

Commande à retour de sortie d'un convertisseur série à résonance

O. El Maguiri¹, F. Giri¹, H. El Fadil¹, L. Dugard²

¹ GREYC, Université de Caen, Caen, France.

Corresponding author: fouad.giri@unicaen.fr

² GIPSA, ENSIEG, INPG, Grenoble, France

Résumé— Ce travail porte sur le problème de régulation de la tension de sortie d'un convertisseur résonant série de type DC/DC (SRC). Le problème présente trois niveaux de difficulté: (i) le modèle du convertisseur est non linéaire et discontinu ; (ii) les états du modèle ne sont pas tous accessibles à la mesure ; (iii) la charge est inconnue et peut varier dans le temps. La solution développée dans ce papier consiste en un régulateur adaptatif à retour de sortie. Ce dernier comprend trois composantes: (i) un observateur conçu par la technique du grand gain, estimant en ligne les variables d'états non accessibles à la mesure ; (ii) une loi de commande élaborée par la technique du backstepping à partir du modèle observé; (iii) un algorithme d'adaptation rendu robuste moyennant une projection paramétrique. Cette robustesse s'avère nécessaire pour faire face aux erreurs d'estimation d'état dans le modèle. Le système de commande en boucle fermée ainsi élaboré fait l'objet d'une analyse théorique mettant en évidence des conditions de stabilité semi globale.

Mots-clés— convertisseur série à résonance, observateur à grand gain, commande adaptative, backstepping, stabilité.

I. INTRODUCTION

Les alimentations à résonance ont connu récemment un engouement important s'expliquant, entre autres, par le fait qu'elles fonctionnent en commutation dite «naturelle». Ce type de commutation permet de répondre à des exigences élevées en puissance et en fréquence. Par rapport aux convertisseurs classiques (à commutation forcée), les convertisseurs à résonance présentent plusieurs avantages dont notamment: (i) les pertes sont plus faibles puisqu'ils ont théoriquement lieu uniquement aux instants de commutation ; (ii) la possibilité de fonctionner à des fréquences très élevées (supérieures à la fréquence du réseau d'alimentation) ce qui permet une réduction considérable du poids et du volume. Les convertisseurs à résonance sont des systèmes à structure variable, de ce fait, leur comportement est fortement non linéaire ce qui complique relativement leur modélisation, analyse et commande,

Dans ce travail, on s'intéresse aux problèmes de commande et d'observation d'une classe de convertisseurs séries résonants (SRC) de type (Fig. 1). Ces convertisseurs sont constitués d'un onduleur de tension alimentant un circuit oscillant (LC) en série avec un redresseur. Si le modèle de connaissance est tout à fait convenable pour décrire le fonctionnement du système il est, du fait de sa complexité, loin d'être approprié à la synthèse d'observateurs et de régulateurs. Par conséquent, des versions simplifiées, mais assez précises, en ont été proposées dans la littérature. La version retenue dans ce travail est celle qui découle d'un

développement harmonique au premier ordre du modèle de connaissance.

Le problème de commande des convertisseurs résonants a fait l'objet de nombreuses études, allant des plus simples (utilisant des PID) aux plus évoluées (tirant profit d'outils avancés de l'automatique). Ainsi, a-t-on proposé une commande optimale dans [1], une commande par mode glissant dans [2], une commande plate dans [3] et une commande dissipative [4]. Cependant, ces contributions s'appuient sur l'hypothèse que la charge du convertisseur est invariante et connue, ce qui n'est généralement pas le cas. Dans ce papier, nous développerons un schéma de commande adaptatif à retour de sortie pour réguler la tension de sortie d'un convertisseur SRC tout en préservant la stabilité en boucle fermée. Le schéma de commande comprend un observateur, conçu par la technique du grand gain, une loi de commande adaptative, élaborée par la technique du backstepping. Pour garantir la robustesse de la loi d'adaptation paramétrique, vis-à-vis des erreurs de modélisation et d'estimation d'état, celle-ci est dotée d'un mécanisme de projection évitant toute dérive des paramètres estimés. La stabilité semi globale du système de commande en boucle fermée et la poursuite parfaite de la trajectoire de référence par la tension de sortie sont formellement établies.

Le papier est organisé comme suit : la section II est consacrée à la présentation du convertisseur et du modèle ; le schéma de commande est élaboré dans les sections III et IV et analysé dans la section V ; ses performances sont illustrées par simulation dans la section VI.

II. MODELISATION DU CONVERTISSEUR SRC

En appliquant les lois des mailles et des nœuds au convertisseur SRC de la figure 1, on obtient le modèle suivant:

$$L \frac{di}{dt} = -v - v_o \operatorname{sgn}(i) + E \operatorname{sgn}(\sin(\omega t)) \quad (1)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i \quad (2)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = |i| - \frac{v_o}{R} \quad (3)$$

où v et i représentent respectivement la tension et le courant dans le circuit résonant ; v_o désigne la tension de sortie aux bornes de la charge (ici une résistance R) ; la source alimentant le convertisseur est caractérisée par une amplitude constante E et une fréquence de découpage variable $\omega/2\pi$;

L et C désignent respectivement l'inductance et la capacité du circuit résonant et C_o la capacité du filtrage en sortie.

Il convient de remarquer que la pulsation ω est la seule variable de commande du système puisque l'amplitude E est supposée constante.

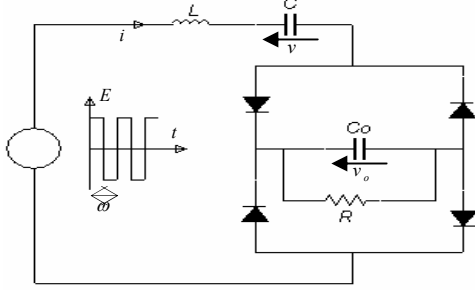


Fig. 1. Convertisseur SRC étudié

Bien que le modèle de connaissance (1)-(3) décrive le comportement dynamique du convertisseur, il est difficilement utilisable dans la synthèse de la commande. Il s'avère donc nécessaire d'en déduire une version plus simple, mais assez précise, pour résoudre le problème de commande. Dans ce travail, nous optons pour une version basée sur l'approximation du premier harmonique du modèle de connaissance (1)-(3). L'élaboration de cette version s'appuie sur l'hypothèse suivante:

Hypothèse H1. La tension v et le courant i sont approximés avec une grande précision par leurs premiers harmoniques (notés V_1 et $I_1 e^{j\psi}$ respectivement).

Conformément à [5], Le modèle premier harmonique du modèle (1)-(3) est donné par les équations suivantes :

$$\frac{dI_1}{dt} = -j\omega I_1 + \frac{1}{L}[-V_1 - \frac{2}{\pi}V_o e^{j\psi} - j\frac{2E}{\pi}] \quad (4)$$

$$\frac{dV_1}{dt} = -j\omega V_1 + \frac{1}{C}I_1 \quad (5)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{4}{\pi C_o}|I_1| - \frac{V_o}{RC_o} \quad (6)$$

Par opposition au modèle (1)-(3), le modèle (4)-(6) est affine en la commande ω . Cependant, ce dernier implique des états complexes. On décompose alors ces états en parties réelles et imaginaires :

$$I_1 = x_1 + jx_2, \quad V_1 = x_3 + jx_4, \quad V_o = x_5 \quad (7)$$

En substituant ces expressions dans (4)-(6), on obtient le modèle harmonique suivant :

$$\dot{x}_1 = x_2 u - \frac{x_3}{L} - \frac{2x_5}{\pi L} \frac{x_1}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} \quad (8)$$

$$\dot{x}_2 = -x_1 u - \frac{x_4}{L} - \frac{2x_5}{\pi L} \frac{x_2}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}} - \frac{2E}{\pi L} \quad (9)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 u + \frac{x_1}{C} \quad (10)$$

$$\dot{x}_4 = -x_3 u + \frac{x_2}{C} \quad (11)$$

$$\dot{x}_5 = \frac{4}{\pi C_o} \sqrt{x_1^2 + x_2^2} - \frac{x_5}{C_o} \theta \quad (12)$$

avec $u = \omega$ et $\theta = 1/R$. Les seules sorties accessibles à la mesure sont :

$$x_5 = V_o, \quad \sqrt{x_1^2 + x_2^2} = I_1, \quad \sqrt{x_3^2 + x_4^2} = V_1 \quad (13)$$

III. OBSERVATEUR A GRAND GAIN

Dans [6], un observateur non linéaire à grand gain, robuste vis-à-vis de la charge, a été développé pour estimer les états non mesurables x_i ($i=1 \dots 4$) du modèle (8)-(12).

L'observateur repose sur la transformation d'état suivante :

$$\Psi : IR^5 \rightarrow IR^8 \quad (14)$$

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T \rightarrow z = [z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4 \ z_5 \ z_6 \ z_7 \ z_8]^T \quad (15)$$

$$z_1 = \sqrt{x_1^2 + x_2^2}; \quad z_2 = \sqrt{x_3^2 + x_4^2}; \quad z_3 = x_1 x_3 + x_2 x_4 \quad (16)$$

$$z_4 = x_2; \quad z_5 = x_4; \quad z_6 = x_1; \quad z_7 = x_3; \quad z_8 = x_5 \quad (17)$$

Par manque d'espace, les équations décrivant le système (8)-(12) dans les nouvelles coordonnées z_i ne sont pas présentées ici. En s'appuyant sur les équations transformées, on a élaboré dans [6] l'observateur suivant :

$$\dot{\hat{z}}_1 = -\frac{\hat{z}_3^2}{L\hat{z}_1} - \frac{2x_5}{\pi L} - \frac{2E\hat{z}_4}{\pi L\hat{z}_1} - 4\lambda(\hat{z}_1 - z_1) \quad (18a)$$

$$\dot{\hat{z}}_2 = \frac{\hat{z}_3}{C\hat{z}_2} - 4\lambda(\hat{z}_2 - z_2) \quad (18b)$$

$$\dot{\hat{z}}_3 = -\frac{\hat{z}_2^2}{L} + \frac{\hat{z}_1^2}{C} - \frac{2\hat{z}_3 x_5}{\pi L\hat{z}_1} - \frac{2Ez_5}{\pi L} - 6\lambda^2 C\hat{z}_2(\hat{z}_2 - z_2) \quad (18c)$$

$$\dot{\hat{z}}_4 = -\hat{z}_6 u - \frac{\hat{z}_5}{L} - \frac{2x_5\hat{z}_4}{\pi L\hat{z}_1} - \frac{2E}{\pi L} - 6\lambda^2 \left(\frac{L\pi\hat{z}_1}{2E}(\hat{z}_1 - z_1) - \frac{C\pi\hat{z}_2}{2E}(\hat{z}_2 - z_2) \right) \quad (18d)$$

$$\dot{\hat{z}}_5 = -\hat{z}_7 u + \frac{\hat{z}_4}{C} + 4\lambda^3 \frac{LC\pi\hat{z}_2}{2E}(\hat{z}_2 - z_2) \quad (18e)$$

$$\dot{\hat{z}}_6 = \hat{z}_4 u - \frac{\hat{z}_7}{L} - \frac{2x_5\hat{z}_6}{\pi L\hat{z}_1} - \frac{2E}{\pi L} - 6\lambda^3 \left(\frac{L\pi\hat{z}_1}{2Eu}(\hat{z}_1 - z_1) - \frac{C\pi\hat{z}_2}{Eu}(\hat{z}_2 - z_2) \right) \quad (18f)$$

$$\dot{\hat{z}}_7 = \hat{z}_5 u + \frac{\hat{z}_6}{C} - \lambda^4 \left(\frac{(\hat{z}_2 - z_2)}{2E\pi LC\hat{z}_2\hat{\alpha}u} - \frac{3(\hat{z}_1 - z_1)}{2EL^2\pi C\hat{z}_1\hat{\alpha}u} \right) \quad (18g)$$

$$\hat{\alpha} = \frac{9}{L^4\pi^2\hat{z}_1^2} + \frac{1}{(\pi LC\hat{z}_2)^2} \quad (18h)$$

où λ désigne un paramètre de synthèse. L'observateur ci-dessus a fait l'objet d'une analyse de la convergence basée sur la fonction de Lyapunov suivante [6]:

$$V_{ob}(\tilde{z}) = \tilde{z}^T \Delta_\lambda^T S_1 \Delta_\lambda \tilde{z} \quad (19)$$

où \tilde{z} décrit l'erreur d'estimation défini par :

$$\tilde{z} = z - \hat{z} \quad (20)$$

et Δ_λ^{-1} la matrice diagonale bloc suivante:

$$\Delta_\lambda^{-1} = \text{diag}[I_{2 \times 2} \lambda I_{2 \times 2} \lambda^2 I_{2 \times 2} \lambda^3 I_{2 \times 2}] \quad (21)$$

Dans (21), $I_{2 \times 2}$ est la matrice unité d'ordre 2 et S_I est la matrice symétrique définie positive solution de l'équation algébrique de Lyapunov suivante :

$$S_I + A^T S_I + S_I A - C^T C = 0 \quad (22)$$

avec

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; C = [I_{2 \times 2} \ 0_{2 \times 2} \ 0_{2 \times 2} \ 0_{2 \times 2}] \quad (23)$$

Il convient de souligner que le modèle du système exprimé dans les coordonnées z_i se confond avec (18a-g) si l'on pose $\lambda = 0$ dans ce dernier. Le résultat suivant a été démontré dans [6].

Théorème 1. *Considérons le système (1)-(3), défini dans les coordonnées z , soumis à l'hypothèse H1. Supposons que l'état z soit borné auquel cas les non-linéarités du système deviennent Lipschitziennes. Alors, la dérivée de $V_{ob}(\tilde{z})$ par rapport au temps satisfait l'inégalité :*

$$\dot{V}_{ob} \leq -(\lambda - l)V_{ob},$$

où l est une constante qui dépend des coefficients de Liptshitz des non-linéarités du modèle en z . Il s'ensuit que l'erreur d'estimation $\tilde{z} = z - \hat{z}$ converge exponentiellement vers zéro, quel que soit l'état initial borné $\hat{z}(0)$.

IV. SYNTHÈSE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE

Dans ce paragraphe, nous visons l'élaboration d'un régulateur à retour de sortie capable de forcer la tension de sortie $x_5 = z_8$ à suivre parfaitement sa trajectoire de référence, notée x_{5ref} , tout en préservant la stabilité en boucle fermée.

Comme la résistance de charge R est inconnue et peut subir des variations pendant le fonctionnement, le régulateur sera doté d'une capacité d'adaptation permettant une estimation en ligne du paramètre inconnu $\theta = 1/R$. Le paramètre estimé et l'erreur d'estimation sont notés respectivement $\hat{\theta}$ et $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$. En outre, étant donné que les variables d'état dans le modèle de base ne sont pas toutes mesurables, la synthèse du régulateur reposera sur le modèle observé (18a-h). La technique de synthèse utilisée est celle dite du backstepping [7]. Dans le cas présent, elle se décline en trois étapes:

Etape 1 : introduisons l'erreur suivante

$$e_1 = x_5 - x_{5ref} = z_8 - x_{5ref} \quad (24)$$

Où x_{5ref} désigne la tension de référence supposée constante.

La dynamique de e_1 s'obtient en dérivons (24) :

$$\dot{e}_1 = \frac{4}{\pi C_o} z_1 - \frac{x_5}{C_o} \theta \quad (25)$$

Dans le but de stabiliser le système (25), prenons comme fonction de Lyapunov

$$V_{c1}(e_1, \tilde{\theta}) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^2 \quad (26)$$

où $\gamma > 0$ est une constante positive de synthèse appelé gain d'adaptation.

La dérivée de V_{c1} le long de la trajectoire $(e_1, \tilde{\theta})$ est

$$\dot{V}_{c1} = e_1 \left(\frac{4}{\pi C_o} z_1 + w_1 \dot{\hat{\theta}} \right) - \frac{\tilde{\theta}}{\gamma} (\dot{\hat{\theta}} - \gamma w_1 e_1) \quad (27)$$

où la première fonction de régression est définie comme étant :

$$w_1 = -\frac{x_5}{C_o} \quad (28)$$

À partir de (27), il est clair qu'on peut éliminer le terme $\tilde{\theta}$ de \dot{V}_{c1} en adoptant la loi $\dot{\hat{\theta}} = \gamma \tau_1$ avec $\tau_1 = w_1 e_1$. Dans ce cas e_1

convergera vers zéro si l'on prend $\frac{4}{\pi C_o} z_1 = \alpha_1$ et on choisit

la fonction stabilisante α_1 comme suit:

$$\alpha_1 = -c_1 e_1 - w_1 \hat{\theta} \quad (29)$$

où $c_1 > 0$ est un paramètre de synthèse.

Puisque $4z_1 / \pi C_o$ n'est pas notre commande effective, on ne

peut pas prendre $\dot{\hat{\theta}} = \gamma \tau_1$ comme loi d'adaptation des paramètres. Néanmoins, nous retenons τ_1 comme notre première fonction de réglage et par conséquent le terme en $\tilde{\theta}$ dans \dot{V}_{c1} subsistera. Introduisons la seconde erreur :

$$e_2 = \frac{4}{\pi C_o} z_1 - \alpha_1 \quad (30)$$

En reportant (30) dans (25) puis dans (27), il vient:

$$\dot{e}_1 = -c_1 e_1 + e_2 + w_1 \tilde{\theta} \quad (31)$$

$$\dot{V}_{c1} = -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + \tilde{\theta} \left(\tau_1 - \frac{\dot{\hat{\theta}}}{\gamma} \right) \quad (32)$$

Ainsi se termine la première étape.

Etape 2 : l'objectif est désormais de stabiliser asymptotiquement le système $(e_1, e_2, \tilde{\theta})$. Pour cela la dynamique de e_2 est déterminée en dérivons (30) puis en utilisant (16), (17), (24), (25) et (29). Ce faisant on obtient:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 = & -\frac{8E z_4}{\pi^2 LC_o z_1} - \frac{4z_3}{\pi LC_o z_1} - \frac{8x_5}{\pi^2 LC_o} - \frac{\hat{\theta}}{C_o} \left(\frac{4}{\pi C_o} z_1 - \frac{x_5}{C_o} \hat{\theta} \right) \\ & + c_1 (-c_1 e_1 + e_2) + w_1 \dot{\hat{\theta}} + \tilde{\theta} \left(c_1 w_1 + \frac{x_5}{C_o^2} \hat{\theta} \right) \end{aligned} \quad (33)$$

Puisque les états z_i ($i = 3, 4$) ne sont pas accessibles, ils sont alors remplacés dans (33) par leur estimés données par (18c)-(18d). On obtient alors:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 = & -\frac{8E \hat{z}_4}{\pi^2 LC_o z_1} - \frac{4\hat{z}_3}{\pi LC_o z_1} - \frac{8x_5}{\pi^2 LC_o} - \frac{\hat{\theta}}{C_o} \left(\frac{4}{\pi C_o} z_1 - \frac{x_5}{C_o} \hat{\theta} \right) \\ & + c_1 (-c_1 e_1 + e_2) + w_1 \dot{\hat{\theta}} + \tilde{\theta} \left(c_1 w_1 + \frac{x_5}{C_o^2} \hat{\theta} \right) \\ & - \frac{8E \tilde{z}_4}{\pi^2 LC_o z_1} - \frac{4 \tilde{z}_3}{\pi LC_o z_1} \end{aligned} \quad (34)$$

Où \tilde{z}_3 et \tilde{z}_4 sont respectivement les erreurs d'estimation de z_3 et z_4 . Introduisons la troisième erreur:

$$e_3 = -\frac{8E \hat{z}_4}{\pi^2 LC_o z_1} - \alpha_2 \quad (35)$$

Alors (34) peut s'écrire de la manière suivante:

$$\dot{e}_2 = e_3 + \alpha_2 + \psi_2 + w_2 \tilde{\theta} + w_1 \dot{\hat{\theta}} + \chi_1(z_1, \tilde{z}_3, \tilde{z}_4) \quad (36)$$

Où la deuxième fonction de régression est donnée par :

$$w_2 = c_1 w_1 + \frac{x_5}{C_o^2} \hat{\theta} \quad (37)$$

et

$$\psi_2 = -\frac{4}{\pi LC_o z_1} \hat{z}_3 - \frac{8x_5}{\pi^2 LC_o} + c_1(-c_1 e_1 + e_2) - \frac{\hat{\theta}}{C_o} \left(\frac{4}{\pi C_o} z_1 - \frac{x_5}{C_o} \hat{\theta} \right) \quad (38)$$

$$\chi_1(z_1, \tilde{z}_3, \tilde{z}_4) = -\frac{8E}{\pi^2 LC_o} \frac{\tilde{z}_4}{z_1} - \frac{4}{\pi LC_o} \frac{\tilde{z}_3}{z_1} \quad (39)$$

Notons que le terme perturbateur $\chi_1(z_1, \tilde{z}_3, \tilde{z}_4)$ s'annule exponentiellement avec \tilde{z}_3, \tilde{z}_4 . Considérons la fonction de Lyapunov augmentée suivante :

$$V_{e_2}(e_1, e_2, \tilde{\theta}) = V_{c_1}(e_1, \tilde{\theta}) + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (40)$$

sa dérivée le long de la trajectoire $(e_1, e_2, \tilde{\theta})$ est:

$$\dot{V}_{e_2} = -c_1 e_1^2 + e_2(e_1 + e_3 + \alpha_2 + \psi_2 + w_1 \dot{\hat{\theta}}) + \tilde{\theta}(\tau_1 + e_2 w_2 - \frac{\dot{\hat{\theta}}}{\gamma}) + e_2 \chi_1 \quad (41)$$

Le terme en $\tilde{\theta}$ dans \dot{V}_{e_2} peut être annulé de moyennant la loi d'adaptation $\dot{\hat{\theta}} = \gamma \tau_2$, avec :

$$\tau_2 = \tau_1 + \omega_2 e_2 = \begin{bmatrix} w_1 & w_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (42)$$

Si $-8E \hat{z}_4 / (\pi^2 LC_o z_1)$ était la commande effective dans (34), et χ_1 était nul, on aurait $\dot{V}_{e_2} = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2$ en adoptant la loi d'adaptation (42) et en choisissant :

$$\alpha_2 = -e_1 - \psi_2 - c_2 e_2 - w_1 \gamma \tau_2 \quad (43)$$

Puisque $-8E \hat{z}_4 / (\pi^2 LC_o z_1)$ est juste une commande virtuelle, la loi d'adaptation précédente n'est pas suffisante. Néanmoins, nous retenons τ_2 comme seconde fonction de réglage, alors il vient de (41) que :

$$\dot{V}_{e_2} = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - e_2 w_1 (\gamma \tau_2 - \dot{\hat{\theta}}) + \tilde{\theta}(\tau_2 - \frac{\dot{\hat{\theta}}}{\gamma}) + e_2 e_3 + e_2 \chi_1(z_1, \tilde{z}_3, \tilde{z}_4) \quad (44)$$

Au regard de (31), (36) et (43); le système (e_1, e_2) devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -c_1 & 1 \\ -1 & -c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ e_3 - w_1 (\gamma \tau_2 - \dot{\hat{\theta}}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \tilde{\theta} + \begin{bmatrix} 0 \\ \chi_1(z_1, \tilde{z}_3, \tilde{z}_4) \end{bmatrix} \quad (45)$$

Etape 3 : Examinons la dérivée de e_3

$$\dot{e}_3 = -\frac{8E}{\pi^2 LC_o} \frac{\dot{\hat{z}}_4}{z_1} - \dot{\alpha}_2 \quad (46)$$

On obtient à partir de (16) et (18d):

$$\frac{\dot{\hat{z}}_4}{z_1} = -\frac{\hat{z}_6}{z_1} u + \delta_1(z_1, z_2, \hat{z}) + \tilde{z}_3 \frac{\hat{z}_4}{L z_1^3} + \tilde{z}_4 \frac{2E \hat{z}_4^2}{z_1^3} \quad (47)$$

avec

$$\delta_1 = -\left[\frac{\hat{z}_5}{L} + 2 \frac{x_5 \hat{z}_4}{\pi L z_1} + \frac{2E}{\pi L} \frac{\hat{z}_4}{z_1} \left(-\frac{\hat{z}_3}{L z_1} - \frac{2x_5}{\pi L} - \frac{2E}{\pi L z_1} \hat{z}_4 \right) \right] + 6\lambda^2 \left(\frac{L\pi \hat{z}_1}{2E} (\hat{z}_1 - z_1) - \frac{C\pi \hat{z}_2}{2E} (\hat{z}_2 - z_2) \right) \quad (48)$$

Et à partir de (43) :

$$\dot{\alpha}_2 = -\gamma [w_1 \tau_2 + w_1 (w_1 e_1 + w_1 \dot{e}_1 + w_2 e_2 + w_2 \dot{e}_2)] - \dot{e}_1 - \dot{\psi}_2 - c_2 \dot{e}_2 \quad (49)$$

À la lumière de (28), (38) et (45), les dérivées de e_1, e_2, w_1, ψ_2 sont données par les équations suivantes:

$$\dot{e}_1 = e_{10} + w_1 \tilde{\theta} \quad (50)$$

$$\dot{e}_2 = e_{20} + w_1 \dot{\hat{\theta}} + w_2 \tilde{\theta} + \chi_1(\cdot) \quad (51)$$

$$\dot{w}_1 = -\frac{x_{50}}{C_o} - \frac{w_1}{C_o} \tilde{\theta} \quad (52)$$

$$\dot{\psi}_2 = a_0(z_{10} + \tilde{z}_{10}) + a_1 \dot{x}_5 - a_2 \frac{\dot{\hat{\theta}}}{C_o} + c_1(-c_1 \dot{e}_1 + \dot{e}_2) - \frac{4\dot{\hat{z}}_3}{\pi LC_o z_1} \quad (53)$$

Pour alléger la présentation du papier, les expressions exactes des quantités (i.e. $e_{10}, e_{20}, x_{50}, z_{10}, \tilde{z}_{10}, a_0, a_1$ et a_2) sont placées en annexe .

Remplaçons (47) et (49) dans (46), on obtient:

$$\dot{e}_3 = \frac{8E \hat{z}_6}{\pi^2 LC_o z_1} u + \delta_2(z, \hat{z}) + w_3 \tilde{\theta} + g_3 \dot{\hat{\theta}} + \chi_2(e_{1..3}, z, \tilde{z}) \quad (54)$$

où w_3 désigne la troisième fonction de régression définie par:

$$w_3 = (1 - c_1^2 + \gamma w_1^2) + (c_1 + c_2 + \gamma w_1 w_2) w_2 - \gamma(\tau_2 + w_1 e_1 + w_1 e_2 (c_1 - \frac{\hat{\theta}}{C_o}) - C_o a_1) w_1 \quad (55)$$

et

$$\delta_2 = -\frac{8E}{\pi^2 LC_o} \delta_1 + (1 - c_1^2 + \gamma w_1^2) e_{10} + a_0 z_{10} - \frac{4}{\pi LC_o z_1} \dot{\hat{z}}_3 + (c_1 + c_2 + \gamma w_1 w_2) e_{20} - \frac{\gamma}{C_o} x_{50} (\tau_2 + w_1 e_1 + w_1 e_2 (c_1 - \frac{\hat{\theta}}{C_o}) - a_1 C_o) \quad (56)$$

$$g_3 = w_1 (c_1 + c_2 + \gamma w_1 w_2) - \left(\frac{a_2}{C_o} + \gamma \frac{w_1^2 e_2}{C_o} \right) \quad (57)$$

$$\chi_2 = -\frac{8E}{\pi^2 LC_o} \left(\tilde{z}_3 \frac{\hat{z}_4}{L z_1^3} + \tilde{z}_4 \frac{2E \hat{z}_4^2}{\pi L z_1^3} \right) + (c_1 + c_2 + \gamma w_1 w_2) \chi_1 + a_0 \tilde{z}_{10} \quad (58)$$

Nous assistons à l'apparition pour la première fois, de la variable commande u . Le problème de stabilisation du système $(e_1, e_2, e_3, \tilde{\theta})$ peut être appréhendé en considérant la fonction de Lyapunov suivante:

$$V_{c3}(e_1, e_2, e_3, \tilde{\theta}) = V_{c2}(e_1, e_2, \tilde{\theta}) + \frac{e_3^2}{2} = \sum_{i=1}^3 \frac{e_i^2}{2} + \frac{\tilde{\theta}^2}{2\gamma} \quad (59)$$

Sa dérivée compte tenu de (44) et (54) est:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{c3} = & -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - e_2 w_1 (\gamma \tau_2 - \dot{\hat{\theta}}) + e_3 \left[\frac{8E \hat{z}_6}{\pi^2 LC z_1} u + \delta_2 \right. \\ & \left. + g_3 \dot{\hat{\theta}} + e_2 \right] + \tilde{\theta} (\tau_2 - \frac{\dot{\hat{\theta}}}{\gamma} + e_3 w_3) + e_3 \chi_2(e_{i=1..3}, \tilde{z}, z) \end{aligned} \quad (60)$$

Le terme en $\tilde{\theta}$ peut être annulé, moyennant le choix suivant de loi d'adaptation $\dot{\hat{\theta}} = \gamma \tau_3$ où

$$\tau_3 = \tau_2 + e_3 w_3 = \begin{bmatrix} e_1 & e_2 & e_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} = W e \quad (61)$$

Cependant, le terme d'erreur $\chi_2(z, \tilde{z}, \hat{z})$ dans (60) pourrait causer la divergence du paramètre estimé $\hat{\theta}$ du fait de la nature intégrale de la loi d'adaptation paramétrique. Pour éviter ce problème, et assurer la robustesse du régulateur adaptatif, on introduit un mécanisme de projection dans le processus d'estimation. Spécifiquement, la loi d'adaptation paramétrique est définie par ([8]) :

$$\dot{\hat{\theta}} = P(\gamma \tau_3) \quad (62)$$

$$P(\gamma \tau_3) \stackrel{\text{def}}{=} \begin{cases} \gamma \tau_3 & \text{si } \hat{\theta}^2 < M_0^2 \text{ ou si } (\hat{\theta}^2 = M_0^2 \text{ et } \gamma \tau_3 \hat{\theta} \leq 0) \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (63)$$

où $C = [-M_0, M_0]$ avec $M_0 \geq |\theta|$.

$\hat{\theta}(0)$ est choisi tel que $\hat{\theta}^2(0) \leq M_0^2$. Il est clair que la loi d'adaptation maintient l'estimée $\hat{\theta}$ dans le compact borné C . Par ailleurs, l'opérateur de projection $P(\cdot)$ possède la propriété fondamentale suivante ([8]):

$$-\tilde{\theta} P(\gamma \tau_3) \leq -\tilde{\theta} \gamma \tau_3 \quad (64)$$

L'expression de \dot{V}_{c3} suggère alors la loi de commande suivante:

$$u = \frac{\pi^2 LC_o z_1}{8E \hat{z}_6} (-\delta_2 - g_3 \dot{\hat{\theta}} - e_2 - c_3 e_3 + v) \quad (65)$$

où $c_3 > 0$ est un paramètre de synthèse et v est un terme correcteur à déterminer en vue de compenser la saturation dans la loi d'adaptation. Compte-tenu de (60),(63) on prend:

$$v = \begin{cases} -\gamma w_1 w_3 e_2 & \text{si } \dot{\hat{\theta}} = \gamma \tau_3 \\ 0 & \text{si } \dot{\hat{\theta}} = 0 \end{cases} \quad (66)$$

V. ANALYSE DE LA STABILITE DE LA BOUCLE FERMEE

En combinant (45), (54), (62) et (65), on obtient les équations suivantes décrivant l'évolution des trajectoires des erreurs $(e_i, i=1,2,3)$ et $\tilde{\theta}$:

$$\dot{e} = \bar{A} e + w^T \tilde{\theta} + \bar{w} + \chi \quad (67)$$

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\dot{\hat{\theta}} = -P(\gamma \tau_3) \quad (68)$$

Où \bar{A} est la matrice symétrique définie par:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} -c_1 & 1 & 0 \\ -1 & -c_2 & 1 + \sigma_{23} \\ 0 & -1 - \sigma_{23} & -c_3 \end{bmatrix}, (\sigma_{23} = \gamma w_1 w_3) \quad (69)$$

et

$$w = [w_1 \quad w_2 \quad w_3]; \quad e = [e_1 \quad e_2 \quad e_3]^T \quad (80)$$

$$\bar{w} = \begin{bmatrix} 0 & -w_1 (\gamma \tau_2 - \dot{\hat{\theta}}) & v \end{bmatrix}^T; \quad \chi = [0 \quad \chi_1(\cdot) \quad \chi_2(\cdot)]^T \quad (81)$$

En plus des équations (67)-(68), le système en boucle fermée est aussi décrit par les équations (non mentionnées ici pour raison de manque d'espace) du système d'erreur d'estimation $\tilde{z} = z - \hat{z}$. La stabilité semi-globale du système étudié en boucle fermée est décrite dans le théorème suivant en utilisant la fonction de Lyapunov augmentée :

$$V(e, \tilde{z}, \tilde{\theta}) = V_{ob}(\tilde{z}) + V_{c3}(e, \tilde{\theta}) \quad (82)$$

Théorème 2. Considérons le système constitué d'un convertisseur SRC, décrit par le modèle (8)-(12), en boucle fermée avec le régulateur adaptatif composé de la loi de commande (65), la loi d'adaptation (62) et l'observateur d'état (18a-h). Alors, $\forall \eta > 0, \exists c_{\min} > 0, \exists \lambda_{\min} > 0$ tel que, si $\min(c_1, c_2, c_3) > c_{\min}, \lambda > \lambda_{\min}$ et $V(e(0), \tilde{z}(0), \tilde{\theta}(0)) < \eta$, alors:

- 1) Tous les signaux en boucle fermée restent bornés, et l'erreur d'estimation $\tilde{z} = z - \hat{z}$ converge vers zéro,
- 2) L'erreur de régulation $e_1 = x_5 - x_{5ref}$ converge vers zéro,
- 3) Le paramètre estimé $\hat{\theta}$ converge vers sa vraie valeur θ .

La preuve de ce théorème est relativement longue et par conséquent ne pouvait pas être incluse dans le papier. Elle peut être fournie sur demande à l'auteur.

VI. SIMULATION

Les performances du régulateur adaptatif proposé seront évaluées par voie de simulation. Les paramètres du système commandé sont mentionnés dans la table 1. La charge variable R est périodique de période 0.3 s. Elle commute entre 4.7Ω et 9Ω à chaque demi période. Les paramètres du régulateur se sont vus affectés les valeurs suivantes qui se sont avérées adéquates:

$$\lambda = 1 \times 10^3, c_1 = 14 \times 10^2, c_2 = 5 \times 10^2, c_3 = 8 \times 10^2,$$

$$\gamma = 1 \times 10^{-13} \text{ et } M_0 = 10.$$

Table 1: paramètres de SRC

paramètre	Symbole	valeur	unité
Inductance	L	0.9×10^{-3}	H
Capacité	C	130×10^{-6}	F
Capacité	Co	2.4×10^{-3}	F

Les conditions initiales de x et \hat{z} sont respectivement:

$$x(0) = [0.35 \quad -0.75 \quad -5 \quad -8 \quad 5]^T$$

$$\hat{z}(0) = [0.3 \quad 0.3 \quad 0.2 \quad 0 \quad 0 \quad 0.25 \quad 0.5 \quad 0]^T$$

La fig. 2 illustre la sortie du convertisseur, obtenue en boucle fermée, en réponse à une référence $x_{sref}(t)$ constante égale à 8v. Il est constaté que la sortie rejoint rapidement sa valeur de référence après chaque changement de la charge. Ceci est dû au fait que l'estimé $\hat{\theta}^{-1}$ converge rapidement vers sa vraie valeur R (Fig. 3). Enfin, on observe sur la fig. 4 que les états estimés par l'observateur convergent bien vers leur varies trajectoires après 5 ms.

VII. CONCLUSION

Dans cet article, le problème de la régulation de la tension de sortie d'un convertisseur SRC est abordé. Un observateur à grand gain et un régulateur adaptatif robuste par retour de sortie sont synthétisés. La poursuite de la tension de référence est obtenue en assurant une stabilité semi-globale de la boucle fermée.

ANNEXE

$$e_{10} = -c_1 e_1 + e_2 \quad e_{20} = -e_1 - c_2 e_2 + e_3 - \gamma w_1 \tau_2 \quad (A1)$$

$$x_{50} = \frac{4}{\pi C_o} z_1 + w_1 \hat{\theta} \quad z_{10} = \frac{-\hat{z}_3}{Lz_1} - \frac{2x_5}{\pi L} - \frac{2E \hat{z}_4}{\pi L z_1} \quad (A2)$$

$$\tilde{z}_{10} = \frac{-\tilde{z}_3}{Lz_1} - \frac{2E \tilde{z}_4}{\pi L z_1}; \quad a_0 = \frac{4}{\pi L C_o} \frac{\hat{z}_3}{z_1^2} - \frac{4\hat{\theta}}{\pi C_o^2} \quad (A3)$$

$$a_1 = \frac{-8}{\pi^2 L C_o} + \frac{\hat{\theta}^2}{C_o^2} \quad a_2 = \frac{4}{\pi C_o} z_1 - \frac{2x_5}{C_o} \hat{\theta} \quad (A4)$$

REFERENCES

- [1] Oruganti R., J.J. Young, F.C Lee. "Implementation of optimal trajectory control of series resonant converters". IEEE Trans. Electron., vol 13, pp 318-327, 1998.
- [2] Sosa A., J.L. Castilla, M. De Vicuna, L.G. Miret, J. Cruz. Sliding mode control for the fixed-frequency series resonant converter with asymmetrical clamped-mode modulation. IEEE ISIE, Vol 2, pp.675-680, 2005.

- [3] Sira-Ramirez H. and R. Silva-Ortega, "On the control of the resonant converters: a hybrid flatness approach", 15th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems, South Bend, August, 2002.
- [4] Carasco J.M., G. Escobar, R. Ortega "Analysis and experimentation nonlinear dissipative controller for the series resonant converter" IEEE Trans. Power Electronics, vol. 15, No.3, pp.536-444, 2000.
- [5] S.Bacha, A.Hassan, S.Chniba, M.Brunello, JP.Ferrieux "Largre signal model for series resonant converters" journal de physique, May 1992.
- [6] Giri F., F. Liu, O. El maguiri, H. El Fadil, " Observation of state variables in resonant DC-DC converter using the high gain design approach" IFAC Symposium on Power Plants and Power Systems Control, 2009
- [7] Krstic M., I. Kanellakopoulos and P.V. Kokotovic, "Nonlinear and adaptive control design", Wiley, 1995.
- [8] Ioannou P. and B. Fidan. 'Adaptive control tutorial'. SIAM, Philadelphia, 2006.

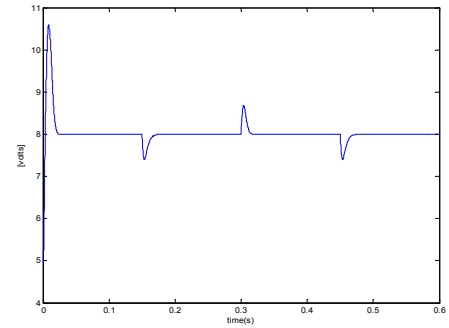


Fig 2. Régulation de la tension de sortie en présence de la charge

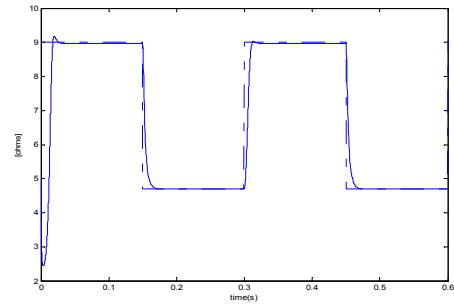


Fig 3. Paramètre estimé $\hat{\theta}^{-1}$ (continue) en présence de la variation de la charge θ^{-1} (discontinue)

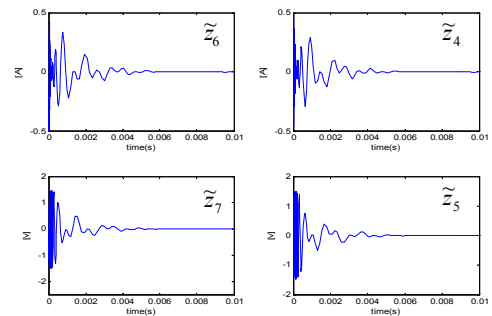


Fig 4. erreurs d'observation avec ($\lambda = 1000$)