

Un Nouveau Concept de la Commande PWM Destiné au Système de Pompage Photovoltaïque

A. Boumaaraf, M. D. Draou et S. A. Chikhi

Station d'Expérimentation des Équipements Solaires en Milieu Saharien
SEES/MS, B.P. : 478 ADRAR 01.000 E-mail : boumaaraf@caramail.com

Résumé – Dans le présent article, un nouveau concept de la commande PWM destiné au système de pompage photovoltaïque, est proposé. L'objectif est l'amélioration de la réponse spectrale et d'avoir une forme du courant du moteur sinusoïdale, par l'application d'une répétition successive de données des segments d'un signal de référence modulé en largeur d'impulsion.

L'architecture hardware est très optimisée du point de vu coût et espace. La gestion du système ou le contrôle et la décision sont assurés par un μ -contrôleur de type ST6220. Les données sont exploitées à l'extérieur et indépendamment du μ -contrôleur pour alléger le temps alloué par ce dernier.

Abstract – In the present paper, a new concept of the PWM command destined to the photovoltaic pumping system is suggested. In the object to improve the spectral reply and to have a small ripple current motor, applying a successive repetition of segment data of pulse width modulate signal. The hardware architecture chosen allows us to reduce the designing circuit and permit a low cost system. A controller insures the management and the system control, and the data are exploited outside and independently of micro-controller in order to alleviate its allocated working time.

Mots clés: PWM – Photovoltaïque – Moteur asynchrone - Optimisation - Convertisseur.

1. INTRODUCTION

L'entraînement des moteurs asynchrones des systèmes de pompage PV nécessite une commande spécifique qui tient compte du rapport tension / fréquence; $U/f = cte$.

Les techniques de génération des signaux de commande PWM (Pulse Width Modulation) appliquées dans ces systèmes nécessitent un énorme espace mémoire et présentent des limitations du calcul dans le cas de la méthode d'annulation des harmoniques [1]. Pour remédier à ces problèmes, on propose dans ce travail un nouveau concept de génération de la PWM. Elle concerne l'application d'une technique basée sur la répétition des segments de données d'un signal de référence échantillonné. Chaque segment est l'image en rapport cyclique de l'amplitude de la tension de sortie instantanée (conversion tension alternative en rapport cyclique) [2,3]. Cette méthode nous assure les avantages suivants:

- Augmenter le nombre de commutation par période sans recourir à un espace mémoire supplémentaire ;
- Améliorer la réponse spectrale par le rejet des harmoniques vers les fréquences élevées (multiplication du rang d'harmoniques) ;
- Assurer un large intervalle de variation de fréquence [10Hz-50Hz] et un petit pas d'incrément en fréquence ;
- Améliorer l'onde du courant (forme sinusoïdale sans perturbation) ;
- Assurer une commande silencieuse au niveau du moteur.

2. PRINCIPE DE LA COMMANDE PWM A REPETITION

Le signal de référence de commande est obtenu par l'échantillonnage d'un signal sinusoïdal dont la fréquence est la plus haute dans l'intervalle à balayer. Dans notre cas de commande des moteurs asynchrones, cette fréquence est de 50 Hz. Le signal échantillonné sera donc constitué de S segment d'égale durée. Chaque segment sera converti en une impulsion dont le rapport cyclique détermine l'amplitude instantanée. Chaque impulsion est convertie en une forme numérique pour représenter les états de fermeture et d'ouverture des interrupteurs du pont triphasé de puissance (t_{on} , t_{off}) [2,3].

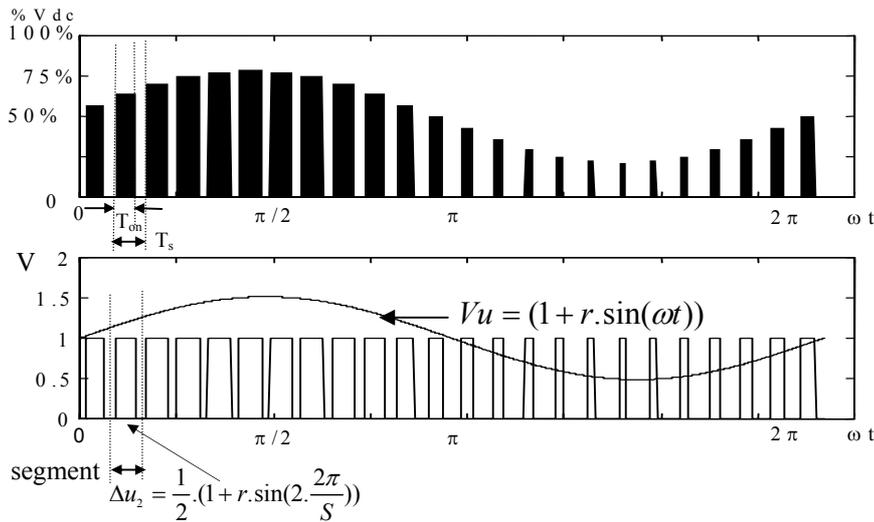


Fig. 1: Principe de la génération de la PWM utilisée

La tension de phase en point milieu du pont (figure 2) est donnée par les relations suivantes :

$$Vu_i = Vdc.\Delta u_i \quad (1)$$

$$\Delta u_i = t_{on} / T_s \quad (2)$$

$$t_{on} = \frac{\pi}{S} \cdot (1 + r \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} \cdot i)) \quad (3)$$

$$T_s = \frac{2\pi}{S} \quad (4)$$

avec Δu_i : le rapport cyclique du segment i de la phase u (% de mise en ouverture).

T_s : la durée d'un segment (période d'échantillonnage).

r : l'amplitude ou la profondeur de la tension de phase.

La tension alternative de sortie du convertisseur est maximale quand le rapport cyclique Δu varie de 0% à 100% (le pourcentage de modulation en profondeur $K=100\%$) et elle est minimale (nulle) quand le rapport cyclique Δu ne varie pas, et reste fixe à 50% (le coefficient de profondeur $K=0\%$) [2,3].

La valeur efficace vraie peut être calculée par la relation suivante :

$$V_{RMS} = \frac{1}{2} \cdot K \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{dc} \quad (5)$$

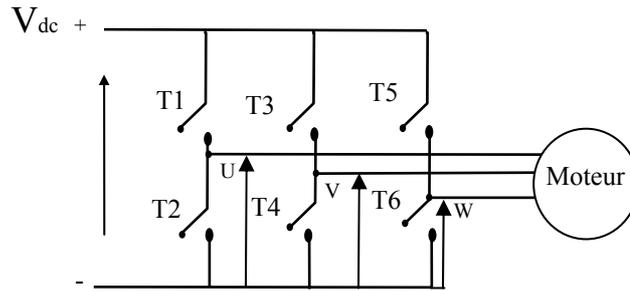


Fig. 2: Schéma de principe de l'étage de puissance du convertisseur DC/AC.

2.1. Principe de variation de la fréquence du signal de commande de la PWM

Dans notre cas d'étude, nous nous intéressons à la commande de moteurs asynchrones triphasés avec variation de la vitesse ($U/f = \text{Cte}$). Le principe repose sur l'échantillonnage d'un signal sinusoïdal de fréquence maximale souhaitée (dans notre cas 50 Hz ou un multiple supérieur), ce qui nous donne une suite d'impulsions dont le rapport cyclique varie en fonction de l'amplitude instantanée du signal sinusoïdal. Chaque largeur d'impulsion est nommée segment. Un traitement par le logiciel Matlab permet de convertir ces impulsions en une forme numérique [4] capable de commander un pont de puissance d'un convertisseur DC/AC.

Pour faire la variation de fréquence de commande du moteur, cette nouvelle technique consiste en la répétition R fois de chaque segment de telle façon à avoir la fréquence désirée avec une précision et un pas de variation qui dépendent de la fréquence d'échantillonnage et du nombre de répétition R [2, 3].

Un des grands avantages de cette méthode est l'espace mémoire utilisé pour le stockage des données servant à fournir les impulsions de commande des transistors du pont de puissance. Seulement les données numériques correspondant à la plus grande fréquence de sortie du convertisseur sont stockées en mémoire. On note qu'en chaque incrémentation du nombre de répétition on a une division par deux du signal de référence. La figure 3 présente, en pourcentage du rapport cyclique, une onde de commande ou les segments sont répétés 2 fois en (a) et 3 fois en (b), avec le nombre des segments $S=18$, nombre de bits $B=60$ et la fréquence de génération de données $f=1\text{MHz}$.

Techniquement, la variation de la fréquence de sortie du convertisseur se fera par le nombre de répétition requis pour chaque cas, et se fera par la variation de la fréquence de génération de données (f). La fréquence du signal de commande du moteur (f_0) est calculée par la formule suivante :

$$f_0 = f / (B \times S \times R) \quad (6)$$

où :

f : fréquence de génération de données.

B : nombre de bit par segment.

S : nombre de segment.

R : nombre de répétition.

La fréquence de modulation F_m est calculée par la formule suivante :

$$F_m = \frac{f}{B} = f_0 \times S \times R \quad (7)$$

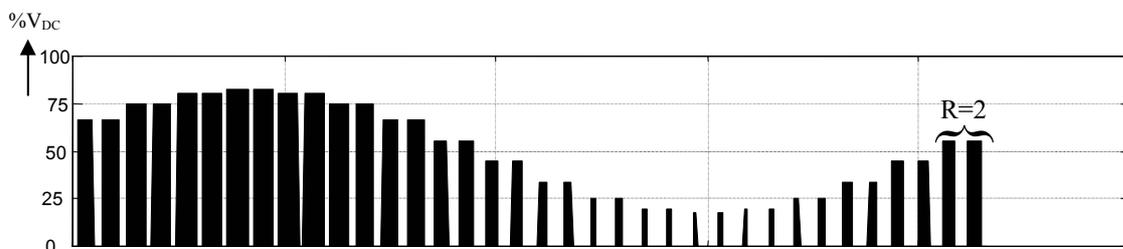


Fig. 3: Exemple de forme d'onde d'un signal de commande avec répétition des segments
(a) répétition 2 fois, (b) répétition 3 fois

2.2. Mise en équations mathématiques de la modulation PWM à répétition

Le développement en série de Fourier d'un signal de commande de référence (sans répétition) obtenu, par la conversion tension rapport cyclique, d'un signal sinusoïdal d'amplitude r échantillonné en S segment donne les coefficients suivants :

$$\begin{cases} a_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} \left(1 + \sum_{i=1}^{m-1} (-1)^i \cdot \cos(n \cdot \theta_i) \right) \\ b_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} \left(\sum_{i=1}^{m-1} (-1)^{i+1} \cdot \sin(n \cdot \theta_i) \right) \end{cases} \quad (8)$$

avec:

$$\begin{cases} \theta_{2p} = p \cdot \frac{2\pi}{S} \\ \theta_{2p+1} = \theta_{2p} + \frac{\pi}{S} \left(1 + r \cdot \sin\left(\frac{2\pi(2p+1)}{S}\right) \right) \end{cases} \quad \text{avec } p \in N \text{ et } 0 \leq p \leq S-1 \quad (9)$$

a_n, b_n : les coefficients de Fourier.

n : rang des harmoniques.

θ_i : les instants de commutation.

m : nombre d'instant de commutation par période.

V_{dc} : valeur de la tension DC appliquée.

Le signal numérique obtenu pour la commande en PWM après R répétition possède un développement en série de Fourier, que nous avons développé.

Les coefficients a_n et b_n du développement en série de Fourier, de ce signal de commande sont donnés par les deux formules suivantes :

$$\begin{cases} a_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} (-1)^i \times \cos \left(n \cdot \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \cdot R} + \theta_i \right) \right) \right) \\ b_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} (-1)^{i+1} \times \sin \left(n \cdot \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \cdot R} + \theta_i \right) \right) \right) \end{cases} \quad (10)$$

avec:

$$\begin{cases} \theta_{2p} = p \cdot \frac{2\pi}{S} \\ \theta_{2p+1} = \theta_{2p} + \frac{\pi}{S \cdot R} \left(1 + r \cdot \sin \left(\frac{2\pi \cdot (2p+1)}{S} \right) \right) \end{cases} \quad \text{avec } p \in N \text{ et } 0 \leq p \leq S-1$$

(11)

2.3. Résultats de l'étude théorique et comparaison

Afin de bien voir l'amélioration du spectre du signal par l'apport de cette méthode, nous avons tracé les spectres d'une onde modulée en PWM et ceux de la même onde avec cette nouvelle technique à répétition.

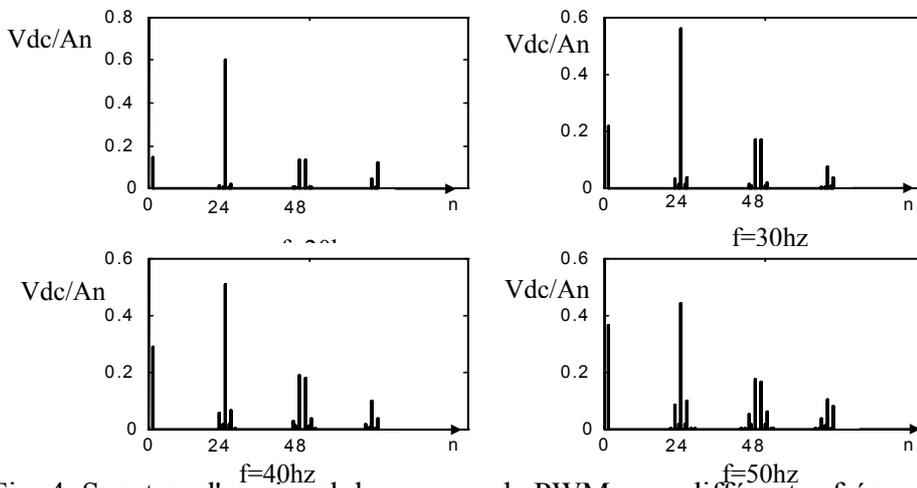


Fig. 4: Spectres d'un signal de commande PWM pour différentes fréquences.

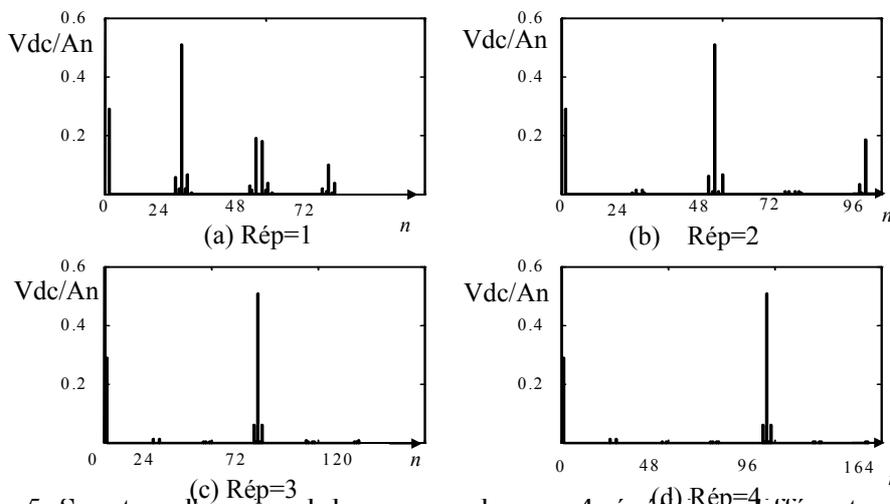


Fig. 5: Spectres d'un signal de commande avec 4 répétitions différentes

Dans la figure 4, on présente les spectres d'une onde modulée en PWM normale, pour quatre fréquences 10, 20, 30 et 40 Hertz ; pour un nombre de segments (échantillonnage) égale à 24 donc $m = 48$ (sans répétition de segment). Dans la figure 5, on donne les spectres d'une onde de commande modulée en PWM à répétition, répétée 1, 2, 3 et 4 fois pour chaque segment. On remarque que pour chaque répétition de signal de référence, on obtient un décalage de rang des harmoniques par 24 sans aucune altération de l'harmonique principal, et une bonne amélioration dans la réponse spectrale globale.

3. EXPERIMENTATION DE CETTE TECHNIQUE DE MODULATION EN PWM.

Pour vérifier et concrétiser l'étude théorique, nous avons conçu et réalisé un circuit électrique générant des commandes pour un convertisseur DC/AC à variation de fréquence de sortie. Ce circuit est basé sur l'utilisation d'un micro-contrôleur pour gérer la génération des impulsions de commandes et pour la gestion du convertisseur en entier, suivant l'organigramme de la figure 6. À cela, il faut ajouter une mémoire (EPROM) pour les données prédéfinis, et un ensemble de circuits programmables (PAL) [5] pour les différentes tâches de synchronisation et d'adressage.

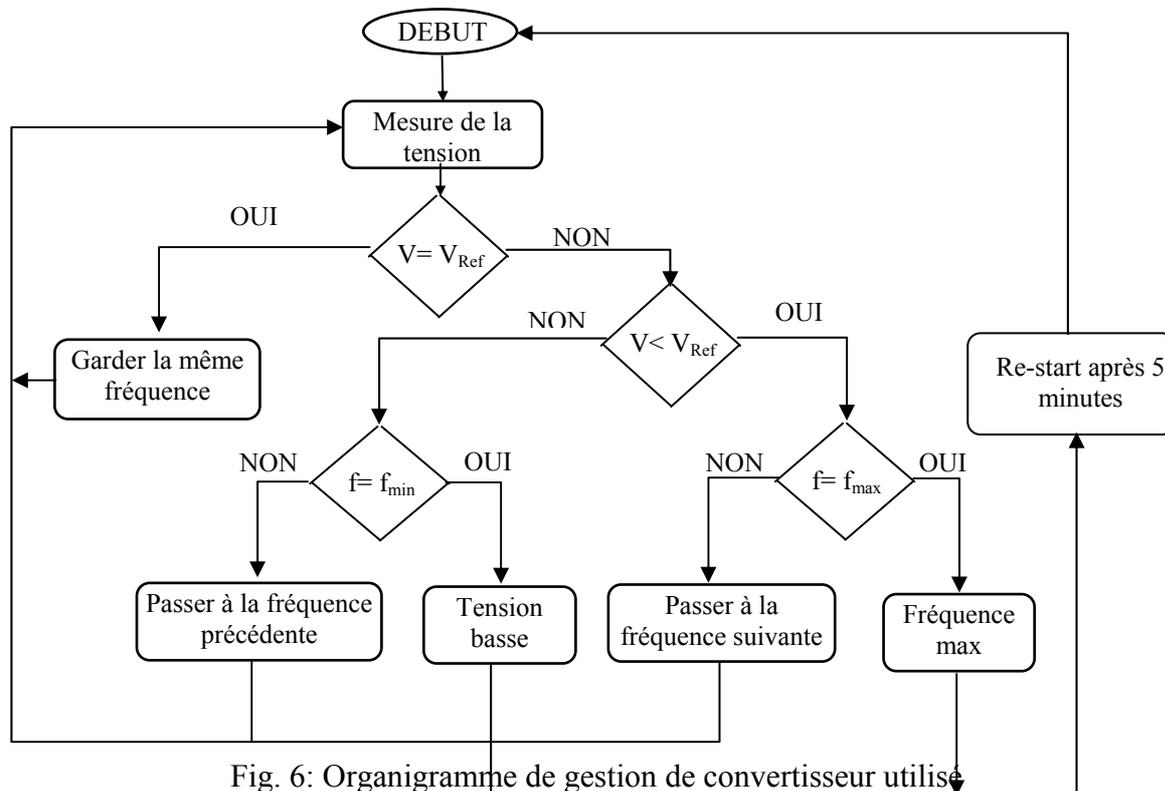


Fig. 6: Organigramme de gestion de convertisseur utilisé

Le micro-contrôleur utilisé est du type ST6220 ayant un temps d'exécution d'une instruction, supérieur à $6.5\mu s$. L'organigramme de génération des impulsions de commandes des transistors de puissance ne pourra générer des impulsions de courtes durées (moins de $100\mu s$) tout en accomplissant d'autres tâches.

Une autre méthode a été utilisée pour permettre la génération de courtes impulsions. Le micro-contrôleur, après mesure, décision et comptage, fournit aux circuits PAL des commandes d'incrémentatation ou de décrémentatation pour passer d'un segment à l'autre ou d'une zone d'adresse à l'autre. Un balayage avec répétition de segment, se fera sur la mémoire séquentiellement, qui en conséquence fournit les données en mémoire à une

cadence fixé par une synchronisation externe. La cadence peut être très rapide (1 à 2 μ s), pour ne pas rater les petites impulsions de commande, et ne pas altérer le spectre final du signal de commande du moteur. De cette manière, le micro-contrôleur aura beaucoup plus de temps pour gérer les différentes mesures, et prendre la décision de fournir une autre adresse pour une autre fréquence.

Un schéma synoptique du circuit électrique réalisé, est donné en figure 7. Il reflète l'architecture du circuit avec les fonctions essentielles.

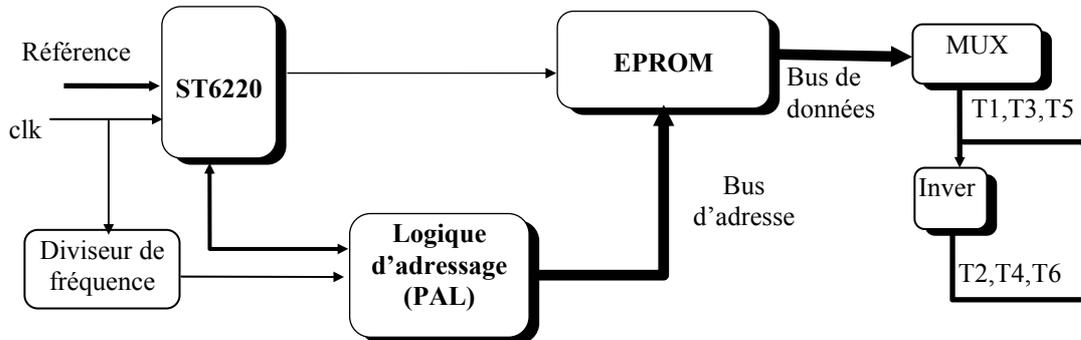


Fig. 7: Schéma synoptique du circuit électrique de commande

Ce circuit de commande est inséré dans un convertisseur DC/AC réalisé au niveau du laboratoire. Ce convertisseur est constitué de :

- Un circuit d'alimentation (plusieurs sorties flottantes à partir de 320Vdc).
- Un circuit de puissance (1kW) réalisé avec des transistors de puissance du type MOSFET.
- Un circuit driver à isolation optoélectronique pour la commande des MOSFET.
- Un circuit de mesure inséré dans la carte de commande.

Les tests et mesures effectués sur le convertisseur à base de technique de modulation PWM à répétition, nous ont permis de relever des résultats très satisfaisants tels que les spectres des tensions de lignes qui sont représentés sur la figure 8, obtenus avec un moteur de 75 W et une tension Vdc de 220 V. On remarque bien, que la réponse spectrale est très améliorée relativement à d'autres applications.

Tableau 1 : caractéristiques calculées et paramètres de cette technique PWM

| Fréquence (HZ) | Nombre de répétitions | Données générées (k.octet) | Données stockées (octet) | Gain en mémoire (%) | fréquence de modulation (kHz) |
|----------------|-----------------------|----------------------------|--------------------------|---------------------|-------------------------------|
| 10,02 | 130 | 99,840 | 768 | 99,23 | 31,25 |
| 13,02 | 100 | 76,800 | 768 | 99,00 | 31,25 |
| 16,08 | 81 | 62,208 | 768 | 98,77 | 31,25 |
| 20,03 | 65 | 49,920 | 768 | 98,46 | 31,25 |
| 30,28 | 43 | 33,024 | 768 | 97,67 | 31,25 |
| 40,69 | 32 | 24,576 | 768 | 96,88 | 31,25 |
| 44,90 | 29 | 22,272 | 768 | 96,55 | 31,25 |
| 50,08 | 26 | 19,968 | 768 | 96,15 | 31,25 |
| 54,25 | 24 | 18,432 | 768 | 95,83 | 31,25 |
| 59,19 | 22 | 16,896 | 768 | 95,45 | 31,25 |

Dans le Tableau 1, nous donnons quelques valeurs des fréquences dont nous avons calculé, le nombre de répétition nécessaire pour générer un signal de commande avec la

fréquence voulue, le volume des données stockées du signal de référence, le volume de données générées après l'application du principe de répétition, le gain en mémoire obtenu par notre structure ainsi que la fréquence de modulation qui est constant.

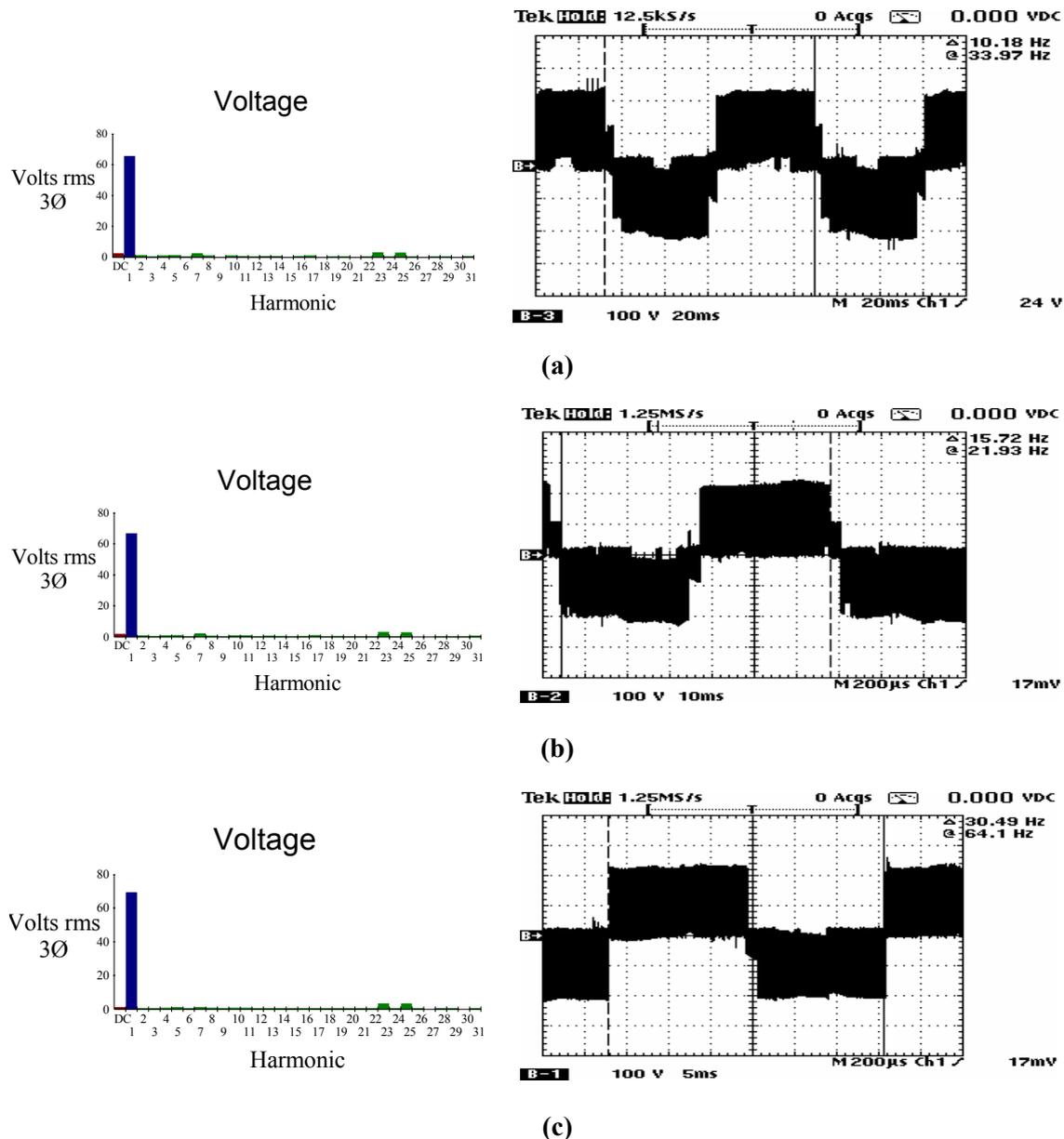


Fig. 8: Tension et spectre de phase pour trois fréquences
(a) $f=10.18$ (b) $f=15.72$ (c) $f=30.49$

4. CONCLUSION

Ce nouveau concept de la commande PWM proposé nous a permis de réaliser un circuit électrique simple, et de moindre coût. Inséré dans un convertisseur, ce circuit est capable de commander un moteur asynchrone triphasé avec variation de fréquence. Cette méthode présente de très bonnes performances pour la commande des moteurs asynchrones triphasés.

Parmi les autres avantages, il y a lieu de citer :

- La sensibilité de génération des signaux qui est d'une micro seconde ;

- Un gain en espace mémoire qui peut atteindre les 99% par rapport à l'ancienne méthode [6] ;
- Un gain important du temps alloué par le micro-contrôleur d'où utilisation d'un simple micro-contrôleur même de faible vitesse d'exécution ;
- Une amélioration considérable dans la réponse spectrale d'où une amélioration de la forme du courant statorique du moteur.

REFERENCES

- [1] Y. Aït Gougam, A. Nafa et T. Morsli, " *Etude des Techniques de Modulation Optimale pour Onduleur de Tension Alimentant un Moteur Asynchrone*", 2nd CEA Algiers Vol.1, pp.11-7, Nov.1994.
- [2] B. Maurice, JM. Bourgeois et B.Saby " *Versatile Cost Effective Induction Motor Drive with Tree Phase Digital Generation* ", PCIM 1991, Nürnberg.
- [3] B.Saby et P.Guilemin, 3-phase ST9 multi-functions timers & DMA. DATA DISC, ST.μ-electronics, 2nd edition, 1996
- [4] M. D. Draou et S. A. Chikhi " *Conception d'un Convertisseur DC/AC à PWM μ-Programmée pour Système de Pompage PV au Fil de Soleil*" JNVER'99 Tlemcen.
- [5] M. Rafiqzaman et Rajan Chandra, Modern Computer Architecture, West Publishing Company 1988.
- [6] M. D. Draou et S. A. Chikhi " *Three-Phase Inverter for Photovoltaic Pumping Managed with 6802μp*", Proc. of World Renewable Energy Congress VI (WREC2000) pp 2085-2088.