

Optimisation de la Tension de l'onduleur Triphase Par la « Mli » Precalculée

Dr. Bn ammar Mazari *
Dr. Hashem Oirkozek **
Dr. Ali Al Jazi ***
Mohammad Laouer ****
Hachemi Kaddour *****

(Accepté 12/7/2004)

□ RESUME □

L'énergie fournie par l'onduleur de tension semble être mieux adaptée pour l'entraînement des machines tournantes lorsque l'on souhaite faire varier la vitesse.

La tension à Modulation de Largeur d'Impulsion obtenue à partir d'une onde rectangulaire génère une grande quantité d'harmoniques qui produisent une déformation importante du courant et créent par conséquent des couples pulsatoires qui sont gênants pour l'onduleur (pointes de courant), pour l'environnement (bruits acoustiques) et pour les machines entraînées (pertes accrues et risque de détérioration).

Afin d'éviter ces difficultés, il faudra faire en sorte qu'à chaque valeur de la tension, le nombre d'harmoniques soit minimisé. Nous suggérons une méthode d'optimisation de la tension de sortie par la suppression des harmoniques de rang inférieur; nous mettons en valeur la M.L.I. quart d'onde pour laquelle nous calculerons les angles de commutation grâce à une méthode itérative.

Mots clés:

Onduleur, M.L.I. quart d'onde, Harmoniques, Optimisation, Angle de commutation.

* Maître De Conférence, USTO Oran, Institut D'électrotechnique, Email: Mazari_Dz@Yahoo.Fr

** Enseignant, Faculté De Génie Electrique Et Mécanique. Damas, Syrie.

*** Enseignant, Faculté De Génie Electrique Et Mécanique. Damas, Syrie.

**** Enseignant Chercheur, Cu Saida, Bp 138 Ennassr Saida 2000 Algérie Email: Ka_Hac@Yahoo.Fr

***** Enseignant Chercheur, Cu Saida, Bp 138 Ennassr Saida 2000 Algérie Email: Ka_Hac@Yahoo.Fr

حل أمثل لتوتر الخرج لمعرج ثلاثي الطور باستخدام نظام تعديل عرض النبضة (MIL) مسبق الحساب

- * الدكتور بن عمار مزارى
** الدكتور هاشم ورقوزق
*** الدكتور علي الجازي
**** محمد لعور
***** هاشمي قدور

(قبل للنشر في 2004/7/12)

□ الملخص □

القدرة المقدمة من معرجات التوتر تبدو ملائمة لعمليات الجر في الآلات الكهربائية الدوارة عندما نريد تغيير سرعة هذه الآلات.

ويولد التوتر الناتج عن أنظمة تعديل عرض النبضة بدءاً من موجة مربعة عدداً أكبر من التوافقيات مما يتسبب في تشويه هام للتيار مما يؤدي إلى العزوم النبضية التي تنعكس على المعرجات ذاتها (قفزات حادة في التيار)، وعلى البيئة المحيطة (ضجيج صوتي)، كما تؤثر على الآلات ذاتها (تزداد المفاهيم وينشأ خطر التلف للآلة). ولكي نتجنب هذه المشاكل، يجب وضع الحل حيث إنه عند كل قيمة للتوتر، يكون عدد التوافقيات الناشئة أصغرياً لذلك نقترح طريقة حل أمثل لتوتر الخرج بحيث يتم حذف كل التوافقيات ذات الرتبة الدنيا، باستخدام نظام (MIL) خلال ربع الموجة والتي خلالها يتم حساب زوايا التطابق بفضل طريقة إعادة الحساب المكرر.

الكلمات المفتاحية: معرج، معدل عرض النبضة لربع الموجة، التوافقيات، حل أمثل، زاوية التبديل.

* أستاذ مساعد في جامعة وهران - الجزائر

** أستاذ - قسم الطاقة الكهربائية كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة دمشق - دمشق - سوريا.

*** مدرس - قسم الطاقة الكهربائية - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة دمشق - دمشق - سوريا.

**** مهندس باحث في جامعة سعيدا - الجزائر

***** مهندس باحث في جامعة سعيدا - الجزائر

1 - INTRODUCTION:

Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, les chercheurs s'intéressent de plus en plus aux convertisseurs statiques et plus particulièrement aux onduleurs.

Les harmoniques les plus basses produisent une déformation importante du courant et créent par conséquent des couples pulsatoires qui risquent de détruire les machines entraînées si aucune précaution n'est prise.

La mise en œuvre d'une stratégie de commande permettant l'obtention d'une tension quasi sinusoïdale optimisée est basée sur l'élimination des harmoniques les plus gênants de la tension de sortie de l'onduleur.

L'onde MLI possède des angles de commutation fixes, propres à chaque valeur d'amplitude du fondamental et ce dernier est variable avec les angles de commutation. On en déduit alors que pour chaque valeur souhaitée du fondamental, il faut calculer les angles de commutation correspondants.

Pour cela nous allons exposer ci dessous une méthode de minimisation d'harmonique et d'optimisation de la tension de sortie variable.

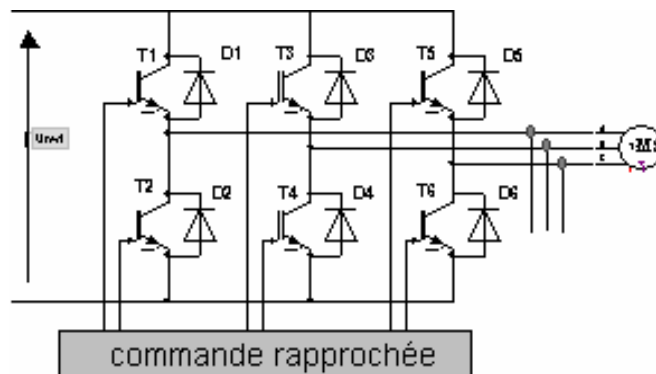
2 - TECHNIQUES DE COMMANDES MLI: [1]

Il s'agit de contrôler l'amplitude du fondamental en éliminant certains harmoniques gênants; le principe général est la détermination des instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur (Figure 1).

La MLI se charge elle même d'adapter le niveau de la tension selon les besoins de la charge; sa structure matérielle est plus simple, moins chargée en composants passifs et mieux adaptée à la nature inductive de la charge dans la majorité des cas. L'exemple d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension est la structure la plus courante ; du point de vue industriel, elle semble avoir atteint un bon niveau de perfection pour l'entraînement électrique à vitesse variable.

Une commande performante d'onduleur de tension doit tenir compte de certaines exigences:

- Le fondamental de la tension de sortie doit avoir une valeur qui respecte la loi V/F jusqu'à la vitesse nominale dans le cas de réglage de la vitesse.
- Eliminer en basse fréquences les harmoniques indésirables de tension de sortie
- protéger la source contre les contraintes dues à la commutation.



2.1 - M.L.I. naturelle: [1, 3, 4]

Elle est à l'origine des autres commandes MLI; les angles de commutation sont déterminés par les intersections de la porteuse triangulaire et de la référence sinusoïdale. Le fondamental de la tension de sortie obtenue, peut atteindre 87% de la tension continue $E/2$ pour l'onde bipolaire.

Compte tenu des progrès technologiques récemment effectués et les possibilités offertes par les microprocesseurs, ce type de commande est actuellement remplacé par les techniques numériques qui offrent d'autres avantages.

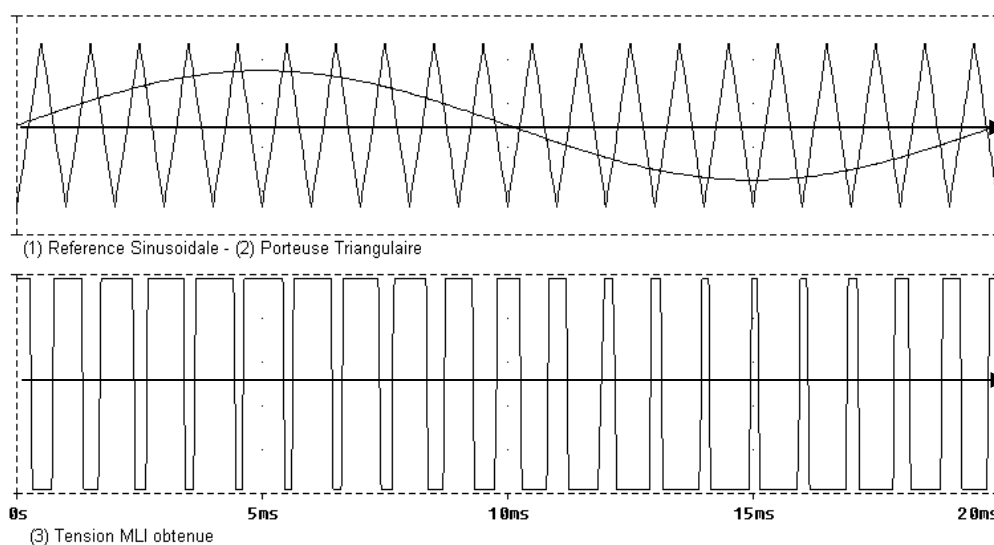


Figure 2

2.2 - M.L.I. régulière: [1, 3, 4]

Ce type de modulation admet certains avantages lorsqu'il est associé à des techniques digitales ou à des microprocesseurs; la mise en œuvre d'une onde bistable est représentée sur la figure 3b.

Le procédé consiste en une double modulation; tout d'abord on transforme la sinusoïde de référence en une onde en escalier modulée en amplitude et dont les intersections avec la porteuse triangulaire donnent la MLI désirée.

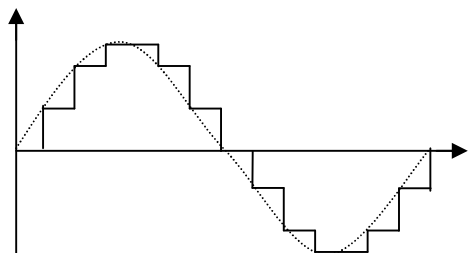


Figure 3a

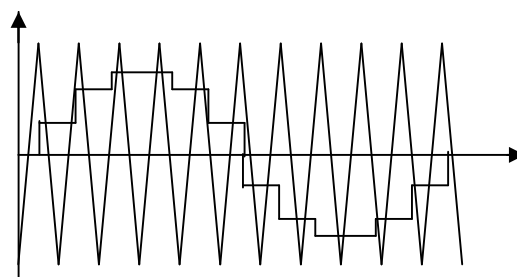


Figure 3b

2.3 - M.L.I. quart d'onde: [1, 2, 5]

Ce type de commande est surtout associé à des microprocesseurs, car après détermination des angles de commutation nous pouvons calculer les instants de commutation correspondants par l'expression :

$$t_i = \frac{\text{periode} * q_i}{360^\circ}$$

Nous pouvons ensuite programmer le microprocesseur en temps réel sur un période complète ; nous pouvons aussi faire varier cette période et par conséquent varier la fréquence ce qui peut servir de base pour la commande et la variation de vitesse des machines tournantes.

Pour définir l'onde on utilise la symétrie axiale par rapport au quart de la période et la symétrie centrale par rapport au milieu de la période, ce qui fournit une onde composée uniquement du fondamental et des harmoniques de rang impairs dont les termes sont en sinus.

En utilisant cette symétrie la commande permet de déterminer les angles de commutation sur un quart de période pour donner une suite d'impulsions de durées modulées. Ainsi avec $2k+1$ impulsions par période, on fixe les valeurs de k harmoniques.

On se sert de l'équation générale de l'harmonique de rang $(2k+1)$ Pour chaque harmonique à éliminer.

$$B_{2k+1} = \frac{4E}{(2k+1)\rho} \frac{e}{e} X - Y \sum_{i=1}^n \hat{a}_i (-1)^{i-1} \cos((2k+1)q_i) \frac{\dot{u}}{u} \quad (1)$$

Avec: B_{2k+1} l'harmonique de rang $2k+1$.

E l'amplitude de la tension MLI en créneaux.

X et Y deux entiers qui définissent la forme de l'onde.

q_i l'angle de commutation d'ordre i sur un quart de période.

Si on veut régler l'amplitude du fondamental, on doit tenir compte de la valeur de $k = 0$ pour laquelle $B_{2k+1} = B_1$.

Le système d'équations non linéaires ainsi formée peut être résolu numériquement.

Si nous désignons par R le rapport du fondamental de la tension de sortie obtenue après modulation à la tension en créneau non modulée, on obtient:

$$R = B_1 / E ;$$

- Si l'onde est bipolaire (bistable) : $E = U/2$; $X = 1$; $Y = 2$.

- Si l'onde est unipolaire (tristable): $E = U$; $X = 0$; $Y = -1$.

Où U désigne la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

Si l'on ne tient pas compte des harmoniques multiples de trois nous déduisons le système d'équations de la modulation bipolaire exprimé par:

$$\begin{cases} 1 - 2 \sum_{i=1}^n \hat{a}_i (-1)^{i-1} \cos(q_i) = R \\ 1 - 2 \sum_{i=1}^n \hat{a}_i (-1)^{i-1} \cos((6k-1)q_i) = 0 \\ 1 - 2 \sum_{i=1}^n \hat{a}_i (-1)^{i-1} \cos((6k+1)q_i) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Avec: $R = \frac{B_1}{A}$; $A = \frac{4E}{p}$; et $k = 1, 2, \dots, (n-1)$,

Et de la modulation unipolaire par:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n \hat{a}_i (-1)^{i-1} \cos(q_i) = R \\ \sum_{i=1}^n \hat{a}_i (-1)^{i-1} \cos((6k-1)q_i) = 0 \\ \sum_{i=1}^n \hat{a}_i (-1)^{i-1} \cos((6k+1)q_i) = 0 \end{cases} \quad (3).$$

La M.L.I. quart d'onde présente un double avantage par rapport aux autres MLI:

- Les harmoniques à éliminer ou à réduire sont choisis.
- La valeur du fondamental peut être fixée précisément et à volonté à n'importe quel niveau souhaité.

Une comparaison entre la MLI naturelle et la MLI quart d'onde, montre qu'avec la MLI quart d'onde, les harmoniques jusqu'au rang 19 sont éliminés, tandis qu'avec la MLI naturelle, l'harmonique 13 est à 30% du fondamental [3, 5].

La variation du fondamental avec la MLI quart d'onde n'influe pas sur les harmoniques éliminés; ce sont les harmoniques de rang supérieur restants qui sont affectés. Par contre pour la MLI naturelle, la modification de la profondeur de modulation, n'élimine pas totalement les harmoniques souhaités; les autres harmoniques restants peuvent alors atteindre des valeurs importantes.

La commande MLI quart d'onde a aussi des inconvénients:

- L'expression (1) exclut le temps réel et oblige à faire appel à des techniques numériques de résolution.

- Elle permet la régulation du fondamental avec une grande précision, mais ne permet pas d'atteindre ni des valeurs relativement élevées ni des valeurs basses.

En conclusion plusieurs conditions sont posées dans les cas des commandes décrites:

- Le but de tous ces efforts est d'obtenir une tension de sortie la plus proche possible d'une référence donnée.

- Faire le choix de la bonne référence qui permet l'identification de l'onde désirée, afin d'éviter le manque de flexibilité.

- Eliminer les difficultés qui empêchent de déterminer graphiquement des instants de commutation préalablement calculés, car une méthode n'offre pas plus d'un avantage à la fois.

3 - CALCUL DES ANGLES DE COMMUTATION: [5]

L'objectif principal est de repousser vers les fréquences élevées les harmoniques de tension avec une amplitude faible par rapport au fondamental et facilement filtrable.

A cet effet on dispose de n paramètres de réglage correspondants aux choix des valeurs des n angles de commutation. Nous choisissons de régler la valeur du fondamental et nous devons donc annuler (n-1) harmoniques.

3.1 - Tension de sortie symétrique:

Pour diminuer le nombre d'inconnues, nous utilisons les symétries de la sinusoïde désirée c'est à dire obtenir une tension de sortie impaire et symétrique par rapport à p/2.

Le nombre d'inconnues est donc divisé par quatre puisque nous devons déterminer uniquement les angles q compris entre 0 et p/2 telles que :

$$0 < q_1 < q_2 < \dots < q_n < p/2$$

Le système à n équations demande un temps de calcul d'autant plus long que n est grand; d'habitude on choisit n assez élevé pour faciliter le filtrage.

Dans notre cas, nous admettrons que seules les C premières commutations contenues dans le quart de la période (entre 0 et p/2) suffisent à décrire la tension de sortie; dans ce cas nous aurons alors $C_p = 4C + 2$ commutations par période en tenant compte des commutations aux points 0 et p.

Du fait de l'existence d'une commutation à l'origine, nous poserons $q_0 = 0$.

La symétrie par rapport à p/2 nous oblige à considérer que chaque angle q_i compris entre 0 et p/2 possède son symétrique q_{2c+1-i} dont la valeur peut être déterminée à partir de p soit:

$$q_{2c+1-i} = q_{2c+1} - q_i = p - q_i$$

Dans la symétrie par rapport à p, nous considérons que chaque angle ($p - q_i$) possède un angle symétrique noté:

$$q_{2c+1+i} = q_{2c+1} + q_i = p + q_i$$

Nous utilisons la méthode itérative de NEWTON-RAPHSON pour laquelle nous faisons varier le taux de modulation R défini à tout instant par le rapport de l'amplitude du fondamental à la valeur de la tension continue.

3.2 - Résultats et commentaires:

Nous utilisons la programmation en MATLAB pour la résolution numérique des systèmes d'équations (2) et (3).

Le programme calcul les angles de commutation des interrupteurs pour des valeurs distinctes de C .

▼ Cas de l'onde bipolaire :

- Pour $C = 5$ nous avons obtenu cinq courbes représentant les variations des cinq angles de commutation en fonction du taux de modulation R (figure 4), le nombre d'harmoniques éliminés est de quatre.

- Pour $C = 6$ nous avons obtenu six courbes (figure 5); nous remarquons pour ce cas qu'il y a élimination de cinq harmoniques différents à savoir les 5, 7, 11, 13, et 17.

Si nous comparons les figures 3, 4 et 5, nous constatons que les courbes des angles sont presque des droites, sauf pour R très faible ou nous risquons d'avoir des ratés de commutation à cause du rapprochement de deux courbes successives; par exemple les courbes de q_2 et q_3 sont très rapprochées pour $C = 4$, ainsi que q_2 avec q_3 et q_4 avec q_5 pour $C = 6$; il en est de même pour le rapprochement de q_1 par rapport à l'origine pour les trois cas de courbes.

Ceci entraîne des impulsions très brèves qui peuvent entraîner des dysfonctionnements des interrupteurs de puissance si la fréquence est élevée.

Dans la figure 4 les courbes q_i sont suffisamment espacées pour ne pas gêner la commutation si nous évitons d'abaisser le rapport R au dessous de 0,1.

Malgré l'avantage d'avoir des valeurs exactes des angles de commutation cette méthode influence les valeurs des harmoniques restants supérieurs. De ce fait nous représentons les harmoniques 17, 19, 23, et 25 sur les courbes des figures 3b, 4b et 5b correspondants respectivement à $C = 4, 5, \text{ et } 6$ pour plusieurs valeurs du taux de modulation R .

▼ cas de l'onde unipolaire:

On remarque sur l'ensemble des Graphes que la linéarité n'est possible que jusqu'à environ

$R = 0.7$ pour $C = 4$ ou 5 et $R = 0.6$ pour $C = 6$; mais la modélisation reste possible en procédant par étapes.

Par ailleurs il existe toujours le risque des ratées de commutation pour un rapport faible car nous constatons deux rapprochements dans le cas de $C = 4$ ou 5 et trois rapprochements pour $C = 6$.

4 - CONCLUSION:

Pour l'onduleur triphasé alimenté par une onde bipolaire variable, lorsqu'on supprime les harmoniques 5, 7, 11, 13, et 17, les premiers harmoniques significatifs restants sont importants, notamment le 19 (figure 5b).

Cependant cet inconvénient ne diminue en aucun cas l'efficacité de cette commande pour les raisons suivantes:

- Lorsque l'onduleur alimente directement la charge, c'est le cas des machines alimentées à tension variable, il délivre un courant quasi sinusoïdale vers la charge qui présente une impédance RL et se comporte comme un filtre du premier ordre; dont le rôle est d'atténuer surtout l'harmonique de rang 19.

- Si on alimente une charge variable à fréquence fixe, on peut placer un filtre LC à la sortie de l'onduleur afin de rendre la tension filtrée quasi sinusoïdale.

Finalement bien qu'il existe actuellement d'autres méthodes de commande (telle que la MLI vectorielle), la MLI pré calculée reste toujours en vigueur grâce à sa simplicité de programmation sur les microprocesseurs.

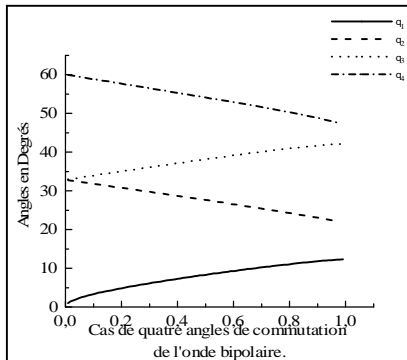


Figure 3a

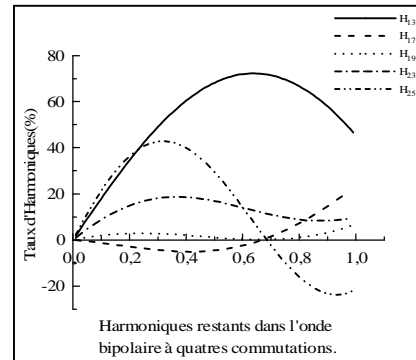


Figure 3b

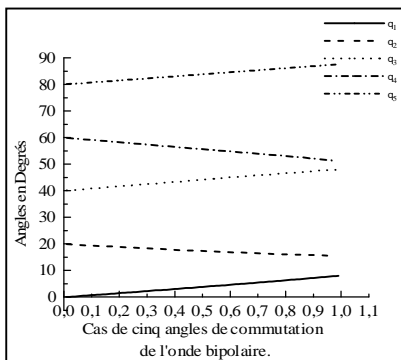


Figure 4a

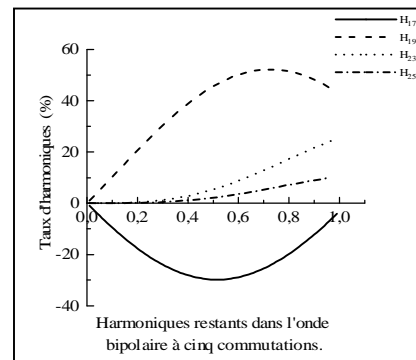


Figure 4b

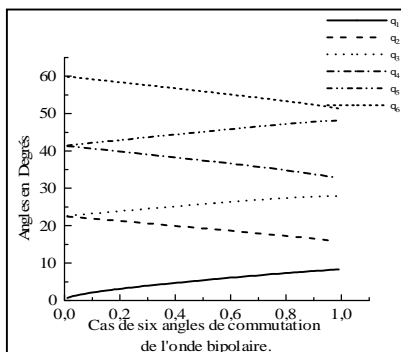


Figure 5a

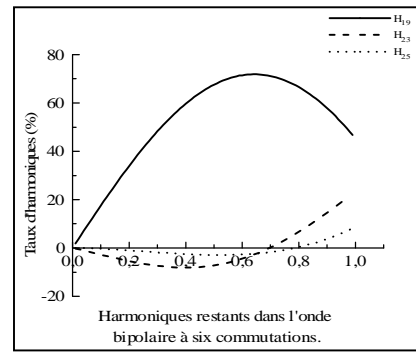


Figure 5b

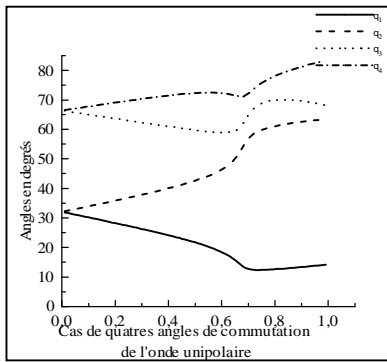


Figure 6a

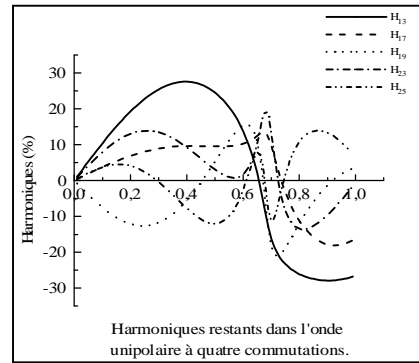


Figure 6b

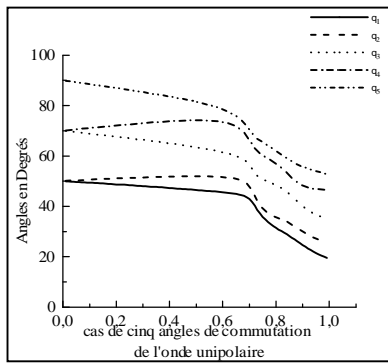


Figure 7a

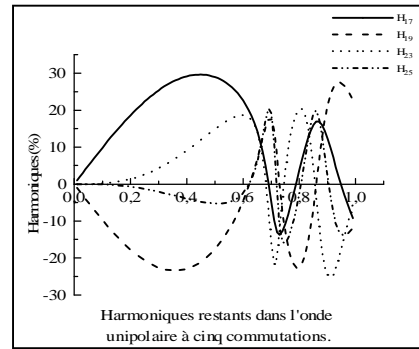


Figure 7b

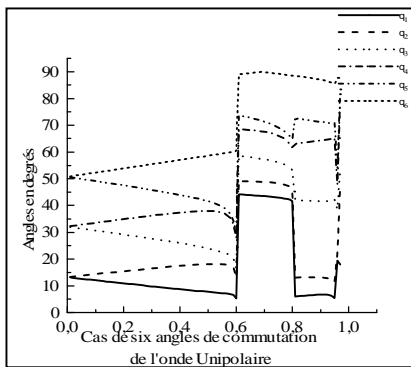


Figure 8a

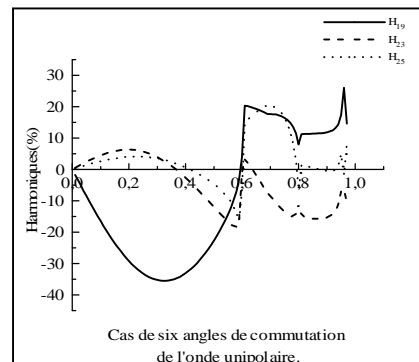


Figure 8b

BIBLIOGRAPHIE :

.....

- [1] GUY SEGUIER - F. LAFRIQUE,
Les convertisseurs de l'électronique de puissance,
(Volume 4) Ed. Technique et documentation Lavoisier.
- [2] GIUSEPPES BUJA - GIOVANNIB INDRI,
Optimal pulse width modulation for feeding ac motor,
IEEE volume 1A-13 N°1 / janv.fev. 77.
- [3] R. KACZMAREK,
De nouveaux algorithmes directs de commande en M.L.I.,
Thèse Docteur d'université - PARIS VI / sept. 89.
- [4] K. ELKHAMLI DRISSI,
Synthèse analytique des convertisseurs statiques par la méthode de
conversion de la puissance instantanée,
Thèse Docteur d'université - LILLE / janvier 90.
- [5] K. HACHEMI,
Analyse et synthèse d'un convertisseur statique de fréquence,
Mémoire de Magister – SIDI BELABES / février 94.