

# IMPLANTATION SUR DSP TMS320LF2407 D'UN ALGORITHME DE MODULATION VECTORIELLE POUR LA COMMANDE D'UN ONDULEUR DE TENSION

**A.GUERGAZI , A. DEBILOU, A.MOUSSI**

Département de Génie Electrique, Faculté des Sciences de la Technologie Université Mohamed Khider Biskra, B.P 145, El Alia, Biskra  
a.guergazi@univ-biskra.dz, debilou@univ-biskra.dz, moussi-am@hmail.com

## RESUME

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle, est une technique de commande numérique basée sur le calcul avancé du temps, selon plusieurs méthodologies. L'algorithme du procédé doit permettre le calcul et la génération de la valeur moyenne de tension dans un temps relativement réduit à la cadence d'échantillonnage.

Cette valeur moyenne du vecteur de tension de référence est calculé en fonction des tensions secondaires délimitant le secteur en cours. Pour le faire, on a opté pour une électronique à processeur de traitement de signal numérique. Ce processeur conçu par TEXAS INSTRUMENT est spécialement dédié aux applications du génie électrique. On a mis au point un banc d'essai composé d'un variateur de vitesse, d'une machine électrique à 3Kw comme charge électrique et d'une électronique intelligente pilotée par le DSP TMS320LF2407. L'algorithme de commande a été développé en langage C- CCS du kit DSK.

Pour une fréquence d'échantillonnage choisie égale à 1ms conformément à l'inertie du système, l'algorithme développé est capable d'identifier le secteur en cours, calculer la tension moyenne, de générer les signaux de modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVPWM) dans un temps de 220µs. ce qui donne à notre système la possibilité d'intégrer d'autre programme dans le temps restant. On conclusion la conception numérique a permet la maîtrise totale de banc d'essai avec une grande souplesse de paramétrage et d'ajustement et avec une très grande précision.

**MOTS CLES:** MLI vectorielle, carte DSK (Digital Signal Processor) TMS320F2407, Onduleur triphasé, Machine à Induction.

## ABSTRACT

Vector PWM is a digital control technique based on pre-calculated time under several methodologies. The algorithm should enable the calculation and generation of the voltage average value in a relatively short time with respect to the sampling rate. The reference voltage vector is calculated using the secondary voltage delimiting the current sectors. This is achieved through a digital signal processor conceived by TEXAS INSTRUMENT LTD and is specially dedicated to electrical engineering applications. Thus, a test rig which consists of a variable speed drive, a 3 kW AC machine and an intelligent electronic driven by the TMS320LF2407 DSP was built. The control algorithm was developed in the C language environment using the CCS DSK.

For a 1 ms sampling frequency chosen to comply with the inertia of the system, the proposed algorithm is able to identify the current sector, calculate the average voltage and generate the PWM vector signals (SVPWM) in about 220µs time. This allows the system to handle any other task in the remaining time. We conclude that this digital design allows a total control of the test bench with a flexible configuration and precise adjustment with great precision.

## 1 INTRODUCTION

L'étage de la modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) dans une chaîne d'entraînement est loin d'être un élément accessoire, il joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système : les performances d'entraînement, les pertes dans l'onduleur ou dans la machine, le bruit acoustique, le bruit électromagnétique, la

destruction même du système, due par exemple aux surtensions qui apparaissent lors de l'utilisation des longs câbles[1-3]. Cette commande permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur [1][4]. Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement

du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM).

Le travail est à caractère pratique, vu l'importance de cette commande, on propose dans cet article la mise en œuvre d'une commande de modulation de largeur d'impulsion vectorielle permettant de contrôler l'onduleur de tension triphasé dans une chaîne d'entraînement.

## 2 PRINCIPE DE LA MLI VECTORIELLE

L'usage des technologies numériques a permis de recourir à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques qui sont déjà conçues en monophasé [5-10].

On est donc dans le contexte d'une commande échantillonnée, et nous avons à tout instant discret de calcul  $t_k$ , trois tensions  $V_A(k)$ ,  $V_B(k)$ ,  $V_C(k)$  qui doivent à l'intermédiaire des éléments non linéaire de l'onduleur, s'appliquer au moteur. Elle est utilisée pour le traitement des signaux directement dans le plan diphasé, son objectif est de générer des tensions aussi proches que possible d'une référence  $V_{réf}$  que l'on fixe au paravent. Si ces références sont sinusoïdales triphasées et équilibrées, alors le vecteur de référence va tourner à une vitesse angulaire constante, et son module va suivre une trajectoire circulaire. Pour chaque période de modulation de l'onduleur  $T_{com}$ , les tensions triphasées fournies par l'algorithme de commande peuvent s'exprimer dans un repère fixe au stator, par l'intermédiaire de leurs projections  $V_A(k)$  et  $V_B(k)$ .

Les signaux de commande générés par la modulation vectorielle sont établis en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur simultanément, donc des huit configurations de commutations (noté de  $V_0$  à  $V_7$ ), qui peuvent être exprimés dans le plan  $\alpha - \beta$  par huit vecteurs de tension, dont deux sont nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ), les autres sont équi-répartis tous les 60 degrés [7][10].

On peut introduire des tensions  $V_A$  et  $V_B$  dans le plans diphasé, par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \tag{1}$$

En faisant l'analyse précédent pour chaque situation, nous pouvons trouver que les différents états de commutation des trois bras de l'onduleur conduisent aux tensions suivantes entre les différents points d'un onduleur à deux niveau de tension.

Tableau 1: Les tensions pour un montage en étoile

	$V_0$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_7$
$V_A$	0	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0
$V_B$	0	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0
$V_C$	0	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0
$V_\alpha$	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
$V_\beta$	0	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0

Dans cette modulation les tensions simples dans le plan triphasé  $V_A(k)$ ,  $V_B(k)$  et  $V_C(k)$ , sont représentées dans le plan biphasé  $\alpha - \beta$  par un seul vecteur  $V_{réf}(k)$ , qui sera projeté à tout instant sur les deux vecteurs adjacents correspondants aux deux états de commutations de l'onduleur, les valeurs de ces projections vont assurer le calcul des temps de commutation désiré [5-6].

## 3 CALCUL DES TEMPS DE CONDUCTION

D'après la transformation de Concordia, et les relations développées dans l'étude de l'onduleur, les trois tensions simples sont remplacées par un vecteur  $V_{réf}$  dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , qui tourne à vitesse  $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$  [5-7]. Si on reporte ces tensions sur le plan  $(\alpha, \beta)$ , on obtient la figure 1 ci-dessous

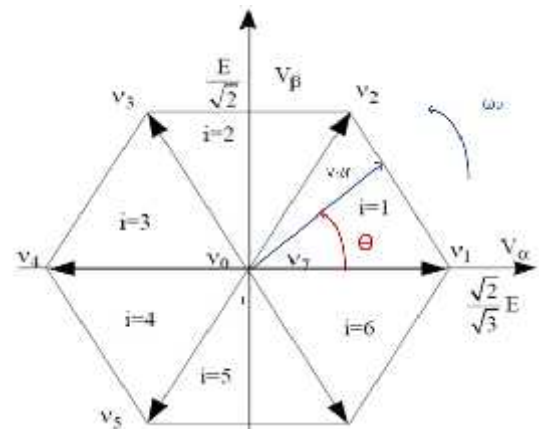


Figure 1: Tension de référence dans son domaine de tension et définition des secteurs

Ces vecteurs sont appelés vecteurs d'espace et ils sont donnés par la relation suivante :

$$(V)_i = E \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}(i-1)) \\ \sin(\frac{\pi}{3}(i-1)) \end{bmatrix} \text{ avec } i=1, \dots, 6 \tag{2}$$

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur  $V_{réf}$  désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur pendant une période  $T_{com}$ .

Le fonctionnement de la MLI vectorielle se résume par les

séquences de traitement suivantes :

Acquisition d'une consigne  $V_{ref}$  pour la période d'échantillonnage courante.

Détermination du secteur contenant le vecteur  $V_{ref}$ .

Décomposition du vecteur  $V_{ref}$  suivant les deux vecteurs  $(V)_i$  et  $(V)_{i+1}$  délimitant le secteur  $i$ .

Elaboration des séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur.

### 3.1 Acquisition de la consigne $V_{ref}$

Cette étape consiste à déterminer le vecteur de tension de

référence  $V_{ref} = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_\theta \end{bmatrix}$ . Cela peut s'écrire sous forme polaire, de module  $V_0$  et d'argument  $\theta_0$ .

$$V_{ref} = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_\theta \end{bmatrix} = V_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_0 \\ \sin \theta_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

### 3.2 Détermination du secteur

Afin de déterminer le secteur auquel appartient le vecteur de référence  $V_{ref}$ , nous devons déterminer l'entier  $i$  appartenant à l'intervalle  $[1 \ 6]$  et l'angle  $\theta_i$  appartenant à l'intervalle  $[0 \ 3]$ .

Tel que :

$$\theta_0 = \frac{\pi}{3}(i - 1) + \theta_i \quad (4)$$

Ce qui nous donne :

$$V_{ref} = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_\theta \end{bmatrix} = V_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}(i - 1) + \theta_i) \\ \sin(\frac{\pi}{3}(i - 1) + \theta_i) \end{bmatrix} \quad (5)$$

L'algorithme pour déterminer l'entier «  $i$  » est donné comme suit figure 2:

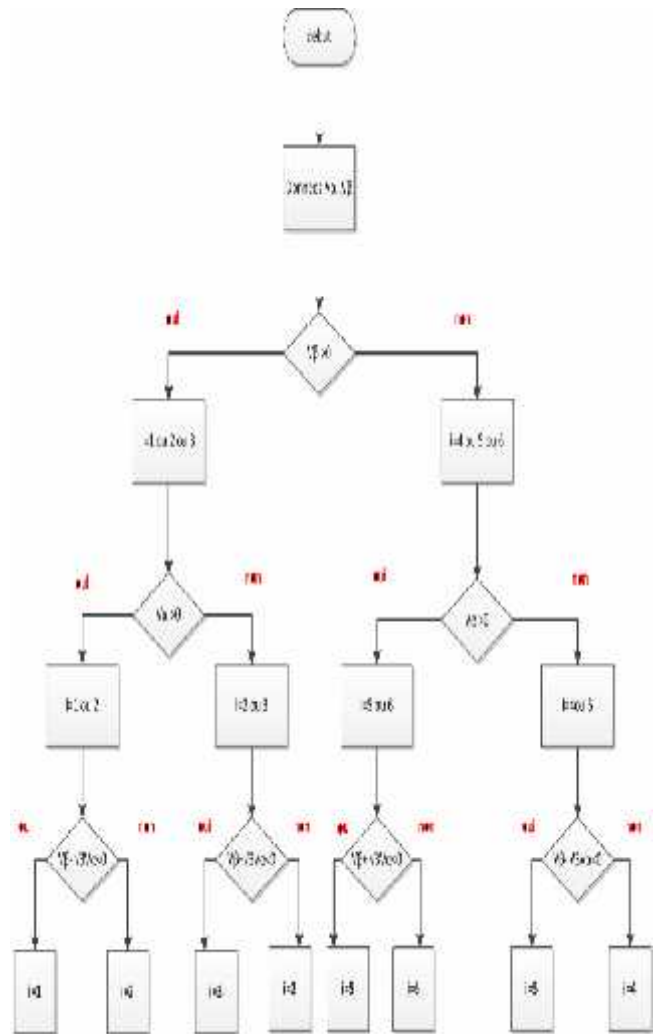


Figure 2: Algorithme de recherche du secteur angulaire [10]

### 3.3 Décomposition du vecteur de tension de référence

Puisque  $V_{ref}$  ne s'obtient qu'en valeur moyenne, on doit appliquer des valeurs réalisables  $(V)_i$  pendant des durées adéquates sur l'intervalle  $T_{com}$ .

Et afin de minimiser les ondulations de tension et par conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser  $V_{ref}$  avec les tensions les plus proches [11] comme il montre la figure 3.

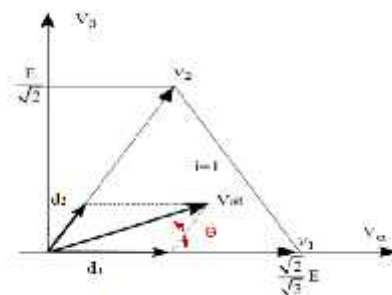


Figure 3: Principe de construction du vecteur de référence  $V_{ref}$

En supposant que la période de commutation est petite, on peut écrire alors :

$$V_{ref} = \frac{1}{T_{com}} [T_i(V)_i + T_{i+1}(V)_{i+1}] \quad (6)$$

Avec :  $T_i + T_{i+1} \leq T_{com}$

Puisque la somme des temps  $T_i$  et  $T_{i+1}$  est inférieure à  $T_{com}$  de l'onduleur, alors on complète la séquence par application de commutation constante, un état nul de l'onduleur n'est appliqué durant une durée complémentaire à  $T_{com}$  [7][11].

$$T_0 = T_7 = \frac{T_{com} - T_i + T_{i+1}}{4} \quad (7)$$

On aura donc :

$$V_{ref} = \frac{1}{T_{com}} [T_i(V)_i + T_{i+1}(V)_{i+1} + \frac{T_0}{4}(V)_0 + \frac{T_7}{4}(V)_7] \quad (8)$$

### 3.4 Elaboration des séquences de commande des interrupteurs

Une fois la décomposition de  $V_{ref}$  suivant les deux vecteurs  $(V)_i$  et  $(V)_{i+1}$  faite, il y'a lieu de déterminer les durées des temps :

$$T_1 = [\sin(i \frac{\pi}{2}) \cdot V_\alpha - \cos(i \frac{\pi}{2}) \cdot V_\beta] \cdot T_{com}$$

$$T_1 = [-\sin((i-1) \frac{\pi}{2}) \cdot V_\alpha + \cos((i-1) \frac{\pi}{2}) \cdot V_\beta] \cdot T_{com} \quad (9)$$

On peut résumer les valeurs des indices de modulation pour chaque secteur [11-13]. Tout cela est récapitulé dans le tableau 2

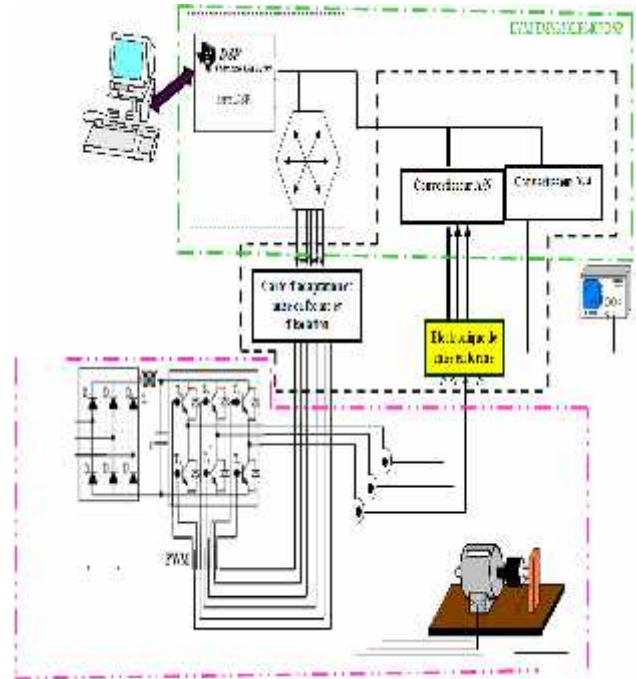
**Tableau 2: Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls en fonction du secteur angulaire 1, 2 et 3.**

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$T_1 = \frac{\sqrt{6}V_2 - \sqrt{2}V_3}{2E} T_{com}$	$T_2 = \frac{\sqrt{6}V_2 + \sqrt{2}V_3}{2E} T_{com}$	$T_3 = \frac{\sqrt{2}V_3}{E} T_{com}$
$T_2 = \frac{\sqrt{2}V_3}{E} T_{com}$	$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_2 + \sqrt{2}V_3}{2E} T_{com}$	$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_2 - \sqrt{2}V_3}{2E} T_{com}$
$T_0 = \frac{T_{com} - T_1 - T_2}{4}$	$T_0 = \frac{T_{com} - T_2 - T_3}{4}$	$T_0 = \frac{T_{com} - T_3 - T_4}{4}$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_2 + \sqrt{2}V_3}{2E} T_{com}$	$T_5 = \frac{-\sqrt{6}V_2 - \sqrt{2}V_3}{2E} T_{com}$	$T_4 = \frac{-\sqrt{2}V_3}{E} T_{com}$
$T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_3}{E} T_{com}$	$T_6 = \frac{\sqrt{6}V_2 - \sqrt{2}V_3}{2E} T_{com}$	$T_5 = \frac{\sqrt{6}V_2 + \sqrt{2}V_3}{2E} T_{com}$
$T_0 = \frac{T_{com} - T_4 - T_5}{4}$	$T_0 = \frac{T_{com} - T_5 - T_6}{4}$	$T_0 = \frac{T_{com} - T_6 - T_1}{4}$

## 4 REALISATION PRATIQUE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

### 4.1 Structure matérielle du banc d'essai

Le banc d'essai expérimental est montré par la figure 4.



**Figure 4: Banc d'essai expérimental**

Il est composé principalement de :

- Une carte numérique SDK spécialisée dans le traitement numérique orienté, conformément à son architecture interne de processus DSP de la carte, aux applications du génie électrique.
- Un onduleur de tension continue à IGBT de tension 600V, l'alimentation continue de courant max de 30A.
- Une carte de mise en forme de signaux. Elle permet l'interface et le conditionnement des signaux issus de différents capteurs pour l'acquisition et la mesure.
- Une carte des capteurs.
- Une machine asynchrone à cage de 1.1kW.

## 5 PROCÉDURE D'IMPLANTATION DE L'ALGORITHME DE LA MLI VECTORIELLE

L'implantation numérique des différents étapes de l'algorithme de la MLI vectorielle exige qu'une attention particulière soit portée à la réduction du temps de calcul dans les programmes développés, en vu de permettre le fonctionnement à des fréquences d'échantillonnage raisonnables. Le software du banc est développé sous le

logiciel CCS "Code Composer Studio" est un langage C créée par "Texas Instrument" pour faciliter la tâche de création et de mise en œuvre d'applications sur les DSPs. Il intègre l'ensemble des utilitaires softwares pour la génération des codes avec des possibilités d'analyse et débogage des programmes.

Celui-ci a été réduit en tenant compte particulièrement des points suivants :

- au lieu d'utiliser des fonctions trigonométriques et exponentielles, dans la librairie mathématique du compilateur C, il convient de générer des tables calculées au début du programme.
- les fonctions VA, VB et VC sont implantées sous forme de tables que nous exploitons par interpolation linéaire.
- certaines commandes en assembleur ont été intercalées dans le programme en langage C. Il s'agit des commandes d'initialisation et de validation des différents registres.

Le programme de commande est basé sur deux modules : le module d'initialisation et le module d'interruption.

Le premier est exécuté une seule fois au début de programme, le deuxième est une boucle d'attente des interruptions pour la commande en temps réel.

L'exécution immédiate du programme d'interruption, figure 5 est prise en charge lors de l'arrivée de l'interruption. Le schéma de la figure 6 représente l'algorithme général du programme du MLI vectorielle qui comporte plusieurs blocs :

- Initialisation du DSP
- Acquisition de différents signaux
- Différents étapes de calcul
- La boucle d'attente est interrompue par l'interruption PWM under flow au rythme du période d'échantillonnage (interruption générée à la fin de comptage et décomptage du registre de la période de Timer 1). Lorsque le signal d'interruption est placé, la routine d'interruption est exécutée.

Fonction du programme d'interruption

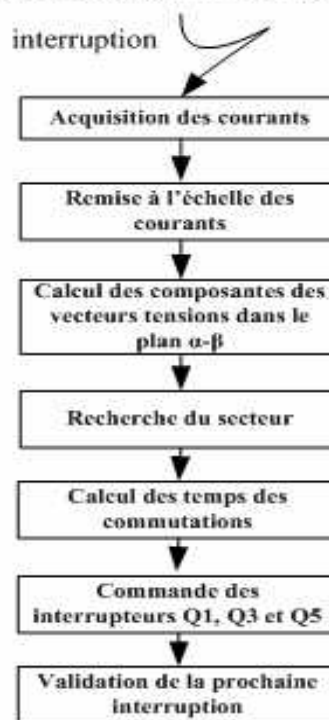


Figure 5: Organigramme d'Interruption

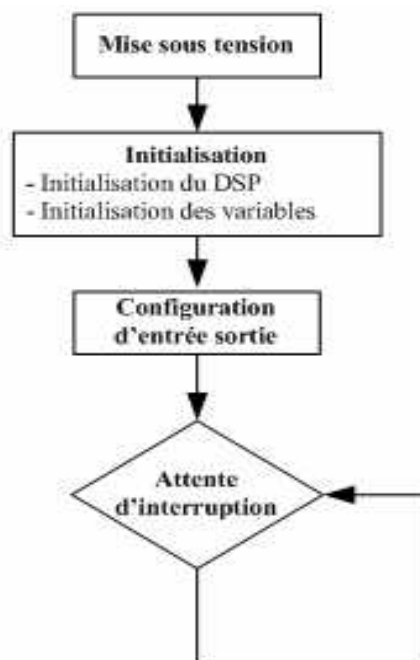


Figure 6: Organigramme du principal

### 5.1 Calcul des instants de commutation

A chaque interruption, après avoir déterminé le secteur dans lequel se situe le vecteur de tension, on calcul les temps de commutation qui seront chargés dans les registre de comparaison CMPR1, CMPR2 et CMPR3.

Les signaux de commande PWM, correspondants à ces registres restent égal à 1 tant que ses valeurs sont supérieures à la valeur contenue dans le compteur du TIMER1. Cela est illustré par la figure 7 ci dessous :

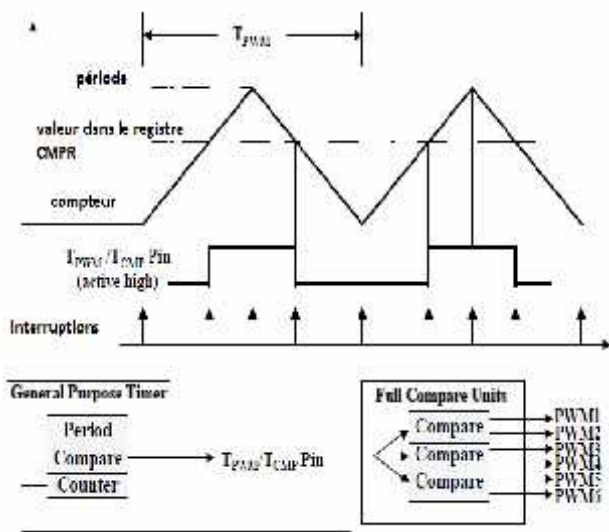


Figure 7: Génération des signaux de commande

Il existe différentes stratégies d'application des vecteurs assurant l'obtention de la tension désirée.

Afin de diminuer les harmoniques, il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de modulation de l'onduleur. Les registres CMPR1, CMPR2, CMPR3 de l'unité de comparaison doivent être initialisés par les trois rapports cycliques nécessaires  $t_{aon}$ ,  $t_{bon}$ ,  $t_{con}$ . Ces valeurs représentent la largeur de niveau de chaque impulsion de commande dans une période de commutation  $T_{com}=250\mu s$ . Du côté de l'algorithme de modulation, il est nécessaire d'avoir une période d'échantillonnage  $T_e = 1ms$ . On peut facilement calculer les instants d'ouverture et de fermeture des transistors IGBT. Pour une modulation continue on aura les relations suivantes :

$$T_{aon} = \frac{T_{com} - T_{th}}{4} \quad T_{bon} = T_{aon} + \frac{T_i}{2} \quad T_{con} = T_{bon} + \frac{T_{i+1}}{2} \quad (10)$$

La détermination des signaux de commande (Q1, Q2, Q3) en fonction de  $T_{xon}$  est donnée par le tableau suivant :

Tableau3 : Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur

Secteur		1	2	3	4	5	6
Phase							
Q <sub>1</sub>	CMPR1	T <sub>aon</sub>	T <sub>bon</sub>	T <sub>con</sub>	T <sub>con</sub>	T <sub>bon</sub>	T <sub>aon</sub>
Q <sub>2</sub>	CMPR2	T <sub>bon</sub>	T <sub>aon</sub>	T <sub>aon</sub>	T <sub>bon</sub>	T <sub>con</sub>	T <sub>con</sub>
Q <sub>3</sub>	CMPR3	T <sub>con</sub>	T <sub>con</sub>	T <sub>bon</sub>	T <sub>aon</sub>	T <sub>aon</sub>	t <sub>bon</sub>

De cette façon, on génère les impulsions de commande pour les transistors K1, K2 et K3 respectivement au niveau des broches de sortie PWM1, PWM3 et PWM5. Les sorties modulés PWM2, PWM4 et PWM6 sont obtenues par

inversion automatique. Les impulsions de commande se répètent, jusqu'à la période d'échantillonnage suivante, ou les nouvelles valeurs seront réadaptées et calculées.

## 5.2 Programmation de temps morts

Pour se prémunir d'un court-circuit intempestif sur un bras de l'onduleur en cours de commutation, il est nécessaire de programmer un temps d'attente à la fermeture de l'interrupteur, usuellement appelé temps mort. Ce temps est introduit entre l'ouverture d'un interrupteur et la fermeture de son complémentaire, figure 10. Plus les risques sont faibles et plus le temps mort pourra être réduit. Du côté du processeur DSP, le gestionnaire d'événement est menué d'une unité de gestion de temps mort " deadband unit".

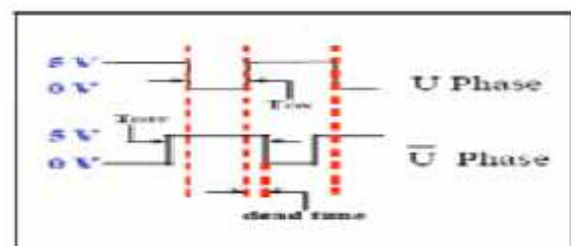


Figure 8: Principe du temps mort

## 6 RESULTATS EXPERIMENTAUX

L'exécution de notre programme à permis de relevés de quelques résultats expérimentaux préliminaires de la MLI Vectorielle intégrée au DSP, des signaux des sorties de l'onduleur, ainsi les signaux de commandes du DSP.

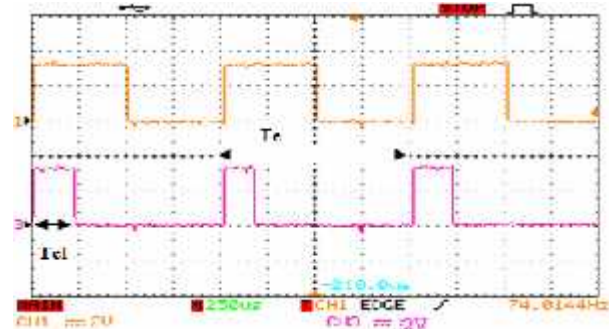


Figure 9: Temps de calcul et le temps d'échantillonnage

D'après les deux signaux de la figure 8, on constate que le temps d'échantillonnage de 1,00ms dont 220µs sont exploités pour générer des signaux MLI vectorielle et l'acquisition des trois grandeurs électriques (courants) le reste du temps jusqu'à 780 µs de la période d'échantillonnage est le temps pour d'autre taches (commande, régulation,...).

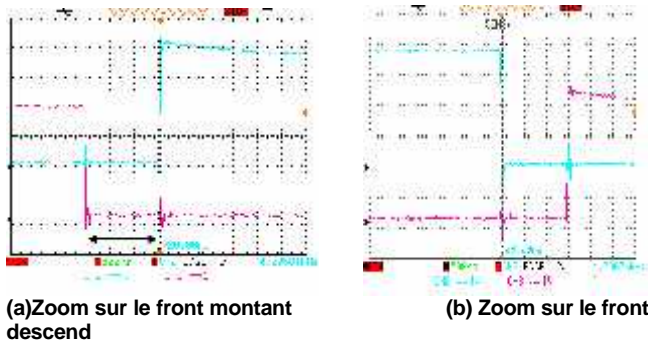


Figure 10: Temps mort pour deux signaux de commande de deux interrupteurs appartenant au même bras de l'onduleur

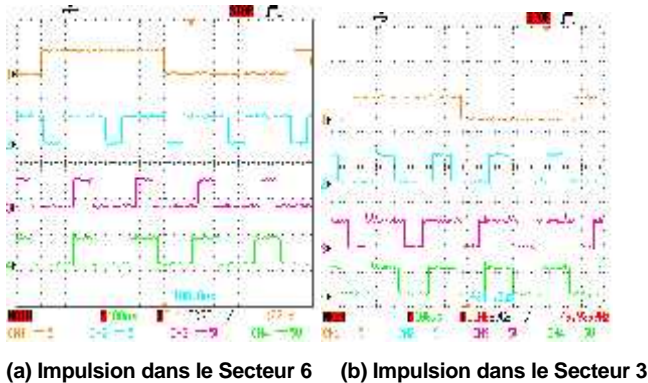
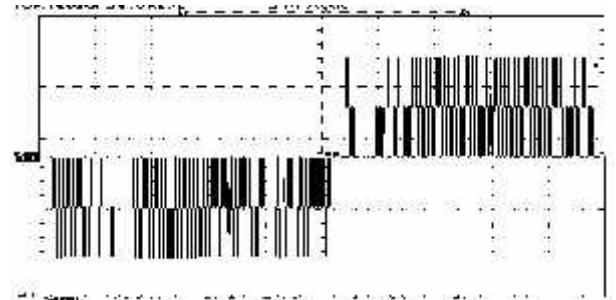


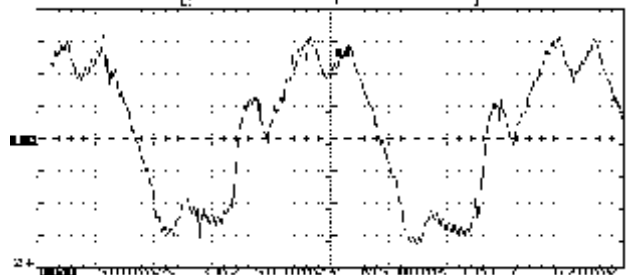
Figure 11: Signaux de commande de grille à la sortie du DSP LF2407

Sur la figure 11, on peut voir les signaux logiques de commande de grille à la sortie du DSP, pour les interrupteurs K1, K3 et K5 et pour la modulation du type continu. Les séquences des vecteurs appliqués correspondent au troisième, cinquième et sixième secteur angulaire, et la période de commutation est de 250  $\mu$ s.

La tension d'alimentation de la machine par un convertisseur de puissance est représentée sur la figure 11 ainsi que le courant de la ligne acquis par notre système.



(a). Tension entre phase statorique



(b). Courant d'une phase

Figure 12: Résultat de la tension entre phase et le courant alimenté par onduleur

## 7 CONCLUSION

Dans cet article on a étudié l'implémentation sur DSP TMS320LF2407 la modulation de largeur d'impulsion vectorielle pour commander un onduleur de tension. On a développé une commande numérique d'un onduleur triphasé de tension.

Comme travail additionnel, le banc d'essai que nous avons développé présente deux aspects matériel et logiciel.

Sur le plan matériel, le montage comprend un contrôleur DSP, un convertisseur de puissance, une électronique de mise en forme et un moteur à courant alternatif (moteur asynchrone à cage). Le contrôleur DSP utilisé est le TMS320LF2407, de Texas Instrument à virgule fixe. Ce processeur, équipé de tous ces modules ces unité et ces registres, offre une grande souplesse et facilité pour la programmation de la MLI vectorielle et de l'acquisition des courants. Ainsi une bonne configuration des registres du DSP est considérée comme une étape indispensable pour atteindre des bonnes performances techniques et dynamiques.

Le convertisseur de puissance est composé d'un pont redresseur (triphase 380V/50Hz), d'un onduleur à transistors IGBT et d'une carte optoélectronique d'isolation, d'amplification et d'adaptation des signaux. Les trois modules sont de même marque, SEMIKRON. Le DSP assure la commande de ce variateur via le port 1 qui est conçu pour générer les signaux PWM0,...PWM6. Une boucle de retour est également mise au point pour la machine d'essai utilisée. Les courants mis en jeu sont de l'ordre de 3A. Ces boucles sont étalonnées pour suivre le régime transitoire de démarrage et pour acquérir les courants de fonctionnements.

Le software du banc est développé sous le logiciel CCS

"Code Composer Studio". Le CCS est un outil de développement pour la mise au point, le débogage et la génération des fichiers exécutables sur DSP.

Les caractéristiques techniques de notre banc d'essai sont raisonnables pour pouvoir intégrer des algorithmes de commande. La fréquence d'échantillonnage utilisée est  $T_e=1\text{ms}$ . Pour une fréquence d'horloge de  $40\text{MHz}$  du processeur, le temps de calcul  $\tau$  de lecture des valeurs de référence, d'initialisation du comparateur pour générer les signaux MLI d'acquisition et d'exécution des programmes cités ci-dessus est de  $\tau=200\mu\text{s}$ .

Nous avons testé expérimentalement l'ensemble de la chaîne (kit EVM- MLI vectorielle - onduleur – machine), en boucle ouverte. Le fonctionnement de l'ensemble en différents régimes a été mis en évidence.

## REFERENCES

- [1] Bose BK , Power electronics and motor drives: Advances and trends. Academic Press, Elsevier Publ., 2006.
- [2] Holtz J, Pulse width modulation- A survey, IEEE Transact. Indus. Elect. 39(5), 410-420, 1992.
- [3] Mondal SK, Bose BK, Oleschuk V and Pinto JOP , Space vector pulse width modulation of threelevel inverter extending operation into over modulation region. IEEE Transact. Power Elect. 18(2), 604–611, 2003.
- [4] Zhou KZ and Wang D , Relationship between space-vector modulation and three-phase carrierbased PWM: A comprehensive analysis. IEEE Transact. Indus. Elect. 49(1), 186–196, 2002.
- [5] Li L., Czarkowski D., Liu Y., Pillay P., "Multilevel space vector PWM technique based on phase-shifted harmonic suppression", in Conf. Rec. IEEE APEC'00, pp.535-541, 2000.
- [6] Dorin O, "Space vector modulation- an introduction". The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'01, pp.1583-1592, 2001.
- [7] H. Van der Broeck, H.Skudelny, and G. Stanke, Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors, in Proc. IEEE Ind. Appl. Conf., pp. 244-251; 1986.
- [8] A.Fratta, G. Griffiero, and S. Nieddu, « Comparative analysis among DSP and FPGA-based control capabilities in PWM power converters », in Proc. IEEE IECON, Busan, Korea, pp.257-262, Nov. 2004.
- [9] H.Denoun, N.Benamrouche, S. Haddad, S. Meziani, S. Ait mamar, « single-phase unity power factor unipolar PWM rectifier using DSP », I.RE.MO.S., International review on modeling and simulations, Vol.4, N.1, pp.17-22 February 2011.
- [10] H.Denoun, N.Benamrouche, S. Haddad, S. Meziani, S. Ait mamar, « ADSP (TMS320LF2407), based implementation of PWM for single phase AC/DC bipolar converter with unity power factor », WSEAS Transactions en circuits, Issue 4, Vol.5, pp 354-360 June 2011.
- [11] D.G. Holmes, T. A. Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice" IEEE Press series on Power Engineering.
- [12] K. Zhou, D. Wang, Relationship between space vector modulation and three phase carrier based pwm: A comprehensive Analysis, IEEE Transactions on industrial electronics,ol.49, N°.1, pp 186-196, february 2002.
- [13] Z.Zhou and T. Li, T.Takahashi and E. Ho, Design of a universal space vector PWM controller based on FPGA, Applied power electronics conference and exposition, vol.3, pp 1698-1720, 2004.