

Etude, modélisation et réalisation d'un convertisseur DC/AC pour système de pompage photovoltaïque de 4 kVA

S. Chikhi, M.D. Draou, F. Chikhi, A. Mehdaoui et A. Mammeri

Division Conversion Photovoltaïque, Unité de Recherche
en Energies Renouvelables en Milieu Saharien, URERMS
Centre de Développement des Energies Renouvelables, CDER
01000, Adrar, Algeria

(reçu le 20 Décembre 2011 – accepté le 29 Juin 2013)

Résumé - *L'estimation des pertes par effet joule de l'étage de puissance est une étape incontournable, lors de la conception d'un convertisseur. En effet, cette estimation nous permet de mieux évaluer les performances du commutateur, de bien dimensionner le dissipateur thermique et d'optimiser le rendement du convertisseur DC/AC. Dans cet article, nous proposons donc une étude de modélisation de l'étage de puissance d'un convertisseur DC/AC, ainsi que la réalisation de ce dernier. En conclusion, nous présenterons quelques résultats expérimentaux et de simulation.*

Abstract - *The estimation of losses caused by joule's effect in the power stage is an ineluctable step during the conception of a inverter. Indeed, this estimation permits us to better evaluate the switch's performances, well dimensioning the heat sink and to optimize the DC/AC inverter efficiency. In this paper, we propose then a modelization study of a DC/AC inverter power stage, as well as the realization of the inverter. In conclusion, we will present some experimental and simulation results.*

Mots clés: Pompage PV - Convertisseur DC/AC - IGBT - Moteur asynchrone - PWM - Microcontrôleur.

1. INTRODUCTION

Le convertisseur est l'élément le plus vulnérable dans les systèmes photovoltaïques [1, 2]. Cependant, dans les zones isolées (cas d'Adrar), une défaillance au niveau du convertisseur, du système de pompage photovoltaïque, pourrait mettre en péril les plantations de la parcelle de terre irriguée. Pour cela, une attention toute particulière doit être accordée à l'étude du convertisseur avant sa réalisation, en particulier l'étage de puissance, car il est le siège de hautes tensions et de forts courants.

Dans le but, donc, de mettre au point un convertisseur de 4 kVA de puissance fiable, avec une technologie bien maîtrisée, nous avons entamé une étude sur l'étage de puissance suivie par la réalisation du prototype du convertisseur.

2. ETUDE DE L'ETAGE DE PUISSANCE

La conception d'un convertisseur de puissance passe inéluctablement par une estimation des pertes par effet joule de l'étage de puissance. Cette estimation va permettre de mieux évaluer les performances d'un transistor par rapport à un autre, de bien dimensionner le radiateur et d'optimiser le rendement du convertisseur DC/AC.

Dans ce contexte, nous avons développé un programme de calcul, qui nous permet d'estimer les pertes, en régime établi, dans un pont triphasé de puissance. Il permet

aussi de calculer la capacité du filtre d'entrée et de déterminer l'évolution temporelle des différentes grandeurs électriques, dans l'étage de puissance et dans le moteur.

Cependant, ce programme nécessite certaines données d'entrée, à savoir:

- Les paramètres du modèle du moteur, que nous pouvons déterminer moyennant les données prélevées à l'aide du banc d'essai de caractérisation des électropompes solaires réalisé au niveau de l'URERMS [3].
- La tension $v_{\text{césat}}$ du transistor (la région quasi linéaire) dans le cas d'un IGBT que nous pouvons tirer de son data-sheet et l'approcher par un polynôme.
- Le courant de saturation de la diode de roue libre, que nous pouvons tirer du data-sheet de son fabricant.
- Le glissement du moteur asynchrone, g_1 , que nous pouvons choisir entre 0 et 1.
- Les signaux de commande réellement générés par la carte de commande. Ces derniers sont déterminés par un autre programme que nous avons réalisé également. Le principe de génération de ces signaux est évoqué dans la référence [4].

Dans notre étude, nous avons pris comme exemple l'IGBT IRG4BC40F [5] et la diode BYT30P1000 [6] comme interrupteur de puissance et le modèle du moteur MS4000 de Grundfos, car il s'agit en effet, du moteur que nous utiliserons sur site réel.

2.1 Modèle de l'étage de puissance et du moteur

Chaque phase de l'étage de puissance est modélisée par une source de tension (tension de phase) et une résistance représentant un tiers des pertes totales du pont triphasé. Le moteur triphasé est modélisé par son schéma équivalent monophasé valable en régime sinusoïdal permanent.

La figure suivante montre le modèle de l'étage de puissance et celui du moteur pour une seule phase.

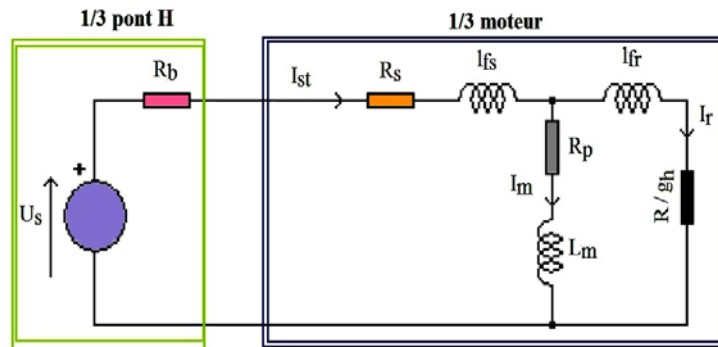


Fig. 1: Schéma équivalent d'une phase (pont triphasé avec le moteur)

où, U_s est la tension de phase (V); R_b la résistance équivalente aux pertes joules dans une branche du pont triphasé (Ω); R_s la résistance série au stator (Ω); l_{fs} l'inductance de fuite au stator (H); R_p la résistance équivalente aux pertes fers au stator (Ω); L_m l'inductance magnétisante (H); l_{fr} l'inductance de fuite du rotor rapportée (H); R la résistance du rotor rapportée (Ω) et g_h le glissement de l'harmonique.

$$g_h = \frac{h-1+g_1}{h} \quad ; \quad h = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (1)$$

$$\text{où, } g_1 = \frac{f_1 - f_r}{f_1} \quad (2)$$

f_1 est la fréquence du fondamental (Hz) ; f_r la fréquence rotorique (Hz) et h représente le rang de l'harmonique.

En utilisant les données obtenues à partir du banc d'essai de caractérisation des moteurs, nous avons trouvé les paramètres du modèle du moteur suivants

Moteur MS 4000, Type Grundfos, $U_n = 220 \text{ V}$; 3ϕ ; $f_n = 50 \text{ Hz}$;

$$P_n = 2.2 \text{ kW} ; R_s = 1,5 \Omega ; l_{fs} = 0 ; R_p = \frac{-15.41 C_n + 19.13}{C_n + 2.049}$$

$$L_m = \frac{-0.1705 C_n^3 + 0.458 C_n^2 - 0.4011 C_n + 0.12}{C_n^4 - 3.734 C_n^3 + 6.065 C_n^2 - 4.401 C_n + 1.198}$$

$$\text{où, } C_n = \frac{U_1 \times f_n}{U_n \times f_1}$$

U_n et f_n représentent respectivement la tension et la fréquence nominales du moteur, U_1 et f_1 , la tension et la fréquence de l'harmonique fondamentale du signal statorique. $R = 1.21$; $l_{fs} = 0.0083$.

2.2 Modèle du transistor à l'état passant

A partir des données du data-sheet [5], nous avons exprimé la tension de saturation de l'IGBT, v_{cesat} (V), par la formule approchée valable jusqu'à 60 A suivante:

$$v_{cesat} = \frac{0.032 \times i_c^2 + 1.094 \times i_c}{i_c + 1.122} \quad (3)$$

i_c est le courant de l'IGBT à l'état passant (A).

2.3 Modèle de la diode

Le modèle de la diode est exprimé par l'équation de Shockley ci-après:

$$i_d = I_s \times \left(e^{q \times v_d / n \times k \times T} - 1 \right) \quad (4)$$

où, q est la charge de l'électron ($q = 1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$) ; n le facteur d'idéalité de la diode ($n=2$) ; k la constante de Boltzmann ($k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$) ; T la température de la diode (K) ; v_d la tension de la diode (V).

De l'équation (4), on tire:

$$v_d = \frac{n \times k \times T}{q} \times \ln \left(1 + \frac{i_d}{I_s} \right) \quad (5)$$

I_s est le courant de saturation (A)

$$\text{Tel que [2]} \quad I_s = I_{s0} \times \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \times e^{(1.12q/n \times k) \times \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)} \quad (6)$$

T_r est la température de référence (K); I_{s0} le courant de saturation de la diode à T_r (298 K). A partir du data-sheet [6], on obtient donc: $I_{s0} = 3.06 \times 10^{-15}$ A .

2.4 Tensions de phases

Les tensions de phase sont calculées par le système d'équations ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} U_{s1} \\ U_{s3} \\ U_{s3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_{b1} \\ U_{b3} \\ U_{b3} \end{bmatrix} \quad (7)$$

U_{b1} , U_{b2} et U_{b3} sont les tensions de branche où le temps mort est pris en compte.

2.5 Pertes de conduction

Les pertes de conduction sont calculées par les formules suivantes:

$$P_{dt} = f_1 \times \int v_{cesat} \times i_c \times dt \quad (8)$$

$$P_{dd} = f_1 \times \int v_d \times i_d \times dt \quad (9)$$

Où, P_{dt} et P_{dd} sont respectivement les pertes de conduction dans l'IGBT (W) et dans la diode (W).

2.6 Pertes de communication

Les pertes de communication sont exprimées par les formules suivantes:

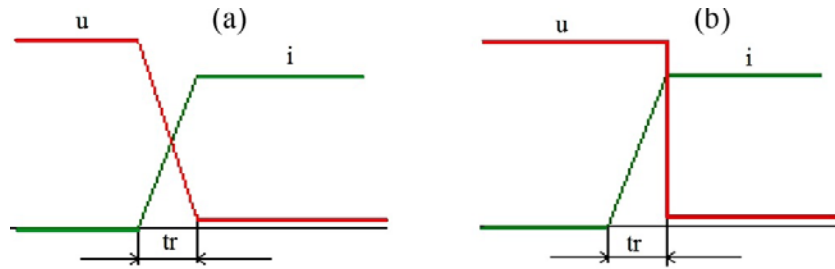


Fig. 2: Pertes de communication

$$P_{c1} = \frac{1}{6N_c} \times \sum_{i=1}^{N_c} U_i \times I_i \times t_r \quad (10)$$

$$P_{c2} = \frac{1}{2N_c} \times \sum_{i=1}^{N_c} U_i \times I_i \times t_r \quad (11)$$

$$P_c = \sqrt{P_{c1} \times P_{c2}} \quad (12)$$

P_{c1} représentent les pertes de commutation du type (a) ; P_{c2} les pertes de commutation du type (b) ; P_c est la moyenne géométrique de P_{c1} et P_{c2} (W) ; N_c est le nombre de commutation par période. Nous avons supposé $t_r = 1 \mu s$.

2.7 Spectre du courant statorique

$$i_{sn} = \frac{u_{sn}}{z_{en}} \quad (13)$$

u_{sn} est le spectre de la tension de phase (V); z_{en} est l'impédance d'entrée (y compris R_b) équivalente pour chaque harmonique (Ω).

2.8 Résistance équivalente aux pertes dans le pont triphasé

La résistance R_b équivalente aux pertes par effet joule dans le pont triphasé est exprimée par la formule suivante:

$$R_b = \frac{P_t}{3 \times I_{st}^2} \quad (14)$$

où, P_t représentent les pertes totales dans le pont triphasé (conduction et communication) et I_{st} est la valeur efficace vraie (TRMS) du courant statorique.

2.9 Capacité d'entrée du pont triphasé

Les convertisseurs de tension triphasée destinés pour le pompage au fil du soleil, nécessitent une capacité d'entrée afin de réaliser une source de tension pour compenser la caractéristique I-V du GPV pendant les appels de courant dus aux commutations.

Cependant, le calcul de cette capacité doit répondre à trois critères fondamentaux.

Le premier critère est d'assurer le découplage de la résistance série du GPV soit:

$$C = 5 \times (\pi \times R_{gs} \times f_d)^{-1} \quad (15)$$

C est la capacité d'entrée exprimée en F; R_{gs} la résistance équivalente du GPV en Ω et f_d est la fréquence de découpage correspondante à la fréquence de refoulement (Hz)*.

Le deuxième critère est d'absorber l'énergie magnétisante que renvoie le moteur à l'arrêt et de limiter la surtension à une valeur convenable ne risquant pas de détériorer les transistors de puissance. Ceci se traduit par la formule:

$$C \geq \text{Max} \left(L_m \times \left(\sum_{i=1}^3 i \times m_i^2 \right) + l_{fr} \times \left(\sum_{i=1}^3 i \times r_i^2 \right) + l_{fs} \times \left(\sum_{i=1}^3 i \times s_i^2 \right) \right) \times (U_a^2 - E_g^2)^{-1} \quad (16)$$

* On s'intéresse à cette fréquence, car c'est à partir d'elle que le système devient opérationnel.

$i \times m_i$, $i \times r_i$ et $i \times s_i$ sont les courants magnétisants, rotoniques et statoriques instantanés. E_g représente la tension du point de fonctionnement du GPV et U_a est la tension admissible des interrupteurs.

Le troisième critère est de permettre un démarrage du moteur à faible éclairement solaire. En effet, le courant de démarrage du moteur est de 5 à 8 fois celui du fonctionnement permanent. Cependant, pour le réduire davantage, on fait démarrer le moteur à faible fréquence. Dans ces conditions la capacité sera exprimée par la formule:

$$C \geq 2n \times (P_{d\min} - P_g) \times f_{\min}^{-1} \times (V_{co}^2 - E_g^2)^{-1} \quad (17)$$

f_{\min} , est la fréquence minimale de démarrage du moteur (Hz); $P_{d\min}$, est la puissance de démarrage du moteur à fréquence f_{\min} (W); P_g , est la puissance que peut délivrer le GPV à faible éclairement (W); n est le nombre de période durant le démarrage, on peut le prendre égale à 10; V_{co} , est la tension du circuit ouvert de GPV (V).

La valeur maximale de C tirée des {éq. (15) à éq. (17)} sera choisie comme capacité d'entrée.

2.10 Algorithme de calcul

En somme, le programme de calcul peut être synthétisé en une boucle d'itération qui permet d'estimer la résistance R_b par passages consécutifs du domaine fréquentiel au domaine temporel.

En effet, on commence par donner une valeur arbitraire à R_b ; puis en appliquant la fonction FFT sur les tensions de phases calculées par l'équation (7) et se basant sur le schéma équivalent, (Fig. 1), on calcule les spectres des courants statoriques pour chaque harmonique avec l'équation (13). Puis en utilisant la fonction IFFT (FFT inverse), on reconstitue dans le domaine temporel les courants statoriques.

La même procédure est appliquée pour les autres grandeurs, courants et tensions, que l'on veut. Puis se servant de l'évolution temporelle des courants statoriques et les états que prennent les signaux de commande, qui sont connus, on peut à chaque instant déterminer lequel des dispositifs conduit (transistor ou diode), et ainsi on calcule pour chaque dispositif les pertes qui lui sont dues par les {éq. (8) ou éq. (9)}.

Pour le calcul des pertes de commutation des transistors, nous avons utilisé les formules (10), (11) et (12), correspondant aux deux figures possibles de commutation, (Fig. 2]. Les pertes de commutation des diodes n'ont pas été prises en compte car l'indice de modulation des signaux de commande que nous utilisons est faible ($m = 30$). Ensuite, on compare la valeur de la résistance de branche calculée à partir des pertes totales [éq. (14)] avec celle utilisée dans la première phase.

Si elles sont proches d'une certaine valeur que nous pouvons définir, soit 0.1 mΩ, on sort de cette boucle sinon on revient avec la nouvelle valeur de R_b calculée et ainsi de suite jusqu'à ce que la condition susmentionnée se réalise.

Les figures suivantes montrent, la fiche de sortie et quelques formes d'ondes obtenues pour: $E_g = 300V$; $g_l = 0.045$ (glissement nominal); $f_l = 50$ Hz; moteur MS4000.

Moteur	
Fréquence statorique [Hz]	50.0325
Fréquence rotorique [Hz]	47.7811
Puissance électrique consommée [W]	2129.8131
Puissance apparente [VA]	3858.8036
Puissance réactive [VAR]	2735.1813
Pertes joules stator [W]	377.8101
Pertes joules rotor [W]	71.3812
Puissance mécanique [W]	1479.4472
Pertes fer [W]	198.0195
Courant efficace au stator [A]	9.1628
Courant efficace au rotor [A]	4.4344
Courant magnétisant [A]	7.289
Rendement [%]	69.4637

Carte de puissance	
Pertes totales [W]	38.1465
Pertes de commutation [W]	3.1686
Tension efficace du fondamental [V]	219.2456
Courant de branche max [A]	13.6492
Courant DC moyen [A]	7.2265
Courant DC max [A]	13.3638
Tension DC [V]	300
Puissance DC [W]	2167.9596
Rendement [%]	98.2404
Capacité d'entrée [μ F]	748.2122

Fig. 3: Fiche de sortie

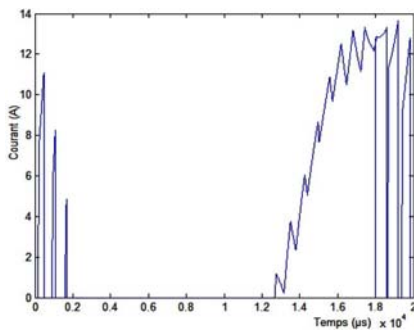


Fig. 4: Courant dans le transistor

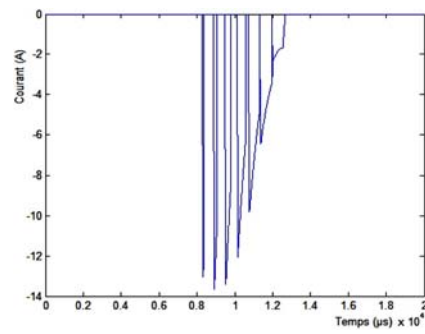


Fig. 5: Courant dans la diode

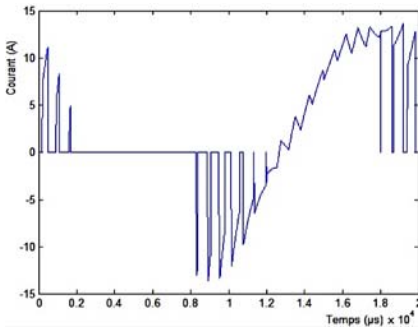


Fig. 6: Courant de branche

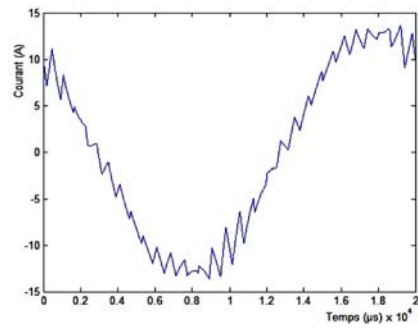


Fig. 7: Courant statorique

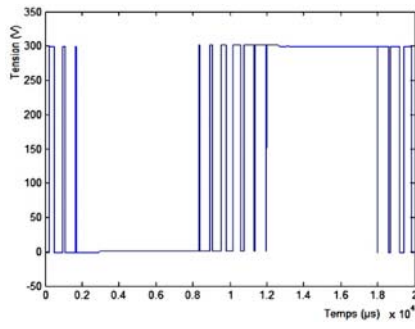


Fig. 8: Tension de branche

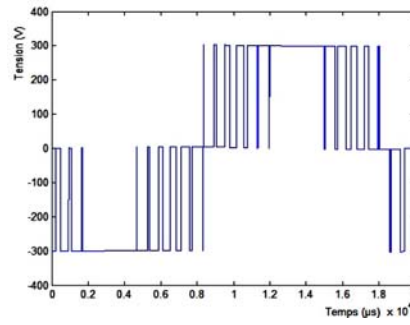


Fig. 9: Tension entre points du pont-H

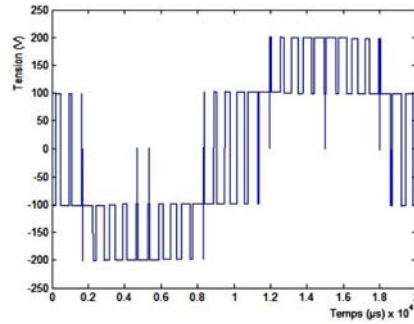


Fig. 10: Tension de phase

3. REALISATION DU CONVERTISSEUR

Ce convertisseur se présente selon le schéma synoptique suivant:

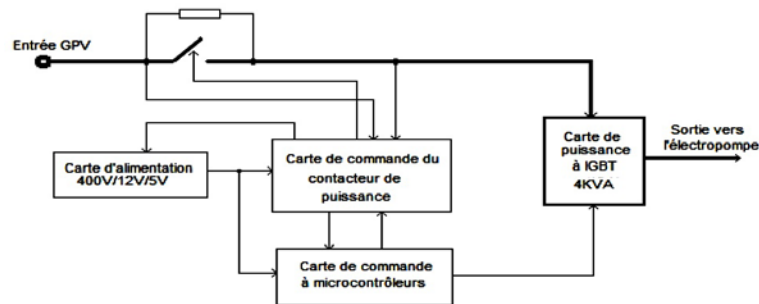


Fig. 11: Schéma du bloc global du convertisseur

Il est composé de:

- Une carte de commande à microcontrôleurs;
- Une carte de puissance à IGBTs;
- Une carte de commande du contacteur de puissance;
- Une carte d'alimentation à découpage.

La carte de commande à microcontrôleurs est constituée principalement de deux microcontrôleurs PIC, (Fig. 12). Cette configuration nous permet d'allouer suffisamment de temps pour bien gérer le convertisseur.

En effet, le $\mu C1$, PIC16C71 [7], a pour rôle de vérifier les sondes de niveaux, lire et calculer la moyenne de 16 acquisitions de la tension du champ PV, commander le contacteur de puissance, envoyer la consigne au $\mu C2$ qui lui indique la fréquence signal à générer et afficher l'état de l'onduleur. Quant au $\mu C2$, PIC16C57C [8], ce dernier est dédié exclusivement pour générer les signaux en PWM selon la consigne que lui renvoie le $\mu C1$. (Fig. 13)

Les signaux en PWM sont mis en forme par un circuit driver pour attaquer directement les transistors de puissance.

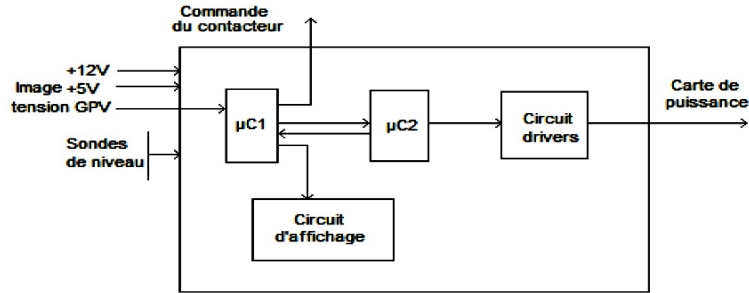


Fig. 12: Schéma bloc de la carte de commande

Concernant la carte de puissance, nous avons comme objectif de réaliser un convertisseur de 4 kVA. Le calcul nous a donné les résultats suivants: un circuit de puissance composé d'un filtre d'entrée de 4 capacités mises en parallèle de 220 $\mu F/400V$ chacune et d'un pont triphasé composé de 6 IGBTs (IRG4BC40F) et 6 diodes de roue libre (BYT30P-1000), (Fig. 14).

Les IGBTs et les diodes sont fixés sur le radiateur afin de dissiper l'énergie due aux pertes joules pendant le fonctionnement (estimées au environ de 40W).

Les figures 13 et 14 présentent les principales cartes électroniques, 'carte de commande' et 'carte de puissance', du convertisseur développé.



Fig. 13: Carte de commande à μC s

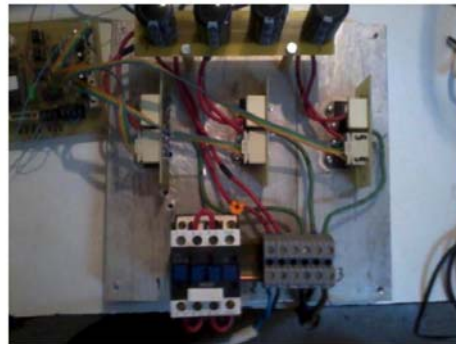


Fig. 14: Carte de puissance

4. RESULTATS PRATIQUES ET SIMULES

Après avoir réalisé les cartes du convertisseur et afin de les tester et de confirmer par cette occasion, le programme de calcul, que nous avons réalisé, nous avons préparé un banc de test composé de: (Fig. 15)

- Alimentation stabilisée 300V-5A ;
- Alimentation stabilisée double sorties réglée sur 5V et 12V ;
- Oscilloscope numérique TPS2014;
- Sonde de tension Tektronix P5120 ;
- Pince ampère métrique Tektronix A622 ;
- Carte de puissance du convertisseur;
- Carte de commande à microcontrôleurs.

Le moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil, dont le modèle, déterminé à partir du banc de caractérisation, est donné ci-dessous:

Moteur Leroy-Somer, $U_n = 220\text{ V}$, $3\ \phi$, $f_n = 50\text{ Hz}$, $P_n = 1.1\text{ kW}$; $R_s = 6\ \Omega$; $I_{fs} = 0$; $L_m = 0.7790\text{ H}$; $R_p = 12.6518\ \Omega$; $R = 5.8701\ \Omega$ et $I_{fr} = 0.0438\text{ H}$.



Fig. 15: Banc d'essai

Nous avons mis la carte de puissance sur 300 V et la carte de commande en mode test. Ce mode permet de générer en permanence les signaux en PWM de fréquence fixe (6 Hz).

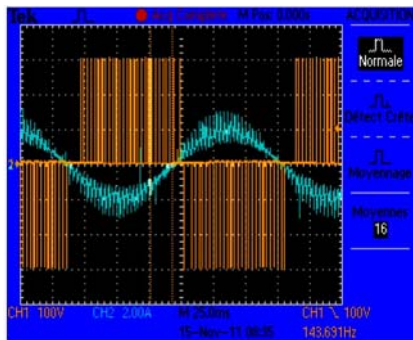


Fig. 16: Courant et tension statorique

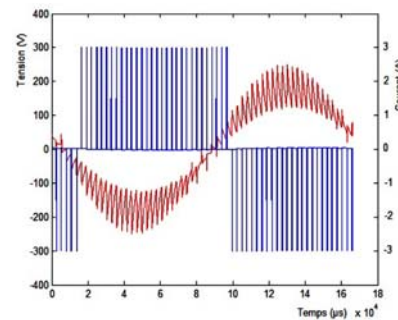


Fig. 17: Courant et tension simulés

Pour enlever toute confusion sur la valeur du glissement à mettre dans le programme, nous avons bloqué le rotor du moteur. En effet, bloquer le moteur est le moyen sûr qui nous permet de confirmer que $g_1 = 1$.

Les figures suivantes montrent les résultats expérimentaux et ceux obtenus par simulation.

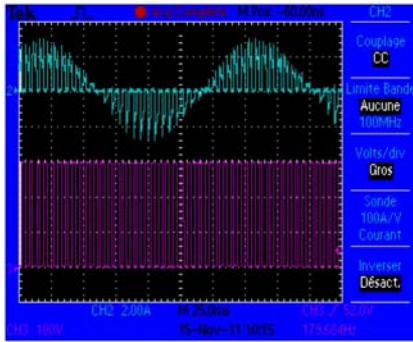


Fig. 18: Courant et tension de branche

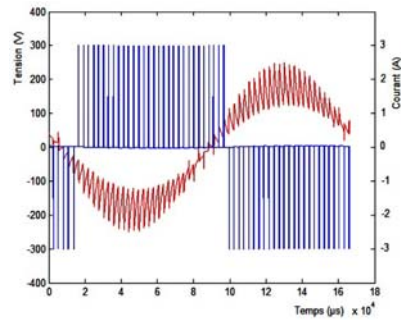


Fig. 19: Courant et tension de branche simulés

On remarque sur, Fig. 16 - fig. 17 et Fig. 18 - Fig. 19, une ressemblance frappante du courant de phase et de branche obtenus expérimentalement avec ceux obtenus par simulation. Le tableau suivant donne quelques valeurs de courants:

Tableau 1: Valeurs mesurées et simulées des courants

	Mesuré (A)	Simulé (A)
Max (i_s)	3.2	2.49
Min (i_s)	-3.04	-2.49
Max (i_t)	2.96	2.49
Min (i_t)	-2.88	-2.45
I_{DC}	0.2	0.198

Où, i_s , est le courant statorique; i_t , le courant de branche (courant dans l'interrupteur) et I_{DC} le courant fourni par l'alimentation stabilisée.

5. CONCLUSION

Nous avons présenté une étude pour estimer les pertes de la carte de puissance, déterminer la capacité d'entrée, ainsi que les formes d'ondes des différentes grandeurs utiles pour faire une analyse de l'étage de puissance.

Nous avons vu que cette étude faisait appel aux paramètres du modèle du moteur et les signaux de commande (fonctions de connexion) que doit générer la carte de commande, lesquels sont déterminés par d'autres programmes.

Cependant, les résultats expérimentaux que nous avons eu, confirment les résultats de simulation obtenus. Ce qui nous laisse croire que la méthode employée, ainsi que l'estimation des paramètres du moteur et les signaux de commande sont satisfaisants.

REFERENCES

- [1] A. Chouder, '*Diagnostic et Détection des Pannes dans les Systèmes Photovoltaïques*', Bulletin des Energies Renouvelables, N°20, p. 12, 2011.
- [2] L. Bun, '*Détection et Localisation de Défauts pour un Système PV*', Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2011.
- [3] S. Chikhi, F. Chikhi, A. Mehdaoui, A. Mammeri et M.D. Draou, '*Caractérisation et Modélisation des Electropompes Solaires Triphasées*', Revue des Energies Renouvelables, Vol. 14, N°2, pp. 285 – 290, 2011.
- [4] S. Chikhi, F. Chikhi et A. Chikh, '*Conception et Réalisation d'un Onduleur Triphasé à Base d'un Microcontrôleur PIC*', Centre Universitaire de Béchar, CIGE'1, du 03 au 05 octobre, 2004.
- [5] International Rectifier, '*IRG4BC40F Insulated Gate Bipolar Transistor Fast Speed IGBT*', Data sheet, 2000.
- [6] SGS Thomson Microelectronics, '*BYT 30P-1000 fast recovery rectifier diode*', Data sheet, 1994.
- [7] Microchip, '*PIC16C7X 8-bit CMOS microcontrollers with A/D converter*', Data sheet, 1996.
- [8] Microchip, '*PIC16C5X*', Data sheet, 2002.