

Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique

3-5 juin 2019
Montpellier

France

Table des matières

Micro-nanoélectronique	1
Analyse, modélisation et réduction du bruit de commutation simultanée généré par les interfaces d'Entrées/Sorties hautes vitesses en technologie CMOS dans les microcontrôleurs STM32, Moign Mélanie	1
Amélioration de la robustesse des microcontrôleurs STM32 soumis à un stress en impulsion par contrôle de leur réponse, Quazzo Lorenzo	3
Packaging d'une source de bruit en diode Schottky BiCMOS55 et d'une transition plan E pour caractérisation en bruit dans la bande 130-260 GHz., Fiorese Victor [et al.]	4
Modélisation et optimisation d'un microgénérateur thermoélectrique planaire, Bel-Hadj Ibrahim [et al.]	5
Microelectrode array with nanostructured active surface for recording activities, Saunier Valentin [et al.]	6
Schottky Diode Noise Source Modeling and Characterization Based on BiCMOS 55 nm Technology, Ghanem Haitham [et al.]	7
Study of Sb-based interband cascade active region for mid-infrared VCSELs, Daniel Andres Diaz Thomas	8
Characterization and modeling of HBTs low frequency noise in 55 nm BiCMOS technologies for three collector architectures, El Beyrouthy Johnny [et al.]	10
Exploring a Non-conventional Testing Technique for Asynchronous Circuits, Aquino Guazzelli Ricardo [et al.]	11
On the reliability of Support Vector Machines, Garay Trindade Matheus [et al.]	12
Fabrication de nano-capteurs électroniques pour la détection de bactéries pathogènes, Benserhir Yousra [et al.]	13

Optimisation des techniques de microfabrication sur diamant, Fontaine Lya [et al.]	14
Développement technologique d'un HEMT normally-off avec une grille à barrière P-GaN, Haloui Chaymaa [et al.]	15
Implantable miniaturized probe for NMR Signal enhancement: Proposed Electrical model and Optimized Resistive Losses, Bernardo José Antonio	16
Méthodologie de Conception Conscient des Variations en Température : Circuits de Lecture pour les Environnements Sous Contraintes, Raposo De Oliveira Martins João Roberto	19
Potentiality of magnetoelectric composites for Wireless Power Transmission in medical implants, Rizzo Giulia	20
Exploring the potential of Magnetic Tunnel Junction in radiation hardening integrated circuit design, Coi Odilia [et al.]	21
Radiofréquence, Télécommunication	23
Matrice de Butler 3D compacte et large bande pour applications 5G, Cayron Audrey [et al.]	23
Nouvelles méthodes de codage vidéo linéaire pour les transmissions vidéo sans-fil, Trioux Anthony [et al.]	25
Étude, réalisation et caractérisation d'un système de télécommunication térahertz, Diouf Isidore [et al.]	26
Genie électrique	27
Etude d'impact des systèmes d'éclairage : de l'Analyse de Cycle de Vie à l'ACV Sociétale, Bertin Kevin [et al.]	27
Fault diagnosis strategies applied to photovoltaic systems, Garcia Luis [et al.]	29
Physique du composant	30
Towards self-assembled nanodielectrics on germanium, Guerboukha Mohamed-Amine	30
Micro-sources d'énergie 'indoor' pour objets nomades énergétiquement autonomes, Politi Bastien [et al.]	32

Électronique numérique / analogique	33
Static linearity test of SAR ADCs using an embedded incremental Σ converter, Silveira Feitoza Renato [et al.]	33
Man-in-the-middle sur le bus PCIe pour le forensique, Khelif Mohamed Amine	35
RF-NoC cognitif pour les architectures massivement parallèles, Lahdhiri Habiba	36
Development of Digital Circuits using Inkjet Printed N-type Organic Field Effect Transistors, Moon Seungjae	37
Accelerating CNNs on FPGAs with Selective Binarization, Yang Xuecan [et al.]	39
 Opto-électronique	 40
Traitement par laser UV de couches de DLC obtenues par ablation laser pulsée du carbone : une méthode innovante pour l'élaboration d'électrodes transparentes, Stock François [et al.]	40
GaSb growth on Si (001) using a GaAs nucleation layer, Rio Calvo Marta [et al.]	42
Fabrication and characterization of Ga-free InAs/InAsSb superlattice Infrared detector, Zavala-Moran Ulises [et al.]	43
Toward III-V optoelectronic devices integrated on photonic integrated circuits, Monge Bartolome Laura [et al.]	44
Conception et fabrication de VCSELs accordables à cristaux liquides grâce à la nanoimpression douce, Boissard Benjamin	45
Mesures expérimentales du transfert radiatif en champ proche et de la conversion thermophotovoltaïque, Lucchesi Christophe [et al.]	46
Analyse spectrale résolue en temps de l'émission lumineuse de μ -OLED à électrodes coplanaires en régime d'excitation électrique impulsionnelle nanoseconde, Ouirimi Amani [et al.]	47
Source de lumière superradiante directionnelle pour l'éclairage et la signalisation automobile, Ben Chaabane Faten	48
Nonlinear photocurrent and photoconductivity response induced by intense THz radiation in HgTe-based QW structures, Gebert Sebastian [et al.]	49

A scalable model for the breakdown voltage and junction capacitance in Single-Photon Avalanche Diodes, Oussaiti Yassine [et al.]	51
Upscaling photo-mixing THz power driven by a dual-transverse-modes laser, Abbas Alaeddine [et al.]	52
Instrumentation & capteurs	53
Performance of MOX gas sensors obtained by mixing p-type and n-type metal oxides for reliable indoor air quality monitoring, Sendi Aymen	53
Virtual prototyping and automated lab-on-chip and biosensor simulator for first step design, Bonament Alexi	57
Conception d'une sonde pour la RMN portable, Nguyen Duc-Vinh [et al.]	59
Préamplificateur RF en technologie SiGe BiCMOS pour sonde RMN sous 7T, Werling Lucas [et al.]	60
Fabrication and characterization of Ga-containing InAs/GaSb superlattice infrared photodetectors for space applications, Alchaar Rodolphe	61
Capteurs de pression flexibles à base de PDMS poreux, Bilent Sylvie [et al.]	63
Opto-mechanical-micro-resonator for photoacoustic gas detection, Trzpil Wioletta	65
C2H4 and CO photo acoustic gas sensors with quantum cascade lasers, Rousseau Roman	66
Caractérisation par analyse par faisceau d'ions de films getters pour l'encapsulation sous vide de MEMS, Bessouet Clément [et al.]	67
Bolomètres IR non refroidis à base de LSMO, Marques Do Nascimento Vanuza [et al.]	68
Conception et réalisation d'un radar millimétrique pour la mesure des signes vitaux et application au transport terrestre, Sekak Fatima [et al.]	69
Contrôle non destructif par capteur bi-statique micro-ondes embarqué sur robots mobiles collaboratifs, Haddadi Kamel [et al.]	70
Smart device for long-term sleep monitoring at home, Pan Qiang [et al.]	71
Bio-électronique	72

Development of a Terahertz bio-sensor for protein spectroscopy, Meriguet Yoann	72
Biofonctionnalisation contrôlée de couches minces de PDMS pour des applications BIOMEMS, Laborie Etienne [et al.]	74
TeraHertz near-field biological sensors for proteins investigation, Kudashova Anastasiia [et al.]	75
CNTFET biosensor design, Champauzas Nicolas	76
Neuromorphisme : étude d'un neurone Fast Spiking, De Carvalho Nathan [et al.]	77
Liste des sponsors	78
Liste des auteurs	82

Micro-nanoélectronique

Analyse, modélisation et réduction du bruit de commutation simultanée généré par les interfaces d'Entrées/Sorties hautes vitesses dans les microcontrôleurs STM32

MOIGN Mélanie, LECA Jean-Pierre, FROIDEVAUX Nicolas, JACQUEMOD Gilles, LEDUC Yves
email : melanie.moign@st.com

Résumé

L'objectif de cette thèse est l'étude, la modélisation et la réduction du bruit généré par la commutation simultanée des périphériques d'Entrée/Sortie au sein des microcontrôleurs de la famille STM32. Pour pouvoir comprendre et étudier ces phénomènes, une étape de modélisation est primordiale et incontournable, puis valider par des mesures. Ce papier introduit le sujet, sa problématique ainsi qu'un résumé du travail effectué.

Mots clés : Bruit à commutation simultanée, Modélisation, MCU

Introduction

De nos jours, il existe un nombre très important d'objets connectés ayant un microcontrôleur (MCU) embarqué et ce dans des domaines très variés (médical, industriel, automobile, ...). Ce circuit intégré est composé d'au moins un processeur, des systèmes de génération et de propagation d'horloge, des mémoires mortes/vives (Flash/RAM), des fonctions analogiques (capteurs, convertisseurs analogique vers numériques et inversement, ...) et des périphériques d'entrées/sorties (E/S). Au fil du temps, la technologie des microcontrôleurs ne cesse d'évoluer et les performances d'être augmentées (augmentation de la fréquence et du débit de données du microprocesseur, des périphériques d'E/S, de la taille mémoire...). De cette évolution ressort une plus grande complexité, notamment en ce qui concerne la compatibilité électromagnétique. Dans cet article, nous nous intéresserons plus particulièrement à la susceptibilité face aux perturbations internes.

Perturbation interne

Un inverseur CMOS constitue l'une des bases élémentaires de la microélectronique et se retrouve de facto des millions de fois dans les circuits intégrés. Il permet la commutation d'un '0' logique en entrée en un '1' en sortie (et inversement). Les périphériques d'Entrées/Sorties sont composés (entre autres) d'un énorme inverseur (ou buffer) afin de transmettre un signal du MCU vers le monde extérieur. Lors d'un changement d'état, ce buffer va générer une impulsion appelée courant de commutation défini par di/dt et caractérisé par ses temps de montée et de descente (T_M et T_D) [1]. Cette impulsion va perturber les rails d'alimentation et de masse (A&M). Théoriquement, cela n'aurait pas d'incidence si les lignes de transmission et les rails A&M étaient idéaux. Cependant, les rails d'A&M de la puce, de son encapsulation (qui relie la puce avec l'extérieur) et du circuit imprimé (PCB) comportent des valeurs «parasites» R, L et C [2]. Sachant cette impulsion di/dt va traverser ces réseaux RLC, elle va en même temps créer une variation sur la tension des rails d'alimentation et de masse suivant la formule (1).

$$\Delta V = L_{TOT} * \frac{di}{dt} + R_{TOT} * i \quad \text{Rel. 1}$$

Modélisation

Afin de pouvoir étudier le bruit généré par les E/S et définir les paramètres l'influençant, il est nécessaire de modéliser le MCU afin d'être capable de simuler son comportement. Le modèle réalisé est basé sur le standard ICEM [3] qui est constitué d'une

activité interne (i.e. : le périphérique qui commute) et d'un réseau passif de distribution du bruit (i.e. : les rails d'alimentation).

Concernant la modélisation de la puce, les E/S actives sont représentées par des sources de courant (qui génèrent le pic) tandis que les E/S inactives vont agir comme des filtres RC passe-bas dus aux caractéristiques intrinsèques des MOSFET. Pour les rails A&M, il faut définir par calcul les valeurs de leurs parasites basés sur leur géométrie. Pour le boîtier et le PCB, il existe deux méthodes : soit à l'aide d'un logiciel de modélisation fournissant un modèle RLC complet, soit en utilisant les géométries des fils/rails comme décrit précédemment.

La modélisation est l'une des parties les plus importantes et doit être corrélée avec les mesures en laboratoire, afin de tester la fiabilité et la validité du modèle.

Cas d'étude

Cette présentation va décrire l'étude d'un cas concret d'une puce STM32. Lors de la commutation simultanée de 24 E/S, de façon sur-contrainte par la synchronisation, l'horloge principale est corrompue. Par corrompue on entend une latence sur le signal avec des rapports cycliques différents. Afin de comprendre l'origine du problème il a fallu modéliser en premier lieu la puce et ses 324 E/S, ainsi que ses rails d'alimentation. Ces 324 E/S représentent une capacité de découplage totale de 1,24nF. Concernant les spécifications de ces E/S, les T_M et T_D sont de l'ordre de la nanoseconde. Les rails d'A&M possèdent des parasites de $R=12,5\Omega$ et $L=2nH$.

Ensuite, la modélisation du boîtier BGA est effectuée par logiciel ainsi que le PCB. Les résultats de simulation sont confrontés et corrélés aux mesures en laboratoire. Cette analyse fait apparaître des éléments importants que le modèle ne prenait pas en compte et soulève de nouvelles questions, comme la position et le nombre des capacités de découplage. Bien entendu, maintenant que le modèle est en corrélation avec les mesures, il est possible de tester différents paramètres et d'observer l'effet de leurs modifications : changer la position des paires d'alimentation, modifier la position des capacités de découplages, diminuer les parasites en changeant les dessins de masques, diminuer le di/dt en modifiant le design des périphériques E/S. De ces observations seront tirées des règles de conception, dessins des masques ou routage, pour pouvoir permettre une communication avec des T_M et T_D deux fois plus petits que ceux étudiés. L'objectif final est de répondre à la problématique suivante : comment concevoir et réaliser des STM32 compétitifs sur le marché avec un nombre de paires d'alimentation réduit et une grande robustesse face aux perturbations internes.

Références

- [1] Senthinathan, R., 1961. *Signal integrity and simultaneous switching noise of CMOS devices and systems*. 1st ed. s.l.:The University of Arizona.
- [2] Sicard, E., Dhia, S. B. & Ramdani, M., 2006. *Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuit*. 1st ed. s.l.: Springer.
- [3] IEC, s., 2010. *EMC IC modelling -Part2: Models of integrated circuits for EMI behavioural simulation – Conducted emissions modelling*, s.l.: (ICEM-CE), IEC 62433-3.

Amélioration de la robustesse des microcontrôleurs STM32 soumis à un stress en impulsion par contrôle de leur réponse

QUAZZO Lorenzo, FROIDEVAUX Nicolas, JACQUEMOD Gilles, BRAQUET Henri

Lorenzo.quazzo@st.com

Résumé

L'objectif de cette thèse est l'amélioration de la robustesse des microcontrôleurs STM32 lorsqu'ils sont soumis à un stress en impulsion. La première étape consiste à étudier les mécanismes de propagation de ce stress afin de proposer des solutions d'immunisation. Dans cet article, nous introduisons la problématique du sujet de recherche et présentons les premiers résultats obtenus.

INTRODUCTION

Les microcontrôleurs sont désormais devenus l'élément indispensable de tous les systèmes embarqués grâce à leur prix avantageux, leurs performances élevées et leur versatilité. En fonction des différentes applications, les microcontrôleurs sont souvent soumis à différents stress électromagnétiques qui peuvent sérieusement compromettre leur fonctionnalité et leur fiabilité. Appelés tests en susceptibilité, les décharges électrostatiques sont sans doute le phénomène le plus étudié et le plus connu. Toutefois, les tests en impulsion ou FTB (Fast Transient Burst) nécessitent une attention particulière et rendre les microcontrôleurs plus robustes à ce stress peut représenter un vrai atout pour la famille des microcontrôleurs STM32 auprès des clients. Dans cet article, la typologie de stress ainsi que son mécanisme de propagation sont présentés, enfin un aperçu du travail effectué est décrit.

PERTURBATION ET MECANISME DE PROPAGATION

La perturbation FTB, à laquelle sont soumis les microcontrôleurs, est normalisée par la norme IEC 61000-4-4 [1]. Durant le test de robustesse, le microcontrôleur est alimenté par un générateur de courant continu et il exécute un code spécifique en boucle infinie. Comme le montre la figure 1, le stress est injecté par une liaison capacitive sur les rails d'alimentation V_{DD} et V_{SS} (ou GND) de façon identique, introduisant une perturbation en mode commun.

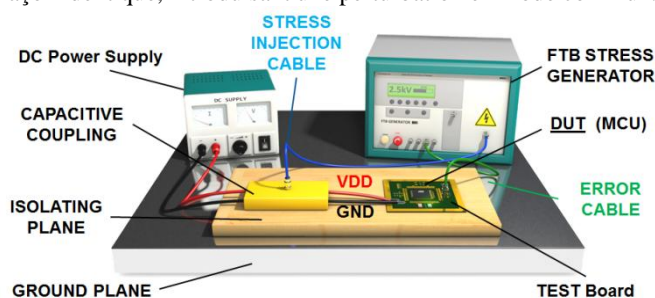


Figure 1. Système de générations et de mesure du stress FTB

La forme et l'espace temporel entre chaque impulsion sont définis par la norme IEC 61000-4-4. En particulier il s'agit d'une perturbation caractérisée par un temps de montée de 5 ns et une amplitude de plus de 4 kV d'amplitude [2]. La robustesse est définie par le niveau d'amplitude maximum sans avoir d'erreur d'exécution du programme.

La nature du stress étant de type mode commun, elle ne devrait pas perturber l'alimentation de la puce. En théorie si le même stress est appliqué de façon identique sur V_{DD} et V_{SS} , la différence de potentiel à laquelle sont soumis tous les IPs du circuit sera toujours égale à la tension continue fournie par l'alimentation. Toutefois, en raison des différents chemins d'alimentation (pistes ou interconnexions), il y a une conversion du mode commun vers le mode différentiel [2]. Cette perturbation différentielle est donc produite par le réseau d'alimentation qui est l'élément clé dans l'étude de l'amélioration de la susceptibilité et donc de la robustesse des circuits intégrés.

Des travaux précédents [3] ont aussi démontré que le réseau d'alimentation peut être modélisé par des réseaux RLC, et que les résonances associées peuvent être un élément intéressant dans la compréhension du mécanisme de propagation de la perturbation.

CAS D'ETUDE

La thèse a pour but de mieux comprendre la raison et la cause du dysfonctionnement lors d'une perturbation en impulsion pour enfin en déduire des règles de conception PCB ou silicium afin d'augmenter l'immunité des familles de contrôleurs STM32.

Un produit particulier d'une famille des microcontrôleurs STMicroelectronics se trouve être un cas d'étude emblématique. En effet, ce produit s'est montré être particulièrement médiocre en terme d'immunité avec des seuils de robustesse très faibles.

Différentes modifications ont été ensuite apportées notamment au niveau des IPs analogiques ainsi qu'au niveau des capacités de découplage intégrées sur la puce de Silicium. Le résultat s'est traduit par une nette amélioration de performance vis-à-vis du stress. Toutefois les modifications étant très diverses et variées, il convient de discerner celles qui ont eu en effet important vis-à-vis du stress FTB, par rapport à celles qui en ont eu peu ou pas. L'identification des solutions de conception qui se sont vérifiées efficaces dans l'amélioration de la robustesse de ce produit particulier pourrait ouvrir des portes sur des stratégies d'immunisation générale pouvant être appliquées pour tous les circuits intégrés. En parallèle, un premier modèle RLC de la carte de test ainsi que de la puce a été étudié et validé par mesure dans le but de corréler le dysfonctionnement des microcontrôleurs à des paramètres du réseau d'alimentation.

REFERENCES

- [1] IEC 62215-3, "Integrated circuits – Measurement of impulse immunity – Part 3: Non synchronous transient injection method – International electrotechnical commission", International standard, edition 1.0 2013-07
- [2] Bacher, Y., N. Froidevaux, P. Dupre, H. Braquet and G. Jacquemod, "Resonance analysis for EMC improvement in integrated circuits", EMC Compo, Edinburgh, UK, pp. 56-60, 2015
- [3] Bacher, Y., L. Quazzo, H. Braquet, N. Froidevaux and G. Jacquemod, "Novel measurement set-ups of FTB stress propagation in an IC", PIERS, Toyama, Japan, 2018

Packaging d'une source de bruit en diode Schottky BiCMOS55 et d'une transition plan E pour caractérisation en bruit dans la bande 130-260 GHz.

Victor Fiorese ¹ , Joao Azevedo Goncalves ¹ , Daniel Gloria ² , Frédéric Giancesello ² , Guillaume Ducournau ³ , Emmanuel Dubois ³ , Christophe Gaquière ³ , François Danneville ³

¹ : STMicroelectronics [Crolles]

IEMN UMR 8520, CNRS, Univ. Lille, Centrale Lille, UVHC, ISEN

² : STMicroelectronics [Crolles]

STMicroelectronics

³ : Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) - UMR 8520

Centre National de la Recherche Scientifique : UMR8520

Au-delà de la bande D, des sources de bruit permettant la caractérisation des facteurs de bruit (NF) des composants silicium à l'échelle industrielle ne sont pas disponibles. Pour pallier à cette limitation, ces dernières années, des sources de bruit *in situ* sur silicium à base de diode Schottky ont démontrées de très bonnes performances jusque 260 GHz. Afin d'optimiser le coût Silicium du test de NF à l'échelle industrielle et de s'affranchir de l'utilisation d'équipements extérieurs, il est nécessaire de déporter ces sources au niveau de la pointe de test. Dans ce contexte, ce papier propose une solution de mise en boîtier d'une source de bruit de type diode Schottky développée en technologie BiCMOS55 de STMicroelectronics. L'objet conçu adresse la bande de fréquence 130-260 GHz et intègre une transition plan E pour se connecter en guide d'ondes WR5. Un état de l'art des différentes sources de bruit existantes sera fait au-delà de 130 GHz et la diode Schottky silicium retenue présentée. Polarisée en régime d'avalanche, celle-ci permet d'atteindre des ENR (Excess Noise Ratio) de 20 dB de 130 GHz à 200 GHz [J.A. Goncalves 2018]. Le boîtier incluant la puce silicium, le guide WR5 de sortie ainsi que la transition les reliant sera décrit mécaniquement, son adaptation et ses pertes d'insertion seront présentées. Cette solution sera comparée en terme d'ENR et d'utilisation pour la mesure d'un LNA avec une source ELVA du commerce dans la bande 130-170 GHz.

MODELISATION ET OPTIMISATION D'UN MICROGENERATEUR THERMOELECTRIQUE PLANAIRE

Ibrahim BEL-HADJ, Zahia BOUGRIOUA, Katir ZIOUCHE

Univ. Lille, CNRS, UMR 8520 Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie,
F-59000 Lille, France

Mail : ibrahim.bel-hadj@univ-lille.fr; katir.ziouche@univ-lille.fr

Résumé

Dans le domaine des microtechnologies, la récupération d'énergie (Energy Harvesting) est une thématique de recherche d'actualité qui vise à utiliser l'énergie présente dans l'environnement pour alimenter de petits systèmes électroniques tels que des capteurs, des microsystèmes ou même des dispositifs médicaux implantés. Certaines microsources permettent de délivrer des puissances de plusieurs milliwatts nécessaires, notamment, par exemple, pour les nombreuses nouvelles applications utilisant les objets connectés (IoT) [1].

Les résultats présentés dans cette étude sont essentiellement focalisés sur le développement de microgénérateurs thermoélectriques (μ TEGs) planaires réalisés en technologie silicium compatible CMOS, faible coût et « éco-friendly » (cf. Figure 1). Ceux-ci présentent l'avantage d'avoir des résistances thermiques adaptables et sont destinés à la récupération de toute forme d'énergie thermique qu'ils convertissent directement en électricité à l'aide d'une thermopile planaire (basé sur l'effet Seebeck). Les performances de ces μ TEGs dépendent, d'une part, du choix des matériaux thermoélectriques utilisés, qui résulte sur un compromis entre un coefficient Seebeck élevé, une faible résistivité électrique et une faible conductivité thermique. Mais aussi, d'autre part, sur la modélisation thermique de la structure d'ensemble (réalisée dans notre cas sous COMSOL 3D[®]) qui permet d'optimiser les paramètres géométriques structurels du μ TEG afin d'obtenir le maximum de puissance de sortie, ainsi que la réduction des pertes thermiques latérales du microthermogénérateur.

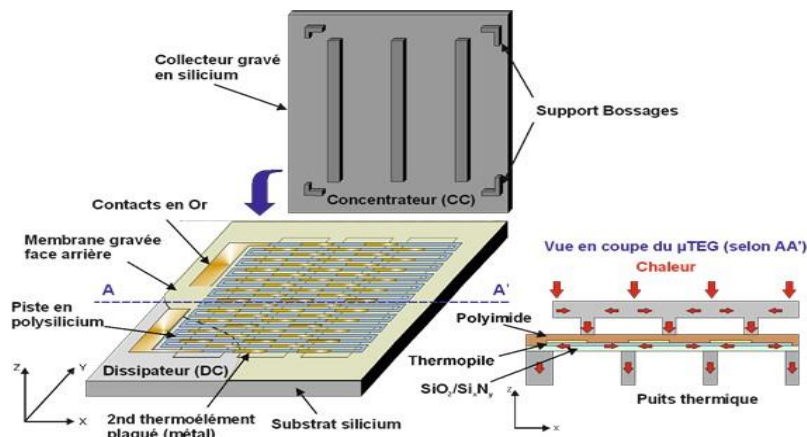


Figure : Structure d'un μ TEG (vue « éclatée » et vue en coupe) [2].

Mots-clés – modélisation, récupération d'énergie, thermoélectricité, microgénérateur, planaire, silicium.

[1] M. Haras, T. Skotnicki, Thermoelectricity for IoT – A Review, Nano Energy 54 (2018), p. 461–76.

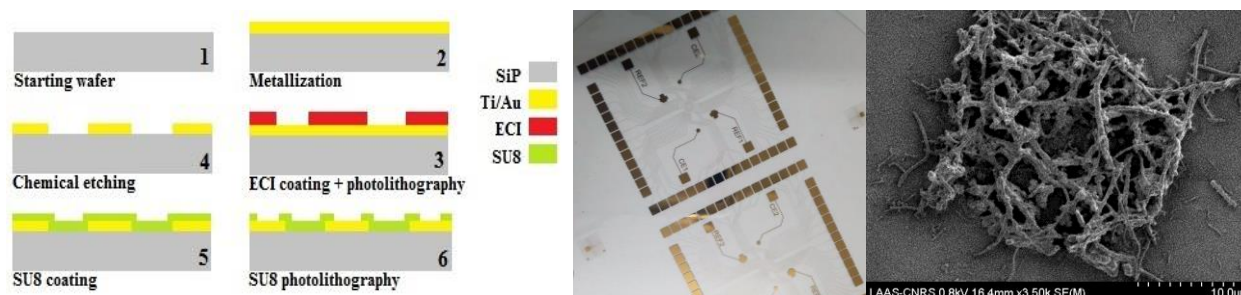
[2] Z. Yuan, K. Ziouche, Z. Bougrioua, P. Godts, T. Lasri, D. Leclercq, A planar micro thermoelectric generator with high thermal resistance, Sensors and Actuators A 221 (2015), p. 67–76.

Microelectrode array with nanostructured active surface for recording activities

Valentin SAUNIER¹, Emmanuel Flahaut², Christian BERGAUD¹

¹LAAS, UPR 8001 CNRS, Toulouse, ²CIRIMAT, UMR CNRS 5085, Toulouse

Recording electroactive cell activity with a microelectrode has proven to be one of the most valuable tools to study biological systems. A Multi-electrode array (MEA) is a microelectronic microfabricated device with high microelectrode density, allowing recordings of several neighboring cells simultaneously. However, microelectrodes used to study cell typically have high impedance and cell present low adhesion on metallic electrodes, partly due to the mechanical mismatch between cells and these electrodes.



(Left) Microfabrication process for MEA, (Center) Pictures of fabricated MEAs, (Right) SEM picture of a PEDOT-CNF deposit.

To circumvent this problem, electrode modifications using conducting polymers or nanocarbon like carbon nanofibers (CNFs) are used to enhance the electrical properties of the microelectrodes. Carbon nanofibers are nanocarbon structures like carbon nanotubes (CNT). However, they present a longer tubular structure, with more defaults (edges) and a higher electroactive surface.

In this work, a MEA is microfabricated in clean room and to improve the electrical properties, microelectrodes are modified through PEDOT-Carbon Nanofibers (CNF) electrodeposition to lower the impedance of the electrodes. To improve CNF encapsulation in the PEDOT film and exploit nanocarbon electrical properties, CNFs are chemically oxidized to make them highly hydrophilic and allow dispersion in water for electrodeposition. The deposits are investigated by electrochemistry, SEM and optical imaging and electrochemical impedance spectroscopy (EIS).

A proof of concept of PEDOT-CNF composite electrodeposition is successfully done on microelectrodes. This deposit exhibits a high density of CNFs and better properties than PEDOT-PSS deposits (which are the gold standard of conducting polymer used for electrophysiology) at equivalent deposition in terms of impedance and capacitance. The modified-electrode is successfully used to perform electrophysiology in-vitro.

The obtained PEDOT-CNF will also be studied as an electroactive microelectrode coating, for neurotransmitter detection like dopamine for example, by FSCV [5,6] (Fast-scan cyclic voltammetry), as a possible substitute for Carbon-fiber microelectrodes. Then the deposition technique will be transferred from MEA microelectrodes to flexible microelectrodes (on implants) for in-vivo studies.

Schottky Diode Noise Source Modeling and Characterization Based on BiCMOS 55 nm Technology

H. Ghanem¹, J-C. Azevedo-Gonçalves^{1,2}, I. Alaji¹, W. Aouimeur¹, D. Gloria², S. Lépilliet¹, C. Gaquière¹,
F. Danneville¹, et G. Ducournau¹

¹ *Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie, Univ. Lille, CNRS, Centrale Lille, ISEN,
Univ. Valenciennes, UMR 8520 - IEMN, F-59652 Villeneuve d'Ascq, France*

² *STMicroelectronics Crolles, 820 rue Jean Monnet, F-38920 Crolles, France*
haitham.ghanem.etu@univ-lille.fr

In the framework of the TARANTO project, the objective is to design a noise measurement test bench to characterize silicon devices at a frequency range above 170 GHz. As the development in the industry of micro and Nano technologies is rapid, the fabrication process of the core devices for future wireless communication systems are targeting higher frequencies in order to achieve large operational bandwidth. The models of such devices are extracted and validated by high frequency (HF) measurement, including small signal, large signal and noise characterization.

One of the challenges is the availability of a noise source with sufficient output power in the required frequency range. III-V Schottky diodes [1] and uni-travelling carrier photodiodes (UTC-PD) [2] can be used as noise sources in the mmW range, however they are not integrated close to silicon circuits. Here, we propose a new integrated Schottky diode noise source structure using the STMicroelectronics BiCMOS 55 nm technology. In this study, we first evaluate the Excess noise ratio (ENR) of the noise source using Y-method [3] and then use it to extract the noise figure of integrated and wave guide devices. We also intend to develop the electrical model for this millimeter wave noise source towards design rules guidelines.

First, to perform noise measurements we also need a noise receiver, acting as a down converter from mm-wave to (noise signal from the diode noise source) to base band signal to be measured by a noise figure meter (NFM). After extracting the noise figure of the receiver in the frequency range 130-260 GHz using hot/cold method, the diode noise source was connected to the input of the receiver for ENR value extraction. The diode showed a tunable ENR up to 20 dB in this frequency range. Leveraging previous studies of equivalent electrical circuit of the diode [4], the input impedance of the model has been compared to the measured impedance of the diode. Then, the ENR value of the diode source has been extracted from the model using simulator software. A good agreement was obtained between the simulated ENR value and the value measured by experiment, which validated the model. Then this model can be used to develop the noise source and predict its performance in a higher frequency band.

Key Words: Diode noise source model, mm-W, BiCMOS 55 nm, ENR extraction.

[1] N. Ehsan, et al, "A robust waveguide millimeter-wave noise source," in Microwave Conference (EuMC), 2015, pp. 853–European, 2015856.

[2] H. J. Song and M. Yaita, "On-Wafer Noise Measurement at 300 GHz Using UTC-PD as Noise Source," IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. vol. 24, no. 8, pp. 578–580, Aug. 2014.

[3] J.C Goncalves et al, "A 130 to 170 GHz integrated noise source based on avalanche silicon Schottky diode in BiCMOS 55 nm for in-situ noise characterization", (ICMTS), Grenoble, 2017.

[4] M.C.Maya, et al, « Extraction of an avalanche diode noise model for its application as an on wafer noise source », Microwaves and Optical Technology Letters, vol. 38, n° 2, July 20 2003.

STUDY OF Sb-BASED INTERBAND CASCADE ACTIVE REGION FOR MID-INFRARED VCSELS

DÍAZ-THOMAS Daniel Andrés*, BHRIZ Michael, MEGUEKAM-SADO Ariane, TOURNIE Eric, BARANOV Alexei, CERUTTI Laurent
IES, Université de Montpellier, CNRS, F-34000, Montpellier, FRANCE

* *daniel.diaz@ies.univ-montp2.fr*

SUMMARY

We report on the study of a type II - Interband Cascade active region. We have made first, for their use in VCSELS, IC-based light emitting devices (ICLEDs) that emitted around 3.5 μm and finally Lasers (ICL) with AlGaAsSb cladding layers that operated in continuous wave mode up to 55°C around 3.3 μm .

1. INTRODUCTION

The 3-5 μm mid infrared spectral range is of particular interest for spectroscopic applications. The strong absorption of hydrocarbons and other atmospheric pollutants, along with the weak water absorption at these wavelengths makes them very attractive for environmental monitoring. Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy (TDLAS) can thus be used for highly selective and sensitive gas detection in this window.

Over the last decade, significant progress has been achieved in mid-infrared Interband Cascade Lasers (ICLs). Such lasers are typically based on cascaded InAs/GaInSb type-II quantum wells within a cascade scheme. Low thresholds in continuous wave (cw) operation of ICLs at room-temperature (RT) have been reported for the whole 3-5 μm wavelength range. Vertical cavity surface emitting lasers (VCSELS) are particularly well suited to TDLAS due to their intrinsic characteristics. The low threshold current, hence power consumption, added to the single frequency emission with a circular and low divergent output beam are beneficial for the development of compact systems for gas spectroscopy. However, only one report on ICL-based-VCSEL has been published so far [2] and only worked in pulsed regime.

2. PROCESS DESCRIPTION

In this work, we report on the study of interband cascade active region based on the ref [3]. For that, we have realized first LEDs and then edge emitting lasers (EEL) in view of the development of VCSELS. The structures were grown by molecular beam epitaxy on n-GaSb substrates. These structures comprised 7 cascade stages surrounded by 500 nm of n-type GaSb for LEDs and 400 nm for Lasers. Moreover, for the laser, the active region and the GaSb are sandwiched between 2 μm thick Al_{0.85}Ga_{0.15}As_{0.06}Sb_{0.94} cladding layers and are topped with a 20nm of n++InAs contact layer. The LED devices were processed into deep mesa devices with diameter ranging from 20 to 150 μm using standard photolithography and

dry etching techniques. Then Si₃N₄ was deposited for sidewall passivation. Finally, Ti/Au and Pd/AuGeNi were deposited for top and bottom contacts, respectively. Lasers were processed with the same techniques.

3. RESULTS

These ICLEDs were characterized in continuous wave regime at RT. The devices emitted near 3.5 μm . For the 80 μm diameter LEDs, an optical power of around 35 μW was typically measured under a driving current of 200 mA without any correction for the collection efficiency.

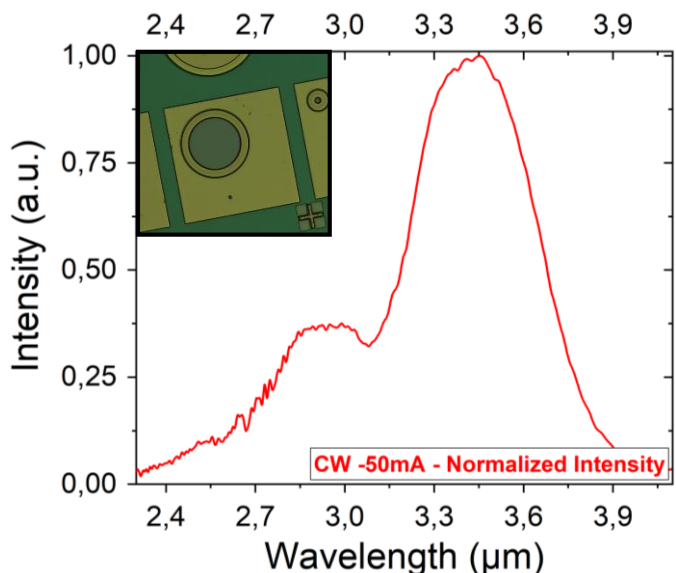


Fig 1: Emission spectrum of an ICLED with 80 μm diameter in cw-mode under a driving current of 50 mA. Inset: Optical microscope pictures of an ICLED with 80 μm diameter surface emission.

Then, we studied a series of ICLs with the Al_{0.85}Ga_{0.15}As_{0.07}Sb_{0.93} top cladding layers grown at different temperatures, to determine the influence of this temperature on the performances of the laser. Indeed, the wavelength emission and the efficiency of the active region is a major issue for VCSEL, and can be modified by the growth temperature of layers above the active region. We found a direct correlation between the growth temperature of this layer and the ICL performances. For broad area lasers (100 μm x 2 mm) characterized in pulsed regime (300 ns / 100 kHz) at RT, the threshold current density decreased significantly from 700 A/cm² to 220 A/cm² and the wavelength emission increased from 2.98 μm to 3.3 μm . We observe this behavior when the top

cladding growth temperature decreased from 490°C, which is the normal growth temperature for cladding layers, to 435°C which is the growth temperature of the active region. For the best structure, narrow ridges devices with 19 μm wide were fabricated and CW operation was obtained up to 55°C. The maximum power output at 27°C was around 8 mW per facet without any optical treatment. The emission wavelength was around 3.33 μm which is the wavelength of interest for alkanes detection. These devices exhibited a characteristic temperature (T0) around of 45 K, with internal losses around 13 cm⁻¹ and an internal efficiency $\eta_i \approx 54\%$, which is closed to the wave-function overlap in this type II QWs.

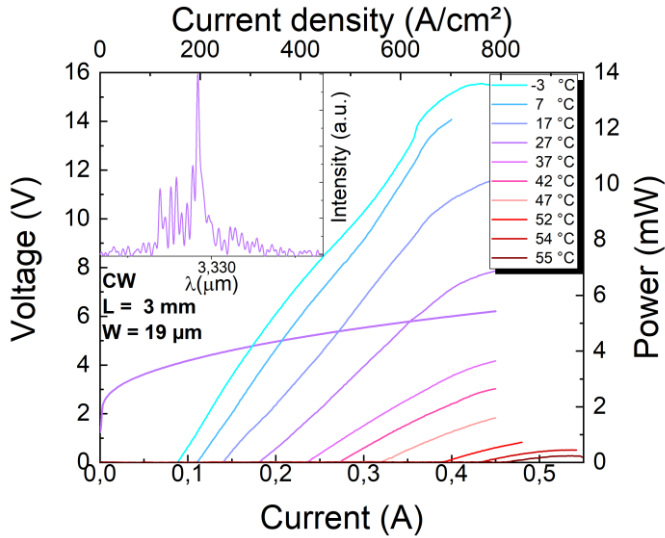


Fig 2: I-P-V characteristics of narrow ridge device operating in cw-mode. The maximum cw-operation temperature was 55°C. At RT the device emitted around 8 mW of optical power from one facet with uncoated facets.

4. CONCLUSIONS

We have studied a Type II-IC-actives region in both LED and laser design for their use in VCSELs devices. We have shown the influence of the growth temperature on the dependence of ICL performances. For the best structures, we have obtained CW operation up to 55°C. The optical power was around 8 mW at RT with a threshold current of 180 mA. These performances are well for the integration of a Type II active region in VCSELs devices.

5. REFERENCES

- [1] Vurgaftman, I. et al., "Mid-IR type-II interband cascade lasers," *IEEE J. Select. Top. Quant. Electron.* 17, 1435–1444-(2011).
- [2] W. W. Bewley, et al., "Room-temperature mid-infrared interband cascade vertical-cavity surface-emitting lasers," *Appl. Phys. Lett.* 109, 151108-(2016).
- [3] I. Vurgaftman et al., "Rebalancing of internally generated carriers for mid-infrared interband cascade lasers with very low power consumption," *Nat. Commun.* 2, 585-(2011).

This work was partially supported by the French "Investment for the Future" program (EquipEx EXTRA, ANR-11-EQPX-0016) and by the French ANR (MIMIC-SEL, ANR-16-CE24-0011).

Characterization and modeling of HBTs low frequency noise in 55 nm BiCMOS technologies for three collector architectures

J. El Beyrouthy¹, B. Sagnes¹, F. Pascal¹, A. Hoffmann¹, S. Haendler², P. Chevalier²

¹IES, Univ Montpellier, CNRS, Montpellier, France

²STMicroelectronics, 850 rue Jean Monnet, 38926 Crolles Cedex, France

Abstract - The main aim of the development of new BiCMOS technologies is to boost the high frequency performance of the devices for RF, MMW and THz applications. The Si/SiGe:C Heterojunction Bipolar Transistors (HBTs) seems to be one of the best candidates to provide high frequency range integrated circuits. The improvement of the frequency performance requires a reduction in their dimensions, which poses numerous problems, including the increase in the low frequency noise level (LFN). This work will focus on three Collector doping levels allowing the HBTs development for different applications High Speed, Medium Voltage and High Voltage. The HS are designed with the higher Collector doping, with a current gain β of 2540, which increases the unity current gain frequency f_t and the maximum oscillation one f_{max} . The HV and MV HBTs are designed with a lower Collector doping, with β of 1880 and 2200 respectively, which leads to increase the breakdown voltage in common emitter mode. An example of DC characteristics is presented in Fig.1 for the type of transistors.

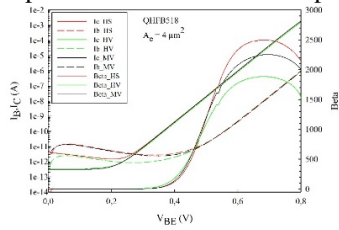


Figure 1. DC characteristics of the HS, HV and MV transistors.

The spectra obtained with different Base bias currents are presented in Fig.2 for the HS, HV and MV transistors. Low Frequency Noise exhibits a $1/f$ behavior followed by shot noise $2qI_B$ but some spectra are affected by the presence of generation-recombination (GR) components more or less pronounced.

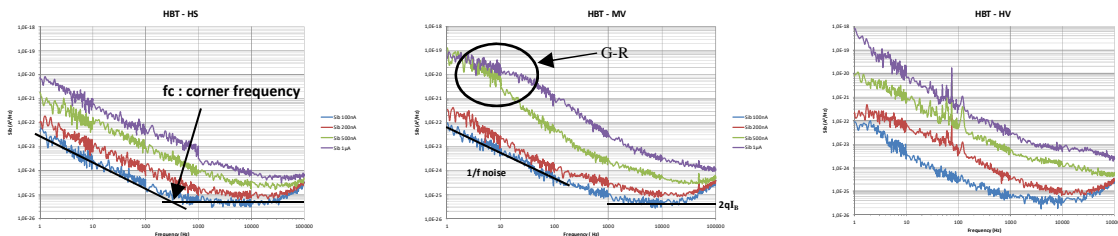


Figure 2. DC characteristics of the HS, HV and MV transistors.

The SPICE model of the ideal spectral, $1/f$ noise followed the $2qI_B$, is expressed by:
$$S_{IB} = K_f \frac{I_B^{A_f}}{f^\gamma} + 2qI_B$$

By extracting the parameters of the SPICE model, we can note that the $1/f$ noise sources are homogeneously distributed in the intrinsic emitter-base region and does not depend on the Collector doping level, Fig. 3. Moreover, due to the high frequency performances the BiCMOS 55 nm technology is almost in the same level as the B9MW, the previous mature technology, as can be seen in Fig.4.

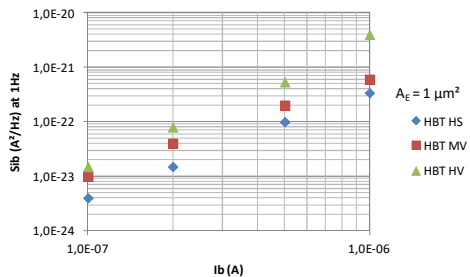


Figure 3. $1/f$ noise level versus I_B

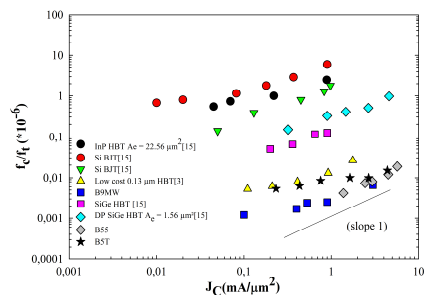


Figure 4. Comparison of the f_c/f_t ration versus J_c for different HBT

Exploring a Non-conventional Testing Technique for Asynchronous Circuits

Ricardo Aquino Guazzelli, Laurent Fesquet, Rodrigo Possamai Bastos

Univ. Grenoble Alpes, CNRS, TIMA, Grenoble, France

46 Avenue Félix Viallet, 38000 Grenoble

E-mail: {aquinoqr, laurent.fesquet, rodrigo.bastos}@univ-grenoble-alpes.fr

1 Introduction

Advances in semiconductor manufacturing allowed the reduction of the minimum feature size of transistors and wires in the last years. As a consequence, it is possible to significantly increase the number of transistors in a single chip. Take an example of Graphcore’s most recent Intelligent Processing Unit (IPU) containing around 26 billion transistors. Due to this transistor miniaturization, higher performance and lower power features can be achieved, as smaller transistors and wires provide lower resistances and capacitances. However, as the transistor feature size reaches fundamental atomic limits, defects that are trivial in previous generations become yield limiters for new technology nodes. Among the possible defects during fabrication, resistive-based defects are reported to be one of the major manufacturing defects in recent nanoscale technologies [1]. If not properly detected, these defects pose a critical reliability risk of the circuit operation. In order to test a Device Under Test (DUT) circuit and detect these types of defects, the literature presents approaches through delay and logic testing. Resistive-open defects are usually detected through delay testing, whereas resistive-short defects can be detected through both delay and logic testing. Unfortunately, Process Variation (PV) in recent CMOS technologies hinders the performance of delay testing for defect detection, diffculting the detection of resistive-opens defects, mainly.

In addition, one of the main challenges in the development of modern Integrated Circuits (IC) is the distribution of a single clock signal for the entire circuit. Asynchronous circuits remove the need for a global clock signal, thus eliminating problems related to clock skew and clock distribution. Instead, synchronization occurs using handshake protocol between memory elements. Asynchronous circuits can be implemented with several design styles. Among them, Quasi-Delay-Insensitive (QDI) design presents itself as one of most robust but yet practical implementation of asynchronous circuits. Its robustness is derived by the encoding of control signals within the data channel, avoiding extra timing constraints.

However, testing QDI asynchronous circuits is not a straightforward task. Conventional Design for Testability (DfT) techniques bring significant area and performance overhead for QDI design due to the insertion of testing logic to break feedback loops in handshake structures. The literature already presents adapted DfT approaches for QDI circuits [2, 3], but these approaches still have performance and area overhead as side effects.

2 Considering a Different Approach

Our technique explores a testing alternative to detect resistive-based defects in QDI asynchronous circuits. Different from standard digital DfT techniques, which insert DfT logic into the circuit to increase controllability and observability, we study the use of timing and power characteristics (i.e side channels) to detect defective circuitry. In case a defect is present in the

circuit, the side-channel behavior of the circuit shifts and can pinpoint an “anomaly” inside the circuit. This non-intrusive approach is desirable for QDI circuits as it avoids the insertion of DfT logic and, consequently, extra area overhead. However, as side channels are susceptible to PV, a shift in the side channels not necessarily translates to a defective circuit. This requires that the testing technique must differentiate shifts caused by PVs and defects. Hence, we propose herein the use of dynamic current (i.e. current signature) of QDI circuits to detect resistive-based defects, using a machine-learning algorithm called One-Class Support Vector Machine (OC-SVM) [4]. By adopting a machine-learning algorithm, the technique has the ability “to learn” how Process Variations (PV) affect the current signatures and detects anomalies caused by defective circuitry. Moreover, due to its local synchronization, QDI circuits are able to provide individual current signatures, representing the switching activity of each of its pipeline stages. We show that it is only required measuring the global supply current I_{dd} from V_{dd} pin to obtain the individual current signatures.

Currently, our technique follows two main steps. Initially, we extract current signatures of golden defect-free samples to train a OC-SVM, which generates a classifier responsible to generalize the behavior of a golden current signature. After training, the OC-SVM classifies current signatures from DUT samples as either defect-free or defective. In order to validate the effectiveness of our technique, we simulated and classify defective versions of a study-case QDI circuit. We inserted a single resistive defect into each defective version, varying the resistive value of the defect as well. Thus, we can evaluate how sensitive is our technique according the resistive value and the defect’s position. The results through our simulation setup pinpointed that our technique is able to identify resistive-short and resistive-open defects with $\leq 3k \Omega$ and $\geq 70k \Omega$, respectively.

References

- [1] A. K. et al., “Influence of Body-Biasing, Supply Voltage, and Temperature on the Detection of Resistive Short Defects in FDSOI Technology,” in *IEEE Transactions on Nanotechnology*, vol. 16, no. 3, May 2017, pp. 417–430.
- [2] C.-H. Cheng and J. C.-M. Li, “An Asynchronous Design for Testability and Implementation in Thin-film Transistor Technology,” in *Journal of Electronic Testing*, vol. 27, April 2011, pp. 193–201.
- [3] K. Huang, T. Shen, and C. Li, “Test Methodology for Dual-Rail Asynchronous Circuits,” in *Design Automation Conference (DAC)*, June 2017, pp. 1–6.
- [4] B. S. et al., “Estimating the Support of a High-Dimensional Distribution,” in *Neural Computation*, 2001, pp. 1443–1471.

On the reliability of Support Vector Machines

Matheus Garay Trindade ^a, Rodrigo Possamai Bastos ^a

^aUniv. Grenoble Alpes, CNRS, TIMA, Grenoble, France

46 Avenue Félix Viallet, 38000 Grenoble

E-mail: {garaytrm, rodrigo.bastos}@univ-grenoble-alpes.fr

1 Introduction

Among machine learning algorithms, the Support Vector Machine (SVM) has been extensively used over the past years for pattern recognition and data mining. In the sense of accelerating the SVM classification, very much needed given the evergrowing amount data in recent applications, its implementation in Field-Programmable Gate Arrays (FPGAs) has been studied [1]. Nevertheless, FPGAs are considered sensitive to radiation effects [2], especially Static Random Access Memory (SRAM)-based FPGAs, in which particle-induced transient faults may corrupt their configuration memory in effects also known as single event upsets (SEUs). Experimental radiation tests with a 14-MeV neutron generator beam have been carried out to analyze the responses of an SVM implemented in FPGA and evaluate its reliability under radiation effects. Similar works have been done to evaluate the reliability of other Machine Algorithms under radiation effects [3], but, to the best of our knowledge, none have evaluated SVMs

2 Radiation Test Set-up and Metrics

The target device was a Zynq-7000, which is composed of 2 main parts: the Processing System (PS), composed of an ARM Cortex-A9, and the Programmable Logic (PL), a Xilinx Artix-7 FPGA. A hardware implementation of an SVM was placed on the PL part. The PS was used to continuously provide input to the PL and log its output. A radiation campaign has been performed at the GENEPi2 neutron source, at the LPSC, in Grenoble (France). The board was irradiated with 14-MeV neutrons for 6 hours and 45 minutes, yielding a total neutron fluence of $1.944 * 10^{10} n * cm^{-2}$. A fault was detected whenever an output deviated from the expected value. To evaluate how these faults affected our testing dataset, we ran our classifier over the entire dataset whenever a fault is detected. There are three possible outcomes for each input sample:

- **Masked Fault:** the output does not differ from the golden reference;
- **Tolerable Failure:** if there is a mismatch between the expected value and the golden reference but the class assignment is still the correct, i.e. the sign bit is the same;
- **Critical Failure:** if the fault resulted in misclassification of a sample.

3 Results and Assessment

During the radiation campaign, we were able to identify 13 faults, of which 2 caused the FPGA to crash and 11 faults that allowed the FPGA to continue to produce results. The obtained static cross-section was $5.65 * 10^{-10} cm^2$. A total of 1650 samples were evaluated on SVMs with an altered behavior due to faults, as the input dataset was composed of 150 input

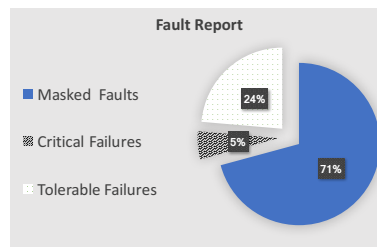


Figure 1: Fault and failure analysis of radiation test results

samples. The distribution of these samples according to the metrics in Section 2 is shown in Figure 1. Of the 1650, 1168 continued to output the expected result (*Masked Fault*), 92 were considered as *Critical Failure* and the remaining 390 were *Tolerable Failures*. Only 5% of the evaluated samples have resulted in *Critical Failure*. When there is a fault, there is a 95% chance that the fault will not lead to a misclassification. On a FPGA implementation of SVMs, faults may change the calculation logic or the classifier parameters, i.e. internal weights. These, in turn, reshape and/or dislocate the classifier. If there is a fault on one of the less significant bits of the parameters, the separator displacement may be so small that most of the samples end up being classified correctly, even though their score, i.e. the output from the classification function used to perform the classification, changes. Also, depending on the sample, the fault may be logically masked.

4 Conclusions and Ongoing Works

Radiation test results provided in this paper demonstrate that a FPGA-designed SVM architecture is intrinsically highly robust to radiation-induced transient faults. This highlights the benefits of statistical computing in which small variations on the result will not render the output incorrect. This is of great interest, specially when it comes to safety-critical applications.

References

- [1] S. M. Afifi, H. G. Hosseini, and R. Sinha, "Hardware Implementations of SVM on FPGA: A State-of-the-Art Review of Current Practice," *International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology*, pp. pp.733 – 752 (20), Nov. 2015.
- [2] P. Hazucha *et al.*, "Neutron soft error rate measurements in a 90-nm CMOS process and scaling trends in SRAM from 0.25-/spl mu/m to 90-nm generation," in *IEEE International Electron Devices Meeting 2003*, Dec. 2003, pp. 21.5.1–21.5.4.
- [3] F. Libano *et al.*, "On the Reliability of Linear Regression and Pattern Recognition Feedforward Artificial Neural Networks in FPGAs," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 65, no. 1, pp. 288–295, Jan. 2018.

Fabrication de nano-capteurs électroniques pour la détection de bactéries pathogènes

Yousra BENSERHIR, Anne Claire SALAÜN, Anne JOLIVET-GOUGEON *, Laurent PICHON

Institut d'Electronique et des Télécommunications de Rennes, UMR CNRS 6164, Université de Rennes1, campus de Beaulieu, 263 avenue du général Leclerc, 35042 Rennes cedex, France

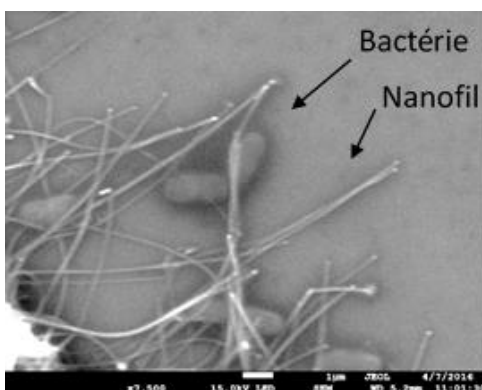
** Université de Rennes1, INSERM, INRA, CHU Rennes, Institut NUMECAN (Nutrition Metabolisme and Cancer), F-35000 Rennes, France*

Contact : yousra.benserhir@univ-rennes1.fr

L'évaluation ainsi que la détection des espèces bactériennes pathogènes, présentes dans l'environnement, nécessitent l'intervention de moyens d'analyse et d'identification très performants et assez coûteux. Une alternative consiste à fabriquer des dispositifs avec des critères équivalents en termes de spécificité, fiabilité, rapidité, simplicité et à faibles coûts. Ces dernières décennies ont vu l'apparition des capteurs biologiques appelés plus souvent des biocapteurs, basés sur l'association d'une entité biologique faisant office de biorécepteur à un transducteur physique. Cette bio-reconnaissance est mesurable et peut être directement associée à la concentration de l'analyte cible présent dans l'échantillon à analyser. Les biocapteurs doivent remplir un certain nombre d'exigences telles que :

- une sensibilité élevée et une faible limite de détection
- une analyse en temps réel
- la détection simultanée et l'identification de différentes souches de bactéries
- la portabilité et la facilité d'utilisation, importantes pour la surveillance sur site.

Notre objectif est la fabrication d'un capteur de bactéries ultrasensible utilisant des résistances à base de nanofils de silicium pour une détection directe par mesures électriques.



Les réseaux de nanofils en silicium seront réalisés par un procédé bottom-up en utilisant la technique VLS (Vapor Liquid Solid) à partir de nanogoutelettes d'or.

Les travaux de cette thèse permettront une analyse approfondie des performances des capteurs pour la détection de bactéries : fonctionnalisation des nanofils pour le greffage des antigènes puis l'identification des bactéries sur les antigènes, limite de détection, sélectivité, concentration de la plage de détection,...

Optimisation des techniques de microfabrication sur diamant

Lya Fontaine¹, Karine Isoird¹, Josiane Tasselli¹, Alain Cazarré¹, Patrick Austin¹, Adrian Laborde¹

¹LAAS-CNRS, Université de Toulouse, CNRS, UPS, Toulouse, France

lya.fontaine@laas.fr

Le diamant est un matériau de choix pour les applications de forte puissance car c'est un semi-conducteur à large bande interdite (5,5 eV) qui possède de fortes mobilités de porteurs (2200 cm²/V.s pour les électrons et 2050 cm²/V.s pour les trous [1]), un champ de rupture élevé ($E_c \sim 10$ MV/cm) et une faible constante diélectrique ($\epsilon_r \sim 5$). Cependant, les faibles dimensions des échantillons réalisables à l'heure actuelle (de 2x2mm² à 4x4mm²) compliquent fortement l'utilisation des techniques de lithographie dites « classiques » telle que la photolithographie UV. Ainsi, afin de pouvoir réaliser différents motifs nécessaires dans la conception de structures sur diamant, une adaptation et une optimisation des techniques classiques sont indispensables.

I. OPTIMISATION DU DEPOT DE RESINE PHOTOSENSIBLE SUR DIAMANT

L'étalement uniforme de la résine sur des échantillons de très petites dimensions est une étape critique du procédé de lithographie. La méthode classique de dépôt par spin-coating est problématique pour un échantillon de diamant carré de 2x2mm² ou 3x3mm² car les effets de bords ne peuvent plus être négligés comme on peut le voir sur la Figure 1a. Pour contourner ce problème, nous avons utilisé la technique de dépôt de résine positive à l'aide d'une pulvérisation par Spray-Coater [2] déjà maîtrisée au laboratoire et qui a été adaptée et optimisée pour une résine négative permettant d'obtenir des flancs inversés : ce type de dépôt est nécessaire pour la technique du lift-off couramment utilisée dans les procédés de fabrication des composants sur diamant (Fig 1b).

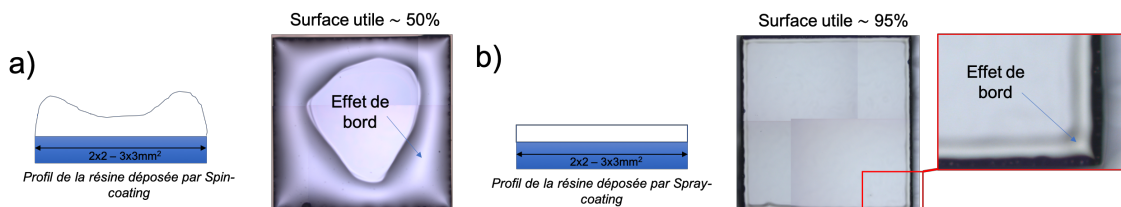


Fig. 1. Étatement de la résine par a) Spin-coating b) Spray-coating

II. OPTIMISATION DE L'INSOLATION SUR DIAMANT

Le problème de l'étalement de la résine réglé, l'optimisation de son insolation pour la définition des motifs est l'étape suivante à traiter. La taille des échantillons ne permet pas l'utilisation de systèmes de photolithographie et d'alignement automatisés ou semi-automatisés. Les systèmes de photolithographie manuels, quant à eux, limitent fortement la résolution maximale d'insolation et d'alignement ($\sim 5\mu\text{m}$ minimum) (Fig. 2a). La technique de lithographie laser permettant d'écrire directement sur la résine les motifs à réaliser avec un faisceau laser de 1 μm ou 2 μm de large a donc été adaptée et optimisée. Des paramètres comme la puissance du laser, la présence ou non d'un filtre, la vitesse de balayage et la vitesse d'approche doivent être alors optimisés en fonction des dimensions de chaque motif souhaité. Avec cette technique, les motifs sont mieux définis (Fig. 2b.) et modulables à volonté (aucun masque physique n'est nécessaire et le motif peut donc être modifié très rapidement).

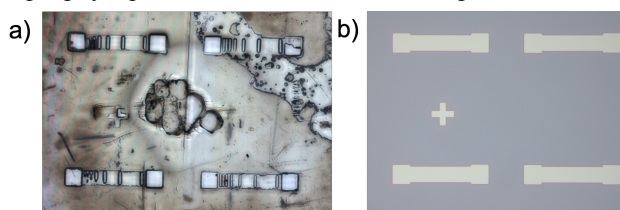


Fig. 2. Motifs dans la résine photosensible obtenus a) par photolithographie classique UV b) par lithographie laser

III. CONCLUSION

Le développement de techniques d'étalement uniforme de résine photosensible par Spray Coater a permis d'atteindre une surface utile de l'échantillon proche de 100%. Cette technique de dépôt de résine associée à la lithographie laser a permis d'atteindre des résolutions minimales de motifs et d'alignement de l'ordre de 1 μm . Ce procédé est donc à présent au point et permettra la microfabrication de dispositifs d'électronique de puissance sur diamant.

RÉFÉRENCES

- [1] S. Koné et al., « CVD diamond Schottky barrier diode, carrying out and characterization », Diamond and Related Materials, vol. 19, no 7-9, p. 792-795, July 2010.
- [2] N.P. Pham et al., "Spray coating of photoresist for pattern transfer on high topography surfaces", Journal of Microelectronics and Microengineering, vol. 15, No. 4, pp. 691-697, April 2005.

REMERCIEMENTS

Ces travaux sont supportés par ANR (Agence Nationale de Recherche) dans le cadre du projet MOVeToDIAM N° : ANR-17-CE05-0019-02 et par la plateforme de micro et nanotechnologies du LAAS-CNRS, membre du réseau français Renatech.

Les auteurs aimeraient remercier Pierre-François Calmon et Laurent Mazenq pour leur temps et leur aide sur ce projet.

Développement technologique d'un HEMT normally-off avec une grille à barrière P-GaN

Chaymaa HALOUI^{1,2}, Josiane TASSELLI¹, Karine ISOIRD¹, David TRÉMOUILLES¹, Patrick AUSTIN¹, Mathieu Gavelle², Frédéric MORANCHO¹

¹LAAS-CNRS, Université de Toulouse, CNRS, UPS, Toulouse, France

²CEA Tech Occitanie, Toulouse, France

1. INTRODUCTION

L'augmentation de la consommation électrique et l'évolution des besoins en électronique de puissance nécessitent de nouveaux composants intégrés de puissance ayant une forte densité de courant et assurant une meilleure efficacité de conversion d'énergie. La technologie des transistors à haute mobilité électronique en nitrure de gallium (HEMT GaN) est très prometteuse et répond à ces exigences énergétiques. Cependant, ces transistors présentent l'inconvénient d'être normally-on : leur canal est peuplé d'électrons même à une tension de grille nulle. Pour des raisons de sûreté de fonctionnement, de nombreuses recherches se sont focalisées sur le développement de transistors normally-off. Nous présentons ci-dessous les travaux de réalisation technologique d'une nouvelle structure HEMT normally-off en GaN avec une grille à barrière P-GaN.

2. HEMT AVEC GRILLE A BARRIERE P-GAN

Le principe de cette structure consiste à insérer une couche de GaN de type P dans la couche d'AlGaIn en dessous de l'électrode de grille (Fig. 1). L'intérêt de la couche de P-GaN est de rendre le transistor normally-off [1]. Les résultats de simulation montrent que cette structure peut afficher une tension de seuil supérieure à 2V [2].

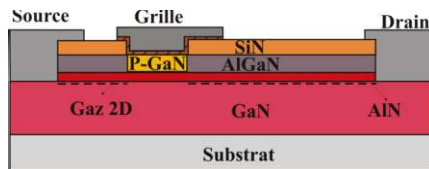


Fig. 1. Structure d'un HEMT en GaN avec une grille à barrière P-GaN

3. PROCEDE DE REALISATION TECHNOLOGIQUE

La réalisation de cette structure nécessite de passer par un ensemble d'étapes technologiques. L'étape d'ouverture de grille a été développée en amont du procédé de fabrication, en raison de sa criticité. En effet, la tension de seuil du transistor dépend de l'épaisseur de l'AlGaIn gravé et de la qualité de surface après gravure. Nous présentons alors les différents résultats de l'étape de gravure de l'AlGaIn.

L'objectif de cette étape est de graver 25 nm d'AlGaIn et de s'arrêter sur 1 nm d'AlN. À notre connaissance, il n'existe pas de recettes de gravure permettant d'obtenir une sélectivité de gravure suffisante entre l'AlGaIn et l'AlN. Nous avons donc opté pour la gravure ionique réactive (RIE) par Cl_2 en choisissant les paramètres de gravure de manière à réduire au maximum possible la vitesse de gravure (puissance = 60W, pression = 5 mTorr et le débit = 10sccm) [3].

L'AlGaIn est couvert d'une couche de Si_3N_4 pour le protéger contre l'oxydation. Mesurer l'épaisseur gravée revient à mesurer la hauteur de marche m . Celle-ci correspond à l'épaisseur du Si_3N_4 plus l'épaisseur gravée de l'AlGaIn comme indiqué dans la Fig. 2 (a).

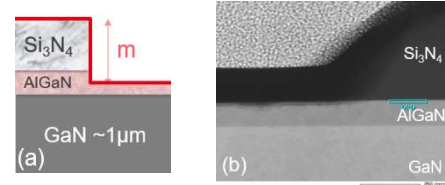


Fig. 2. (a) Schéma représentant la marche à mesurer, (b) Image TEM de la marche.

La Fig. 2 (b) montre les résultats d'une observation TEM lors d'une gravure de courte durée (25s). Comme nous l'observons, l'AlGaIn n'a pas été gravé totalement. Pour obtenir une tension de seuil positive du HEMT, il est nécessaire de graver totalement la couche d'AlGaIn. Nous avons alors augmenté le temps de gravure. Ces tests de gravure ont été réitérés plusieurs fois afin de déterminer la vitesse de gravure optimale de l'AlGaIn avec cette recette qui est de l'ordre de 1 nm/s. Cette vitesse est très satisfaisante pour un mode de gravure RIE, il est difficile d'atteindre des vitesses d'ordre nanométrique pour ce type de gravure.

Nous avons aussi effectué des mesures de rugosité pour s'assurer de la qualité de surface après gravure. La rugosité moyenne arithmétique (R_a) obtenue dépend de la rugosité initiale des couches avant gravure et vaut environ 0,5 nm après gravure. Cette faible rugosité est avantageuse dans le cas de notre procédé de fabrication et nous confirme que la gravure ne l'a pas modifié.

4. CONCLUSION

Le développement en amont de l'étape d'ouverture de grille a permis de mettre en place une recette de gravure, à faible vitesse, assurant ainsi un contrôle de gravure d'ordre nanométrique. Une rugosité aux alentours de 0,5 nm a été obtenue après gravure, ce qui permet de conserver la rugosité initiale des couches. À partir de ces résultats, nous pouvons lancer le procédé de fabrication du composant pour démontrer la fonctionnalité normally-off et déterminer les performances du dispositif obtenu.

5. REMERCIEMENTS

Ces travaux ont bénéficié du support de la centrale de micro et nanotechnologies du LAAS-CNRS membre du réseau français RENATECH.

6. REFERENCES

- [1] S. HAMADY, «Nouveaux concepts de transistors de puissance à haute mobilité électronique (HEMT) en Nitrure de Gallium(GaN),» Toulouse, 2014.
- [2] T. Gaetan et M. Charles.FRANCE Brevet FR3047609A1, 2016.
- [3] D. Buttari, A. Chini, G. Meneghesso, E. Zanoni, B. Moran, S. Heikman, N. Q. Zhang, L. Shen, R. Coffie, S. P. DenBaars et U. K. Mishra, «Systematic Characterization of Cl_2 Reactive Ion Etching for Improved Ohmics in AlGaIn/GaN HEMTs,» *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, vol. 23, n° 2, 2002.

Implantable miniaturized probe for NMR Signal enhancement: Proposed Electrical model and Optimized Resistive Losses

J. A. Bernardo¹, Y. Ma^{2,3}, L. Werling⁴, V. D. Nguyen⁴, W. Uhring⁴,
L. Hebrard⁵, Ch. Gontrand^{2,3}, L. Fakri-Bouchet^{1,3}

¹ISA (Institut de Sciences appliquées de Lyon), Université de Lyon, Université Lyon 1, Claude Bernard, 69622, Villeurbanne-France. ²INL (Institut de Nanotechnologies de Lyon), ³INSA (Institut National de Sciences Analytiques), 69100 Villeurbanne-France. ⁴Laboratoire ICube, Université de Strasbourg, 67037 Strasbourg-France.

Introduction

Sensitivity is a hallmark problem for NMR and its improvement has been a subject of interest for over half a century. The goal of our research work is to develop the most sensitive, minimally invasive, implantable μ -MRS probe, which is capable of detecting a very low metabolites concentration in small tissue volume. Its SNR calculation takes into account the current distribution, skin and proximity effect. This contribution enables us to obtain a higher SNR, attaining the best sensitivity and then to design an optimal configuration of the micro coil, having the best geometrical parameters and adequate substrate. To achieve this, we implemented 3D-TLE (Transmission Line Extractor), which is a platform developed in collaboration with INL (Institute of Nanotechnologies of Lyon). In addition, we proposed μ -probe's electrical model operating at frequencies ranging from 300MHz to 500MHz.

Materials and Methods

The sensitivity of an NMR micro sensor depends on the signal-to-noise ratio (SNR) and the sample concentration ($[C]$):

$$S_c = \frac{SNR}{[C]} \quad (1)$$

With SNR defined as:

$$SNR = \frac{signal}{noise} \propto \omega_0 B_0 V_e \frac{B_1}{i} \frac{1}{\sqrt{k_B T R \Delta f}} \quad (2)$$

where ω_0 is the resonance frequency, B_0 is the static magnetic field, V_e is the volume of the sample, $\frac{B_1}{i}$ it is the RF magnetic field and the current i ratio, generated by the μ -coil., k_B Boltzmann constant, T is the system temperature, R correspond to the μ -antenna equivalent resistance, Δf bandwidth. The ones depending on the μ -coil geometrical parameters, on which we should act, are the ratio $\frac{B_1}{i}$ and the resistance R .

In order to improve the SNR [4], the study of optimal geometry is necessary, as well as simulations work, which plays a major role. For this purpose, we modelled and we simulated four types of geometries (figure1) with the following characteristics: number of turn $n=4$, the gap between the wire turns $s=20\mu\text{m}$, the width of the wire $w=22\mu\text{m}$, thickness of the wire $t=40\mu\text{m}$.

We also simulated the substrates influences for four materials; Silicon, Glass, quartz and PDMS.

We carried out our simulation works at frequency range 300MHz to 500MHz, which correspond to 7T - 11.7T.



Fig. 1: The four micro coil types of geometries studied (circular, square $1000 \times 1000 \mu\text{m}^2$, rectangular and ellipsoidal $1000 \times 500 \mu\text{m}^2$).

Choosing B_1 component along the oz axis to determine the field of view of the antenna. This μ -antenna only functions as a receptor [6]. Its prototype layout is composed of (figure 2):

- An active part (micro-coil),
- A Transmission line (micro path) to reach the area of interest at a depth of 9mm,
- A connection part (underpass and vias), which ensure the connection of the centre of μ -coil to the central track (signal TL).

The magnetic field B_1 generated by the four micro coils geometries was simulated using CST MICROWAVE Studio®, which is a software based on Finite Integration Technique (FIT) where Maxwell's equations should be written on a grid space both in time and frequency domain. Using COMSOL Multiphysics, a software based on the Finites Element Method (FEM) helped simulate the substrate influence.

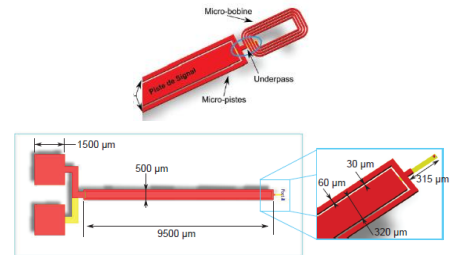


Fig. 2: Layout of micro antenna prototype, with micro path, underpass and vias geometrical dimensions.

In order to determine the resistive losses generated by the micro antenna prototype, we also looked at its electrical properties proposing a complete electrical model for the NMR micro antenna. A RLC circuit (Resistance-Inductance-

Capacitor) generally models the micro coil. When we take into account the substrate effect we can use PI electric model [7], as reported in our previous work [8, 9]. Nevertheless, these electric models do not take into account the micro path part, underpass and vias effects. In this regard, we have proposed a complete electric model for μ -antenna prototype.

To extract antenna electrical parameters at frequency ranging from 300MHz to 500MHz, we used 3D-TLE (Transmission Line Extractor) platform [10]. In addition, using ADS (Advanced Design System) software, we simulate the performance of μ antenna electric model by means of the S_{11} parameters criteria. This allows us to analyse the signal reflection losses and to obtain the value of quality factor Q. Then, we could estimate the resistive losses from the micro antenna.

Results

Figure 3 shows the magnetic field of the four geometries of micro coil that were simulated. We noticed that the rectangular curve seems to have a higher B_z at the center.

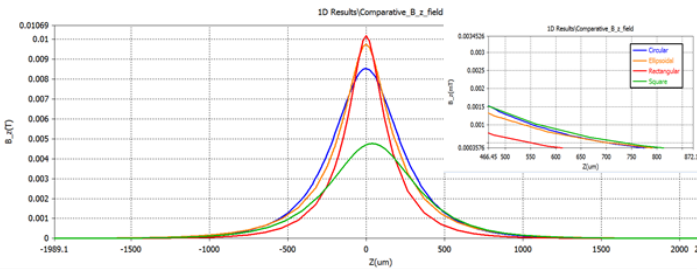


Fig. 3: Profile of magnetic field B_z as function of the depth z .

According to fig.3, we can consider the rectangular shape as optimal geometry in terms of sensitivity. This is the main reason we chose it the one as a good candidate to carry out our simulations work.

In the same way, we have simulated the substrate influence, in table 1, we have the values of magnetic field generated by micro coil for four substrates cases, we noticed that we obtained a high field for glass substrate case, even the difference among glass case and others substrates is not significant (0.14mT)

Substrate	Bx [mT]	By [mT]	Bz [mT]
Silicon	1.48	0.07	1.97
Glass	1.54	0.10	2.11
Quartz	1.48	0.07	1.97
PDMS	1.48	0.69	1.97

Table 1: The value of magnetic field x,y and z components generated by rectangular micro coil on 4 substrates cases .

For the next step, we analysed the resistive losses from the probe prototype i.e. the glass substrate and silicon substrate.

By means of S_{11} parameters analysis we were able to estimate the losses introduced by different parts of micro probes and the one from the silicon substrate.

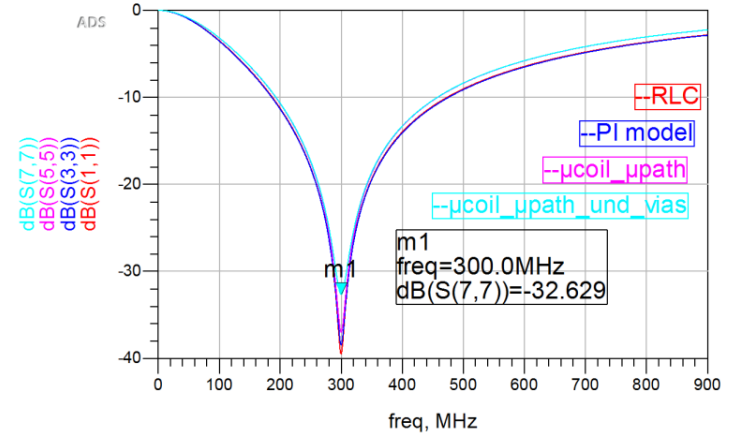


Fig. 4: The S_{11} parameters of different electrical models of micro antenna on silicon substrate case. μ -Antenna tuned at 300MHz.

The figure 4 showed the S_{11} parameters, from the proposed electric model of micro probe (micro coil + transmission line + underpass and vias) on silicon substrate case where we noticed the significant reduced in absolute terms compared to simple models (RLC, PI model) equivalent to those obtained with glass substrate and the proposed model without underpass and vias. In the same way, there is a significant difference between S_{11} from the glass substrate case and the silicon case.

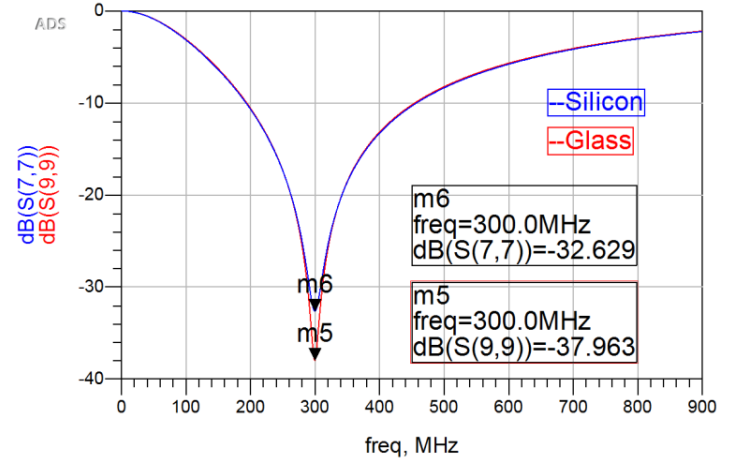


Fig. 5: The S_{11} parameters of proposed electrical models of micro antenna (μ -coil+ μ -track + underpass and vias), on silicon and glass substrate. μ -Antenna tuned at 300MHz

Conclusion and Discussion

The comparative study by simulation of 4 geometrical configurations of μ -antenna having dimensions matched with interest area volume $2\mu\text{L}$ to $3\mu\text{L}$ as well the comparative study about substrate influences, allowed us to determine (i)

rectangular shape as the optimal geometry (ii) Glass as the best substrate choice.

The complete μ -antenna modeling by the electrical circuit proposed allowed us to predict the resistive losses induced by each part. We have shown that transmission line, underpass and vias have resistive losses comparable with the one of micro coil.

Quality factor of the electrical model proposed by our team on silicon substrate ($Q=15.85$ unloaded) seems to be in agreement with the literature [8, 9]. This implies that our electric model is valid.

Acknowledgements

The authors would like to thank the National Research Agency for its financial support through the ANR-16-CE19-0002-01 project, and thank Dr. Y. W. Zaim too, for his help in simulating micro coils using CST MWSS® software.

References

- [1] G. Frisoni (2010) *et al.*, *N.R.N* 6, 2.
- [2] J. Lewis *et al.*, (2000). *Nat. Genet.* 25: 402-405.
- [3] D.I Hoult *et al.*, (1976). *JMR*, 24(1):71–85.
- [4] R. Ernst *et al* (1966). *RSI*, 37(1):93–102.
- [5] N. Baxan, (2008), *Thèse*, UCB Lyon 1.
- [6] D. I Hoult, (2011), *JMR*, 213(2), 329-343.
- [7] C. P. Yue, *et al.* (2000). *IEEE T.E.D*, 47(3):560–568.
- [8] C. T. Truong, (2014), *Thèse*, INSA Lyon.
- [9] J. T. Rosillo, (2014), *Thèse*, INSA Lyon.
- [10] Y. Ma, (2018), *Thèse* INSA Lyon.

Méthodologie de Conception Conscient des Variations en Température : Circuits de Lecture pour les Environnements Sous Contraintes

João R. Raposo de O. Martins, Pietro M. Ferreira
 GeePs, UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Université Paris-Saclay, 91192, Gif-Sur-Yvette, France
 email : joao-roberto.raposo@supélec.fr, maris@ieee.org

I. INTRODUCTION

L'arrivée de l'Internet des Objets a accru le besoin d'innovation technologique autant en logiciels qu'en matériels. Le rêve du tout connecté s'étend aux dispositifs qui ont besoin de sureté de fonctionnement. Notamment, les véhicules intelligents qui ont de plus en plus de capteurs électroniques et de dispositifs de communication. Dans ce domaine, le matériel est soumis à des environnements sous contrainte où la fiabilité électronique devient un impératif. Que ce soit dans l'automobile (≈ 125 °C), dans le ferroviaire (≈ 175 °C), ou dans l'aéronautique (≈ 250 °C), la température élevée issue des engins est sans doute le défi environnemental le plus difficile à relever pour l'électronique. À ce stade, il n'existe pas, dans l'état actuel des connaissances, un outil de modélisation et de conception incluant des variations de températures permettant de réaliser des véhicules intelligents et fiables, à bas coûts.

II. LES EFFETS EN TEMPÉRATURE SUR LES TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

Les effets en température sur les transistors sont intrinsèque à la physique des semi-conducteurs, la variation de ces propriétés physiques est bien établi [1]. Des nombreux travaux de recherche ont été fait pour évaluer les conséquences de la variation en température sur les transistors à effet de champ [2] et ces effets sur différents types de circuit [3] [4]. Dans les modèles utilisés par des simulateurs les effets de température sont pris en compte et il est possible de les évaluer aux niveaux transistor. Sur la Fig. 1, ce sont affichés les sensibilités par rapport à la température des paramétrés des transistors de la technologie XFAB $0.18\mu m$, il est possible de constater sur la Fig. 1(c) et 1(b), qu'il existe une densité de courant où la sensibilité de I_{DS} par rapport à la température est nulle, comme indique in [2] ce que n'est pas le cas pour la Fig. 1(d) et 1(a).

III. MÉTHODOLOGIE ET OBJECTIF

Tel que discuté en Sec. II la modélisation des effets de température a été déjà étudié aux niveaux physique et transistor, par contre ces conséquences sur le fonctionnement des transistors dans un circuit n'est pas établi de façon intuitif au concepteur, ce que ramène normalement a un surdimensionnement, cet-à-dire que la conception du circuit est

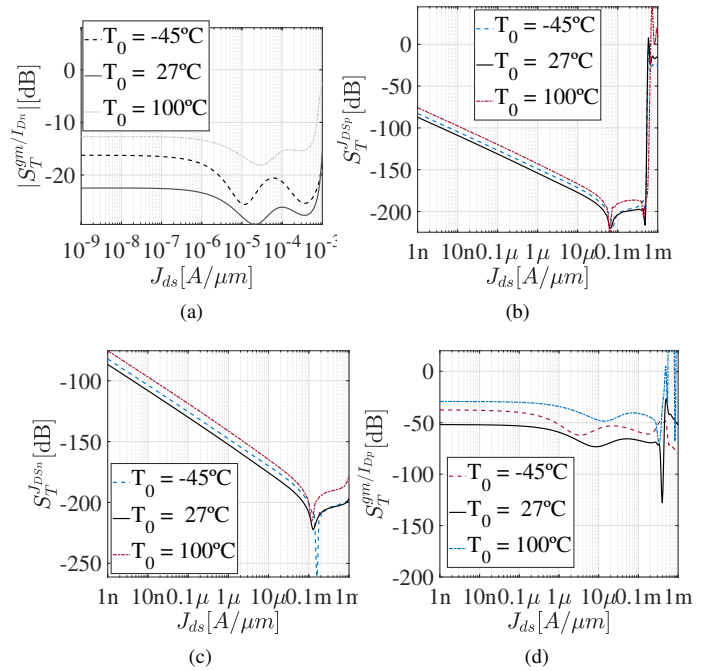


FIGURE 1: (a) S_{gm}/I_{Dn} (b) $S_T^{J_{DS}p}$ (c) $S_T^{J_{DS}n}$ (d) S_{gm}/I_{Dp}

fait avec des contraintes beaucoup plus élevés que le vrai besoin de façon que même avec le changement de température le cahier de charges soit respecté. L'objectif de cet travail est d'établir un outil que permet au concepteur de depuis le début du design de prendre en compte ces effets de température ainsi réduire les contraintes et en conséquence le cout de fabrication de ces circuits.

RÉFÉRENCES

- [1] S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, 2013, vol. 53, no. 9.
- [2] K. Chain, J.-h. Huang, J. Duster, P. K. Ko, and C. Hu, "A MOSFET electron mobility model of wide temperature range (77–400K) for IC simulation," *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 12, pp. 355–358, 1997.
- [3] S. S. Chouhan and K. Halonen, "A 0.67- μ W 177-ppm/C All-MOS Current Reference Circuit in a 0.18- μ m CMOS Technology," *IEEE Trans. Circuits and Syst. II : Express Briefs*, vol. 63, no. 8, pp. 735–738, 2016.
- [4] V. Kumar and A. Islam, "Study of variability performance of CMOS active inductors," *Microsystem Technologies*, pp. 1–11, Dec. 2017.

Potentiality of Magnetolectric Composites for Wireless Power Transmission in Medical Implants

Giulia RIZZO

C2N (CNRS) – Université Paris Sud

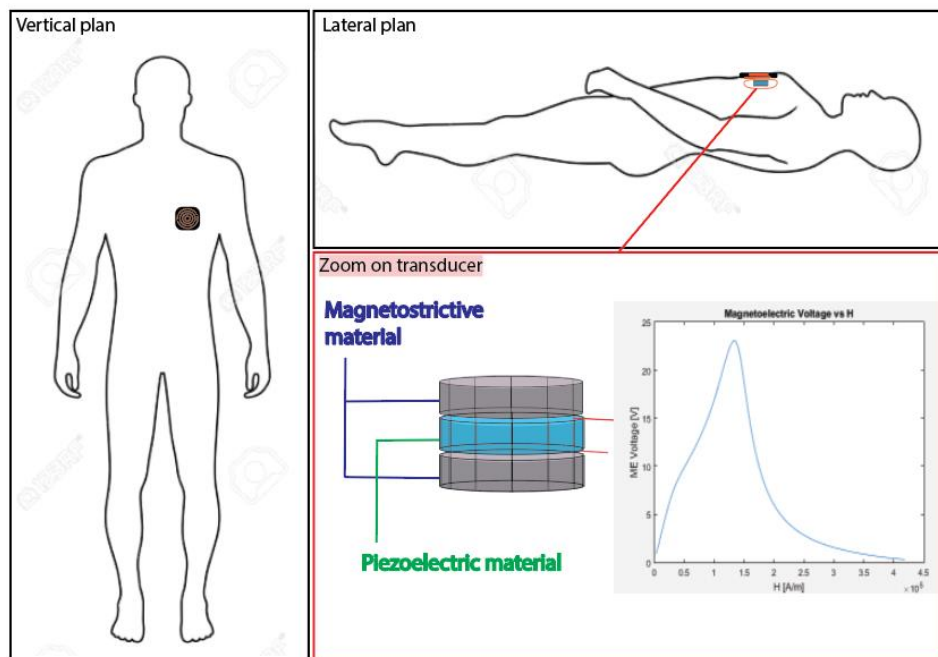
Nowadays active implantable medical devices (AIMD) play an important role in monitoring, diagnosing and treating patients. For this reason, in-body medical device development has been facing an increasingly stronger demand with increases at a pace of 6% yearly across the globe. The current technical challenge in this field is creating smart, small and long-term use implants that improve the patients' health and life quality.

Since the initial demonstration, in the late 1950s, most of the medical implantable electronic devices have been powered by batteries, which impose several limitations to the device. In fact, due to their finite lifetime, they request several surgeries to replace the discharged units with new ones. Furthermore, the battery has an impact in the weight and size of the implants; in general, the biggest part of device's volume is occupied from the battery. Following these issues, in the last decades researchers have been studying wireless power delivery and energy harvesting techniques.

For my thesis, I am developing an innovative magnetolectric technology able to wireless power an AIMD. The magnetolectric material is a composite formed by layers of piezoelectric and magnetostrictive materials bonded together.

The new transducer converts part of the electromagnetic energy, generated from an out-body transmitter coil, in mechanical energy. In fact, when an external coil generates an AC magnetic field, the magnetostrictive material deforms itself and the adjacent piezoelectric layer. Consequently, to this elastic stress, the piezoelectric material can convert the mechanical energy in electrical energy. The magnetolectric transducer allows to obtain electrical power, through the modification of elastic bonding. At the end, the composite exhibits new properties that do not belong of its individual constituent phases.

The generated quantity of power is of the order of a few mW and it results enough to recharge an AIMD like leadless pacemakers, which generally consume about $10 \mu\text{W}$ average power. The ability to power an implant without employing a battery or a receiver coil/antenna, allows to reduce device's size, work at low RF (30-300 kHz), have fewer SAR constraints, reduce the heating due to the Eddy currents, and avoid the need of directivity between receiver and transmitter coils/antennas.



Self-Robust Non-Volatile C-element for Single Event Upset Enhanced Tolerance

Odilia Coi^{1,2,3}, Lionel Torres¹, Gregory Di Pendina²

¹LIRMM-CNRS University of Montpellier
161 Rue Ada Montpellier 34090, France

²Univ. Grenoble Alpes, CNRS, CEA, Grenoble INP, INAC-Spintec
17 Rue des Martyrs, 38000 Grenoble, France

³CNES Service Environnement et Composant nouveaux DCT/AQ/EC, France

¹firstname.lastname@lirmm.fr, ²firstname.lastname@cea.fr

Abstract

For embedded systems in harsh environments, a radiation robust circuit design is still an open challenge. As circuits become more and more complex and CMOS processes get denser and smaller, their immunity towards particle strikes decreases drastically. Due to its proven resistance to radiation effects and its inherent non-volatility, Spin-Transfer-Torque-based Magnetic Tunnel Junction (STT-MTJ) is considered as a serious promising candidate for high reliability electronic. The first radiation hardened STT-MTJ based Non-Volatile C-element is presented in this paper. This hybrid VLSI structure addresses the problem of the non-volatile error occurrence by avoiding MTJs radiation induced magnetization reversal.

1. Introduction

Solar wind and flare, cosmic radiation and Van Allen Belt are some of the main sources of particles flux (protons, electrons, alpha particles...) in space, involving energy ranging from hundreds of KeV to millions of MeV. Since shielding technique shown important limitations and transistor scaling leads to a relevant impact of soft error even in terrestrial environment [5] a radiation-hard IC design becomes a real challenge. Physically, the interaction of such particles with the active region of CMOS ends up in numerous undesirable events that could cause a failure or even destroy the transistor. A Single Event Transient (SET) is an unwanted current pick, due to the accumulation of electron-hole pairs separated and collected near the reverse biased junction of the device. When the collection of this charge overcomes the maximum value that can be tolerated from a memory node without resulting in a bit-flip (Q_{critic}), a Single Event Upset occurs (SEU). A Multi Event Upset (MEU) could occur in case that several close nodes have affected simultaneously

from the radiations. However, if the voltage pulse induced by the strikes does not exceed the breakdown voltage of the transistors, the failures are classified as non-disruptive since they can be corrected by reprogramming the circuit into its previous logic state. In the last decade, the evidence of the intrinsically MTJ robustness to radiation effects leads them to be subject of robust design investigation. Indeed, some design of hybrid latches have been proposed in [1], [6] and [3] as well as a magnetic radiation hard unit has introduced in [2] and [4]. However, when integrated in CMOS circuit, MTJ could be affected by radiation-induced errors, namely a bit- flip of the stored information, precisely because of the surrounding peripheral circuits. Hence, specific hardening technique for MTJ must be investigated since they are still vulnerable to radiations. Dealing with this issue has become more and more urgent as, in the last years, the evolution of MTJ-based technologies allows smaller and smaller writing currents, making easier for a SEU to induce on the writing/reading transistors a charge transfer, resulting in a magnetic orientation reversal. In this paper, the first radiation hardened Non-Volatile C-element is presented with the aim to take advantage of the error filtering capability of the C-element and at the same time of the intrinsic MTJ robustness to radiation, with a special regard to the avoidance of non volatile errors.

2. Proposed Solution

C-element is a state holding circuit, which is transparent when all its inputs are equal, and holds the previous output otherwise. Due to the use of MTJ, this unit combines together the capability to block a mismatch propagation and to store in the same unit the correct bit. The MTJ nano-pillar structure, consists of a thin insulating barrier sandwiched between two ferromagnetic layers: a reference layer with a fixed magnetization and a storage layer with a switchable magnetization. Depending on the mutual magnetic orientation of the two layers

(parallel or anti-parallel) the resistance changes being either low-state or high-state allowing the storage of bit "0" or "1" respectively. In the NV C-element implementation MTJs are used to store the output state and its complement while CMOS part takes part of the combinational part. In between the various C-element implementations the Single Inverter Latch (SIL) C-element results to be the most soft-error resilient due the lowest number of sensitive nodes with respect to the total. The first innovation we propose is to make the C-element non volatile: two MTJs and five transistors are employed for this purpose, as depicted in Fig. 1. The circuit level implementation consists of pull up transistors (P1, P2) pull-down transistors (N1, N2) inverter (P4, N4) and weak inverter (P3, N3). Read operation (involving N5, N6, N7 and P5) is achieved by equalizing the voltage of the output node and of its complement, (Az signal) hence sensing the value of the MTJs resistance (Rd signal). A second novelty consists in adding transistors N9 and N10 to avoid/reduce the occurrence of non volatile errors.

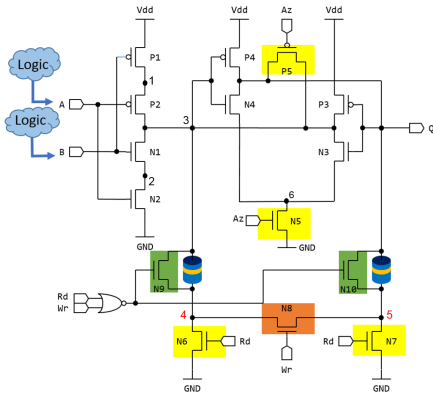


Figure 1. Proposed radiation tolerant Non Volatile implementation of the C-element. The numbers in the circuit represent the sensitive nodes.

SEUs were injected into the sensitive nodes of the circuit using a double exponential current pulse as depicted in Fig. 2. Error simulations shown that a charge of 100 fC in node 4 and/or in node 5 is already sufficient to reverse the storage layer magnetic orientation if N9 and N10 are removed. On the contrary, with the insertion of these two NMOS in parallel to each MTJ, a resistive partition path for the current pulse induced by the particle is obtained. Hence, provided that $R_{on} \ll R_p$, the quantity of current flowing into the MTJs will not be enough to induce their switching. Simulation results summarized in Table II show that the insertion of the two NMOS in parallel to the MTJs increases the circuit robustness to non-volatile errors up to 3 times with respect to the solution without the shunt path. As highlighted in Fig. 3, Q regains quickly (~ 1 ns) its original value and the values stored in the MTJs are not

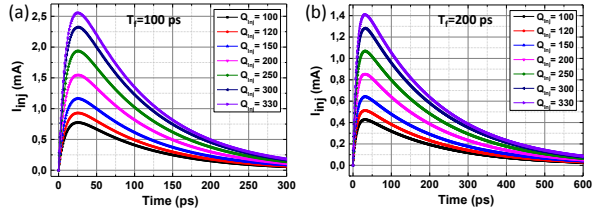


Figure 2. Transient current pulse waveforms of the radiation particle strikes corresponding to different values of the simulated injected charge for a fixed $\tau_r = 10$ ps.

affected at all.

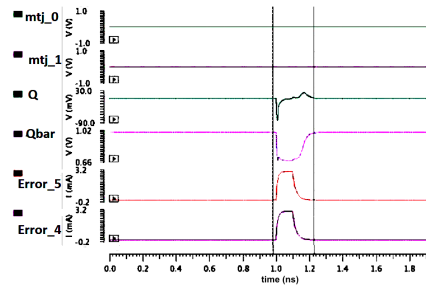


Figure 3. Transient simulation waveforms of the SEU tolerant proposed non-volatile C-element when $Q_{inj} = 300$ fC in node 4 and 5.

3. Conclusion

In this paper, an STT-MTJ based C- element with enhanced SEU tolerance capability has been proposed. Error injections in sensitive nodes of the circuit attested that only two nodes could lead to non-volatile errors and thus to SEU. A circuit level solution has been proposed and tested through simulations to avoid/ lessened their occurrence. Concerning the CMOS part the radiation hardening achievement has to deal with trade-off involving transistor width and speed, in particular as Vdd is scaled down.

References

- [1] J. K. Hass. Magnetic flip flops for space application. 2006.
- [2] W. Kang. A radiation hardened hybrid spintronic/CMOS nonvolatile unit using magnetic tunnel junctions. *Journal of Physics D Applied Physics*, 47(40):405003, January 2014.
- [3] Y. Lakys. Hardening techniques for MRAM-based non-volatile latches and logic. 2012.
- [4] J. Lopes. A SEU tolerant MRAM based non-volatile asynchronous circuit design. 2016.
- [5] J. Wilkinson. A cautionary tale of soft errors induced by SRAM packaging materials. 2005.
- [6] D. Zhang. A novel SEU-tolerant mram latch circuit based on C-element. 2014.

Radiofréquence, Télécommunication

Matrice de Butler 3D compacte et large bande pour applications 5G

A. Cayron¹, C. Viallon¹, A. Ghannam², A. Magnani², T. Parra^{1,2}

¹ LAAS-CNRS, Université de Toulouse, CNRS, INSA, UPS, 7 avenue du Colonel Roche, F-31062 Toulouse

² 3DiS Technologies, 478 Rue de la Découverte, F-31670 Labège

Résumé – Une matrice de Butler 4×4 très compacte et large bande couvrant les fréquences 5G de 25 GHz à 29 GHz est présentée. L'utilisation d'une technologie d'intégration 3D permet d'aboutir à de très bonnes performances pour l'ensemble des voies, avec des pertes d'insertion inférieures à 1,5 dB, et des déphasages stabilisés à -45°, +135°, -135° et +45° avec une déviation inférieure à ±6°.

1. Introduction

La montée en fréquence au-delà de 20 GHz des prochaines générations de systèmes radio à très hauts débits, comme, par exemple, pour le standard 5G, se traduit par la miniaturisation des antennes et leur organisation en faisceaux directifs (beamforming). Parmi les circuits de pilotage intégrés en amont des antennes, la matrice de Butler est une des solutions explorées mais elle présente souvent des dimensions importantes, des performances et/ou des coûts de fabrication peu favorables [1][2]. La matrice de Butler 4×4 présentée dans ce papier s'appuie sur une technologie 3D de type IPD (Integrated Passive Device), pour une solution faible coût, extrêmement compacte, large bande et à faibles pertes.

2. Conception de la matrice de Butler 3D

Les figures 1 et 2 présentent la matrice 4×4 simulée sous ANSYS HFSS destinée à piloter 4 antennes distinctes à connecter sur les sorties 5 à 8.

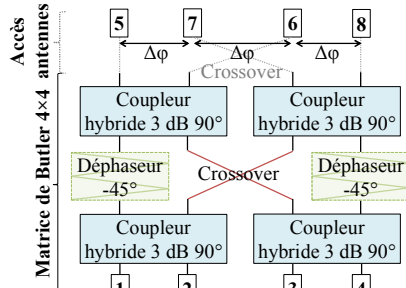


Figure 1. Diagramme d'une matrice de Butler 4×4.

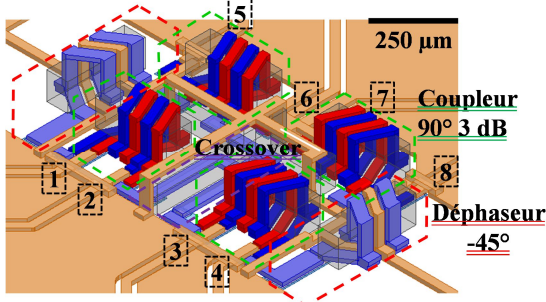


Figure 2. Vue 3D de la matrice.

Les quatre coupleurs 3 dB 90° résultent d'une intégration à éléments localisés. Ils sont chacun constitués de deux solénoïdes 3D imbriqués [3]. Des capacités MIM (Métal-Isolant-Métal) sont rajoutées pour renforcer le couplage et améliorer l'adaptation sur 50 Ω. Ceux-ci opèrent sur la bande 22-30 GHz avec des pertes d'insertion de 0,34 dB et une phase de 90°±3° à 26 GHz et 28 GHz. Les deux déphaseurs -45° utilisent des enroulements 3D adaptés sur 50 Ω par des capacités MIM. Le déphasage obtenu est de -45°±5° par rapport au croisement central (crossover) sur toute la bande 20-40 GHz. Les performances de ces composants sont conservées lorsqu'ils sont insérés dans la matrice grâce à l'ajout de murs électriques 3D qui limitent

fortement les couplages. Au final, la matrice de Butler occupe une surface extrêmement compacte de 1,2×0,7 mm².

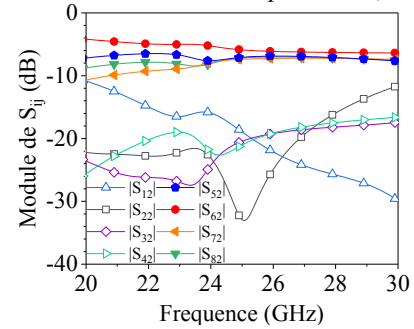


Figure 3. Paramètres S évalués pour un signal appliqué à l'accès 2

Les performances simulées de la matrice pour un signal appliqué à l'accès 2 sont présentées dans le graphe de la figure 3. Les transmissions relevées sur les 4 sorties sont meilleures que -7,5 dB sur la bande 25-29 GHz, soit 1,5 dB de pertes par rapport aux -6 dB théoriques, un résultat à l'état de l'art. La réflexion et l'isolation des autres accès d'entrée restent inférieures à -15 dB. Ces performances sont conservées pour un signal appliqué aux autres accès.

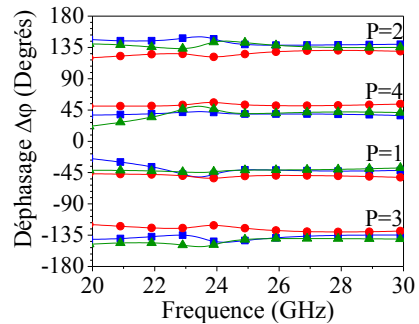


Figure 4. Déphasage $\Delta\phi$ entre les sorties pour un signal appliqué à l'accès P: (-●-) $\phi(S_{7P})-\phi(S_{5P})$; (-■-) $\phi(S_{6P})-\phi(S_{7P})$; (-▲-) $\phi(S_{8P})-\phi(S_{6P})$.

Les déphasages entre les sorties sont présentés sur la figure 4. A 26 GHz, les déphasages théoriques de -45°, +135°, -135° et +45° sont bien obtenus avec un écart maximal de ±6,5° quel que soit l'accès excité. Ces déphasages restent constants sur la large bande 25-31 GHz, avec un écart maximal de seulement ±10°.

3. Conclusion

Une matrice de Butler intégrée à l'aide d'un procédé technologique IPD 3D est présentée. Cette solution conduit à des densités d'intégration innovantes (la surface de 0,84 mm² est 6 fois plus faible que celle des réalisations les plus compactes en technologies IPD conventionnelles [1]), tout en présentant des niveaux de pertes (1,5 dB) et des largeurs de bande (4 GHz en bande K) comparables à ce que permettent les réalisations en technologie SIW les plus performantes. Cette matrice est en fin de fabrication et les résultats expérimentaux pourront être présentés lors de la conférence.

Références

- [1] W.-C. Lee, et al., « A compact switched beam-forming network using silicon IPD technology for low-cost 5G communication », IEEE MTT-S Int. Microwaves. Symp., IMS, San Francisco, USA, pp. 1-3, 2016.
- [2] Q.-L. Yang, et al., « SIW Butler Matrix with Modified Hybrid Coupler for Slot Antenna Array », IEEE Access, vol. 4, pp. 9561-9569, 2016.
- [3] A. Cayron, et al., « Transformateurs d'impédance 3D adaptés en fréquence pour applications RF », Journées Nationales Microondes, JNM, Saint-Malo, France, 2017.

Nouvelles méthodes de codage vidéo linéaire pour les transmissions vidéo sans-fil

Auteurs : Anthony Trioux, François-Xavier Coudoux, Patrick Corlay, Mohamed Gharbi
IEMN-DOAE, Univ. Polytechnique Hauts-de-France, CNRS, UMR 8520, Univ. Lille, ISEN,
Centrale Lille, F-59313 Valenciennes, France

Mots-clés : Transmission vidéo sans-fil, SoftCast, Codage Vidéo Linéaire

Résumé :

La transmission de contenu vidéo vers et depuis les utilisateurs mobiles est un service en plein essor. Les opérateurs de réseaux prévoient que la vidéo représentera 82% de tout le trafic de données dans les années à venir [1]. Par conséquent, un grand effort de recherche est consacré à la conception de systèmes de transmission permettant d'obtenir la meilleure qualité vidéo à la réception lorsque la bande passante est limitée. Cependant, ceci est particulièrement difficile lorsque les caractéristiques du réseau et du canal changent rapidement au fil du temps. Récemment, un nouveau schéma SoftCast [2] a démontré un potentiel élevé pour la diffusion de vidéo sur des réseaux sans fil avec des caractéristiques de canaux variant dans le temps, en comparaison aux schémas vidéo classiques (H.264/AVC, H.264/SVC, HEVC). SoftCast représente le pionnier des systèmes de codage vidéo linéaire (CVL). Particulièrement utile en situation de broadcast, il permet de pallier les limitations des systèmes de codage de source et de canal traditionnels comme le cliff-effect [3].

Différent des standards de transmission vidéo actuels, SoftCast est un système de codage conjoint source-canal où les pixels sont traités par des opérations linéaires successives (transformée DCT, allocation de puissance, modulation analogique) et directement transmis sans quantification ni codage (entropique ou de canal). Ceci permet d'obtenir une qualité de vidéo reçue qui augmente directement de manière proportionnelle à la qualité du canal de transmission [4], sans aucune information de retour et tout en évitant les mécanismes d'adaptation complexes des schémas classiques basés sur un encodage H.264/AVC, H.264/SVC ou encore HEVC. Bien que les systèmes CVL sont en pleine expansion, ils restent assez peu connus en France. Dans ce contexte, nous proposons une introduction au schéma de codage SoftCast suivie d'une présentation de nos travaux récents [5, 6].

Références

- [1] Cisco, "Cisco visual networking index: Forecast and Methodology 2016-2021," 2017.
- [2] S. Jakubczak and D. Katabi, "Softcast: one-size-fits-all wireless video," in Proceedings of the ACM SIGCOMM 2010 conference, SIGCOMM '10. New York, NY, USA: ACM, pp. 449-450, 2010.
- [3] S. Kokalj-Filipovi, E. Soljanin, "Suppressing the cliff effect in video reproduction quality," Bell Labs Technical Journal, vol. 16, no. 4, pp.171–185, Mar. 2012.
- [4] R. Xiong, F. Wu, J. Xu, X. Fan, C. Luo, W. Gao, "Analysis of decorrelation transform gain for uncoded wireless image and video communication," IEEE Trans. Image Process., vol. 25, no. 4, pp. 1820–1833, Apr. 2016.
- [5] A. Trioux, F.-X. Coudoux, P. Corlay, M. Gharbi, "Study of the influence of the video content on a pseudo-analog transmission (SoftCast)" in 20^{ème} édition du colloque COMpression et REprésentation des Signaux Audiovisuels (CORESA) 2018, 3rd best paper.
- [6] A. Trioux, F.-X. Coudoux, P. Corlay, M. Gharbi, "A Comparative Preprocessing Study for SoftCast Video Transmission," in IEEE 9th International Symposium on Signal, Image, Video and Communications (ISIVC) 2018.

Étude, réalisation et caractérisation d'un système de télécommunication térahertz

Isidore Diouf, Stéphane Blin, Annick Penarier, Philippe Nouvel, Luca Varani
IES, UMR 5214 CNRS, UNIVERSITÉ DE MONTPELLIER, 34095 MONTPELLIER

Dominique Coquillat
L2C, UMR 5221 CNRS, UNIVERSITÉ DE MONTPELLIER, 34095 MONTPELLIER

Virginie Nodjiadjim, Muriel Riet, Agnieszka Konczykowska
III-IV LAB, CAMPUS DE POLYTECHNIQUE, 91767 PALAISEAU

CONTACT : *isidore.diouf@ies.univ-montp2.fr*

Le domaine de fréquences térahertz ($1 \text{ THz} = 10^{12} \text{ Hz}$) s'étend environ de 300 GHz à 10 THz, soit des longueurs d'ondes de 1 mm à 30 μm . Une télécommunication basée sur des fréquences porteuses térahertz permet d'atteindre des transmissions à très haut débit jusqu'à potentiellement la centaine de gigabit par seconde, d'où son importance dans les transmissions sans fil. Par contre il existe peu de dispositifs électroniques capables de générer et de détecter les radiations térahertz.

Nous nous intéressons à l'étude de la détection de ces radiations par un transistor bipolaire à hétérojonction issu de la filière technologique basée sur le phosphore d'indium (InP). Nous caractérisons ainsi ce transistor monté en émetteur commun, polarisé uniquement sur sa base ($V_{BE} \simeq 0,65 \text{ V}$), et étudions le signal détecté constitué par une tension continue mesurée sur le collecteur lorsque le transistor est irradié avec le faisceau généré par une source térahertz commerciale aux alentours de 0,3 THz. La sensibilité du détecteur ainsi mesurée est de 0,35 V/W avec une fréquence de coupure proche de 10 GHz et une impédance de sortie relativement grande ($k\Omega$) comparée au standard pour les lignes de télécommunication hyperfréquences (50Ω). Dès lors, cette sensibilité mesurée n'est pas suffisante pour établir un système de communication ultra-rapide (débit d'au moins 10 Gbps) avec la source térahertz actuellement disponible fonctionnant à une puissance de 10 μW . En effet, pour une telle sensibilité et un rapport signal à bruit (uniquement thermique) pris égal à 10, la bande passante maximale de communication calculée est de 0,1 MHz. Par la suite, des mesures d'impédances et de sensibilité montrent que l'augmentation de la tension de polarisation diminue l'impédance et la sensibilité. Par conséquent, un compromis est à faire pour améliorer l'adaptation de l'impédance du transistor à celle du circuit extérieur tout en préservant la sensibilité térahertz. Aussi, nous prévoyons d'utiliser des lentilles téflon à focale plus petite afin de réduire la taille du faisceau propagé jusqu'à la limite de diffraction, ainsi coupler plus d'énergie sur le détecteur et donc gagner un facteur considérable sur la sensibilité.

Nous nous sommes aussi intéressés à l'étude du même transistor couplé sur sa base avec une antenne spirale logarithmique pour augmenter la sensibilité. Nous présenterons les enjeux associés à cette antenne par des simulations électromagnétiques 3D à l'aide du logiciel commercial CST microwave studio. Nous montrerons qu'un design adéquat associé à un montage sur lentille silicium devrait permettre une augmentation suffisante de la sensibilité pour réaliser une communication haut débit.

Genie électrique

De l'Analyse de Cycle de Vie à l'ACV Sociétale : Une palette d'outils pour estimer l'impact des systèmes d'éclairage

Kevin BERTIN¹, G. ZISSIS¹, MA. Mequignon²
kevin.bertin@laplace.univ-tlse.fr

¹LAPLACE, Université de Toulouse, 118 rte de Narbonne, 31062 Toulouse cedex 9

²LERASS, Université de Toulouse, 118 rte de Narbonne, 31062 Toulouse cedex 9

Quand il s'agit de recenser et de mesurer les effets quantifiables de produits ou de services sur l'environnement, l'Analyse du Cycle de Vie (ACV) est probablement l'outil le plus performant et le plus reconnu. Grâce à une approche multicritère et une démarche « du berceau à la tombe », l'ACV recense et quantifie, tout au long de la vie des produits, les flux physiques de matière et d'énergie associés aux activités humaines (extraction des matières premières énergétiques et non énergétiques nécessaires à la fabrication du produit, distribution, utilisation, collecte et élimination vers les filières de fin de vie ainsi que toutes les phases de transport). Pour chacun de ses flux correspondent des indicateurs d'impact qui permettent d'établir l'impact potentiel global du système sur notre environnement.

En ce qui concerne l'éclairage, de nouvelles technologies dites « intelligentes » ont permis de faire des progrès considérable en termes d'efficacité énergétique pendant la phase d'utilisation et ainsi de limiter grandement son impact sur l'environnement. Avant l'essor de ces nouvelles technologies, l'éclairage représentait 14 % de la consommation européenne et 19 % de la consommation mondiale d'électricité en 2009. Aujourd'hui, l'UNEP (United Nations Environment Program) l'évalue à 15 % au niveau mondial (2940 TWh) pour 5 % des émissions mondiales de gaz à effet de serre (1150 millions de tonnes de CO₂). En France, la consommation totale d'électricité liée à l'éclairage est de 56 TWh, émettant 5,6 tonnes de CO₂ (Ademe - 2017).

Cependant, malgré des avancés majeures en terme d'efficacité énergétique, de nombreux impacts directs ou indirects sur notre environnement, notre santé, bien être et productivité ne sont pas considérés, et nous ne pouvons plus négliger ces impacts.

Il est alors nécessaire de définir une nouvelle méthodologie, qui permettra l'extension de l'ACV classique en prenant en compte les différents critères sanitaires et sociaux liés notamment à « la toxicité pour l'humain » (les phénomènes d'éblouissements ou de perturbation du cycle circadien) ; à « la perturbation des écosystèmes » (pollution lumineuse ou influence sur les populations d'insectes) ; aux différents « usages de lumière » (résidentiel, commercial, éclairage publique,...) ; ou encore à « l'acceptabilité sociale sur et par l'utilisateur du système » (sécurité, confort, condition de travail, ...).

L'agrégation de ces différents critères, avec une analyse de cycle de vie classique et une analyse de coût globale (coût cumulé d'un produit tout au long de son cycle de vie), permettra de donner une vision globale (économique, sociale et environnementale) des impacts potentiels de l'éclairage et de proposer un outil d'aide à la décision pour l'établissement de stratégies cohérentes et adaptées autour de la transformation de nos systèmes d'éclairage.

Fault diagnosis strategies applied to photovoltaic systems

GARCIA-GUTIERREZ Luis^{1,2}BRESSAN Michae²JIMENEZ Fernando² ALONSO Corinne²

1 Universit Toulouse-III-Paul-Sabatier -LAAS-CNRS, Toulouse-France

2 Universidad de los Andes, Bogota-Colombia

Abstract: This work treats about the development of fault diagnosis strategies applied Photovoltaic (PV) systems. The methodology proposal is based on the comparison between the model and measurement. The work is divided in two parts: First part, a model of high detail is designed of the PV system to allow to detect faults. A model to emulate electrical characteristics of PV system under faults conditions is developed. The second part of the work treats about the method of fault detection for power converters connected into the grid. Real-time emulation allows validating results of fault-detection algorithms also in Real Time.

1. Introduction

The term micro-grid refers to a set of loads, power resources, and energy storage devices. In other words a micro-grid constitutes a single element of a smart-grid (or a power network node). The integration of intermittent renewable energy sources and loads in power grids or smaller versions as micro-grids have been developed as a solution to energy access problems [1]. A micro-grid constitutes a single element of a smart-grid (or a power network node). The integration of intermittent renewable energy sources and loads in power grids or smaller versions as micro-grids have been developed as a solution to energy access problems [1]. In [4] is presented a comparative and critical study about of the strategies for the energy management on micro-grids are more and more, also various uncertainty quantification methods are summarized to manage the volatility and variability of renewable energy resources and load demand. With respect to possible problems on micro-grids [2] presents a survey on diagnostics methods of faults, electrical infrastructure, and a description of component failure modes in smart micro-grids. In [3], ones prerequisites are discussed for fault-tolerant power management systems on PV system. The importance of working on diagnostic methods for micro-grids is to operate these systems safely and to operate the system despite the presence of faults. The diagnostic methods for a photovoltaic micro-grid can be extrapolated to other types of micro-networks. In this work proposes a new method for intelligent diagnostic focused on photo-voltaic power processing segment.

Physique du composant

Keywords: molecular electronics; self-assembled monolayers; nanodielectrics; germanium; push-pull; electronic transport

Towards self-assembled nanodielectrics on germanium

Mohamed-Amine Guerboukha¹, Virginie Gadenne¹, Younal Ksari¹, Bruno Jusselme², David Tomecek³, Martin Hruska³, Jan Vlcek³, Premysl Fitl³, Martin Vrnata³, Jean-Manuel Raimundo⁴, Lionel Patrone¹

1. Aix Marseille Univ, Université de Toulon, CNRS, IM2NP UMR 7334, Yncréa Méditerranée, ISEN Toulon, Maison du Numérique et de l'Innovation, Place G. Pompidou, 83000 Toulon, France, & Campus de St Jérôme, 13397 Marseille Cedex 20, France
2. Laboratory of Innovation in Surface Chemistry & Nanosciences (LICSEN), DSM/IRAMIS/NIMBE, CEA Saclay, F-91191 Gif-sur-Yvette Cedex, France
3. University of Chemistry and Technology, Prague, Technicka 5, 166 28 Prague 6 –Dejvice, Czech Republic
4. Aix-Marseille Université, CINaM UMR CNRS 7325, case 913,13288 Marseille cedex 09, France

Contact: mohamed-amine.guerboukha@im2np.fr

The aim of this work is to design new self-assembled molecular monolayers (SAMs) grafted on Ge exhibiting the best properties of insulation and passivation as Self-Assembled Molecular Nanodielectrics (SANDs)¹. We used thiol molecules that have been shown to form SAMs on Ge², with either alkyl/fluorinated/or a conjugated part with specially synthesized bithiophene-based push-pull molecules. Indeed, thanks to their dipole that can be aligned by the SAM deposition strategy, such chromophores are able to form highly polarizable insulating films with dielectric constant ($k=7-8$) significantly higher than that of silicon dioxide ($k=3.9$)¹. Obtained SAMs are first evaluated regarding their structure and organization. We have successfully developed a grafting process without acid treatment, contrary to most of Ge functionalization methods exploited in the literature, either in one-go², or within two steps. XPS demonstrates the removal of oxide enabling the passivation of Ge surface by dodecanethiol, perfluorododecanethiol, & push-pull thiol SAMs. Good organization of the SAMs is proved by contact angle, AFM & ellipsometry. In relation with the structure, electronic properties (rectification due to dipole, energy levels) and insulation characteristics of the SAMs are investigated by current/capacitance-voltage & impedance measurements, at the nanoscale using scanning tunneling microscopy and at the microscale using electrical contacts & analyzed notably by transition voltage spectroscopy³ and correlated with UPS & IPES spectroscopic analyses. Further work will address multilayers of aligned organic molecules. We believe these results will help paving the way to developing new alternative high k dielectrics for the future generation of transistors.

1. A. Facchetti et al., *Adv. Mater.* **17**, 1705 (2005)
2. J.N. Hohman et al., *Chem. Sci.*, **2**, 1334 (2011)
3. X. Lefevre et al., *J. Phys. Chem. C* **119**, 5703 (2015)

Micro-sources d'énergie 'indoor' pour objets nomades énergétiquement autonomes

Bastien POLITI^{1,2}, Stéphanie PAROLA¹, Antoine GADEMER^{1,3}, Yvan CUMINAL¹,
Marie PIQUEMIL², Alain FOUCARAN¹, Nicolas CAMARA^{1,3}

¹Univ. Montpellier, IES, UMR5214, 860 rue Saint Priest, Montpellier, France

²Bureaux A Partager, 21 place de la République, Paris, France

³EPF Graduate School of Engineering, 21 boulevard Berthelot, Montpellier, France

L'émergence des objets nomades connectés et l'effervescence qui l'accompagne amènent à répondre à de nouvelles problématiques, notamment en termes d'alimentation énergétique. En effet les consommations énergétiques moyennes de ces objets étant de plus en plus élevées (de l'ordre de 10mW par objet) des solutions autres que de simples batteries doivent être trouvées pour augmenter l'autonomie de ces objets. Dans ce domaine la récupération de l'énergie lumineuse environnante (intérieure et extérieure) constitue une piste intéressante. Cette approche comporte malgré tout un certain nombre de contraintes. D'une part les niveaux d'irradiance en milieu 'indoor' sont très inférieurs à ceux provenant de l'extérieur. D'autre part les densités spectrales d'énergie peuvent varier dans de fortes proportions selon l'emplacement du dispositif de récupération dans la pièce, de la nature de l'éclairage artificiel (LED, Halogène, etc...), de la couleur des murs (absorption sélective du spectre) ... etc, ainsi que de l'apport ou non par une fenêtre d'un éclairage naturel.

Afin d'évaluer l'influence des spectres des différentes sources sur le rendement énergétique des dispositifs (matériaux) comme dans de précédents travaux [1–4], nous avons dans un premier temps réalisé des simulations de rendements à partir du modèle Shockley-Queisser [5]. Nous avons ainsi pu définir un semi-conducteur « idéal » permettant d'optimiser la récupération d'énergie pour chaque densité spectrale d'énergie associées aux différentes sources lumineuses (LED, Halogène, lumière naturelle, etc). La Figure 1a) montre les réponses obtenues avec ces différentes sources, à titre d'exemple on peut ainsi estimer qu'un rendement de 60% peut être atteint avec un tube fluorescent de couleur 2700 K à condition d'utiliser un matériau semi-conducteur ayant un gap de 1.95 eV.

En pratique les choses ne sont malheureusement pas aussi simples, l'environnement lumineux « indoor » étant par définition multi-sources (composé de lumières naturelles et/ou artificielles, réfléchies et/ou directes) et pouvant également dépendre de la position dans la pièce et de l'heure. La figure 2b) reprend le spectre d'une pièce éclairée par deux sources simultanées (tube fluorescent et lumière naturelle issue d'une fenêtre). Dans ce cas, nos calculs montrent qu'il faudrait un semi-conducteur d'énergie de gap de 1.67 eV à 12h50 et de 1.86 eV à 15h40.

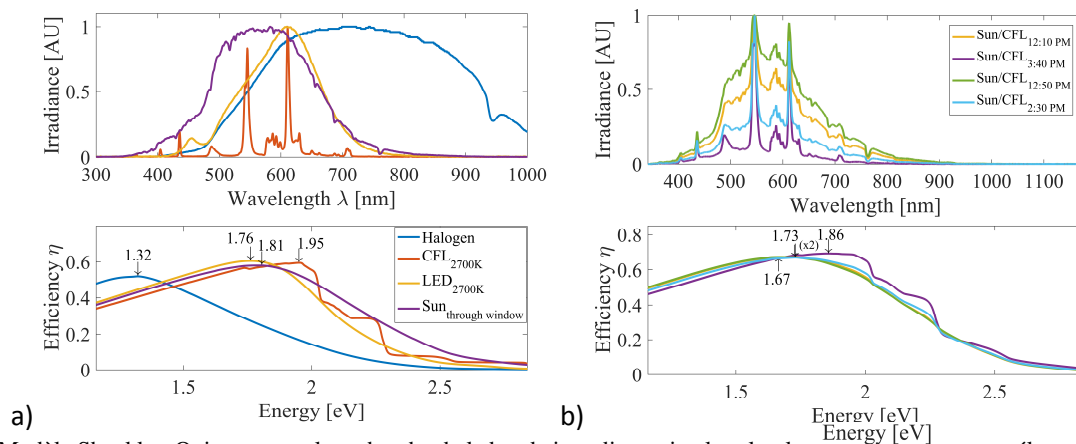


Figure 1. Modèle Shockley-Queisser pour la recherche de la bande interdite optimale selon le type de rayonnement électromagnétique

Les travaux présentés ont pour objectif de mesurer l'influence des variations de spectres en fonction du temps, des saisons ou de la position du dispositif dans une salle. Une estimation sur des centaines de spectres « indoor » en conditions réelles sera présentée. Les résultats ainsi que les protocoles expérimentaux seront présentés et comparés aux premiers prototypes fabriqués à partir des semi-conducteurs qui se rapprochent le plus des semi-conducteurs idéaux définis précédemment.

- [1] M. F. Müller, M. Freunek, and L. M. Reindl, "Maximum efficiencies of indoor photovoltaic devices," *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 3, no. 1, pp. 59–64, 2013.
- [2] I. Mathews, P. J. King, F. Stafford, and R. Frizzell, "Performance of III – V Solar Cells as Indoor Light Energy Harvesters," *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 6, no. 1, pp. 230–235, 2016.
- [3] B. Minnaert and P. Veelaert, "WHICH TYPE of solar cell is best for low power indoor devices?," *Innov. Sustain. Prod.*, pp. 8–12, 2010.
- [4] J. F. Randall and J. Jacot, "Is AM1.5 applicable in practice? Modelling eight photovoltaic materials with respect to light intensity and two spectra," *Renew. Energy*, vol. 28, no. 12, pp. 1851–1864, 2003.
- [5] W. Shockley, H. J. Queisser, and R. ell, "Detailed Balance Limit of Efficiency of pn Junction Solar Cells Additional information on J. Appl. Phys. JOURNAL OF APPLIED PHYSICS Detailed Balance Limit of Efficiency of p-n Junction Solar Cells*," *Cit. J. Appl. Phys.*, vol. 32, p. 510, 1961.

Électronique numérique / analogique

Static linearity test of SAR ADCs using an embedded incremental $\Sigma\Delta$ converter

Renato S. Feitoza, Manuel J. Barragan, Daniel Dzahini, and Salvador Mir
Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, TIMA, F-38000 Grenoble, France

EXTENDED ABSTRACT

CMOS technology scaling have brought Successive-Approximation Register Analog-to-Digital Converters (SAR ADCs) back into the spotlight of both academic and industrial efforts [1]. In that context, test time represents one of the main contributors to the overall production cost of high-resolution ADCs. A possible solution is the use of reduced-code techniques for ADC static linearity test. They have the potential to drastically reduce the number of necessary measurements for a complete static linearity characterization. These techniques take advantage of the repetitive operation of certain topologies of converters such as pipelines, SARs, cyclic, etc [2]–[6]. In addition, the use of a built-in self test (BIST) application is very promising for further reduction of test cost by moving part of the external test equipment to the device under test. We have developed a novel reduced-code BIST technique for the static linearity test of split-capacitor SAR ADCs based on the on-chip generation and measurement of the major carrier transitions (MCTs) of the partial DACs of the converter. This test method does not require a test stimulus, and it is shown that the measurements can be easily performed by reconfiguring portions of the SAR into a low-resolution Incremental $\Sigma\Delta$ converter.

The proposed test technique consists of the measurement of the code widths of the MCTs of each partial DAC of the split CDAC. Then, each partial DAC is connected to the $\Sigma\Delta$ and digitized for further processing. Since an N -bit DAC has only N MCTs, the total number of measurements is greatly reduced. Also, since all the MCT code widths are a few LSB in magnitude, it enables an accurate measurement by using a simple low-resolution $\Sigma\Delta$ ADC whose full-scale has been set to a few LSBs of the SAR ADC.

In order to validate the feasibility of the proposed on-chip reduced-code test strategy, a SC-SAR ADC together with an embedded $\Sigma\Delta$ converter in STMicroelectronics 65 nm CMOS technology has been designed. The ADC under test is a 10-bit (6×4) SC-SAR ADC. The unit capacitor has been designed as a 9 fF MOM capacitor, the circuit is biased at $V_{DD} = 1.2$ V and its clock operates at $f_s = 60$ MHz. The digital logic for test and standard operation has been implemented using behavioral VerilogA models. Regarding the embedded first-order $\Sigma\Delta$ ADC, capacitors have been sized following the design guidelines in [3]. The resolution of the $\Sigma\Delta$ ADC has been set to $R = 10$ bits. The digital counter has also been modeled in VerilogA.

To validate the performance of the proposed reduced-code

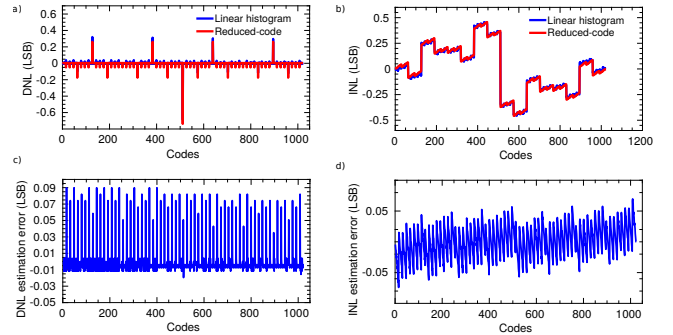


Fig. 1. Comparison between linear histogram and reduced-code linearity measurements for circuit implementation of SC-SAR ADC with $R = 10$ bits (6×4): a) DNL measurements, b) INL measurements, c) DNL estimation difference, and d) INL estimation difference.

static linearity test strategy, the mismatch Monte Carlo models in the Process Design Kit (PDK) of the technology have been used to generate samples of the SC-SAR ADC under test. The obtained results for the worst case DNL and INL estimations are shown in Fig. 1a and b, respectively, while the estimation errors are shown in Fig. 1c and d. As it can be observed, the test results are very close to each other, with differences smaller than 0.06 LSB. With respect to the test time savings, the proposed reduced-code static test only requires 10 measurements, while the linear histogram test has to traverse the complete set of codes of the ADC under test. Neglecting post-processing time, the reduced-code strategy offers about a 98% test time reduction with respect to the 128-hit-per-code histogram.

REFERENCES

- [1] P. Harpe, “Ultra-low power analog-digital converters for IoT,” *Enabling the Internet of Things*. Springer, Cham, January 2017. 361-383.
- [2] R. S. Feitoza, et al. “Reduced-code static linearity test of SAR ADCs using a built-in incremental $\Sigma\Delta$ converter.” *IEEE International Symposium on On-Line Testing and Robust System Design (IOLTS)*. July 2018, pp. 1-6.
- [3] R. S. Feitoza, et al. “Reduced-code static linearity test of split-capacitor SAR ADCs using an embedded incremental $\Sigma\Delta$ converter.” *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability* (2019).
- [4] S. Goyal, et al. “Test time reduction of successive approximation register A/D converter by selective code measurement.” *IEEE International Conference on Test*, Austin, TX, November 2005, pp. 8 pp.-225.
- [5] X. Huang, et al. “Testing and calibration of SAR ADCs by MCT-based bit weight extraction.” *IEEE 18th International Mixed-Signal, Sensors, and Systems Test Workshop*, Taipei, July 2012, pp. 1-4.
- [6] T. Chen, et al. “User-smile: Ultrafast stimulus error removal and segmented model identification of linearity errors for ADC built-in self-test,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, no. 7, pp. 2059–2069, July 2018.

Man-in-the-middle sur le bus PCIe pour le forensique

M.A. Khelif¹, J. Lorandel¹, O. Romain¹, M. Regnery², D. Baheux², P. Dischamp³, G. Barbu³

¹ETIS, UMR 8051 / Université Paris Seine - Université de Cergy-Pontoise - ENSEA - CNRS

²Institut de Recherche Criminelle de la Gendarmerie Nationale

³IDEMIA augmented identity

Mohamed-amine.khelif@ensea.fr

Résumé :

Au cours de leurs enquêtes, les forces de l'ordre se retrouvent de plus en plus souvent confrontées au besoin de récupérer des données d'objets connectés et notamment des smartphones. Ces objets représentent une manne d'informations et d'indices considérables, ce qui fait de l'accès des données de smartphones un enjeu primordial dans le domaine du forensique. Plusieurs attaques ont été démontrées ciblant les bus de communications de ces objets, le bus USB [1], le WiFi [2] ou encore sur du matériel dédié comme l'Unité de Gestion de Mémoire (MMU) [3]. Un des rares exemples d'attaque Man-In-The-Middle (MITM) sur le bus de PCIe a été réalisé par l'équipe fail0verflow [4] sur la Playstation 4 de Sony.

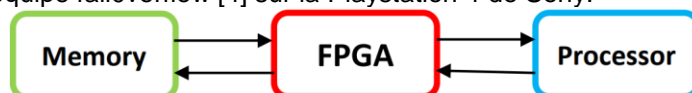


Figure 1 : MITM entre la mémoire et le CPU.

Un MITM est une attaque consistant à écouter, enregistrer et modifier les communications entre deux tiers tout en restant invisible. On dénote plusieurs attaques de type MITM comme l'injection de fautes, le re-jeu de données ou encore l'analyse de trafic. De nos jours, le PCIe est le standard de communication haut débit entre un processeur et ses périphériques (mémoire, GPU etc.). Dans notre travail nous proposons une architecture permettant de réaliser un MITM pour l'analyse de trafic à travers des communications PCIe. Le principal objectif est d'enregistrer toutes les données qui transite entre un processeur et la mémoire de stockage. L'analyse des transactions sur la mémoire permettra d'identifier des données sensibles, comme un mot de passe ou le compteur du nombre de tentatives du mot de passe.

Pour réaliser le MITM sur le PCIe, Il est nécessaire de respecter plusieurs contraintes liées au bus et à notre attaque :

- Accès aux données sans être détecté et sans activer les sécurités.
- Bus de données à haute fréquence et débit 8Gb/s par lane.
- Interception et modification ou non des données en respectant le temps de réponse maximum du bus 1µs.
- Analyse des communications potentiellement chiffrées entre le CPU et sa mémoire en temps réel.

Pour respecter les contraintes d'interfaçage avec le bus et le test de notre architecture, nous avons choisi d'utiliser un FPGA Stratix V GX d'Intel qui est équipé d'un bus PCIe 3^{ème} génération de 8 lanes (PCIe 3.0 x8).

L'architecture proposée pour réaliser cette attaque est présentée sur la Figure 2. Le premier bloc est une IP Avalon-ST d'Intel pour le PCIe [5], elle réalise l'interface avec les lanes physiques du bus. Les données sont envoyées à l'IP Xillybus [6] à travers notre IP MITM. On peut donc choisir d'interférer ou non avec les données soit en faisant une écoute passive ou bien en modifiant les données à la volée sans être détecté par l'ordinateur ni par la mémoire. L'analyse et le filtrage des paquets respectent la norme PCIe [7], tout en étant compatible avec le PCIe 1.0 x8, PCIe 2.0 x4 et PCIe 3.0 x2, ce qui laisse envisager diverses applications sur des systèmes embarqués comme des smartphones qui utilisent différentes générations de PCIe.

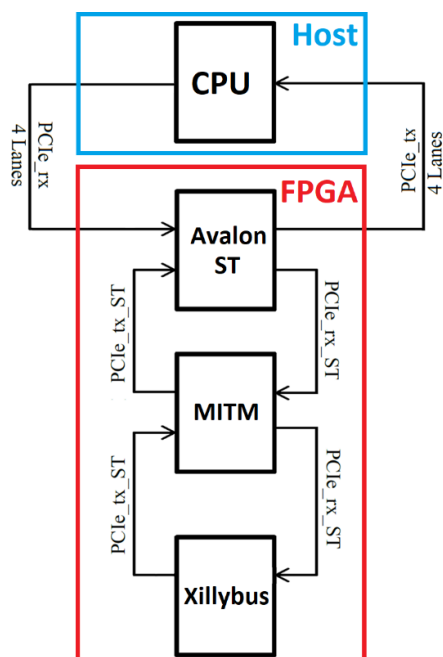


Figure 2 : Schéma simplifié de l'architecture sur le FPGA.

Références :

- [1] Withdk, «BadUSB2-mitm-poc» June 2016. [En ligne]. Available: <https://github.com/withdk/badusb2-mitm-poc>.
- [2] WiFi Pineapple, «The WiFi Pineapple wireless auditing platform» 2017. [En ligne]. Available: <https://wifipineapple.com/>.
- [3] B. Morgan, É. Alata, V. Nicomette et M. Kaâniche, «Bypassing IOMMU Protection against I/O Attacks» chez Seventh Latin-American Symposium on Dependable Computing (LADC), Cali, 2016.
- [4] fail0verflow, «33c3 - team Fail0verflowrunning Linux on PS4» 2016. [En ligne]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=AoHGJ1g9aM>.
- [5] Intel, «Stratix V Avalon-ST Interface for PCIe Solutions User Guide,» May 2017. [En ligne]. Available: https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/ug/ug_s5_pcie_avst.pdf.
- [6] Xillybus for PCIe IP. [En ligne]. Available: <http://xillybus.com/pcie-download>.
- [7] Mike Jackson, Ravi Budruk, Joseph Winkles, and Don Anderson. 2012. PCI Express Technology 3.0. Mindshare Press.

RF-NoC cognitif pour les architectures massivement parallèles

Habiba Lahdhiri, Jordane Lorandel, Emmanuelle Bourdel
Laboratoire ETIS - UMR8051 - ENSEA – Université de Cergy-Pontoise – Université Paris Seine

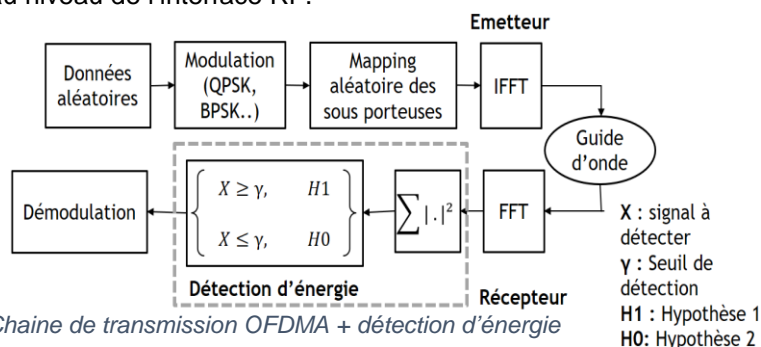
habiba.lahdhiri@ensea.fr, jordane.lorandel@ensea.fr,
emmanuelle.bourdel@ensea.fr

Résumé :

Le développement des puces manycore avec des milliers de cœurs sur une même puce, révèle de nouveaux défis. En effet, la communication filaire classique entre les cœurs crée un goulot d'étranglement, limitant les performances et introduisant des latences élevées. Cela est particulièrement remarquable lorsque les communications au sein de la puce sont longues, notamment lorsque le nombre d'unité de calcul devient important. Il a été démontré ces dernières années que le passage à l'échelle des architectures multi-cœurs devait intégrer de nouveaux réseaux d'interconnexion (optique, RF, wireless ou hybride) pour réduire la contention et la consommation globale du circuit. Une méthode originale a été proposée [1] qui utilise des interconnexions RF entre clusters et l'OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) comme méthode d'allocation de bande .

L'architecture RF-NoC contient deux niveaux de hiérarchie : les clusters et les tuiles. A chaque niveau hiérarchique correspond une interconnexion spécifique, respectivement interconnexion RF et NoC filaire. L'architecture globale est composée de 32 clusters, chaque cluster dispose d'une interface RF composée d'un émetteur OFDMA et d'un récepteur.

Une des limitations de l'architecture [2] est l'échange de données entre les cœurs pour déterminer l'allocation des ressources fréquentielles entre les clusters. Notre solution est d'intégrer des fonctions cognitives qui vont permettre de détecter les sous bandes libres et ensuite les attribuer aux cœurs qui ont besoin de plus de ressources. Parmi les différentes méthodes de détection du spectre, nous avons choisi la détection d'énergie en raison de sa faible complexité d'implémentation et de sa faible consommation d'énergie. On introduit donc la détection d'énergie au niveau de l'interface RF.



Notre objectif final est d'évaluer les performances des interconnexions RF avec l'ajout des fonctions de cognition, pour cela on utilise Noxim [3], un simulateur de NoC développé en SystemC, dans lequel on a développé notre propre algorithme de routage adapté à notre architecture qui permet de sélectionner le type de routage le plus efficace (filaire ou RF) en fonction de la distance entre source et destination.

Références :

- [1] E. Unlu, and al. "An OFDMA Based RF Interconnect for Massive Multi-core Processors". Proceedings of the 8th IEEE International Symposium on Networks-on-Chip (NOCS). Ferrara, Italy, September 2014.
- [2] A. Brière, and al., "Dynamically Reconfigurable RF NoC for Many-core", Proceedings of the 25th edition on Great Lakes Symposium on VLSI, Pittsburgh, United States, pp. 139-144, May 2015.
- [3] V. Catania, and al. "Noxim: An open, extensible and cycle-accurate network on chip simulator", 2015 IEEE 26th International Conference on Application-specific Systems, Architectures and Processors (ASAP), Toronto, on, 2015, pp. 162-163.

Development of Digital Circuits using Inkjet Printed N-type Organic Field Effect Transistors

Seung Jae Moon^{1,2}, Seong Min Park^{1,2}, Byung Seong Bae², Tayeb Mohammed-Brahim¹, Maxime Harnois¹, and Emmanuel Jacques¹

¹Institut d'Électronique et des Télécommunications de Rennes, Université Rennes 1,UMRCNRS 6164, Campus de Beaulieu, 35042 Rennes Cedex, France

E-mail: sjm12012@gmail.com

²School of Electronics and Display Engineering, Hoseo University, Asan, Chungnam 31499, Republic of Korea

Organic field effect transistors(OFETs), the primary building blocks for organic electronics (OEs) with the various expected applications which leading to the fabrication of digital functions [1]. Moreover, inkjet printing technology is one of the candidates of great interest for organic electronics because of its promising opportunity such as low cost and simple process, eco-friendly process, and allowing the employment of flexible substrates. However, such fabricated organic electronics is far from the state of art. Many issues must be overcome. There are still some challenges to realize the high performance of N-type organic field effect transistors (OFETs) and to make CMOS circuit using this technology [2].

Therefore, in this work, we improved the performance of inkjet printed N-type OFETs and digital circuits using these OFETs. We developed the inkjet process for digital circuit which was optimized by circuit simulation. Bottom gate bottom contact structure of OFETs using fullerene (C₆₀), an N-type organic semiconducting material, was fabricated by drop on demand (DoD) inkjet printing. The silver ink (Silverjet DGP 40LT-15C for ANP) was used in order to fabricate the inkjet printing electrodes (gate, source and drain). The versatile dielectric material Su-8 series (Su-8 2002; MicroChem, Westborough[®], MA, USA) was used as a gate insulator by a spin-coating method. The organic semiconducting layer was deposited by evaporation with a deposition rate of ~ 0.15 Å/s. The transfer characteristics of optimized N-type OFET shown that the I_{Don}/I_{Doff} was at least 4 decades for every process. The field effect mobility μ_{FE} , subthreshold slope SS, and the threshold voltage V_{TH} were 2.3 X 10⁻¹ cm²V⁻¹s⁻¹, 4 V/dec, and 10.8 V, respectively. The electrical characteristics are shown in Fig. 1.

The extracted parameters of the fabricated OFET were used in the circuit simulation by AIM-Spice. As an organic semiconducting layer is a disordered material, we applied a model based on amorphous silicon. As OFET process was reproducible and well controlled, the digital circuits such as an inverter, and NAND, have been fabricated by inkjet printing with an organic semiconductor. Simulation results are compared with experimental results as shown in Fig. 2, which verify the possibility of organic electronics by inkjet printing.

The performance of fabricated devices and some key factors were investigated (overlap capacitance, access resistance, OFET dimensions, etc.), and several considerable findings were applied to develop a more complex digital circuit. Simulation and fabrication of ring oscillator, D-latches and multiplexer are now in progress.

We discuss a way to improve frequency behavior of organic digital circuit by inkjet printing with circuit simulation. To overcome the issues of the N-type organic electronics, more systematic research on organic-based circuits was performed to improve the circuit performance, which is an important and necessary task for organic electronics [3].

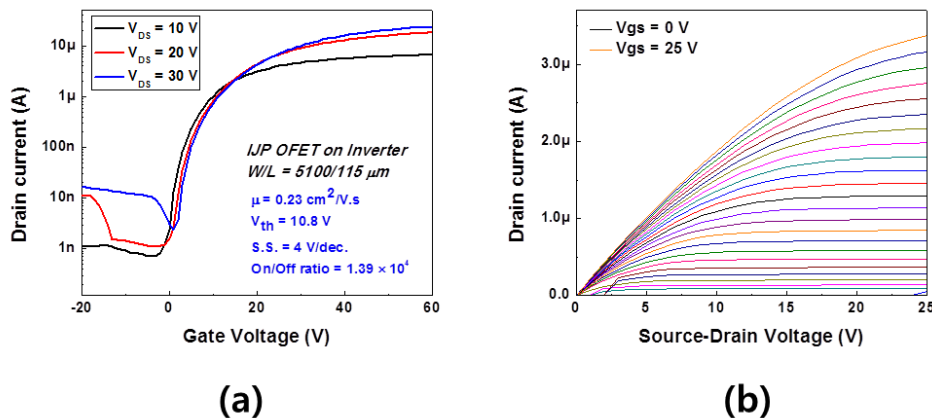


Fig. 1. The electrical characteristics of inkjet printed OFETs (a) transfer characteristics, (b) output

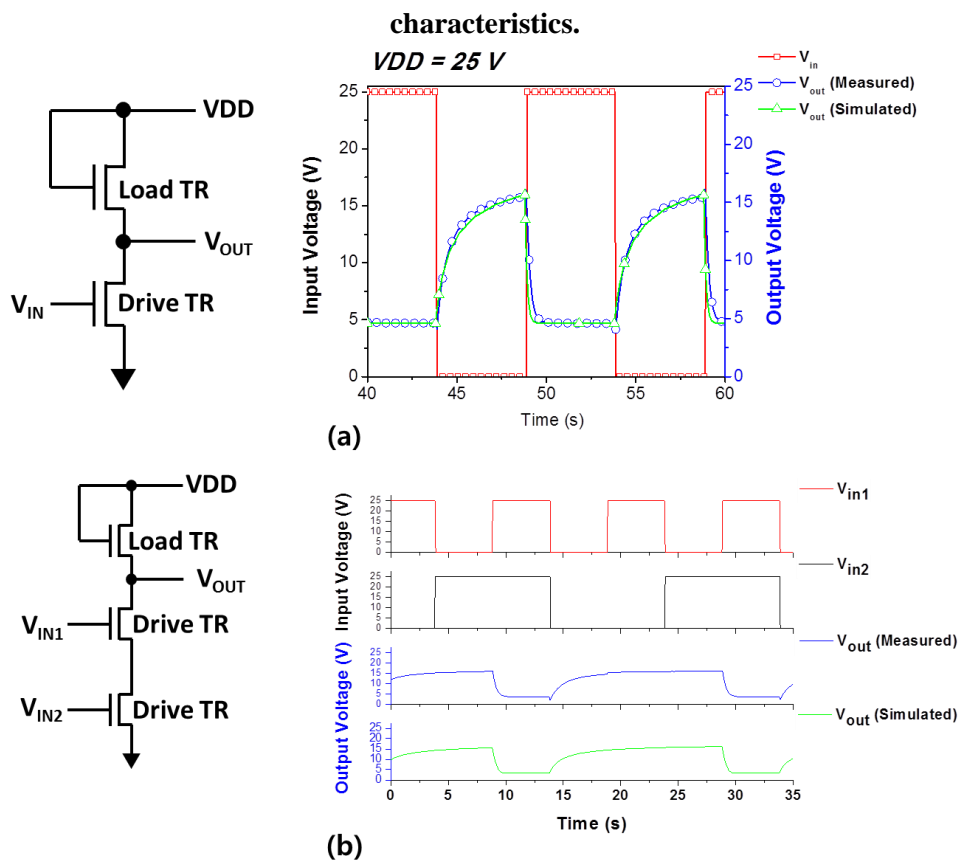


Fig. 2. The properties of fabricated logic gates using inkjet printed OFETs and circuit diagram. Both of logic circuits were measured at VDD = 25 V, frequency = 0.1 Hz (a) enhanced mode inverter, (b) NAND gate.

References

1. Xu, Yong, et al. "Development of high-performance printed organic field-effect transistors and integrated circuits." *Physical Chemistry Chemical Physics* **17** (2015): 26553-26574.
2. Baeg, Kang-Jun, et al. "Flexible complementary logic gates using inkjet-printed polymer field-effect transistors." *IEEE Electron Device Lett.* **34**, (2013) 126-128.
3. Taylor, D. Martin, et al. "Fabrication and simulation of organic transistors and functional circuits." *Chemical Physics* **456**, (2015) 85-92.

Accelerating CNNs on FPGAs with Selective Binarization

Xuecan Yang

Télécom ParisTech

Email: xuecan.yang@telecom-paristech.fr

Unprecedented success rates of Convolutional Neural Networks (CNNs) for image recognition and similar tasks have ushered us into an era of deep learning. There has been a steady growth of customized CNN accelerators research and several architectures have been proposed. For a CNN, there are two phases associated with a given architecture and a given data-set, named training and inference. For training, Stochastic Gradient Descent (SGD) is a popular approach which requires floating point precision and often done in GPU servers. The inference phase can either be carried out in the cloud, or it can be carried out in an embedded device close to the data source. However, CNN is still computational-intensive and resource-consuming. The CNN carried out in embedded device bring the challenges not only for computing resource but also the bandwidth.

It has been shown that for the inference phase a lower precision is enough in some use case. The approximate methods such as using fixed point instead of floating point [1], using quantization of data [2], and using fully binary network [3] [4] can accelerate CNN, within a tolerable precision loss. However, although fully binary (both binary feature maps and weights) networks work well with smaller networks such as Alexnet and Lenet as described in [3], [5], they tend to loose precision with deeper networks, e.g. YOLOv2 [6], SSD [7].

To use binarized computing without losing too much precision, we propose a deep learning accelerator with selective binarization. This accelerator is targeted for the inference phase of CNN. And we don't optimize the training phase. This accelerator consists of layers with multiple precisions. For each convolutional layer, there are three different precision levels to choose: half precision floating for feature maps and weights; half for feature maps and binary weights; and binary feature maps and weights. In fact, several works [8] [1] [9] related to quantization also provide architectures with varied precision. However, different from these quantization methods, in the binary layer, multiplyaccumulate (MAC) operations are converted to addition/subtraction or XNOR-popcount logic operations. As well, a new calculator instead of traditional MAC operator could be used to speed up the calculation. In our work, and we propose an architecture that is compatible with these three different precisions. We can choose different precisions flexibly for each layer according to different scenarios, then apply the appropriate implementation to speed up the calculation. To our knowledge this is the first architecture which proposes such a choice.

We propose a method of architecture exploration to find the optimum use of binary layers, which we call selective binarization. The goal is to use selective binarization to increase performance and decrease power consumption, within a tolerable precision loss.

Although the architecture proposed is generic, in our experiments we mainly target embedded system applications such as object detection/ tracking. These applications often have real time constraints and a very tight power budget. We conduct our experiments with architectures and datasets used in this domain, and we use the PYNQ-Z1 FPGA [10] board for embedded systems.

We train the tiny YOLO CNN with a drone object detection dataset (DAC-SDC) [11], and it is possible to achieve 1.68x improvement in performance incurring a tolerable 8.99% measured by IOU (Intersection over Union).

REFERENCES

- [1] L. Lai, N. Suda, and V. Chandra, "Deep convolutional neural network inference with floating-point weights and fixed-point activations," *arXiv preprint arXiv:1703.03073*, 2017.
- [2] S. Han, H. Mao, and W. J. Dally, "Deep compression: Compressing deep neural networks with pruning, trained quantization and Huffman coding," *arXiv preprint arXiv:1510.00149*, 2015.
- [3] M. Courbariaux and Y. Bengio, "Binarynet: Training deep neural networks with weights and activations constrained to +1 or -1," *CoRR*, vol. abs/1602.02830, 2016.
- [4] M. Rastegari, V. Ordonez, J. Redmon, and A. Farhadi, "Xnor-net: Imagenet classification using binary convolutional neural networks," in *European Conference on Computer Vision*. Springer, 2016, pp. 525–542.
- [5] Y. Umuroglu, N. J. Fraser, G. Gambardella, M. Blott, P. Leong, M. Jahre, and K. Vissers, "Finn: A framework for fast, scalable binarized neural network inference," ser. *FPGA '17*. New York, NY, USA: ACM, 2017, pp. 65–74.
- [6] J. Redmon and A. Farhadi, "Yolo9000: better, faster, stronger," *arXiv preprint*, 2017.
- [7] W. Liu, D. Anguelov, D. Erhan, C. Szegedy, S. Reed, C.-Y. Fu, and A. C. Berg, "Ssd: Single shot multibox detector," in *European conference on computer vision*. Springer, 2016, pp. 21–37.
- [8] R. Krishnamoorthi, "Quantizing deep convolutional networks for efficient inference: A whitepaper," *arXiv preprint arXiv:1806.08342*, 2018.
- [9] M. de Prado, M. Denna, L. Benini, and N. Pazos, "Quenn: Quantization engine for low-power neural networks," in *Proceedings of the 15th ACM International Conference on Computing Frontiers*. ACM, 2018, pp. 36–44.
- [10] "Zynq-7000 AP SoC Family Product Tables and Product Selection Guide - zynq-7000-product-selection-guide.pdf," September 2017. [Online]. Available: <https://www.xilinx.com/support/documentation/selection-guides/zynq-7000-product-selection-guide.pdf>
- [11] "DAC-HDC-2018," September 2017. [Online]. Available: <http://www.cse.cuhk.edu.hk/byu/2018-DAC-HDC/index.html>

Opto-électronique

Traitement par laser UV de couches de DLC obtenues par ablation laser pulsée du carbone : une méthode innovante pour l'élaboration d'électrodes transparentes.

Auteurs: F. Stock¹, F. Antoni¹, D. Aubel², S. Hajjar-Garreau² et D. Muller¹

¹ ICube, D-ESSP, 23 rue du Loess, 67037 Strasbourg – France

² IS2M, 15 rue Jean Starcky 68057 Mulhouse – France

Abstract:

Un des défis des défis majeurs de l'optoélectronique et du photovoltaïque pour les années à venir est de trouver une alternative viable aux oxydes conducteurs transparents (TCO) et particulièrement à l'oxyde d'indium-étain (ITO). En effet l'ITO, très fortement utilisé comme électrodes transparentes dans les technologies d'affichage est voué à disparaître à plus ou moins long terme de par la raréfaction de l'indium. De cette étude, nous proposons une solution basée sur l'utilisation unique du carbone afin de produire des électrodes transparentes aux performances comparables à celle de l'ITO. Dans une première étape, la croissance par la technique d'ablation laser pulsée (PLD) permet d'obtenir un film mince de carbone amorphe adamantin (Diamond Like Carbon ou DLC). Ce matériau, très proche du diamant, présente une excellente transparence dans le domaine visible. Il s'agit également d'un parfait isolant électrique. Dans une seconde étape, la surface du DLC est traitée par un laser ultra-violet, entraînant une modification structurelle des premières couches atomiques du film. Cette modification se traduit par la destruction des hybridations « diamant » (sp^3) responsable du caractère isolant du DLC et par la formation d'hybridations « graphitiques » (sp^2) apportant la conductivité à la surface de la couche. L'épaisseur affectée par ces modifications reste très faible, la structure conserve alors une excellente transparence, offrant ainsi un dispositif conducteur et transparent. De plus, cette méthode totalement basée sur les technologies laser offre une entière compatibilité avec les procédés de fabrication en microélectronique.

Présentation: François Stock

GaSb growth on Si (001) using a GaAs nucleation layer

Marta Rio Calvo, Jean-Baptiste Rodriguez, Laurent Cerutti, and Eric Tournié

IES, Univ. Montpellier, CNRS, 34000 Montpellier, France

The combination of the mature silicon (Si) technology with the optically active III-V semiconductors is under active consideration for developing novel optoelectronic devices, like photonic integrated circuits (PICs). The monolithic integration of III-V materials on Si however remains a challenge. The large lattice mismatch and the polar/non-polar interface induce the formation of threading dislocations, stacking faults, twins and antiphase boundaries (APBs), which severely impede the device performance. A common way to avoid the formation of APBs is to use tilted Si substrates. However, on-axis substrates are mandatory for compatibility with the well-established silicon industry.

The integration of GaSb-based compounds on silicon has attracted great attention due to their application in infrared optoelectronic systems. Nevertheless, GaSb tends to nucleates as highly inhomogeneous 3D islands which generate a large density of defects. An AlSb nucleation layer (NL) notably improves the quality of the GaSb layer on off-cut Si substrates [1]. For example, this strategy has made possible the demonstration of the first quantum cascade laser directly grown on 6°-off Si [2]. AlSb however does not preclude the propagation of APB on on-axis substrates.

In this study, we investigated the growth of GaSb epitaxial layers on Si using a GaAs NL. First, high material quality of 500-nm GaSb on 6°-off Si was obtained using a quasi-2D GaAs NL. The next challenge was to manage to grow APB free epitaxial GaSb layers on Si with low miscut angles. To this end, Si substrates with miscut of 1° and 0.5° were used. Initially, the GaSb layers grown on these Si substrates showed a large density of APBs, whereas after careful optimization we could not find any APB emerging on the surface for both Si substrate orientations. Furthermore, we have observed using transmission electron microscopy (TEM) that for optimized growth conditions APBs propagated along inclined planes and self-annihilated. By contrast, when the growth conditions are not optimized, the APBs propagated perpendicular to the substrate and therefore emerged on the GaSb surface (Figure 1). The use of a GaAs NL thus opens the way to the integration of GaSb on-axis (001) Si.

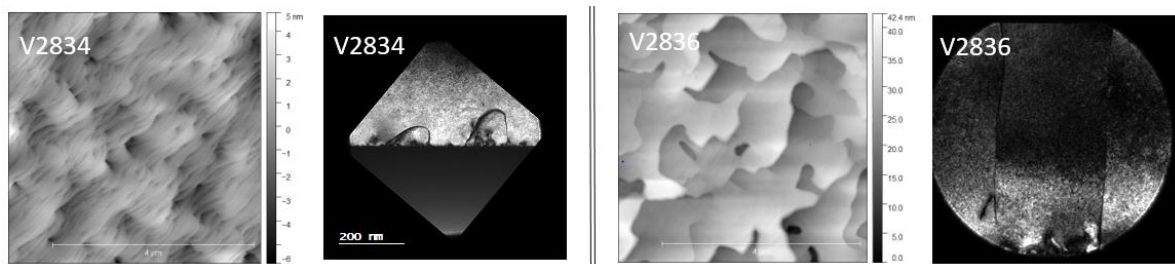


Figure 1. $5 \times 5 \mu\text{m}$ AFM and TEM dark field pictures of 500 nm GaSb on Si (001) with a miscut angle of 1° towards $\langle 110 \rangle$. GaSb growth without and with emerging APBs on the left and right side, respectively.

[1] J.-B. Rodriguez, K. Madiomanana, L. Cerutti, A. Castellano and E. Tournié, *J. Cryst. Growth* **439**, 33-39 (2016).

[2] H. N. Van, A. N. Baranov, Z. Loghmari, L. Cerutti, J.-B. Rodriguez, J. Tournet., G. Narcy, G. Boissier, G. Patriarche, M. Bahriz, E. Tournié, R. Teissier, *Scientific Reports* **8**, 7206 (2018)

We acknowledge A. Trampert, PDI-Berlin, for TEM analysis.

Part of this work has been supported by the French program on "Investment for the Future" (ANR-11-EQPX-0016) and the H2020 program of the European Union (project REDFINCH, GA n° 780240).

Fabrication and characterization of Ga-free InAs/InAsSb superlattice Infrared detector

U. Zavala-Moran, J.P. Perez, R. Alchaar, J.B. Rodriguez, P. Christol

IES, Univ. Montpellier, CNRS, Montpellier, France

Corresponding author: ulises.zavala-moran@ies.univ-montp2.fr

Today, infrared (IR) cameras are used in a wide variety of applications, from military to civilian, such as night vision, search and rescue in harsh environment, cancer diagnosis, gas analysis, and industrial process control. IR sensors are either cooled or uncooled but cryogenically cooled IR cameras based on photon-detector arrays are many times more sensitive and faster than uncooled microbolometer thermal imagers.

Currently, the well-established high performance cooled InSb and HgCdTe photodetector technologies operate at low temperature, between 80 and 100K, for applications in the midwave infrared (MWIR, 3-5 μ m) transparency window. An increase of the operating temperature as high as 150K would induce a reduction in size, weight and power consumption of the cryocooler and allow a new class of applications where the needs in portability, compactness and energy autonomy of the IR cameras are essential.

Among the new MWIR technologies, the Ga-free InAs/InAsSb type-II superlattice (T2SL) used as absorbing zone of XBn barrier detector [1] could operate at 150K without degradations of its electrical and electro-optical performances. In this communication, we report results on fabrication and characterization of XBn Ga-free T2SL photodetectors grown by molecular beam epitaxy (MBE) on n-type GaSb substrate. Dark current measurements and photoresponse spectra obtained (Figure) will be compared to the usual InSb MWIR photodiode.

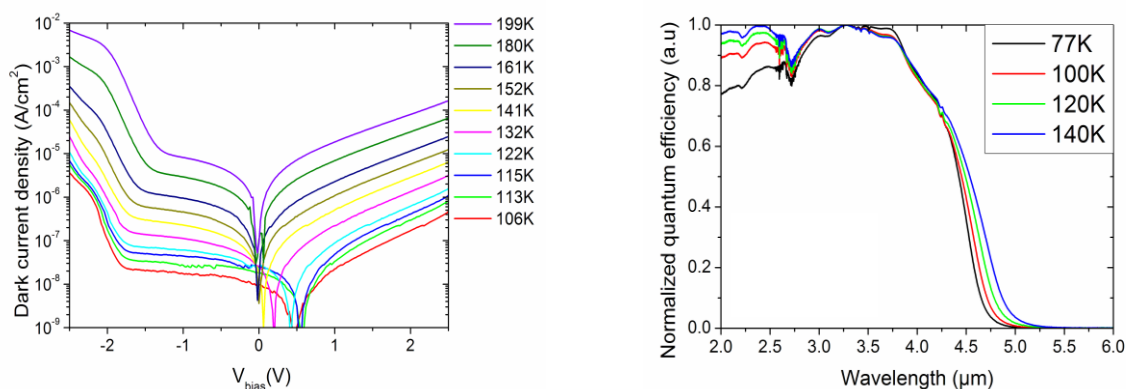


Figure: Characterization of XBn Ga-free InAs/InAsSb T2SL MWIR photodetector as a function of temperature: dark current measurement (left) ; photoresponse spectra (right)

[1] P. Klipstein et al. "XBn barrier photodetectors based on InAsSb with high operating temperatures", *Optical Engineering* 50(6), 061002 (June 2011).

This work was supported by the French "Investment for the Future" programme [EquipEx EXTRA, ANR 11-EQPX-0016].

Toward III-V optoelectronic devices integrated on photonic integrated circuits

Laura Monge Bartolome, Michaël Bahriz, Grégoire Narcy, and Eric Tournié

IES, Univ. Montpellier, CNRS, 34000 Montpellier, France

Technology is moving towards faster, miniaturized and more efficient devices. A promising approach to overcome this challenge is optical interconnections based on silicon. On another ground, there is an increasing need for miniaturized sensors. Integrated devices are a potential solution.

Silicon photonics allows profiting from the well-established silicon based fabrication techniques in addition to optical properties of the related materials. However, although numerous photonic functions can be fabricated with silicon, its indirect bandgap does not allow efficient silicon-based lasers. Therefore, the integration of direct bandgap III-V materials on silicon is being widely studied.

The aim of this work is to demonstrate the monolithic integration of antimonide based lasers on photonic integrated circuits. In this poster we will report on preliminary steps toward this aim.

Firstly, the fabrication process of cleaved facets of Sb- based laser, both grown on Si and GaSb substrates are implemented as well as their characterization. They operate in the continuous wave regime and exhibit good performance (Fig. 1). The turn-on voltage and threshold current are around 0.5 V and 30mA, respectively, for 15 μm x 1.5 mm laser diodes grown on GaSb.

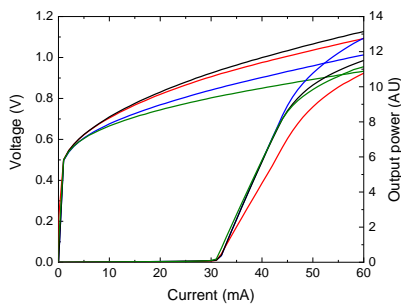


Fig. 1. PIV curve of GaSb-based laser. 15 μm x 1.5 mm cavity.

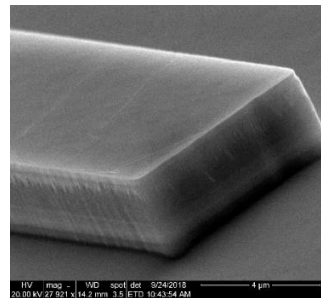


Fig. 2. SEM picture of a GaSb-based laser structure etched facet.

One of the most important challenges regarding the monolithic photonic integration is achieving mirror-like facets for lasers without resorting to cleaved facets in order to integrate different components on the same wafer. Several techniques are under study. Wet etching has been discarded due to the varying etching natures of the different materials present in the laser structure and therefore dry etching has been chosen as main technique. In figure 2 it is shown an example of an etched facet. The pattern is transferred by means of standard photolithography. Soft mask is used so to simplify the process as much as possible. Lasers are under characterization.

Part of this work has been supported by the French program on "Investment for the Future" (ANR-11-EQPX-0016) and the H2020 program of the European Union (project REDFINCH, GA n° 780240).

Conception et fabrication de VCSELs accordables à cristaux liquides grâce à la nanoimpression douce

Benjamin Boisnard¹, Thierry Camps¹, Benattou Sadani¹, Jean-Baptiste Doucet¹, Emmanuelle Daran¹, Benjamin Reig¹ et Véronique Bardinal¹

1. LAAS-CNRS, 7 avenue du colonel Roche, F-31400 Toulouse, France

E-mail: bboisnar@laas.fr

Les composants opto-électroniques à microcavité verticale de type VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers) présentent un grand intérêt pour le développement des prochaines générations de systèmes de communication optique à haut débit et des capteurs miniaturisés pour l'instrumentation biomédicale (analyse OCT). Dans ce contexte, la réalisation de VCSELs largement accordables spectralement constitue un défi particulièrement stratégique. A ce jour, la plupart des travaux de la littérature sont basés sur la modification de la longueur de cavité par le déplacement d'un miroir mobile (MEMS) disposé sur une structure demi-VCSEL. Une alternative à cette approche MEMS consisterait à exploiter une couche intra-cavité à base de cristaux liquides (CL). En effet, les CL sont des matériaux biréfringents qui présentent une grande variation d'indice pour seulement quelques volts appliqués ($\Delta n > 0,2$ pour 10V). De plus, l'utilisation de CL permet de s'affranchir de la sensibilité aux vibrations mécaniques présente dans les MEMS. Toutefois, la faisabilité d'un VCSEL accordable à CL à pompage électrique n'a toujours pas été démontrée à ce jour.

Nous présentons ici une nouvelle technologie qui devrait permettre la fabrication collective de VCSELs intégrant des microcellules à CL. Basé sur plusieurs étapes successives de nano-impression douce, notre procédé permet de combiner efficacement l'alignement des molécules de cristal liquide sur un réseau en polymère nanostructuré, le scellement des microcellules sur substrat III-V fragile et la gestion des différentes électrodes d'injection et de commande. Ce procédé innovant nous a d'ores et déjà permis de réaliser des filtres passifs de haute finesse et des matrices de photodiodes accordables sur plus de 80nm [1][2] et nous détaillerons comment l'appliquer à un VCSEL à 850nm à pompage électrique. La Figure 1 présente la vue en coupe du composant accordable à CL hybride que nous avons conçu, ainsi qu'un zoom sur la zone active, à savoir le demi-VCSEL à base de semi-conducteurs III-V. Deux configurations sont illustrées pour deux tensions différentes appliquées (minimale \rightarrow maximale), conduisant à une modification de la longueur d'onde d'émission en fonction de l'orientation imposée aux CLs ($\lambda_1 \rightarrow \lambda_2$).

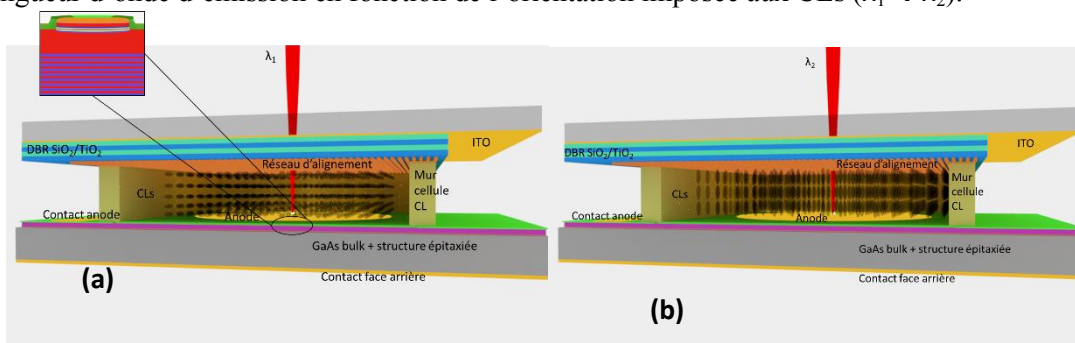


Figure 1 : Vue en coupe du VCSEL accordable à cristaux liquides à pompage électrique (a) tension appliquée $V_1=0V$: les CL sont alignés sur le réseau \rightarrow émission laser à λ_1 . (b) $V_2=V_{max}$: les cristaux liquides se réorientent verticalement \rightarrow émission laser à λ_2

Références :

[1] Sadani, B., Boisnard, B., Lafosse, X., Camps, T., Doucet, J. B., Daran, E., Paranthoen, C., Levallois, C., Dupont, L., Bouchoule, S. Bardinal, V. (2018). Liquid-Crystal alignment by a nanoimprinted grating for wafer-scale fabrication of tunable devices. *IEEE Photonics Technology Letters*, 30(15), 1388-1391.

[2] Levallois, C., Sadani, B., Boisnard, B., Camps, T., Paranthoen, C., Pes, S., Bouchoule, S., Dupont, L., Doucet, J-B, Alouini, M, Bardinal, V. (2018). Liquid crystal-based tunable photodetector operating in the telecom C-band. *Optics express*, 26(20), 25952-25961.

Projet financé par l'ANR (ANR-15-CE19-0012 DOCT VCSEL) et soutenu par le réseau RENATECH.

Mesures expérimentales du transfert radiatif en champ proche et de la conversion thermophotovoltaïque

C. Lucchesi^{1*}, D. Cakiroglu², J.-P. Perez², T. Taliercio², E. Tournié², R. Vaillon^{2,1}, P.-O. Chapuis¹

¹ Univ Lyon, CNRS, INSA-Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, CETHIL UMR5008, F-69621, Villeurbanne, France

² IES, Univ. Montpellier, CNRS, F-34000 Montpellier, France

Le transfert radiatif entre deux corps peut être augmenté de plusieurs ordres de grandeur si la distance qui les sépare est réduite à une valeur inférieure à la longueur d'onde caractéristique du rayonnement thermique ($\approx 4 \mu\text{m}$ à 700 K). Cet effet a été décrit théoriquement et démontré expérimentalement pour différents matériaux et géométries (voir [1-4]). La conversion thermophotovoltaïque (TPV), où une cellule photovoltaïque convertit la puissance émise par une source chaude sous forme de rayonnement infrarouge en puissance électrique, est l'une des applications principales du rayonnement thermique en champ proche. Le couplage d'une telle cellule avec un émetteur infrarouge en champ proche promet d'augmenter les performances d'un dispositif TPV. Une preuve expérimentale a été apportée récemment, mais présente cependant un rendement très faible. [5]. Avec pour objectif final de démontrer un effet plus important en utilisant des cellules en antimoniure d'indium (InSb), nous avons réalisé des mesures de la conductance radiative en champ proche entre un émetteur sphérique de taille microscopique et un substrat pour de grandes différences de températures allant jusqu'à 500 K. L'émetteur peut être chauffé jusqu'à 600 °C par une sonde de microscopie thermique à sonde locale (SThM) en silicium dopé.

Dans un premier temps, l'accent a été porté sur les mesures du transfert radiatif en champ proche en étudiant des paramètres importants tels que les matériaux, la température ou encore la géométrie. L'augmentation du transfert radiatif a été mesurée et comparée à l'approximation de proximité (aussi appelée approximation de Derjaguin) pour des distances inférieures à 5 μm et sur une large gamme de températures. La dépendance en température observée en régime de champ proche est très différente de celle connue en champ lointain. L'influence des matériaux a aussi été étudiée en réalisant des mesures avec différents émetteurs (dont la silice et le graphite) et substrats, avec notamment l'InSb. Nous avons confirmé une conductance plus faible pour des configurations de matériaux asymétriques. L'impact de la géométrie a également été observé expérimentalement à l'aide de motifs micrométriques gravés sur un substrat de silice.

Dans un second temps, nous avons étudié les performances de micro-cellules photovoltaïques en InSb spécifiquement conçues et fabriquées pour la conversion TPV en champ proche. Les propriétés de ce matériau sont en bon accord avec le spectre d'émission d'un corps noir à quelques centaines de degrés centigrade, mais les cellules doivent être refroidies pour fonctionner efficacement [6]. Des caractéristiques courant-tension en champ lointain avec un émetteur en SiC chauffé jusqu'à $\sim 1000^\circ\text{C}$ ont démontré le potentiel des cellules photovoltaïques en InSb pour des flux incidents modérés comparés à ceux observés en champ proche. En associant les études réalisées sur le champ proche et le travail de développement des cellules, la dernière étape est la mesure de la puissance électrique photogénérée en fonction de la distance entre l'émetteur et la cellule, dans le but de valider le fonctionnement du dispositif TPV en champ proche.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été soutenu par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) au titre de la subvention n°ANR-16-CE05-0013, et a également bénéficié du soutien partiel du programme "Investissements d'avenir" (EquipEx EXTRA, ANR-11-EQPX-0016) et de la région Occitanie.

RÉFÉRENCES

- [1] Polder *et al.*, *Physical Review B* **4**, (1971) [5] Fiorino *et al.*, *Nature Nanotechnology* **13**, (2018)
[2] Rousseau *et al.*, *Nat. Photonics* **3**, (2009) [6] Vaillon *et al.*, *Optics Express* **27**, (2019)
[3] Kim *et al.*, *Nature* **528**, (2015) [4] Fiorino *et al.*, *Nano Letters* **18**, (2018)

Analyse spectrale résolue en temps de l'émission lumineuse de μ -OLED à électrodes coplanaires en régime d'excitation électrique impulsionnelle nanoseconde

A. Ouirimi^{a,b}, A.C. Chime^{a,b,c,d}, H. Nkwawo^b, M. Chakaroun^{a,b,d}, A.P.A. Fischer^{a,b,d}

a : Université Sorbonne Paris Cité, Université Paris 13, Laboratoire de Physique des Lasers, UMR CNRS 7538, 99 avenue JB. Clément, 93430 Villetaneuse, France.

b : Université Sorbonne Paris Cité, Université Paris 13, Centrale de Proximité en Nanotechnologies de Paris Nord, 99 avenue JB. Clément, 93430 Villetaneuse, France

c : Université de Dschang, Institut Universitaire de Technologie Fotso Victor de Bandjoun, BP 134 Bandjoun, Cameroun,

d : Labex SEAM: Science Engineering and Advanced Materials. Université Sorbonne Paris Cité, 99 avenue JB. Clément, 93430 Villetaneuse, France.

L'essor de l'électronique organique a donné naissance à de nombreux composants optoélectroniques. Parmi ces derniers, le laser organique pompé optiquement a jalonné l'histoire de laser dès son apparition, mais la diode laser organique c'est à dire en pompage électrique n'a pas encore été démontrée. Or, elle présente des avantages par rapport à d'autres lasers comme l'accordabilité sur l'ensemble du spectre visible, la disponibilité presque illimitée des semiconducteurs organiques, et des processus de fabrication simples, rapides et plus respectueux de l'environnement. Les applications potentielles sont nombreuses, en médecine, en recherche, en instrumentation scientifique, en télécommunication, et pour de l'internet des objets.

Parmi les verrous scientifiques qui freinent la réalisation de la diode laser organique, on peut noter premièrement la faible densité de courant qu'acceptent les semi-conducteurs organiques (100-1000mA/cm²) alors que le seuil laser est estimé au-delà de plusieurs kA/cm², et deuxièmement les pertes additionnelles dû à l'accumulation des états triplets qui apparaissent au-delà de la dizaine de nanosecondes et qui renchérisse le seuil laser. Si l'effet laser peut être observée c'est donc dans une fenêtre temporelle inférieure à 10ns et avec des impulsions électriques supérieures à 5kA/cm² pour des OLEDs placée dans des cavités à très haut facteur de qualité offrant un seuil laser parmi les plus bas.

Notre démarche consiste à concevoir et réaliser une OLED placée dans une cavité laser à haut facteur de qualité, et à la soumettre à des impulsions électriques à la fois intenses et ultra-courtes de l'ordre de la nanoseconde. Pour des durées d'impulsions aussi courtes, l'analyse spectrale de l'émission lumineuse impose des mesures résolues temporellement. Or l'état de l'art rapportent des durées d'excitation électriques des OLEDs beaucoup plus courte de 5 μ s [1], de 700ns [2] et de 50ns [3]. Ce n'est que récemment, que notre équipe a obtenu des durées d'impulsions aussi courtes que 10ns [4]. A notre connaissance, il n'existe pas d'étude spectrale d'émission lumineuse d'OLED pour des plages temporelles aussi courtes ni en régime d'excitation électrique. Les rares études spectrales résolue de l'émission lumineuse de matériaux organiques ont concernées la phosphorescence, et la fluorescence retardée activée thermiquement (TFDA) [5-10]. Un seul travail rapporte la réponse spectrale résolue en temps d'OLED excitées à la fois optiquement et électriquement avec des durées d'impulsion de 150ns [3].

La première étape de ce travail consiste à concevoir et réaliser en salle blanche des OLEDs ultrarapides en combinant les techniques microondes et l'optoélectronique organiques. Pour cela l'anode transparente et conductrice est structurée comme électrodes coplanaires (coplanar waveguide), puis métallisé en dehors de la zone active pour améliorer la conduction. Les couches organiques (m-MTDA(35nm)/ NPD(15nm)/ Alq3(30nm)/ TPBi(5nm)/ Alq3(25nm)) et la cathode (LiF(1nm)/Al(120nm)) sont ensuite déposées par sublimation thermique sous vide. Les composants résultants sont soumis à des impulsions électriques de durée comprise entre 2,5ns et 30ns et d'amplitude comprises entre 5V et 50V. Un banc de caractérisation électrique et optique, constitué d'une station sous pointe, d'un générateur d'impulsion nanoseconde, d'un oscilloscope, d'une photodiode à avalanche, d'un spectrophotomètre et d'une camera à balayage de fente, permet de mesurer simultanément le courant dans le composant, l'intensité de l'émission lumineuse ainsi que son spectre instantané. Les premières mesures montrent une émission lumineuse qui présente une décroissance exponentielle de l'ordre de quelques nanosecondes constituant une première mesure directe de la durée de vie d'électroluminescence de l'émetteur organique. Parallèlement, les premiers spectres instantanés de l'émission lumineuse présentent une structure fine qui restent à analyser.

[1] : K. Hayashi et al., « Suppression of roll-off characteristics of organic light-emitting diodes by narrowing current injection/transport area to 50 nm », Applied Physics Letters, vol. 106, no 9, p. 093301, mars 2015.

[2] : N. C. Giebink et S. R. Forrest, « Temporal response of optically pumped organic semiconductor lasers and its implication for reaching threshold under electrical excitation », Phys. Rev. B, vol. 79, no 7, p. 073302, févr. 2009.

[3] : D. Kasemann et al., « Organic light-emitting diodes under high currents explored by transient electroluminescence on the nanosecond scale », Phys. Rev. B, vol. 84, no 11, p. 115208, 2011.

[4] : L. Zeng et al., « Electrical and Optical Impulse Response of High-Speed Micro-OLEDs Under UltraShort Pulse Excitation », IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 64, no 7, p. 2942-2948, juill. 2017.

[5] :D. F. O'Brien et al., «Improved energy transfer in electrophosphorescent devices», Applied Physics Letters 74, 442 (1999);

[6] : Brian W.D'Andrade et al., «Efficient Organic Electrophosphorescent White-Light-Emitting Device with a Triple Doped Emissive Layer», Adv.Mater 2004,16,7

[7] : Hisahiro Sasabe et al., «3,3'-Bicarbazole-Based Host Materials for High-Efficiency Blue Phosphorescent OLEDs with Extremely Low Driving Voltage», Adv. Mater. 2012, 24, 3212– 3217

[8] : Yuki Seino et al., «High-Performance Blue Phosphorescent OLEDs Using Energy Transfer from Exciplex», Adv. Mater. 2014, 26, 1612– 1616

[9] : Ayataka Endo et al., «Thermally Activated Delayed Fluorescence from Sn4-Porphyrin Complexes and Their Application to Organic Light-Emitting Diodes — A Novel Mechanism for Electroluminescence», Adv. Mater. 2009, 21, 4802–4806

[10] :Kenichi Goushi et al., «Organic lightemitting diodes employing efficient reverse intersystem crossing for triplet-to-singlet state conversion», NATURE PHOTONICS, 6, 2012

Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique (JNRDM)

Nom et prénom : Faten Ben Chaabane

Laboratoire : Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies (C2N), Palaiseau

Email : faten.ben-chaabane@u-psud.fr

Résumé :

Les sources d'éclairage et de signalisation automobiles ne cessent d'évoluer dans le but de créer de nouvelles applications de plus en plus complexes comme l'éclairage adaptatif et les systèmes holographiques pour la signalisation automobile. Mon objectif est d'explorer une nouvelle source de lumière avec les caractéristiques nécessaires pour ces applications automobiles (source compacte de lumière cohérente en éléments de matrices et adaptable à la grande surface).

L'objectif principal de ma thèse est de concevoir une OLED superradiante dans le visible. Ceci est un vrai défi d'un point de vue scientifique car la superradiance a été rarement observée dans le visible et n'a jamais été exploitée dans le cadre d'un dispositif. En effet, la lumière superradiante est une lumière cohérente émise d'une manière synchronisée par un ensemble de molécules fluorescentes. L'idée est de réaliser une double synchronisation (locale et à grande échelle) des émetteurs par le biais de nanoantennes optiques au sein des OLEDs pour les rendre superradiantes et adaptables à la grande surface. Pour étudier la synchronisation locale des molécules fluorescentes, j'ai créé un modèle numérique avec le logiciel d'éléments finis ComsolMultiphysics pour une structure de molécules organiques en contact de nanoparticules métalliques. Ce modèle prouve la présence d'un mode superradiant dans cette structure. Grâce à ce modèle, l'origine du mode superradiant est expliquée par le comportement collectif des molécules organiques qui agissent comme un plasma à la transition moléculaire.

Cet outil de modélisation numérique me servira à la fois à prédire et à décrire le comportement physique de mes structures OLEDs et ainsi de distinguer les structures superradiantes avant de passer à l'étape de fabrication.

Mots-clés :

OLEDs, superradiance, plasmonique, nanophotonique, électroluminescence, photoluminescence, antennes, comportement collectif, synchronisation, plasma

Nonlinear photocurrent and photoconductivity response induced by intense THz radiation in HgTe-based QW structures

S. Gebert¹, S. Hubmann¹, G. V. Budkin², A. P. Dmitriev², V. V. Bel'kov², E. L. Ivchenko²,
S. Baumann¹, M. Otteneder¹, D. A. Kozlov³, N. N. Mikhailov³,
S. A. Dvoretzky³, Z. D. Kvon³, and S. D. Ganichev¹

¹Terahertz Center, University of Regensburg, 93040 Regensburg, Germany

²Ioffe Institute, 194021 St. Petersburg, Russia

³Rzhanov Institute of Semiconductor Physics, 630090 Novosibirsk, Russia

E-mail: sebastian.gebert@umontpellier.fr

Abstract—We report on the study of photocurrent and photoconductivity response in HgTe based quantum well (QW) structures. Inspired by Ref. [7] we investigated HgTe/HgCdTe based quantum wells with a thickness of 5.7 nm, which were proposed as a suitable system for Floquet topological insulators (FTIs). Analysing the intensity dependence of the measured signals, indeed a highly non-linear behaviour was observed. Further investigation however revealed, that the nonlinear behavior does not stem from an arising topological phase but is caused by the band-to-band light impact ionization for photon energies being much smaller than the forbidden gap.

I. INTRODUCTION

Lately a novel state of matter, the topological insulator (TI), has attracted growing attention. It is characterized by an energy gap in the bulk, like a normal insulator, but features gapless conducting states at the boundary. After the theoretical prediction [1] [2] they were first realized by König *et al.* [3] in mercury tellurium (HgTe) based quantum wells.

The huge interest in this novel state of matter stems from its unique properties. In 2D topological insulators one dimensional edge states -closely related to the quantum Hall effect (QHE)- arise without the need of an external magnetic field. In contrast to the QHE, the edge states of 2D topological insulators exhibit spin-momentum locking. This means that the spin is locked to its momentum in a way that electrons with opposite spin orientation propagate in opposite directions along the edges. Together with the topological protection this results in a prohibition of elastic electron backscattering at non-magnetic impurities and hence dissipationless transport by edge channels [4].

With semiconductor devices becoming smaller and dissipation turning more and more into a problem the edge channels of topological insulators may prove valuable for applications in integrated circuit technology [2]. Although TIs show outstanding properties, controlling the topological phase is still rather difficult. Despite a recently demonstrated phase transition induced by temperature [5] or hydrostatic pressure [6], it usually requires changing material or structural

properties. A different interesting approach was proposed by Lindner *et al.* [7]. They suggested that a normally topological trivial system can exhibit topological phases when driven out of equilibrium by a time periodic perturbation. Such a perturbation can for example be realized by irradiating the material with a laser in the terahertz (THz) frequency range, which constitutes a novel optical approach in controlling the topological phase. In analogy with the used Floquet theorem, these non-equilibrium topological insulators are denoted Floquet topological insulators (FTI) [7].

It was already demonstrated, that illuminating a topological insulator with THz radiation results in a unique current response due to the helical nature of the surface states [8]. In FTIs the topological phase should only appear after reaching the required intensity and then show a similar photocurrent response as a TI. Therefore, the signal at low intensities should behave like in an ordinary insulator while at high intensities, exceeding the intensity threshold for FTIs, it should show the characteristics already demonstrated in TIs.

II. SAMPLES AND METHODES

To verify the idea of Ref. [7] we investigated HgTe/HgCdTe QWs with a thickness of 5.7 nm, yielding a non-inverted parabolic energy spectrum. The samples were grown by molecular beam epitaxy on a (013)-oriented GaAs substrate. We used samples in van der Pauw geometry with a size of 5x5 mm². To measure the photoresponse, six Ohmic contacts, four at the corners and two at the middle of opposite edges, have been fabricated. For optical excitation we used a high-power pulsed molecular laser optically pumped by a tunable CO₂ laser. By using CH₃F, D₂O and NH₃ as active medium we obtained 0.6, 0.77 and 1.07 THz as operating frequencies with peak intensities of 60, 80 and 200 kW/cm², respectively. To change the initially linear polarized radiation we used a crystal quartz quarter-wave plate. The pulse intensity was modulated by calibrated attenuators or crossed polarizers and focused by a parabolic mirror to a spot diameter of 2.5 mm.

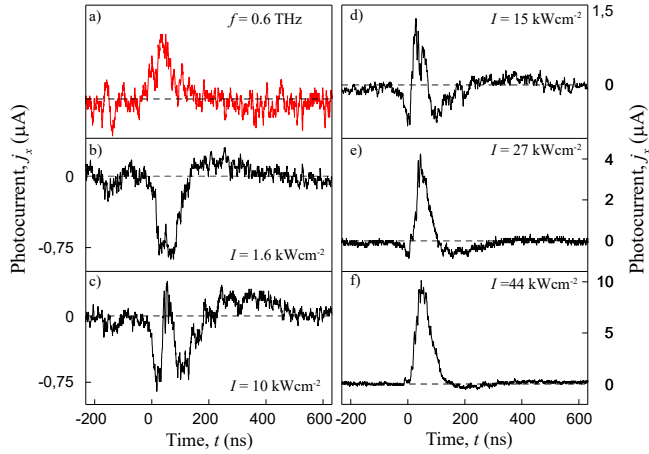


Fig. 1. Temporal profile of the photocurrent signal for different intensities. a) Profile of the laser pulse measured with a reference detector. b)-f) Photocurrent response over time for rising intensities. The photocurrent was excited with circularly polarized light at a frequency of 0.6 THz. For low intensities the photocurrent nearly follows the pulse shape with a negative amplitude. At higher intensities a contribution with opposite sign appears, which causes an inversion of the photocurrent at approximately 10 kW/cm^2 . At high intensities the signal is nearly completely dominated by the positive contribution while the negative part becomes imperceptible.

This allows individually illuminating center or edges of the sample. The photocurrent signal was measured as a voltage drop over load resistors in unbiased samples, amplified by a voltage amplifier and detected by a broad-band oscilloscope. The photoconductivity signal was obtained by applying a bias voltage and subtracting the signals detected for positive and negative polarities of the bias. The nonlinear behavior has been studied in the temperature range from 4.2K to 90K using a optical cold finger cryostat or a optical temperature regulated continuous flow cryostat.

III. RESULTS

The photocurrent response excited by circularly polarized light as a function of time is shown in Fig. 1b)-f) for different intensities. For comparisons a reference pulse is displayed in Fig. 1a). At low intensities (Fig. 1b) the signal pulse is negative for any moment in time and its temporal shape repeats that of the reference laser pulse. This changes for higher intensities. The signal displayed in Fig. 1c) first shows an increase of the negative signal amplitude, which rapidly drops to zero at the maximum of the excitation pulse ($t = t_{\text{max}}$), then rises again and finally vanishes following the excitation pulse. On further increasing the intensity, the photosignal changes its sign and becomes positive at the maximum of the excitation pulse. At even higher intensities the positive part of the signal pulse dominates the photoresponse, Fig. 1d)-f).

The complicated temporal structure of the signal can be understood assuming that it emerges simply due to the change of sign of the photocurrent as a function of radiation intensity. On this assumption, at the rising edge of the laser

pulse the intensity increase upon time causes the dynamic inversion of the photoresponse, whereas at the falling pulse edge the intensity decreases and the signal dynamic mirrors. Consequently, the peak of the photocurrent occurs at the time t_{max} of the laser intensity maximum.

We show further analysis of the complex photocurrent response (shown in Fig. 1) as well as complementary photoconductivity measurements (not shown) and present a theory explaining the underlying mechanism.

REFERENCES

- [1] B. A. Bernevig, T. L. Hughes, and S. C. Zhang, “Quantum Spin Hall Effect and Topological Phase Transition in HgTe Quantum Wells”, *Science* **314**, 5806 (2006)
- [2] C. L. Kane and E. J. Mele, “Quantum Spin Hall Effect in Graphene”, *Physical Review Letters* **95**, 226801 (2005)
- [3] M. König et al. “Quantum Spin Hall Insulator State in HgTe Quantum Wells”, *Science* **318**, 5851 (2007)
- [4] Xiao-Liang Qi and Shou-Cheng Zhang, “The quantum spin Hall effect and topological insulators”, *Physics Today* **63**, 1,33 (2010)
- [5] S. S. Krishtopenko et al. “Pressure- and temperature-driven phase transitions in HgTe quantum wells” *Phys. Rev. B* **94**, 245402 (2016)
- [6] A. M. Kadykov et al. “Temperature-Induced Topological Phase Transition in HgTe Quantum Wells”, *Phys. Rev. Lett.* **120**, 086401 (2018)
- [7] N.I.H. Lindner, G. Refael, and V. Galitski. “Floquet topological insulator in semiconductor quantum wells”, *Nature Physics* volume 7, pages 490–495 (2011)
- [8] K.-M. Dantscher et al. “Photogalvanic probing of helical edge channels in two-dimensional HgTe topological insulators”, *Phys. Rev. B* **95**, 201103 (2017)

A scalable model for the breakdown voltage and junction capacitance

In Single-Photon Avalanche Diodes

Yassine OUSSAITI ^a, Denis RIDEAU ^b, Marco PALA ^a, Alexandre LOPEZ ^b, Christel BUJ ^b, Philippe DOLLFUS^a

^a Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies (C2N) – 91120 Palaiseau, France

^b STMicroelectronics – 38920 Crolles, France

Abstract – We extract and compare the breakdown voltage and junction capacitance from a SPAD architecture, through the resolution of coupled Poisson and continuity equations in both two-dimensional planar and circular (including radial terms) configurations. In a second step, we establish the ratio between results and compare with associated three-dimensional simulations. Then, we discuss the role of the device size in initiating avalanche breakdown. Finally, we propose to implement a scalable model able to predict capacitance and current based on relatively CPU efficient 2D simulations.

I. CONTEXT

Single-Photon Avalanche Diodes (SPAD) are reverse-biased p-n junctions that operate at a voltage V_A below the Breakdown voltage V_B . When the SPAD reaches this threshold value V_B , the electric field becomes strong enough that an injected carrier may trigger an avalanche through impact ionization mechanisms. Consequently, the current rises swiftly and it has to be quenched using an external circuit so that the device can detect a new photon. Nowadays, SPADs are widely used in many applications (automotive, imaging...etc) taking advantages of the benefits such as their higher quantum efficiency, miniature size and insensitiveness to magnetic fields. TCAD (*Technology Computer Aided-Design*) solvers based on Drift-Diffusion model often consider -in calculating the device electrical properties- a 2D cut across the device to reduce simulation times, much lower in comparison with 3D. For that purpose, we demonstrate in this paper that the breakdown voltage and the junction capacitance current do not change a lot when performing in 2D cross section, by adding a fit parameter in device area size and then, the validity of this approach.

II. METHODOLOGY

Modeling the device transport consists in using transient simulations within *Poisson* Drift-Diffusion Model [2]. The computed charge density is proportional to the current in the device, allowing to calculate the associated capacitance:

$$I = d_t Q = d_t C \cdot V = (d_t V) \cdot C$$

The objective of this work is to define a scalable model to

determine these *FoMs* and to discuss their validity.

III. EXPERIMENT

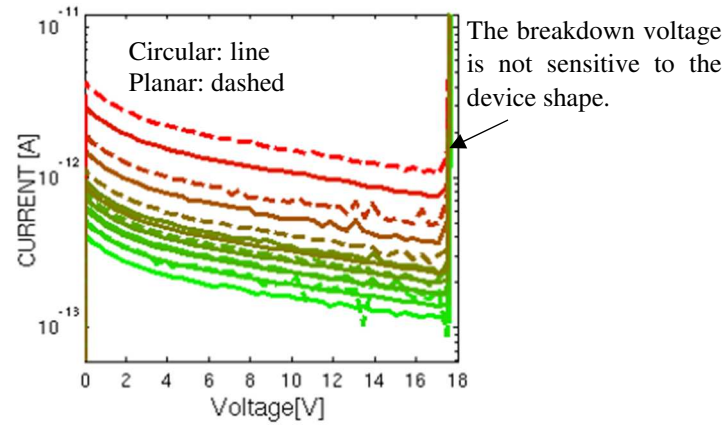


FIG.1. SPAD I-V curve in 2D Planar vs. Circular simulation. Colors refer to different device diameters.

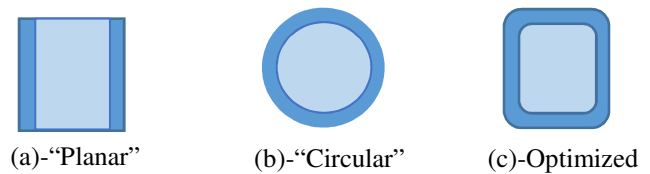


FIG.2: template layouts.

SPAD devices have to be optimized in term of fill factor, which is maximized in a “Planar” device. However, they can suffer edge breakdown, which is not the case with circular devices. A tradeoff between edge breakdown and fill factor can be found as show in (c).

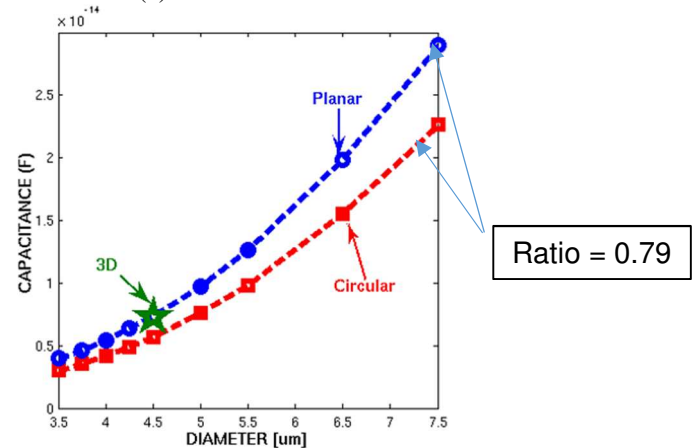


FIG.3. SPAD junction capacitance variation in response to device diameter in 2D Planar and circular vs. 3D simulation.

IV. CONCLUSION

We show that among series of 2-dimensional simulations, we have this scalable model able to predict 3-dimensional behavior of SPADs with arbitrary layouts.

V. REFERENCES

- [1] W. J. Kindt, “Geiger Mode Avalanche Photodiode Arrays” Delft University Press, P.O. Box 98, 1993.
- [2] Synopsys, *Inc.* Version O-2018.06, June 2018.

Upscaling photo-mixing THz power driven by a dual-transverse-modes laser

A. Abbes^{*1}, S. Blin¹, B. Chomet¹, R. Paquet¹, M. Myara¹, L. Le Gratiet², G. Beaudoin², I. Sagnes² and A. Garnache¹

¹) IES, Univ Montpellier, UMR CNRS 5214, Montpellier, FR
*alaeddine.abbes@umontpellier.fr

²) Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies, CNRS, Univ. Paris-Sud,
Université Paris-Saclay, C2N – Marcoussis, 91460 Marcoussis, FR

Coherent, tunable and compact continuous-wave Terahertz (THz) sources are required for many applications, such as bio-medical sensing and imaging, communications, or security. A large variety of solutions exists for THz emission, from optics to electronics, but existing solutions are often cumbersome or limited in terms of output power, tunability and/or modulation bandwidth. Photo-mixing techniques offer precious advantages such as wideband tunability and high-modulation bandwidth at room temperature. A straightforward solution consists in exciting a photo-mixer with two lasers emitting at different frequencies to generate a THz beat note. Vertical-external-Cavity Surface-Emitting Lasers (VeCSEL) are very promising solutions for dual-frequency lasers as they are inherently compact, wavelength flexible, widely tunable, powerful and highly coherent (spectrally, spatially and in terms of polarization) along with a class-A dynamics regime [1]. THz performances in terms of tunability (50-700 GHz), coherence (150-kHz for 3-ms acquisition time), and power (1 μ W at 260 GHz) was achieved using a uni-travelling-carrier photodiode (UTC-PD) for photomixing [2].

We will present the state of the art and the perspectives of THz emission driven by a dual-frequency laser that operates simultaneously on two transverse modes around 1064 nm. We propose to take advantage of the transverse beam structure at the laser output for upscaling photo-mixing THz power using spatial multiplexing of the photo-mixers and/or plasmonic antenna photo-mixers [3] that could improve significantly the possible THz output power.

References

- [1] A. Laurain et al., “Multiwattpower highly-coherent compact single-frequency tunable vertical-external-cavity-surface-emitting-semiconductor-laser”, *Optics Express*, 18(14), pp. 627636, 2010.
- [2] S. Blin et al., “Coherent and tunable THz emission driven by an integrated III-V semiconductor laser”, *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 23(4), pp. 111, 2017.
- [3] C. W. Berry et al., “Significant performance enhancement in photoconductive terahertz optoelectronics by incorporating plasmonic contact electrodes”, *Nature Communications*, 4, p. 1622, 2013.

Instrumentation & capteurs

Performance of MOX gas sensors obtained by mixing p-type and n-type metal oxides for reliable indoor air quality monitoring

Ayemen SENDI^{1*}, Philippe MENINI¹, Myrtil KHAN², Katia FAJERWERG² and Pierre FAU²

¹ LAAS-CNRS, University of Toulouse, CNRS, Toulouse, France; menini@laas.fr (Ph.M).

² LCC-CNRS, University of Toulouse, CNRS, Toulouse, France; myrtil.kahn@lcc-toulouse (M.K); katia.fajerwerg@lcc-toulouse.fr (K.F); pierre.fau@lcc-toulouse.fr (P.F).

* Correspondence: ayemen.sendi@laas.fr; Tel.: +33.056.133.7985

Abstract

In this work, we study the effect of n-p heterojunctions in metal oxides (MOX) gas sensors, and particularly on their gas sensitivity and relative humidity dependence for indoor air quality applications. This effect depends on the relative proportion of MOX in the mixture. This study was achieved in order to build a MOX gas sensor that overcomes the effects of humidity variations and to improve the overall sensitivity of MOS gas sensors.

Introduction

Indoor air quality is major health concern in our societies but European recommendations (directive 2008/50/EC) will be still difficult to fulfill without the help of simple and efficient air quality monitoring systems. MOX gas sensors have proven their interest for the air quality monitoring in open air or indoor areas [1]. The main drawback of these sensors concerns their stability over time and lack of selectivity among mixtures of gases as well as in variable humidity environment. While a great attention has been focused on n-type semiconducting oxides, few studies have been devoted to the p-type gas sensors. Among p-type oxide semiconductors, single phase, or CuO as part of heterojunction sensors, have demonstrated considerable potential for detection of gases such C₂H₅OH, NO₂, H₂S, H₂, CO and NH₃ [2]. Some of these sensors exhibited interesting selectivity properties towards investigated gases.

Description of the New Method

In order to increase the sensitivity and the selectivity of semi-conducting gas sensors, SnO₂, WO₃, CuO and ZnO nanopowders of this study have been synthesized by a metalorganic approach and mixed in binary or ternary blends in order to prepare efficient sensitive layers integrated on silicon

substrates. The mixture of n-type and p-type metal oxides have been used to modify the response gas sensor [3], but there is still a lack of knowledge about the role of n-p heterojunction to overcome the effect of the hygrometry changes. In this work, the optimum blending of different metal oxides (n-type and p-type) is achieved by mixing and grinding the nanoparticles previously suspended in an organic solvent. Then the mixed metal oxides have been prepared in the form of a screen-printing paste in order to facilitate their deposition on silicon micro hotplates [4] (Fig.1 and Fig.2). Gas sensors have been realized with nanostructured SnO₂ (Fig.3) and a blend (Fig.4) composed by 75% in volume of CuO and 25% of ZnO (Table 1).

With an experimental set-up, we applied a gas injection protocol (Fig.5). All injections with the reactive gas concentrations are summarized in Table 2. Another preparation mixture was set up where WO₃ particles (Fig.6) mixed with various amounts of nanosized SnO₂ or CuO were used. The performances (sensitivity, stability) of the gas sensors are presented and compared with simple MOX sensors.

Experimental Results

In Fig.7, we present the result of SnO₂. The sensor sensitivity decreases in dry air, and the resistance baseline is different between dry and humid air. This suggests that the humidity influence is prominent for a single metal oxide composition as SnO₂.

In Fig.8, we show the effect of mixing 25% mass of SnO₂ with 75% mass of a binary CuO/ZnO blend. The sensor response sensitivity is lowered in dry and humid air but the baseline has only slightly changed.

In Fig.9 we present the result of the ternary mixture made of SnO₂ (50%) and CuO/ZnO (50%). The resistance baseline remains unchanged between dry and humid air conditions, so that it overcomes the effect of humidity, and thus improves the gas sensitivity in humid air conditions (30% RH).

The interest of p-n junctions in gas sensing sensitivity and humidity variation for indoor air quality are discussed and justified.

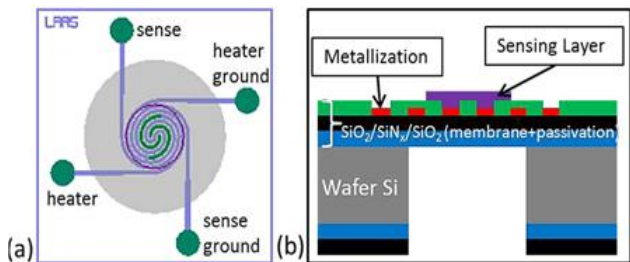


Figure 1: Micro-hotplate gas sensor: (a) Top view, (b) Cross sectional view

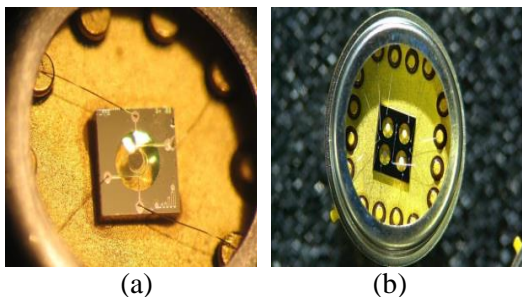


Figure 2: Micro-chip gas sensor: (a) Single Sensor, (b) Multi Sensors

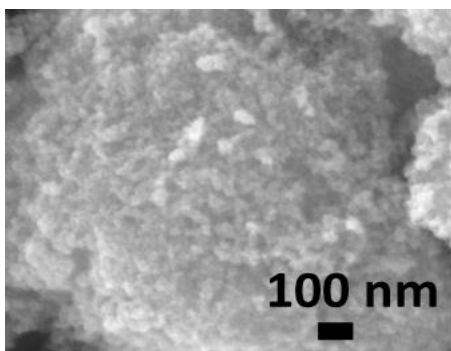


Figure 3: SEM image of nanosized SnO₂ sensitive layer - 100nm

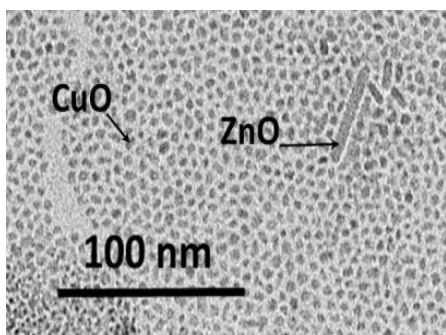


Figure 4: TEM image of CuO 75%/ZnO 25% blend - 100nm

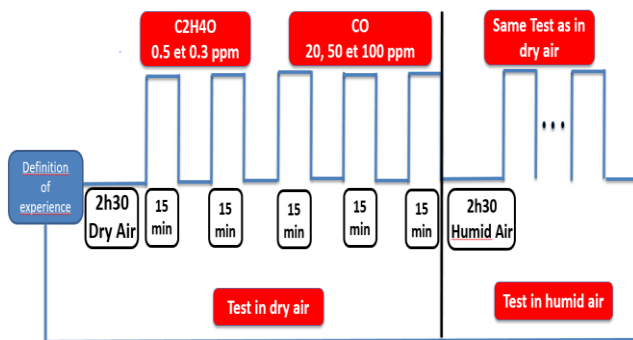


Figure 5: Synoptic representative of gas injections and their concentrations in dry and humid air.

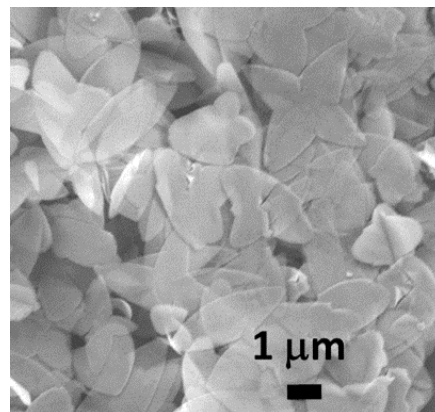


Figure 6: SEM image of WO₃ sensitive layer

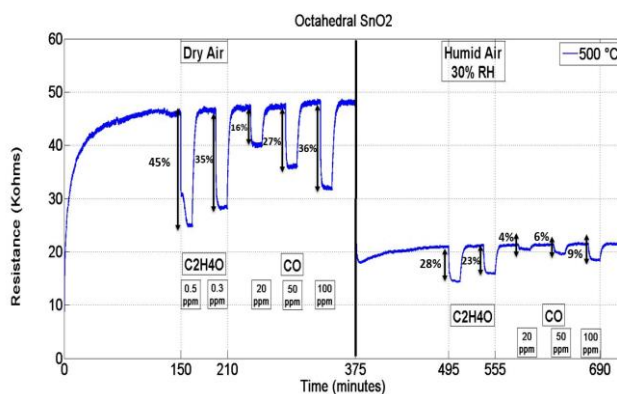


Figure 7: Responses of gas sensor at 500°C for the SnO₂ in dry and humid air.

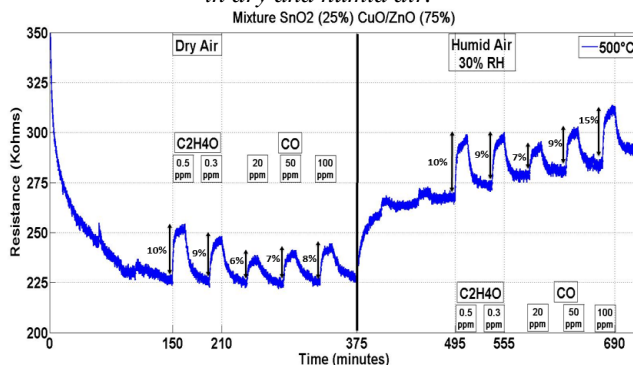


Figure 8: Responses of gas sensor at 500°C for the ternary mixture 25% SnO₂ and 75% of CuO/ZnO in dry and humid air.

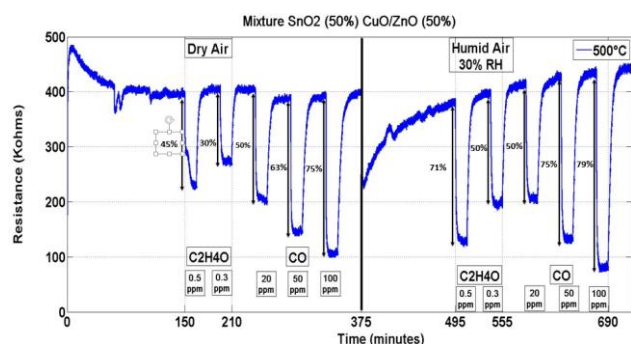


Figure 9: Responses of gas sensor at 500°C for the ternary mixture 50% SnO₂ and 50% of CuO/ZnO in dry and humid air.

Table 1: The different sensors and their composition

Sensors	Type	MOX Blend (% masse)
Sensor 1	Single	SnO ₂ 100%
Sensor 2	Ternary mixture	25% SnO ₂ and 75% of CuO/ZnO
Sensor 3	Ternary mixture	50% SnO ₂ and 50% of CuO/ZnO

Table 2: Injected gas concentrations

Gas	Concentrations
Acetaldehyde	500 ppb
	300 ppb
Carbon Monoxide	20 ppm
	50 ppm
	100 ppm

References

1. Jońca, J.; Ryzhikov, A.; Palussière, S.; Esvan, J.; Fajerweg, K.; Menini, P.; Kahn, M.L.; Fau, P. *Chem. Phys. Chem.* "Organometallic Synthesis of CuO Nanoparticles: Application in Low-Temperature CO Detection", **2017**, *18*, 2658–2665.
2. Y. Chen; Z. Shen; Q. Jia; J. Zhao; Z. Zhao; H. Ji. *RSC Adv.* "A CuO–ZnO nanostructured p–n junction sensor for enhanced N-butanol detection", (**2016**), *6*, 2504
3. A. Sendi, P. Menini, M. Kahn, K. Fajerweg, P. Fau. "Effect of Nanostructured octahedral SnO₂ added with a binary mixture P-type and N-type metal oxide on CO detection". In *Proceedings of the 32th Eurosensors Conference, Eurosensors 2018, Graz, Autrich, September 9-12, 2018*; *2*, 986.
4. Dufour, N.; Chapelle, A.; Mesnilgrete, F.; Conedera, V.; Menini, P. "Technological improvements of a metal oxide gas multi-sensor based on a micro-hotplate structure and inkjet deposition for an automotive air quality sensor application". In *Proceedings of the 25th Micromechanics and Microsystems Europe*

Workshop, MME 2014, Istanbul, Turkey, August 31- September 3, **2014**; 4p.

Virtual prototyping and automated lab-on-chip and biosensor simulator for first step design

Alexi BONAMENT, Morgan MADEC, Abir REZGUI, Christophe LALLEMENT

Laboratoire des Sciences de l'Ingénieur et de l'Imagerie (Icube) UMR 7357, Equipe SMH, 300 boulevard Sébastien Brant Illkirch Graffenstaden 67412 FRANCE

Résumé :

Les laboratoires sur puces sont devenus ces dernières années un domaine de recherche important, situé à l'interface entre les sciences de l'ingénieur et les biotechnologies. Le laboratoire sur puce comprend principalement quatre parties : la partie biochimique, qui regroupe toutes les réactions chimiques entre les différentes biomolécules, un circuit microfluidique permettant le transport des différents réactifs et produits dans les chambres de réaction ou de détection, des capteurs permettant la conversion des quantités biochimiques en quantités électriques et un circuit électronique pour piloter, traiter et conditionner les signaux. Leur domaine d'application est très vaste, incluant l'industrie pharmaceutique[1], les thérapies innovantes[2], les méthodes de diagnostic rapide[3], les méthodes de détection des polluants, etc. Toutefois, des limites technologiques restreignent leur développement industriel. Elles sont de deux types :

- L'absence de technologies de fabrication standard, fiables et reproductibles.
- La complexité inhérente de leur conception, mêlant différents domaines tels que la biologie, la microfluidique et l'électronique.

Pour répondre au dernier point, plusieurs études en cours rapportées dans la littérature ont conduit au développement d'outils de CAO dédiés à cette technologie. Les travaux présentés portent principalement sur la modélisation et la simulation de circuits microfluidiques à l'aide d'équations de type Kirchhoff, qui peuvent ensuite être mises en œuvre sur un simulateur électronique [4]. Or, dans les dispositifs de laboratoire sur puce, la zone d'analyse est un élément essentiel du développement. Pour tenir compte au mieux de ces éléments, nous avons développé un environnement de prototypage virtuel complet d'un laboratoire sur puce. Pour les canaux, les équations microfluidiques sont résolues en utilisant des schémas et des analogies entre l'électronique et la mécanique des fluides. Pour les parties sensibles où la géométrie joue un rôle capital, nous résolvons les équations de Navier-Stokes en statique puis utilisons les résultats dans un modèle de réaction-diffusion-convection dans la chambre de réaction. Ce modèle est composé d'équations aux dérivées partielles résolues par une méthode différences finies[5]. Le simulateur utilisé est SPICE. De plus, des scripts Python ont été développés pour faire le lien entre les différents outils. Notre approche a été validée par comparaison à des résultats de simulation réalisés sous COMSOL pour quelques cas d'étude.

Références:

- [1] S. Krishnamoorthy, A. A. Iliadis, T. Bei, and G. P. Chrousos, "An interleukin-6 ZnO/SiO₂/Si surface acoustic wave biosensor," *Biosens. Bioelectron.*, vol. 24, no. 2, pp. 313–318, 2008.
- [2] J. Lee, M. Morita, K. Takemura, and E. Y. Park, "A multi-functional gold/iron-oxide nanoparticle-CNT hybrid nanomaterial as virus DNA sensing platform," *Biosens. Bioelectron.*, vol. 102, no. November 2017, pp. 425–431, 2018.
- [3] L. Cui, M. Lu, Y. Li, B. Tang, and C. yang Zhang, "A reusable ratiometric electrochemical biosensor on the basis of the binding of methylene blue to DNA with alternating AT base sequence for sensitive detection of adenosine," *Biosens. Bioelectron.*, vol. 102, no. November 2017, pp. 87–93, 2018.
- [4] K. W. Oh, K. Lee, B. Ahn, and E. P. Furlani, "Design of pressure-driven microfluidic networks using electric circuit analogy," *Lab Chip*, vol. 12, no. 3, pp. 515–545, 2012.
- [5] M. Madec, L. Hébrard, J.-B. Kammerer, A. Bonament, E. Rosati, and C. Lallement, "Multiphysics Simulation of Biosensors Involving 3D Biological Reaction-Diffusion Phenomena in a Standard Circuit EDA Environment," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. PP, pp. 1–10, 2019.

Conception d'une sonde pour la RMN portable

Duc-Vinh Nguyen¹, Lucas Werling¹, Norbert Dumas¹, Wilfried Uhring¹, Latifa Fakri-Bouchet², Luc Hebrard¹

¹Laboratoire ICube, Université de Strasbourg / CNRS –UMR 7357, 23 rue du Loess, 67037 Strasbourg

²University Claude Bernard-Lyon 1 / CNRS - Institut des Sciences Analytiques (ISA) -UMR 5280, 5 rue de la Doua, Villeurbanne –France

dv.nguyen@unistra.fr

Résumé :

La résonance magnétique nucléaire est une méthode très puissante pour réaliser des analyses de composés chimiques dans différents milieux. Depuis sa découverte il y a plus de 60 ans de nombreuses applications ont vu le jour et ont participé à l'avancé du domaine médical et bio-chimique.[1] L'objet de ce travail, la RMN portable, est une technologie prometteuse, car elle permettra des analyses sur le terrain à moindre coût et sans avoir besoin d'un matériel conséquent, contrairement à la RMN classique utilisant des aimants supra conducteurs in-déplaçables sans manutention conséquente. Le prototype de sonde RMN créé aura pour but de nous aider à appréhender cette technologie et à développer de futures applications, comme la détection de polluants.

Nous avons mis en place plusieurs modules aillant des fonctions spécifiques pour obtenir un signal RMN issue d'une solution s'écoulant dans un « lab on chip » et contenant des polluants. L'antenne résonante, constituée d'une bobine inductive, permet de capter le signal issu de l'échantillon à observer. L'antenne réalisée s'appuie sur plusieurs travaux pour obtenir un facteur de qualité intéressant pour le volume étudié (~5mm²) [2, 3]. Celle-ci est suivie du « Low Noise Amplifier », un préamplificateur bas bruit, qui a pour but d'amplifier le signal issu de la bobine en minimisant l'ajout de parasites qui viendraient perturber la mesure [4]. Un mélangeur de fréquence se charge alors de translater vers les basses fréquences le signal utile qui sera ensuite aisément amplifié et filtré par un amplificateur à sortie unipolaire afin de s'adapter aux systèmes conventionnels de traitement du signal RMN. La sonde sera placée dans un aimant de type « Hallbach » que nous avons aussi conçu (figure 1-a). Celui-ci permet de générer un champ magnétique statique de 680mT dans le volume utile (~5mm²). Pour l'instant, le premier prototype de chaîne instrumentale est développé avec des composants discrets. Une version intégrée en technologie CMOS 0.35µm sera ensuite développée.



Fig. 1-a : Aimant

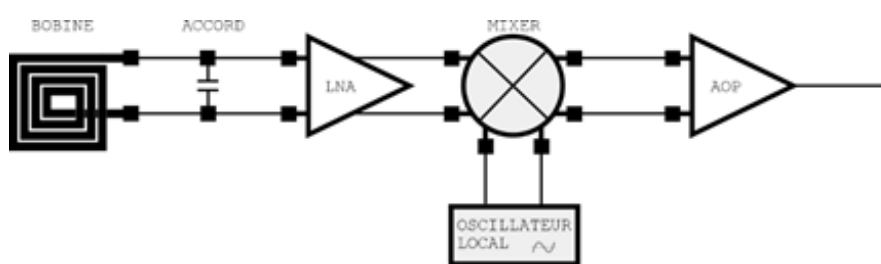


Fig. 1-b : Chaîne de réception du signal RMN

Références :

- [1] NMR in Biomedicine, John Wiley & Sons Ltd
- [2] N. Baxan, and al. , Limit of detection of cerebral metabolites by localized NMR spectroscopy using microcoils, Elsevier, C. R. Chimie 11 (2008) 448-456.
- [3] J. T. Rosillo, Contribution à l'amélioration de la sensibilité d'un micro récepteur RMN implantable. PhD Thesis, Université Claude Bernard Lyon.
- [4] J. Anders and G. Boreo « A low noise cmos receiver frontend for mri », in Biomedical Circuits and Systems Conference, 2008 BioCAS 2008, IEEE, pp.165-168.

Préamplificateur RF en technologie SiGe BiCMOS pour sonde RMN sous 7T

L. Werling¹, D. V. Nguyen¹, N. Dumas¹, W. Uhring¹, L. Bouchet², Y. Wadghiri³, Luc Hébrard¹

¹Laboratoire ICube, Université de Strasbourg/CNRS – UMR 7357, 23 rue du Loess, 67037 Strasbourg - FR

²Institut des Sciences Analytiques (ISA), Université Claude Bernard Lyon 1/CNRS – UMR 5280 5, rue de la Doua – Villeurbanne - FR

³NYU School of Medicine, 660 1st Ave, New-York, NY 10016 - NY

lucas.werling@unistra.fr

Résumé :

Afin de s'adapter aux besoins actuels de l'imagerie médicale et pour une meilleure compréhension des maladies, une précision toujours plus importante de mesure est demandée. La résonance magnétique nucléaire offre une méthode d'analyse des composés chimiques in vivo non destructive et est donc un outil de choix pour les médecins et les chercheurs [1]. Actuellement les forts champs magnétiques disponibles au sein des IRM permettent à ce procédé de travailler sur des échantillons de 10 à 30mm³. Cependant afin d'obtenir une précision plus grande il faut pouvoir étudier l'évolution dans le temps de ce même échantillon, et dans le meilleur des cas, pouvoir se focaliser sur des échantillons plus petits, de l'ordre du mm³. Nous travaillons actuellement sur un système de micro-sonde aiguille implantable in-vivo, dans le cerveau d'une souris, et qui permettra de faire la mesure au plus près de l'échantillon pour résoudre les problèmes évoqués ci-dessus.

La micro-bobine est réalisée au sein de l'équipe de l'Institut des Sciences Analytiques de Lyon [1], quant à la chaîne de conditionnement elle est réalisée au sein du laboratoire ICube. Un prototype de cette chaîne, réalisé en technologie SiGe 0.35µm, se compose d'un circuit résonnant suivi d'un amplificateur bas bruit et à fort gain utilisant les avantages des transistors bipolaires. Ces caractéristiques sont primordiales afin de minimiser le bruit et obtenir un signal exploitable par le spectromètre sur lequel est connectée la chaîne [2,3]. Ci-dessous est présentée l'architecture du préamplificateur utilisant des transistors bipolaires SiGe aux endroits où il nécessaire d'avoir une très forte transconductance et de faibles capacités parasites. La paire différentielle d'entrée du préamplificateur sur laquelle sera connectée la bobine de mesure reste en MOS car la structure résonante en entrée doit être sous haute impédance. Le layout du préamplificateur est aussi montré sur la figure 1.

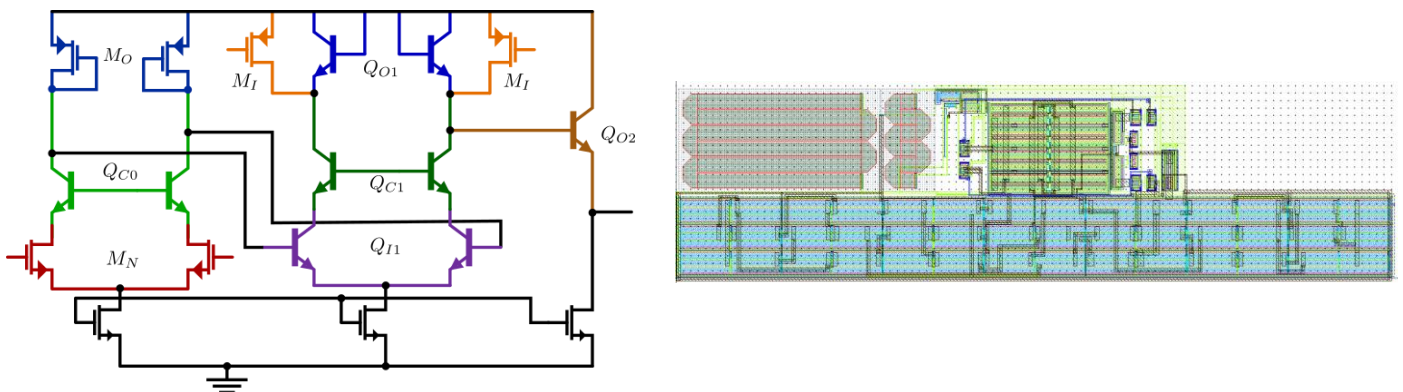


Figure 1 : Schéma et layout du préamplificateur en technologie SiGe

Références :

- [1] J. T. Rosillo, Contribution à l'amélioration de la sensibilité d'un micro-récepteur RMN implantable. PhD thesis, Université Claude Bernard-Lyon I, 2014.
- [2] J. Anders, J. Handwerker, M. Ortmanns, and G. Boero, "A fully-integrated detector for NMR microscopy in 0.13 µm CMOS", IEEE Asian SSC Conference, 2013, pp. 437-440
- [3] J. Anders and G. Boero, "A low-noise cmos receiver frontend for mri," in Biomedical Circuits and Systems Conference, 2008. BioCAS 2008. IEEE, pp.165–168, IEEE, 2008.

Remerciements :

Les auteurs tiennent à remercier l'Agence Nationale pour la Recherche pour son soutien financier au travers du projet ANR-16-CE19-002-01

Fabrication and characterization of Ga-containing InAs/GaSb superlattice infrared photodetectors for space applications

R. Alchaar^{1*}, J.B. Rodriguez¹, P. Christol¹

¹*IES, Univ. Montpellier, CNRS, Montpellier, France*

Infrared (IR) detectors with cutoff wavelength beyond 11 μm are useful for space applications. Among the well established IR technologies, InAs/GaSb Type II Superlattice (T2SL) is an alternative and attractive photodetector material for infrared sensor because of the maturity of III-V semiconductor technology associated with large format (up to 5") highly uniform defect free GaSb substrates which are now available [1].

In this communication, we report on electrical and electro-optical characterizations of InAs/GaSb T2SL infrared barrier photodetectors in XBp configuration [2], grown by molecular beam epitaxy (MBE) on GaSb substrate, showing cut-off wavelengths at 11.5 μm [3] and 14.5 μm at 77K, in the LWIR/VLWIR spectral domain. Experimental measurements on samples were made by photoresponse, by capacitance-voltage (C-V) and dark current-voltage (I-V) characteristics on several diode sizes and as a function of temperature. By performing current simulations, in the framework of TCAD SILVACO ATLAS software, the resulting dark current values are analyzed in terms of processing conditions such as shallow or deep-etched mesa diodes.

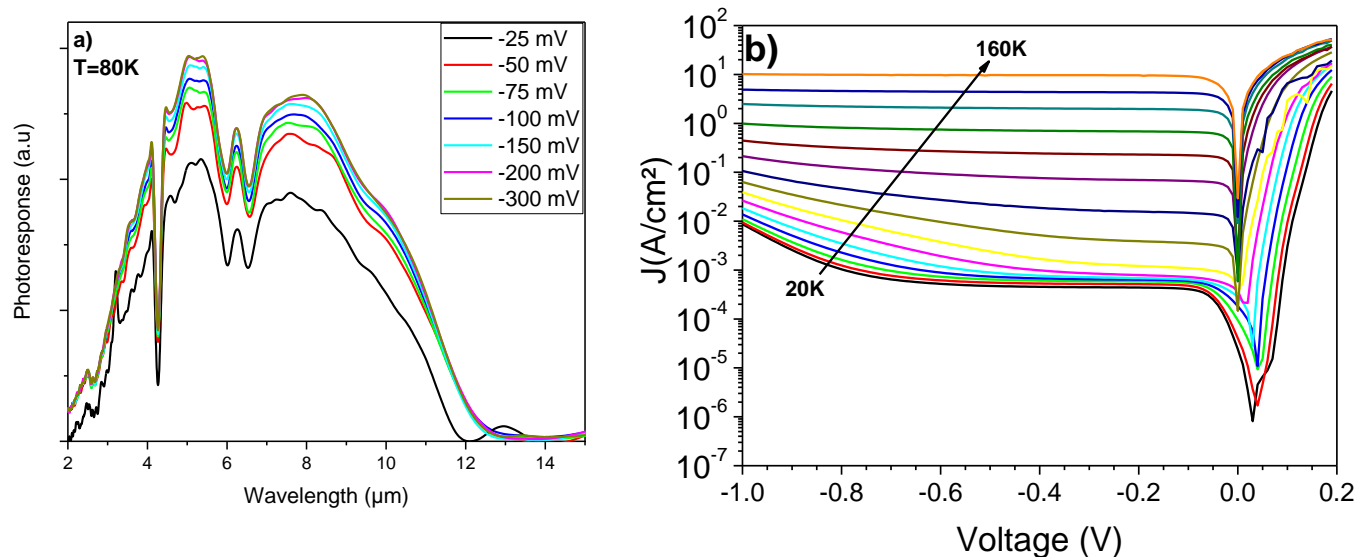


Figure 1 (a) Photoresponse measurements of LWIR detectors at different bias voltages in function of the wavelength; (b) current density-voltage measurements at different temperatures.

References:

- [1] D. Lubyshev, J. M. Fastenau, M. Kattner, P. Frey, A. W. K. Liu, M. J. Furlong "Large-format Multi-wafer Production of 5" GaSb-based Photodetectors by Molecular Beam Epitaxy", SPIE 10177, 1017718 (2017)
- [2] M. Delmas, R. Rossignol, J.B. Rodriguez, P. Christol "Design of InAs/GaSb superlattice infrared barrier detectors", Superlattices and microstructures 104, 402-414 (2017).
- [3] L. Höglund, J.B. Rodriguez, R. Marcks von Würtemberg, S. Naureen, R. Ivanov, C. Asplund, R. Alchaar, P. Christol, A. Rouvié, J. Brocal, O. Saint-Pé, E. Costard, "Influence of shallow versus deep etching on dark current and quantum efficiency in InAs/GaSb superlattice photodetectors and focal plane arrays for long wavelength infrared detection", Infrared Physics and Technology 95, 158–163 (2018)

This work was partially funded by the French "Investment for the Future" program (EquipEx EXTRA, ANR 11-EQPX-0016) and ESA contract n° 4000116260/16/NL/BJ.

Titre:

Capteurs de pression flexibles à base de PDMS poreux

Auteurs et affiliations:

Sylvie Bilent, Thi Hong Nhung Dinh, Emile Martincic and Pierre-Yves Joubert
Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies (C2N), Univ. Paris Sud/CNRS/Univ. Paris Saclay, 10 bd Thomas Gobert, 91120 Palaiseau, France

Résumé:

1. Introduction : Capteurs de pression flexibles

Le suivi en conditions écologiques de l'activité du corps humain (appuis, marche ...) requiert l'utilisation de capteurs souples, portables. De nombreuses équipes se sont penchées sur la question récemment, notamment en introduisant l'utilisation de PDMS (PolyDiMéthylSiloxane), un élastomère biocompatible. Toutefois, le PDMS est peu compressible en pratique et donc limite la sensibilité du capteur réalisé. Certains auteurs choisissent de structurer cette couche diélectrique afin d'en augmenter la déformation sous la force appliquée. Ce choix améliore considérablement la sensibilité, mais il complique le procédé de fabrication et rend difficile la prédiction des performances qui peuvent être atteintes. Plus récemment, l'utilisation de PDMS poreux en couche uniforme a été proposée pour simplifier le procédé d'obtention de capteurs de pression à grande sensibilité. Nous proposons ici une étude systématique des performances de tels capteurs en fonction de la porosité du PDMS constituant le capteur.

2. PDMS poreux : procédé de fabrication

Le procédé de fabrication du PDMS poreux repose sur un mélange de cristaux de sucre avec du PDMS. Les cristaux de sucre utilisés proviennent de sucres commerciaux tamisés (avec des mailles de 0,5, 1 et 2 mm) de manière à contrôler la distribution de tailles des cristaux. Différents rapports de concentrations de sucre : PDMS ont été employées, 4:1 et 6:1, afin d'obtenir une variété d'échantillons de PDMS poreux.

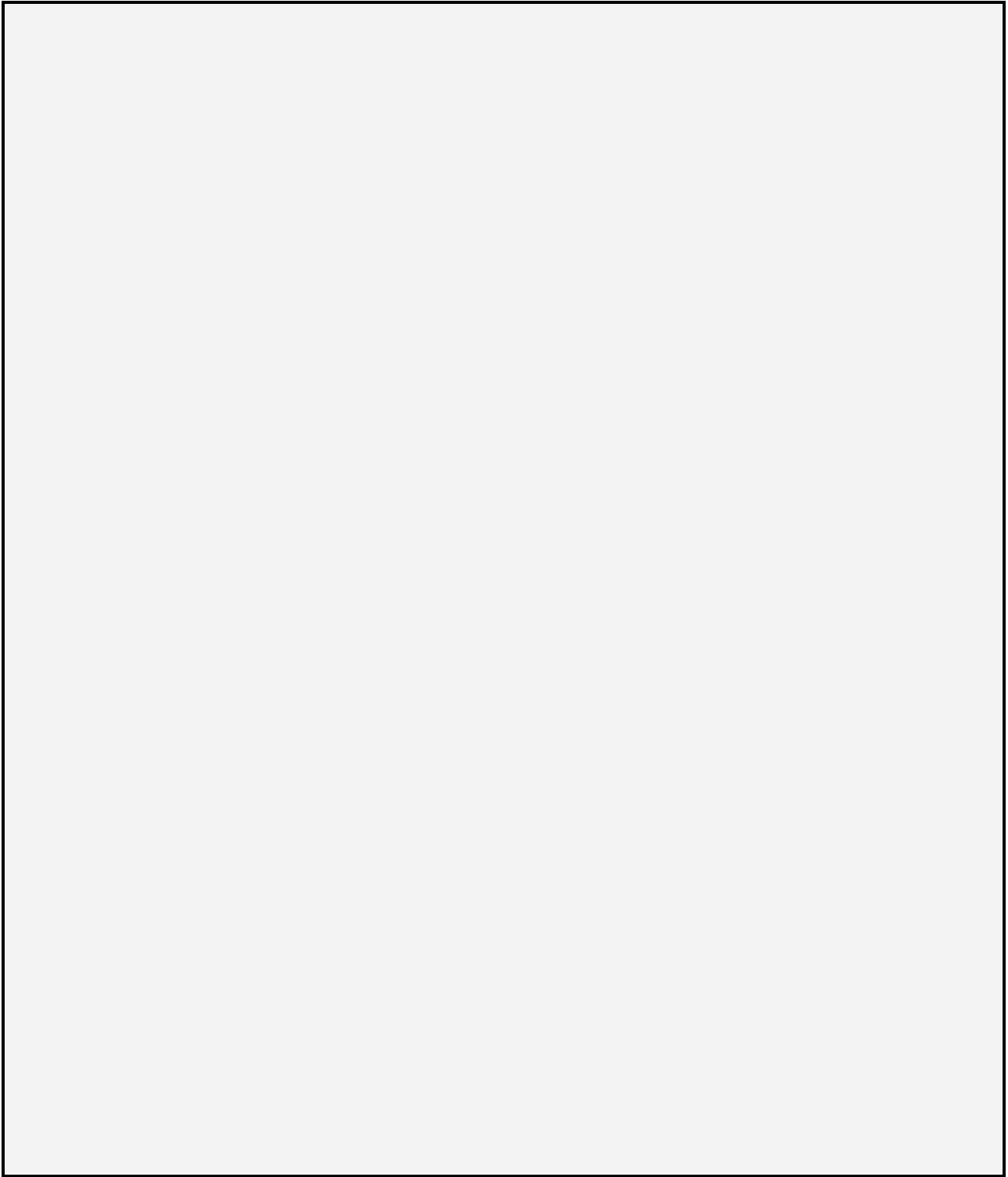
3. Capteurs de pression : modélisation comportementale

Les caractéristiques des capteurs obtenues avec matériaux polymères sont généralement fortement non-linéaires. Nous proposons ici un modèle permettant une caractérisation et une comparaison objective des caractéristiques des capteurs développés. Le modèle est basé sur l'observation des courbes de réponse typiques des capteurs polymères, de forme approximativement exponentielle. La sensibilité habituellement retenue dans la littérature est la pente à l'origine de la courbe de réponse du capteur. C'est le premier paramètre (nommé S) que nous proposons d'utiliser. Au vu des courbes obtenues, on peut estimer que le capteur sera utilisable sur une étendue de mesure EM obtenue pour 95% de la variation de capacité maximale, correspondant pour notre modèle à 3 fois la pression P_c correspondant à l'intersection de la pente de sensibilité initiale avec la variation de capacité maximale.

4. Caractérisation des capteurs : résultats expérimentaux

Un système automatisé a été employé pour appliquer des cycles de pression aux capteurs. Les capacités mesurées sont de l'ordre du pF. Les sensibilités et étendue de mesure des capteurs fabriqués ont été déterminées par correspondance au modèle décrit ci-dessus.

A l'aide de ce modèle on a pu observer l'influence de la densité de pores sur la sensibilité du capteur : une plus grande densité de pores conduit à une plus grande sensibilité de capteur, de 20 à 30 fois plus élevée que la sensibilité obtenue pour des capteurs à une couche diélectrique PDMS uniforme. L'augmentation de la porosité du PDMS poreux de 73% à 87% diminue l'étendue de mesure (de 330 kPa à 236 kPa) et augmente la sensibilité (de 3,15 %/kPa à 6,20 %/kPa). Les différents capteurs obtenus avec des tailles de pores différentes font également apparaître un comportement différent. Pour un même ratio sucre : PDMS, une augmentation de la taille des cristaux (*i.e.* la taille des pores) conduit à augmenter très légèrement la sensibilité des capteurs (de 5,66 %/kPa à 6,20 %/kPa) sans en modifier l'étendue de mesure (d'environ 240 kPa). Le contrôle de la porosité de la couche de PDMS utilisé permettra à terme de dimensionner les capteurs pour atteindre les performances souhaitées par l'application.



Opto-mechanical-micro-resonator for photoacoustic gas detection.

W. Trzpil, K. Chamassi, A. Vicet, M. Bahriz

Institut d'Electronique et des Systèmes - UMR 5214, Université de Montpellier, No. 860, rue Saint Priest, 34095 Montpellier, Cedex 05, France

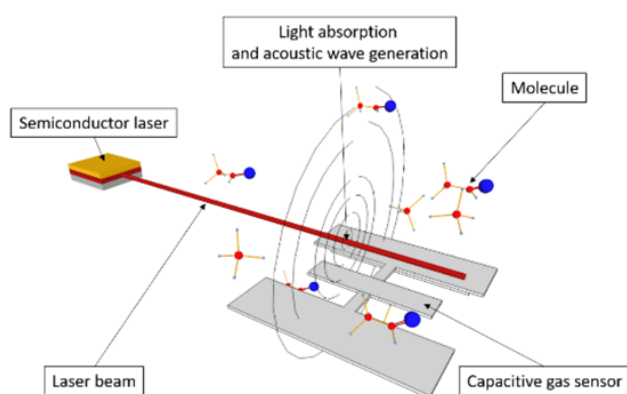


Fig.1. Scheme of photoacoustic wave generation and gas detection by resonator, which works as a capacitor.

absorption lines for most of the gases in mid-infrared range. However, because of the optical detection based on Beer-Lambert law, it is hard to create compact system with high sensitivity and selectivity. A solution is to replace optical detection by photoacoustic detection.

Photoacoustic spectroscopy (PAS) is very attractive method for gas sensing, since it allows to detect trace gas with sensitivities up to parts-per-billion (ppbv) [2]. PAS working principles (fig.1) are based on optical absorption of a modulated tunable laser beam which creates a photoacoustic wave. The acoustic wave can be detected either by using a microphone or a mechanical resonator. One of the techniques, which is binding all features mentioned above is QEPAS (quartz-enhanced photoacoustic spectroscopy), which is based on the use of a mechanical piezoelectric transducer : a quartz tuning fork (QTF). Nevertheless, a QTF is not specifically designed for this application. Our work thus focus on developing a micro-electro-mechanical-resonator with high quality factor and low mass to increase the susceptibility. The resonator is specifically designed for photoacoustic gas detection and is fabricated on SOI (silicon-on-insulator) substrate in order to realize fully integrated, compact and robust gas detector. This work will present the study of an optimized geometry of the system, the fabrication process, read-out mechanism and gas sensing on a methane demonstrator.

[1] Nakhleh, M. K., Amal, H., Jeries, R., Broza, Y. Y., Aboud, M., Gharra, A., ... & Glass-Marmor, L. (2016). Diagnosis and classification of 17 diseases from 1404 subjects via pattern analysis of exhaled molecules. *ACS nano*, 11(1), 112-125.

[2] Patimisco, P., Scamarcio, G., Tittel, F. K., & Spagnolo, V. (2014). Quartz-enhanced photoacoustic spectroscopy: a review. *Sensors*, 14(4), 6165-6206.

This research was financially supported by the French Ministry of Defense (DGA-MRIS), Region Languedoc Roussillon, European Community (FEDER) and Renatech.

The possibilities to apply gas sensors are countless and they include diverse markets such as environment, security, defense, food processing, industry, medicine [1]. Gas sensors are characterized by three qualities: sensitivity, selectivity and stability. It is very difficult to bring those three criteria together, thus it is creating a strong need to study aspects connected with designing better detectors enclosed in a small system.

Sensors based on optical absorption (like tunable laser diode spectroscopy (TDLS)) are one of the best to achieve excellent selectivity and sensitivity thanks to usage of monochromatic light source combined to strong, well defined

C₂H₄ AND CO PHOTOACOUSTIC GAS SENSORS WITH QUANTUM CASCADE LASERS

Roman Rousseau^{1*}, Zeineb Loghmari¹, Michael Bahriz¹, Kaim Chamassi¹, Guillaume Aoust², and Aurore Vicet¹

¹IES, Univ. Montpellier, CNRS, Montpellier, France

²MIRSENSE, Nano-INNOV Batiment 863, 8 av de la Vauve, 91120 Palaiseau

* E-mail: Roman.Rousseau@ies.univ-montp2.fr

Many gas species present high absorption bands in the infrared spectra (1-20 μ m), such as ethylene (C₂H₄) and carbon monoxide (CO). Ethylene sensing have shown many applications in biologic [1] and agri-food fields [2], and in breath analysis [3]. CO is one of the most studied pollutant for ambient air quality [4]. QCL lasers are excellent candidates for laser spectroscopy, as high-power, single-mode and compact excitation sources. We have worked on the development of a gas sensor (Fig. 1) using QCLs and Quartz Enhanced Photoacoustic Spectroscopy (QEPAS).

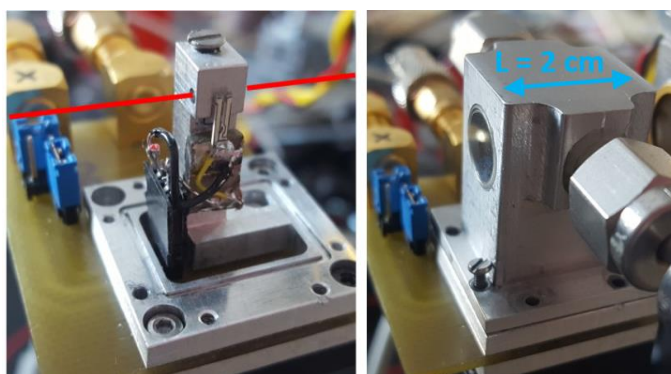


Fig. 1: The QEPAS detector (left) is enclosed in the gas cell (right).

Based on a modulated optical absorption, a sound wave is generated by the photoacoustic effect. The detector used is a quartz tuning fork with resonant frequency of 32,8 kHz. The sound wave excites mechanically the quartz tuning fork, which in turn generates a piezoelectric current proportional to the gas concentration. An acoustic resonator was specifically modified to meet the requirement of the broad QCL beam profile. The photoacoustic detection as presented provides a compact, wavelength-independent and affordable sensor.

A QCL emitting around 11 μ m was realized by molecular beam epitaxy to target ethylene gas. The device works in continuous wave regime close to room temperature with a mode hop free behavior, which makes it suitable for the development of a compact and low consumption sensor. The laser wavelength is tuned with injected current and temperature to match a strong gas absorption line at $\lambda = 10.92\mu$ m. An output power of 3 mW is achieved at -25°C.

We will present the characterization of the QCLs, the compact off-beam QEPAS sensor and the results for C₂H₄ and CO gas detection.

This work is supported by the ANR MULTIPAS project (ANR-16-CE04-0012). It is partially supported by the French "Investment for the Future" program (EquipEx EXTRA, ANR-11-EQPX-0016).

REFERENCES

- [1] F. Vandenbussche, I. Vaseva, K. Vissenberg, D. Van Der Straeten, Ethylene in vegetative development: A tale with a riddle. *New Phytologist*. **194** (2012), pp. 895–909.
- [2] T. N. Ba, M. Triki, G. Desbrosses, A. Vicet, Quartz-enhanced photoacoustic spectroscopy sensor for ethylene detection with a 3.32 μ m distributed feedback laser diode *Review of Scientific Instruments* **86**, 023111 (2015); doi: 10.1063/1.4913383
- [3] Popa, C., D. C.A. Dutu, R. Cernat, C. Matei, A. M. Bratu, S. Banita, and D. C. Dumitras. 2011. "Ethylene and Ammonia Traces Measurements from the Patients' Breath with Renal Failure via LPAS Method." *Applied Physics B: Lasers and Optics*, 105:669–74. (2011) doi:10.1007/s00340-011-4716-8
- [4] P. Kumar, L. Morawska, C. Martani, G. Biskos, M. Neophytou, S. Di, M. Bell, L. Norford, and R. Britter, "The rise of low-cost sensing for managing air pollution in cities," *Environ. Int.* **75**, 199–205 (2015).

Caractérisation par analyse par faisceau d'ions de films getters pour l'encapsulation sous vide de MEMS

C. Bessouet¹, S. Lemette¹, A. Bosseboeuf¹, P. Coste¹, T. Sauvage², H. Lecoq², J. Moulin¹

¹Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies (C2N), Univ. Paris Sud / CNRS / Univ. Paris Saclay, 10 Boulevard Thomas Gobert, 91120 Palaiseau, France

²CNRS-CEMHTI, UPR 3079, Site Cyclotron, 3A rue de la Férollerie, 45071 Orléans Cedex 2, France
clement.bessouet@u-psud.fr

Mots clés — *Film getter, alliages d'yttrium, oxydation, faisceaux d'ions, RBS, NRA*

L'encapsulation sous vide est nécessaire pour différents types de systèmes micro-électro-mécaniques (MEMS) tels que les capteurs résonants, les micro-bolomètres ou les systèmes radio-fréquences (RF). Dans la plupart des cas, pour assurer des performances optimales, une pression interne inférieure à 10^{-3} mbar est nécessaire. Pour maintenir ce niveau de vide, des films getters non-évaporables (NEG) sont couramment intégrés dans les cavités des MEMS afin de piéger les gaz désorbés par les parois durant les étapes de dégazage et de scellement, et pour compenser les micro-fuites ainsi que la perméation du dispositif pendant toute sa durée de vie (10 ans).

Les films minces NEG sont généralement composés de métaux de transitions en raison de la haute réactivité de ces matériaux avec les gaz, et particulièrement avec l'oxygène. Le titane, vanadium, zirconium ou des alliages de ces éléments, contenant éventuellement des terres rares, sont les matériaux getters les plus communément utilisés.

Après dépôt, un film getter est inapte à sorber des gaz en raison de sa passivation par son oxyde natif. Pour pouvoir sorber des gaz, il doit être activé par recuit thermique sous vide. Ce recuit va entraîner une diffusion de l'oxygène et des autres contaminants de surface dans le volume du film, ce qui génère une surface métallique et réactive.

La température d'activation du film getter est un paramètre déterminant pour l'intégration du getter dans une cavité MEMS. L'enjeu est de la diminuer pour obtenir un getter compatible avec les nouveaux procédés de scellement hermétiques à basse température. Les films NEG présentant une basse température d'activation sont caractérisés par une haute densité de joints de grains. Ainsi, la microstructure des films est un élément essentiel de ces matériaux, tout autant que la composition chimique des alliages. Le titane et le zirconium sont deux éléments intéressants pour les getters en raison de leur haute limite de solubilité de l'oxygène, tandis que le vanadium présente une grande longueur de diffusion de l'oxygène. Les éléments dits terres rares facilitent quant à eux le processus de réduction de l'oxyde passivé. L'yttrium a reçu très peu d'attention en tant que matériau getter. Toutefois, il possède une structure électronique qui combine les propriétés d'un métal de transition et d'une terre rare. Si l'on exclut l'argon, gaz noble, qui ne peut être sorbé par les films getters, les principaux gaz résiduels dans une cavité d'un MEMS encapsulé sous vide sont l'hydrogène et le méthane. Or, l'yttrium est connu pour ses propriétés de stockage irréversible de l'hydrogène, et peut former des hydrides stables. Il pourrait également avoir un effet catalytique sur le craquage des gaz hydrocarbonés. Ainsi, l'yttrium est un bon candidat pour réaliser des getters de nouvelle génération.

Dans ce travail, les propriétés de sorption de l'oxygène pour des films évaporés d'yttrium et d'alliages d'yttrium (avec titane, zirconium et vanadium) ont été étudiées. Ces films ont été activés à basse température pendant un recuit de 250°C sous atmosphère d'argon, contenant des traces d'oxygène et de vapeur d'eau. Les propriétés de sorption de l'oxygène ont été évaluées sur les films après recuit par analyses par faisceaux d'ions (RBS et NRA) et ont été comparées à des caractérisations électriques.

Bolomètres IR non refroidis à base de LSMO

V.M. Nascimento, L. Méchin, B. Guillet

¹Normandie Univ., UNICAEN, ENSICAEN, CNRS, GREYC, 14000 Caen, France;
vanuza.marques-donascimento@unicaen.fr

Un bolomètre est un détecteur de rayonnement thermique. La détection du rayonnement est basée sur l'augmentation de la température liée à l'absorption d'un rayonnement. La manganite $\text{La}_{0.7}\text{Sr}_{0.3}\text{MnO}_3$ (LSMO) est un matériau présentant des propriétés physiques intéressantes pour fabriquer des bolomètres sensibles qui fonctionnent à température ambiante avec un faible niveau de bruit [1,2].

Nous avons fabriqué des ponts suspendus à base de couches minces de LSMO/SrTiO₃ épitaxiés sur silicium, ce qui permet l'utilisation des techniques classiques de micro-usinage du silicium pour isoler thermiquement l'élément sensible. Des lignes suspendues et des zones carrées constituées de lignes parallèles de largeur de 4 μm et de longueur entre 50 et 100 μm ont été fabriquées.

Des caractéristiques tension/courant ont été effectuées dans une gamme de températures comprise entre 260 et 390 K, ce qui a permis d'extraire des paramètres thermiques tels que la conductance thermique, le point d'opération optimisé et de les comparer à la simulation par éléments finis et au modèle électro-thermique du bolomètre. Une très faible conductance thermique (environ $10^{-7} \text{ W}\cdot\text{K}^{-1}$) et une faible constante de temps de quelques ms ont été mesurées.

La sensibilité optique a été mesurée à l'aide d'un laser HeNe (longueur d'onde de 3,39 μm) pour différents courants et températures et pour les différentes géométries. Les mesures confirment que l'on peut fabriquer des bolomètres sensibles non refroidis à base de LSMO, absorbant dans l'IR. Dans des conditions de température et de courant optimisées, les mesures du bruit des bolomètres montrent qu'ils peuvent être limités en bruit de phonons, très proches des limites théoriques pour les détecteurs thermiques à 300K. Des valeurs de puissances équivalentes de bruit (NEP) de l'ordre de $10^{-12} \text{ W Hz}^{-1/2}$ ont en effet été obtenues.

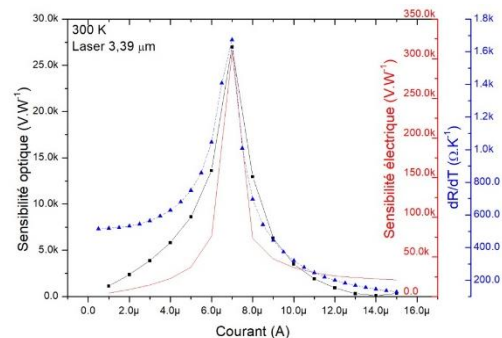
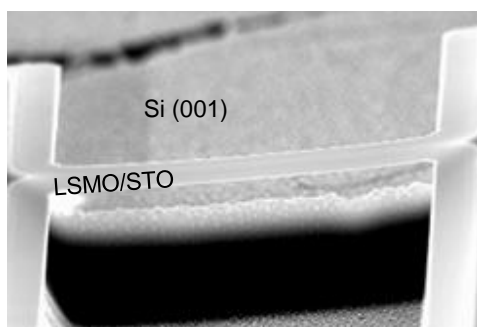


Figure 1. a) Photographie d'un pont suspendu LSMO/STO d'une largeur de 4 μm et de 50 μm de long. b) Sensibilité optique (à 30 Hz), sensibilité électrique et dR/dT en fonction du courant de polarisation à 300 K.

References :

- [1] S. Liu, B. Guillet, A. Aryan, C. Adamo, C. Fur, J.-M. Routoure, F. Lemarié, D.G. Schlom, L. Méchin, *Microelec. Eng.*, 111, 101-104 (2013).
- [2] L. Méchin, C. Adamo, S. Wu, B. Guillet, S. Lebargy, C. Fur, J.-M. Routoure, S. Mercone, M. Belmeguenai, and D. G. Schlom, *Phys. Status Solidi A* 209 (6) 1090 (2012).
- [3] B. Guillet, S. Liu, S. Wu, L. Méchin, C. Adamo, D.G. Schlom, in *Proc. ICNF 2017*

CONCEPTION ET REALISATION D'UN RADAR MILLIMETRIQUE POUR LA MESURE DES SIGNES VITAUX

Fatima Sekak^{1,2}, Fouzia Boukour², Christophe Loyez¹, Madjid Haddad³ et Kamel Haddadi¹

¹Université de Lille, CNRS, UMR 8520 – IEMN F-59000 Lille, France

kamel.haddadi@univ-lille.fr ; fatima.sekak.etu@univ-lille.fr

²Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux, Villeneuve d'Ascq, France

fouzia.boukour@ifsttar.fr

³Segula Engineering Services France, Rueil Malmaison, France

madjid.haddad@segula.fr

Résumé — Dans le contexte de la sécurisation des systèmes de transport, la surveillance à courte distance de l'activité des personnes, en particulier du conducteur dans un véhicule, constitue un enjeu majeur dans l'amélioration du système d'aide à la conduite. Le suivi quantitatif et sans contact des signaux vitaux constitue un enjeu avéré dans de nombreux domaines dont celui des transports. Ces travaux de thèse ambitionnent de concevoir et réaliser un système radiofréquence opérant à 60 GHz permettant la mesure des signaux vitaux de manière non-invasive afin d'effectuer une veille de scènes à risque (endormissement de conducteurs, agitation anormale d'usagers) en respectant la réglementation en matière de respect de vie privée. Le domaine d'application visé par est celui du ferroviaire en premier lieu, avec des perspectives d'application directe au transport terrestre, l'aéronautique et la sécurité des personnes (portail d'accès, analyse de foule).

Un conducteur de train régule la vitesse de son train selon les indications du tableau de bord. Seul en cabine de conduite il sait ainsi, quelle vitesse ne pas dépasser sur la distance à parcourir et quelle distance de freinage respecter. Il doit être attentif à la signalisation extérieure qu'il doit absolument respecter. Agir très vite et de manière efficace (alerte radio, protection des voies) est parfois nécessaire. Son comportement doit toujours répondre aux exigences de sécurité. Actuellement les conducteurs des trains doivent signaler qu'ils sont éveillés en actionnant une petite manette d'une manière régulière. Si ce geste répétitif n'est pas accompli, le train s'immobilise sur la voie et le centre de contrôle est prévenu. Cela entraîne des retards considérables. Il n'existe pas de système automatique permettant la surveillance de l'état des conducteurs de train. Les constructeurs et équipementiers automobiles commercialisent depuis peu des systèmes de détection d'hypovigilance : ceux-ci font appel à une caméra dans l'habitacle (analyse du clignement des yeux), à des capteurs de pression dans le siège (changement de posture); ou à l'analyse des données de conduite (temps de conduite, franchissement de ligne, angle au volant). Bien que prétendument arrivée à maturité, ces technologies ne sont pas encore suffisamment fiables (les faux positifs déclenchent des alertes intempestives qui incitent souvent les conducteurs à couper cette aide à la conduite) et robustes (conditions d'éclairage variant très rapidement, nécessité de calibration par rapport au conducteur). De plus, la spécificité de la cabine et de l'environnement de conduite ferroviaire font qu'il est nécessaire de développer une solution adaptée à ce contexte.

La solution proposée dans ce travail est basée sur un signal radiofréquence. Pour cela, des signaux physiologiques (battements du cœur, mouvement mécanique de la cage thoracique, battement des paupières) sont des indicateurs de l'activité humaine qui peuvent être détectés à distance (une dizaine de mètres) au moyen des ondes électromagnétiques hyperfréquences. Un système radar offre la possibilité de surveiller de façon continue des signaux associés à des mouvements millimétriques basses fréquences d'une cible. Ces signaux doivent être classifiés afin d'en extraire des signatures auxquelles on associe un type de comportement.

Les objectifs de ces travaux de thèse sont ainsi les suivants :

- développer un radar spécialisé à l'environnement d'un conducteur (cabine de conduite) et son électronique associé,
- développer des techniques de filtrage et séparation des sources contribuant au signal : proposer des méthodes robustes et fiables pour identifier et calibrer les signaux issus des marqueurs physiologiques (mouvement cardiaque/respiratoire/oculaire) et de filtrer les bruits issues des mouvements du conducteur et des vibrations du véhicule,
- caractériser l'état du conducteur : mesurer sa vigilance afin de détecter la survenue d'une hypovigilance, en appliquant des méthodes de classification par apprentissage,
- proposer des scénarios d'usage et des protocoles expérimentaux pour valider les équipements sur des personnes en conditions réelles et simulées,

Ce projet de recherche permettra d'acquérir les connaissances et les compétences d'utilisation d'éléments de contrôle non intrusif des signes vitaux. Ces travaux de recherche permettront de développer des outils et des compétences à la pointe de la technologie, afin de s'assurer de l'état de veille des conducteurs des trains, avec des perspectives directes à moyen terme pour les autobus ou les pilotes d'avions, en mesurant leurs signes vitaux à distance.

CONTROLE NON DESTRUCTIF PAR CAPTEUR BI-STATIQUE MICRO-ONDES EMBARQUE SUR ROBOTS MOBILES COLLABORATIFS

B. Daass^{1,2}, D. Pomorski², A. Rouibah¹, C. Loyez¹, K. Haddadi¹

¹Université de Lille, CNRS, UMR 8520 – IEMN F-59000 Lille, France
bilal.daass@univ-lille.fr, kamel.haddadi@univ-lille.fr ;

²CRISTAL – UMR 9189, Université de Lille, 59650 Villeneuve d’Ascq, France
denis.pomorski@univ-lille.fr

Résumé — L’idée directrice de ce travail est de montrer la faisabilité d’un système automatisé de mesures de caractéristiques d’une structure : permittivité, épaisseur, etc. Ce système est composé d’un capteur micro-ondes bi-statique basé à terme sur la technologie six-port, et embarqué sur deux robots mobiles asservis et positionnés de part et d’autre de la structure à sonder. A terme, nous ciblons les applications militaires et de crises, les zones d’interventions à risques pour l’homme (démontage, démantèlement de centrales nucléaires, gestion de catastrophes naturelles, incendie, transport d’une charge encombrante dans un environnement contaminé), la détection de défauts d’ouvrages, etc.

La technologie six-port a été introduite en 1977 [1]. La méthode repose uniquement sur la mesure de puissances micro-ondes pour la détermination des paramètres S de réflexion ou/et de transmission complexe d’un dispositif sous test. L’objectif principal de ce travail est d’embarquer un radar bi-statique six-port sur deux robots mobiles collaboratifs. Ce radar est constitué d’un émetteur (source micro-onde associée à une antenne d’émission) et d’un récepteur (démodulateur six-port connecté à une antenne de réception). L’émetteur est embarqué sur le premier robot (robot émetteur/leader) pilotable par une station de travail distante. Le récepteur est intégré au second robot (robot récepteur/follower), et permettra la récupération du signal ayant traversé une structure les séparant (Figure 1). La pose de chaque robot est asservie au centimètre près par un filtre bayésien (Kalman ou filtre informationnel) [3]. De plus, la position du « robot récepteur » est asservie par rapport à la position du « robot émetteur » et de telle sorte à positionner les antennes d’émission et de réception en vis-à-vis, afin de privilégier le trajet direct entre les deux antennes (LOS: Line Of Sight). Cette condition est réalisée lorsque la puissance maximale rayonnée de l’onde traversant la structure à analyser est transmise au récepteur.

A des fins de simplification dans le cadre de cette étude de faisabilité, cette étude préliminaire embarque un radar utilisant uniquement la détection de puissance micro-onde qui se compose de :

- un émetteur constitué d’une antenne de type « guide d’onde », permettant d’émettre le signal, et d’une source radiofréquence qui a pour rôle de générer le signal radiofréquence à 60 GHz.
- un récepteur qui se compose d’une antenne réceptrice guide d’onde permettant de capter le signal émis par l’émetteur, et d’un détecteur de puissance à 60 GHz, fournissant à sa sortie une tension continue qui permet d’avoir une idée sur le niveau de puissance appliqué à son entrée.

Chaque robot TurtlebotTM (Figures 1b et 1c) possède deux roues différentielles et une roue folle pour la stabilité. Les robots sont pilotables via un laptop embarqué avec système Ubuntu/ROS (Robot Operating System) [4] communiquant en Wi-Fi avec une station de travail centrale munie de MatlabTM. Chaque robot est équipé de capteurs proprioceptifs (odomètre et gyroscope) et extéroceptif (caméra de type KinectTM et scanner laser de type RPlidar), nous permettant d’assurer un positionnement au centimètre près en utilisant des techniques de fusion de données capteurs basées sur les filtres bayésiens.

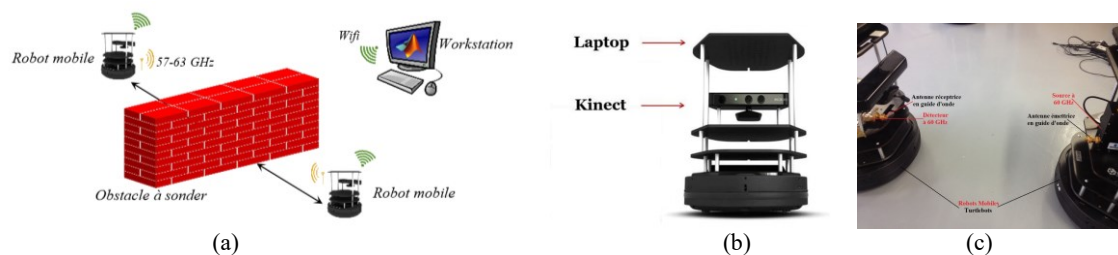


Figure 1. (a) Schéma de principe de l’application visée. (b) Le robot TurtleBot 2. (c) Mesure en trajectoire directe.

- [1] K. Haddadi, T. Lasri, "Geometrical Optics-based Model for Dielectric Constant and Loss Tangent Free-Space Measurement", IEEE Transactions on Instrumentations Measurement, 63(7):1818-1823, 2014.
- [2] K. Haddadi, L. Clavier, S. Lallemand, C. Loyez, D. Pomorski, "Six-Port Reflectometer in WR15 Metallic Waveguide for Free-Space Sensing Applications", Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet2018), Anaheim, California, January 14-17, 2018.
- [3] H. Durrant-Whyte, "Multi Sensor Data Fusion", Australian Centre for Field Robotics, The University of Sydney, Australia NSW, 2006.
- [4] <http://www.ros.org/>

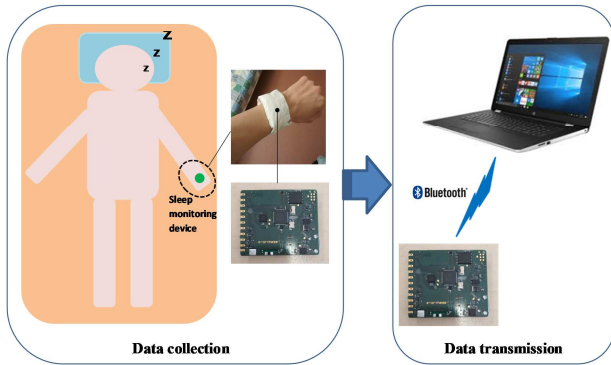
Smart device for long-term sleep monitoring at home

Qiang PAN

S4M research team, LAAS-CNRS, Toulouse, France

Supervisors: Eric CAMPO, Damien BRULIN

This work aims to develop an autonomous and non-intrusive sleep monitoring system to provide information on the stages and quality of sleep. We propose an original data scoring algorithm. The goal is to help physicians to have relevant data on the patient's sleep at home. This solution would be a complementary solution to the polysomnography (PSG) standard method, which is more intrusive, expensive and difficult for long-term home monitoring. The proposed solution is based on worn devices for measuring data movements associated with a classification algorithm of the sleep stages: awakening, light sleep, deep sleep and rapid eye movement (REM).



The hardware implementation of our system is illustrated in Figure 1.

Figure 1. System hardware implementation for one device

The accelerometer data is sampled every second. For overnight accelerometer data, we calculate the movement level M based on adjacent samples in order, as equation (1), where N is the number of samples, $i+1$ means one sample after the sample i .

$$M_i = |Ax_{i+1} - Ax_i| + |Ay_{i+1} - Ay_i| + |Az_{i+1} - Az_i|, i = 1, 2, 3, \dots, N - 1 \quad (1)$$

For overnight M series, we segment it as many epochs in order with the length of 30.

For overnight M epochs, we sum all the 30 M s in each M epoch to obtain EM , as equation (2):

$$EM_j = \sum_{k=1}^{30} M_{jk}, j = 1, 2, 3, \dots, L \quad (2)$$

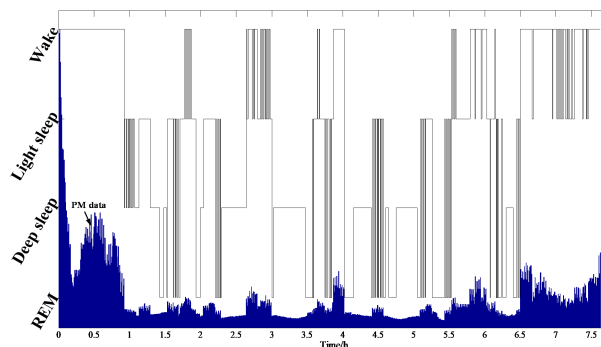
Where j is the index of epochs, L is the number of epochs.

For overnight EM series, we calculate weighted addition with the length of 19 to obtain PM , as equation (3):

$$PM_r = e^{-0.25}EM_{r-9} + e^{-0.5}EM_{r-8} + e^{-1}EM_{r-7} + e^{-0.25}EM_{r-6} + e^{-0.5}EM_{r-5} + e^{-1}EM_{r-4} + e^{-0.25}EM_{r-3} + e^{-0.5}EM_{r-2} + e^{-1}EM_{r-1} + e^0EM_r + e^{-1}EM_{r+1} + e^{-0.5}EM_{r+2} + e^{-0.25}EM_{r+3} + e^{-1}EM_{r+4} + e^{-0.5}EM_{r+5} + e^{-0.25}EM_{r+6} + e^{-1}EM_{r+7} + e^{-0.5}EM_{r+8} + e^{-0.25}EM_{r+9}, r = 10, 11, 12, \dots, L - 9 \quad (3)$$

Where L is the total number of epochs.

Figure 2 shows the first final results illustrating the sleep stages identified by the system after one night.



Further work will consist of supplementing the system with other sensors and determining sleep indicators.

Bio-électronique

Development of a Terahertz bio-sensor for protein spectroscopy

Meriguet Yoann (yoann.meriguet@umontpellier.fr)

Laboratoire Charles Coulomb and Institut d'Electronique et des Systèmes, Université de Montpellier, France

Brownian diffusion of freely moving biomolecules is usually considered to drive the dynamics of the molecular machinery maintaining cellular functions and thus life. However, the high speed and efficiency of the encounters between cognate partners of biochemical reactions inside living cells calls for a more convincing explanation with respect to purely thermal-fluctuations-driven random walks.

In order to observe these fast biochemical interactions that we suspect to be in the Terahertz (THz) range, we need to develop new bio-sensors for the THz range. The main difficulty of these electronic bio-sensors is that they will be in contact with water, a major element of life. A second problem is that water absorbs very strongly the THz frequencies. During this presentation we will see the approach to make these electronic sensors biocompatible while optimizing the signal we can detect.

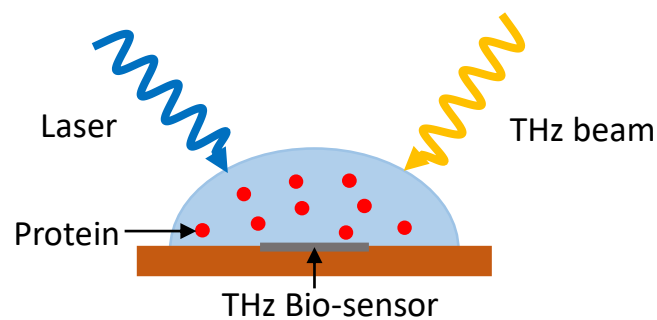


Figure 1: THz bio-sensor setup to detect near THz field.

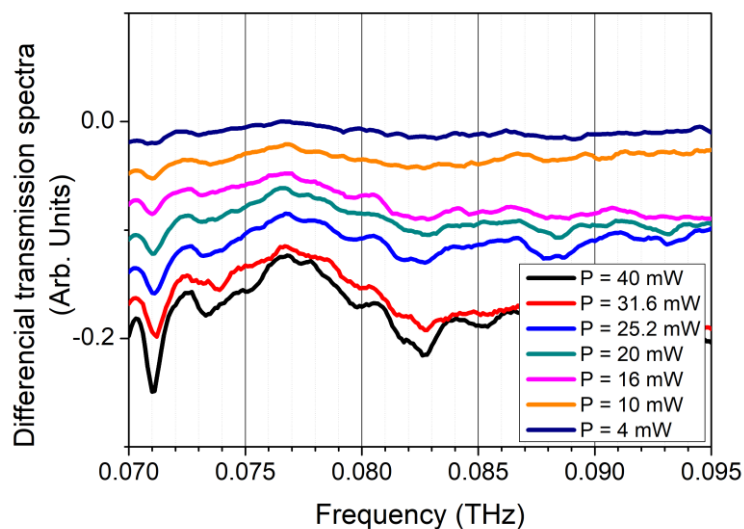


Figure 2: Normalized THz spectrum of R-Phycoerythrin proteins showing absorbance peak depending on energy input.

Biofonctionnalisation contrôlée de couches minces de PDMS pour des applications BIOMEMS

Etienne Laborie^{*1,2}, Olivier Lefebvre¹, Alexandra Petreto^{1,3}, Maïté Do Vale^{1,3}, Claire Smadja², Elisabeth Dufour-Gergam¹, Mehdi Ammar¹

¹ Center for Nanoscience and Nanotechnology, 10, Boulevard Thomas Gobert – 91120, Palaiseau, France, Microsystems and Nanobiofluidics

² UMR CNRS 8612, Institut Galien Paris Sud, Univ. Paris-Sud, CNRS, Université Paris-Saclay, Proteins and Nanotechnology in Analytical Science

³ NanoBioPhotonics, Institute for Integrative Biology of the Cell (I2BC), Université Paris-Saclay, Université Paris-Sud, CNRS, CEA, 91405 Orsay Cedex, France

* etienne.laborie@u-psud.fr

Depuis une dizaine d'année, les capteurs et biocapteurs portables ont suscité beaucoup d'intérêt du fait de leurs nombreuses applications en santé et bien-être. De nombreux capteurs se basent sur une analyse invasive via un prélèvement sanguin. L'utilisation de capteur de sueur permet d'améliorer le confort du patient et de suivre en continu différents biomarqueurs. Ce projet a pour objectif de développer un capteur intelligent de type patch utilisant des nanoparticules magnétiques pour la capture de biomarqueurs dans la sueur. Plus précisément, ce capteur sera utilisé pour mesurer les teneurs en cytokines dans la sueur (Interleukine 6 et Tumor Necrosis Factor α) pour des applications dans le suivi en continu des troubles dépressifs majeurs.

Ce biocapteur intégrera différentes briques technologiques incluant une technologie patch avec une membrane adhésive en polymère, une chambre microfluidique pour la collecte de sueur et la capture de biomarqueurs, une structure magnétique pour la détection des nanoparticules et l'amplification du signal et enfin un complexe de particules magnétiques biofonctionnalisées pour la capture et la détection des biomarqueurs. Le patch obstruera la peau après avoir adhéré à sa surface. La perte de sueur sera utilisée pour créer une chambre hydratée, favorisant le transfert des biomarqueurs de la peau vers la zone de détection. Des anticorps greffés sur la surface du canal microfluidique captureront les biomarqueurs. Des nanoparticules magnétiques fonctionnalisées avec des anticorps détecteront les biomarqueurs préalablement capturés et formeront un complexe immunologique. Le système de détection magnétique utilisera une microbobine de cuivre intégrée dans la couche de PDMS afin de détecter les changements de champ magnétique quand les nanoparticules seront immobilisées sur la surface du canal après formation de l'immunocomplexe. Le signal magnétique sera amplifié avec une structure en Permalloy entourant la microbobine pour améliorer la sensibilité du capteur. Enfin, une fine couche de composants électroniques alimentera le capteur afin d'effectuer les mesures et transmettre les données à une plateforme intelligente. Le principe de détection sera basé sur une mesure d'impédance et une numérisation de la variation d'inductance de la microbobine de détection. Les données seront transmises via un système de communication NFC. La couche d'électroniques sera réalisée sur un substrat flexible.

La détection magnétique des complexes de nanoparticules sera réalisée dans la chambre microfluidique où une stabilisation efficace du complexe doit être obtenue. Pour cela, une surface de détection stable, reproductible et spécifique devra être préparée sur un matériau de microfluidique standard : le PDMS. La méthode de détection du capteur est basée sur un immunodosage impliquant une encapsulation des biomarqueurs par un complexe d'anticorps de type « sandwich ». Etant donné que la majorité des biomarqueurs sont disponibles en très faibles concentrations dans la sueur, il est essentiel que le capteur soit capable de détecter de très petites quantités de cytokines, de l'ordre de quelques pg/mL. Cette étape requiert une fonctionnalisation appropriée du PDMS avec des anticorps. Nous avons donc étudié la silanisation des fines couches de PDMS par le 3-aminopropyltriéthoxysilane (APTES) afin de permettre, par la suite, la bioconjugaison d'anticorps sur la surface du canal de PDMS. Très peu d'études se sont intéressées aux conditions de silanisation du PDMS et une grande partie de ce travail a porté sur l'optimisation des conditions de réaction pour obtenir une couche de silane propre et homogène sur un film de 50 μ m de PDMS déposé sur un wafer de silicium.

TeraHertz near-field biological sensors for proteins investigation in watery conditions

A. Kudashova, Y. Meriguet, J. Torres, L. Varani

Institute of Electronics and Systems (CNRS UMR 5214), University of Montpellier, 860 rue St. Priest, 34095 Montpellier, France

Correspondence e-mail: anastasiia.kudashova@umontpellier.fr

INTRODUCTION

Living organisms host a large number of biomolecules (e.g., proteins, carbohydrates, lipids,) involved in many complex interactions. Well known that biomolecules undergo Brownian diffusion due to random collisions with water and other molecules present in a cell. However, it is difficult or even impossible to explain the effectiveness and speed of many biochemical reactions in the cell only with the Brownian motion. Therefore, the theory was put forward that the interaction may be due to the presence of electromagnetic forces, since they can act at a longer distance, and can also be much faster and more predictable than random forces. The typical activation frequencies of such interaction lie in the terahertz range [1].

METHODOLOGY

First of all, to substantiate the hypothesis that the interaction in the cell occurs under the action of electrodynamics forces it is necessary to develop new biosensors. Also, for the most accurate approach to a typical cell situation, measurements should be carried out in water solution, which is obviously one of the main difficulties of the experimental approach due to high level of absorption THz by water. With these reason, a micro-coaxial near-field probe put inside a metallic rectangular waveguide enabling an extremely localized detection is used for measurements, as shown in Fig. 1. This detector allows in-vitro measurements.

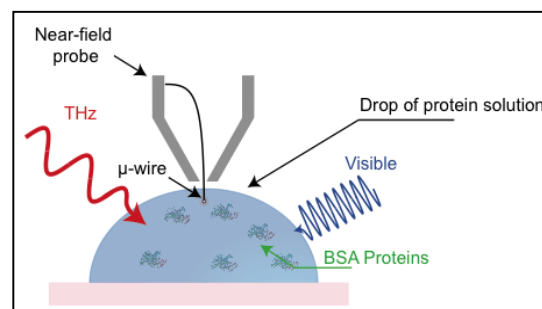


Fig.1 Scheme of the experiment

Thus were carried out studies of model protein, Bovine Serum Albumin (BSA), well known in the biophysical literature, have been carried out. It has an absorption characteristic of about 0.314 THz. The stationary out-of-equilibrium state, which is caused by optical pumping, excites some fluorochromes associated with each protein molecule. Optical excitation of these fluorochromes creates some “hot spots” on each protein, which act as epicenters of the so-called “protein-earthquake” and lead to the transfer of energy into the vibration part of the protein.

CONCLUSION

The in-vitro detection of interactions among biomolecules may represent a breakthrough in our understanding of how living matter evolves complex hierarchies of collective order and may open the possibility to modulate biochemical reactions from the outside through externally applied electromagnetic fields with a great variety of potential medical and biological applications.

REFERENCES

- [1] I. Nardecchia et al. Phys Rev. X vol. 8, 031061 (2018)

CNTFET biosensor design

Nicolas Champauzas – LIRMM, University of Montpellier, CNRS, Montpellier, France

The thesis:

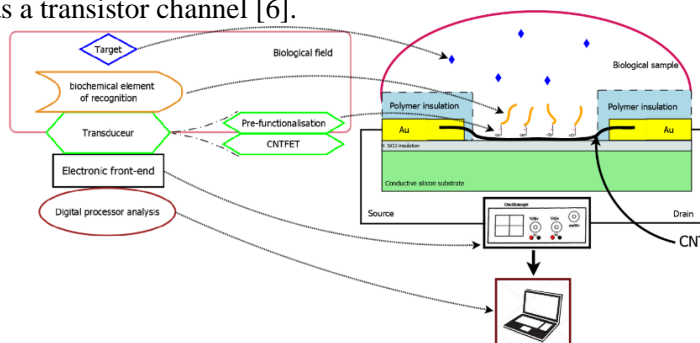
This research starts with a state of the art review on biosensing and applications. Then followed with the design of a structure using the advantages of carbon nanotubes (CNT) as a field effect transistor and as an interface with a biological field. Indeed CNTs are known to be very sensitive to their electrical environment and to chemical changes at close range [1]. Moreover, CNTs, thanks to their hexagonal carbon lattice, can be used as a substrate for organic molecules deposition; allowing the creation of a selective layer [2].

The target:

One of the main drags in cancer research is the ability to observe related biomarkers. We choose here, as a target, one of those biomarkers: the Cyclin dependent Kinase (CDK) complex CDK4/CyclinD. This enzyme is used as a proof of concept for monitoring the activity of the CDK family. Indeed, CDKs, also called *cell division cycle protein*, are responsible for the self-destruction of a tumour cell [3]. An uncontrolled increase in the activity of CDK4/CyclinD complex allows a defective cell to multiply. This enzyme is identified as a biomarker of skin cancers among others [4]. These enzymes use phosphorylation – giving or receiving electrically loaded PO_3 groups – as an activating/deactivating signal.

The sensor:

The designed architecture aims to a sensitive and selective sensor that would also be cheap to manufacture for measurement of CDK4/CyclinD activity. CNTs are placed by dielectrophoresis between facing combs as electrodes [5]. The contacts are then closed with a second layer of Au over the metal-contacting parts of the CNTs. The metal surfaces are insulated with PDMS allowing functionalisation of only the channel parts of the CNTs. Pbase – 1-pyrenebutanoic acid succinimidyl ester – is then used as a linker between the CNT sidewall and a polypeptide – substrate specific to CDK4/CyclinD – forming an ion-selective layer. The activity of CDK4/CyclinD is measured by the rate of presence of PO_3 ions. Indeed, the local changes in charge density can be observed through gate effect on the CNT as a transistor channel [6].



Biosensor functional decomposition and analogy to the CNTFET structure in design

- [1] Melendrez Armada, Daniel Alfonso, John Edward Proctor, Vijayaraghavan Aravind; *An introduction to graphene and carbon nanotubes*, 2017, CRC press
- [2] N. T. Tung, *Basic study on Peptide Aptamer-modified Single-Walled Carbon Nanotube Field-Effect Transistor (SWCNT FET) for biomolecule analysis*, JAIST Repository, 2016
- [3] G. Krauss, *Biochemistry of Signal Transduction*, vol. 2. 2001.
- [4] Camille Prével, Morgan Pellerano, Juan A.González-Vera, Pauline Henri, Laurent Meunier, Julien Vollaire, Véronique Josserand, May C. Morris, *Fluorescent peptide biosensor for monitoring CDK4/cyclin D kinase activity in melanoma cell extracts, mouse xenografts and skin biopsies*, *Biosensors Bioelectronics*, vol. 85, pp. 371–380, 2016.
- [5] Z. Bin Zhang, X. J. Liu, E. E. B. Campbell, and S. L. Zhang, *Alternating current dielectrophoresis of carbon nanotubes*, *J. Appl. Phys.*, vol. 98, no. 5, pp. 5–8, 2005.
- [6] J. Appenzeller, J. Knoch, R. Martel, V. Derycke, S. J. Wind, and P. Avouris, *Carbon nanotube electronics*, vol. 1, no. 4. 2002.

Neuromorphisme : étude d'un neurone artificiel « Fast Spiking »

Nathan De Carvalho, Pietro M. Ferreira, Geoffroy Klisnick, Aziz Benlarbi-Delai
GeePs, CNRS, CentraleSupélec, Univ. Paris-Sud, Université Paris-Saclay, Sorbonne Université, Gif-sur-Yvette, France
nathan.de-carvalho@student-cs.fr, maris@ieee.org, geoffroy.klisnick@upmc.fr, aziz.benlarbi_delai@upmc.fr

Mots-clés — Neuromorphisme, neurone artificiel, circuit intégré

INTRODUCTION

L'ingénierie biomimétique se propose d'imaginer de nouveaux circuits mimant le fonctionnement du vivant pour espérer traiter des situations complexes en un temps réduit, et avec une consommation énergétique très faible. Ce type d'approche permettrait, par exemple, d'imaginer une nouvelle classe d'ordinateurs formés de blocs élémentaires dotés de capacités d'apprentissage, de reconnaissance et susceptibles de modifier leurs caractéristiques pour s'adapter à un environnement dynamique ou instable.

LES NEURONES BIOLOGIQUES DU CORTEX

La plupart des biologistes sont d'accord pour classifier, en types fondamentaux, les neurones selon leur activité en termes de courant d'excitation et de schémas de potentiels d'action (PA). Ainsi, les neurones du cortex du cerveau, étudiés dès les années 90, peuvent être distingués en six types : regular spiking (RS), intrinsically bursting (IB), chattering (CH), fast spiking (FS), low-threshold spiking (LTS) et late spiking (LS) [1]. Cette classification, considérée comme très simplifiée, la littérature pointant encore des sous-classes entre ces six types, est amenée naturellement à s'enrichir, laissant entrevoir un énorme potentiel de solutions et d'applications originales.

ÉTUDE DU CIRCUIT NEURONE « FAST SPIKING »

Proposé par une équipe de l'IRCICA à l'Université de Lille [2] en technologie CMOS 65 nm, le circuit intégré ultra faible consommation, décrit *figure 1*, mime parfaitement l'émission de PA d'un neurone biologique de type « Fast Spiking » (cf. *figure 2*). Or, ce circuit possède 11 paramètres affectant potentiellement la présence ou non d'émission (effet de seuil), la fréquence et l'amplitude des PA. L'étude de son comportement en fonction du courant d'entrée, l'évaluation de l'influence des différents paramètres sur son schéma d'émission ainsi que l'optimisation de son dimensionnement en termes de taille et de consommation énergétique sont parmi les principaux objectifs de cette étude.

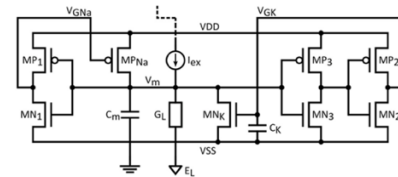


Fig. 1. Circuit du neurone artificiel FS proposé par l'équipe de l'IRCICA à l'Université de Lille

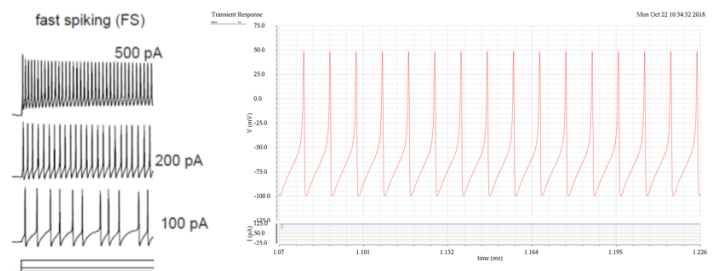


Fig. 2. À gauche, schémas d'émission de PA d'un neurone FS biologique. À droite réponse simulée du circuit étudié à 125 pA.

CONCLUSION

Le dimensionnement proposé à ce jour met en évidence un fonctionnement caractéristique du circuit intégré FS proche de celui de son analogue biologique. La fréquence de travail obtenue est cent fois plus élevée que celle du circuit de référence [2], allant jusqu'à 105 kHz à 120 pA d'excitation, et son efficacité énergétique est jusqu'à dix fois plus importante, de l'ordre du femto joule par PA. Une analyse de données simulées plus poussée d'un tel circuit non linéaire, du type Analyse de Composantes Principales, permettrait d'en savoir davantage sur l'influence relative de chacun de ses paramètres.

RÉFÉRENCES

- [1] Sejnowski, T. J., & Poggio, T. A. (2007). *Dynamical Systems in Neuroscience Computational Neuroscience. Dynamical Systems* (Vol. 25).
- [2] Sourikopoulos, I., Hedayat, S., Loyez, C., Danneville, F., Hoel, V., Mercier, E., & Cappy, A. (2017). A 4-fJ/spike artificial neuron in 65 nm CMOS technology. *Frontiers in Neuroscience*, 11(MAR), 1–14.

Liste des sponsors



Université de Montpellier

L'Université de Montpellier compte près de 47 000 étudiants et 4 800 personnels. Héritière de la Faculté de médecine de Montpellier (1220) et disposant d'un patrimoine historique exceptionnel, elle rassemble une vaste palette de disciplines : sciences et techniques, droit, économie, environnement, administration, gestion, médecine, pharmacie, activités physiques et sportives, biologie, informatique, sciences de l'éducation, science politique... Université de recherche intensive dans le top 300 du classement de Shanghai, l'UM comprend 77 structures de recherche réparties dans 9 départements scientifiques. Elle a obtenu la labellisation I-SITE pour le projet « Montpellier University of excellence » (MUSE) qu'elle coordonne aux côtés de 18 partenaires. Autour du triple objectif « Nourrir, soigner, protéger », le projet MUSE s'appuie sur tous les domaines scientifiques de l'UM et de ses partenaires.



CNRS

Le CNRS mène des recherches dans l'ensemble des domaines scientifiques, technologiques et sociétaux, qu'il s'agisse des mathématiques, de la physique, des sciences et technologies de l'information et de la communication, de la physique nucléaire et des hautes énergies, des sciences de la planète et de l'Univers, de la chimie, des sciences du vivant, des sciences humaines et sociales, des sciences de l'environnement ou des sciences de l'ingénierie.



ECOLE DOCTORALE

ED I2S

L'Ecole doctorale Information Structures Systèmes (I2S) constitue un élément de pointe du pôle sciences de la région Languedoc Roussillon et offre un cadre pluridisciplinaire autour des sciences exactes pour des études doctorales. L'Ecole doctorale I2S rassemble tous les doctorants des sciences fondamentales liées au traitement de l'information, au développement de structures et de concepts théoriques, ou à l'étude et à la conception de systèmes de la région montpelliéraine. Elle est organisée en 7 spécialités doctorales : Biostatistique, Electronique, Informatique, Mathématiques et modélisation, Mécanique et génie civil, Physique, Systèmes automatiques et micro-électroniques.



ED GEET

Ecole doctorale du Génie Electrique, Electronique, Télécommunications : du système au nanosystème. Les doctorants sont formés par la recherche sur 7 spécialités touchant principalement aux Départements Scientifiques Sciences pour l'Ingénieur (SPI) et Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC) et plus en marge au département Sciences du Vivant et de la Santé (Radio-Physique, Imagerie Médicale , thématiques transversales de type Bio-Inspirées présentes dans les Laboratoires (LAAS-LAPLACE-OLIMPES-INSERM).



GIP CNFM

Le Groupement d'Intérêt Public pour la Coordination Nationale de la Formation en Micro et nanoélectronique (GIP CNFM) a été créé officiellement par arrêté du Ministère de l'Economie, des Finances et de l'Industrie et du Ministère de l'Education Nationale à la date du 20 février 2002. Ce GIP regroupe le réseau d'universités actives en enseignement et en recherche en microélectronique, microsystèmes, et nanotechnologies, et les industries du semiconducteur fédérées par l'ACSIEL (Alliance des Composants et Systèmes pour l'Industrie Electronique) et la FIEEC (Fédération des Industries Electrique, Electronique et de Communication).



LIRMM

LIRMM

Le Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier - LIRMM - est une unité mixte de recherche, dépendant conjointement de l'Université Montpellier et du Centre National de la Recherche Scientifique. Il est situé sur le Campus Saint-Priest de l'UM.

Ses activités de recherche positionnent pleinement le LIRMM au cœur des sciences et technologies de l'information, de la communication et des systèmes. Ainsi, de l'information aux systèmes, de la technologie à l'humain et aux usages, les activités de recherche du LIRMM concernent : la conception et la vérification de systèmes intégrés, mobiles, communicants, la modélisation de systèmes complexes à base d'agents, les études en algorithmique, bioinformatique, interactions homme-machine, robotique, etc.



IES

L'Institut d'Electronique et des Systèmes - IES - est une unité mixte de recherche, dépendant conjointement de l'Université Montpellier et du Centre National de la Recherche Scientifique. Il est situé sur le Campus Saint-Priest de l'UM. Ses activités de recherche positionnent pleinement l'IES au cœur des sciences et technologies de l'information, de la communication et des systèmes. Ainsi, de l'information aux systèmes, de la technologie à l'humain et aux usages, les activités de recherche de l'IES concernent : matériaux, capteurs, TéraHertz, composants à nanostructure pour le moyen infrarouge, radiations des composants, électronique de puissance, énergie, etc...



ED IAEM Nancy

L'École Doctorale IAEM Lorraine organise la formation doctorale des disciplines Informatique, Automatique, Electronique-Electrotechnique, Mathématiques et Sciences de l'Architecture de l'Université de Lorraine. Elle s'appuie sur 11 laboratoires et équipes de laboratoires dont 9 constituent le pôle scientifique AM2I de l'Université de Lorraine. Les deux autres unités sont

rattachées à d'autres établissements, l'Ecole Nationale Supérieure d'Architecture de Nancy pour le MAP-CRAI et CentraleSupélec (établissement en délivrance partagée) pour l'UMI Georgia Tech. La fédération Charles Hermite regroupant les laboratoires CRAN, LORIA, IECL offre un espace de collaboration scientifique se traduisant par des thèses mettant en synergie deux disciplines parmi l'automatique, l'informatique et les mathématiques. Le Centre Inria Grand Est est un partenaire non délivrant de l'Ecole Doctorale. La population scientifique compte plus de 510 chercheurs, dont 250 sont habilités à diriger des thèses. L'Ecole Doctorale IAEM Lorraine gère un peu plus de 300 doctorants. Elle forme annuellement environ 70 docteurs principalement dans les domaines scientifiques Mathématiques et Sciences et Technologies de l'Information.



ED EEATS

L'école doctorale EEATS (ED EEATS) est une école doctorale thématique de la région grenobloise (incluant Chambéry et Valence). L'ED EEATS est une des 14 écoles doctorales du Collège des écoles doctorales de la Communauté Université Grenoble Alpes. L'ED EEATS regroupe tous les doctorants (plus de 500) du domaine de l' « Electrical Engineering », son périmètre scientifique est bien décrit par ses spécialités de thèse:

Automatique-Productique (AP) Génie Electrique (GE) Nano Electronique et Nano Technologies (NENT) Optique-Radiofréquences (OR) Signal, Image, Parole, Télécom (SIPT)



REDOC SPI

Les objectifs du Réseau National des Ecoles Doctorales en Sciences Pour l'Ingénieur (REDOC SPI) sont : renforcer l'attractivité du doctorat SPI en France et à l'International, fédérer et promouvoir la Communauté des Doctorants et Docteurs SPI, soutenir des initiatives innovantes de formation, partager les bonnes pratiques entre les Ecoles doctorales adhérentes.



Région Occitanie

La région Occitanie / Pyrénées-Méditerranée couvre 13 départements et abrite 4488 communes. La région est riche de paysages et climats variés, notamment de deux massifs et de plus de 220 km de côtes méditerranéennes. La réforme territoriale a donné naissance au 1er janvier 2016 à 13 régions en France métropolitaine, dont la grande région Occitanie / Pyrénées-Méditerranée,

issue de la réunion des anciennes régions Languedoc-Roussillon et Midi-Pyrénées. Sa capitale est Toulouse.

Liste des auteurs

- Abbes Alaeddine, 52
Alaji Issa, 7
Alchaar Rodolphe, 43, 61, 62
Alonso Corinne, 29
Ammar Mehdi, 74
Antoni Frédéric, 41
Aouimeur Walid, 7
Aquino Guazzelli Ricardo, 11
Aubel Dominique, 41
Austin Patrick, 14, 15
Azevedo Goncalves Joao, 4
Azevedo-Gonçalves Joao Carlos, 7
Bahriz Michaël, 44
Barragan Manuel, 34
Baumann S., 49, 50
Beaudoin Grégoire, 52
Bel'kov V. V., 49, 50
Bel-Hadj Ibrahim, 5
Ben Chaabane Faten, 48
Benlarbi-Delaï Aziz, 77
Benserhir Yousra, 13
Bergaud Christian, 6
Bernardo José Antonio, 16–18
Bertin Kevin, 28
Bessouet Clément, 67
Bilent Sylvie, 63, 64
Blin Stéphane, 26, 52
Boisnard Benjamin, 45
Bonament Alexi, 57, 58
Bosseboeuf Alain, 67
Bougrioua Zahia, 5
Boukour Fouzia, 69
Brulin Damien, 71
Budkin G. V., 49, 50
Buj Christel, 51
Cakiroglu Dilek, 46
Camara Nicolas, 32
Campo Eric, 71
Cayron Audrey, 24
Cazarre Alain, 14
Cerutti Laurent, 42
Chakaroun Mahmoud, 47
Champauzas Nicolas, 76
Chapuis Pierre-Olivier, 46
Chaudhuri Sumanta, 39
Chevalier Pascal, 10
Chime Alex, 47
Chomet Baptiste, 52
Christol Philippe, 43
Corlay Patrick, 25
Coste Philippe, 67
Coudoux François-Xavier, 25
Cuminal Yvan, 32
Daas Bilal, 70
Daniel Andres Diaz Thomas, 8, 9
Danneville François, 4, 7
De Carvalho Nathan, 77
Di Pendina Gregory, 21, 22
Dinh Thi-Hong-Nhung, 63, 64
Diouf Isidore, 26
Dmitriev A.p., 49, 50
Do Valé Maïté, 74
Dollfus Philippe, 51
Dubois Emmanuel, 4
Ducournau Guillaume, 4, 7
Dufour-Gergam Elisabeth, 74
Dumas Norbert, 59, 60
Dvoretzky S.a., 49, 50
Dzahini Daniel, 34
El Beyrouthy Johnny, 10
Fakri-Bouchet Latifa, 59, 60
Fesquet Laurent, 11
Fiorese Victor, 4
Fischer Alexis, 47
Flahaut Emmanuel, 6
Fontaine Lya, 14
Foucaran Alain, 32
Gademer Antoine, 32
Ganichev S. D., 49, 50
Gaquière Christophe, 4, 7
Garay Trindade Matheus, 12
Garcia Luis, 29
Garnache Arnaud, 52
Gavelle Mathieu, 15
Gebert Sebastian, 49, 50
Ghanem Haitham, 7
Ghannam Ayad, 24
Gharbi Mohamed, 25
Gianesello Frédéric, 4
Gloria Daniel, 4, 7

Gougeon Jolivet Anne, 13
 Guerboukha Mohamed-Amine, 31
 Guillet Bruno, 68
 Haddad Madjid, 69
 Haddadi Kamel, 69, 70
 Haendler Sebastien, 10
 Hajjar-Garreau Samar, 41
 Haloui Chaymaa, 15
 Hebrard Luc, 59, 60
 Hoffmann Alain, 10
 Hubmann S., 49, 50
 Isoird Karine, 14, 15
 Ivchenko E. L., 49, 50
 Joubert Pierre-Yves, 63, 64
 Khelif Mohamed Amine, 35
 Klisnick Geoffroy, 77
 Kozlov D. A., 49, 50
 Kudashova Anastasiia, 75
 Kvon Z.d., 49, 50
 Lépilliet Sylvie, 7
 Laborde Adrian, 14
 Laborie Etienne, 74
 Lahdhiri Habiba, 36
 Le Gratiet Luc, 52
 Lecoq Hélène, 67
 Lefebvre Olivier, 74
 Lemettre Sylvain, 67
 Likforman-Sulem Laurence, 39
 Lopez Alexandre, 51
 Loyez Christophe, 69, 70
 Lucchesi Christophe, 46
 Magnani Alessandro, 24
 Maris Ferreira Pietro, 77
 Marques Do Nascimento Vanuza, 68
 Martincic Emile, 63, 64
 Mechin Laurence, 68
 Mequignon Marc, 28
 Meriguet Yoann, 73, 75
 Mikhailov N.n., 49, 50
 Mir Salvador, 34
 Moign Mélanie, 2
 Monge Bartolome Laura, 44
 Moon Seungjae, 37, 38
 Morancho Frédéric, 15
 Moulin Johan, 67
 Muller Dominique, 41
 Myara Mikhaël, 52
 Narcy Grégoire, 44
 Naviner Lirida, 39
 Nguyen Duc-Vinh, 59, 60
 Nkwawo Homère, 47
 Otteneder M., 49, 50
 Ouirimi Amani, 47
 Oussaiti Yassine, 51
 Pala Marco, 51
 Pan Qiang, 71
 Paquet Romain, 52
 Parola Stéphanie, 32
 Parra Thierry, 24
 Pascal Fabien, 10
 Perez Jean-Philippe, 43, 46
 Petreto Alexandra, 74
 Pichon Laurent, 13
 Piquemil Marie, 32
 Plagellat-Penarier Annick, 26
 Politi Bastien, 32
 Pomorski Denis, 70
 Possamai Bastos Rodrigo, 11, 12
 Quazzo Lorenzo, 3
 Raposo De Oliveira Martins João Roberto, 19
 Rideau Denis, 51
 Rio Calvo Marta, 42
 Rizzo Giulia, 20
 Rodriguez Jean-Baptiste, 42, 43
 Rouibah Adem, 70
 Rousseau Roman, 66
 Sagnes Bruno, 10
 Sagnes Isabelle, 52
 Salaun Anne-Claire, 13
 Saunier Valentin, 6
 Sauvage Thierry, 67
 Sekak Fatima, 69
 Sendi Aymen, 54–56
 Silveira Feitoza Renato, 34
 Smadja Claire, 74
 Stock François, 41
 Taliercio Thierry, 46
 Tasselli Josiane, 14, 15
 Torres Jeremie, 75
 Torres Lionel, 21, 22
 Tournié Eric, 42, 44, 46
 Trémouilles David, 15
 Trioux Anthony, 25
 Trzpil Wioletta, 65

Uhring Wilfried, 59, 60

Vaillon Rodolphe, 46

Varani Luca, 26, 75

Viallon Christophe, 24

Wadghiri Youssef, 60

Werling Lucas, 59, 60

Yang Xuecan, 39

Zavala-Moran Ulises, 43

Ziouche Katir, 5

Zissis Georges, 28

