

Étude expérimentale d'un nouveau modèle d'onduleur solaire monophasé à modulation en rapport cyclique

Arnaud OBONO BIYOBO*, Léandre NNEME NNEME, Jean MBIHI, Félix PAUNÉ
et Bertrand LONLA MOFFO

Laboratoire de Génie Informatique et Automatique (GIA), Unité de Formation Doctorale des Sciences de l'Ingénieur, Université de Douala, BP 8698, Douala, Cameroun

* Correspondance, courriel : obonobiyo@yahoo.fr

Résumé

Cet article présente l'étude d'un premier prototype expérimental du nouveau modèle d'onduleur monophasé solaire à MRC (Modulation en Rapport Cyclique) obtenu à travers la simulation virtuelle assistée par ordinateur. Le prototype expérimental proposé est dédié aux domaines d'application de faible puissance. Il fonctionne en boucle ouverte et est dimensionné pour 12 V/230 V, 200 watts. La partie puissance est réalisée à base de préamplificateurs à transistors, d'un pont à transistors N-MOS et P-MOS, d'un filtre LC passe-bas de fréquence de coupure 60 Hz, et d'une charge (lampe) test. Le dispositif de commande analogique est un circuit MRC simple à base d'un amplificateur opérationnel unique. Par ailleurs, la plateforme expérimentale utilisée est présentée. Les résultats expérimentaux obtenus sont présentés, comparés aux résultats de simulation virtuelle, puis interprétés et discutés. Les grandeurs de performance relevées à la suite des essais sont les suivantes : SNR = 41.86 dB, SINAD = 41,61 dB, THD = 1,12 % et SFDR = 50,33 dB. Les résultats montrent que le signal obtenu à la sortie est une sinusoïde pure de 50Hz. Enfin, l'utilisation de la nouvelle structure simple d'onduleur proposée requiert un système de commande en boucle fermée.

Mots-clés : *onduleur monophasé solaire, modulation en rapport cyclique, prototype expérimental, grandeurs de performance normalisée.*

Abstract

Experimental study of a new single phase solar inverter using duty-cycle modulation

This paper is about the study of an initial experimental prototype of the new model of single-phase solar inverter with DCM (Duty-Cycle Modulation) which is obtained through computer assisted virtual simulation. The proposed experimental prototype chosen here is dedicated to low power application areas. It operates in open loop and is designed for 12 V / 230 V, 200 watts. The power section is based on a bridge N-MOS and P-MOS, preamplifier transistors, a low-pass LC filter with cutoff frequency 60Hz, and a low power lighting load (a lamp). The analog controller is a simple DCM circuit based on a single operational amplifier. In addition, the experimental platform used is presented. The experimental results obtained are presented and compared to those of virtual simulation, then they are interpreted and discussed. The normalized performance quantities corresponding to these results are given by SNR = 41.86 dB, SINAD = 41.61 dB, THD = 1,12 % and SFDR = 50.33 dB. The results show that the signal obtained at the output is a pure sine wave of 50Hz. Finally, the use of the proposed new simple inverter structure requires a closed loop control system.

Keywords : *solar single phase inverter, duty-cycle modulation, experimental prototype, standardized performance quantities.*

1. Introduction

L'onduleur est un convertisseur statique DC / AC. Lorsque la source d'énergie d'entrée provient du soleil, on parle d'onduleur solaire [2 - 4]. En fonction du type de charge et des besoins de l'utilisateur, le signal fourni par ces onduleurs solaires [5 - 13] doit être de très bonne qualité. Autrefois, la commande des onduleurs se faisait uniquement à l'aide des drivers basés sur la MLI (modulation de la largeur d'impulsion), mais de nos jours elle se fait également à partir des drivers basés sur la MRC. Cette stratégie de commande initiée depuis 2005 [14] à des fins d'instrumentation industrielle a permis d'engendrer d'autres travaux scientifiques [15 - 25] qui ont prouvé sa fiabilité et son efficacité. Étant donné que l'étude théorique à base de simulations virtuelles, a déjà été faite avec succès dans nos récents travaux [1], sur une nouvelle topologie d'OMRC (onduleurs à modulation en rapport cyclique). Cet article scientifique porte sur la présentation des travaux expérimentaux effectués dans cette nouvelle classe d'onduleurs. Un prototype expérimental d'OMRC est mis en œuvre, et bien testé pour une charge maximale de 200 watts sous une alimentation de 12/230 V. Les résultats expérimentaux obtenus seront comparés aux résultats de simulation virtuelle, puis interprétés et discutés. Le prototype expérimental étudié est dédié aux domaines d'application de faible puissance. Les autres sections de l'article sont organisées comme suit : dans la section 2, nous présentons la méthodologie d'étude du prototype expérimental. Puis, les résultats expérimentaux du système complet sont présentés à la section 3. Ensuite, la section 4 est dédiée aux discussions sur les résultats, ainsi que sur les indicateurs de qualité et de pertinence. Enfin, une conclusion est prévue dans la section 5 de l'article.

2. Méthodologie

2-1. Rappels des résultats obtenus en simulation virtuelle assistée par ordinateur

Le **Tableau 1** présente les hypothèses et les conditions de simulation utilisées dans le nouveau modèle d'onduleur monophasé solaire à MRC [1] au moyen de MULTISIM 14.0

Tableau 1 : Hypothèses et conditions de simulation

Hypothèse composants	Hypothèse filtre (transformateur, bobine et condensateur)	Hypothèse tension de commande	Hypothèse Alimentation	Hypothèse charges
Interrupteurs parfaits ; Amplificateur idéal	-Transformateur parfait d'isolement ; - Bobine (L = 150 mH et R = 200 mΩ) -Condensateur parfait : C=66 uF	$u(t) = 4 \sin(2\pi 50 t)$	4 sources de tension de 12V représentent les panneaux solaires	Résistances idéales $R_0 = 250 \Omega$; 150 Ω et 350 Ω

Pour une charge résistive de 250 Ω , la tension $u_s(t)$ à la sortie de l'onduleur ou $u_0(t)$ aux bornes de la charge et $u(t)$ du signal de commande sont représentées à la **Figure 1**.

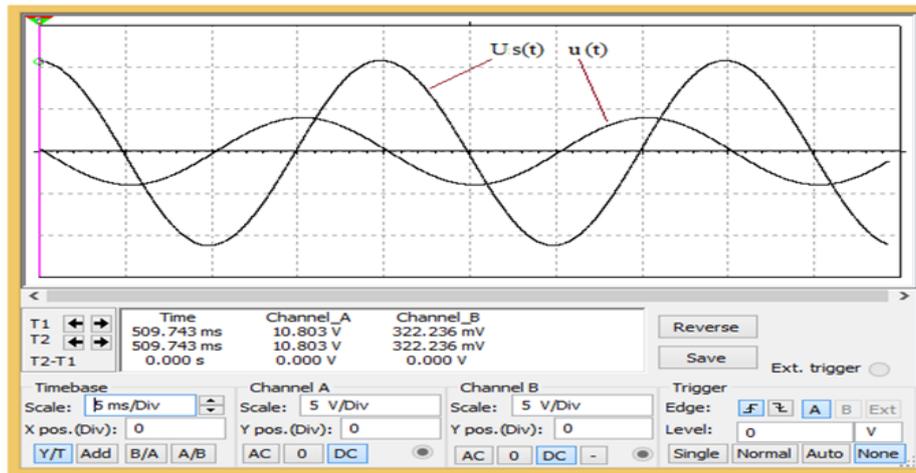


Figure 1 : Signal modulant $u(t)$ et de sortie $u_s(t)$ de l'onduleur pour $R_0 = 250 \Omega$ [1]

2-2. Étude du prototype expérimental

2-2-1. Schéma fonctionnel

La **Figure 2** présente le schéma fonctionnel de l'onduleur solaire. Ce **Schéma** est constitué d'une alimentation continue à base de panneaux solaires, d'un module de commande MRCS (modulation en rapport cyclique sinusoïdal), d'un pont en H, d'un filtre et d'une charge.

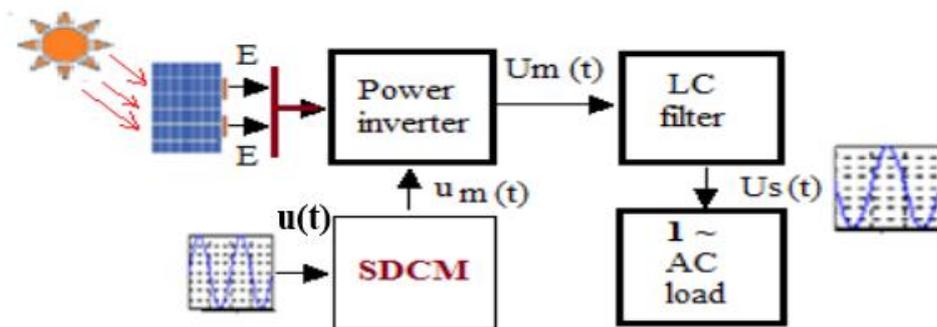


Figure 2 : Schéma fonctionnel de l'onduleur monophasé solaire à MRC [1]

2-2-2. Dimensionnement du prototype expérimental

Le prototype expérimental est dimensionné pour une charge maximale de 200 W fonctionnant sous une sous tension maximale de 230 V.

2-2-2-1. Charge

La charge test est une lampe à LED de 5 W /230 V. Le courant efficace maximal demandé par la charge est $I = 22 \text{ mA}$ max. Le courant efficace maximal de l'onduleur est de 870 mA.

2-2-2-2. Filtre

Le filtre du prototype est dimensionné pour une fréquence de coupure de 60Hz. Il est composé d'un transformateur élévateur (12/230 V ; $R_2 = 130 \Omega$; $L_2 = 13.54 \text{ H}$; $R_1 = 2 \Omega$; $L_1 = 14 \text{ mH}$; $m_v = 9$), d'une

bobine ($R_B = 0,002 \text{ m}\Omega$; $L_B = 10\text{mH}$) et d'un condensateur ($C = 0.5\mu\text{F}$). Le modèle du filtre ($R = 292\Omega$, $L = 14,7 \text{ H}$ et $C = 0.5 \mu\text{F}$) est représenté à la **Figure 3** et son diagramme de Bode à la **Figure 4**.

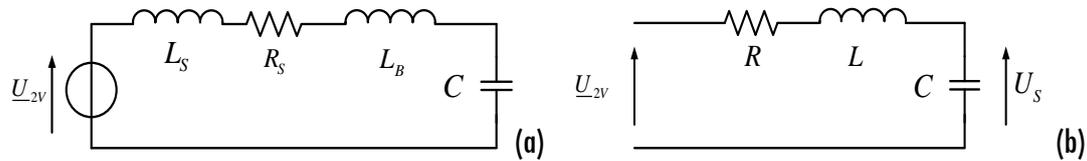


Figure 3 : Modèle du filtre, filtre avec modèle de Thevenin du transformateur (a) et filtre simplifié (b)

Le modèle de Thevenin du transformateur est obtenu avec l'approximation de Kapp. Cette approximation consiste à négliger le courant correspondant aux pertes dans le fer et le courant magnétisant donc, la saturation et l'hystérésis. Avec,

$$R_S = R_2 + m_V^2 R_1 : \text{La résistance totale réduite au secondaire} \quad (1)$$

$$X_S = X_2 + m_V^2 X_1 : \text{La réactance totale réduite au secondaire} \quad (2)$$

$$R = R_S + R_B : \text{La résistance totale du filtre} \quad (3)$$

$$L = L_S + L_B : \text{La résistance totale du filtre, l'inductance mutuelle est nulle} \quad (4)$$

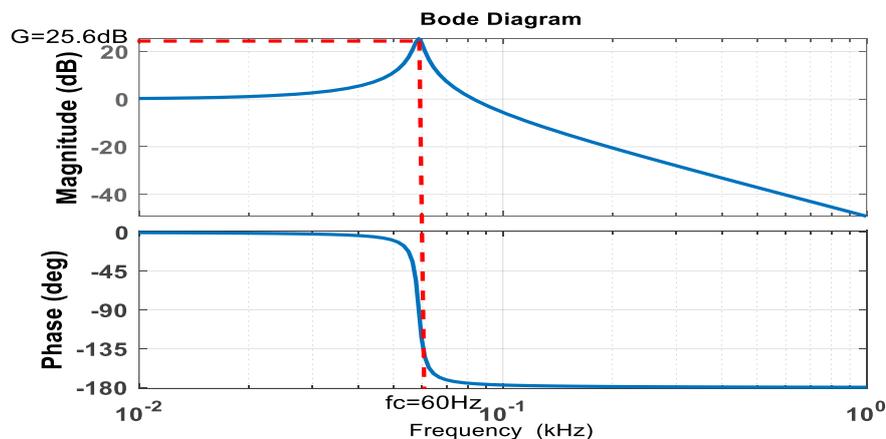


Figure 4 : Diagramme de Bode du filtre

2-2-2-3. Prédiction de l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur

L'amplitude du signal de sortie de l'onduleur est fonction de la tension de commande $u(t)$, de la tension d'alimentation V_{cc} du pont en H et des éléments du circuit [1] :

$$u_s(t) = U_{S_{\max}} \sin(\omega t + \varphi) \quad (5)$$

L'Équation (5) montre que le signal à la sortie est une tension alternative sinusoïdale pure, dont la valeur maximale évolue en fonction de plusieurs paramètres du système et le déphasage en fonction de la charge. Pour une bonne prédiction, nous allons considérer le pont en H et le filtre passe bas comme un démodulateur MRC de puissance. Le Schéma bloc de la **Figure 5** permet de prédire le signal de sortie en fonction de tous les éléments du système :

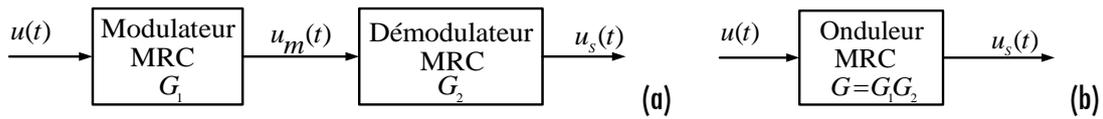


Figure 5 : Prédiction de la tension de sortie de l'onduleur solaire monophasé à MRC

La **Figure 5** montre que la tension de sortie est le produit de la tension d'entrée par un gain :

$$U_{S \max} = GU_{\max}, \text{ avec } G = G_1G_2 \tag{6}$$

Il a été montré dans [20] qu'un démodulateur, constitué d'un filtre passe bas du second ordre ayant un gain statique $K_f = 1/G_1$, permettait aux basses fréquences de retrouver le signal modulant $u(t)$. D'après cette relation, nous déduisons le gain G_1 :

$$G_1 = 2Ep_m \tag{7}$$

$$P_m = \frac{\alpha_1}{E(1 + \alpha_1)} \frac{1}{\ln\left(\frac{1 + \alpha_1}{1 - \alpha_1}\right)}, \quad \alpha_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{8}$$

Le gain G_2 est égal au produit de deux gains, le gain G_{2H} aux basses fréquences du pont en H et le gain G_{2F} du filtre. L'amplitude du signal de sortie est donc influencée par les éléments du pont en H et du filtre. **L'Équation (6)** permet de calculer le gain du filtre du second ordre et de dimensionner ses éléments à l'aide de l'analyse fréquentielle. De même, le gain du pont est aussi obtenu à travers une analyse fréquentielle en utilisant un filtre passe bas du premier ordre. Nous utilisons le modèle du filtre de la **Figure 3b** pour le dimensionnement du filtre du second ordre lorsque sa fréquence de coupure est proche de la fréquence de résonance.

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} ; \quad f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}, \text{ pulsation de coupure} \tag{9}$$

$$Q = (1/R)\sqrt{L/C}, \text{ facteur de surtension} \tag{10}$$

$$z = (R/2)\sqrt{C/L}, \text{ coefficient d'amortissement} \tag{11}$$

$$\omega_r = \omega_0\sqrt{1 - 2z^2}, \text{ pulsation de résonance} \tag{12}$$

$$A(\omega_r) = K / 2z\sqrt{1 - z^2}, \text{ gain à la résonance} \tag{13}$$

$$A(\omega_0) = K / 2z, \text{ gain à la fréquence de coupure} \tag{14}$$

$$A(\omega_s) = K / \sqrt{\left(1 - \omega_s^2 / \omega_0^2\right)^2 + 4z^2\omega_s^2 / \omega_0^2}, \text{ gain à } f=50 \text{ Hz ou à } \omega_s \tag{15}$$

L'Équation (13) montre que le gain à la résonance est important lorsque le coefficient d'amortissement est faible. Le gain G_{2F} est obtenu pour z très faible et pour $f = 50$ Hz. La tension maximale test du signal modulant est $U_{\max} = 4$ V, pour avoir $U_{s\max} = 230\sqrt{2}$ V, le gain G doit être égal à 81,3173. Nous fixons $G_1 = 0,5742$, $G_{2H} = 2,0527$ et nous déduisons $G_{2F} = 68.9940$. Pour avoir ce gain, il faut agir soit sur le transformateur, soit sur le filtre de base LC ou plus généralement sur le coefficient d'amortissement z . à partir des méthodes

expérimentales, nous trouvons les valeurs théoriques approximatives suivantes : $R = 50 \Omega$; $L = 11 \text{ H}$ et $C = 924.3 \text{ nF}$ pour $z = 0.0072$; $Q = 68.9$; $f_c = 50 \text{ Hz}$. Pour ces valeurs, la **Figure 6** présente le diagramme de Bode de ce filtre :

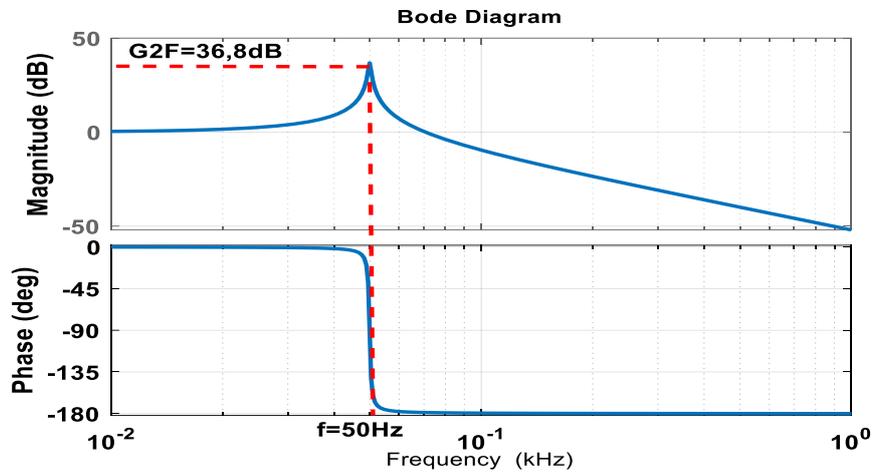


Figure 6 : Diagramme de Bode du filtre pour $G_{2f} = 36,8 \text{ dB}$ et $f = 50 \text{ Hz}$

2-2-3. Maquettes et schémas du prototype expérimental

Nous présentons les maquettes et les schémas du prototype expérimental à travers les **Figures** ci-dessous



Figure 7 : Maquettes du projet

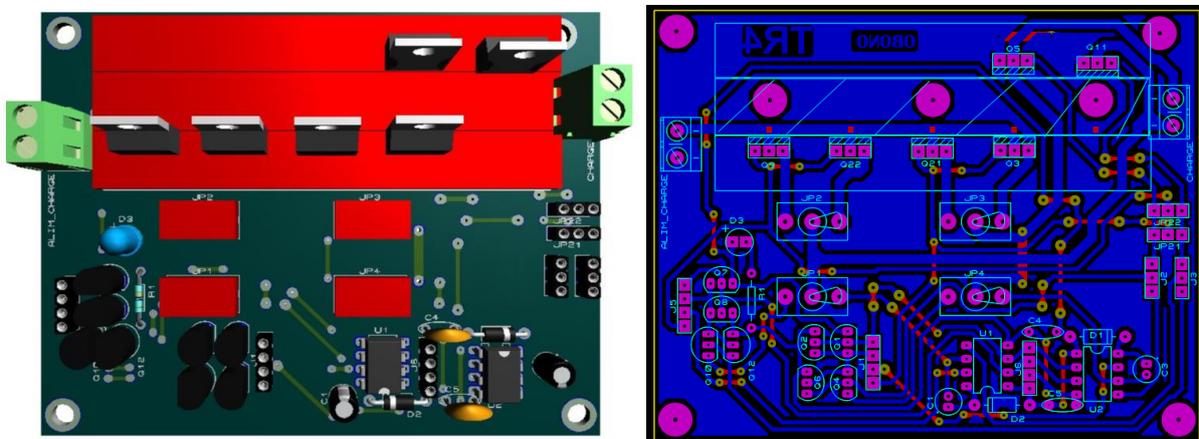


Figure 8 : Vue 3D du Banc d'essais et typon du Banc d'essais

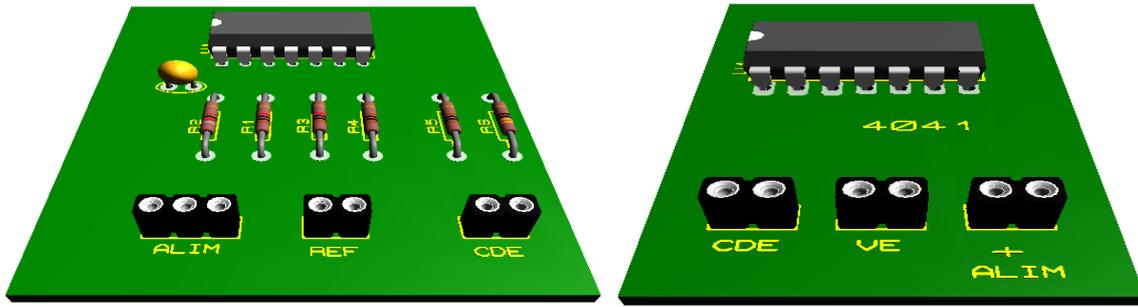


Figure 9 : Vue 3D du circuit MRC, son inverseur analogique et du driver à base du C14041

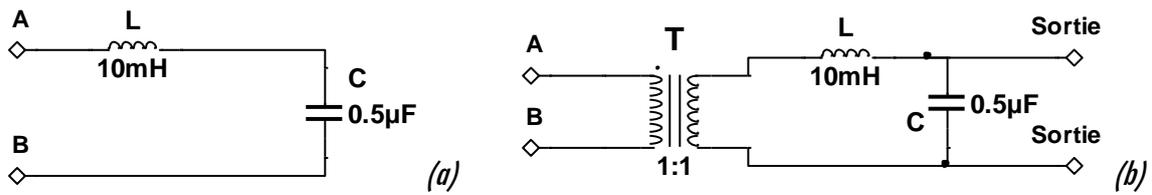


Figure 10 : Filtre LC de base (a) et filtre complet de l'onduleur (b)

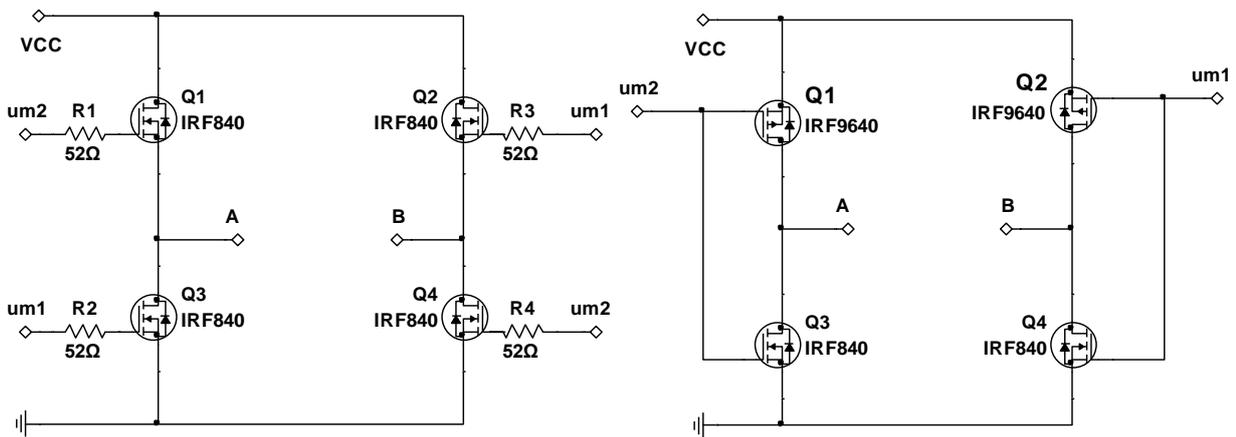


Figure 11 : Pont en H avec transistors P-MOS et N-MOS du Banc d'essais

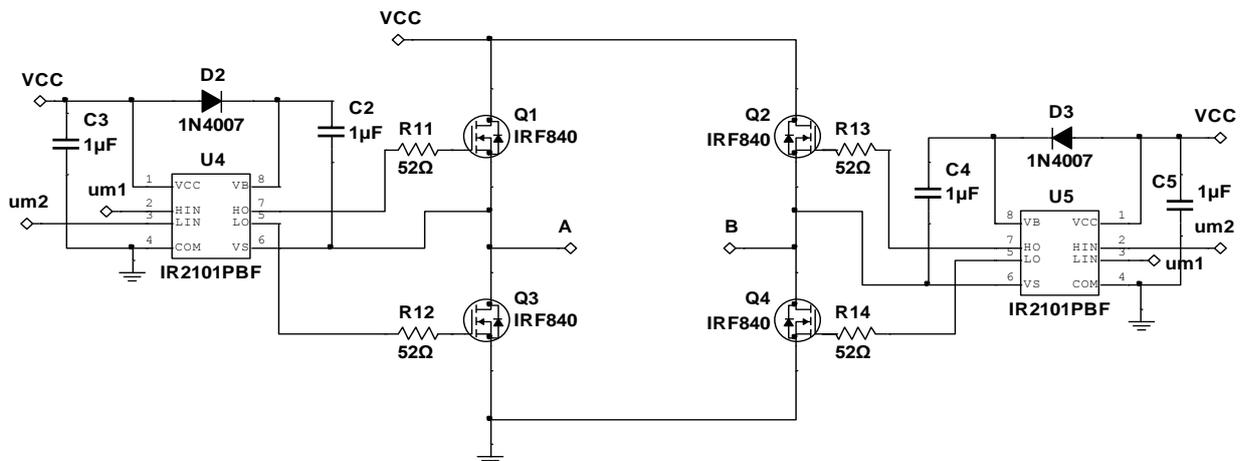
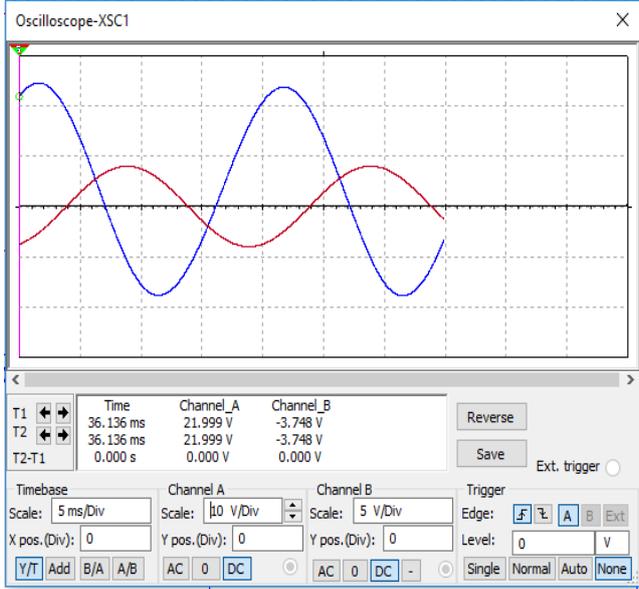
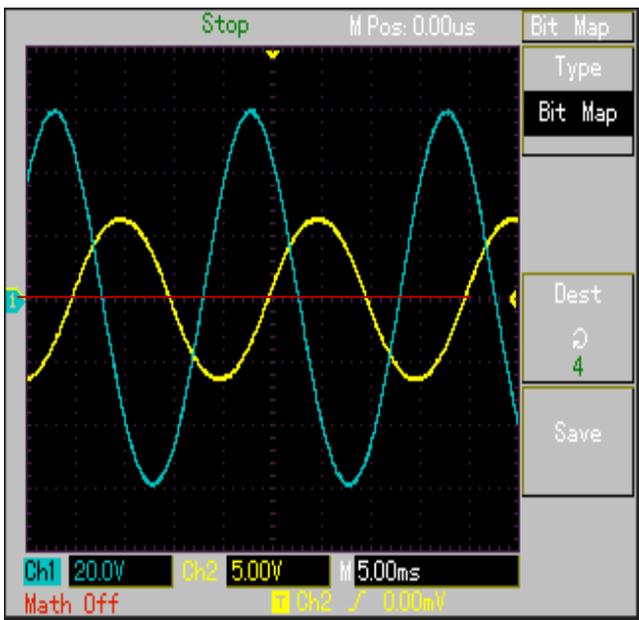
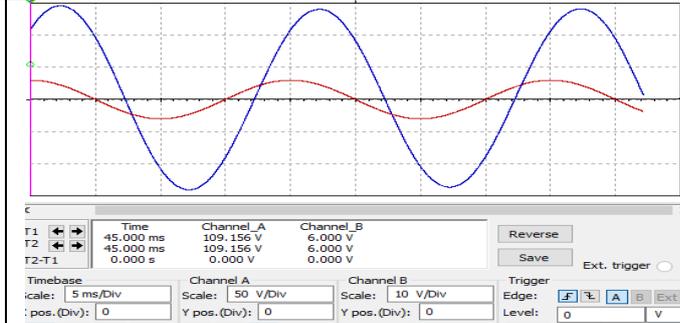
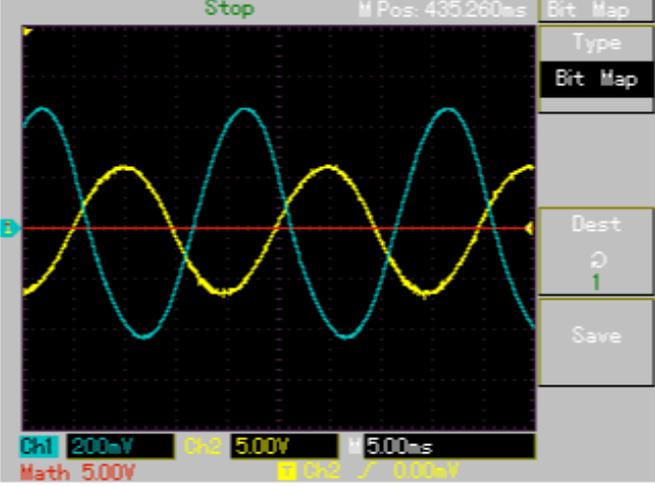
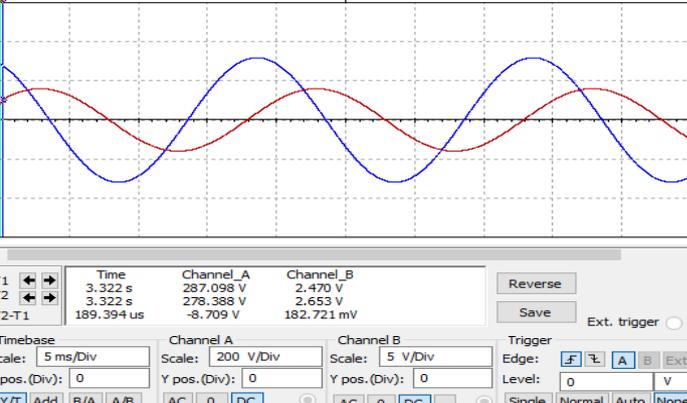


Figure 12 : Pont en H à transistors N-MOS et driver IR2101 du Banc d'essais

Tableau 3 : Résultats de simulations dans MULTISIM et expérimentaux

Cas	Filtre	V_{smax}	courbes
Cas de Simulation N°1	Transformateur m = 9 PONT H à transistors N-MOS fc = 60 Hz (fréquence de coupure du filtre complet)	$V_{smax} = 25$ V en bleu ; $\hat{U}_{ref} = 4$ V en rouge ; $V_{cc} = \pm 3$ V commande MRC+CI4041 ± 12 V	
Cas Pratique N°1	Transformateur m=9 filtre de base (LC) L=10 mH C=1,5 uF PONT H à transistors N-MOS fc_LC=1,3 KHz (fréquence de coupure du filtre de base sans transformateur)	$V_{smax} = 30,4$ V en bleu ; $\hat{U}_{ref} = 6$ V en jaune ; $V_{cc} = \pm 3$ V commande MRC+4041 ± 12 V	

Cas	Filtre	V_{smax}	courbes
Cas de Simulation N°2	Transformateur m = 9 fc = 60 Hz (fréquence de coupure du filtre complet) PONT H à transistors P-MOS et N-MOS	$V_{smax} = 140$ V en bleu. $\hat{U}_{ref} = 6$ V en rouge $V_{cc} = \pm 11$ V commande MRC+ INV analogique : ± 12 V	

Cas Prati-que N°2	<p>Transformateur m=9 Filtre de base (LC) $L=10\text{ mH}$ $C=500\text{ nF}$ $f_{c_LC}=2,3\text{ KHz}$ (fréquence de coupure du filtre de base sans transformateur);</p> <p>PONT H à transistors P-MOS et N-MOS</p>	<p>$V_{smax}=240\text{ V}$ en bleu. $\hat{U}_{ref}=6\text{ V}$ en jaune, $V_{cc}=\pm 11\text{ V}$ commande MRC+ INV analogique : $\pm 12\text{ V}$</p>	
Cas	Filtre	V_{smax}	courbes
Cas de Simula-tion N°3	<p>PRÉDICTION Estimation de la tension de sortie en utilisant uniquement le nouveau modèle équivalent du filtre. $f_c=50,4\text{ Hz}$ PONT H à transistors P-MOS et N-MOS</p>	<p>$V_{smax}=319\text{ V}$ $V_{seff}=226\text{ V}$ en bleu. $\hat{U}_{ref}=4\text{ V}$ en rouge $V_{cc}=\pm 12\text{ V}$ commande MRC+ INV analogique : $\pm 12\text{ V}$</p>	

La **Figure 14** présente le fonctionnement de l'onduleur alimentant une lampe test de 5 W, 230 V, 50 Hz. La luminosité de la lampe test est forte à la mise sous tension du montage et moyenne durant son fonctionnement. Ce premier prototype d'onduleur MRC monophasé ainsi testé, est sensible aux perturbations dues aux variations de la charge, ce qui est normal pour un système de commande en boucle ouverte.

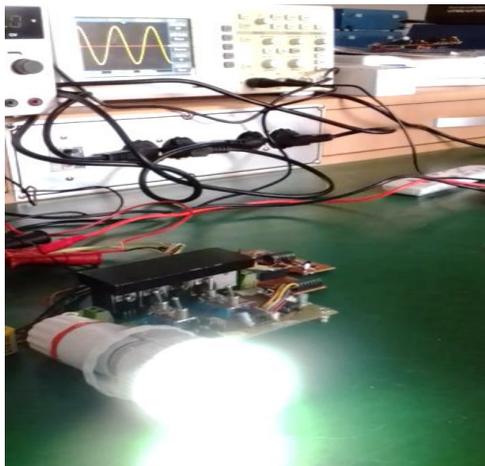


Figure 14 : Fonctionnement de l'onduleur alimentant une lampe test de 5 W, 230 V, 50 Hz

La **Figure 15** présente l'outil d'importation du signal de sortie de l'onduleur. L'objectif rechercher est de l'analyser afin de mieux apprécier sa qualité.

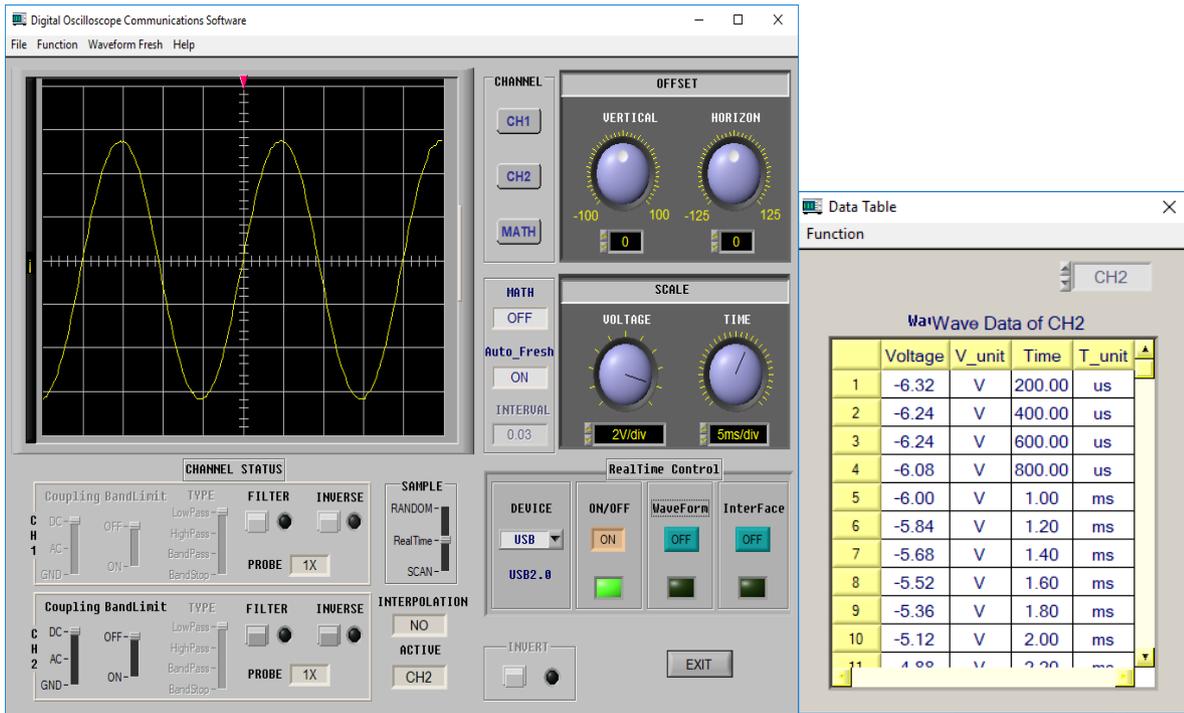


Figure 15 : Importation du signal de sortie

La **Figure 16** et la **Figure 17** présentent respectivement les grandeurs de qualité du signal de référence et du signal de sortie de l'onduleur. Ces grandeurs nous permettent de mieux apprécier la qualité de ces signaux. Nous obtenons ces résultats en analysant les signaux importés dans MATLAB. Pour le signal de référence, nous relevons les paramètres suivants : $f = 50$ Hz ; SNR = 34,26 dB ; SINAD = 34,04 dB, THD = -6,37 dB et SFDR = 41,45 dB et pour le signal de sortie : $f = 50$ Hz ; SNR = 41,86 dB ; SINAD = 41,61 dB, THD = -6,23 dB et SFDR = 50,33 dB

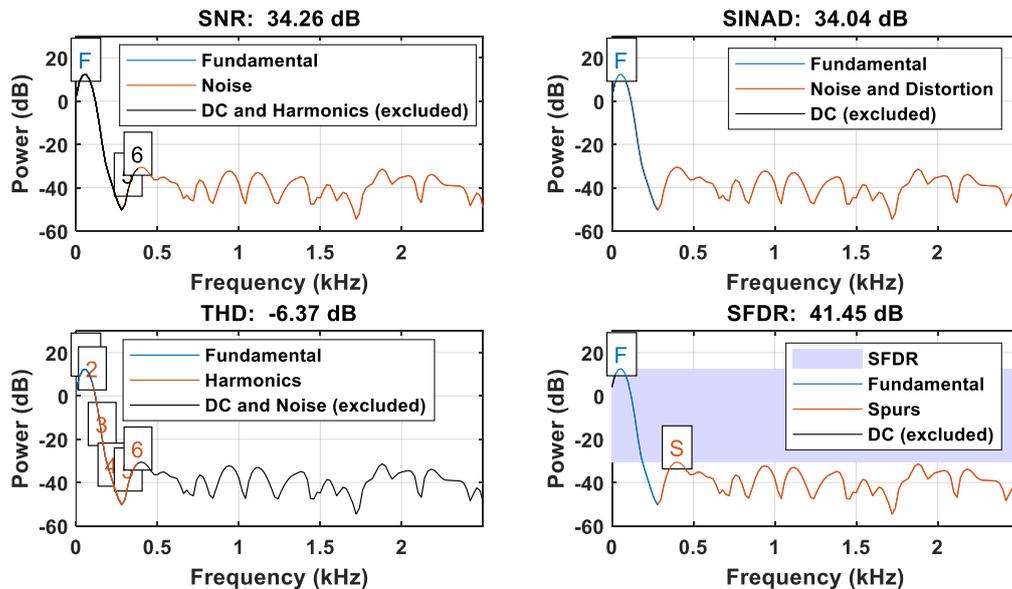


Figure 16 : Grandeurs de qualité du signal de référence

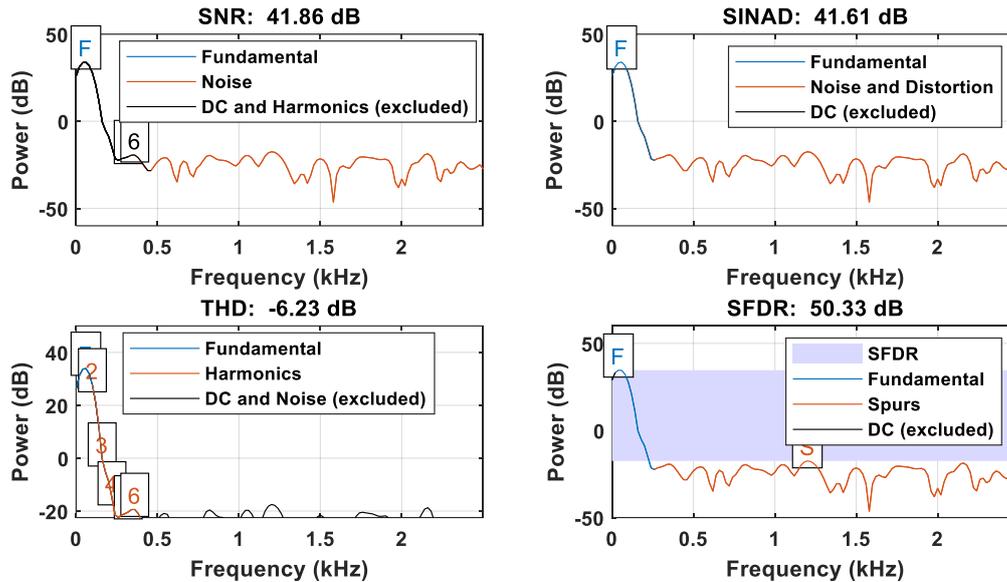


Figure 17 : Grandeurs de qualité du signal de sortie du cas pratique1

3-2. Discussion

Dans nos travaux récents, nous avons proposé le tout premier modèle d'onduleur monophasé solaire à modulation en rapport cyclique [1]. Nous avons montré que cette découverte est une contribution dans le monde scientifique, dans le domaine de l'électronique de puissance. Le principe de la commande des interrupteurs de puissance montés en pont H est basé sur le driver MRC découvert en 2005 [14]. Le pont en H peut être constitué uniquement des transistors MOSFET canal N, ou des P-MOS et N-MOS ou toutes autres structures. Nous avons fait ce constat pendant la phase expérimentale. Pour bien saturer les transistors et éviter les échauffements, le modulateur MRC est accompagné par d'autres circuits d'aide à la commutation des transistors de puissance, tels que : les préamplificateurs à transistors bipolaires, les circuits intégrés C14041, IR2101 et bien d'autres. Le prototype expérimental proposé, fonctionne en boucle ouverte et les résultats obtenus en simulation ne correspondent pas toujours aux résultats expérimentaux, car en simulation nous travaillons avec des composants parfaits et en plus le modèle du transformateur utilisé dans la pratique n'est pas parfaitement identique à celui utilisé dans la simulation. Nous utilisons une sonde différentielle ayant un gain atténuateur ($U_{\max} = 560 \text{ V à } 5600 \text{ V Atténuation : } 500 \text{ X ; Rapport : } 1/500$). Les résultats sont donc affichés en mV pour le calibre sélectionné et le multiplicateur de l'oscilloscope étant à 1. Pour obtenir la valeur désirée il suffit de multiplier la valeur affichée par 500. Nous pouvons changer l'affichage du calibre en volts en modifiant le multiplicateur de l'oscilloscope, mais ça ne modifie pas la valeur exacte. C'est le cas du cas *Pratique 1* (calibre 20 V). Le résultat de la *Figure 1* obtenu en simulation se superpose avec le résultat expérimental du cas *Pratique 1*, car dans les deux cas, nous obtenons une sinusoïde pure de 50 Hz. Le cas *Pratique 2* présente les résultats obtenus avec un pont en H constitué des transistors N-MOS et P-MOS. Nous obtenons toujours en sortie une tension sinusoïdale. Les autres structures proposées génèrent aussi à leurs sorties une tension sinusoïdale. Le cas de *Simulation 3* présente la sortie prédite. Nous constatons que la sortie prédite tend vers la valeur souhaitée. Une lampe test a été utilisée pour vérifier le fonctionnement de l'onduleur. Elle brille fortement à la mise sous tension du montage et moyennement pendant le fonctionnement. Ce phénomène est normal, car le système fonctionne en boucle ouverte. Les essais effectués sur le prototype expérimental ont été effectués à vide, à l'exception du test effectué avec la lampe test. D'après la *Figure 17*, le signal de sortie du prototype expérimental du nouveau modèle d'onduleur solaire monophasé en pont à MRCS est une sinusoïde pure ayant les caractéristiques suivantes : $f = 50 \text{ Hz}$;

SNR = 41,86 dB ; SINAD = 41,61 dB, THD = -6,23 dB et SFDR = 50,33 dB. Le THD obtenue à la **Figure 16** et à la **Figure 17** est en dessous du seuil autorisé qui est de 5 % pour les tensions car il varie entre 1,12 % et 0,7 % en fonction de la base de temps de l'oscilloscope. La tension U_{smax} varie entre 24 V et 240 V ; la puissance produite est d'environ 200 W. Les grandeurs d'évaluation de la qualité du signal montrent que notre système est fiable et de bonne qualité.

4. Conclusion

Les résultats d'essais expérimentaux obtenus et présentés dans cet article scientifique ($f = 50\text{Hz}$; SNR = 41,86 dB ; SINAD = 41,61dB, THD $\leq 1.12\%$ et SFDR = 50,33dB), montrent que la nouvelle technique d'onduleurs à MRC (modulation en rapport cyclique) est une approche ingénieuse, plus facile à réaliser et performante que les onduleurs à MLI. Ces constats montrent l'importance des futurs travaux de recherche orientés vers une nouvelle génération de variateurs électroniques programmables de lumière, et de vitesse/position de servomécanisme à courant AC, qui seraient moins coûteux et plus simples à mettre en œuvre que les solutions classiques à base de la MLI (modulation en largeur d'impulsions).

Références

- [1] - A. OBONO BIYOBO, L. NNEME NNEME and J. MBIHI, "A novel sine duty circle modulation control scheme for photovoltaic single phase power inverters". WSEAS Transactions on circuits and Systems, Vol. 17, (2018) 107 - 113
- [2] - B. M. SHARMA, "New Trends in Solar Energy Modeling and Developing a Relation for Performance of Solar Radiation". *European Journal of Advances in Engineering and Technology*, Vol. 4, N°9 (2017) 649 - 656
- [3] - H. KORAN, T. LABELLA and J-S. LAI, "High Efficiency Photovoltaic Source Simulator with Fast Response Time for Solar Power Conditioning Systems Evaluation". *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, N°3 (2014) 1285 - 1296
- [4] - R. WAI and W. WANG, "Grid - Connected Photovoltaic Generation System". *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, Vol. 55, N°3 (2008) 953 - 964
- [5] - A. A HASSAN, F. FAMY, A. E. A NAFEH, M. A. and EL-SAYYED, "Modelling and Simulation of a single phase grid connected photovoltaic system". *Wseas Transactions on Systems and Control*, January, Vol. 1, N°5 (2010) 6 - 25
- [6] - M. DAVE and S. R. VYAS, "Simulation and modeling of single phase DC-AC converter for solar inverter". *International Research Journal of Engineering and Technology*, Vol. 2, N°9 (2015) 2225 - 2230
- [7] - S. M. CHERATI, N. A. AZILI, M. AYOB and A. MORTEZAEI, "Design of a current mode PI controller for a single phase PWM Inverter". *IEEE Applied Power Electronics Colloquim*, (2011) 180 - 183
- [8] - K. G. GOSMNI and G. GHOSHZHAN, "Closed loop PI design of single-phase motor using SPWM". *International Journal of Advances Research in Computer Science and Software Engineering*, Vol. 7, N°6 (2017) 123 - 128
- [9] - P. AGARWAL, G. PARMAR, "Perturb and observe based PV system with PWM inverter and its THD analysis". *International Conference on Recent Development in Engineering Science, Humanities and Management*, (2017) 223 - 232
- [10] - A. GEDAM, S. RAHANGDALE and S. PATHAN, "Performance Analysis of phase shifted SPWM Technique for Three Phase Diode Clamped Three Level Inverter". *National Conference on Advances in Engineering and Applied Science (NCAEAS)*, Vol. 3, N°2 (2017) 336 - 340

- [11] - K. ARUN VERMA, B. SINGH and S. C KAUSHIK, " An Isolated Solar Power Generation using Boost Converter and Boost Inverter". *International Journal of Engineering and Information Technology*, Vol. 2, N°2 (2010) 101 - 108
- [12] - PRARTHANA NAGLE, C. S. SHARMA, MANOJ HIRANI and S. PHULAMBRIKAR, " Cascade H- Bridge Multilevel Inverter Fed Induction Motor Drive ". *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering*, Vol. 5, N°1 (2017) 32 - 35
- [13] - N. AYYAPPA REDDY and K. DHANA RAJU " Mathematical Modeling of Soft Switched Single Stage Multistring Inverter with Multi-Rated ETT Photovoltaic Modules ". *International Journal Of Advance Research, Ideas And Innovations In Technology*, Vol. 3, N°1 (2017) 489 - 499
- [14] - J. MBIHI, B. NDJALI and M. MBOUENDA, " Modelling and Simulation of a Class of Duty-Cycle modulators for Industrial Instrumentation". *Iranian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 4 (2)(2005) 121 - 128
- [15] - J. MBIHI, B. NDJALI and M. MBOUENDA, "A novel Analog-To-Digital Conversion Technique Using Duty-Cycle Modulation". *International Journal of Electronics and Computer Science Engineering*, 1 (3) (2012) 818 - 825
- [16] - J. MBIHI and L. NNEME NNEME, "A Multi - Channel Analog - To - Digital Conversion Technique Using Parallel Duty - Cycle Modulation ". *International Journal of Electronics and Computer Science Engineering*, 1 (3) (2012) 826 - 833
- [17] - B. MOFFO LONLA, J. MBIHI, L. NNEME NNEME and M. KOM, "A Novel Digital - to - Analog Conversion Technique using Duty - Cycle Modulation ". *International Journal of Circuits, Systems and Signal processing*, (2013)
- [18] - B. MOFFO LONLA and J. MBIHI, "A Novel Digital Duty - Cycle Modulation Scheme for FPGA-Based Digital - to-Analog Conversion". *IEEE Transaction on circuits and system II*, 62 (6) (2015) 543 - 547
- [19] - B. MOFFO LONLA, J. MBIHI and L. NNEME NNEME, "FPGA - Based Multichannel Digital Duty - cycle Modulation and application to simultaneous Generation of Analog Signals". *STM Journal of Electronic Design Technology (JoEDT)*, 8 (1) (2017) 23 - 35
- [20] - L. NNEME NNEME and J. MBIHI, " Modeling and Simulation of a New Duty- Cycle Modulation Scheme for Signal Transmission System". *American Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 2 (3) (2014) 82 - 87
- [21] - B. MOFFO LONLA, J. MBIHI and L. NNEME NNEME, " A Low Cost and High Quality Duty -Cycle Modulation Scheme and Applications". *International Journal of Electrical, Electronic Science and Engineering*, 8 (3) (2014) 82 - 88
- [22] - J. MBIHI, L. NNEME NNEME and M. KOM, "A Suboptimal Nonlinear Duty - cycle Modulation Scheme". © *STM Journal of electronic Design Technology*, 7 (1) (2016) 22 - 31
- [23] - J. MBIHI and L. NNEME NNEME, " A Novel Control Scheme for Buck Power Converters using Duty - Cycle Modulation". *International Journal of Power Electronics*, 5 (3/4) (2013) 185 - 199
- [24] - Y. P. DANWE SOUNSOUMOU, H. DJALO, J. MBIHI et J. Y. EFFA, " Modelisation Virtuelle d'un nouveau schema de réglage de Boost à commande rapprochée par modulation en rapport cyclique". *Journal Afrique Science*, 13 (1) (2017) 176 - 185
- [25] - J. MBIHI, "Dynamic modeling and virtual simulation of duty - cycle modulation control drivers". *International Journal of Electrical, Electronic Science and Engineering*, 11 (4) (2017) 472 - 477