

Modèle de Simulation d'une Commande en Temps Réel d'un Onduleur de Tension Triphasé

A. Chouder¹, A. Malek¹ et F. Krim²

¹ Laboratoire Photovoltaïque, Centre de Développement des Energies Renouvelables

² Laboratoire d'Electronique de Puissance, Université Ferhat Abbas, Sétif

Résumé - Dans la présente étude, nous proposons une méthode numérique de commande d'un onduleur monophasé et triphasé en temps réel. La synthèse d'une loi de commande exige de disposer d'un modèle dynamique du processus concerné qui, dans le cas présent, est constitué de l'ensemble 'source-convertisseur-filtre-charge'. La modélisation de l'onduleur à deux interrupteurs dans l'espace d'état en un système du second ordre nous a permis, après numérisation de ce modèle, de développer un algorithme de commande permettant la génération des signaux de commande des interrupteurs de puissance en boucle fermée. Ce type de commande est basé sur la prédiction de la tension de sortie d'un pas en avant que nous appelons "Dead Beat Control". Par cette commande, la tension de sortie de l'onduleur est forcée de suivre une référence sinusoïdale échantillonnée pour la production à la sortie du filtre une onde proche d'une sinusoïde avec un taux de distorsion harmonique très réduit.

Abstract - In the present study, we propose a numerical method of control of an inverter single-phase current and three-phase current in real time. The synthesis of a law of control requires to have a dynamic model of the process concerned which, in the case present, is consisted of the unit 'source-converter-filter-charge'. The modelling of the inverter with two switches in the space of state in a system of the second order allowed us, after digitalisation of this model, to develop an algorithm of control allowing the generation of the control signals of the switches of power in closed loop. This type of control is based on the prediction of the output voltage of a step ahead which we call 'Dead Beat Control'. By this control, the output voltage of the inverter is forced to follow a sinusoidal reference sampled for the production on the outlet side of the filter a wave close to a sinusoid with a rate of harmonic distortion very reduced.

Mots clés: Loi de commande - Commande en temps réel - Tension - Modélisation.

1. INTRODUCTION

Un convertisseur DC/AC (onduleur) est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication,...) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux,...) [1].

Les trois principaux éléments qui constituent un onduleur sont les suivants:

- ◆ Source de tension continue (par exemple: batterie)
- ◆ Convertisseur DC/AC
- ◆ Filtre LC.

Toute approche de commande d'un onduleur doit prendre en compte les deux contraintes suivantes [2]:

- ◆ La réduction de la distorsion harmonique globale en régime transitoire et en régime permanent;
- ◆ L'accès au réglage du fondamental de la tension de sortie à une valeur de référence.

En effet la synthèse d'une loi de commande exige de disposer d'un modèle dynamique du processus concerné qui, dans le cas présent, est constitué de l'ensemble 'source-convertisseur-filtre-charge'. La modélisation de l'onduleur à deux interrupteurs dans l'espace d'état en un système du second ordre nous a permis, après numérisation de ce modèle, de développer un algorithme de commande pour un onduleur triphasé (Fig.1) permettant la génération des signaux de commande des interrupteurs de puissance en boucle fermée.

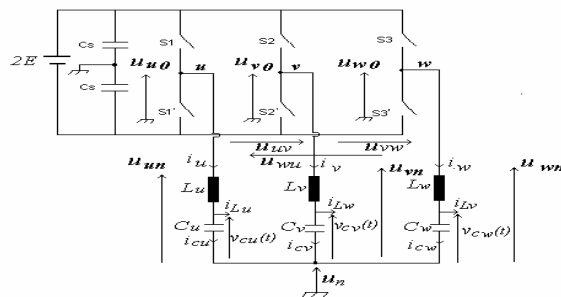


Fig.1: Onduleur triphasé à six interrupteurs avec filtre LC

2. MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE

Les tensions fournies par chaque demi pont (S1-S1', S2-S2' et S3-S3') (Fig. 1) sont les suivantes [3-6] :

$$\begin{aligned} u_{u0} &= +E, & \text{quand S1 est fermé} \\ u_{u0} &= -E, & \text{quand S1' est fermé} \\ u_{v0} &= +E, & \text{quand S2 est fermé,.....} \end{aligned}$$

Les tensions aux bornes du filtre de sortie, notées u_{un}, u_{vn}, u_{wn} , sont données par les relations suivantes:

$$u_{un} = \frac{2}{3}.u_{u0} - \frac{1}{3}.u_{v0} - \frac{1}{3}.u_{w0} \quad (1)$$

$$u_{vn} = -\frac{1}{3}.u_{u0} + \frac{2}{3}.u_{v0} - \frac{1}{3}.u_{w0} \quad (2)$$

$$u_{wn} = -\frac{1}{3}.u_{u0} - \frac{1}{3}.u_{v0} + \frac{2}{3}.u_{w0} \quad (3)$$

$$u_n = \frac{1}{3}(u_{u0} + u_{v0} + u_{w0}) \quad (4)$$

3. MODELE D'ETUDE

Etant donné que l'onduleur triphasé de la figure est constitué de trois onduleurs monophasés en demi-pont, le modèle d'étude est alors basé sur cette structure (Fig. 2).

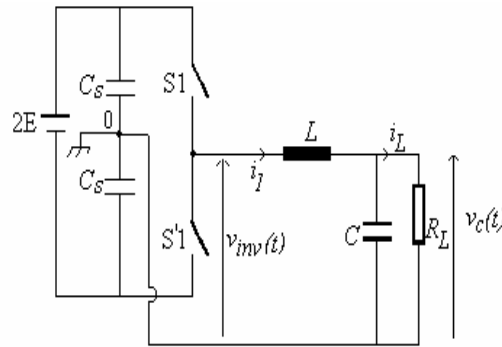


Fig. 2 : Onduleur en demi pont avec filtre LC

Si les interrupteurs de puissance, S1 et S1', sont considérés parfaits (t_r et t_f négligeables), le système 'source-onduleur-filtre-charge' est alors représenté par le modèle linéaire de second ordre de la figure ci-dessous (Fig. 3):

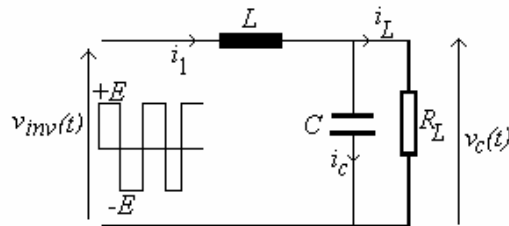


Fig. 3: Modèle linéaire du second ordre de l'onduleur en demi-pont

La représentation dans l'espace d'état de ce système est donné par:

$$\dot{X}(t) = \underline{A}.X(t) + \underline{b}.v_{inv}(t) \quad (5)$$

avec :

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t)] \text{ est le vecteur d'état, tel que: } x_1=v_c(t), \text{ et } x_2(t)=\dot{v}_c(t) \quad (6)$$

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}, \quad \underline{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{LC} \end{bmatrix} \quad (3)$$

La figure 4 montre les formes d'ondes de $v_{inv}(t)$ pendant une période d'échantillonnage T_e .

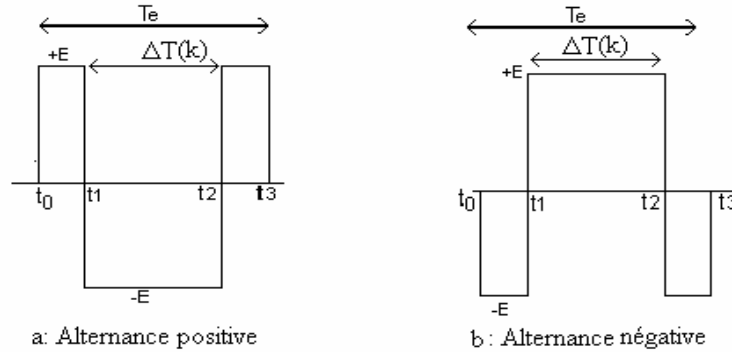


Fig. 4: Formes d'ondes de $v_{inv}(t)$

La solution générale de l'équation précédente est donnée par l'expression suivante :

$$X(t) = \exp[\underline{A}(t - t_0)]X(t_0) + \int_{t_0}^t \exp[\underline{A}(t - \tau)]\underline{b} v_{inv}(\tau) d\tau \quad (8)$$

Si $T_e \ll 2\pi\sqrt{LC}$ et $T_e \ll 2R_L C$, la solution dans le domaine discret est donnée par l'équation suivante :

$$X[(k+1).T_e] = \exp[\underline{A}T_e].X(kT_e) - 2 \exp[\underline{A} \frac{T_e}{2}]\underline{b}.E.\Delta T(k). + (T_e + \underline{A} \frac{T_e^2}{2} + \underline{A}^2 \frac{T_e^3}{4}).\underline{b}.E \quad (9)$$

4. ELABORATION DE LA LOI DE COMMANDE

La première ligne de l'équation (9) nous donne l'expression récurrente de la tension de sortie échantillonnée :

$$x_1(k+1) = \Phi_{11}.x_1(k) + \Phi_{12}.x_2(k) - g_1.\Delta T(k) + h_1 \quad (10)$$

A cette équation, nous appliquerons alors la stratégie 'Dead Beat Control'[7], permettant aux interrupteurs de puissance de l'onduleur de forcer le prochain état de la tension de sortie, à $t = (k+1)T_e$, à la sinusoïde de référence échantillonnée à cet instant. Ceci se traduit par l'égalité suivante :

$$x_1(k+1) = v_{ref}(k+1) \quad (11)$$

d'où

$$\Delta T(k) = -\frac{1}{g_1}.v_{ref}(k+1) + \frac{\Phi_{11}}{g_1}.x_1(k) + \frac{\Phi_{12}}{g_1}.x_2(k) + \frac{h_1}{g_1} \quad (12)$$

5. ETUDE DE SIMULATION

Le schéma de simulation du modèle établi précédemment dans l'environnement MATLAB/SIMULINK [8] est donné par la figure (Fig. 5).

Les données de simulation sont :

$$T_e = 500 \mu s, R_L = 2 \Omega, I_n = 15 A, L = 0.5 mH, C = 800 \mu F, V_{refmax} = 30V$$

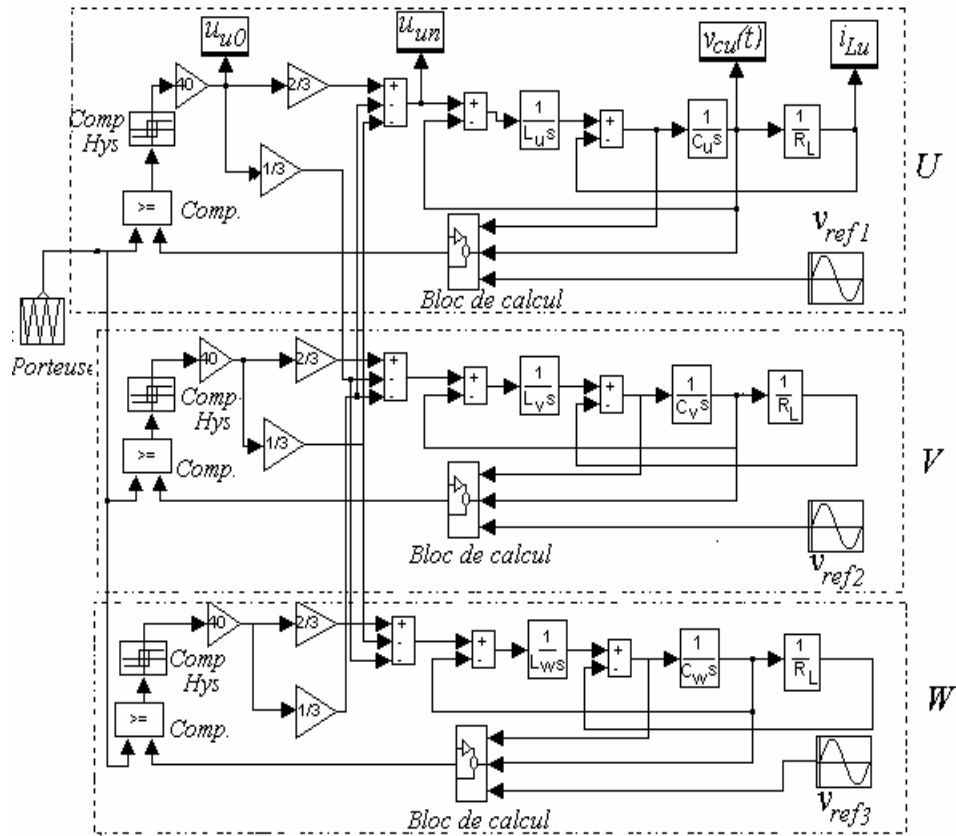


Fig. 5: Schéma de simulation du modèle de l'onduleur triphasé sur charge résistive

6. RESULTATS DE SIMULATION

Les graphes ci-dessous sont les résultats de simulation du modèle de l'onduleur triphasé sur charge résistive

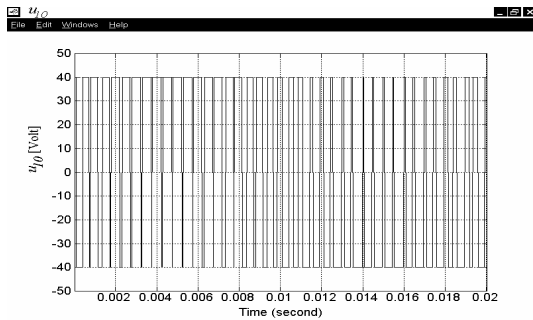


Fig. 6a: Forme de tension à l'entrée du filtre LC $v_{inv}(t)$ (Charge résistive)

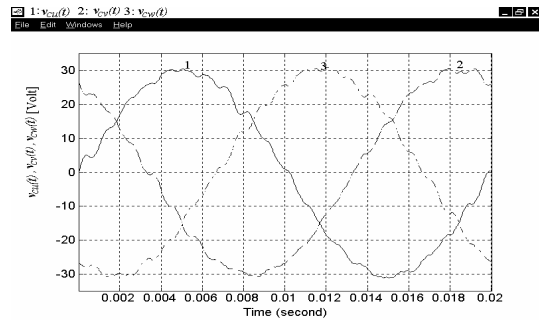


Fig. 6b: Forme de la tension de ligne (Charge résistive)

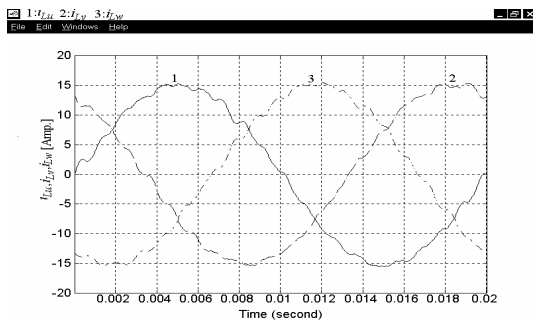


Fig. 6c: Formes des tensions de sortie triphasées

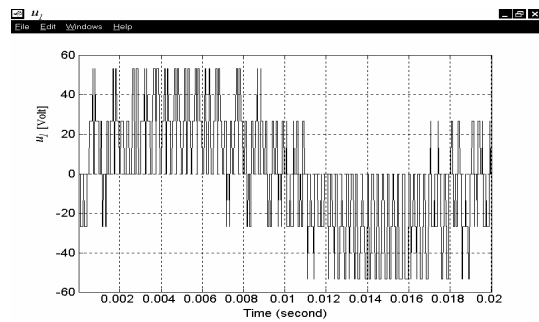


Fig. 6d: Formes des courants de charge

7. CONCLUSION

Dans ce travail, nous avons étudié et établi à la base d'un modèle de convertisseur DC/AC une stratégie de commande numérique en temps réel.

Les résultats de simulation obtenus pour une charge résistive montrent que cette technique de commande permet de synthétiser une onde en sortie du convertisseur très d'une sinusoïde avec un faible taux de distorsion harmonique ainsi qu'une régulation appréciable du terme fondamental à la valeur de consigne. Ce type de convertisseur avec une telle qualité d'onde sont très souhaités dans les application photovoltaïques et plus particulièrement les centrales photovoltaïques interconnectés aux réseaux électriques conventionnels.

REFERENCES

- [1] S. Kido et al., 'High Performance UPS System Employing Microcomputer – Based Control', IEEE INTELE'91, 1991.
- [2] B.K. Bose, 'Technologies Trend in Microcomputer Control of Electrical Machines', IEEE Tran. on Ind. Elec., Vol. 35, n° 1, pp 160-176, 1988.
- [3] H. Buhler, 'Electronique de Puissance', Dunod, 1989.
- [4] M. Morimoto et al., 'Single-Chip Microcomputer Control of the Inverter by the Magnetic Flux Control PWM Method', IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 36, n° 1, pp 42-47, 1989.
- [5] X. Gilland et al., 'Concepts de Modélisation pour la Commande des Convertisseurs Statiques', Journal de Physique, Vol. 4, n° 4, pp 805-819, 1994.
- [6] Y. Ito et al., 'Microprocessor-Based Robust Digital Control for UPSs with Three Phase PWM Inverter', IEEE Trans. on Pow. Elec., Vol. 10, n° 2, pp 196-204, 1995.
- [7] C. Hua, 'Two-Level Switching Pattern Dead Beat DSP Controlled PWM Inverter', IEEE Trans. on Pow. Elec., Vol. 10, n° 3, pp 310-317, 1995.
- [8] Math Works, 'Simulink, Dynamic Systems Simulation Software', The Math Works, Inc.