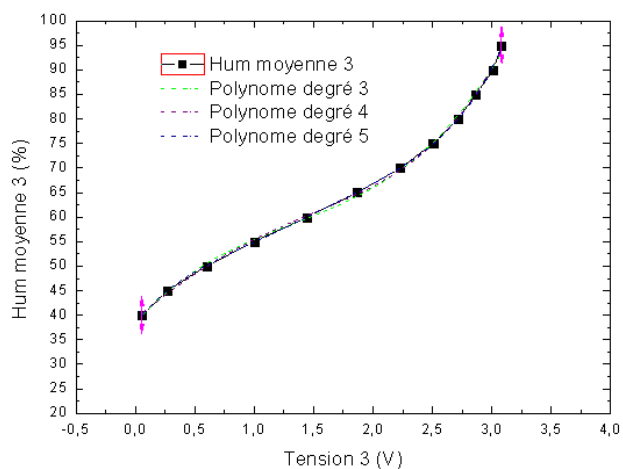


Fig.11. Variation de l'humidité relative en fonction de la tension moyenne dans une plage supérieure à 35% d'HR

VI. CONCLUSION

Nous avons présenté dans cet article la mise en œuvre d'un Réseau de Capteurs distribué au Sein d'une serre agricole expérimentale, toutes variations de température et d'humidité sont décelées par ces derniers et récolté par les cartes nœuds et véhiculée à la carte centrale via le bus CAN. Le choix de ce dernier c'est avéré gratifiant car il offre via les registres internes du microcontrôleur une simplicité de programmation du contrôleur intégré CAN.

Le dispositif réalisé permet de progresser dans la connaissance de l'action des facteurs physiques du milieu agricole et contribue en agissant soit sur la plante soit sur le climat à l'amélioration de la quantité et de la qualité des produits récoltés.

Les objectifs fixés au départ sont atteints à savoir la réalisation d'un circuit simple et économique avec un système d'acquisition de paramètres bioclimatiques (température – humidité) pouvant être sauvegardé sur carte SD et affiché via les

écrans LCD, GLCD ou sur Pc grâce à une interface élaboré à cet effet.

VII. REMERCIEMENTS

Ce travail est sous la supervision du projet de recherche BIOSER/PNR patronné par la direction générale de la Recherche Scientifique et du Développement Technologie (DGRSDT), <http://www.nasr-dz.org/>.

VIII. BIBLIOGRAPHIE

1. M. Benghanem "Measurement of meteorological data based on wireless data acquisition system monitoring", *Applied Energy*, Volume 86, Issue 12, December 2009, pp 2651–2660.
2. DaeHeon Park, SungEun Cho, and JangWoo Park "The Realization of Greenhouse Monitoring and Auto Control System Using Wireless Sensor Network for Fungus Propagation Prevention in Leaf of Crop", *Communications in Computer and Information Science*, Volume 65, *Proceedings of Control and Automation International Conference*, CA 2009, Held as Part of the Future Generation Information Technology Conference, CA 2009, Jeju Island, Korea, pp 28-34, 2009, December 10-12.
3. S. Ameer, M. Laghrouche, A. Adane, "Monitoring a greenhouse using a microcontroller-based meteorological data acquisition system", *Renewable Energy*, Volume: 24, Issue: 1, septembre 2000, pp19-30.
4. Cheng Wang, Chunjiang Zhao, Xiaojun Qiao, Xin Zhang, Yunhe Zhang, "The design of wireless sensor networks node for measuring the greenhouse's environment parameters", *Computer and Computing Technologies in Agriculture*, Volume 259; Vol. 2, 2008, pp. 1037–1045.
5. ZHANG Qian, YANG Xiang-long, ZHOU Yi-ming, WANG Li-ren, GUO Xi-shan, "A wireless solution for greenhouse monitoring and control system based on ZigBee technology", *Journal of zhejiang university*, Science A, volume 8, number 10, 2007, pp1584-1587.
6. Junfeng Zhang, Feng Yu, Jichun Zhao, Sufen Sun, "The design and realization of embedded wireless data collection system", *International Federation for Information Processing*, Volume 295, *Computer and Computing Technologies in Agriculture II*, Volume 3, eds. D. Li, Z. Chunjiang, (Boston: Springer), 2009, pp. 2031–2036.
7. Robert Bosch, "CAN Specification; Version 2.0", GmbH, Postfach 30 02 40, D-70442 Stuttgart, 1991
8. B.T. Fijalkowski, "Controller Area Networking : automotive mechatronics: operational and practical issues Intelligent Systems," *Control and Automation: Science and Engineering*, 2011, Volume 47, Part 1, 65-67, DOI: 10.1007/978-94-007-0409-1_8

9. ECSS-E-50-15, "Recommendations for CAN Bus in Spacecraft Onboard Applications", *European Cooperation for Space Standardization*, May 2005.
10. Georgios Pouiklis, George Kottaras, Athanasios Psomoulis • Emmanuel Sarris, Nikolaos Stamatopoulos "A low-power, radiation-hardened, CAN-interface for system-on-chip space applications", *CEAS space journal*, 2012. DOI: 10.1007/s12567-012-0027-0
11. Xiaofei Gao, Minghui Wu, Z. Fu, Yanzheng ZhaoetS hanben Chen "The Control System Design of a Climbing Welding Robot Based on CAN Bus", robotic welding, intelligence and automation, Lecture Notes in Electrical Engineering, 2011, Volume 88, V, pp429-434, DOI: 10.1007/978-3-642-19959-2_52
12. N. Navet, H. Perrault, "CAN in Automotive Applications: a look forward", 13th International CAN Conference, Hambach, Germany, March 5-6, 2012.
13. Guofang Qin, Yingli Lv and Zhongqi Wang, "The Design and Application of CAN General Line Based on SJA1000 in the Coal Mine Long Distance Electric Communication System", Lecture Notes in Electrical Engineering Volume 138, 2012, pp 1683-1689
14. Xijian Zheng, Hong Zhang, and Zhengyi Xie, "Design of Wireless Monitoring System Based on CAN Bus and ZigBee Technology of Tower Crane", Informatics in Control, Automation and Robotics, LNEE 132, pp. 103–110.© Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2011
15. Manoj Kumar, Ajit Kumar Verma, and A. Srividya, "Response-Time Modeling of Controller Area Network (CAN)", Lecture Notes in Computer Science, 2009, Volume 5408, Distributed Computing and Networking, Pages 163-174
16. Georges Asch et collaborateurs, "les capteurs en instrumentation industrielle", 5° édition Dunod 1999 et 6° édition Dunod 2010.
17. D. Kraft, "Controller Area Network (CAN)", Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik im Automobil, VDI-Buch 2006, pp 529-535
18. Ferran Reverter , Oscar Casas "Direct interface circuit for capacitive humidity sensors", Sensors and Actuators A: Physical, Volume 143, Issue 2, 16 May 2008, pp 315-322.
19. Gaytri Gupta "Microcontroller Based Monitoring and Control of Greenhouse Environment", Information and Communication Technologies, Communications in Computer and Information Science, 2010, Volume 101, Part 3, pp495-497,
20. Mahmoud Omid "A Computer-Based Monitoring System to Maintain Optimum Air Temperature and Relative Humidity in Greenhouses", International Journal of Agriculture & Biology, Omid/Int. J. Agri. Biol., Vol. 6, No. 6, 2004.
21. Dae-Heon Park, Beom-Jin Kang, Kyung-Ryong Cho, Chang-Sun Shin . Sung-Eon Cho, Jang-Woo Park , Won-Mo Yang, "A Study on Greenhouse Automatic Control System Based onWireless Sensor Network" ,Wireless Personal Communications, Volume 56, Number 1 , 2011, pp117-130.
22. N. Montoya, L. Giraldo , D. Aristizá bal , A. Montoya "Remote Monitoring and Control System of Physical Variables of a Greenhouse through a 1-Wire Network", Advances in Systems, Computing Sciences and Software Engineering, January 01, 2006, pp 291-296.
23. Hu Zhao, Sangen Wang, and Dake Wu "Pervasive Agricultural Environment Monitoring System Based on Embedded Database", Computer and Computing Technologies in Agriculture iv, IFIP Advances in Information and Communication Technology, Volume 345, 2011; pp166-176.
24. Marco Di Natale, Haibo Zeng, Paolo GiustoetArkadeb Ghosal "Reference Architecture of a CAN-Based System", understanding and using the controller area network communication protocol, 2012, 1-24, DOI: 10.1007/978-1-4614-0314-2_1 © Springer Science+Business Media, LLC 2012
25. "PIC18FXX8, Data Sheet, 28/40-Pin High-Performance, Enhanced Flash Microcontrollers with CAN Module", 2004 Microchip Technology Inc.
26. William C. Dunn "Introduction to Instrumentation, Sensors, and Process Control", 2006.
27. "H25K5A resistance humidity sensor specification" Sencera Co. Ltd. 9F-5, No. 26, Sec. 3, Jan-Ai Road, Taipei, Taiwan, ROC.
28. Georges BONNIER, Hélène RONSIN, "Thermistances CTN et autres thermomètres à semi-conducteurs", Techniques de l'Ingénieur, R 2 580.
29. "Thermistor Calibration and the Steinhart-Hart Equation", Application Notes, ILX Lightwave Corporation, 2005.

Méthodologie d'Implémentation d'un Réseau de Neurones à Rétropropagation

F. Benrekia et M. Attari

Résumé — Cet article décrit une méthodologie d'implémentation matérielle d'un réseau de neurones à rétropropagation sur les systèmes embarqués. Dans une première étape, une investigation de la quantification et du codage, indispensable dans l'implémentation numérique des réseaux de neurones, a montré l'intérêt de la quantification locale pour assurer la précision requise. En outre, le choix du nombre de bits de codage a été optimisé pour minimiser l'erreur à la sortie du réseau. Dans une deuxième étape, on a fait la synthèse du réseau conçu dans un environnement dédié sur circuit FPGA. Afin d'assurer un compromis entre rapidité et surface de silicium réduite, une implémentation séquentielle avec Pipeline a été réalisée.

Mots Clés — Réseau de neurones à rétropropagation, Quantification, Codage, VHDL, Implémentation-FPGA.

I. INTRODUCTION

On détaillera dans cet article la procédure d'implémentation du réseau de neurones à rétropropagation. En prend comme cas d'étude un réseau approxinant la fonction sinus. Ce réseau est du type perceptron constitué de trois couches : la première et la troisième sont respectivement la couche d'entrée et la couche de sortie constituées par un seul neurone chacune, la deuxième est la couche cachée qui contient dix neurones. La Fig 1 présente l'architecture de ce réseau, cette procédure doit être précédée par une étape d'apprentissage pour fixer les différents paramètres du réseau, la fonction de transfert utilisée est log-sigmoïde. Les étapes de conception avancées sont assez générales et peuvent s'appliquer sur n'importe quel type de réseau perceptron quel que soit le nombre d'entrées et le nombre de couches cachées.

L'étape de codage de l'information est une étape indispensable dans l'implémentation numérique des réseaux de neurones. C'est pourquoi elle sera détaillée et son effet sur la sortie du réseau sera étudié. Selon un compromis entre complexité et erreur de codage, on choisira les nombres de bits convenables des différents paramètres. On détaillera par la suite l'architecture

optimale obtenue du réseau de neurones ainsi que les différents choix des blocs et opérateurs à implémenter sur un circuit reprogrammable sur puce (FPGA). On finira l'article par l'étape de synthèse, les résultats de simulation et une conclusion.

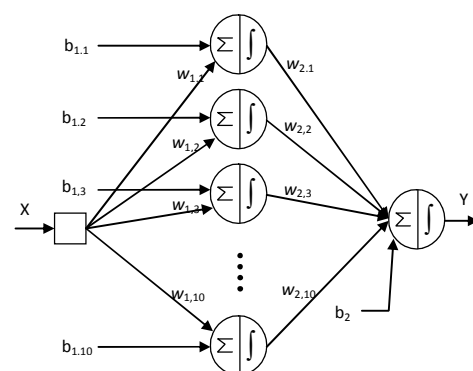


Fig. 1. Architecture du réseau étudié

II. QUANTIFICATION ET CODAGE DES DIFFERENTS PARAMETRES DU RESEAU ET ESTIMATION DE L'ERREUR

La quantification et le codage des paramètres sont deux étapes indispensables dans l'implémentation des réseaux de neurones sur FPGA. En effet une implémentation numérique impose que les données soient toutes binaires. Il existe deux types de quantification : quantification globale et quantification locale [1]. Généralement dans la quantification globale, on utilise le même intervalle de variation et le même nombre de bits de codage pour tous les paramètres du réseau. Par contre, dans la quantification locale, on définit l'intervalle de variation de chaque paramètre séparément. Souvent, le choix du type de quantification doit assurer un compromis entre précision et rapidité [1]. De ce fait, on a conçu un programme sous MATLAB qui quantifie les paramètres du réseau selon les deux types de quantification et calcule l'erreur maximale entre la sortie réelle et la sortie après quantification du réseau. On a obtenu une erreur maximale de 2,85% en utilisant la quantification globale et une erreur maximale de 0,52% lorsqu'on a utilisé la quantification locale. Ceci montre que l'algorithme de quantification locale est beaucoup plus précis notamment pour les réseaux de neurones où les paramètres appris du réseau peuvent se situer dans des plages différentes. Dans ce qui suit, on a recours à la quantification locale des

Manuscrit est reçu le 07 Septembre 2012. Le Premier Auteur est avec le Laboratoire d'Instrumentation (LINS), USTHB BP.32, Bab Ezzouar, 16111, Alger, Algérie, Tél.: +213(0)24217912 (Ext. 804), Fax: +213 (0)21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: fbenrekia@gmail.com. Le Second Auteur est également avec le Laboratoire d'Instrumentation (LINS), USTHB BP.32, Bab Ezzouar, Alger, Email: attari.mo@gmail.com.

paramètres du réseau de neurone à implémenter. Il existe différents types de codages des nombres selon les besoins et les contraintes du calcul arithmétique. Dans ce cas d'implémentation on a choisi le codage en binaire naturel pour les nombres positifs compris entre 0 et $2^n - 1$ et le codage en complément à 2 pour les autres qui changent de signe puisque ce type de codage permet d'exécuter des opérations de calcul arithmétique sur des opérands positifs ou négatifs sans avoir à se soucier du signe. Le résultat du traitement est aussi représenté dans le code du complément à 2. On ne cherche pas à retrouver le module du résultat d'une opération si le nombre doit être traité par la suite. Par contre, on le fait à la fin du traitement complet. La souplesse du codage en complément à 2, rend possible de représenter des nombres dont les valeurs sont comprises entre -2^{n-1} et $2^{n-1} - 1$ où n est le nombre de bits de codage.

II.1 QUANTIFICATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT

Dans l'implémentation des réseaux de neurones en électronique analogique, la non linéarité est habituellement implicite dans une des autres opérations mises en œuvre dans le neurone, comme la multiplication ou l'addition analogique où l'amplificateur introduit la notion de saturation. Par conséquent, la nature de la fonction non linéaire est plutôt incontrôlée. Pour l'implémentation numérique des réseaux de neurones, on a besoin d'implémenter une fonction de transfert non linéaire. La fonction sigmoïde est la plus utilisée des fonctions de transfert dans la littérature des réseaux de neurones artificiels. Elle est définie par :

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (1)$$

Plusieurs possibilités existent pour expliciter la fonction sigmoïde. Elle pourrait être exprimée par son développement limité tronqué avec une précision arbitraire. Cette approche est pénalisante en temps de calcul et en surface de silicium [2]. Une deuxième méthode consiste en une approximation judicieuse linéaire par morceaux de la fonction avec mémorisation des points critiques (extrémités de chaque segment de droite) [1,6]. Une autre technique qui est la plus simple se base sur une table de valeurs implémentée dans une ROM [3]. Dans cette implémentation, on va utiliser cette dernière méthode, le fait de fixer le nombre de bits de codage du couple (x_{sigm}, y_{sigm}) de la fonction sigmoïde permet de déterminer le domaine de définition réduit de cette fonction : Soit $nbsigm$ le nombre de bits de codage de la fonction sigmoïde. On sait d'avance que la sortie y_{sigm} varie entre 0 et 1, donc la valeur maximale de y_{sigm} est $y_{sigm_max} = 1$. Le plus petit bit significatif de l'axe des ordonnées se calcule comme suit :

$$lsb_{y_{sigm}} = \frac{y_{sigm_max}}{2^{nbsigm} - 1} \quad (2)$$

Donc la valeur minimale de x_{sigm} est donnée par :

$$x_{sigm_min} = f^{-1}(lsb_{y_{sigm}}) \quad (3)$$

On utilise un codage signé de la fonction sigmoïde en prenant $x_{sigm_max} = -x_{sigm_min}$. On code alors les abscisses sur $nbsigm - 1$ bits et on laisse un bit pour le signe, d'où le plus petit bit significatif de l'axe des abscisses est :

$$lsb_{x_{sigm}} = \frac{x_{sigm_max}}{2^{nbsigm-1} - 1} \quad (4)$$

Donc chaque abscisse x_{sigm} lui correspond une valeur entière relative x_{sigm_ent} comprise entre $-(2^{nbsigm-1} - 1)$ et $2^{nbsigm-1} - 1$ calculée de la manière suivante :

$$x_{sigm_ent} = round\left(\frac{x_{sigm}}{lsb_{x_{sigm}}}\right) \quad (5)$$

Et la valeur quantifiée de x_{sigm} sera :

$$x_{sigm_quan} = x_{sigm_ent} \times lsb_{x_{sigm}} = round\left(\frac{x_{sigm}}{lsb_{x_{sigm}}}\right) \times lsb_{x_{sigm}} \quad (6)$$

L'image de cette valeur par la fonction sigmoïde est :

$$y_q = f(x_{sigm_quan}) \quad (7)$$

La sortie quantifiée est alors :

$$y_{sigm_quan} = round\left(\frac{y_q}{lsb_{y_{sigm}}}\right) \times lsb_{y_{sigm}} \quad (8)$$

La valeur entière relative de la sortie est alors :

$$y_{sigm_ent} = \frac{y_{sigm_quan}}{lsb_{y_{sigm}}} \quad (9)$$

Enfin pour trouver les valeurs binaires, x_{sigm_bin} et y_{sigm_bin} , il suffit de convertir les valeurs entières relatives x_{sigm_ent} et y_{sigm_ent} en binaire selon le code complément à 2. L'erreur de quantification de la fonction sigmoïde est définie comme suit :

$$err_{sigm} = \|y_q - y_{sigm_quan}\| \quad (10)$$

Pour un nombre d'échantillons égaux à $2^{nbsigm} - 1$, cette erreur varie avec le nombre de bits de codage. La Fig. 2 représente la variation de l'erreur de quantification de la fonction sigmoïde en fonction du nombre de bits de codage. Elle montre que l'erreur diminue avec l'augmentation du nombre de bits de codage, et au-delà de 8 bits l'erreur devient acceptable. Le choix du nombre de bits de codage de la fonction sigmoïde se fera par la suite.

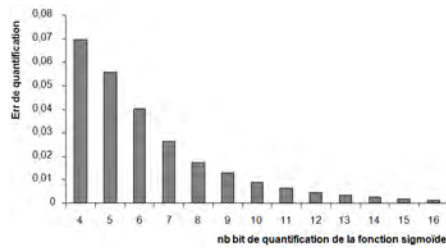


Fig. 2. Erreur de quantification de la fonction sigmoïde en fonction du nombre de bits de codage

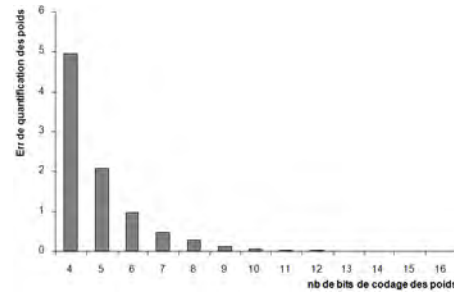


Fig. 3. Erreur de quantification des poids en fonction du nombre de bits de codage

II.2 QUANTIFICATION DES POIDS

Dans ce qui suit, on va appliquer la technique de quantification locale signée des poids. L'algorithme de cette technique est le suivant :

- Définir les intervalles des poids $[w_{1min}, w_{1max}]$ et $[w_{2min}, w_{2max}]$ avec $w_{1min} = -w_{1max}$ et $w_{2min} = -w_{2max}$
- Définir le nombre de bits de codage $nbw1$ et $nbw2$ respectivement de w_1 et w_2 .
- On calcule le plus petit bit significatif de ces deux intervalles lsb_{w1} et lsb_{w2} :

$$lsb_{w1} = \frac{w_{1max}}{2^{nbw1} - 1} \text{ et } lsb_{w2} = \frac{w_{2max}}{2^{nbw2} - 1} \quad (11)$$

- Soit w un poids, w_{ent} la représentation entière relative de w et w_{quan} la représentation quantifiée de w

$$w_{ent} = \text{round}\left(\frac{w}{lsb_w}\right) \text{ et } w_{quan} = w_{ent} \times lsb_w \quad (12)$$

En utilisant le logiciel MATLAB, on a calculé l'erreur de quantification des poids de la manière suivante :

$$Err_w = \text{norm}(w - w_{quan}) = \sqrt{\sum_i^n (|w_{1i}^2 - w_{1i,quan}^2| + |w_{2i}^2 - w_{2i,quan}^2|)} \quad (13)$$

La Fig. 3 représente l'évolution de l'erreur de quantification des poids en fonction du nombre de bits de codage. Elle montre que cette erreur diminue avec le nombre de bits de codage et lorsqu'on choisi un nombre de bits de codage supérieur à 8, l'erreur devient acceptable. Donc il est préférable d'utiliser plus que 8 bits de codage des poids.

II.3 QUANTIFICATION DES ENTREES DU RESEAU ET DES POIDS

La quantification des entrées et des biais se fait de la même façon que celle des poids, l'erreur de quantification des biais se calcule de la manière suivante :

$$Err_b = \sqrt{\sum_i^{10} (|b_{1i}^2 - b_{1i,quan}^2| + |b_{2i}^2 - b_{2i,quan}^2|)} \quad (14)$$

La Fig. 4 présente l'évolution de l'erreur de quantification des biais en fonction du nombre de bits de codage. Elle montre que cette erreur diminue lorsque le nombre de bits de codage augmente et au-delà de 8 bits de codage, l'erreur de quantification commence à être acceptable.

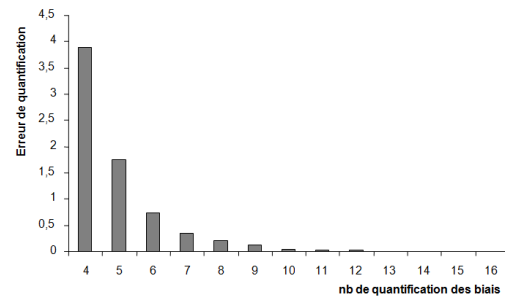


Fig. 4. Erreur de quantification des biais en fonction du nombre de bits de codage

II.4 OPTIMISATION DE LA QUANTIFICATION DU RESEAU

Dans ce qui précède on a quantifié les différents paramètres du réseau séparément. Dans ce qui suit, on va examiner l'effet de la quantification sur la sortie du réseau et savoir le nombre optimum du nombre de bits de codage ainsi que les sources dominantes origine de l'erreur afin de l'atténuer. Comme conséquence de la technique de quantification locale, une attention particulière à l'unification des données doit être accordée. En effet, lorsqu'il y a lieu à effectuer des sommes, les quantités additionnées doivent se référer à une même base de quantification : ils doivent correspondre au même plus petit bit significatif lsb , même si le nombre de bit de codage est différent. Les blocs T_1 et T_2 dans le schéma bloc du réseau de neurones présenté par la Fig. 5 sont deux blocs de transformation qui font cette unification. Soit x une entrée réelle appartenant à $[-x_{max}, x_{max}]$, l'équivalent entier relatif et quantifié de cette entrée est :

$$x_{ent} = \text{round}\left(\frac{x}{lsb_x}\right) \text{ et } x_{quan} = x_{ent} \times lsb_x \quad (15)$$

Cette entrée est multipliée par le poids w_{11} .

$$w_{11ent} = \text{round}\left(\frac{w_{11}}{lsb_{w1}}\right) \text{ et } w_{11quan} = w_{11ent} \times lsb_{w1} \quad (16)$$

$$D'après \text{ le schéma de la Fig. 5, on a : } A = x \times w_{11} \quad (17)$$

Alors sa valeur entière relative et sa valeur quantifiée sont respectivement :

$$A_{ent} = x_{ent} \times w_{11ent} \text{ et } A_{quan} = x_{quan} \times w_{11quan} \quad (18)$$

Une première transformation doit se faire pour rendre A à la même base de quantification que la fonction sigmoïde. Le bloc T_1 correspond à une transformation qui n'est autre qu'une quantification de A_{quan} par rapport à lsb_{xsigm} :

$$A'_{ent} = \text{round}\left(\frac{A_{quan}}{lsb_{xsigm}}\right) = \text{round}\left(A_{ent} \times \frac{lsb_x \times lsb_{w1}}{lsb_{xsigm}}\right) \quad (19)$$

Par suite : $A'_{quan} = A'_{ent} \times lsb_{xsigm}$ (20)

Avant de faire la somme de ce produit avec le biais il faut quantifier b_1 selon le plus petit bit significatif de la fonction sigmoïde :

$$b_{1ent} = \text{round}\left(\frac{b_1}{lsb_{xsigm}}\right) \text{ et } b_{1quan} = b_{1ent} \times lsb_{xsigm} \quad (21)$$

Parsuite : $B_{ent} = A'_{ent} + b_{1ent}$ et $B_{quan} = A'_{quan} + b_{1quan}$ (22)

B_{quan} est l'entrée de la fonction sigmoïde et C_{quan} est la sortie quantifiée de cette fonction par rapport à lsb_{ysigm} . D'où la sortie entière relative de la fonction sigmoïde est donnée par :

$$C_{ent} = \text{round}\left(\frac{C_{quan}}{lsb_{ysigm}}\right) \quad (23)$$

Cette sortie va se multiplier par le poids de la première connexion entre la couche cachée et la couche de sortie w_{21} dont la valeur entière relative et la valeur quantifiée sont respectivement données par :

$$w_{21ent} = \text{round}\left(\frac{w_{21}}{lsb_{w2}}\right) \text{ et } w_{21quan} = w_{21ent} \times lsb_{w2} \quad (24)$$

D_1 est le résultat de la multiplication de la sortie de la fonction sigmoïde par le poids w_{21} . Sa valeur entière relative et sa valeur quantifiée sont données respectivement par :

$$D_{1ent} = C_{ent} \times w_{21ent} \text{ et } D_{1quan} = C_{quan} \times w_{21quan} = D_{1ent} \times lsb_{ysigm} \times lsb_{w2} \quad (25)$$

On doit répéter ce parcours dix fois pour déterminer $D_{2ent}, D_{3ent}, \dots, D_{10ent}, D_{2quan}, D_{3quan}, \dots$ et D_{10quan} . Soit E la somme de ces signaux, E_{ent} et E_{quan} sont respectivement sa valeur entière relative et sa valeur quantifiée. Elles sont données par :

$$E_{ent} = \sum_{i=1}^{10} D_{ient} \text{ et } E_{quan} = \sum_{i=1}^{10} D_{iquan} \quad (26)$$

Cette somme va être l'entrée de la fonction sigmoïde, donc il faut quantifier cette entrée par rapport à lsb_{xsigm} . D'où le bloc T_2 correspond à une transformation qui n'est autre qu'une quantification de E_{quan} par rapport à lsb_{xsigm} :

$$E'_{ent} = \text{round}\left(\frac{E_{quan}}{lsb_{xsigm}}\right) = \text{round}\left(E_{ent} \times \frac{lsb_{ysigm} \times lsb_{w2}}{lsb_{xsigm}}\right) \quad (27)$$

Ou encore :

$$E'_{ent} = \text{round}\left(E_{ent} \times \frac{y_{sigm_max}}{(2^{nbsigm} - 1)} \times \frac{w_{2max}}{(2^{nbw2} - 1)} \times \frac{(2^{nbsigm} - 1)}{x_{sigm_max}}\right) \quad (28)$$

Par suite : $E'_{quan} = E'_{ent} \times lsb_{xsigm}$ (29)

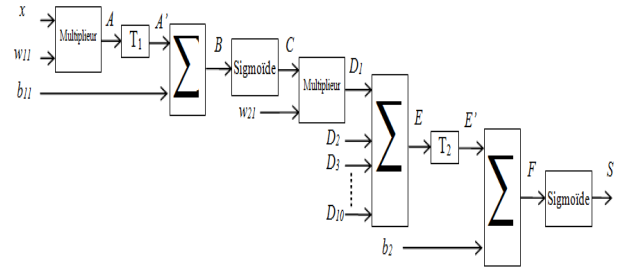


Fig. 5. Schéma bloc du réseau de neurones à rétropropagation

De même : $b_{2ent} = \text{round}\left(\frac{b_2}{lsb_{xsigm}}\right)$ et $b_{2quan} = b_{2ent} \times lsb_{b2}$ (30)

Soit F la somme de E' et du biais b_2 , F_{ent} et F_{quan} sont respectivement sa valeur entière relative et sa valeur quantifiée. Elles sont données par :

$$F_{ent} = E'_{ent} + b'_{2ent} \text{ et } F_{quan} = E'_{quan} + b'_{2quan} \quad (31)$$

On peut écrire aussi : $F_{quan} = F_{ent} \times lsb_{xsigm}$ (32)

Cette somme est l'entrée de la fonction sigmoïde et sa sortie est la sortie du réseau : $S = y_{sigm_quan}$. L'erreur de quantification du réseau peut alors s'exprimer de la manière suivante :

$$\Delta y = \text{norm}(y - y_{quan}) = \sqrt{\sum_{i=1}^L (y_i^2 - y_{iquan}^2)} \quad (33)$$

où L est la longueur du vecteur d'entrée.

La Fig. 6 représente l'erreur de quantification du réseau lorsqu'on fait varier le nombre de bits de codage des paramètres. Dans chaque diagramme on isole l'effet de quantification du paramètre à étudier en le faisant varier et en fixant le nombre de bits de codage des autres paramètres au maximum (32 bits). Cette opération est effectuée successivement pour l'entrée x , les poids et les biais.

On remarque que l'erreur de quantification du réseau est très sensible à la variation du nombre de bits de codage

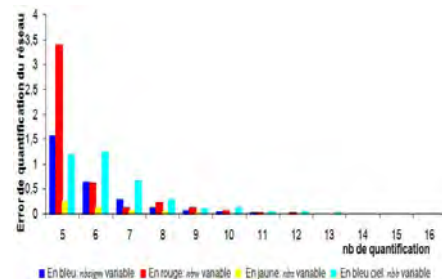


Fig. 6. Courbe des erreurs de quantification lorsque $nbsigm$, nbw , nbx , et nbv sont variables

des poids puis des biais et enfin de la fonction sigmoïde. On remarque aussi qu'à partir de huit bits de codage, l'erreur devient acceptable.

III. IMPLEMENTATION UNIVERSELLE DU RESEAU DE NEURONES SUR FPGA

III.1 LE CHOIX D'UNE ARCHITECTURE SEQUENTIELLE AVEC PIPELINE

Comme le montre la Fig. 5, l'architecture du réseau de neurones contient des opérations répétées plusieurs fois comme l'addition la multiplication et le passage par la fonction sigmoïde. La question se pose comment choisir l'architecture optimale d'implémentation du réseau. Usuellement, deux types d'architectures peuvent s'appliquer :

- Architecture combinatoire : Connue par un temps d'exécution faible, une complexité faible et une forte occupation de la surface de silicium.
- Architecture séquentielle : Connue par une occupation moindre de la surface de silicium mais un temps d'exécution assez élevé.

Afin de réaliser un compromis entre rapidité et surface de silicium occupé, on a choisi l'architecture séquentielle. Pour surmonter l'inconvénient de cette structure en temps d'exécution, on lui a associé la technique de Pipeline. Le Pipeline repose sur le principe d'exécution simultanée de tâches indépendantes dans la chaîne des opérations séquentielles à effectuer.

III.2 CHOIX DU NOMBRE DE BITS DE CODAGE DES PARAMETRES DU RESEAU DE NEURONES

Afin de faciliter l'implémentation des transformations T_1 et T_2 requises par la quantification locale représentées par les équations (19), (28), il est intéressant de les approximer par des puissances de deux qui seront traduites par des opérateurs de décalage à droite ou à gauche [4]. On a alors affaire aux approximations suivantes : l'équation (19) s'écrit :

$$A'_{ent} = \text{round}\left(A_{ent} \times \frac{x_{\max}}{(2^{nb_x-1}-1)} \times \frac{w_{1\max}}{(2^{nb_{w1}-1}-1)} \times \frac{(2^{nb_{sigm}-1}-1)}{x_{sigm_max}}\right) \approx A_{ent} \times 2^{D_1} \quad (34)$$

De même l'équation (28) s'écrit :

$$E'_{ent} = \text{round}\left(E_{ent} \times \frac{y_{sigm_max}}{(2^{nb_{sigm}-1}-1)} \times \frac{w_{2\max}}{(2^{nb_{w2}-1}-1)} \times \frac{(2^{nb_{sigm}-1}-1)}{x_{sigm_max}}\right) \approx E_{ent} \times 2^{D_2} \quad (35)$$

D'où T_1 et T_2 représentent des opérations de décalage respectivement de D_1 et D_2 bits à droite ou à gauche selon leurs signes. Quoiqu'elle apporte une souplesse à l'implémentation, cette approximation introduit une erreur supplémentaire du réseau. Dans ce qui suit, on essaie de minimiser l'erreur provenant de cette approximation. On a alors proposé la solution suivante :

- Choix du nombre de bits de quantification des entrées, des poids, des biais, et de la fonction de transfert égaux :

$$nb_x = nb_{w1} = nb_{w2} = nb_{b1} = nb_{b2} = nb_{sigm} = nb$$

- Choix des valeurs maximales des paramètres du réseau comme puissances de deux c'est à dire :

- Etendre l'intervalle des entrées de $[-x_{\max}, x_{\max}]$ à $[-2^{mx}, 2^{mx}]$ avec $2^{mx-1} < x_{\max} < 2^{mx}$.

- Etendre l'intervalle des poids de $[-w_{i\max}, w_{i\max}]$ à $[-2^{mwi}, 2^{mwi}]$ avec $2^{mwi-1} < w_{i\max} < 2^{mwi}$.

- Etendre l'intervalle de la fonction sigmoïde de $[-x_{sigm_max}, x_{sigm_max}]$ à $[-2^{ms}, 2^{ms}]$ avec $2^{ms-1} < x_{sigm_max} < 2^{ms}$.

- Recalculer les plus petits bits significatifs des différents paramètres et refaire la quantification du réseau. L'équation (34) s'écrit alors :

$$A'_{ent} = \text{round}\left(A_{ent} \times \frac{2^{mx}}{(2^{nb_x-1}-1)} \times \frac{2^{mwi}}{(2^{nb_{w1}-1}-1)} \times \frac{(2^{nb_{sigm}-1}-1)}{2^{ms}}\right) \approx A_{ent} \times 2^{D_1} \quad (36)$$

Et l'équation (35) s'écrit :

$$E'_{ent} = \text{round}\left(E_{ent} \times \frac{2^0}{(2^{nb_{sigm}-1}-1)} \times \frac{2^{mwi}}{(2^{nb_{w2}-1}-1)} \times \frac{(2^{nb_{sigm}-1}-1)}{2^{ms}}\right) \approx E_{ent} \times 2^{D_2} \quad (37)$$

Pour choisir le nombre de bits des paramètres du réseau nb , on a réalisé un programme sous MATLAB qui calcule l'erreur maximale du réseau en fonction du nombre de bit nb de la manière suivante :

$$E_{r_max} = \max |y_i - y_{i_quan}| \quad (38)$$

Avec i le nombre d'échantillons choisis pour faire l'apprentissage.

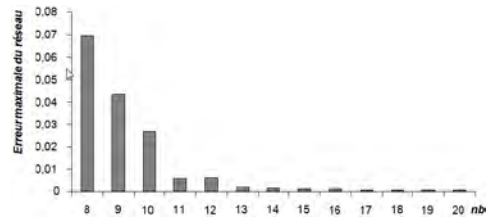


Fig. 7. Courbe de l'erreur du réseau en fonction de nb

Cette étude a permis de tracer l'allure de l'erreur du réseau de neurones présentée par la Fig. 7. Ceci a facilité le choix du nombre de bits des paramètres du réseau nb . Il est clair qu'à partir de 11 bits ou plus on a une erreur acceptable. Par ailleurs le choix de $nb=11$ bits, allégera aussi l'utilisation de la ROM dans le stockage de la fonction sigmoïde. Après la détermination du nombre de bits de codage des différents paramètres du réseau, on peut déterminer les décalages nécessaires pour accomplir les transformations T_1 et T_2 , et les approximations faites dans les équations (34) et (35).

IV. IMPLEMENTATION DU RESEAU SUR SILICIUM

On traitera dans ce paragraphe l'implémentation sur silicium d'un réseau de neurones universel à rétropropagation après avoir fixé l'architecture du réseau de neurones à implémenter et fait le choix des différents bits de codage des données ainsi que les poids synaptiques et la fonction d'activation. L'architecture matérielle générale proposée et les différents choix des blocs et opérateurs implémentées sont définies dans ce qui suit. Enfin l'étape de synthèse sur circuit FPGA sera entamée.

IV.1 DESCRIPTION ARCHITECTURALE DE LA SOLUTION PROPOSEE

La Fig. 8 représente l'architecture proposée du réseau de neurones à implémenter. Celle-ci est basée sur six éléments principaux : Un additionneur, Un multiplieur, Deux espaces mémoires : une pour le stockage des poids et des biais et l'autre pour le stockage de la fonction sigmoïde, Un bloc de conversion d'adresses pour convertir le résultat de l'addition en adresse pour adresser la ROM, Des registres à décalage pour accomplir les transformations apportées par les deux blocs T₁ et T₂, Un séquenceur pour organiser le fonctionnement séquentiel avec pipeline de ces éléments. L'architecture du réseau possède une entrée x_{bin} et génère une sortie y_{bin} . x_{bin} et y_{bin} sont les valeurs binaires correspondantes aux valeurs x_{ent} et y_{ent} obtenues par le codage binaire signé selon le code complément à deux.

IV.1.1 CHOIX DE L'ADDITIONNEUR UTILISE

Les travaux de recherche sur les différentes variantes d'additionneurs et pour différentes valeurs du nombre de bits ont permis de sélectionner l'additionneur XBLOX de XILINX qui présente les meilleures performances en tant que temps de retard et occupation de surface de silicium.[5][9][10].

IV.1.2 CHOIX DU MULTIPLIEUR UTILISE

Le choix de l'architecture séquentielle pour implémenter le réseau de neurone nous a obligé à utiliser un multiplieur séquentiel. Pour cela on a fait une étude comparative des trois multiplieurs : le multiplieur série, le multiplieur de BOOTH et le multiplieur de la bibliothèque IEEE fournie par XILINX. Pour chaque multiplieur étudié on a spécifié les caractéristiques suivantes :

- Nombre de CLB (bloc logique configurable contenant 4 SLICE) et des blocs d'entrées-sorties (IOB) occupés dans un circuit FPGA en fonction du nombre de bits.
- Temps de retard maximal obtenu par simulation temporelle pendant une opération de multiplication en fonction du nombre de bits.

Le Tableau 1 illustre les caractéristiques de ces trois multiplieurs implémentés sur un circuit FPGA de TYPE xc2v250-6-fg256 de XILINX. Le multiplieur série occupe 23% des blocs I/O, 9% de SLICES et 3.283ns de retard. Le multiplieur de BOOTH occupe 26% des blocs I/O, 10% de SLICES et demande 2.195ns de retard. Le multiplieur de la bibliothèque IEEE de XILINX occupe 29% de blocs I/O, et demande 2.195ns de retard. On remarque que le multiplieur de la bibliothèque IEEE de XILINX est le plus optimisé de point de vue occupation et vitesse. Pour cela on a choisi ce multiplieur.

IV.1.3 CONCEPTION DE L'ESPACE MEMOIRE ET DU BLOC DE CONVERSION D'ADRESSE

Après avoir choisi le nombre de bits de codage de la fonction sigmoïde et entamer sa quantification, celle-ci a été stockée dans une ROM. La ROM est une table de 2¹¹ vecteurs de 11 bits. L'entrée de la fonction sigmoïde codé sur 11 bits signés x_{sigm_bin} joue le rôle de l'adresse et le contenu représente la sortie $y_{sigm_bin} = f(x_{sigm_bin})$.

Tableau 1. Caractéristiques des multiplieurs implémentés sur FPGA

Multiplieur série			
Nb de Blocs I/O	Nb de Slices	Nb de MULT18X18s	Retard Max
41 sur 172 23%	142 sur 1536 9%	0 sur 24 0%	3,283 ns
Multiplieur de BOOTH			
Nb de IOBs	Nb de Slices	Nb de MULT18X18s	Retard Max
46 sur 172 26%	166 sur 1536 10%	0 sur 24 0%	2,195 ns
Multiplieur de bibliothèque de XILINX			
Nb de Slices	Nb de Slices	Nb de MULT18X18s	Retard Max
50 sur 172 29%	0 sur 1536 0%	1 sur 24 4%	2,066 ns

IV.2 SYNTHESE DE L'ARCHITECTURE DU RESEAU IMPLEMENTE SUR FPGA

Après avoir écrit le code VHDL [7] des différents blocs de l'architecture et vérifié leur fonctionnalité par le simulateur *Modelsim*, on a abordé la synthèse. Pour réaliser cette opération, nous avons eu recours au synthétiseur *ISE* fourni par XILINX [11]. La synthèse compile un programme et le transpose en un circuit. Pour accomplir cette tâche, on détaillera dans ce paragraphe les étapes nécessaires et les résultats obtenus.

1^{ère} étape : - Choix de la technologie et du circuit à utiliser pour implémenter l'architecture.

Le circuit utilisé pour implémenter cette architecture est XC2V80-6cs144 de la famille VIRTEX II de XILINX de 17×17 mm de taille et contient 512 SLICES. Le SLICE est la cellule logique de base pour le circuit FPGA. Il possède 120 blocs d'entrée-sortie, 16 kbits de RAM distribuée et 8 multiplieurs [8].

- Entrer le code VHDL des différents blocs de l'architecture.

2^{ème} étape : Placement et regroupement des pins d'entrées-sorties.

3^{ème} étape : Synthèse et implémentation. C'est la dernière étape de la synthèse dans laquelle on réalise, le placement et le routage des différents blocs. Il en découle une description de l'occupation de l'architecture sur FPGA.

IV.2.1 RESULTAT DE LA SYNTHESE DE QUELQUES BLOCS DE L'ARCHITECTURE

Dans ce paragraphe, on donnera sous forme d'un tableau (Tableau 2) les résultats de la synthèse des blocs ROM, multiplieur et additionneur de l'architecture.

Tableau 2.

Caractéristiques des multiplieurs implémentés sur FPGA

ROM 11X11 bits		
Nb de IOBs	24 de 92	26%
Nb de RAMB16s	2 de 8	25%
Nb de BUFGMUXs	1 de 16	6%
Retard maximal après l'horloge	6,179 ns	
Le délai maximum des connexions	2,035 ns	
Multiplieur 11 bits		
Nb de IOBs	50 de 92	54%
Nb de Mult18X18s	1 de 8	12%
Nb de BUFGMUXs	1 de 16	6%
Retard maximal après l'horloge	6,003 ns	
Le délai maximum des connexions	1,867 ns	
Additionneur 22 bits		
Nb de Slices	12 de 512	2%
Nb de Bascules D	24 de 1024	2%
Nb de IOBs	74 de 92	80%
Retard maximal après l'horloge	4,575 ns	
Le délai maximum des connexions	3,716 ns	

IV. 2. 2 RESULTAT DE LA SYNTHÈSE DE L'ARCHITECTURE GLOBALE

Dans le paragraphe précédent, on n'a donné que les résultats de la synthèse de la ROM, l'additionneur et le multiplieur séparément. Les autres blocs (les registres à décalages) sont intégrés dans l'architecture globale du réseau. Donc au premier lieu, on va montrer comment ces blocs sont-ils synthétisés dans cette architecture. Le Tableau 3 résume l'étape de synthèse de ces différents blocs. Le Tableau 4 montre les résultats de la synthèse de l'architecture globale du réseau, le Tableau 5 résume les ressources utilisées et le Tableau 6 donne un résumé sur les ressources utilisées après optimisation, placement et routage. L'architecture du réseau a utilisé 24 blocs entrée-sortie sur un total de 92 (26%), 2 blocs RAM sur 8 (12%), 1 multiplieur sur 8 (12%) et 1 seul BUFGMUX (*Global Clock Multiplexer Buffers*) sur 16 (6%). Elle a occupé 435 SLICES sur un total de 512 c'est-à-dire 84% du circuit. Le temps de réponse de cette structure est de 153.44ns et la fréquence de travail maximale de cette architecture est de 295.596 Mhz.

V. RESULTAT DE SIMULATION

La Fig. 9 représente la sortie normalisée y_{quan} du réseau implémenté sur le circuit FPGA en fonction de l'entrée normalisé x . La Fig. 10 représente l'évolution de l'erreur entre la sortie réelle de la fonction sinus et la sortie du réseau de neurones implémenté dans le circuit FPGA en fonction de l'entrée x . On remarque que cette erreur varie entre $Err_{max} = 0,52\%$ et $Err_{min} = 0,0038\%$.

VI. CONCLUSION

Dans cet article, on a décrit les différentes étapes de conception d'un réseau de neurones à rétropropagation allant de l'apprentissage, en passant par la quantification des différents paramètres du réseau, jusqu'à l'implémentation matérielle sur FPGA. Afin d'aboutir à une structure opérant au maximum de précision, une quantification locale du réseau de neurones a été adoptée. Chaque paramètre ayant une dynamique différente a été

alors quantifié séparément. Ensuite, une investigation des erreurs de quantification sur la sortie du réseau, a montré qu'on peut réaliser un compromis entre complexité et limitation de l'erreur.

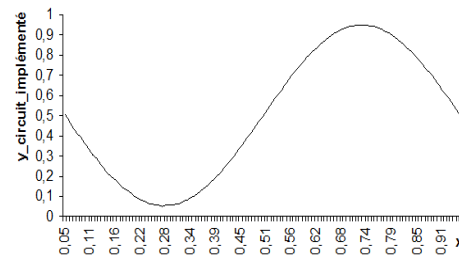


Fig. 9. L'allure de la sortie du réseau de neurones implémenté sur FPGA en fonction de l'entrée x

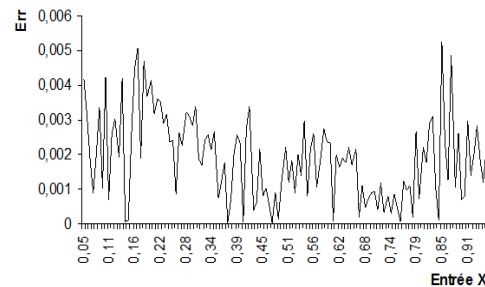


Fig. 10. L'erreur entre la sortie réelle de la fonction sinus et la sortie du réseau de neurones implémenté sur FPGA en fonction de l'entrée x

Ce compromis a suggéré de fixer le nombre des bits de codage à des valeurs optimales qui minimisent l'erreur. Concevoir un réseau de neurones sans passer par cette étape se révèle absurde puisqu'il correspondrait nécessairement à une erreur grande due à un nombre de bits de codage faible, ou à une architecture sur complexe due à un nombre de bits de codage surdimensionnée. On a détaillé ensuite l'architecture proposée du réseau. Différents choix des blocs et opérateurs à implémenter, tel que opérateur d'addition et de multiplication ont été discutés. On a aussi décrit l'architecture du séquenceur qui enchaîne les opérations nécessaires pour produire la propagation du réseau et spécifier les étapes de son fonctionnement en Pipeline sous forme d'un organigramme. L'étape de synthèse a été entamée à la fin de cet article et a montré que cette architecture a occupé 89% du circuit FPGA. Le temps de réponse de cette structure est de 153.44ns et la fréquence de travail maximale est de 295.596 MHz. Enfin L'écart correspondant entre la sortie réelle de la fonction sinus et la sortie du réseau de neurone implémenté dans le circuit FPGA varie entre $Err_{max} = 0,52\%$ et $Err_{min} = 0,0038\%$, ce qui est acceptable.

ACKNOWLEDGMENT

Ce travail entre dans le cadre d'avancement de la thèse de doctorat, supporté par le laboratoire d'instrumentation (LINS), www.lins.usthb.dz.

REFERENCES

1. S.G. Mallat, *A theory for Multiresolution signal Decomposition: The Wavelet Representation*, IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence, July 1989.
2. P.J.C. Clare et Al. *Design and tuning of FPGA implementation of neural network*, SPIE Proc, 1997.
3. W. Peng, M. ter Brugge, J. Nijhuis et L. Spaanenburg, *Mapping a Trained Neural Network on Hardware*, Proceeding of the Third International ICSC Symposia on Intelligent Industrial Automation and Soft Computing, June 1-4, 1999, Genova, Italy.
4. Jhon F. Wakerly. *Digital Design: Principal& Practices*. Third Edition.
5. M. W. Kharrat et N. Masmoudi, *Etude Architecturale des Additionneurs, Intégration en Technologie FPGA*, Conférence Internationale JTEA'96, 8-9 Nvembre 1996, Nabeul-Tunisie.
6. Simon Haykin. *Neural Networks, A comprehensive Foundation*. pp. 13. Second Edition , Published by Prentice Hall, 1999.
7. A. R. Airiau et Al., *VHDL: Langage, modélisation, synthèse*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1998.
8. Virtex II platform FPGA. *Introduction and Overview. DS031-1 (v2.0.1)* March 29, 2004: [Online] Available: www.xilinx.com.
9. Xilinx, *The programmable logic*, data book, Xilinx Inc, USA 1994.
10. Xilinx, *XC4000 and XC4000X Series, data book*, Xilinx Inc, USA 1997.
11. ISE Quick start Tutorial. *Xilinx 2004* [Online] Available: www.xilinx.com.

Tableau. 3.
Résultat de la synthèse des registres à décalages

Les registres à décalage RAD ₁ et RAD ₂ (deux registres similaires)	
Bascules D	22

Tableau. 4
Résultats de la synthèse de l'architecture

Architecture Globale		
RAM d'adressage simple	RAMB16_S9	2
Registres	Registre 1-bit	6
	Registre 22-bits	2
	Registre 11-bits	1
	Registre 6-bits	1
Latches	Latch 22-bits	9
	Latch 11-bits	7
	Latch 1-bit	4
Multiplexeurs	Multiplexeurs 1-bit 2-vers-1	2
Additionneurs	Additionneur 22-bits	1
Multiplexeurs	Multiplicateur 11X11-bits	1
Compareurs	Compareur 22-bits	8

Tableau. 5.
Résumé d'utilisation de ressources dans la phase de synthèse de l'architecture

Nature du circuit 2v80cs144-6		
Nb de Slices	470 de 512	91%
Nb de Bascules D	294 de 1024	28%
Nb de IOBs	23 de 92	25%
Nb de BRAM	2 de 8	25%
Nb de multiplieurs	1 de 8	12%
Nb de GCLKs	1 de 16	16%

Tableau. 6.
Résumé d'utilisation de ressources dans la phase de placement et routage de l'architecture

Nature du circuit 2v80cs144-6		
Nb de Slices	435 de 512	84%
Nb de IOBs	24 de 92	26%
Nb de BRAM	2 de 8	25%
Nb de multiplieurs	1 de 8	12%
Nb de BUFGMUXs	1 de 16	6%

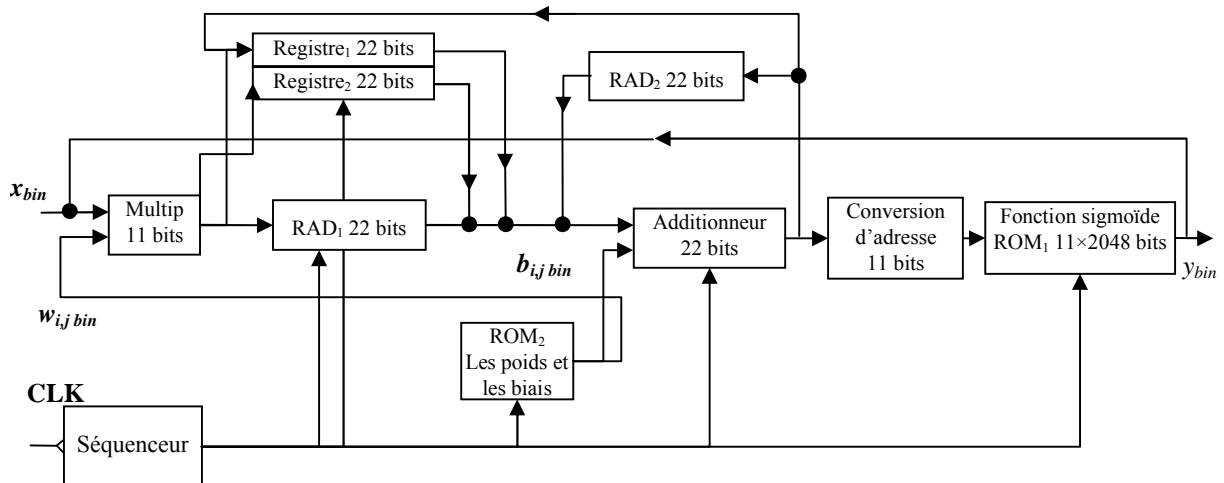


Fig .9. Architecture du réseau à implémenter sur FPGA

Wind Turbine Output Power Maximization based on Sliding Mode Control Strategy

Boulâam Karima, Boukhelifa Akkila

Abstract — This paper presents a non-linear control algorithm, based on a sliding mode theory to maximize the power extraction of a Doubly-Fed Induction Generator (DFIG)-based Wind Turbine (WT). This algorithm works in the partial load region. It has been used to control the wind turbine speed so that it reaches the desired value which corresponds to the maximum power point. This later could be obtained by applying a DFIG active and reactive power decoupling strategy based on stator flux orientation method. Simulation tests are established using Matlab-Simulink. The proposed MPPT (Maximum Power Point Tracking) algorithm presents good static and dynamic performances. Analysis and simulation results confirm the validity of the strategy.

Index Terms — DFIG; MPPT; Sliding mode; Wind energy

I. INTRODUCTION

WIND energy is becoming one of the most important renewable sources. So many studies [1, 4, 7] are oriented toward this type of energy production in the aim to make it more efficient.

Variable speed wind turbines are widely used in this field owing to their ability to maximize wind power extraction [1, 5]. The one analyzed in this paper is based on a doubly fed induction generator (DFIG). This machine presents different advantages [4] such as: operating in a wide range of speed, generation of a constant frequency active power and the possibility of the generated active and reactive power to be controlled independently.

Maximum power point tracking (MPPT) strategies play an important role in wind power conversion systems (WECS) because they maximize the power extracted from the wind, and therefore optimize the conversion efficiency. Two strategies are used in literature [1, 7], with or without speed control. In this paper the strategy with speed control is used; it permits to carry the speed wind turbine into the desired value which corresponds to the maximum power point.

Using an appropriate control algorithm could improve the wind power efficiency. For that, linear and non-linear control are used by authors [1, 4, 7], we adopted in this paper a non-linear control which is more suitable for non-linear systems, such as the wind turbine model. This control is based on sliding mode theory.

Boulâam Karima is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: kboulaam@yahoo.fr. Boukhelifa Akkila is also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algies.

In section II, we present the generator modeling and the command of active and reactive power using PI controllers. The wind turbine model is presented in section III. In section IV, we present a MPPT technique based on a turbine speed control. In section V, a sliding mode algorithm is proposed to be applied to the speed control model. Finally, analyzed results showing the improvement given by the sliding mode control are presented in section VI.

II. GENERATOR MODELING AND COMMAND

DFIG-based wind turbine presents several advantages including variable speed operation ($\pm 33\%$ around the synchronous speed), and four-quadrant active and reactive power capabilities. Such a system also results in lower converter costs (typically 25% of total system power) and lower power losses compared to a system based on a fully fed synchronous generator with full-rated converter. Moreover, the generator is robust and requires little maintenance [2].

The generator's dynamic model written in a synchronously rotating frame d-q [2, 3, 7], is given by the equation system below,

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} - \omega_s \Phi_{sd} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad \begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad (3)$$

$$T_{em} = p \frac{M}{L_s} (\Phi_{sq} I_{rd} - \Phi_{sd} I_{rq}) \quad (4)$$

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (5)$$

With:

- $s, (r)$: Stator (rotor) index;
- d, q : Synchronous reference frame index;
- $V(I)$: Voltage (Current);
- Φ : Flux;
- $P_s(Q_s)$: Stator Active (Reactive) power;
- T_{em} : Electromagnetic torque;
- R : Resistance;
- $L(M)$: Inductance (Mutual inductance);
- $\omega, (\omega_s)$: Angular speed (Synchronous speed);
- p : Pole pair number.

To be able to easily control the wind turbine power generation, we will realize an independent control of the generator's stator active and reactive power.

The control system adopts the oriented flux strategy, defined in the synchronous d-q frame fixed to the stator flux (Eq. 6) [5].

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

In addition, the electric network can be considered as an infinite energy source so that the stator voltage vector is a constant. And the pressure drop in stator resistance is negligible comparing with the stator voltage value.

With the above assumptions, the mathematic model of DFIG in the synchronous reference frame (dq frame) linked to the stator flux is as follows [2],

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \Phi_{sd} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} I_{rd} - s \omega_s \sigma L_r I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} I_{rq} + s \omega_s \sigma L_r I_{rd} + s \frac{M}{L_s} V_s \end{cases} \quad (8)$$

$$T_{em} = -p \frac{M}{L_s} \Phi_{sd} I_{rq} \quad (9)$$

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rd} + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (10)$$

With:

- σ = Leakage coefficient ($\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$);
- s = Slip;

According to Eq. 10, we can see that the stator active and reactive power P_s and Q_s can be controlled by the rotor current d, q components I_{rq} and I_{rd} respectively. This control is made via the rotor voltage d, q components V_{rq} and V_{rd} (Eq. 8).

The DFIG control structure contains two cascaded control loops (inner and outer) for each axis d and q .

One controls the current (the inner) and the other (the outer) the power.

In this work, PI controllers are used to control both rotor currents and stator powers.

The reference magnitude desired $P_{s\ ref}$, corresponds to the maximum power point given by the generator speed regulator. $Q_{s\ ref}$ is imposed equal to zero, in order to operate at unitary power factor.

The reference current magnitudes will be given by the power controllers.

III. WIND TURBINE MODELING

The system consists of an aero turbine, which converts wind energy into mechanical energy, a gearbox, which serves to increase the speed and decrease the torque and a generator to convert mechanical energy into electrical energy.

The aerodynamic power developed by a wind turbine is given by the following expression [2, 4, 5, 7],

$$P_{aer} = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot v^3 \quad (11)$$

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_{turb}}{v} \quad (12)$$

Where:

ρ is the air density; v is the wind speed; C_p is the power coefficient; β is the blade pitch angle; λ is the tip-speed ratio; R is the radius of rotor and Ω_{turb} is the turbine rotor speed.

The power coefficient C_p defines the aerodynamic efficiency of the wind turbine rotor. It is represented by various approximation expressions. In this paper, C_p is expressed by Eq. 13, [1],

$$\begin{cases} C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \cdot \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4 \cdot \beta - 5 \right) \cdot e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068 \cdot \lambda \\ \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \end{cases} \quad (13)$$

The mechanical equation of the shaft, including both the turbine and the generator masses, is given by,

$$J_t \cdot \frac{d\Omega}{dt} = T_g - T_{em} - f_t \cdot \Omega \quad (14)$$

Where J_t and f_t are totals moment of inertia and viscous friction coefficient appearing at the generator side, T_g is the gearbox torque, T_{em} is the generator torque and Ω is the mechanical generator speed.

The system of equation Eq. 11 to Eq. 14 permits to us to construct the bloc diagram of the wind turbine as shown below, where G is the gear ratio, and T_{aer} is the aerodynamic torque.

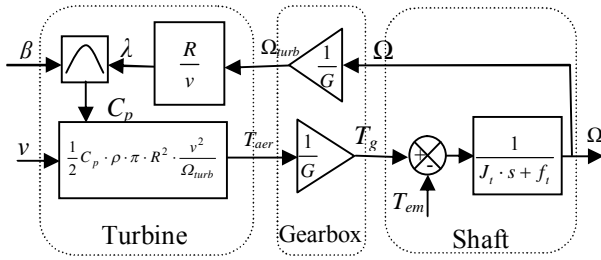


Fig. 1. Wind turbine bloc diagram

IV. MAXIMUM POWER POINT TRACKING TECHNIQUE

The $C_p(\lambda)$ characteristics for different values of the pitch angle β are illustrated in Fig.2. We can notice that for a given β , there is one value of λ (λ_{opt}) for which C_p is maximum. In addition, when $\beta=0$, the turbine is most efficient: ($C_{pmax} = 0.48$ and $\lambda_{opt} = 8.1$).

According to Eq. 12, we can see that if the rotor speed is kept constant, then any change in the wind speed will change the tip-speed ratio λ , leading to degrade the coefficient C_p , as well as the generated power output of the wind turbine.

However, if the rotor speed is adjusted according to the wind speed variation, then the tip-speed ratio can be maintained at an optimal point λ_{opt} , so C_p at its maximum C_{pmax} which could yield maximum power output from the system according to Eq. 11. So the MPPT technique consists in varying turbine speed constantly according to wind speed variations, so that the tip-speed ratio is maintained in its optimum value, thus the power generation is optimum.

This operation is obviously valid while the maximum allowable rotor speed and rated power are not reached. Arriving to these values; we are no more concerned by the MPPT, but rather by maintaining them constant, a necessary proceeding for system protection.

In order to extract the maximum power from the wind, we adopted the speed turbine control strategy. It permits to carry the speed wind turbine into the desired value which corresponds to the maximum power point. The wind turbine speed control scheme is represented in Fig.3.

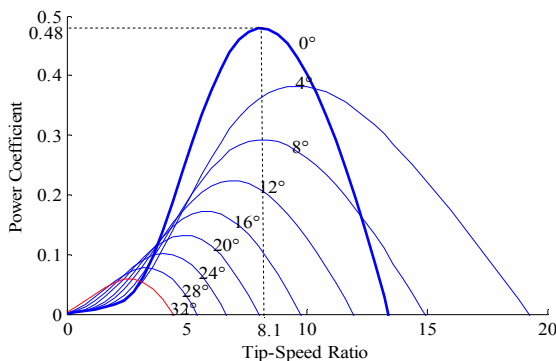


Fig. 2. The power coefficient versus tip-speed ration for different values of the pitch angle

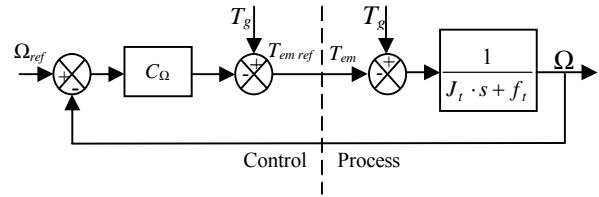


Fig. 3. Speed generator feedback control

This control structure consists to adjust the torque appearing on the turbine shaft in order to fix the turbine speed at a reference which permits to track the maximum wind power. This reference is deduced from Eq. 12.

$$\Omega_{urb} = \frac{\lambda_{opt} \cdot v \cdot G}{R} \quad (15)$$

Since the torque T_g is a nonlinear function of Ω , its compensation permits the linearization of the process associated at its control. As a result, the synthesis of a linear controller is found largely simplified [6].

However, the compensation of the term which causes the nonlinearity of the system is just an approach which could a little discard the real system of its control.

So, to approach more to reality, a nonlinear control for the speed generator has been developed. It takes into account the nonlinearity of the system.

In addition, the wind speed which is variable and unpredictable is considered as a perturbation for our system. Therefore, we need a robust control algorithm which permits the system to reach its reference without being affected by this perturbation.

V. SLIDING MODE CONTROL ALGORITHM

Sliding mode control is one of the non-linear techniques. It is a particular operation mode of variable structure control systems. Its concept consists in moving the state trajectory of the system to a predetermined surface called sliding surface and maintaining it around this latter with an appropriate logic commutation [9].

In general, for a system defined by the state equation (16), for a vector \mathbf{u} of dimension m , we must choose m surfaces.

$$\dot{\mathbf{x}} = f(x) + g(x) \cdot \mathbf{u} \quad (16)$$

With: $\mathbf{x} \in R^n$ and $\mathbf{u} \in R^m$

Concerning the surface form, [8] propose the following form:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \delta\right)^{\alpha-1} \cdot e(x) \quad (17)$$

With:

$e(x)$: the error between the variable and its reference.

δ : positive constant indicating the desired control bandwidth.

α : relative degree, equal to the number of times to derive the output to appear the command.

When the control system operates in variable structure sliding mode, the switching (commutation law) always respects the condition: $S(x)=0$. Therefore, the derivative versus time should also always be zero, ie. $\dot{S}(x)=0$.

So that this condition is respected at all times, the magnitude of command should take a well determined value, designated by the equivalent control u_{eq} .

So that the evolution trajectory of the system tends to $S = 0$, the system must be submitted to the attraction of this surface. This will be done by the attractive control u_a determined by the attractiveness condition: $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$,

This command defines the dynamic behavior of the system during the trajectory convergence mode to the sliding surface. It is equal to zero once the sliding mode is achieved. The simplest solution is to choose u_a with the relay shape: $u_a = -k \cdot \text{sign}[S(x)]$ With: $k > 0$.

Thus the necessary low control to bring back the variable we want control to the selected surface, respecting both the existence and attractiveness conditions is given by: $u = u_{eq} + u_a$.

Design of sliding mode control algorithm

To design a variable structure speed controller [8], we consider the equation system Eq. 16,

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J_t} (T_g - T_{em} - f_t \cdot \Omega) \quad (18)$$

We choose the error as being the sliding surface,

$$S(\Omega) = e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (19)$$

This surface derivative is,

$$\dot{S} = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (20)$$

To ensure the attractiveness condition: $S \cdot \dot{S} < 0$, \dot{S} is chosen as follow,

$$\dot{S} = -k_1 \cdot \text{sign}(S) - k_2 \cdot S \quad (21)$$

Where k_1 and k_2 are positive constants, $\text{sign}(S)$ is the signum function.

So, the torque command $T_{em\ ref}$ can be obtained from Eq. 18, Eq. 20 and Eq. 21,

$$T_{em\ ref} = J_t \cdot (-k_1 \cdot \text{sign}(S) - k_2 \cdot S - \dot{\Omega}_{ref}) + T_g - f_t \cdot \Omega \quad (22)$$

VI. SIMULATION RESULTS

The wind turbine speed control is tested on a variable wind power conversion system based on a doubly-fed induction generator (DFIG) of 4 kW. Wind turbine parameters are given in table I. In order to evaluate the MPPT control strategy proposed in this paper, the

simulation is carried out using the Matlab/Simulink software.

Fig.4 shows the wind speed used in this simulation. Simulation results are shown in Fig.5 to Fig. 9.

All figures show that our objective is attained. The sliding mode controller has permitted to extract the maximum of power from the wind.

Fig. 5 shows that the generator speed follows its reference with rapid response. Concerning the power coefficient (Fig.6.), it reaches the optimal value ($C_{p\max} = 0.48$) and it's not affected by the sudden wind speed variation. The sliding mode surface (Fig. 7) equals to zero, which shows that the controller parameters are properly chosen.

Fig.8. shows the active power of DFIG, it shows the maximum power under different wind speed.

Fig.9 indicates that the reactive power can be controlled to be zero, which guarantees the unit power factor of output power in stator side.

All result verified the effectiveness of the proposed control law.

TABLE I
Wind turbine parameters

Rated power (kW)	Density of air (kg/m ³)	Radius of rotor (m)	Gear ratio	Turbine total inertia (kg.m ²)	Total viscous friction coefficient (N.m/s)
10	1.225	3	5.4	0.2	0.0016

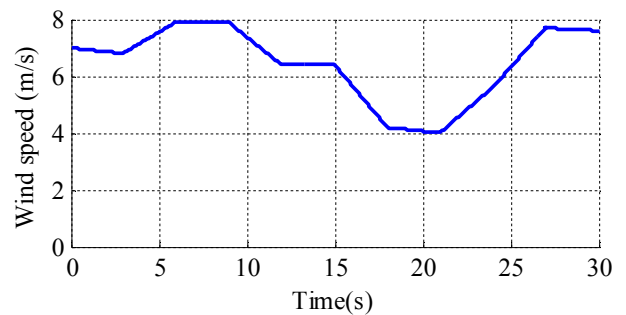


Fig. 4. Wind speed profile

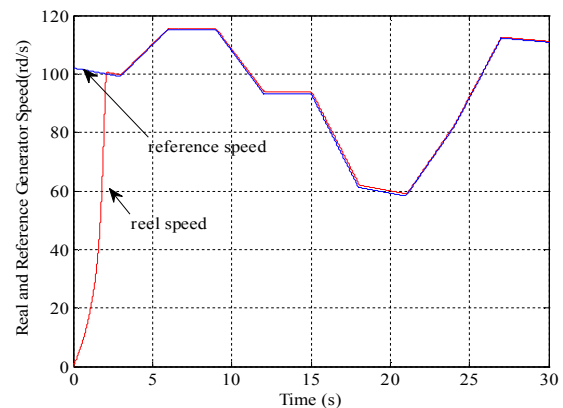


Fig. 5. Generator speed and its reference with SM controller

VII. CONCLUSION

In this paper, we have proposed a MPPT control strategy of a variable wind turbine based on a sliding mode algorithm. The machine is controlled by the stator flux orientation theory.

The simulation results clearly show the effectiveness of a sliding mode approach in terms of maximization of extracted power. In addition, the non-linear control successfully controls the variable speed wind turbine, satisfying static and dynamic performances.

Due to the non-linearity of the wind turbine model, a robust controller should be more adapted than a linear one. Vector control permitted to obtain a separate control of the active and reactive powers.

REFERENCES

1. Oscar Barambones, Patxi Alkorta and Manuel De La Sen+ EUI de Vitoria, "Wind Turbine Output Power Maximization Based on Sliding Mode Control Strategy," IEE2010, pp.364-369.
2. B. Beltran, M.E.H. Benbouzid and T. Ahmed-Ali, "High-Order Sliding Mode Control of a DFIG-Based Wind Turbine for Power Maximization and Grid Fault Tolerance," 2009 IEEE, pp.183-189.
3. Xuemei Zheng, Lin Li, Dianguo Xu, Jim Platts, "Sliding Mode MPPT Control of Variable Speed Wind Power System," 2009 IEEE.
4. G.Tapia and A.Tapia, "Wind Generation Optimization Algorithm for a Doubly Fed Induction Generator," IEE Proc.-Gener.Transm. Distrib.,vol. 152, No.2, pp. 253-263, March 2005.
5. S. El Aimani, "Modélisation de Différentes Technologies d'Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension," Thèse de Doctorat, Lille 2004.
6. V.Rogez, "Modélisation Simplifiée de Sources de Production Décentralisées pour des Etudes de Dynamique des Réseaux. Application à l'Intégration d'une Production Eolienne dans un Réseau de Distribution Insulaire," Thèse de Doctorat, Lille 2004.
7. Tinglong Pan, Zhicheng Ji, Zhenhua Jiang, "Maximum Power Point Tracking of Wind Energy Conversion Systems Based on Sliding Mode Extremum Seeking Control," IEEE Energy 2030, Atlanta, GA USA, 17-18 November, 2008.
8. Slotine.J.J.E. and W. Li., "Applied Non-Linear Control [M]," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ. 1991, No.226-269.
9. V.I Utkin, "Sliding Mode Control Design. Principles and Applications to Electric Drives," IEEE Trans, on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1 pp. 23-36, February 1993.

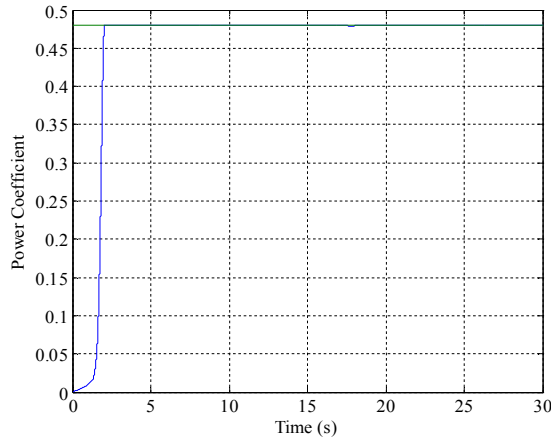


Fig.6. Power coefficient

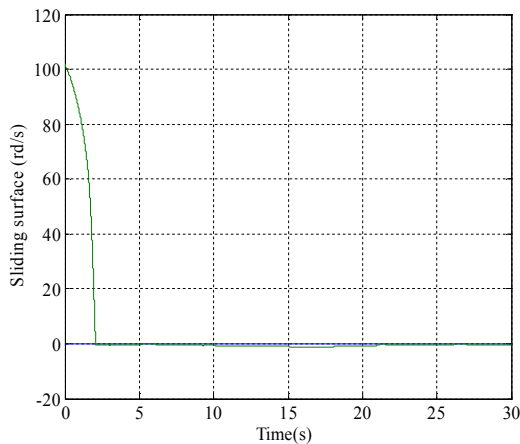


Fig.7. Sliding surface

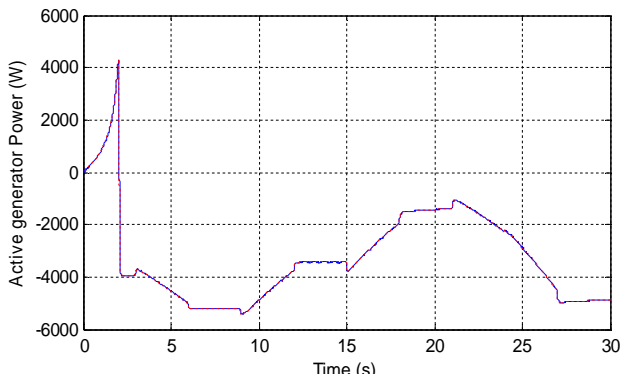


Fig. 8. Active generator power and its reference

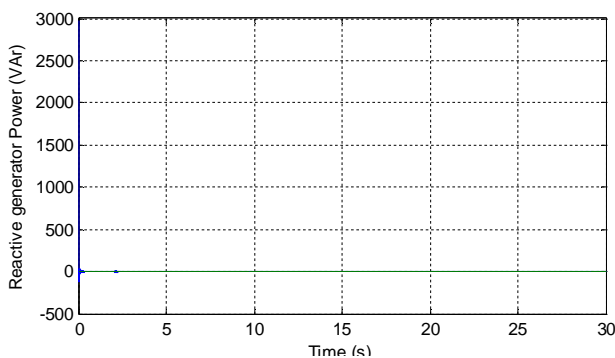


Fig. 9. Reactive generator power and its reference

Performance Evaluation of Vector Control of Induction Machines used in Flywheel Energy Storage System

I. Hamzaoui¹, F. Bouchafaa² and A. Talha³

Abstract — In this paper, we will conduct a detailed performance comparison of two techniques for control of cage induction machine (MAS): vector control in rotor flux oriented (FOC) and direct torque control (DTC) in transient and permanent. We focus on using this machine in inertial energy storage. The theoretical and simulation results are presented and discussed. Transient, the expected goal is to evaluate the method that gives the best response dynamics (speed without overshoot). Steady two control techniques are compared in terms of undulations.

Index Terms — Flywheel Energy Storage System, IM, Direct torque control, Field-oriented Control.

I. INTRODUCTION

AS part of a distributed generation from renewable energy may be considered to ensure a storage or backup for a local regulation of energy flow. Thus, the flywheel is particularly suited for producing renewable energy by requiring, in the case of wind power, storage capacity of a few minutes [2, 3]. A flywheel mechanically coupled to an asynchronous electric machine, and can operate as a motor or generator and driven by a power converter as shown in Fig. 1.

The asynchronous machine is chosen according to these benefits in terms of simplicity and robustness of the rotating parts [5, 9]. Recent technological advances in power electronics and digital signal processing are open to researchers the voice command successful developments that meet the industrial requirements. The current orders are dominant in the industry, the Field-oriented Control (FOC), and direct torque control (DTC) [9]. However, both have some drawbacks, including sensitivity to internal and external uncertainties.

The vector control was introduced in the early 70's, and its actual applications have emerged a decade later [11]. However, it could actually be implemented and used

with the advanced microelectronics. Indeed, it requires calculations transformed Park, evaluation of trigonometric functions, integrations, regulations, requiring a technology powerful enough. The principle underlying the FOC is that the torque and flux of the machine are controlled separately in similarity to the direct machine separately excited, where the stator currents are transformed in a rotating reference frame aligned with the rotor flux vector, or that of the stator or that the inter-iron, to produce components according to the axis d (control flow) and according to the axis q (torque control).

The direct torque and flux control (DTFC) was introduced there are more than twenty years by Takahashi and Depenbroak [4, 7], different from the previous command FOC, the DTC is operating a direct torque and the flux produced by the asynchronous machine fed by the inverter. Its major advantages are fewer parameters of the machine used in his equations, no transformation between reference frames, no current regulators, PWM generator is not that dramatically improves the dynamic response, and without the use of mechanical sensors [6].

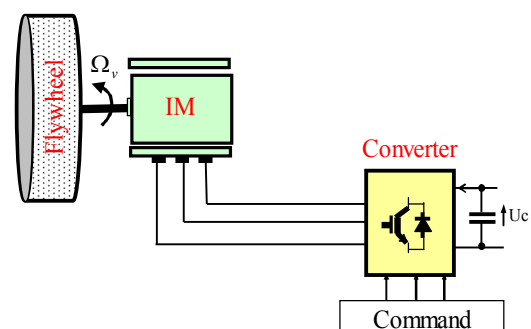


Fig. 1. Structure of the system of storage

Its main drawbacks are the limited number of available voltage vectors generates the torque ripple, flow, and steady currents that are reflected in the estimate of the speed and response, and also result in increased acoustic noise and sensitivity to variations in the stator resistance. Furthermore, deletion of the PWM stage main feature of the DTC and the introduction of hysteresis controllers for

I.Hamzaoui is with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box. 32, Bab-Ezzouar, Algies, Phone: 213-24217912 (Ext. 804), Fax: 213-21207664, URL: <http://www.lins.usthb.dz>, Email: hamzaoui_ihssen2000@yahoo.fr. F. Bouchafaa and A. Talha are also with the Laboratory of Instrumentation, USTHB, PO.Box.32, Bab-Ezzouar, Algies. Email: fBouchafa@gmail.com, abtalha@gmail.com.

the torque and flux has the effect of having a variable switching frequency [8, 10].

In the first part of this paper, the model of the studied system is presented, we begin by calculating the flywheel, and then we present the model of the machine in the mark Park. In the second part, two control strategies tested are presented. Finally, in the last part, the simulation results using two strategies to a reference power of the inertial energy storage are given.

II. MODEL OF THE SYSTEM TO STUDY

II. 1 THE FLYWHEEL

The energy E_v stored in the flywheel is given by the following expression:

$$E_v = \frac{1}{2} J_v \Omega_v^2 \quad (1)$$

Where J_v is the moment of inertia of the flywheel and Ω_v its speed of rotation.

To calculate the inertia of flywheel, based on a power to be provided for a time Δt : we want the inertial storage furnish the rated power P_{masN} for a time Δt the energy required is then:

$\Delta E_v = P_{masN} \Delta t$. knowing that: $\Delta E_v = (1/2) J_v \Delta \Omega_v^2$ and that $\Delta \Omega_v^2 = \Delta \Omega_{vMAX}^2 - \Delta \Omega_{vMIN}^2$ it comes:

$$J_v = \frac{2P_{masN} \Delta t}{(\Omega_{vMAX}^2 - \Omega_{vMIN}^2)} \quad (2)$$

According to equation (2) we find that when making a flywheel for an FESS, there are two initial conditions which must be considered: The maximum speed of rotation of the flywheel and the ability the flywheel.

Two areas of operation for the electrical machine shown in Fig. 2.

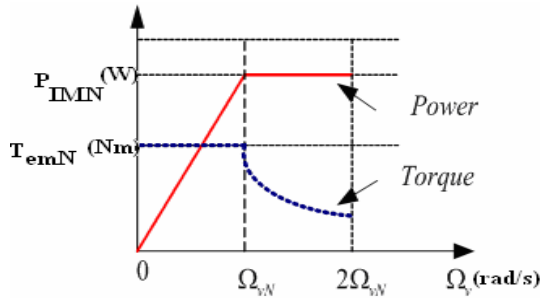


Fig. 2. Power and torque versus speed of the IM

For $0 \leq \Omega_v \leq \Omega_{vN}$ the nominal torque of the machine is available, but the maximum power is variable, depending on the speed ($P_{IM} = K\Omega_v$), and smaller than the nominal power. This area does not have much interest in FESS.

For $\Omega_v > \Omega_{vN}$, the power is a maximum and corresponds to the nominal power of the machine, the electromagnetic torque is inversely proportional to the speed of rotation ($T_{em} = K/\Omega_v$). This is the area of operation used in FESS because the power of the machine is available for any speed.

The induction machine with inertial storage will be used in the speed range below $\Omega_{vN} \leq \Omega_v \leq 2\Omega_{vN}$.

II. 2 MODEL OF THE INDUCTION MACHINE

Under the simplifying assumptions based on an unsaturated in state dynamic without loss and distribution of the magnetic wave sinusoidal model of induction motor in Park mark is defined by the following equation:

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} = -R_s i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{qr} + v_{ds} \\ \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} = -R_s i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} + v_{qs} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r} i_{ds} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - \omega_r \Phi_{dr} + \frac{R_r M}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (3)$$

Where $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ is the dispersion coefficient.

The electromagnetic torque is expressed as:

$$T_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (4)$$

II.2.1 FIELD-ORIENTED CONTROL

The command of induction machine taken is a vector Control in rotor flux oriented classical: the orientation of the marker is chosen so that $\Phi_{dr} = \Phi_r$ and the flux is controlled Φ_r to keep it constant. The implementation of the command requires estimating the electromagnetic torque, the rotor flux and stator angular ω_s .

The electromagnetic torque is expressed from the current iqs by:

$$T_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (5)$$

The rotor flux is estimated, as to him, function of the current ids and the rotor time constant $T_r = L_r/R_r$.

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + T_r \cdot s} i_{ds} \quad (6)$$

Knowledge of ω_s ensures the validity of the equations for the repository "dq" must constantly follow the rotating field. For this, we use the angular relationship of internal $\omega_s = \omega_r + \omega$, with $\omega = p\Omega$. The speed of rotation of the machine is measured and the rotor field is estimated.

Then obtained for ω_s :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \quad (7)$$

Starting from a reference power P_{v-ref} , we can deduce the electromagnetic torque reference of the machine, T_{em-ref} , causing the flywheel by a measure of the speed of rotation, Ω_{v-mes} .

$$T_{em-ref} = \frac{P_{v-ref}}{\Omega_{v-mes}} \quad (8)$$

The electromagnetic torque reference should be limited at nominal torque for the speed range between 0 and the

rated speed, beyond the nominal speed, the torque will decrease in order to keep the product $T_{em-ref} \cdot \Omega_v$ constant. The torque reduction is carried out by the defluxing of the machine beyond the synchronous speed. The law of defluxing which has been introduced in the simulation is as follows:

$$\Phi_{dr-ref} = \frac{P_{v-ref} L_r}{p M i_{qs}} \frac{I}{\Omega_{v-mes}} \quad (9)$$

Fig. 3 shows the block diagram of the control of FESS, the currents i_{ds-ref} and i_{qs-ref} are determined by the flow regulator for the d-axis current, and the electromagnetic torque reference for the q-axis current. The electromagnetic torque being calculated from equation (8), the quadrature current is determined by inverting the torque equation (5).

II. 2.2 DIRECT TORQUE CONTROL

The direct torque control (DTC) based on the orientation of the stator flux, uses the instantaneous values of voltage vector. A three-phase inverter with two voltage levels has six switching cells giving eight possible switching states (Fig. 4). Among these eight vectors, the vector v_0 and v_7 lead to zero-voltage the terminals of the asynchronous machine; the others give, in the reference frame α - β , the six directions that can take the voltage vector. These vectors are selected from a switching table in function of errors of flow, torque and the position of the stator flux vector [1]. The vector voltage v_s can be written as:

$$v_s = \sqrt{2/3} U_0 [S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}] \quad (10)$$

Fig. 5 shows the general diagram of the DTC

The stator flux Φ_s and the electromagnetic torque T_{em} are calculated from the following equations:

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (11)$$

$$\Phi_{s\alpha} = \int (-R_s i_{s\alpha-mes} + v_{s\alpha}) dt, \quad (12)$$

$$\Phi_{s\beta} = \int (-R_s i_{s\beta-mes} + v_{s\beta}) dt,$$

The angle θ_s is calculated from:

$$\theta_s = \text{artg} \left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \right) \quad (13)$$

$$T_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (14)$$

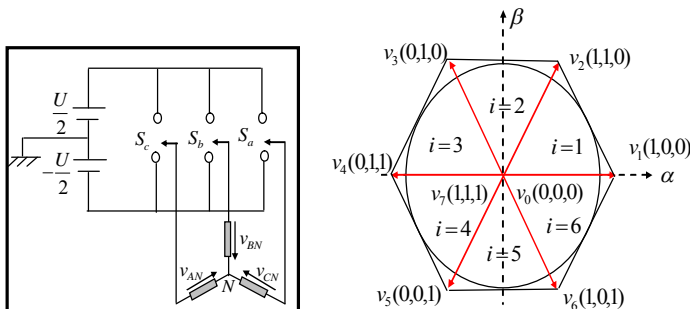


Fig. 4. Inverter and its switching vectors

The estimated values of torque T_{em} and the stator flux Φ_s are respectively compared to reference values T_{em-ref} and Φ_{s-ref} , using two elements non-linear of type hysteresis for knows information of trends evolution of flow and torque.

A decision table (table1) enables of determine the states switching as a function the output of each regulator to hysteresis and number of sector θ_i in which is located stator flux vector [1].

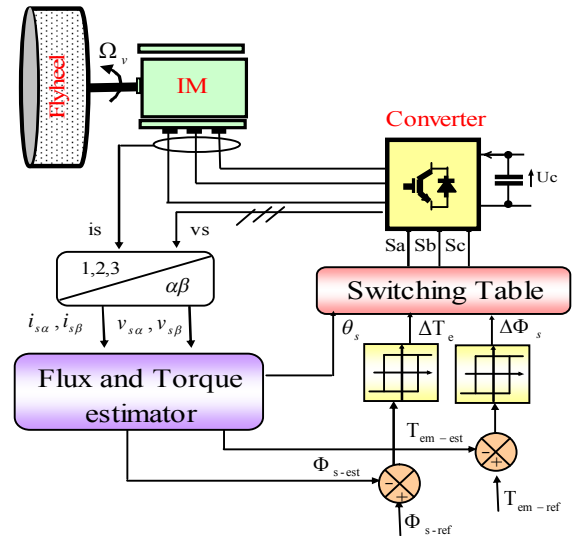


Fig. 5. Block diagram of direct torque control

TABLE. I.
Switching table for DTC control

Flux	torque	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\uparrow \Phi_s $	$\uparrow T_{em}$	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1
	$\downarrow T_{em}$	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
$\downarrow \Phi_s $	$\uparrow T_{em}$	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1	v_2
	$\downarrow T_{em}$	v_5	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4

Fig. 6 shows an example in which the stator flux vector is located in the θ_1 .

If you wish to increase both the flux and torque, this is the vector v_2 which must be applied, because in this sector, among the six active vectors, only the vector v_2 increases the image of the torque and the amplitude of stator flux vector

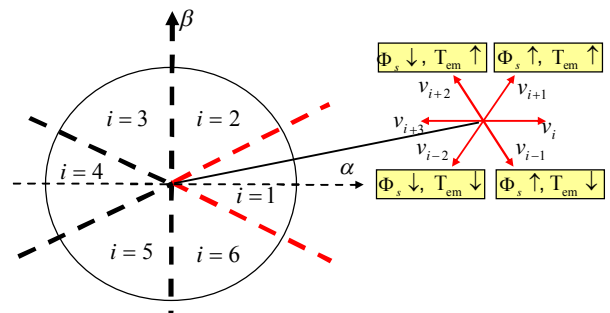


Fig. 6. Selection of voltage vector

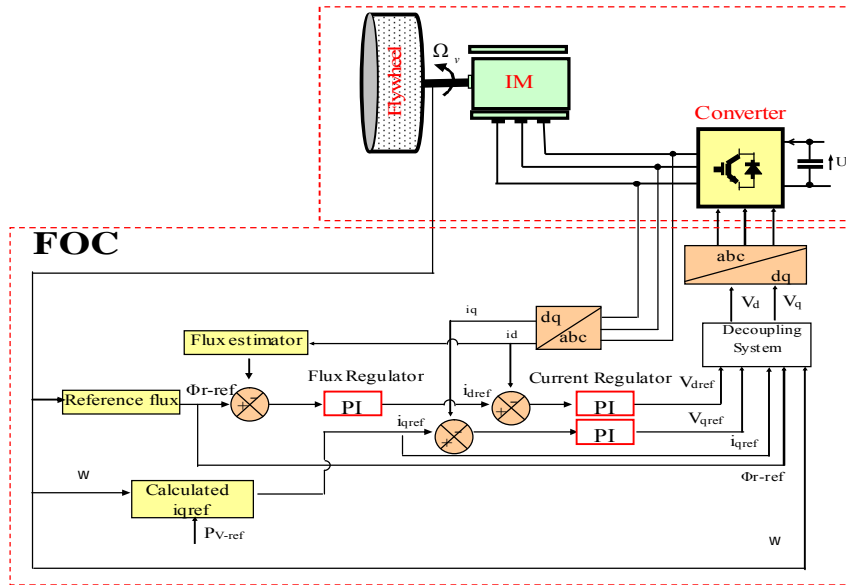


Fig. 3. Block diagram of the control system of inertial storage inertiel

III. SIMULATION RESULTS

Figures 7, 8, 9 and 10 illustrate the operation of the storage system inertial, with the two control techniques FOC and DTC. The value of the inertia coefficient was calculated for a speed range between 157rad/s and 314rad/s, and a rated power of 1.5kW during a time corresponding to 2.5s.

The initial velocity of the steering wheel is fixed 157rad/s. When the storage reference power P_{v-ref} , is set at 1.5kW, the speed increases of 157rad/s to 314rad/s. The system stores energy. When the power is fixed to -1.5Kw, the speed decreases of 314rad/s to 157rad/s. The system provides energy as shown in figures 7 and 8.

At level of power and torque (Figures 7 and 9), we notice that the DTC has a high dynamic without overshoot at start-up, and the response time is reduced relative to the FOC. This difference in the transient is due to the presence of PI in control FOC which delay the torque is consequence the power.

Fig. 10 shows the shape of the rotor flux modulus, its reference value is chosen to $\Phi_{rd-ref}=1Wb$ for both techniques, Field-oriented Control and Direct torque control.

The module response of the rotor flux reaches its reference value without overshoot at startup and is insensitive to variations in the speed of the flywheel for the DTC at time $t=2.5s$, in effect contrary to the vector control.

Fig. 11 represent the current i_s , the amplitude and the frequency scale due to variation in speed flywheel. Note that the field-oriented control is characterized by low ripples comparing to DTC for different magnitudes: stator current, torque, power and flow.

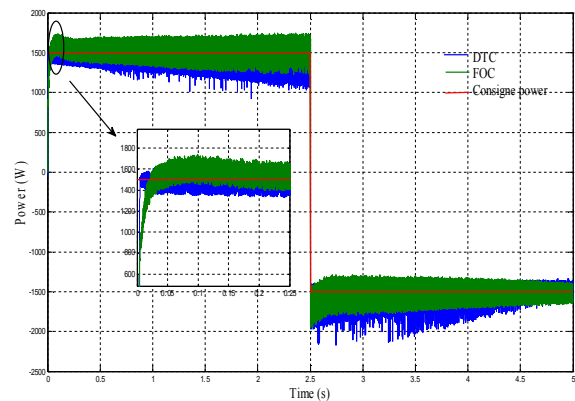


Fig. 7. The power delivered or absorbed by the IM

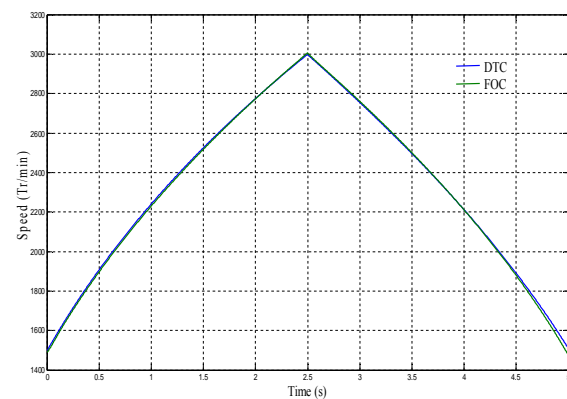


Fig. 8. Speed of the flywheel

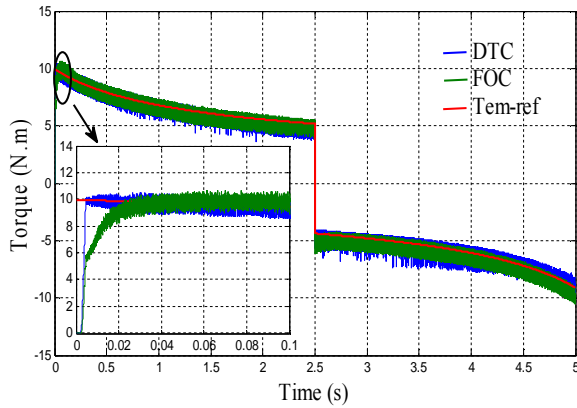


Fig. 9. The electromagnetic torque

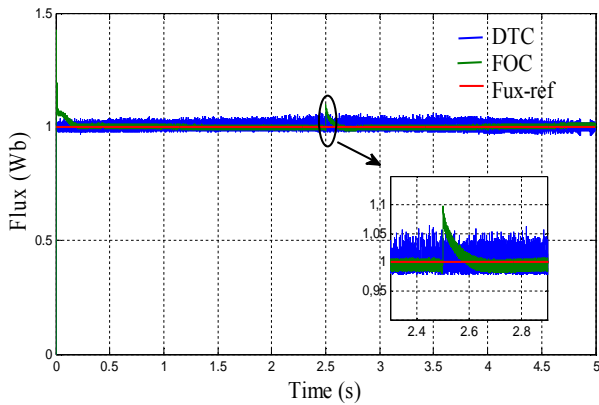


Fig. 10. Modulus stator flux

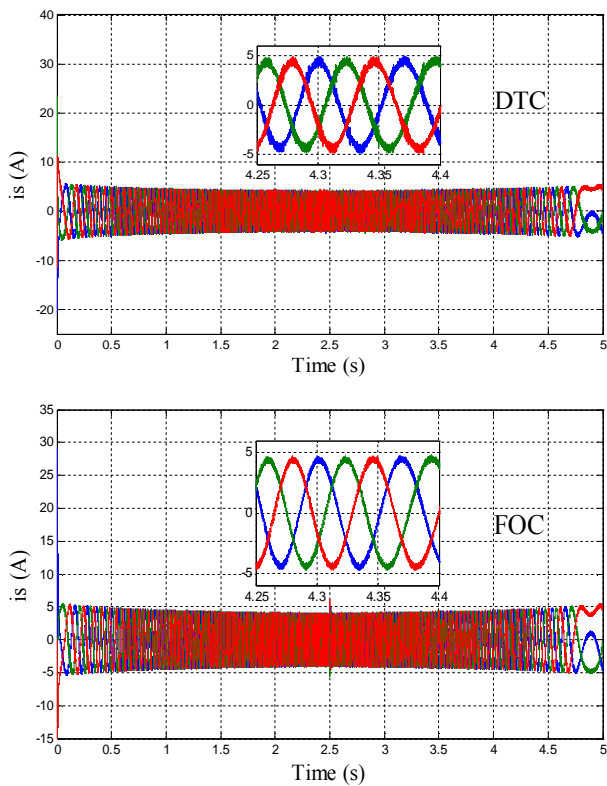


Fig. 11. Stator current

The components of direct and quadrature rotor flux of IM are shown in Fig. 12 for the case FOC. The quadrature component is always zero, which justifies the control in rotor flux oriented.

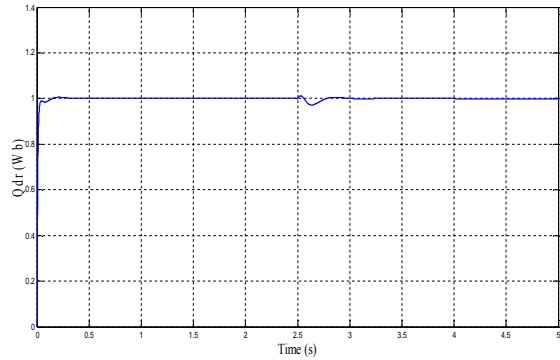


Fig. 12. The flow of direct and quadrature axis

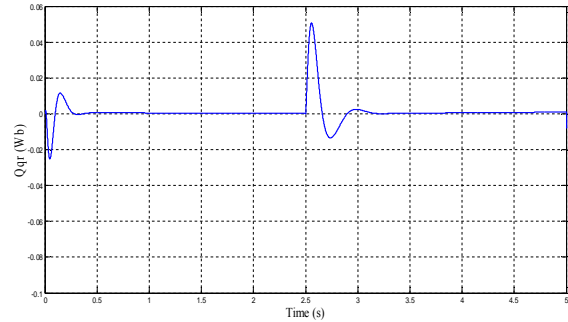


Fig. 13 shows the evolution of two flux components, the modulus of the flow remains close to the reference and is not influenced by variations in the speed of the flywheel (case DTC). Fig. 14 shows the area of work.

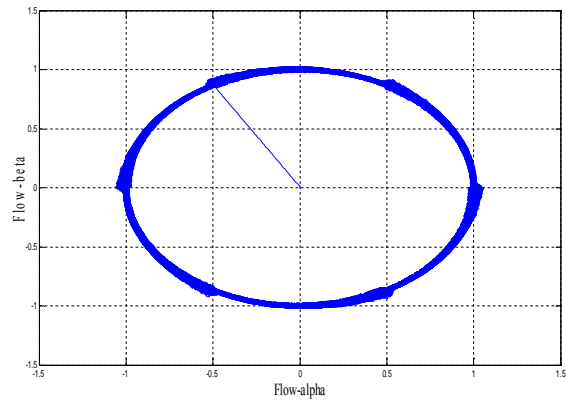


Fig. 13. Stator flux

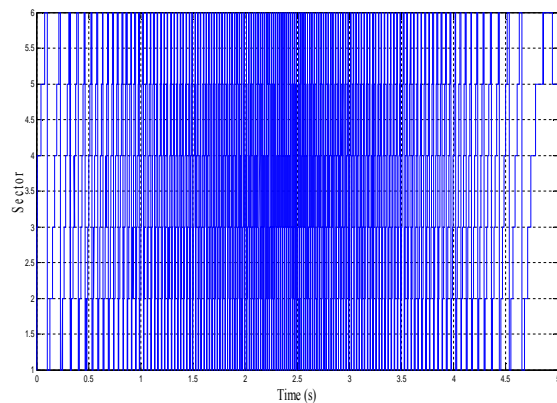


Fig. 14. The variation of the sector

IV. CONCLUSION

In this paper, two control methods are considered for the IM use in an FESS: the field-oriented control (FOC) and direct torque control (DTC). Both control methods give similar performance, with a slight advantage of the FOC control in permanent state. The use of regulators to hysteresis makes the DTC control little sensitive to variations parametric of the machine. However, they lead to a variable switching frequency in the inverter. This implies a rich harmonic content which increases the losses, leads to acoustic noise and torque oscillations can excite mechanical resonances. In state dynamic DTC control presents a better response.

The best method will be one that will be improved by modern technology in order to keep the benefits and eliminate the drawbacks.

REFERENCES

1. R. Toufouti, S. Meziane, H Benalla, "Direct torque control for induction motor using fuzzy logic," *ACSE Journal*, Vol.6, Issue (2), June, 2006.
2. F. Bouchafaa, I. Hamzaoui, S. Boukhalfa, A. Talha, "Control the Flyweel Storage System by fuzzy logic associated with the wind generator," (*NuRER'2012*), *Istanbul, Turkey*, May 20-23, 2012.
3. O.Bouhali, B.François, C.Saudemont, E.M.Berkouk, "Practical power control design of a NPC multilevel inverter for grid connection of a renewable energy plant based on a FESS and a wind generator," *IEEE*, 2006.
4. I.Hamzaoui, F.Bouchafaa, A.Talha, A.Boukhelifa, "Fuzzy logic control for a speed of a flywheel energy storage system associated the wind Generator," *Acemp-Electromotion* 2011, 8-10 Septembre 2011 *Istanbul-Turkeys*.
5. S. Benaicha, F. Zidani, R. Nait Said, and M.S. Nait Said, "Improved DTC of induction motor with fuzzy resistance estimator," *EUSFLAT- LFA* 2005.
6. O. Ouledali, A. Meroufel, P.Wira, M. Nefsi, M. Hamouda, "Réduction des fluctuations du couple et flux de la commande DTC d'une MSAP par la technique MLI vectorielle," *International Conference on Energy Sustainable Development ICESD'11*, 29-30 November 2011, Adrar.
7. H. Ziane, J.M. Retif, T. Rekioua, "Control DTC à fréquence fixe appliqué à une MSAP avec minimisation des oscillations du couple," *Can. J. Elect. Comput. Eng.*, Vol. 33, No. 3/4, Summer/ Fall 2008.
8. K. Idjdarene, "Contrôle d'une génératrice asynchrone à cage dédiée à la conversion de l'énergie éolienne," *JCGE'08 Lyon*, 16-17 Décembre 2008.
9. R. Toufouti, H. Benalla, S. Meziane, "Contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension trois- niveaux,"
10. L. Youb, A. Craciunescu, "Etude comparative entre la commande vectorielle a flux oriente et la commande directe du couple de la machine asynchrone," *U.P.B. Sci. Bull., Series C*, Vol. 69, No. 2, 2007.

Induction machine parameters:

$P=1.5kW$, $R_s=4.85\Omega$, $R_r=3.805\Omega$, $L_s=L_r=0.274H$,
 $L_m=0.258H$, $p=2$, $J=0.031kg.m^2$, $f=0.001136Nms/rd$.

Keyword Index

Absorbant	177
Accéléromètre	3, 133
Acoustic transducer	128
Acoustique des salles	139
Acquisition	123, 258
Acquisition de données	3
Agriculture de précision	91
Algorithme de rétropropagation	264
Aloha	246, 251
AMPS-1D	219
Analyse en Composante Indépendante (ICA)	118
Anomalies cardiaques	15
Antenne	189, 213
Antenne intelligente	189
Antenne patch	236
Anti-collision algorithm	246, 251
Appui unipodal	78
Asymmetric multilevel inverter	166
Bandwidth enhancement	203
Batterie	153
Binary tree	246
Bioclimatologie	91, 258
Bruit	15
Bus CAN	91, 258
Bus I2C	223
Calibration	64, 258
Capteur climatique	258
Capteur de gaz	123
Capteur thermique	91
Capture Effect (CE)	251
Caractérisation électrique	123
Cascaded H-bridge	166
Cavité à fibre	37
Cellule photovoltaïque	219
Cellule à InP	219
Centre de pression	78
Chambre anéchoïque	84
Characterization of solar panels	229
Chebyshev transform	108
Chiralité artificielle	182
Chocs	133
Classification	21, 97

Codage	264
Codage arithmétique	113
Codage entropique	113
Coefficients de couplage	241
Coefficients de réflexion	177
Coefficients de transmission	177
Coefficients d'absorption	177
Compilateur CCS	70
Complexe QRS	15, 103
Compression d'image	113
Compression impulsions	45
Convertir	161
Convertir DC/DC	171
CSMA	251
CWDM	10
Deterministic method	246
DFIG	272
DICOM	113
Diesel	49, 54, 60
Diphase	64
Direct Torque Control (DTC)	171, 277
Dispersion	45
Détection	15
Détection de sources sonore	84
Ecoulement	64
Effet Doppler	84
Effets non linéaires	40, 45
Electrocardiogramme (ECG)	15, 32, 97, 103, 108, 118
Electrode modeling	147
Electroencephalogramme (EEG)	21, 26, 32, 118
Electromyogramme (EMG)	32
Electronic charge	229
Energie photovoltaïque	60, 153
Energie renouvelable	49
Equilibre dynamique	78
Estimation	15
Fauteuil roulant manuel	3
FDTD	182
Feature extraction	21
Fibre optique à cristaux photoniques	40
Fibre à cristaux photoniques	45
Field Oriented Control (FOC)	277
Filtrage	15
Filtrage numérique	103
Filtre miniaturisé	241

Flywheel Energy Storage System (FESS)	277
Fonction de Green	208
FPGA	264
Fuzzy logic	161
Gaz-Liquide	64
GPV	171
Grid	161
Grid connected	166
Group Velocity Dispersion (GVD)	40
Guided wave	128
Générateur photovoltaïque	54, 223
HFSS	208
Horloge RTCC	223
Humidité	258
HVDC	60
Hyperfréquences	195, 200, 208, 213
Impedance measurement	147
Impedance spectroscopy	147
Implémentation	264
Indice de réfraction	177
Instabilité de modulation	37
Instrumentation	78, 147, 258
Instrumentation biomécanique	133
Integrated Circuit (IC)	203
Intelligibilité	139
IR-UWB	189
ISMA	251
Itérative	213
KNN	32
Labview	229
Lamb Wave	128
Machine a Vecteur Support (SVM)	97, 118
Machine Synchrone à Aimant Permenant (MSAP)	171
Maximum Power Point Tracking (MPPT)	161, 166, 171, 223, 272
MEMS	3, 133
Metrologie	258
Micro ruban	241
Microcontrôleur	70, 223
Modeling	108
Module solaire (SM55)	229
Modèle logarithmique	54
Modèle polynomial	54

Modélisation	97
Modélisation acoustique	139
Monitoring	229
Multimode optic fiber	10
Multiple Access Protocols (MAP)	251
Mécatronique	91
Mémoire EEPROM	223
Métamatériaux	177, 182, 236
Network	10
Non linearité	37
OFDM	195
Ondes électromagnétiques	177
Onduleur	171
Onduleur PWM	223
Optimisation	219
Orthogonal polynomial	108
Ouverture rayonnante	208
Patch	200
Photonic Cristal Fiber (PCF)	37
Photovoltaic	161
Photovoltaic panel	229
Photovoltaic system	166
Planaire	213
Polarisation	177
Pompage	171, 223
Posture	78
Probabilistic method	246
Protocols	246
Prototype passe bas	241
Pulse Width Modulation (PWM)	70
Quantification	264
Radiological images	10
RBF	97
Rendement	219
Représentation temps-fréquence	84
RFID	246, 251
Réponse impulsionnelle	139
Réseau de microphones	84
Réseau de neurones	264
Réseau mobile 2G/3G	15
Résistance de contact	70
Résonateur	241

Segmentation	108
Selective detection of acoustic wave	128
Self Phase Modulation (SPM)	40
Serre agricole	91, 258
SHI	200
Signaux non stationnaires	84
Silicium poreux	123
Simulation	236
Skin electrode interface	147
Sliding mode	272
Slotted Aloha	251
Soliton	40, 45
Sonde à conductance	64
Split Step Fourier Method (SSFM)	40
SPWV	32
Stabilométrie	78
Standard IEEE-802.15	15
Station de Transfert Energie par Pompage (STEP)	153
Stimulated Raman Scattering (SRS)	40
Stochastic methods	251
Stockage	60
Stockage énergie	153
Substract	236
Supercondensateur	153
Système embarqué	133
Système hybride	49, 54
Taux de vide	64
TDMA	251
Temps de réverbération	139
Température	258
Third Order Dispersion (TOD)	40
Transfer Line Method (TLM)	70
Transformée en Ondelettes Discrète (DWT)	26, 113, 118
Transformée en Ondelettes Liftée (LWT)	26
Transimpedance Amplifier (TIA)	203
Transmission	241
Transmission bluetooth	15
Transmission extraordinaire	182
Transmissions sans fil	15
Ultrasonic testing	128
UWB	189
Vectocardiographie	103
VHDL	264
Vibration globale du corps	3
Vitesse instantanée	133

Wave	195, 200
Waveform	195
Wavelet packet	21
Wigner-Ville	84
Wind energy	272
WPAN	189

Author Index

Ababou, Amina	3, 64, 78, 133
Ababou, Noureddine	3, 64, 78, 123, 133
Abbou, Djamel	200
Adghar, Djamila	15, 103
Aissioui, Mohamed	241
Ait Amer, Mohamed Amine	26
Aouissi, Saida	49
Aounallah, Tarek	223
Attari, Mokhtar	91, 108, 128, 147, 258, 264
Azzi, Abdelwahid	64
Bahloul, Lyes	37
Belaïd, Leïla	177
Bellil, Abderrahmane	10
Belouchrani, Adel	84
Benkouiten, Khaled	133
Benmerabet, Mohamed Salim	60
Benosmane, Abdelmalik Bachir	78
Benrekia, Fayçal	264
Benslimane, Hassane	219
Bentafet, Fatiha	139
Berkouk, El Madjid	60, 166
Berouaken, Malika	123
Berrached, Nasreddine	2
Bouchafaa, Farid	171, 223, 277
Boudissa, Mounir	78
Bouhali, Omar	161
Boukhalifa, Saida	171
Boukhechem, Lyazid	3
Boukhelifa, Akkila	272
Boukhelkhal, Farida	40, 45
Boukhenous, Samir	128
Boukherroub, Rabah	1
Boulaam, Karima	272
Boumaaraf, Houria	161
Bourdjam, Omar	103
Bousbia-Salah, Assya	21
Boutria, Mohamed	182
Chadli, Samir	78, 133
Cherbi-Bazi, Lynda	10, 37, 40, 45, 113
Dennai, Benmoussa	219
Dib, Wassila	91

Djakab, Said	139
Drouiche, Imane	229
El Afendi, Mohamed Mounkid	208
Elhechmi, Imen	1
Escid, Hammoudi	203
Fadi Issam, Baida	182
Ferguene, Elhadi	236
Ferhat, Mohamed Lamine	133
Ferhat, Nawel	258
Gabouze, Nouredine	123
Gharbi, Tijani	1
Guendouzi, Fatima	108
Haddadi, Mourad	229
Hamzaoui, Ihssen	277
Hariz, Hafid	37
Harrouni, Samia	49, 153, 229
Helmaoui, Abderrachid	219
Kabouche, Radia	153
Kassou, Koceila	128
Kedir-Talha, Malika	26, 32, 97, 118
Khelif, Amar	54
Kraszewski, Sebastian	1
Lamara, Mustapha	113
Lamhene, Nassima	40, 45
Lamhene, Youcef	213, 241
Mammeri, Essaid	70
Maoudj, Mohamed	70
Meddour, Cherif	15
Morsi, Toufik	3, 64
Oubbad, Redha	236
Ould Slimane, Saliha	97
Oussaïd, Rachid	177, 182, 236
Picaud, Fabien	1
Ramseyer, Christophe	1
Remidi, Kamel	241
Remram, Youcef	84, 91, 128, 139, 258
Rennane, Ahmed	246

Saadi, Hadjer	246, 251
Saadi, Hyem	147
Sadi, Nafissa	32
Saidj, Faiza	64
Salhi, Sonia	128
Skandrani, Nadia	1
Slimane, Abdelhalim	203
Talha, Abdelaziz	49, 54, 60, 153, 161, 166, 277
Tellache, Mohamed	208
Tighidet, Malika	15
Tighidet-Zizi, Malika	103
Timlelt, Hakima	84
Touhami, Rachida	189, 195, 200, 246, 251
Touzene, Mohamed	113
Trabelsi, Mohamed	241
Van Labeke, Daniel	182
Vuong, Tan Phu	200
Yagoub, Mustapha C.E.	195, 246, 251
Zaaimia, Mohammed Zakarya	195
Zairi, Hadjer	32, 118
Zaouche, Khelil	166
Zebbar, Sabrina	213
Zedek, El Alia	189
Zerfaine, Abdelkader	208