

Evaluation des Harmoniques de Courant et des Pertes par Commutation dans un Onduleur de Tension Alimentant une Machine Asynchrone Double Etoile

A. KHALDI, M. KHALDI, B.KORICH, A.OUANOUKI

LCM, UER-Electrotechnique, Ecole Militaire Polytechnique, Bordj El-Bahri, Alger

Résumé: Dans cet article, nous allons présenter des techniques de MLI développées spécialement pour la commande des machines triphasées, ensuite adaptées et appliquées à la machine asynchrone double étoile (MASDE). Nous présentons aussi une étude comparative entre ces différentes techniques de MLI, en termes d'harmoniques de courant et des pertes par commutation dans l'onduleur de tension.

Mots-clés: MASDE, onduleurs de tension, harmoniques de courant,MLI.

I. INTRODUCTION

Dans les entraînements électriques de forte puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. L'emploi des structures multi-niveaux permet alors la réduction des tensions commutées.

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, plus facilement à filtré par la charge mécanique. En plus, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner avec une ou plusieurs phases en défaut.

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la MASDE. Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30°. Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques.

Pendant, l'alimentation de la MASDE par des onduleurs de tension provoque l'apparition de courants

harmoniques de circulation d'amplitude importante au stator, impliquant des pertes statoriques supplémentaires et un surdimensionnement des semi-conducteurs. Cela constitue une contradiction avec le concept de segmentation de puissance et lui faisant perdre beaucoup de son intérêt.

II. MODELISATION DE LA MASDE

Dans notre étude on considère que la machine est une machine hexaphasée asymétrique, et nous chercherons à diagonaliser la matrice des inductances à l'aide d'une matrice de transformation $[Ts]^{-1}$ appropriée, qui a la forme suivante [1], [2]:

$$[Ts]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Les équations des tensions statoriques et rotoriques transformées dans les plans $(\alpha-\beta)$, $(x-y)$ et (o_1-o_2) , deviennent [3]:

$$\begin{bmatrix} vs\alpha \\ vr\alpha \\ vs\beta \\ vr\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Rr & M\dot{\theta} & Lr\dot{\theta} \\ 0 & 0 & Rs & 0 \\ -M\dot{\theta} & -Lr\dot{\theta} & 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} is\alpha \\ ir\alpha \\ is\beta \\ ir\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Ls & M & 0 & 0 \\ M & Lr & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Ls & M \\ 0 & 0 & M & Lr \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} is\alpha \\ ir\alpha \\ is\beta \\ ir\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} vsx \\ vsy \\ vro \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} isx \\ isy \\ iro \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Lls & 0 & 0 \\ 0 & Lls & 0 \\ 0 & 0 & Llr \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} isx \\ isy \\ iro \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique est obtenu par la relation suivante :

$$Ce = pM(is\beta ir\alpha - is\alpha ir\beta) \quad (3)$$

Nous remarquons que les équations du sous-système $(x-y)$ sont totalement découplées des autres équations, et en particulier des équations rotoriques. Les variables de ce sous-système ne contribuent pas à la conversion électromécanique de l'énergie et sont responsables des courants harmoniques et des pertes dans la MASDE. Seules les variables du sous-système $(\alpha-\beta)$ contribuent à la

conversion électromécanique de l'énergie et les techniques de commande appliquées à la MASDE doivent permettre le contrôle des composantes (α - β) et la minimisation des composantes (x-y).

III. TECHNIQUES DE MLI APPLIQUEES A LA MASDE

Le schéma de principe des deux onduleurs alimentant la MASDE est donné par la figure 1. Les interrupteurs du demi-pont supérieur sont notés $Ka1, Kb1, Kc1$ pour l'étoile 1 et $Ka2, Kb2, Kc2$ pour l'étoile 2. Soit $n1$ et $n2$ respectivement les neutres de l'étoile 1 et de l'étoile 2, et o le point neutre de la source.

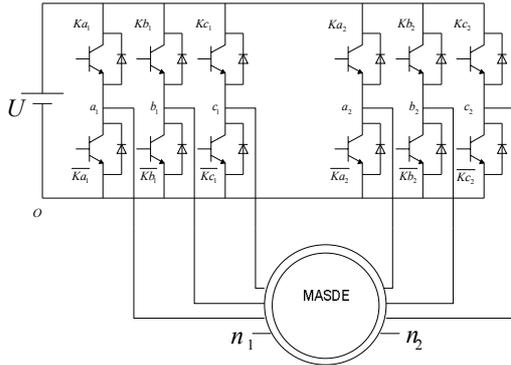


Fig.1. MASDE alimentée par deux onduleurs de tension.

A. Technique de MLI Sinus-Triangle (STPWM)

La MLI Sinus-Triangle (STPWM) dont le schéma de principe est donné par la figure 2, utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_e , appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence f_s , appelée la porteuse p .

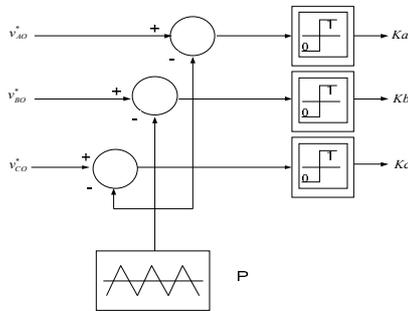


Fig.2. Principe de la MLI Sinus Triangle

La limite maximale des références sinusoïdales est égale à l'amplitude de la porteuse ($U/2$). Soit un index de modulation maximal :

$$m = \frac{V_m}{((2*U)/\pi)} \quad (4)$$

$$\text{Avec : } m_{MAX} = \frac{(U/2)}{((2*U)/\pi)} = \frac{\pi}{4} = 0.785398$$

V_m : L'amplitude maximale de la tension à la sortie de l'onduleur de tension.

$V_{m_po} = ((2*U)/\pi)$: la valeur maximale du fondamental de la tension obtenue pour un fonctionnement en pleine onde.

B. Technique de MLI vectorielle (SVPWM)

La SVPWM est une technique de MLI équivalente à une STPWM avec injection d'un signal triangulaire de fréquence trois fois celle de la modulante. La figure 3 donne le schéma de principe de la SVPWM dans le cas d'une implantation avec porteuse triangulaire.

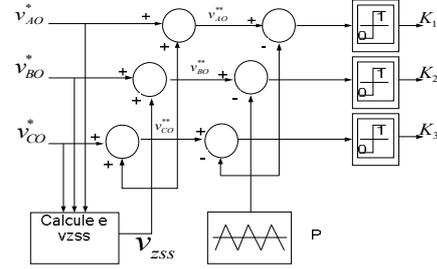


Fig.3. Principe de la STPWM avec injection de la composante homopolaire

Le principe de calcul de la composante homopolaire est donné par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} & \left. \begin{aligned} & \text{si } |v_{AO}^*| \leq |v_{BO}^*| \\ & \text{et } |v_{AO}^*| \leq |v_{CO}^*| \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_{zss1} = 0.5v_{AO}^* \\ & \text{si non} \quad v_{zss1} = 0 \\ & \left. \begin{aligned} & \text{si } |v_{BO}^*| \leq |v_{AO}^*| \\ & \text{et } |v_{BO}^*| \leq |v_{CO}^*| \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_{zss2} = 0.5v_{BO}^* \\ & \text{si non} \quad v_{zss2} = 0 \\ & \left. \begin{aligned} & \text{si } |v_{CO}^*| \leq |v_{AO}^*| \\ & \text{et } |v_{CO}^*| \leq |v_{BO}^*| \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_{zss3} = 0.5v_{CO}^* \\ & \text{si non} \quad v_{zss3} = 0 \\ & v_{zss} = v_{zss1} + v_{zss2} + v_{zss3} \end{aligned} \quad (5)$$

On montre qu'en changeant la forme d'onde de la composante homopolaire, on obtient d'autres types de techniques de MLI.

C. Techniques de MLI discontinues (DPWM)

Le principe de base de ces techniques de MLI est de saturer la référence pendant 120° d'une période de 360° , ce qui permet de maintenir un bras sans commutation pendant ce temps. On obtient une discontinuité de commutation, d'où le nom «MLI discontinue». ceci, permet de gagner réduire le nombre de commutation, donc les pertes par commutation. Comme pendant chaque 120° il y a un bras sans commutation, la méthode porte aussi le nom «MLI deux phases» [5]. Comme nous ne pouvons utiliser que 120° de la période au maximum pour saturer un bras d'onduleur, la différence entre les stratégies deux phases consiste dans le choix de la position de cet horizon de saturation. Les techniques DPWM0, DPWM1, DPWM2 sont des cas particuliers de la GDPWM (Generalized Discontinuous PWM). Comme nous observons sur les courbes de la figure 4, chaque modulante est saturée pendant 60° , c.à.d. chaque demi période, mais à des angles différents par rapport à la référence sinusoïdale initiale. Les valeurs de cet angle sont les suivantes :

$$\psi = 0 : \quad \text{pour la DPWM0}$$

$$\psi = 30^\circ : \quad \text{pour la DPWM1}$$

$$\psi = 60^\circ : \quad \text{pour la DPWM2}$$

Le principe de calcul de ces techniques de MLI est donné par les relations suivantes :

a) DPWM 0

$$\begin{aligned} \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{AO}^*| \geq |v_{CO}^*| \\ \text{et } |v_{BO}^*| \geq |v_{CO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss1} = \text{sign}(v_{AO}^*) \frac{U}{2} - v_{AO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss1} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{CO}^*| \geq |v_{BO}^*| \\ \text{et } |v_{AO}^*| \geq |v_{BO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss2} = \text{sign}(v_{BO}^*) \frac{U}{2} - v_{BO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss2} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{BO}^*| \geq |v_{AO}^*| \\ \text{et } |v_{CO}^*| \geq |v_{AO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss3} = \text{sign}(v_{CO}^*) \frac{U}{2} - v_{CO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss3} = 0 \\ v_{zss} &= v_{zss1} + v_{zss2} + v_{zss3} \end{aligned}$$

b) DPWMI

$$\begin{aligned} \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{AO}^*| \geq |v_{BO}^*| \\ \text{et } |v_{AO}^*| \geq |v_{CO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss1} = \text{sign}(v_{AO}^*) \frac{U}{2} - v_{AO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss1} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{BO}^*| \geq |v_{AO}^*| \\ \text{et } |v_{BO}^*| \geq |v_{CO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss2} = \text{sign}(v_{BO}^*) \frac{U}{2} - v_{BO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss2} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{CO}^*| \geq |v_{AO}^*| \\ \text{et } |v_{CO}^*| \geq |v_{BO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss3} = \text{sign}(v_{CO}^*) \frac{U}{2} - v_{CO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss3} = 0 \\ v_{zss} &= v_{zss1} + v_{zss2} + v_{zss3} \end{aligned}$$

c) DPWM 2

$$\begin{aligned} \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{AO}^*| \geq |v_{BO}^*| \\ \text{et } |v_{CO}^*| \geq |v_{BO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss1} = \text{sign}(v_{AO}^*) \frac{U}{2} - v_{AO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss1} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{BO}^*| \geq |v_{CO}^*| \\ \text{et } |v_{AO}^*| \geq |v_{CO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss2} = \text{sign}(v_{BO}^*) \frac{U}{2} - v_{BO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss2} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{CO}^*| \geq |v_{AO}^*| \\ \text{et } |v_{BO}^*| \geq |v_{AO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss3} = \text{sign}(v_{CO}^*) \frac{U}{2} - v_{CO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss3} = 0 \\ v_{zss} &= v_{zss1} + v_{zss2} + v_{zss3} \end{aligned}$$

d) DPWM3

$$\begin{aligned} \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{BO}^*| \geq |v_{AO}^*| \geq |v_{CO}^*| \\ \text{ou } |v_{CO}^*| \geq |v_{AO}^*| \geq |v_{BO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss1} = \text{sign}(v_{AO}^*) \frac{U}{2} - v_{AO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss1} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{AO}^*| \geq |v_{BO}^*| \geq |v_{CO}^*| \\ \text{ou } |v_{CO}^*| \geq |v_{BO}^*| \geq |v_{AO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss2} = \text{sign}(v_{BO}^*) \frac{U}{2} - v_{BO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss2} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{BO}^*| \geq |v_{CO}^*| \geq |v_{AO}^*| \\ \text{ou } |v_{AO}^*| \geq |v_{CO}^*| \geq |v_{BO}^*| \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss3} = \text{sign}(v_{CO}^*) \frac{U}{2} - v_{CO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss3} = 0 \\ v_{zss} &= v_{zss1} + v_{zss2} + v_{zss3} \end{aligned}$$

e) DPWMAX

$$\begin{aligned} \left. \begin{array}{l} \text{si } v_{AO}^* \geq v_{BO}^* \\ \text{et } v_{AO}^* \geq v_{CO}^* \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss1} = \text{sign}(v_{AO}^*) \frac{U}{2} - v_{AO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss1} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } v_{BO}^* \geq v_{AO}^* \\ \text{et } v_{BO}^* \geq v_{CO}^* \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss2} = \text{sign}(v_{BO}^*) \frac{U}{2} - v_{BO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss2} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } v_{CO}^* \geq v_{AO}^* \\ \text{et } v_{CO}^* \geq v_{BO}^* \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss3} = \text{sign}(v_{CO}^*) \frac{U}{2} - v_{CO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss3} = 0 \\ v_{zss} &= v_{zss1} + v_{zss2} + v_{zss3} \end{aligned}$$

f) DPWMIN

$$\begin{aligned} \left. \begin{array}{l} \text{si } v_{AO}^* \leq v_{BO}^* \\ \text{et } v_{AO}^* \leq v_{CO}^* \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss1} = \text{sign}(v_{AO}^*) \frac{U}{2} - v_{AO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss1} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } v_{BO}^* \leq v_{AO}^* \\ \text{et } v_{BO}^* \leq v_{CO}^* \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss2} = \text{sign}(v_{BO}^*) \frac{U}{2} - v_{BO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss2} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} \text{si } v_{CO}^* \leq v_{AO}^* \\ \text{et } v_{CO}^* \leq v_{BO}^* \end{array} \right\} &\Rightarrow v_{zss3} = \text{sign}(v_{CO}^*) \frac{U}{2} - v_{CO}^* \\ \text{sinon} &v_{zss3} = 0 \\ v_{zss} &= v_{zss1} + v_{zss2} + v_{zss3} \end{aligned} \quad (11)$$

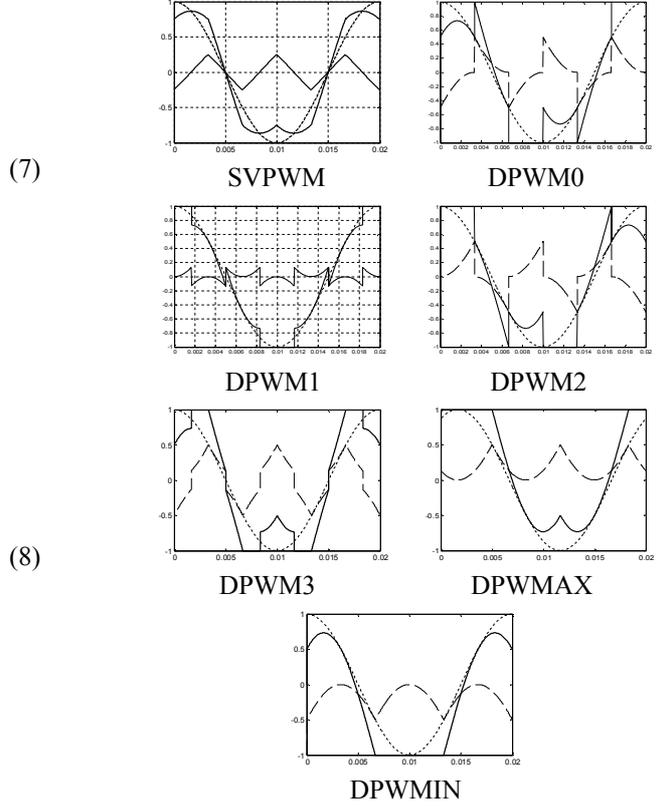


Fig.4. Formes d'onde des références v_{AO}^* et v_{BO}^{**} et de la composante homopolaire v_{zss} injectée avec les différentes techniques de MLI.

D. Technique de MLI vectorielle (SVM)

Dans la modulation vectorielle (Space Vector Modulation), on représente par un seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire approximer au mieux par ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation.

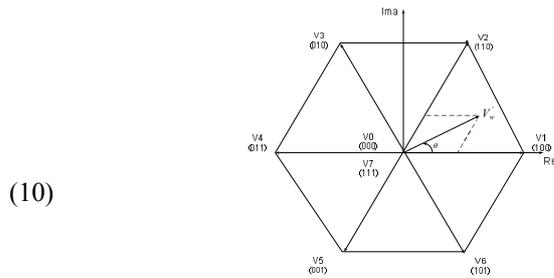


Fig.5. Représentation sur le plan (α, β) des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur triphasé avec $v_{s\alpha\beta}^*$ est le vecteur de référence.

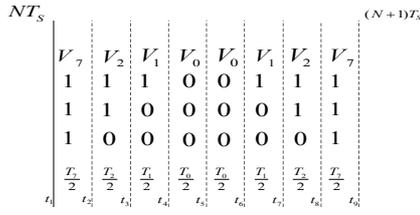


Figure 6. Les impulsions de commande dans le secteur I.

Le calcul des temps d'application des vecteurs de tension est donné par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha i} & V_{\alpha j} \\ V_{\beta i} & V_{\beta j} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} T_s \quad (12)$$

Les deux états offrant un degré de liberté dans le cas de la technique de MLI vectorielle sont définis par :

$$\zeta_0 = \frac{T_0}{T_0 + T_1} \quad \text{et} \quad \zeta_7 = 1 - \zeta_0 \quad \text{avec} : \quad T_0 = T_1 = \frac{T_s}{2}$$

La variation du placement de ζ_7 et ζ_0 et de leur valeur dans les secteurs donne des équivalences de MLI discontinues suivantes dans l'espace :

$$\text{SVPWM} : \quad \zeta_0 = \zeta_7 = 0.5$$

$$\text{DPWMAX} : \quad \zeta_0 = 0,$$

$$\text{DPWMIN} : \quad \zeta_7 = 0$$

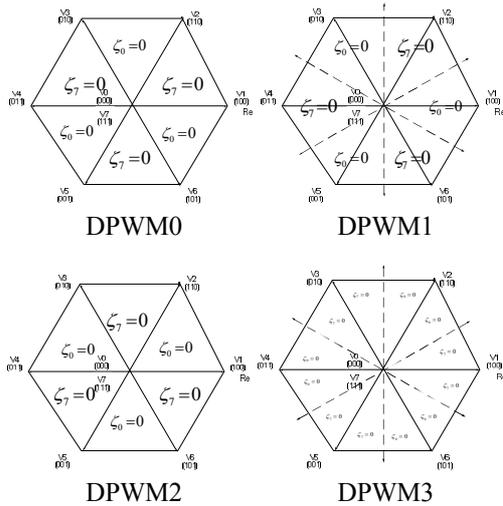


Fig. 6. Représentation sur le plan (α, β) des vecteurs de tension de l'onduleur et du placement de ζ_7 et ζ_0 .

Remarque : Les techniques de MLI doivent être comparées avec le même nombre de commutation, donc en introduit un facteur de réduction de la fréquence de commutation appelé k_f et définit par:

$$k_f = \frac{f_s \text{CPWM}}{f_s \text{DPWM}}$$

IV. CALCUL DES HARMONIQUES DE COURANT

Les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère de Concordia (α, β) sont données par les relations suivantes [2],[3] :

$$v_{s\alpha\beta} = R_s i_{s\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha\beta} \quad (13)$$

$$v_{sxy} = R_s i_{sxy} + L_{sxy} \frac{d}{dt} i_{sxy}$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M_{sr} i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M_{sr} i_{r\beta} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M_{sr} i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M_{sr} i_{s\beta} \end{cases} \quad (15)$$

A partir de (15), on tire l'expression de $i_{r\alpha\beta}$:

$$i_{r\alpha\beta} = \frac{\psi_{r\alpha\beta}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} i_{s\alpha\beta} \quad (16)$$

Si on remplace (15) dans (14), l'équation du flux $\psi_{r\alpha\beta}$ devient :

$$\psi_{s\alpha\beta} = L_s i_{s\alpha\beta} + M_{sr} \left(\frac{\psi_{r\alpha\beta}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} i_{s\alpha\beta} \right) \quad (17)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = L_s i_{s\alpha\beta} + \frac{M_{sr}}{L_r} \psi_{r\alpha\beta} - \frac{M_{sr}^2}{L_r} i_{s\alpha\beta} \quad (18)$$

On remplaçant (18) dans (13)

$$v_{s\alpha\beta} = R_s i_{s\alpha\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} \quad (19)$$

Où σ est appelé coefficient de dispersion:

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$$

Si on admet que la fréquence de commutation f_s est beaucoup plus grande que la fréquence du fondamental f_e et que les constantes de temps statorique et rotorique sont très grandes devant la période de commutation T_s , et en négligeant la chute de tension dans la résistance statorique, l'équation (19) de la tension peut être exprimée comme suit :

$$v_{s\alpha\beta} = \sigma L_s \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (20)$$

Donc on tire l'expression du courant statorique :

$$i_{s\alpha\beta} = \frac{1}{\sigma L_s} \int v_{s\alpha\beta} dt \quad (21)$$

Si on admet que le vecteur de tension de référence $v_{s\alpha\beta}^*$ reste constant pendant la période de commutation T_s , on peut calculer les harmoniques de courant à partir de l'équation suivant :

$$i_{(h)s\alpha\beta} = \frac{1}{\sigma L_s} \int (V_{ks\alpha\beta} - v_{s\alpha\beta}^*) dt \quad (22)$$

$$i_{(h)sxy} = \frac{1}{L_{sxy}} \int (V_{ksxy}) dt$$

Avec :

$$i_{(hms)sT_s}^2(m, \theta) = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} (i_{ks\alpha}^2 + i_{ks\beta}^2 + i_{ks1}^2 + i_{ks2}^2 + i_{ks3}^2 + i_{ks4}^2) dt \quad (24)$$

$$i_{(hms)sT_s}^2(m, \theta) = \frac{1}{T_s} \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right)^2 \int \int \| (V_{ks\alpha\beta} - v_{s\alpha\beta}^*) \|^2 dt + \frac{1}{T_s} \left(\frac{1}{L_{sxy}} \right)^2 \int \int \| V_{ksxy} \|^2 dt$$

En introduisant les flux à la place des courants, on peut simplifier l'équation (24) et écrire :

$$i_{(hms)sT_s}^2(m, \theta) = \left(\frac{\lambda_b}{\sigma L_s} \right)^2 (\lambda_{rms\alpha\beta}^2(m, \theta) + k_{\alpha\beta}^2 \lambda_{rmsxy}^2(m, \theta)) \quad (25)$$

Encore, on peut écrire l'équation sous la forme :

$$i_{(hms)sT_s}^2(m, \theta) = \left(\frac{\lambda_b}{\sigma L_s} \right)^2 \lambda_{rms}^2(m, \theta) \quad (26)$$

Avec :

$$\lambda_{rms}^2(m, \theta) = (\lambda_{rms\alpha\beta}^2(m, \theta) + k_{\alpha\beta}^2 \lambda_{rmsxy}^2(m, \theta)) \quad (27)$$

$$k_{\alpha\beta}^2 = \left(\frac{\sigma L_s}{L_{sxy}} \right)^2 \quad \lambda_b = \left(\frac{2\sqrt{3}U}{\pi f_s} \right)^2$$

Le coefficient $k_{\sigma xy}^2$ représente le rapport entre l'inductance propre et l'inductance de fuite qui limite ces courants harmoniques. On montrera par la suite que ce coefficient constitue un paramètre important dans l'évaluation des courants harmoniques dans une MASDE alimentée par un onduleur de tension.

A. Formules des harmoniques de courant

Les formules obtenues après application des calculs des harmoniques de courant précédents aux différentes techniques de MLI ainsi que le tracé des courbes représentatives de ces équations sont présentées dans la partie suivante.

a) STPWM

$$\lambda_{\alpha\beta rms}^2(m) = \left(\frac{1}{48}\right)m^2 + \left(-\frac{(6+5\sqrt{2})}{18\sqrt{3}\pi^2}\right)m^3 + \left(\frac{1}{4\pi^2}\right)m^4 \quad (28)$$

$$\lambda_{xy rms}^2(m) = \left(-\frac{(6+5\sqrt{2})}{18\sqrt{3}\pi^2}\right)m^3$$

b) DPWMAX et DPWM1

$$\lambda_{\alpha\beta rms}^2 = \frac{1}{k_j^2} \frac{1}{36\pi^2} m^2 (108m^2\pi - 88\sqrt{3}\pi m - 96\sqrt{2}\pi m + 27\sqrt{3}m^2 + 48\pi m + 12\pi^3) \quad (29)$$

$$\lambda_{xy rms}^2 = \frac{1}{k_j^2} \frac{1}{9\pi^2} m^3 (-57 + 14\sqrt{3} + 24\sqrt{2})$$

c) DPWMIN et DPWM3

$$\lambda_{\alpha\beta rms}^2 = -\frac{1}{k_j^2} \frac{1}{18\pi^2} m^2 (-6\pi^3 - 150\pi m - 54\pi m^2 + 120\pi\sqrt{2}m - 27\sqrt{3}m^2 + 62\sqrt{3}\pi m) \quad (30)$$

$$\lambda_{xy rms}^2 = \frac{1}{k_j^2} \frac{1}{9\pi^2} m^3 (-30 - 31\sqrt{3} + 60\sqrt{2})$$

d) SVPWM

$$\lambda_{\alpha\beta rms}^2 = \frac{1}{k_j^2} \frac{1}{1152\pi^2} m^2 (-450\sqrt{3}m^2 - 88\sqrt{3}\pi m - 18\sqrt{5}\pi m + 18\pi^2 + 27\pi - 72\sqrt{3}\pi m - 18\pi 2\sqrt{3} - 552\sqrt{2}\pi + 405\pi m^2 + 1176\pi m - 296\sqrt{6}\pi m + 162m^2) \quad (31)$$

$$\lambda_{xy rms}^2 = -\frac{1}{k_j^2} \frac{1}{576\pi^2} m^3 (18\pi - 6\pi^2 + 570m - 456\sqrt{2}m - 104\sqrt{6}m + 180\sqrt{3}m + 3\sqrt{3}\pi^2 - 9\sqrt{3}\pi)$$

B. Courbes des harmoniques de courant

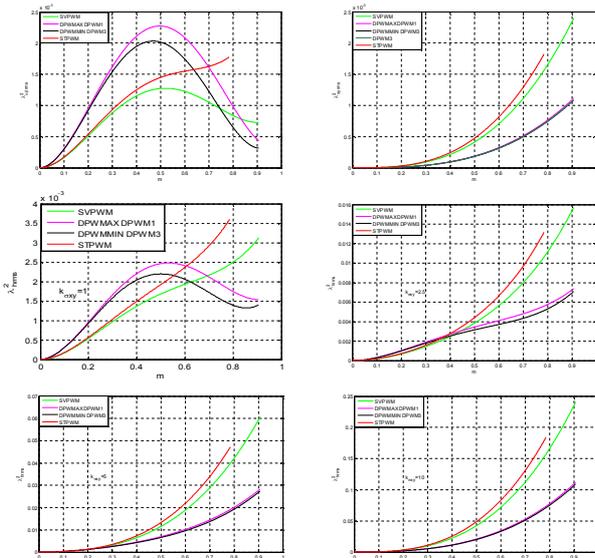


Fig. 7. Courbes de la valeur efficace des harmoniques de courant en fonction de l'indice de modulation M.

Sur la figure 7, nous avons tracé les courbes des harmoniques de courant des techniques de MLI triphasées présentées précédemment et appliquées à la MASDE.

D'après ces courbes, on obtient presque les mêmes allures que ceux de la MAS triphasée sur le plan (α - β), par contre, sur le plan (x - y) les MLI discontinues sont meilleures. Sur la figure (7.c) présentant la somme totale des harmoniques sur les deux plans, on peut constater aussi que les techniques de MLI continues (STPWM, SVPWM) présentent un facteur de pertes meilleur que celui des techniques de MLI discontinues (DPWM1, DPWM3, DPWMAX et DPWMIN) pour les faibles valeurs de l'index de modulation.

La figure 7 présente aussi les courbes des valeurs efficaces des harmoniques de courant pour différente valeur du coefficient ($k_{\sigma xy}$). On peut remarquer sur ces courbes qu'en augmentant ce coefficient, c.à.d. si l'inductance de fuite diminue, les harmoniques sur le plan (x - y) devient plus important.

(33)

VI. CONCLUSION

Nous avons présenté des techniques de MLI triphasées adaptées à la commande de la MASDE. L'analyse de ces différentes techniques de MLI, en termes d'harmoniques de courant et de pertes par commutation a montré que les techniques de MLI continues permettent un meilleur contrôle des courants harmoniques pour des faibles valeurs de l'index de modulation, tandis que, les techniques de MLI discontinues qui sont meilleures pour les valeurs élevées de l'index de modulation permettent une réduction jusqu'à 50% des pertes par commutation. Néanmoins, pour obtenir de meilleures performances avec un contrôle total sur les différentes grandeurs de la MASDE, des techniques de MLI spéciales pour cette machine doivent être développées.

REFERENCES

- [1] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1100-1109, Sep./Oct. 1995.
- [2] K. Marouani, L. Baghli, D. Hadiouche, A. Kheloui, and A. Rezzoug "A New PWM Strategy Based on a 24-Sector Vector Space Decomposition for a Six-Phase VSI-Fed Dual Stator Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol.55, no.5, pp.1910-1920. May 2008.
- [3] D. Hadiouche, L. Baghli, and A. Rezzoug, "Space vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: Analysis, performance evaluation, and DSP implementation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1112-1122, Jul./Aug. 2006.
- [4] J. W. Kolar, H. Ertl et F. C. Zach, "Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 6, pp. 1063-1075, Nov./Dec. 1991.
- [5] Hava, A. M.; Kerkman, R. J.; Lipo, T. A., "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives", *IEEE Trans. Power Elec.*, Vol. 14, No. 1, pp. 49-61, Jan. 1999.