

Contrôle avancé d'un onduleur DC/AC triphasé pour une application au système photovoltaïque connecté au réseau via la technique de perturbation singulière

MCHAOUAR Youssef¹, ABOULOIFA Abdelmadjid, FETTACH Mohamed, AOUADI Chaouqi, TAGHZAOUI Chaimaa, ELALLALI Aicha, BOUSSAIRI Yasser

¹ LTI Lab. Faculty of Sciences Ben M'sik Hassan II-Casablanca University BP 7955 Casablanca, Morocco.
uns1mchaouar@gmail.com

Résumé- Cet article propose une méthodologie de contrôle non linéaire d'un onduleur DC/AC triphasé avec un filtre de sortie L pour une application au système photovoltaïque connecté au réseau. Dans ce travail, on va concevoir une boucle multiple de régulateur proportionnel intégral (PI) en se basant sur la technique de perturbation singulière pour répondre à trois principaux objectifs de contrôle: i) la régulation de la tension de liaison DC, ii) l'application de la correction du facteur de puissance (PFC) par rapport au réseau électrique, iii) la stabilité asymptotique du système en boucle fermée. La stratégie de commande proposée pour le convertisseur DC/AC triphasé est analysée dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$). Pour le système en boucle fermée, les dynamiques à deux échelles de temps sont artificiellement induites, à cet effet la théorie de perturbation singulière est appliquée pour analyser la dynamique et la stabilité du système. L'évaluation du système proposé, à l'aide d'une analyse théorique de stabilité et de résultats de simulation, est réalisée.

Mots-clés- Onduleur DC/AC triphasé avec système photovoltaïque, proportionnel intégral (PI), perturbation singulière, la correction du facteur de puissance (PFC).

I. INTRODUCTION

Les onduleurs DC/AC présentent une interface pour les systèmes de production électrique distribués qui doivent être connectés au micro-réseau. Ils sont utilisés pour injecter la puissance produite à partir des systèmes photovoltaïques et des panneaux éoliens au micro-réseau, et ils sont nécessaires dans plusieurs domaines industriels tels que filtre actif de puissance, UPS (uninterruptible power supply), Static Var Compensator, etc. Et ils garantissent également au micro-réseau de fournir une puissance de haute qualité pour les charges. Ces projets

d'application nécessitent de bonnes performances dynamiques et une forte robustesse de l'onduleur.

L'approche de commander un onduleur triphasé connecté au réseau utilise habituellement deux boucles en cascade: une boucle externe lente de tension, qui est utilisée pour commander la tension de la liaison DC et une boucle interne rapide de courant qui est utilisée pour régler le courant injecté vers le réseau et le maintenir en phase avec la tension pour atteindre l'unité de fonctionnement du facteur de puissance [1]. La boucle de courant est responsable de protection de courant et de qualité de l'alimentation; Ainsi les dynamiques et la compensation harmonique sont les propriétés importantes du contrôleur de courant. Le contrôleur de tension du condensateur intermédiaire est conçu pour équilibrer le flux de puissance dans le système. L'objectif de la recherche dans ce document est de développer une stratégie de contrôle pour les convertisseurs DC/AC triphasé avec un filtre de sortie L pour l'application photovoltaïque connecté au réseau avec une rétroaction basée sur la modulation de largeur d'impulsion MLI.

Dans cet article, la technique proposée pour le contrôle est basée sur l'application de la théorie de perturbation singulière pour la conception et l'analyse d'un contrôleur adaptatif proportionnel-intégral (PI) avec une boucle de rétroaction MLI où les modes lent-rapide sont artificiellement induits dans le système en boucle fermée [2,3].

Volume I N° 3

Revue de l'Entrepreneuriat et de l'Innovation

La stabilité des deux modes lent-rapide dans le système en boucle fermée et le grand taux de séparation grand entre ces deux modes lent-rapide, permettent au système complet en boucle fermée d'atteindre les propriétés souhaitées.

Le présent article est divisé en quatre chapitres: Le deuxième chapitre est consacré à la description et la modélisation de l'onduleur DC/AC triphasé. Le troisième chapitre est dédié à la conception de commande et l'analyse de stabilité du système en boucle fermée en se basant sur la moyenne de FILIPPOV et la théorie de perturbation singulière. La performance du contrôleur est illustrée par une simulation numérique dans le quatrième chapitre.

II. DESCRIPTION ET MODÉLISATION DU SYSTÈME

La topologie du convertisseur DC/AC à tension triphasée est présentée dans la Fig. 1. Il se compose d'un condensateur de liaison DC; Un onduleur DC-AC triphasé; Un filtre inducteur L avec une résistance en série r, et un réseau électrique. Le modèle d'espace d'état d'un onduleur triphasé DC/AC avec filtre L représenté dans la Fig. 1 en coordonnées triphasées abc est décrit par des équations dynamiques comme suit:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{r}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_{ga} \\ e_{gb} \\ e_{gc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} v_{pv} = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{1}{C} (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c) \quad (2)$$

Où

$$u_i = \begin{cases} 1 \rightarrow S_{iH} : on; S_{iL} : off \\ 0 \rightarrow S_{iH} : off; S_{iL} : on \end{cases} \quad (3)$$

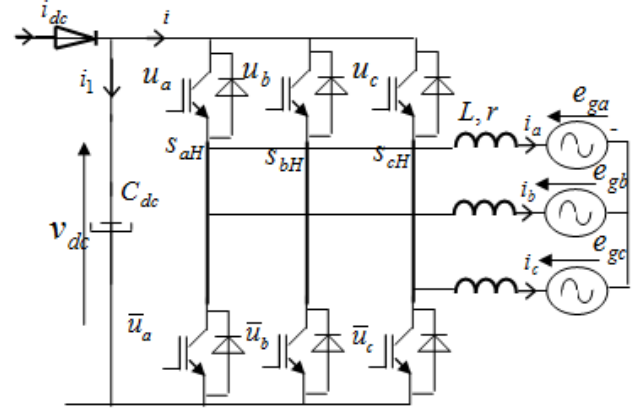


Fig. 1: Onduleur triphasé DC/AC

Le model instantané (1-3) dans le référence stationnaire $\alpha\beta$ est donné par:

$$\frac{d}{dt} i_{\alpha} = -\frac{r}{L} i_{\alpha} + \frac{v_{dc}}{L} u_{\alpha} - \frac{1}{L} e_{g\alpha} \quad (4a)$$

$$\frac{d}{dt} i_{\beta} = -\frac{r}{L} i_{\beta} + \frac{v_{dc}}{L} u_{\beta} - \frac{1}{L} e_{g\beta} \quad (4b)$$

$$\frac{d}{dt} v_{pv} = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{1}{C} (u_{\alpha} i_{\alpha} + u_{\beta} i_{\beta}) \quad (4c)$$

Où $[i_{\alpha\beta 0}] = [T_{abc}^{\alpha\beta 0}] [i_{abc}]$; $[e_{g\alpha\beta 0}] = [T_{abc}^{\alpha\beta 0}] [e_{gabc}]$; $[u_{\alpha\beta 0}] = [T_{abc}^{\alpha\beta 0}] [u_{abc}]$. La matrice de transformation $T_{abc}^{\alpha\beta 0}$ est définie par

$$T_{abc}^{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Suivant la théorie de la puissance instantanée triphasée active et réactive, on va contrôler le flux de puissance injecté au réseau. Dans les convertisseurs de puissance DC/AC, la puissance instantanée active P et la puissance réactive Q

Volume I N° 3

Revue de l'Entrepreneuriat et de l'Innovation

peuvent être fournies à partir du convertisseur côté réseau, elles sont données en coordonnée statique triphasée abc par:

$$P = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (6a)$$

$$Q = [(e_a - e_b)i_c + (e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b] / \sqrt{3} \quad (6b)$$

La puissance instantanée active P et réactive Q en coordonnée de référence stationnaire ($\alpha\beta$) sont données par:

$$P = e_{g\alpha} i_{\alpha} + e_{g\beta} i_{\beta} \quad (7a)$$

$$Q = e_{g\beta} i_{\alpha} - e_{g\alpha} i_{\beta} \quad (7b)$$

III. CONCEPTION ET ANALYSE DE CONTRÔLEUR

Notons que le modèle de système (4a-c) est clairement non linéaire et un système multi-entrées multi-sorties (MIMO), qui doit être contrôlé en utilisant des techniques prenant en compte la non-linéarité telle que l'approche de perturbation singulière [4.5.6].

A. Objectifs de contrôle

Pour définir la stratégie de contrôle, il faut d'abord établir les objectifs de contrôle, qui peuvent être formulés comme suit:

- i) la régulation serrée de la tension de liaison DC;
- ii) l'exigence PFC dans le réseau;
- iii) la stabilité globale du système en boucle fermée.

B. Modèle moyen de FILIPPOV

Pour assurer la stratégie de commande discontinue, on utilise un modulateur de largeur d'impulsion MLI comme illustré sur la Fig. 2, où μ_i indique le signal d'entrée est indiqué par μ_i , tandis que le signal de sortie est défini comme suit

$$u_i = \begin{cases} 1 & \text{for } t_k < t \leq t_k + \mu_i(t_k)T_s \\ 0 & \text{for } t_k + \mu_i(t_k)T_s < t \leq t_k + T_s \end{cases} \quad (8)$$

Pour $i \in \{a, b, c\}$, Où T_s est la période d'échantillonnage de la modulation de largeur d'impulsion, $\mu_i(t_k)$ représente la valeur de rapport cyclique lorsque, $t = t_k = kT_s$ et $k = 0, 1, 2, \dots$

Hypothèse 1: le modulateur de largeur d'impulsion donné par (8) n'est pas saturé, c'est-à-dire l'inégalité suivante $0 < \mu_i < 1$ pour $i = a, b, c$ est maintenue.

Hypothèse 2: la période d'échantillonnage T_s est suffisamment petite en comparant par rapport à la constante de temps qui décrit la dynamique du système.

Remarque 1: Suivant l'approche géométrique du contrôle MLI [7], le théorème A.1 dans le papier [8], et l'approche du Filippov [9], le système peut être traité comme un modèle moyen de Filippov qui est donné par

$$\dot{x}_i = f^-(x_i) + [f^+(x_i) - f^-(x_i)]\mu_i \quad (9)$$

où

$$\begin{cases} f^+(x_j) = f(x_j, u_i = 1) \\ f^-(x_j) = f(x_j, u_i = 0) \end{cases} \quad (10)$$

pour $i \times j = \{a, b, c\} \times \{1, 2, 3\}$. En définissant $x_1 = \langle i_{\alpha} \rangle$, $x_2 = \langle i_{\beta} \rangle$, et $x_3 = \langle v_{dc} \rangle$, le modèle moyen de Filippov du système complet dans le référence stationnaire $\alpha\beta$ est donné par

$$\frac{d}{dt} x_1 = -\frac{r}{L} x_1 + \frac{x_3}{L} \mu_{\alpha} - \frac{1}{L} e_{g\alpha} \quad (11a)$$

Volume I N° 3

Revue de l'Entrepreneuriat et de l'Innovation

$$\frac{d}{dt}x_2 = -\frac{r}{L}x_2 + \frac{x_3}{L}\mu_\beta - \frac{1}{L}e_{g\beta} \quad (11b)$$

$$\frac{d}{dt}x_3 = -\frac{1}{C}(\mu_\alpha x_1 + \mu_\beta x_2) + \frac{1}{C}i_{dc} \quad (11c)$$

C. Conception de boucle interne de courant (Contrôle de courant i_α)

1. Régulateur PI

Pour contrôler le courant i_α , nous considérons la loi de contrôle sous la forme suivante:

$$\varepsilon_\alpha \dot{\mu}_\alpha = k_\alpha \left[\frac{e_1}{T_\alpha} - \dot{x}_1 \right] \quad (12)$$

Où $e_1 = (x_{1,ref} - x_1)$, $x_{1,ref} = i_{\alpha,ref}$, $T_\alpha > 0$ et ε_α est un petit paramètre positif. La loi de contrôle discutée (12) peut être exprimée dans le domaine de Laplace par

$$\mu_\alpha(s) = \frac{k_\alpha}{\varepsilon_\alpha T_\alpha} \cdot \frac{1}{s} e_1(s) - \frac{k_\alpha}{\varepsilon_\alpha} x_1(s) \quad (13)$$

Par conséquent, la fonction de transfert de ce contrôleur prend la forme suivante

$$\mu_\alpha(s) = \frac{k^I}{s} e_1(s) - k^P x_1(s) \quad (14)$$

Où $k^I = k_\alpha / \varepsilon_\alpha T_\alpha$ et $k^P = k_\alpha / \varepsilon_\alpha$ qui est la structure bien connue du contrôleur PI.

2. Analyse par la théorie de perturbation singulière:

La substitution du second membre de (11a) dans (12) conduit à obtenir un système moyen en boucle fermée donné par

$$\varepsilon_\alpha \dot{\mu}_\alpha = k_\alpha \left[\frac{(x_{1,ref} - x_1)}{T_\alpha} - \left(-\frac{r}{L}x_1 + \frac{x_3}{L}\mu_\alpha - \frac{1}{L}e_{g\alpha} \right) \right] \quad (15a)$$

$$\frac{d}{dt}x_1 = -\frac{r}{L}x_1 + \frac{x_3}{L}\mu_\alpha - \frac{1}{L}e_{g\alpha} \quad (15b)$$

$$\frac{d}{dt}x_2 = -\frac{r}{L}x_2 + \frac{x_3}{L}\mu_\beta - \frac{1}{L}e_{g\beta} \quad (15c)$$

$$\frac{d}{dt}x_3 = -\frac{1}{C}(\mu_\alpha x_1 + \mu_\beta x_2) + \frac{1}{C}i_{dc} \quad (15d)$$

Remarque. 2 : Pour $\varepsilon_\alpha \rightarrow 0$ les équations ci-dessus prennent la forme standard d'un système singulièrement perturbé où les dynamiques lentes-rapides sont induites dans le système en boucle fermée de sorte que le sous-système dynamique rapide (SDR) est défini par (15a).

Pendant la phase transitoire rapide de (15a), les variables (x_1 , x_2 , et $e_{g\alpha}$) sont traitées comme des variables gelées.

Proposition. 1: Pour maintenir la stabilité exponentielle de SDR (15a) le gain k_α doit être sélectionné de telle sorte que k_α soit positif.

Preuve 1: L'équation (15a) peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\dot{\mu}_\alpha = -\frac{k_\alpha x_3}{\varepsilon_\alpha L} \mu_\alpha + \frac{k_\alpha}{\varepsilon_\alpha} \left[\frac{e_1}{T_\alpha} + \frac{r}{L}x_1 + \frac{1}{L}e_{g\alpha} \right] \quad (16)$$

on note: $\lambda_1 = \frac{k_\alpha x_3}{\varepsilon_\alpha L}$ et $\lambda_2 = \frac{k_\alpha}{\varepsilon_\alpha} \left[\frac{e_1}{T_\alpha} + \frac{r}{L}x_1 + \frac{1}{L}e_{g\alpha} \right]$.

Ainsi l'équation (16) va prendre la forme de

$\frac{d\mu_\alpha}{dt} = -\lambda_1 \mu_\alpha + \lambda_2$, en prenant la valeur positive de k_α , la stabilité exponentielle de SDR est maintenue, où $\mu < A|\mu(0)|\exp(\lambda_1 t)$.

Pour obtenir l'état stationnaire de SDR (15a), on pose $\dot{\mu}_\alpha = 0$, donc la solution dynamique inverse μ_α^{id} est donnée par

Volume I N° 3

Revue de l'Entrepreneuriat et de l'Innovation

$$\mu_{\alpha}^{id} = \frac{L}{x_3} \left[\frac{(x_{1,ref} - x_1)}{T_{\alpha}} + \frac{r}{L} x_1 + \frac{1}{L} e_{g\alpha} \right] \quad (17)$$

Le remplacement de μ_{α} dans (15d) par le second membre de (17) permet d'avoir un sous-système dynamique lent SDL donné par

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{x_1 - x_{1,ref}}{T_{\alpha}} \quad (18a)$$

$$\frac{d}{dt} x_2 = -\frac{r}{L} x_2 + \frac{x_3}{L} \mu_{\beta} - \frac{1}{L} e_{g\beta} \quad (18b)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_3 &= \frac{1}{C} i_{dc} \\ &- \left(\frac{x_1}{Cx_3} \left[\frac{L(x_{1,ref} - x_1)}{T_{\alpha}} + rx_1 + e_{g\alpha} \right] + \mu_{\beta} x_2 \right) \end{aligned} \quad (18c)$$

L'équation (18a) montre que x_1 suit le comportement stable souhaité de sorte que l'exigence $x_1 = x_{1,ref}$ est maintenue.

D. Conception de boucle interne de courant (Contrôle de courant i_{β})

Nous supposons que, $x_1 = x_{1,ref}$ alors le système (19a-c) va prendre la forme réduite suivante

$$\frac{d}{dt} x_2 = -\frac{r}{L} x_2 + \frac{x_3}{L} \mu_{\beta} - \frac{1}{L} e_{g\beta} \quad (19a)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_3 &= \frac{1}{C} i_{dc} \\ &- \frac{1}{C} \left[\frac{x_{1,ref} (rx_{1,ref} + e_{g\alpha})}{x_3} + \mu_{\beta} x_2 \right] \end{aligned} \quad (19b)$$

Afin de contrôler le courant i_{β} , nous considérons la loi de commande suivante:

$$\varepsilon_{\beta} \dot{\mu}_{\beta} = k_{\beta} \left[\frac{x_{2,ref} - x_2}{T_{\beta}} - \dot{x}_2 \right] \quad (20)$$

La substitution du second membre de (19a) dans (20) permet de définir un nouveau système donné par

$$\frac{d}{dt} x_2 = -\frac{r}{L} x_2 + \frac{x_3}{L} \mu_{\beta} - \frac{1}{L} e_{g\beta} \quad (21a)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_3 &= \frac{1}{C} i_{dc} \\ &- \frac{1}{C} \left[\frac{x_{1,ref} (rx_{1,ref} + e_{g\alpha})}{x_3} + \mu_{\beta} x_2 \right] \end{aligned} \quad (21b)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\beta} \dot{\mu}_{\beta} &= -\frac{k_{\beta} x_3}{L} \mu_{\beta} \\ &+ k_{\beta} \left[\frac{x_{2,ref} - x_2}{T_{\beta}} + \frac{r}{L} x_2 + \frac{1}{L} e_{g\beta} \right] \end{aligned} \quad (21c)$$

Pour $\varepsilon_2 \rightarrow 0$ La *remarque. 2* est appliquée. On obtient ainsi un nouveau sous-système dynamique rapide SDR représenté par (21c). Où $x_2, x_{3,ref}, x_3$, et $e_{g\alpha,\beta}$ sont traités comme des variables gelées pendant la phase transitoire rapide de (21c).

Proposition. 2: Pour maintenir la stabilité exponentielle de SDR (21c), le gain k_{β} doit être sélectionné de telle sorte que k_{β} soit positif.

Pour obtenir l'état stationnaire de SDR (21c), on met $\dot{\mu}_{\beta} = 0$, donc la solution dynamique inverse μ_{β}^{id} est donnée par

$$\mu_{\beta}^{id} = \frac{1}{x_3} \left[\frac{L(x_{2,ref} - x_2)}{T_{\beta}} + rx_2 + e_{g\beta} \right] \quad (22)$$

Le remplacement de μ_{β} dans l'équation (21b) par le second membre de (22) permet d'obtenir un nouveau sous-système dynamique lent SDL donné par

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{x_{2,ref} - x_2}{T_\beta} \quad (23a)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_3 = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{1}{C} \left[\frac{x_{1,ref} (rx_{1,ref} + e_{g\alpha})}{x_3} \right. \\ \left. + \frac{x_2}{x_3} \left(\frac{L(x_{2,ref} - x_2)}{T_\beta} + rx_2 + e_{g\beta} \right) \right] \end{aligned} \quad (23b)$$

La correction du facteur de puissance signifie que, en régime permanent, les courants de réseau i_a , i_b et i_c devrait suivre un signal sinusoïdal avec la même fréquence et la même phase que la tension alternative de réseau e_{ga} , e_{gb} et e_{gc} respectivement. A cet effet, la puissance réactive doit être nulle. Cela revient à s'assurer que le courant i_α et i_β suivent les signaux de référence $i_{\alpha,ref}$ et $i_{\beta,ref}$ respectivement.

Pour annuler la puissance réactive injectée dans le réseau, on peut prendre:

$$i_{\alpha,ref} = h e_{g\alpha} \quad (24a)$$

$$i_{\beta,ref} = h e_{g\beta} \quad (24b)$$

E. Conception de boucle externe de tension (régulation de la tension v_{dc})

Nous supposons que $x_{2,ref} = x_2$, alors le système (23a-b) va prendre la nouvelle forme réduite donnée par

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_3 = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{1}{C} \left[\frac{x_{1,ref} (rx_{1,ref} + e_{g\alpha})}{x_3} \right. \\ \left. + \frac{x_{2,ref} (rx_{2,ref} + e_{g\beta})}{x_3} \right] \end{aligned} \quad (25)$$

Conformément à (24a-b)

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_3 = \frac{1}{C} i_{dc} - \frac{1}{Cx_3} [h(rh+1)e_{g\alpha}^2 \\ + h(rh+1)e_{g\beta}^2] \end{aligned} \quad (26)$$

Où h va être traitée comme une variable de contrôle virtuelle. a cet effet, la loi de contrôle va prendre la forme suivante:

$$\varepsilon_{dc} \dot{h} = k_{dc} \left(\frac{x_{3,ref} - x_3}{T_{dc}} - \dot{x}_3 \right) \quad (27)$$

La substitution du second membre de (26) dans (27) donne un nouveau système en boucle fermée réduit qui représente le SDR donné par

$$\begin{aligned} \varepsilon_{dc} \dot{h} = k_{dc} \left(\frac{x_{3,ref} - x_3}{T_{dc}} - \left(\frac{1}{C} i_{dc} \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{Cx_3} [h(rh+1)e_{g\alpha}^2 + h(rh+1)e_{g\beta}^2] \right) \right) \end{aligned} \quad (28a)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_3 = \frac{1}{C} i_{dc} \\ - \frac{1}{Cx_3} [h(rh+1)e_{g\alpha}^2 + h(rh+1)e_{g\beta}^2] \end{aligned} \quad (28b)$$

Proposition. 3: Pour maintenir la stabilité exponentielle de SDR (21c), le gain k_β doit être sélectionné de telle sorte que k_β soit négatif.

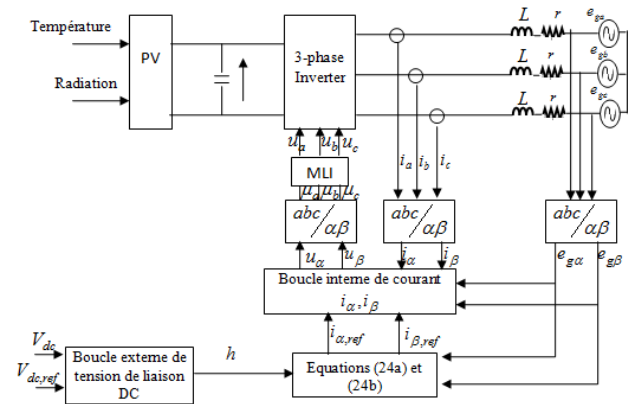


Fig. 2: Onduleur triphasé DC/AC en boucle fermée

IV. SIMULATION

Afin de comparer la dynamique et les performances des lois de commande synthétisées nous avons effectué, des simulations utilisant l'environnement MATLAB/SIMULINK. Les caractéristiques et les paramètres de système de contrôle sont affichés dans le tableau I.

Tableau I
PARAMETRES DU CONVERTISSEUR

TABLEAU I: PARAMETRE DU CONVERTISSEUR

Paramètres	valeur
V_g	$220\sqrt{2} \text{ V}$
fréquence de réseau	50 Hz
L	0.0334 H
r	0.2Ω
Capacité DC	0.03 F
T_α, T_β	0.001
T_{dc}	0.1
ε_α	0.0001
ε_β	0.0001
ε_{dc}	0.01
k_α	0.1
k_β	0.1
k_{dc}	-0.001

La figure 3 montre l'évolution du courant de sortie délivré par le convertisseur. En particulier, nous notons que le courant de sortie est un signal sinusoïdal triphasé. La figure 4 illustre le courant i_a et la tension e_{ga} de réseau. Cette figure montre clairement que le courant i_a est sinusoïdal et en phase avec la tension e_{ga} , prouvant la correction du facteur de puissance. La figure 5 montre que la tension de la capacité de liaison est fortement régulée: elle converge rapidement à sa valeur de référence après chaque changement.

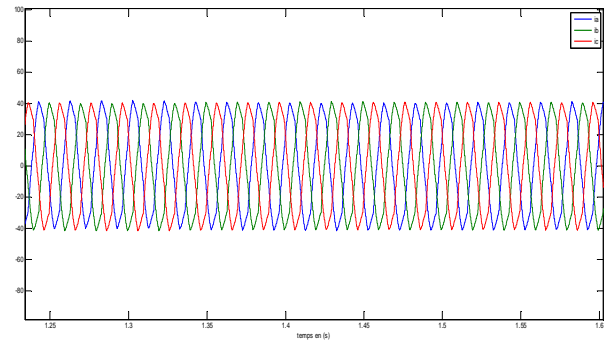


Fig. 3: courant de sortie i_a, i_b, i_c .

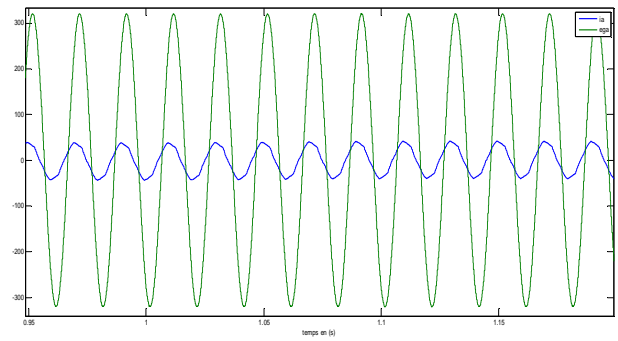


Fig. 4: PFC

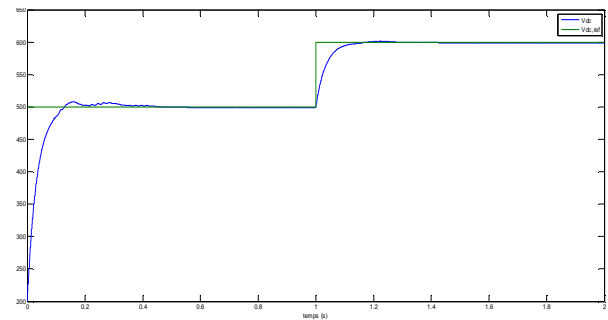


Fig. 5: régulation de Tension DC

V. CONCLUSION

Un onduleur triphasé pour les applications photovoltaïques a été présenté et contrôlé dans cet article. En se basant sur un modèle transformé en α - β , un contrôleur non linéaire PI développé et analysé en utilisant l'approche de la perturbation singulière. Les objectifs du contrôleur sont triples: i) la régulation de la tension de liaison

Volume I N° 3

Revue de l'Entrepreneuriat et de l'Innovation

DC, ii) l'exigence PFC dans le réseau, iii) la stabilité globale du système en boucle fermée.

REFERENCE

- [1] Abdelhafid Yahya; Fouad Giri; Hassan El Fadil; Hassane Erguig " Advanced Control of Three-Phase Grid Connected PV Generator"
- [2] Yurkevich, V.D. (2004). Design of Nonlinear Control Systems with the Highest Derivative in Feedback, World Scientific.
- [3] Yurkevich V. D. Singular perturbation approach to pulse-width modulated control in nonlinear dynamical systems, Proc. of the Virtual Control Conf., 22-nd Sept., 2010, Aalborg, Denmark,
- [4] Tikhonov A. N. On the dependence of the solutions of differential equations on a small parameter, Mathematical Sb., Moscow, 1948, vol.22, pp.193-204. (in Russian).
- [5] Kokotovic P.V., Khalil H. K., O'Reilly J. Singular Perturbation Methods in Control: Analysis and Design, Philadelphia, PA: SIAM, 1999.
- [6] Naidu D. S. Singular perturbations and time scales in control theory and applications: an overview, Dynamics of Continuous, Discrete & Impulsive Systems (DCDIS), Series B: Applications & Algorithms, 2002, vol. 9, no. 2, pp. 233-278.
- [7] Sira-Ramirez, H. (1989). A geometric approach to pulsewidth-modulated control in nonlinear dynamical systems, IEEE Trans. on Automatic Control, volume 34, no. 2, 184-187.
- [8] Sira-Ramirez, H. and Lischinsky-Arenas, P. (1990). Dynamical discontinuous feedback control of nonlinear systems, IEEE Trans. on Automatic Control, volume 35, no. 12 1373-1378
- [9] Filippov, A. F. (1964). Differential equations with discontinuous right hand sides, Am. Math. Soc. Transl., volume 42, 199-231.