



# Commande par la stratégie d'élimination d'harmoniques d'un onduleur asymétrique à onze niveaux

R. Taleb, A. Bouhani Ben Ziane, T. Bessaad, A. Derrouazin

Laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER)

Université Hassiba Benbouali de Chlef, Hay Salem, Route Nationale No 19, Chlef, Algérie

r.taleb@univ-chlef.dz

bouhani.1984@gmail.com

youcefhabib@hotmail.com

derrsid@gmail.com

**Résumé** — Les onduleurs multiniveaux sont très utilisés dans les applications de fortes puissances du fait de leur capacité à générer une très bonne qualité des formes d'ondes, en réduisant la fréquence de commutation des interrupteurs, et leur niveau de tension lors du blocage des dispositifs de puissance. Cet article présente la commande d'un onduleur asymétrique à onze niveaux à pas uniforme par la stratégie d'élimination d'harmoniques. Cet onduleur est associé à une machine asynchrone triphasée (MAS). Les performances de la stratégie d'élimination d'harmoniques sont analysées sur la base d'une comparaison avec la stratégie triangulo-sinusoidale.

**Mots clés**— Onduleur asymétriques à onze niveaux, Stratégie d'élimination d'harmoniques, stratégie triangulo-sinusoidale, Machine asynchrone triphasée.

## I. INTRODUCTION

Depuis plus de dix ans, le marché mondial des systèmes photovoltaïques connaît un taux de croissance très élevé, de l'ordre de 30% à 40% par an, dû en particulier aux installations raccordées au réseau électrique de distribution [1]. Cette croissance exceptionnelle passe nécessairement par des innovations technologiques et une baisse des coûts des modules photovoltaïques, mais également par des efforts significatifs de recherche et de développement, notamment dans le domaine de l'électronique de puissance.

Les performances techniques et la robustesse des onduleurs utilisés pour le raccordement des modules photovoltaïques au réseau de distribution d'électricité sont des éléments-clés qui peuvent fortement impacter la production d'énergie électrique et par conséquent, la rentabilité financière d'un système [1].

Les interrupteurs de puissance des onduleurs peuvent être soumis à de fortes contraintes en tension. Ces composants doivent en particulier être en mesure de bloquer la pleine tension imposée par le bus continu de la chaîne photovoltaïque. La répétition de ces contraintes peut conduire à la limitation de l'endurance du convertisseur.

Cet article porte sur l'étude des convertisseurs multiniveaux triphasés dont la topologie est basée sur la mise en série de plusieurs onduleurs monophasés (cellules partielles) sur la même phase. La Fig. 1 montre un convertisseur avec  $k$  onduleurs partiels en série. Chaque cellule partielle de rang  $j$ , ( $j = 1 \dots k$ ) est alimentée par une tension continue  $u_{dj}$ . Elle montre qu'en alimentant les cellules partielles par des tensions continues de valeurs différentes (alimentation asymétrique), il est possible d'augmenter le nombre de niveaux à la sortie du convertisseur, sans complexité supplémentaire de sa structure [2, 3]. Ces onduleurs sont connus sous le nom d'onduleurs multiniveaux asymétriques.

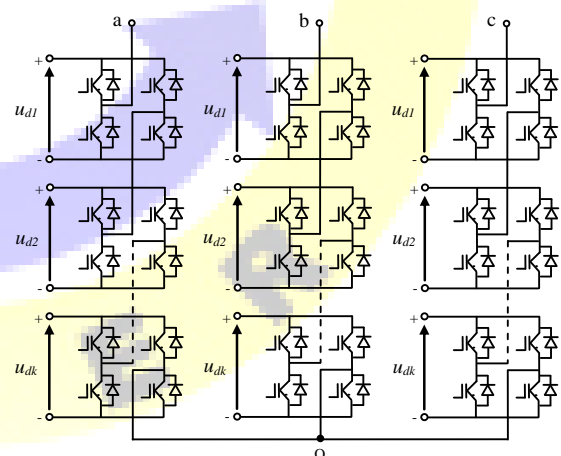


Fig. 1 Mise en série de  $k$  onduleurs partiels monophasés par phase

Certaines applications nécessitent des performances de hauts niveaux mais la présence des harmoniques d'ordre peu élevé dans le signal de tension peut dégrader ces performances. Afin d'améliorer la qualité du signal de sortie de l'onduleur multiniveau asymétrique, différentes stratégies de modulation de largeurs d'impulsions ont été proposées par différents auteurs [4, 5]. La plus connue est la stratégie



triangulo-sinusoidale [4, 5]. Elle pousse les harmoniques vers les fréquences élevées, en ayant recours à des porteuses de hautes fréquences.

Cependant, pour les applications de puissance électrique élevée, les composants électroniques sont limités en fréquence de commutation ce qui limite à son tour la fréquence de la porteuse. On peut remédier à ce problème en appliquant la méthode d'élimination d'harmoniques adaptées au cas des onduleurs multiniveaux asymétriques. Cette technique permet d'annuler les harmoniques les plus gênantes et de réguler la composante fondamentale du signal avec l'avantage majeur d'une faible fréquence de commutation des composants électroniques.

Dans cette étude nous allons comparer la stratégie triangulo-sinusoidale et la stratégie d'élimination d'harmoniques appliquées à la commande d'un onduleur asymétrique à onze niveaux à pas uniforme. De même, sont comparées les performances relatives à l'associative onduleur-MAS pour ces deux stratégies de commandes en MLI. Les résultats obtenus sont très promoteurs dans le domaine de forte puissance et/ou haute tension en particulier pour la traction électrique.

## II. ONDULEUR MULTINIVEAU ASYMETRIQUE A PAS UNIFORME

La Fig. 2, montre la forme de la tension généralement obtenue à la sortie d'un convertisseur multiniveaux. Les valeurs  $u_{s1}, u_{s2}, \dots, u_{sN}$  correspondent aux niveaux  $N$  possibles de  $u_s$ . Le convertisseur est dit à pas uniforme ou régulier si la différence entre deux niveaux consécutifs est constante (relation 1) [4, 5]. Dans le cas contraire, le convertisseur est dit à pas non uniforme ou irrégulier

$$u_{d1} = \Delta u = u_{s2} - u_{s1} = u_{s3} - u_{s2} = \dots = u_{sN} - u_{s(N-1)} \quad (1)$$

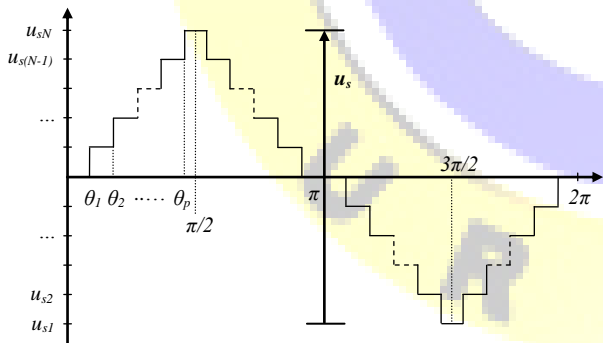


Fig. 2 Exemple de tension de phase multiniveau

Pour obtenir un onduleur multiniveaux asymétrique à pas uniforme ou régulier (Uniform Step Asymmetrical Multilevel Inverter : USAMI), les tensions continues d'alimentation des cellules partielles  $u_{dj}$  ( $j = 1 \dots k$ ) doivent respecter les deux conditions suivantes [4, 5] :

$$\begin{cases} u_{d1} \leq u_{d2} \leq \dots \leq u_{dk} \\ u_{dj} \leq 1 + 2 \sum_{l=1}^{j-1} u_{dl} \end{cases} \quad (2)$$

Le nombre de niveaux pour un groupe de tensions donné, s'obtient à partir de la relation suivante [4, 5] :

$$N = 1 + 2 \sum_{j=1}^k u_{dj} \quad (3)$$

La relation donnée par (3) accepte des solutions différentes. Avec  $k = 3$ , il existe 2 possibilités d'alimentation des onduleurs partiels pour obtenir une tension de 11 niveaux à la sortie du convertisseur, c'est à dire  $(u_{d1}, u_{d2}, u_{d3}) \in \{(1, 1, 3), (1, 2, 2)\}$ , et 3 possibilités pour obtenir 15 niveaux, c'est à dire  $(u_{d1}, u_{d2}, u_{d3}) \in \{(1, 1, 5), (1, 2, 4), (1, 3, 3)\}$ . La Fig. 3, représente les différentes possibilités de commutation de trois cellules partielles mises en série sur une phase d'un onduleur asymétrique à 11 niveaux.

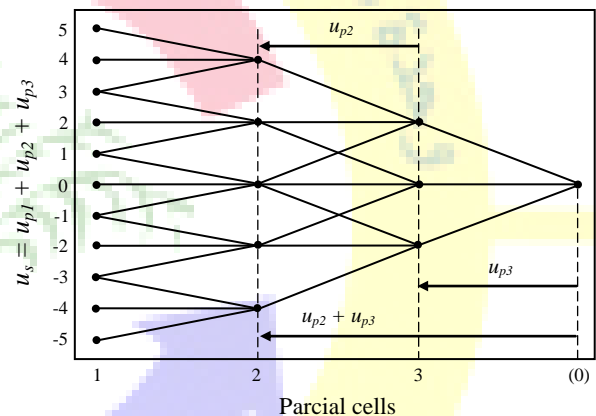


Fig. 3 Possibilités de commutations des 3 cellules partielles d'un USAMI-11 niveaux ( $k = 3, u_{d1} = 1, u_{d2} = 2, u_{d3} = 2$ )

La première cellule est alimentée par la tension  $u_{d1} = 1$ , la deuxième cellule par  $u_{d2} = 2$  et la troisième par  $u_{d3} = 2$ . Chaque cellule ne peut générer qu'au plus trois valeurs :  $u_{p1} \in \{-1, 0, 1\}$ ,  $u_{p2} \in \{-2, 0, 2\}$  et  $u_{p3} \in \{-2, 0, 2\}$ . Il en résulte une tension de phase ayant onze valeurs différentes,  $u_s \in \{-5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5\}$ . La génération de certains niveaux de tension peut se faire avec plus d'une séquence de commutation sur les différentes cellules partielles. Par exemple, on voit qu'il est possible de générer la tension  $u_s = 3$  avec les trois combinaisons suivantes :  $(u_{p1}, u_{p2}, u_{p3}) \in \{(-1, 2, 2), (1, 0, 2), (1, 2, 0)\}$ . Ces états redondants peuvent être exploités pour l'optimisation des commutations sur le convertisseur.

La possibilité de choisir des tensions intermédiaires différentes les unes des autres, et la possibilité de redondance



dans ces choix, sont autant de degrés de liberté qu'offrent les convertisseurs multiniveaux asymétriques à l'utilisateur.

### III. STRATEGIES DE COMMANDE

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de commande ont été publiées pour les convertisseurs multiniveaux symétriques. On y retrouve principalement la modulation par gradins [5], et la modulation par largeur d'impulsions (MLI) [4, 5].

Dans le cas des convertisseurs multiniveaux asymétriques, les différentes stratégies de modulations existantes peuvent également être utilisées. Dans cette section, nous présentons la stratégie triangulo-sinusoïdale (Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM) ainsi que la stratégie d'élimination d'harmoniques (Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation: SHEPWM).

Pour comparer les deux stratégies de commande, nous avons procédé à une étude qualitative par simulation à l'aide du logiciel MATLAB. Il s'agit de générer les signaux de commande des interrupteurs constituant le convertisseur (onduleur asymétrique à onze niveaux à pas uniforme) alimentant la machine asynchrone à entraîner.

#### A. Stratégie triangulo-sinusoïdale

Pour commander un convertisseur à  $N$  niveaux de tension,  $N-1$  porteuses triangulaires unipolaires sont générées. Les signaux triangulaires ont la même fréquence  $f_p$  et la même amplitude  $A_p = 2/(N-1)$ . En plus, ils sont en phase et occupent une bande continue, avec un décalage vertical  $\Delta_p = 2/(N-1)$ . Celles-ci sont ensuite comparées à un système triphasé de référence d'amplitude  $A_r$  et de fréquence  $f_r$ . Chaque comparaison donne 1 si une porteuse est supérieure ou égale à une référence, et 0 dans le cas contraire. A la sortie du modulateur la somme des résultats issus des comparaisons donne la valeur de la tension de phase correspondant à chaque niveau. Deux paramètres caractérisent cette stratégie, indice de modulation  $m$  et taux de modulation  $r$  [6] :

$$m = \frac{f_c}{f_r} \quad (4)$$

$$r = \frac{2}{N-1} \frac{A_r}{A_c} \quad (5)$$

Les tensions individuelles à la sortie de chaque onduleur monophasé ( $u_{p1}$ ,  $u_{p2}$  et  $u_{p3}$ ) et la tension simple de la phase  $a$ , ainsi que la tension composée et leur spectre sont donnés par les Figs. 4 et 5.

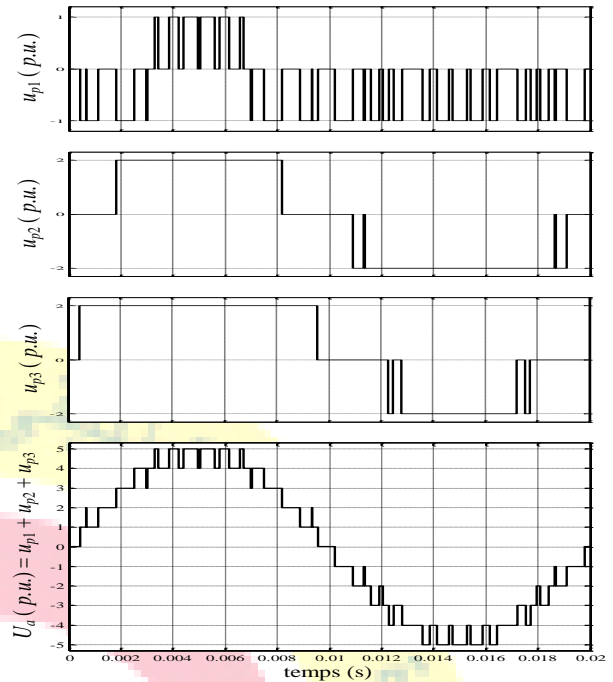


Fig. 4 Tensions partielles et tension de phase d'un USAMI-11 niveaux commandé par SPWM ( $r = 0.965$ ,  $m = 30$ )

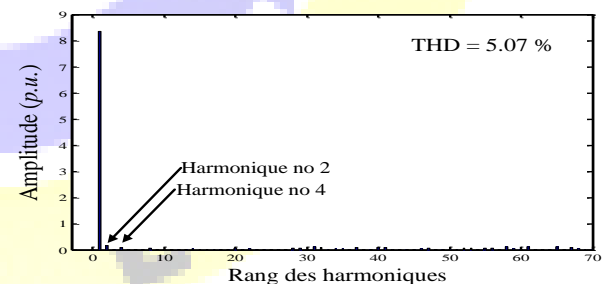
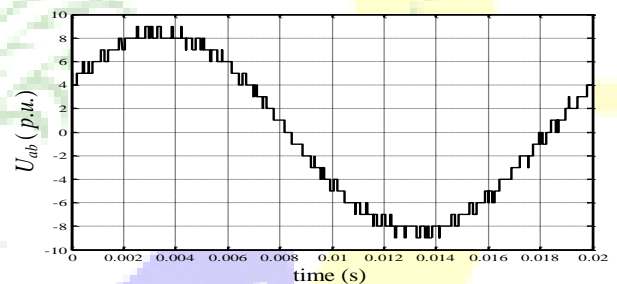


Fig. 5 Tension composée  $U_{ab}$  et son spectre d'harmoniques d'un USAMI-11 niveaux commandé par SPWM ( $r = 0.965$ ,  $m = 30$ )

Les performances de la MAS alimentée par l'onduleur asymétrique à onze niveaux à pas uniforme commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale sont présentés par la Fig. 6. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

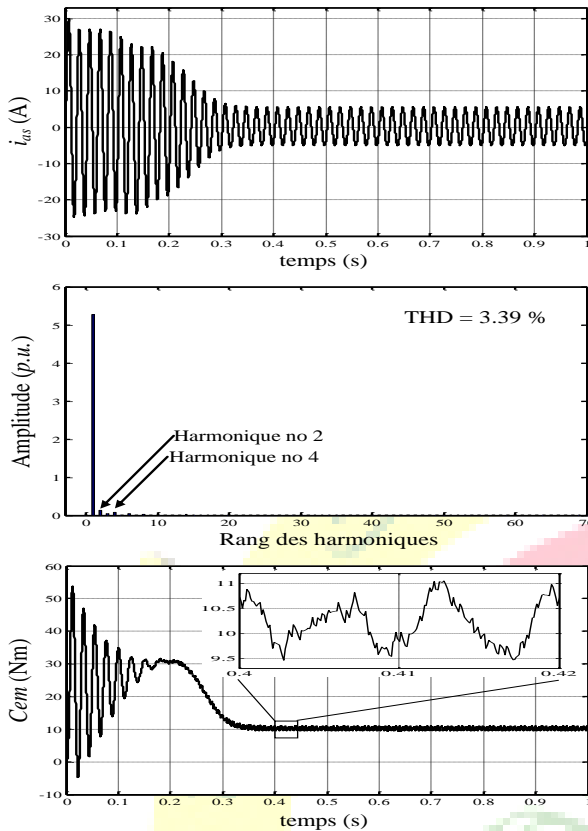


Fig. 6 Performances de la MAS alimentée par USAMI-11 niveaux commandé par SPWM ( $r = 0.965$ ,  $m = 30$ )

### B. Stratégie d'élimination d'harmoniques

Le principe de cette stratégie est basé sur le développement en série de Fourier de la tension  $u_s$  à la sortie du convertisseur à pas uniforme ( $\Delta u = u_{d1}$ ) (Fig. 2) [7-9]. Cette tension admet une symétrie par rapport au demi et au quart de la période. De ce fait, les composantes harmoniques paires en cosinus et en sinus sont nulles. La décomposition en série de Fourier de cette tension est donnée par la relation suivante:

$$\begin{cases} u_s = \sum_{n=1}^{\infty} u_n \sin(n\omega t) \\ u_n = \frac{4u_{d1}}{n\pi} \sum_{i=1}^p \cos(n\theta_i) \end{cases} \quad (6)$$

avec  $u_n$  amplitude de l'harmonique de rang  $n$  ( $n$  impaire),  $p = (N-1)/2$  nombre total de commutations sur un quart de période et  $\theta_i$  angles de commutation ( $i = 1, 2, \dots, p$ ).

Les  $p$  angles de commutation de la relation (6) sont déterminés en imposant l'amplitude de la composante fondamentale et en annulant les  $(p-1)$  harmoniques. Par exemple, si l'on veut faire varier la valeur des tensions de

sortie d'un onduleur asymétrique triphasé à 11 niveaux constitué de  $k = 3$  onduleurs partiels alimentés respectivement par le groupe de tension  $u_{d1} = 1$ ,  $u_{d2} = 2$  et  $u_{d3} = 2$ , alors il faut déterminer les cinq angles de commutation ( $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_5$ ) de façon à annuler les quatre premières composantes harmoniques impaires autres que celles de rang 3 ou multiples de 3 (5, 7, 11 et 13) de la tension composée. Dans ce cas, cela revient à résoudre le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^5 \cos(\theta_i) = \frac{5\pi}{4} r \\ \sum_{i=1}^5 \cos(n\theta_i) = 0 \text{ pour } n \in \{5, 7, 11, 13\} \end{cases} \quad (7)$$

où  $r = u_1/5u_{d1}$  taux de modulation. La solution recherchée doit satisfaire la condition suivante :

$$\theta_1 < \theta_2 < \theta_3 < \theta_4 < \theta_5 < \frac{\pi}{2} \quad (8)$$

La résolution du système (7) par la méthode de Newton-Raphson donne toutes les solutions possibles pour différentes valeurs de  $r$  (Fig. 7). De cette figure, on remarque qu'il existe une double solution pour  $(0.65 \leq r \leq 0.74)$  et  $(0.77 \leq r \leq 0.89)$ . Pour les valeurs de  $r$  inférieures à 0.48 et  $r$  compris entre 0.92 et 0.951, aucune solution n'est possible. Ce système accepte une seule solution pour les autres valeurs de  $r$ .

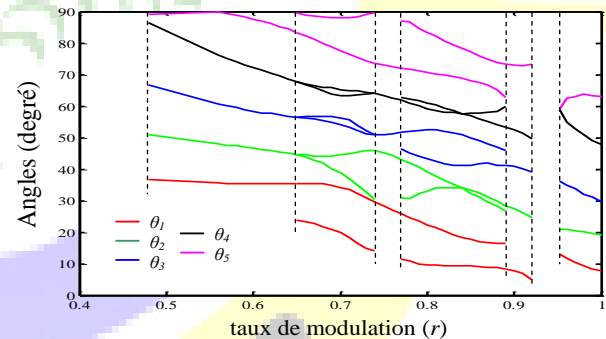


Fig. 7 Angles de commutation en fonction de  $r$

On note que pour  $(0.65 \leq r \leq 0.74)$  et  $(0.77 \leq r \leq 0.89)$  un critère de choix d'angles adéquats est proposé. Ce critère est basé sur la comparaison des THD (taux d'harmoniques) offerts par les différents angles de ces intervalles. Les angles qui donnent le meilleur THD sont sélectionnés. Pour cela, nous avons calculé les THD (relation 9) données par les solutions déterminées (Fig. 8). La Fig. 9, montre les angles choisis accompagnés de leurs THD (Fig. 10).





$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{p=5} \cos(n\theta_i) \right)^2}}{\sum_{i=1}^{p=5} \cos(\theta_i)} \quad (9)$$

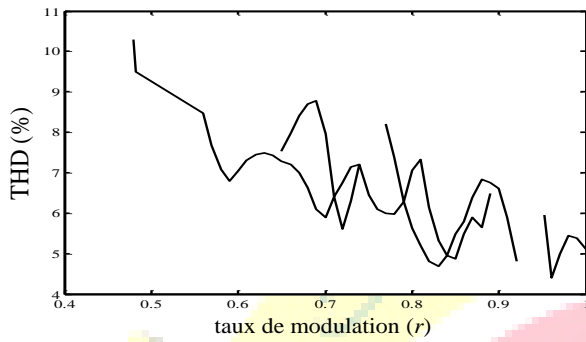


Fig. 8 Variation des THD en fonction de  $r$

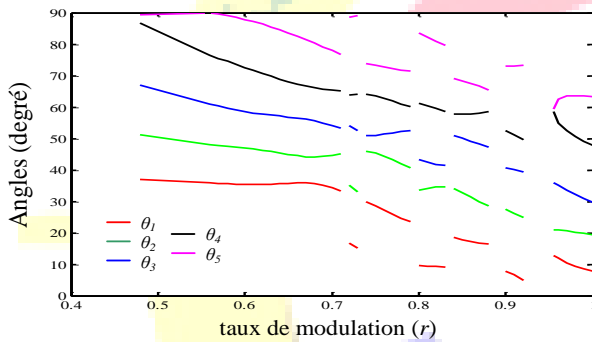


Fig. 9 Angles de commutation sélectionnés en fonction de  $r$

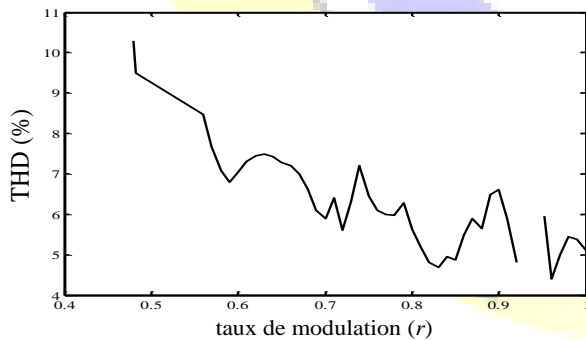


Fig. 10 Variation du plus faible THD en fonction de  $r$

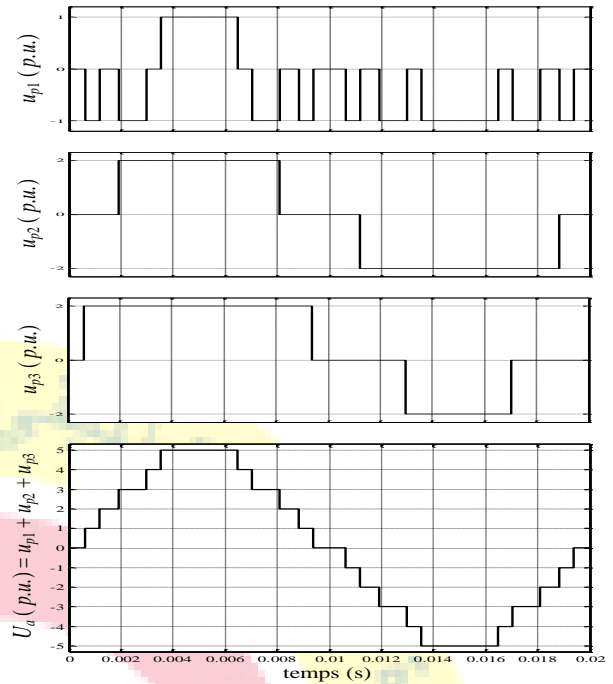


Fig. 11 Tensions partielles et tension de phase d'un USAMI-11 niveaux commandé par SHEPWM ( $r = 0.965$ )

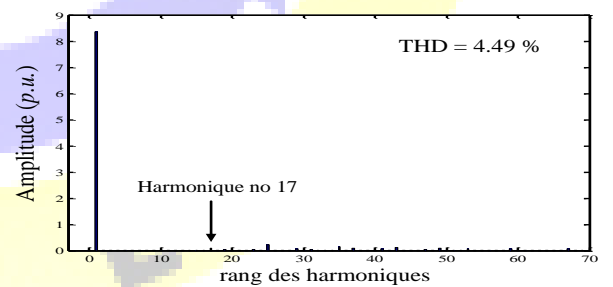
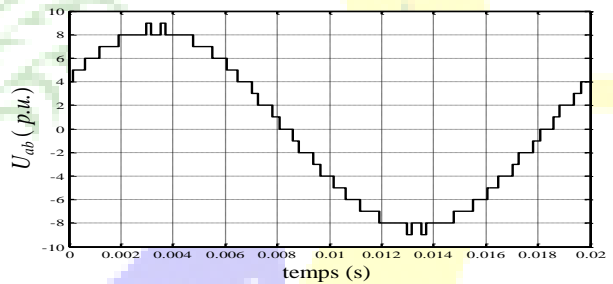


Fig. 12 Tension composée  $U_{ab}$  et son spectre d'harmoniques d'un USAMI-11 niveaux commandé par SHEPWM ( $r = 0.965$ )

Les Figs. 11 et 12 présentent les résultats de simulation de l'onduleur pour une valeur fixe de  $r$  ( $r = 0.965$ ), c'est à dire pour :  $\theta_1 = 11.1136^\circ$ ,  $\theta_2 = 20.8263^\circ$ ,  $\theta_3 = 34.3041^\circ$ ,  $\theta_4 = 53.4818^\circ$  et  $\theta_5 = 63.0958^\circ$ .

Les performances de la MAS alimentée par l'onduleur asymétrique à onze niveaux à pas uniforme commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques sont présentés par la Fig. 13.



# Le 3<sup>ème</sup> Séminaire International sur les Energies Nouvelles et Renouvelables

## The 3<sup>rd</sup> International Seminar on New and Renewable Energies

Unité de Recherche Appliquée en Energies Renouvelables,  
Ghardaïa - Algérie 13 et 14 Octobre 2014

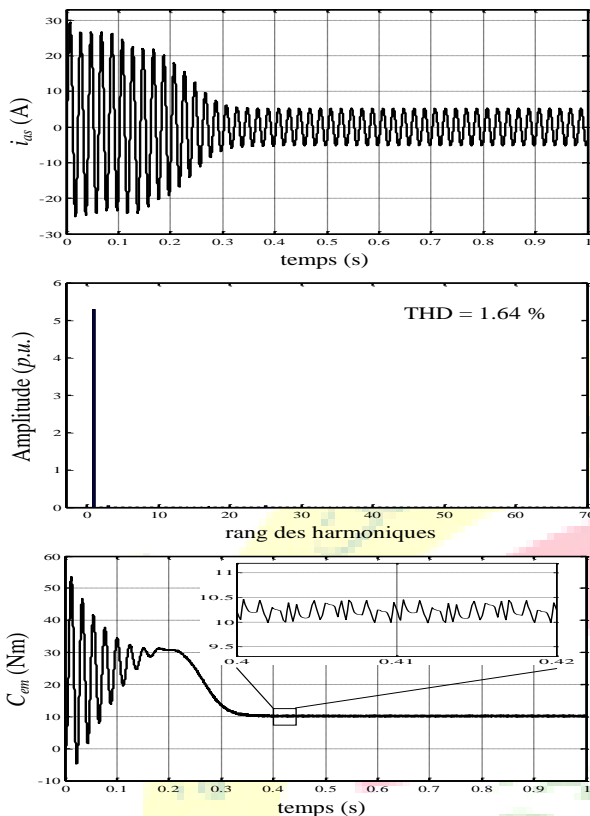


Fig. 13 Performances de la MAS alimentée par USAMI-11 niveaux commandé par SHEPWM ( $r = 0.965$ )

#### IV. INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Dans le tableau 1, nous résumons les résultats de simulation obtenus par les deux stratégies. De l'analyse des figures ainsi que du tableau 1, il ressort que pour la stratégie SHEPWM : 1) l'élimination des harmoniques indésirables (5, 7, 11 et 13) de la tension  $U_{ab}$  est assurée, 2) la composante fondamentale suit bien la valeur imposée 8.357 p.u. et la première harmonique restante est celle de rang 17, 3) elle présente un taux d'harmoniques est inférieur à celui obtenu par la stratégie triangulo-sinusoidale, 4) le courant statorique est plus proche de la sinusoïde, 5) elle réduit le nombre d'angles de commutation par période trois fois moins que celle de la SPWM.

TABLEAU I  
COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS

Stratégies	$U_{ab}$ THD (%)	$i_{as}$ THD (%)	$f_{Cem}$ (Hz)	$\Delta C_{em}$ (Nm)	Nb $\theta_i$
SPWM	5.07	3.39	$f$	1.60	60
SHEPWM	4.49	1.64	$2f$	0.45	20

Pour la stratégie SPWM, le couple électromagnétique de la machine oscille autour de sa valeur moyenne à la fréquence  $f$  de la tension de sortie de l'onduleur avec une large bande d'oscillation et non  $2f$  comme SHEPWM. Cela est dû à la présence des harmoniques 2 et 4 dans la tension de sortie.

#### V. CONCLUSIONS

L'amélioration des performances d'un système d'entraînement d'une machine asynchrone passe par le choix d'une bonne stratégie de commande de l'onduleur d'alimentation. Dans ce travail, nous avons montré, par simulation, que la stratégie d'élimination d'harmoniques présente des performances meilleures par rapport à celles de la stratégie triangulo-sinusoidale. En effet, elle permet de garantir une meilleure qualité du couple, de minimiser les harmoniques de courant et de réduire les pertes de commutation aux bornes des interrupteurs. Ceci a l'avantage d'augmenter leur durée de vie. D'où le choix de cette stratégie dans la commande d'un onduleur multiniveau asymétrique à pas uniforme alimentant une machine asynchrone.

#### VI. ANNEXES

- 1) Tensions d'alimentations des onduleurs partiels : Tension de base  $u_{d1} = 70V$ ,  $u_{d2} = u_{d3} = 2u_{d1} = 140V$ .
- 2) Paramètres de la MAS : résistance statorique  $R_s = 4.850\Omega$ , résistance rotorique  $R_r = 3.805\Omega$ , inductance statorique  $L_s = 0.274H$ , inductance rotorique  $L_r = 0.274H$ , inductance mutuelle  $L_m = 0.258H$ , nombre de paire de pôle  $P = 2$ , moment d'inertie  $J = 0,031kg.m^2$ , couple de charge  $C_{ch} = 10Nm$ , coefficient de frottement  $K_f = 0,00136 Nm.s.rad^{-1}$ .

#### REFERENCES

- [1] K.K. Prajapat, A. Katariya, A. Kumar, S. Shukla, *Simulation and Testing of Photovoltaic with Grid Connected System*, Proceedings of the International conference on computational intelligence and communication networks, pp. 692-697, 2011.
- [2] J. Rodriguez, J.S. Lai, F.Z. Peng, *Multilevel inverters : a survey of topologies, control and applications*, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 49, no. 3, pp. 724-738, August 2002.
- [3] J. Rodriguez, L.G. Franquelo, S. Kouro, J.I. Leon, R.C. Portillo, M.M. Prats, M.A. Pérez, *Multilevel converters : An enabling technology for high-power applications*, Proceedings of the IEEE, vol. 97, no. 11, pp. 1786-1817, November 2009.
- [4] S. Mariethoz, *Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies, modulation et commande*, Thèse de Doctorat, EPF-Lausanne, Suisse, no. 3188, 2005.
- [5] J.S. Manguelle, *Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence: réactions au réseau d'alimentation*, Thèse de Doctorat, EPF-Lausanne, Suisse, no. 3033, 2004.
- [6] R. Lund, *Multilevel power electronic converters for electrical motor drives*, Ph.D. thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2005.
- [7] S. Sirisukprasert, J.S. Lai, T.H. Liu, *Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 875-881, August 2002.



## Le 3<sup>ème</sup> Séminaire International sur les Energies Nouvelles et Renouvelables

### The 3<sup>rd</sup> International Seminar on New and Renewable Energies

Unité de Recherche Appliquée en Energies Renouvelables,  
Ghardaïa - Algérie 13 et 14 Octobre 2014



- [8] J.N. Chiasson, L.M. Tolbert, K.J. McKenzie, Z. Du, *A unified approach to solving the harmonic elimination equations in multilevel converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 2, pp. 478-490, March 2004.
- [9] D. Cox, J. Little, D.O. Shea, *Sequential homotopy-based computation of multiple solutions for selected harmonic elimination in PWM inverters*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 46, N° 3, pp. 586-593, May 1999.

