

Amélioration de la Réponse Spectrale du Signal de Sortie d'un Pont Monophasé par l'Application des Signaux de Commande Générés par la Méthode Triangulo-Sinusoïdale, Décalés de π

SidAli Chikhi et Fethya Chikhi

Station d'Expérimentation des Equipements Solaires en Milieu Saharien
B.P. 478, Route de Reggane, Adrar (01000). Algérie

Résumé - Nous voulons montrer, par le présent article, qu'il suffit de réaliser un décalage de π du signal généré par la méthode triangulo-sinusoïdale, pour un cas très particulier, et d'appliquer le signal généré ainsi que celui décalé de π , en tant que signaux de commande à un pont monophasé, pour que le signal de sortie ait une fréquence de découpage double de celle du signal de commande.

A la fin, de cet article, nous donnerons quelques résultats expérimentaux qui confirment les résultats théoriques.

Abstract - We want to show, by the present article, that it is sufficient to achieve a shift by π of the signal generated by the triangular sinusoidal method, for a particular case, and to apply the generated signal as well as the shifted by π one, as single phase bridge control signals, so that the output signal will have a switching frequency double of the control signal one.

At the end, of this paper, we will give some experimental results that confirm the theoretical results.

Mots clés : PWM - Commande - Harmoniques - Onduleur monophasé.

1. INTRODUCTION

La fréquence de commutation est un paramètre important pour le dimensionnement du filtre de sortie du convertisseur à sortie sinusoïdale et pour le choix des commutateurs de puissance [1-5]. Plus la fréquence est élevée, moins encombrant est le filtre. Par contre les pertes à la commutation deviennent importantes.

Dans cet article, nous allons montrer qu'il est possible de doubler la fréquence de découpage du signal de sortie d'un pont monophasé sans pour autant agir sur celle des signaux de commande. Autrement dit, nous allons faire commuter les transistors de puissance du pont monophasé, à une fréquence deux fois moins faible que la fréquence du signal que génère ce dernier. Ceci, est réalisable, par simple décalage de π des signaux de commande, calculés à partir de la méthode en PWM par comparaison triangulo-sinusoïdale synchrone, qui présente une particularité, que nous jugeons intéressante du point de vue spectre, que nous allons voir dans l'étude du spectre.

En ce qui concerne, le calcul des instants de commutation, du signal de commande, nous avons pris un signal triangulaire de période $2g^*$, d'amplitude unité, avec un signal sinusoïdal de fréquence fixe et d'amplitude r . Nous avons considéré la fréquence du signal triangulaire très grande par rapport à celle du signal sinusoïdal et qu'elle constitue un multiple entier de cette dernière.

* g = demi période du signal triangulaire exprimée en radian en considérant la période du signal sinusoïdal égale à 2π .

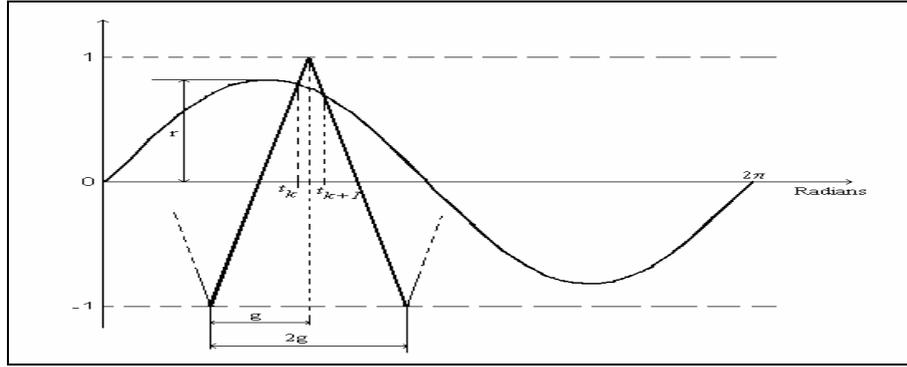


Fig. 1: Principe de calcul des instants de commutation

Dans ce cas, nous obtenons les formules suivantes correspondantes aux instants d'intersection des deux signaux, sur une période, (voir Fig.1).

$$t_k = g \frac{r \sin\left((2k-1)\frac{g}{2}\right) - r(2k-1)\frac{g}{2} \cos\left((2k-1)\frac{g}{2}\right) + (2k-1)}{2 - rg \cos\left((2k-1)\frac{g}{2}\right)} \quad (1)$$

$$t_{k+1} = g \frac{r \sin\left((2k+1)\frac{g}{2}\right) - r(2k+1)\frac{g}{2} \cos\left((2k+1)\frac{g}{2}\right) - (2k+1)}{-2 - rg \cos\left((2k+1)\frac{g}{2}\right)} \quad (2)$$

Où ;

r = amplitude de la référence sinusoïdale ;

$k = 1, 3, 5, \dots, m-1$;

$m = 2n$;

$n = f_p/f_s$; indice de modulation (rang de la porteuse) ;

f_p = fréquence du signal triangulaire [Hz] ;

f_s = fréquence du signal sinusoïdal [Hz];

$g = 2\pi/m$ [rad].

2. ETUDE DU SPECTRE ET SIMULATION

La connaissance des instants de commutation du signal en PWM, nous permet de calculer le spectre de ce signal par les formules habituelles des coefficients de Fourier. Ce pendant, le spectre du signal, obtenu par la méthode triangulo-sinusoïdale synchrone, présente, particulièrement, des raies autour de la porteuse, pour les indices de modulation supérieurs à 6, localisées sur les rangs $n-4$, $n-2$, $n+2$, et $n+4$, n , étant le rang de la porteuse. Pour les faibles valeurs de r , les harmoniques $n-4$ et $n+4$ deviennent négligeables [6,7].

Cette disposition un peu particulière de toute une famille d'harmoniques, va nous permettre moyennant quelques arrangements, d'améliorer le spectre de sortie d'un pont monophasé. En effet, si, n , est pair, les autres raies autour de la porteuse auront des rangs pairs. Par ailleurs, nous pouvons démontrer par l'analyse de Fourier que la soustraction d'un signal périodique avec lui-même décalé de π , donne un signal où toutes les raies paires sont nulles.

L'équation (3) exprime, d'une façon plus générale, l'amplitude des harmoniques du signal qui découle de la soustraction de deux signaux périodiques, de formes identiques, décalés d'un angle quelconque φ , met en relief ce que nous venons d'avancer.

$$A_j - A'_j = A_j \sqrt{2(1 - \cos(j\varphi))} \quad (3)$$

$$A_j = \sqrt{a_j^2 + b_j^2} \quad (4)$$

$$A'_j = \sqrt{a_j'^2 + b_j'^2} \quad (5)$$

Où ;

a_j, b_j = coefficients de Fourier d'un signal périodique ;

a'_j, b'_j = coefficients de Fourier du même signal décalé de φ .

Or le signal de sortie (phase) d'un pont H, n'est que la soustraction de deux tensions de branche de mêmes référence. Donc si on fait en sorte de mettre une tension de branche le décalage de π , de l'autre ; compte tenu de la formule (3), les harmoniques pairs présents dans le signal de branche vont disparaître dans le signal de sortie. Par conséquent la fréquence de découpage du signal de sortie sera doublée, par rapport à celle du signal de branche, puisque toute la famille d'harmoniques autour de la porteuse, y compris la porteuse elle-même, deviendra nulle.

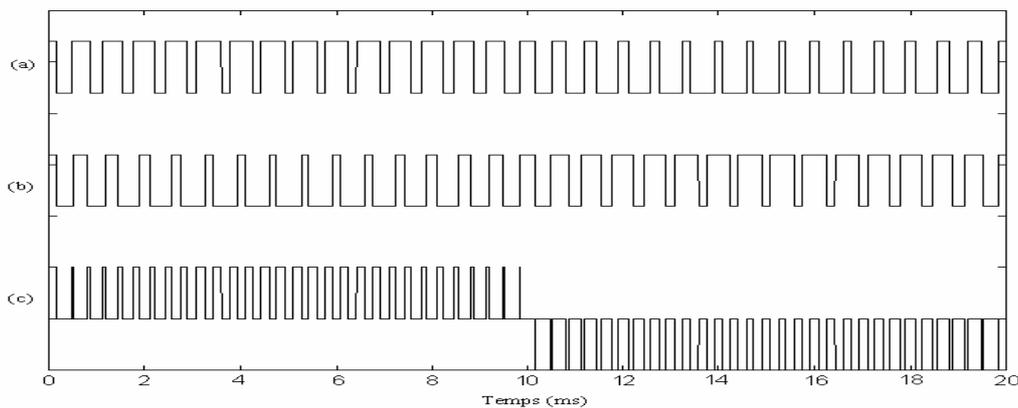


Fig. 2: Forme d'onde des signaux de branche (a), (b) et du signal de phase (c) pour $n=30$

Les figures Fig. 2, Fig. 3 et Fig. 4 montrent les résultats d'introduire le décalage de π , entre les signaux de commande, d'un pont H, issus de la méthode triangulo-sinusoidale, sous forme d'onde et de spectre, pour $n=30$, $V_{cc}=50V_{dc}$ et $V_{eff}^{\diamond}=20V$.

La figure Fig.2, montre l'aspect de dédoublement de la fréquence de découpage du signal de sortie (c), par rapport aux signaux de branche (a), (b).

Sur Fig.4, nous pouvons remarquer :

- L'annulation complète des familles d'harmoniques situées autour de $n=30$ et $n=90$, que nous pouvons voir sur Fig.3.
- La présence de la bande spectrale autour de $n=60$, comme première famille d'harmoniques après l'harmonique fondamentale, confirme le dédoublement de la fréquence de découpage de ce signal par rapport à celui sur la figure Fig.3.

$\diamond V_{eff}$ = la valeur efficace de la raie fondamentale de la tension de phase (sortie)

Donc, nous pouvons dire que le décalage de π , dans ce cas bien précis, a comme conséquence, de diviser par 2 les commutations des transistors de puissance du pont H, par rapport à la fréquence de découpage du signal de sortie qu'il génère, et de réduire l'espace mémoire, en octets, nécessaire pour obtenir la même fréquence de découpage du signal en PWM, sans introduire de décalage de π .

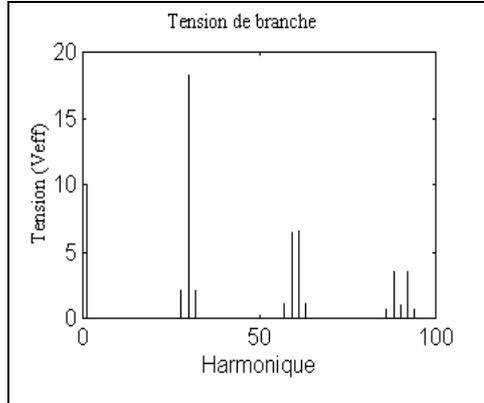


Fig. 3: Spectre de la tension de branche pour $n=30$

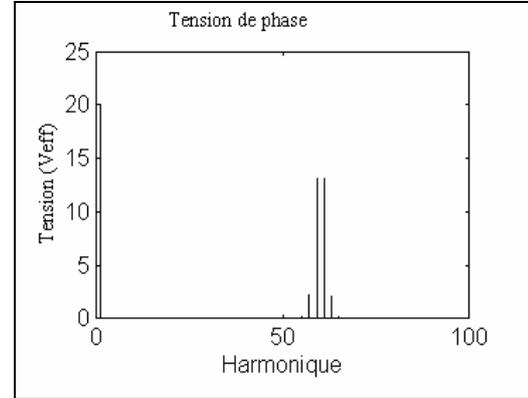


Fig. 4: Spectre de la tension de phase pour $n=30$

Aussi ce décalage a permis de repousser les harmoniques du signal de sortie vers les rangs deux fois plus élevés que ceux des signaux de commande qui sont à l'origine de ce signal.

3. RESULTATS D'EXPERIMENTATION

Pour confirmer nos résultats théoriques, nous avons implanté, dans la carte de commande, à microprocesseur, d'un onduleur monophasé à sortie sinusoïdale fixe, 48Vdc/220Vac/1KVA, conçu au sein de la **SEES/MS-Adrar** (Algérie), les données ainsi que les programmes, de génération des signaux en PWM et de gestion de l'onduleur, correspondants à la méthode proposée.

Nous avons utilisé le matériel suivant :

- Oscilloscope numérique **TDS3054**, Tektronix ;
- Sonde de tension **Tek P6139A** sur CH1 ;
- Sonde de courant **80i-500s** sur CH2 ;
- Alimentation stabilisée, **midec BK300-15**.

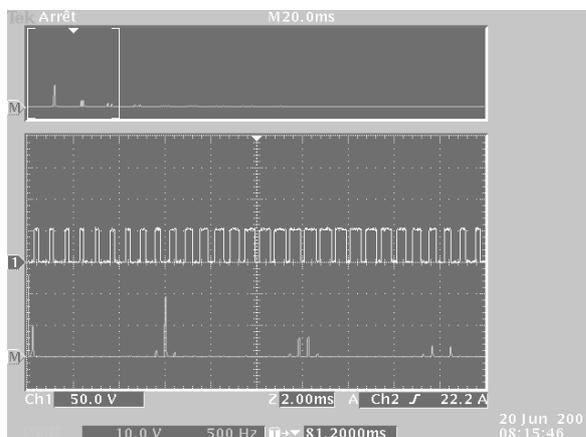


Fig. 5: (1) Forme d'onde et (M) spectre de la tension de branche du pont de l'onduleur

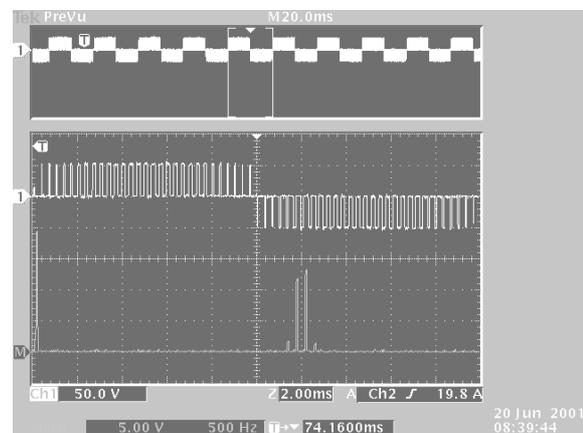


Fig. 6: (1) Forme d'onde et (M) spectre de la tension de phase du pont de l'onduleur

Le calcul des données a été effectué pour une fréquence de découpage des signaux de commande de 1,5kHz et pour une tension batterie variant de 40Vdc à 60Vdc avec un pas de 1Vdc, tout en maintenant la tension AC de sortie filtrée constante (220Veff/50Hz).

Figure 5 à figure 10 montre quelques résultats, sous forme d'oscillographes, pris sur le TDS3054, pour une tension appliquée au pont H de 50Vdc.

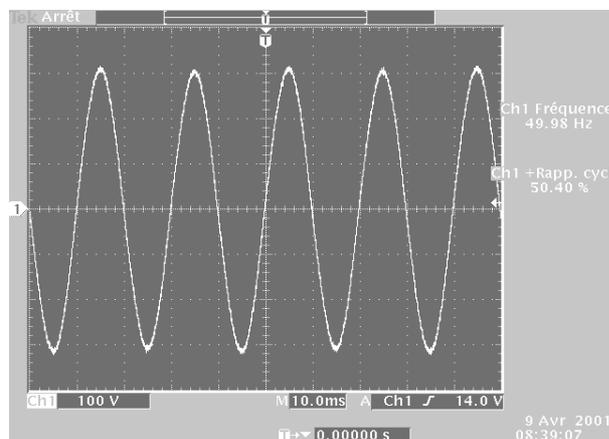


Fig.7: Forme d'onde de la tension AC de sortie filtrée de l'onduleur à vide

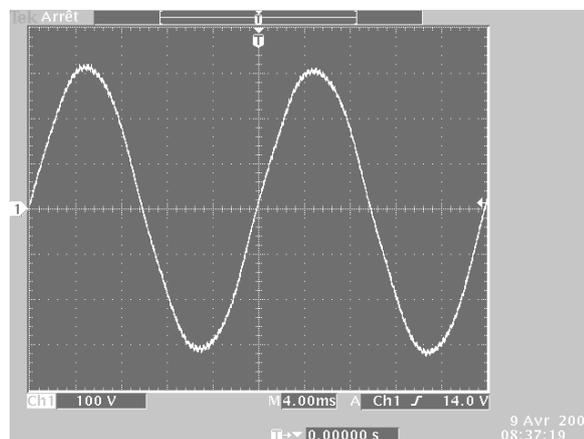


Fig. 8: Forme d'onde de la tension AC de sortie sortie filtrée pour une charge de deux lampes à incandescence de 100w chacune

Nous rappelons que cet oscilloscope est doté d'un module (TDS-3FFT) permettant de visualiser le spectre du signal sélectionné, et d'un lecteur de disquette permettant de sauvegarder, sous forme de fichier, l'image qui apparaît sur l'oscilloscope.

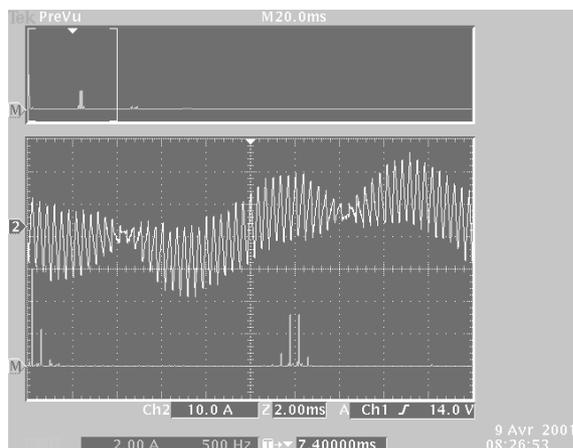


Fig. 9: (2) Forme d'onde et (M) spectre du courant à l'entrée du transfo de sortie de l'onduleur à vide

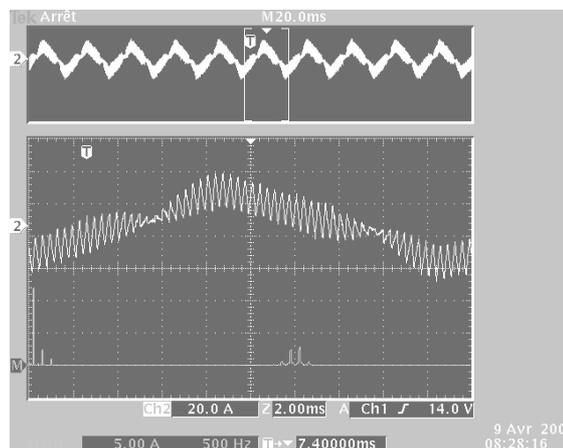


Fig. 10: (2) Forme d'onde et (M) spectre du courant à l'entrée du transfo de sortie pour deux lampes(100w)

4. CONCLUSION

Les résultats expérimentaux coïncident parfaitement avec ceux prévus théoriquement, ceci nous pouvons le voir, en particulier, sur les figures Fig. 5 et Fig. 6, correspondantes aux tension de branche et tension de phase, qui ont fait l'objet de notre étude théorique (voir Fig. 2 pour les formes d'ondes et Fig. 3, Fig. 4 pour les spectres).

Cette étude nous a montré que le décalage de π , des signaux de commande issus de la méthode en PWM triangulo-sinusoïdale synchrone, dans le cas où la fréquence du signal triangulaire est un multiple pair de celle du signal sinusoïdal, a permis de doubler la fréquence de découpage du signal de sortie du pont monophasé, et de réduire par conséquent de moitié les commutations des transistors de puissance du pont H.

En outre, la génération des signaux de commande en PWM, par microprocesseur, utilisant ce cas très particulier, de la méthode triangulo-sinusoïdale, permettra de réduire le nombre d'octets nécessaire pour générer une période du signal de sortie.

REFERENCES

- [1] F. Labrique, H. Buyse, G. Segulier et R. Bausiere, "*Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Commande et comportement dynamique*", Vol. 5. (1998). Lavoisier. France.
- [2] H. Buhler, "*Convertisseurs statiques*", Presses polytechniques et universitaires romandes. (1991). Suisse.
- [3] P. Benichou, R. Benichou, N. Boy et J-P. Pouget, "*Série de Fourier Transformation de Laplace*", Edition Marketing. (1995)France.
- [4] B. M. Bird, K. G. King and D. A. G. Pedder, "*An introduction to power electronics*". Wiley. (1993). USA.
- [5] R. P. Bouchard et G. Olivier, "*Electrotechnique*", Presses internationales polytechniques. (1999). Canada.
- [6] G. Segulier et F. Labrique, "*Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion continu-alternatif*". Vol. 4,(1989)pp. 126-133. Lavoisier. France.
- [7] J. Bonal, G. Segulier, "*Entraînements électriques à vitesse variable*". Vol. 2, (1998), pp. 199-201. Lavoisier. France.
- [8] S. Chikhi et F. Chikhi, "*Nouvelle stratégie de commande en PWM, appliquée aux onduleurs monophasés, pour les applications solaires*", CD-ROM SIPE5-Bechar Algérie (2000).