

Commande non linéaire des convertisseurs dc-dc basée sur une approche de modélisation floue de type T-S

Said EL BEID¹, Said DOUBABI¹

¹Laboratoire Systèmes Electriques et Télécommunication,
Faculté des Sciences et Techniques, Université Cady Ayyad Marrakech,
BP 549, Marrakech, Maroc.

elbeidsaid@yahoo.fr, saidoubabi@gmail.com

Résumé- Dans ce papier on développe une commande non linéaire des Convertisseurs d'énergie DC-DC en utilisant une Approche de Modélisation Floue de type T-S. Ces systèmes présentent un comportement non linéaire intrinsèque, étant donné qu'ils fonctionnent en mode de commutation. Premièrement on propose une méthodologie pour élaborer le Modèle Flou Takagi-Sugeno (MFTS) pour un Convertisseur DC-DC en prenant comme variable de prémisses le rapport cyclique, le modèle proposé tient compte de la non linéarité que présente la fonction de transfert "tension de sortie - rapport cyclique" et qui est principalement due à la résistance de la bobine (ESR: Equivalent Series resistance). Deuxièmement, en se basant sur ce MFTS, un contrôleur flou non linéaire est conçu à l'aide de la technique PDC (Parallel Distributed Compensation), les gains de retour d'état pour les sous-modèles locaux sont choisis au moyen d'un Régulateur Quadratique Linéaire (LQR). Finalement les performances du contrôleur proposé sont comparées avec celles d'un PID classique.

Les résultats de simulations concernant la modélisation d'un convertisseur de type Buck-Boost ainsi que la régulation de la tension de sortie vis-à-vis des variations et de la charge et de la tension de ligne au moyen du contrôleur flou proposé, montrent l'efficacité de notre approche.

Mots-clés—Convertisseurs DC-DC, Takagi-Sugeno, PDC, LQR.

I. INTRODUCTION

Les convertisseurs dc-dc représentent une large classe des circuits de l'électronique de puissance qui sont utilisés dans une grande variété d'applications domestiques et industrielles. De point de vue contrôle, ces systèmes exposent un comportement dynamique non linéaire et la fonction de transfert "tension de sortie sur commande" de leurs modèles linéarisés est dans de nombreux cas à phase non minimale.

Basé sur des modèles linéaires approximés, les convertisseurs ont été développés avec succès pendant plusieurs années en utilisant des techniques de commande des systèmes linéaires [1]; néanmoins la nature non-linéaire des convertisseurs à découpage a incité quelques auteurs à utiliser la commande non-linéaire à des fins de régulation : La linéarisation par retour d'état [2], la commande par mode glissant [3], et la commande par passivité [4] sont parmi les stratégies non-linéaires qui ont été utilisées ces dernières années dans la commande des convertisseurs à découpage. Dans le domaine de la logique floue, beaucoup de recherches ont examiné l'application des contrôleurs flous de type Mamdani aux convertisseurs [5], [10]. Ces travaux sont généralement basés sur un modèle petits signaux utilisant la

méthode de moyennage de l'espace d'état; le modèle obtenu par ces méthodes est seulement utile pour de petites variations autour d'un point de fonctionnement spécifique.

Récemment l'approche de Modélisation Floue TS a reflété beaucoup d'intérêt pour les convertisseurs dc-dc, en raison de son efficacité à représenter un système non-linéaire avec un ensemble de sous-systèmes linéaires [6], basé sur cette approche, plusieurs commandes floues ont été élaborées : En [13] K.Y.Lian et al ont proposé une commande floue avec action intégral pour réguler la tension de sortie, Dans [14] on a proposé une commande en poursuite de la sortie via un contrôleur flou avec observateur, H.K. Lam et al [15] ont présenté, pour un convertisseur boost, une comparaison entre un contrôleur PI classique et un contrôleur flou basé sur la Modélisation Floue TS, cependant dans tous ces papiers où l'approche de Modélisation Floue TS a été adoptée, les variables de prémisses étaient les composantes du vecteur d'état, à savoir le courant dans la bobine et la tension aux bornes du condensateur, ainsi un domaine de fonctionnement, en dehors duquel le modèle devient invalide, est imposé au convertisseur (i.e au vecteur d'état).

Dans ce papier, le problème de la commande des convertisseurs DC-DC est abordé d'un point de vue commande non linéaire en tenant compte de la stabilité du système; nous proposons une technique de contrôle floue aussi bien qu'un MFTS, la variable de prémisses étant le rapport cyclique; la nonlinéarité de la fonction de transfert reliant la tension de sortie au rapport cyclique, causée principalement par la résistance de la bobine, est directement prise en compte, le convertisseur DC-DC est modélisé via l'approche de modélisation floue TS [8]. Dans la réalisation du contrôleur, la technique PDC a été utilisée pour construire un contrôleur flou global en regroupant tous les contrôleurs locaux de type retour d'état, les gains de retour d'état pour des modèles locaux sont choisis au moyen de la formulation LQR (Linear Quadratic Regulator).

Les conditions de stabilité en forme d'inégalités matricielles linéaires (LMIs) peuvent être tirées en se basant sur la théorie de stabilité de Lyapunov [11].

Ce papier est organisé comme suit. D'abord, un modèle du convertisseur buck-boost est construit sous forme d'espace d'état dans les deux régimes statique et dynamique, puis le MFTS est présenté pour modéliser le convertisseur dans différents points de fonctionnement. En outre, la loi de commande est développée au moyen des deux concepts PDC et LQR, ensuite un critère de stabilité est établi grâce à la

technique de Lyapunov quadratique sous forme de LMIs pour garantir la stabilité du système flous.

Finalement, on donne un exemple numérique d'un convertisseur buck-boost avec ses résultats de simulations, et on compare ses performances avec un contrôleur PID pour mettre en relief notre approche, et on tire la conclusion.

II. LA MODELISATION DU CONVERTISSEUR

Dans cette section on décrit le modèle du convertisseur buck-boost en mode de conduction continu. Son circuit est donné en Fig.1. Il commute périodiquement avec une fréquence de découpage T_s . L'interrupteur sw reste fermé pour une durée de $\bar{d}T_s$ et ouvert pour $(1-\bar{d})T_s = \bar{d}'T_s$ pendant chaque cycle, où \bar{d} ($0 \leq \bar{d} \leq 1$) est le rapport cyclique, R_L et R_c sont les résistances parasites de l'inductance et du condensateur respectivement. V_{in} , i_L , R , et y , représentent respectivement la tension de ligne, le courant dans l'inductance, la résistance de charge et la tension de sortie. Soit $x = [i_L, v_c]^T$ le vecteur d'état instantané du convertisseur. Dans le mode de conduction continu il existe deux configurations selon l'état de commutateur sw comme indiqué en Fig. 2.

La première configuration peut être décrite par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} - \frac{R_L}{L} i_L \\ \frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{(R_c+R)C} v_c \\ y = \frac{R}{R+R_c} \end{cases} \quad (1.1)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{(R_c+R)C} v_c \quad (1.2)$$

$$y = \frac{R}{R+R_c} \quad (1.3)$$

Et la deuxième configuration peut être représentée par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{(R_L + R // R_c)}{L} i_L - \frac{R}{L(R+R_c)} v_c \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(R+R_c)C} i_L - \frac{1}{(R+R_c)C} v_c \\ y = \frac{RR_c}{(R+R_c)} i_L + \frac{R}{(R+R_c)} v_c \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{R}{(R+R_c)C} i_L - \frac{1}{(R+R_c)C} v_c \quad (1.5)$$

$$y = \frac{RR_c}{(R+R_c)} i_L + \frac{R}{(R+R_c)} v_c \quad (1.6)$$

Dans la représentation sous forme d'espace d'état chaque configuration prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \bar{A}_i \bar{x} + \bar{B}_i V_{in} \\ \bar{y} = \bar{C}_i \bar{x} \end{cases} \quad (1.7)$$

Où: $i=1$ pour la première configuration décrite en fig.2.(a);
et $i=2$ pour la deuxième configuration décrite en fig.2.(b)

Avec:

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R_L + R_c // R}{L} & \frac{-R}{L(R+R_c)} \\ \frac{R}{(R+R_c)C} & \frac{-1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} R // R_c & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix}.$$

Pendant chaque période de découpage T_s , le système d'espace d'état devient :

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \bar{A} \bar{x} + \bar{B} V_{in} \\ \bar{y} = \bar{C} \bar{x} \end{cases} \quad (2)$$

Où: $\bar{A} = \bar{d} A_1 + (1-\bar{d}) A_2$; $\bar{B} = \bar{d} B_1 + (1-\bar{d}) B_2 = \bar{d} B_1$;
 $\bar{C} = \bar{d} C_1 + (1-\bar{d}) C_2$.

Ce qui donne:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L + (1-\bar{d})R // R_c}{L} & \frac{-R(1-\bar{d})}{L(R+R_c)} \\ \frac{R(1-\bar{d})}{(R+R_c)C} & \frac{-1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix}, \bar{B} = B_1 = \begin{bmatrix} \frac{\bar{d}}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{C} = \begin{bmatrix} (1-\bar{d})R // R_c & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix}; R // R_c = \frac{RR_c}{R+R_c}$$

En régime permanent : $\dot{\bar{x}} = 0 \Rightarrow \bar{x} = -\bar{A}^{-1} \bar{B} V_{in}$ et $\bar{y} = -\bar{C} \bar{A}^{-1} \bar{B} V_{in}$ pour un rapport cyclique \bar{d} et une tension de ligne V_{in} bien déterminés, d'où la fonction de transfert "tension de sortie sur tension de ligne" suivante :

$$\bar{y}(\bar{d}) = V_{in} \frac{\bar{d}}{1-\bar{d}} \frac{(1-\bar{d})^2 R}{R_L + \bar{d}(1-\bar{d})R // R_c + R(1-\bar{d})^2} \quad (3)$$

En utilisant les valeurs des composants du convertisseur donné en section.IV, et pour $R_c=0.12\Omega$, nous pouvons clairement remarquer en Fig.3 l'effet des résistances parasites particulièrement pour $\bar{d} > 0.86$ où le convertisseur change complètement de comportement (la tension de sortie diminue quand le rapport cyclique augmente); on peut aussi noter que cette diminution du gain \bar{y}/V_{in} dans le modèle réel par rapport au modèle idéal est causée par la résistance de la bobine (précisément pour $\bar{d} > 0.3$) et que la résistance de condensateur n'y contribue en rien; par conséquent, dans la suite du papier, nous supposons que $R_c=0$, ce qui est justifié aussi par le fait que R_c est généralement très faible devant la résistance de charge R donc. Nous obtenons :

$$\bar{C}_1 = \bar{C}_2 = \bar{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Supposons que chaque variable peut être écrite comme la somme d'une composante constant (statique : \bar{d} , \bar{x} et \bar{y}) et une autre variable (dynamique : noté par une lettre minuscule avec chapeau). D'où :

$$d(t) = \bar{d} + \hat{d}(t); x(t) = \bar{x} + \hat{x}(t), y(t) = \bar{y} + \hat{y}(t),$$

Soient $\hat{x}_m(t)$ et $\hat{y}_m(t)$ respectivement le vecteur d'état moyen et la tension de sortie moyenne tels que:

$$x_m(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau = \bar{x} + \hat{x}(t)$$

$$y_m(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} y(\tau) d\tau = \bar{y} + \hat{y}_m(t)$$

Le convertisseur en régime transitoire est régi par le système d'espace d'état suivant:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_m = \bar{A} \hat{x}_m(t) + \bar{B} V_{in} \\ \hat{y}_m = \bar{C} \hat{x}_m \end{cases} \quad (4)$$

Pour une variation de la charge, on remplace respectivement A_i, B_i, C_i , par $A_i + \hat{A}_i, B_i + \hat{B}_i, C_i + \hat{C}_i$ dans le modèle (4) ($i=1,2$), donc l'espace d'état en régime transitoire devient :

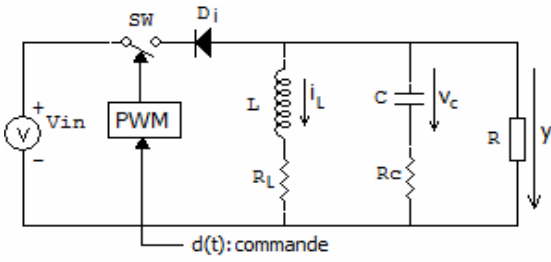


Fig. 1. schéma du convertisseur Buck-boost

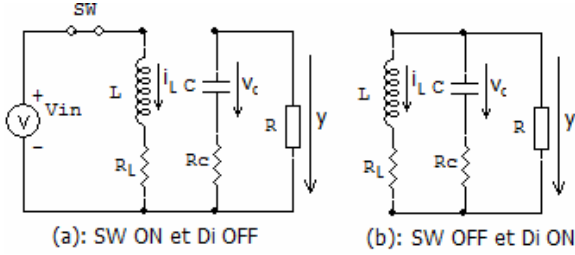


Fig. 2. Configurations du convertisseur Buck-boost

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_m(t) = [\bar{A} + (\bar{d}\hat{A}_1 + \bar{d}'\hat{A}_2)]\hat{x}_m(t) + [\bar{A}_1 + \hat{A}_1 - \bar{A}_2 - \hat{A}_2]\hat{x}_m(t)\hat{d}(t) \\ + (\bar{B}_1 + \hat{B}_1 - \bar{B}_2 - \hat{B}_2)\hat{v}_{in}(t)\hat{d}(t) + [\bar{A}_1 + \hat{A}_1 - \bar{A}_2 - \hat{A}_2]\bar{x} \\ + (\bar{B}_1 + \hat{B}_1 - \bar{B}_2 - \hat{B}_2)\hat{v}_{in}[\hat{d}(t) + (\bar{d}\hat{B}_1 + \bar{d}'\hat{B}_2)\hat{v}_{in}(t) \\ + (\bar{d}\hat{A}_1 + \bar{d}'\hat{A}_2)\bar{x} + (\bar{d}\hat{B}_1 + \bar{d}'\hat{B}_2)\mathcal{V}_{in} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \hat{y}_m(t) = [\bar{C} + (\bar{d}\hat{C}_1 + \bar{d}'\hat{C}_2)]\hat{x}_m(t) + [\bar{C}_1 + \hat{C}_1 - \bar{C}_2 - \hat{C}_2]\hat{x}_m(t)\hat{d}(t) \\ + (C_1 + \hat{C}_1 - C_2 - \hat{C}_2)\bar{x}\hat{d}(t) + (\bar{d}\hat{C}_1 + \bar{d}'\hat{C}_2)\bar{x} \end{cases}$$

Entre les instants nT_s et $(n+1)T_s$, on suppose que $\hat{v}_{in}(t) = 0$ et $\hat{r} = 0$ donc $\hat{A}_i = 0, \hat{B}_i = 0, \hat{C}_i = 0$; après quelques calculs et simplifications mathématiques de l'ensemble d'équations (5), et en négligeant les termes du second ordre, l'espace d'état dynamique du convertisseur autour d'un point de fonctionnement devient:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_m(t) = \bar{A}\hat{x}_m(t) + \bar{E}\hat{d}(t) \\ \hat{y}_m(t) = \bar{C}\hat{x}_m(t) \end{cases} \quad (6)$$

Avec : $\bar{E} = (\bar{A}_1 - \bar{A}_2)\bar{x} + \bar{B}_1\mathcal{V}_{in}$

La Fig.3 montre clairement la non linéarité que présente le gain du convertisseur surtout lorsque le rapport cyclique dépasse la valeur 0.3, par conséquent, nous adopterons dans la section suivante l'approche de modélisation floue TS pour choisir les modèles locaux si bien qu'on puisse déterminer l'espace d'état local (6) sur toute l'étendue du rapport cyclique.

II. LE MODELE FLOU TS DU CONVERTISSEUR

Le modèle flou Takagi-Sugeno fournit un cadre général pour représenter un système non-linéaire en utilisant un ensemble des modèles linéaires locaux qui sont régulièrement liés par des fonctions d'appartenance floues non linéaires [12].

Les règles floues "SI...ALORS" sont utilisées pour représenter les relations de la même manière comme indiqué par Takagi et Sugeno dans [8]. Pour une valeur nominale \bar{d} du

rapport cyclique, le système flou est alors de la forme suivante.

Règle i : SI $\bar{d} \in F_i$ ALORS $\dot{\hat{x}}_m(t) = \bar{A}_i\hat{x}_m(t) + \bar{E}_i\hat{d}(t)$

Où $i = 1, \dots, r$ et F_i , est le $i^{\text{ème}}$ ensemble flou, r est le nombre de règles floues; \bar{A}_i et \bar{E}_i sont les matrices du $i^{\text{ème}}$ sous-système de dimensions appropriées. La sortie finale du système flou devient:

$$\dot{\hat{x}}_m(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(\bar{d}) [\bar{A}_i\hat{x}_m(t) + \bar{E}_i\hat{d}(t)] \quad (7)$$

Avec: $\mu_i(\bar{d}) = \frac{\omega_i(\bar{d})}{\sum_{i=1}^r \omega_i(\bar{d})} \geq 0, \omega_i = F_i(\bar{d}), \sum_{i=1}^r \mu_i(\bar{d}) = 1$

Où \bar{d} est la variable de prémisse; r est le nombre d'ensembles flous et $F_i(\bar{d})$ est le degré d'appartenance de \bar{d} à F_i , Les termes $\mu_i(\bar{d}) \geq 0, i = 1, \dots, r$, sont considéré comme des poids de pondération.

Le modèle complet du système est réalisé par combinaison floue de ces modèles linéaires par des fonctions d'appartenance floues non linéaires. Dans la section suivante, en se basant sur ce modèle flou, on va élaborer une loi de commande à l'aide du concept PDC.

III. LOI DE COMMANDE ET ANALYSE DE STABILITE

La philosophie de PDC consiste à calculer une loi de commande linéaire par retour d'état, pour chaque sous modèle du modèle flou si bien qu'on compense chaque règle du système flou. Le contrôleur complet résultant, qui est en général non linéaire, est de nouveau "un mélange" flou de chaque contrôleur linéaire individuel. La Figure.4 montre le concept de conception de PDC.

En utilisant la même prémisse qu'en (7), la $i^{\text{ème}}$ règle du contrôleur flou peut être obtenue comme suit :

Règle i du contrôleur:

SI $\bar{d} \in F_i$ ALORS $\hat{d}(t) = -k_i\hat{x}_m(t)$

Où k_i est le gain de retour d'état local du $i^{\text{ème}}$ sous-espace. En supposons que la paire (A_i, B_i) est stabilisable, k_i est dimensionné au moyen de LQR [16] tout en minimisant l'indice de coût suivant :

$$J_i(\hat{d}) = \int_0^{\infty} (\hat{x}_m^T Q_i \hat{x}_m + \hat{d}^T R_i \hat{d}) dt$$

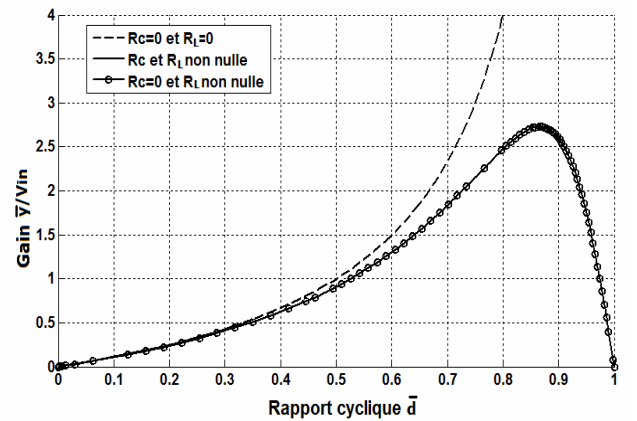


Fig.3. Gain \bar{y} / V_{in} en fonction du rapport cyclique

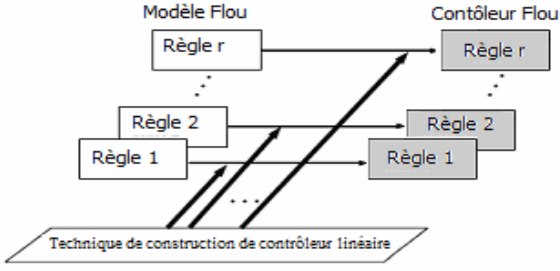


Fig. 4. Conception du PDC(Parallel-distributed-compensation) [18].

Où: $\hat{x}_m = x_m - \bar{x}$; et $\hat{d} = d - \bar{d}$; Q_i est une matrice symétrique semi-définie positive de dimension appropriée, et R_i est un scalaire positif.

(Q_i et R_i sont des facteurs de pondération de l'état et de la commande respectivement, ils donnent un poids à chaque composante du vecteur d'état et à la commande dans le critère J_i : Tantqu'un poids est plus grand tantque sa composante correspondante est minimisée plus rapidement).

La commande par retour d'état \hat{d}_i dans le $i^{\text{ème}}$ sous-espace (qui minimise l'indice de coût) est exprimée par:

$$\hat{d}_i(t) = -k_i \hat{x}_m(t) = -R_i^{-1} \bar{E}_i^T P_i \hat{x}_m(t)$$

Où k_i est le gain de retour d'état local du $i^{\text{ème}}$ sous-espace, et P_i est une matrice symétrique définie positive représentant la solution de l'équation de Riccati suivante:

$$-P_i \bar{A}_i - \bar{A}_i^T P_i + P_i \bar{E}_i R_i^{-1} \bar{E}_i^T P_i - Q_i = 0$$

La forme finale du contrôleur floue est analytiquement exprimé par:

$$\hat{d}(t) = -\sum_{i=1}^r \mu_i(\bar{d}) k_i \hat{x}_m(t) \quad (8)$$

En combinant (7) et (8), la représentation du modèle global en boucle fermée est donnée par :

$$\dot{\hat{x}}_m(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(\bar{d}(t)) \mu_j(\bar{d}(t)) [(\bar{A}_i - \bar{E}_i k_j) \hat{x}_m(t)] \quad (9)$$

Basé sur la seconde méthode de Lyapunov le théorème suivant donne une condition suffisante permettant de garantir la stabilité du système floue (9)

Théorème 1 [9]: L'équilibre de système (9) est globalement asymptotiquement stable s'il existe une matrice définie positive commune P tel que les deux inégalités suivantes sont satisfaites :

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} < 0 \quad \text{for } i=1, \dots, r; \quad (10)$$

$$\text{et } G_{ij}^T P + P G_{ji} < 0 \quad \text{for } i < j \leq r \quad (11)$$

où: $G_{ii} = (\bar{A}_i - \bar{E}_i k_i)/2$ et $G_{ij} = [(\bar{A}_i - \bar{E}_i k_j) + (\bar{A}_j - \bar{E}_j k_i)]/2$

Lemme 1 ([11]): complément de Schur). La LMI

$$\begin{bmatrix} Q(x) & S(x) \\ S(x) & R(x) \end{bmatrix} > 0 \quad (12)$$

est équivalente à: $R(x) > 0$; $Q(x) - S(x)R^{-1}(x)S^T(x) > 0$. (13)

où $Q(x)=Q^T(x)$, $R(x)=R^T(x)$ et $S(x)$ dépendent de x , Autrement dit, l'ensemble d'inégalités non-linéaires (13) peut être représenté par la LMI (12).

Remarque 1. Le théorème 1 peut être reformulé sous forme de problème de LMI et des algorithmes efficaces de point-intérieur sont maintenant disponibles dans la boîte à outils

Matlab pour résoudre ce problème. Donc, les équations (10) et (11) sont transformées au LMI selon la procédure suivante.

En introduisant de nouvelles variables: $W = P^{-1}$, $Y_i = G_{ii}W$ et $Y_{ij} = G_{ij}W$. Les équations. (10) et (11) peuvent être réécrites comme suit:

$$Y_i + Y_i^T < 0 \quad (14)$$

$$\text{et } Y_{ij} + Y_{ij}^T < 0 \quad (15)$$

Remarque 2. Le théorème 1 indique que la stabilité d'un MFTS peut être réalisée en trouvant une matrice définie positive symétrique commune P pour les r sous-systèmes. L'analyse de stabilité est réduite à la résolution d'un problème de valeurs propres utilisant la méthode de point intérieur associée aux techniques des LMI. Cette condition de stabilité peut être réduite à celui de systèmes linéaires quand $r = 1$.

IV. RESULTATS DE SIMULATION:

Cette section met en évidence l'efficacité de notre approche pour la modélisation d'un convertisseur buck-boost ainsi que pour l'élaboration de la loi de commande floue au travers des simulations numériques; les paramètres du convertisseur employé sont les suivants: $V_{in}=15V$, $L=20mH$, $C=47\mu F$, $R=50\Omega$, $R_L=1.23\Omega$, $F_s=1/T_s=4kHz$.

Le logiciel Matlab/Simulink et la "LMI Control Toolbox" sont utilisés pour simuler le MFTS du convertisseur ainsi que la loi de commande floue correspondante.

Pour couvrir toute la marge de variation de \bar{d} dans la modélisation du convertisseur, on a subdivisé l'intervalle de variation de \bar{d} en quatre sous-intervalles comme indiqué dans la Fig.5:

$$F_1=[0 \ 0.25]; F_2=[0.25 \ 0.4]; F_3=[0.4 \ 0.65]; F_4=[0.65 \ 0.85].$$

Dans chaque sous-intervalle on aura un modèle local du convertisseur, ainsi, le MFTS du convertisseur est décrit par les règles suivantes :

$$\text{Règle 1: SI } \bar{d} \text{ est } F_1 \text{ ALORS } \dot{\hat{x}}_m(t) = \bar{A}_1 \hat{x}_m(t) + \bar{E}_1 \hat{d}(t);$$

$$\text{Règle 2: SI } \bar{d} \text{ est } F_2 \text{ ALORS } \dot{\hat{x}}_m(t) = \bar{A}_2 \hat{x}_m(t) + \bar{E}_2 \hat{d}(t);$$

$$\text{Règle 3: SI } \bar{d} \text{ est } F_3 \text{ ALORS } \dot{\hat{x}}_m(t) = \bar{A}_3 \hat{x}_m(t) + \bar{E}_3 \hat{d}(t);$$

$$\text{Règle 4: SI } \bar{d} \text{ est } F_4 \text{ ALORS } \dot{\hat{x}}_m(t) = \bar{A}_4 \hat{x}_m(t) + \bar{E}_4 \hat{d}(t);$$

Avec:

$$\bar{A}_1 = \begin{bmatrix} -66.7374301676 & -43.6452513966 \\ 18572.4474028290 & -424.5130834932 \end{bmatrix}; \bar{E}_1 = [6.25 \ 0]^T;$$

$$\bar{A}_2 = \begin{bmatrix} -65.5403032721 & -33.6691939346 \\ 14327.3165678966 & -424.5130834932 \end{bmatrix}; \bar{E}_2 = [16.25 \ 0]^T;$$

$$\bar{A}_3 = \begin{bmatrix} -64.3431763767 & -23.6931364725 \\ 10082.1857329643 & -424.5130834932 \end{bmatrix}; \bar{E}_3 = [26.25 \ 0]^T;$$

$$\bar{A}_4 = \begin{bmatrix} -629.9640861931 & -124.7007182761 \\ 53064.1354366542 & -424.5130834932 \end{bmatrix}; \bar{E}_4 = [37.5 \ 0]^T;$$

Il est possible de tester que le sous-système (\bar{A}_i, \bar{E}_i) est stabilisable pour $i=1,2,3,4$. Pour valider notre MFTS, nous introduisons en boucle ouverte, un échelon positif puis négatif de 2% du rapport cyclique autour des points de fonctionnement suivants :

- $\bar{d} = 0.45$ où $y_m = 11.33v < V_{in}$.
- $\bar{d} = 0.6$ où $y_m = 19.44v > V_{in}$.

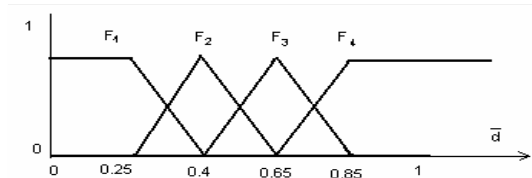


Fig. 5 : Ensembles flous

La Figure.6.a et la Figure.6.b montrent la réponse du MFTS traité dans la section III, et du modèle détaillé décrit en section II (de L'équation (1.1) à l'équation (1.6)); on peut remarquer clairement la bonne précision du MFTS dans les deux cas:

- Quand le convertisseur fonctionne comme un buck ($\bar{d} = 0.45$).
- Quand le convertisseur fonctionne comme un boost ($\bar{d} = 0.6$).

Ces deux points de fonctionnement ont été choisis pour deux raisons: primo le convertisseur fonctionne dans les deux modes élévateur (boost) et abaisseur (buck), étant donné que $y = V_{in}$ pour $\bar{d} = 0.526$, et secundo l'effet de la résistance de la bobine est non négligeable pour ces deux points, ce qui valide notre MFTS sur une grande portée avec plus de précision, à la différence de ce qui a été fait dans [19].

Maintenant, un contrôleur est construit sur la base de la procédure donnée à la Section IV. Par conséquent, prenons un point d'équilibre $\bar{d} = 0.65$ pour le rapport cycle, on obtient ainsi un vecteur d'état statique $\bar{x} = [1.3207A \ 23.11v]$, et une tension de sortie $\bar{y} = 23.11v$. En utilisant d'une part, la minimisation de l'indice de coût mentionné dans la section IV avec les valeurs des matrices Q_i et des scalaires R_i suivantes:

$$Q_1=Q_2=Q_3=Q_4=\begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; R_1=R_2=R_3=R_4=1;$$

et en se basant d'une autre part sur le théorème.1, la matrice commune P définie positive, ainsi que les gains K_i ($i=1..4$) sont calculés par l'algorithme d'optimisation LMI et la procédure LQR dans Matlab :

$$k_1=[2.9341 \ 0.0035788], k_2=[6.7048 \ 0.02781],$$

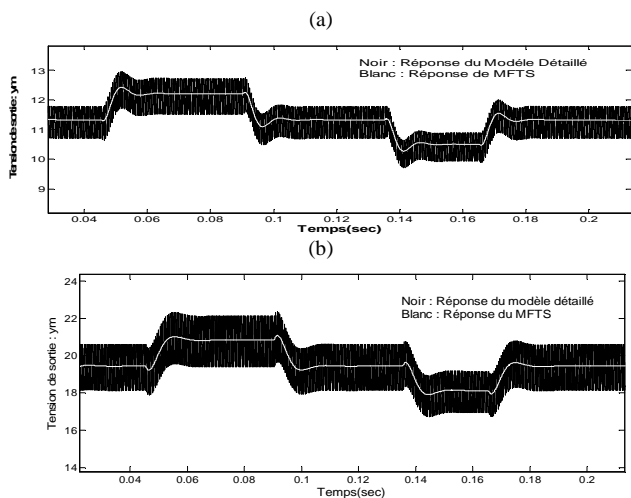


Fig.6: Réponse de la tension de sortie suite à un échelon de variation du rapport cyclique de (+:%2 puis -%) autour de : (a) $\bar{d} = 0.45$
(b) $\bar{d} = 0.6$

$$k_3=[8.5329 \ 0.084151], k_4=[7.9244 \ 0.13929],$$

$$P = \begin{bmatrix} 0.02281909095858 & 0.00008315032133 \\ 0.00008315032133 & 0.00006008394470 \end{bmatrix}$$

Par conséquent la loi de commande globale est de la forme suivante:

$$u = \bar{d} - [\mu_1(\bar{d})k_1 + \mu_2(\bar{d})k_2 + \mu_3(\bar{d})k_3 + \mu_4(\bar{d})k_4] \hat{x}_m(t)$$

Pour vérifier la performance du convertisseur buck-boost conduit par le contrôleur proposé, on considère des variations de la tension de ligne et de la charge. Les résultats simulés par MATLAB sont donnés en Fig.8.

En Fig.8 (a), la charge change de 50Ω à 100Ω à 0.05 s et retourne à 50Ω à 0.15 s, ensuite elle change de 50Ω à 20Ω à 0.20 s. En Fig.8 (b), la tension de ligne varie de $15V \rightarrow 20V \rightarrow 15V \rightarrow 10V \rightarrow 15V$ à 0.05 s, 0.15 s, et revient à 50Ω à 0.20 s respectivement. Comparé à la Fig.7 où les mêmes variations de la tension de ligne et de la charge ont été faites en boucle ouverte, la Fig.8 montrent que le contrôleur proposé est capable de réguler la tension de sortie d'une manière satisfaisante vis-à-vis des variations de la charge et de la tension de lignes.

Dans ce qui suit, on fera une comparaison entre les performances de ce contrôleur flou et un correcteur PID vis-à-vis des variations de la charge et de l'alimentation. En utilisant le système d'espace d'état (6) avec les valeurs numériques des paramètres du convertisseur données au début de cette section, et pour $\bar{d} = 0.65$, la fonction de transfert petits signaux "tension de sortie sur commande" est de la forme suivante :

$$T(s) = \frac{\hat{y}_m(s)}{\hat{d}}(s) = G_n \frac{(1 + s/\omega_z)}{1 + s/Q\omega_0 + (s/\omega_0)^2}$$

où: $G_n = 79.8$, $\omega_z = 424.9$ rd/s, $\omega_0 = 395.6$ rd/s et $Q = 0.812$.

La réponse fréquentielle de $T(s)$ est donnée en fig. 9

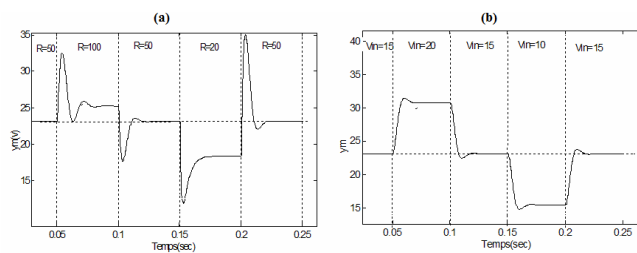


Fig.7: Réponse en BO du convertisseur sujet à des variations de: (a) la charge de $50\Omega \rightarrow 100\Omega \rightarrow 50\Omega \rightarrow 20\Omega \rightarrow 50\Omega$, et (b) la tension de ligne de $15v \rightarrow 20v \rightarrow 15v \rightarrow 10v \rightarrow 15v$

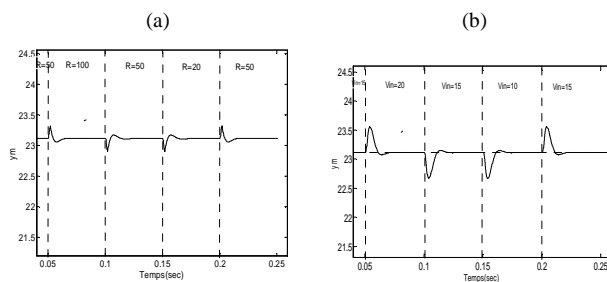


Fig.8 : Réponse en BF du convertisseur sujet à des variations de (a) la charge de $50\Omega \rightarrow 100\Omega \rightarrow 50\Omega \rightarrow 20\Omega \rightarrow 50\Omega$, et (b) la tension de ligne de $15v \rightarrow 20v \rightarrow 15v \rightarrow 10v \rightarrow 15v$

Le PID a l'expression suivante:

$$C(s) = G_{co} \frac{(1 + s / \omega_z)(1 + \omega_L / s)}{(1 + s / \omega_p)}$$

Sa synthèse est faite par la méthode fréquentielle [17]

G_{co} représente l'action proportionnelle pour l'amélioration du temps de réponse. ω_z caractérise sa partie intégrale. Le zéro ω_z caractérise l'action dérivée afin d'accroître la marge de phase et le pôle ω_p est introduit pour tenir compte de l'aspect filtrage de l'action dérivée.

Pour notre cas, les paramètres sont donnés par : $G_{co}=210$, $\omega_z=1400$, $\omega_L=6200$, $\omega_p=34$. La réponse fréquentielle du système corrigé ainsi que celle du PID sont illustrées en fig. 9

Afin de comparer les deux contrôleurs, on considère une variation de la charge et de la tension de ligne. Les figures 10.(b) et 10.(d) résument les résultats obtenus quand le système est sujet à une variation de 5V ($\approx 33\%$) de la tension d'alimentation par rapport à sa valeur nominale, alors que les figures 10.(a) et 10.(c) présentent la réponse du système vis-à-vis d'une variation de la charge de 50%. Dans les deux cas, grâce à sa dynamique rapide, le contrôleur flou est capable de forcer le système à revenir rapidement à la consigne imposée avec un temps nécessaire pour revenir à la référence t_s plus faible de 30% et un dépassement négligeable par rapport au PID, ce qui prouve que le contrôleur flou assure de meilleures performances que le PID en régimes statique et dynamique.

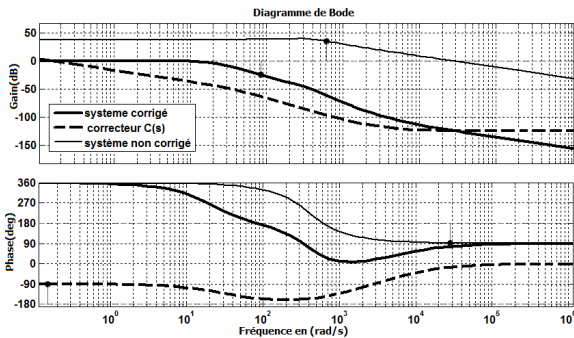


fig. 9 : Réponse fréquentielle correcteur PID et du système sans et avec correction

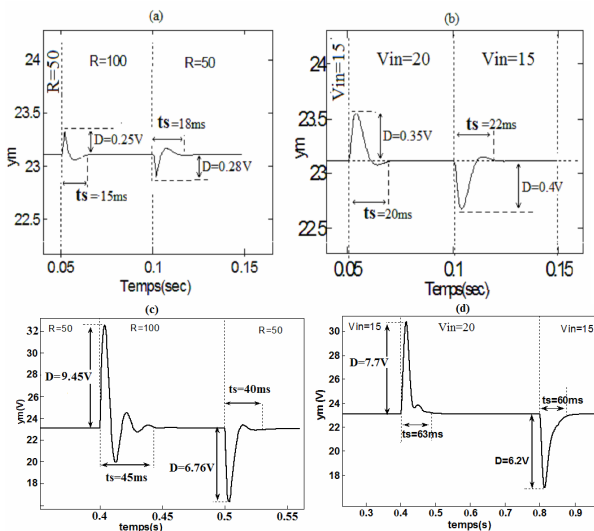


Fig. 10: Réponse du système avec : (c-d) PID, (a-b) contrôleur Flou; suite à une variation de : (a-c) la charge de 50%, la tension de ligne de 33%(b-d).

V. CONCLUSION

Dans ce papier, une commande Non Linéaire des Convertisseurs Dc-Dc utilisant l'Approche de Modélisation Floue TS a été présenté; dans la procédure de conception, nous avons représenté le convertisseur Dc-Dc par une famille de modèles linéaires locaux sous forme d'espace d'état, la variable de prémission étant le rapport cycle; le contrôleur flou global est conçu par agrégation de tous les contrôleurs de retour d'état locaux. Selon un indice de coût à minimiser, les gains locaux utilisés dans les contrôleurs de retour d'état sont dimensionnés via la technique LQR. Un critère de stabilité utilisant la seconde méthode de Lyapunov a été proposé pour garantir la stabilité du système flou. Une comparaison du contrôleur proposé avec un PID a été établie. Les résultats satisfaisants de simulation révèlent bien la validité de l'approche proposée.

RÉFÉRENCES

- [1] Erickson R W, Maksimovic D. *Fundamentals of Power Electronics*. Norwell, MA: Kluwer, 2001.
- [2] Sira-Ramirez H J. Switched control of bilinear converters via pseudo linearization', *IEEE Trans. Circuits Syst.*, 1989, 36, (6), pp. 858-865
- [3] Tani S C. Lai Y M. CILK Tse. Cheung M K H. A pulse-width-modulation based sliding mode controller for buck converters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record (PESC 2004)*, pp. 3647-3653, June 2004.
- [4] Sira-Ramirez H. Perez-Moreno R A. Ortega R. Garcia-Esteban M. Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC converters', *Automatica*, 1997, 33, (4), pp. 499-513
- [5] Guesmi K. Hamzaoui A. Zaytoon J. Control of nonlinear phenomena in DC-DC converters: Fuzzy logic approach. *Int. J. Circ.Theor. Appl.* 2008;
- [6] Hong S K. Langari R. An LMI-based H_∞ fuzzy control system design with TS framework. *Inform. Sci.* 123 (1-2) (2000), pp. 163-179.
- [7] Wang H O. Tanaka K. Ikeda T. Fuzzy modeling and control of chaotic systems". *IEEE Symp. Circuits Syst.* Atlanta, GA, May 1996, pp. 209-212
- [8] Takagi T. Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol. SMC-15, no. 1, pp. 116-132, Jan. 1985.
- [9] Wang H O. K Tanaka. Ikeda T. Fuzzy modeling and control of chaotic systems. *IEEE Symp. Circuits Syst.*, Atlanta, GA, May 1996, pp. 209-212
- [10] Raviraj V S C. Sen P C. Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters. *IEEE Trans. on Ind. App.*, (1997), pp. 518-524.
- [11] Horn R, Johnson C. *Topics in matrix analysis*. Cambridge: Cambridge University Press; 1991.
- [12] Tanaka K. Sugeno M. Stability analysis and design of fuzzy control systems. *Fuzzy Sets and Systems* 45 (1992) 135-156
- [13] Lian K Y. Liou J J. LMI based Integral Fuzzy Control of DC-DC Converters. *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Feb.2006, pp. 71-80.
- [14] Lian K Y. Liou J J. Output Tracking Control for Fuzzy Systems Via Output Feedback design. *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Feb.2006, pp. 628-639.
- [15] Lam H K. Leung F H F. Tam P K S. Fuzzy control of dc-dc switching converters based on TS-modeling approach, in Proc. 24th Annual Conf.IEEE Ind. Electron. Society IECON'98, Aachen,Germany, Sept. 1998, pp. 1052-1054.
- [16] Durato. Abdallah P. Cerone CV. *Linear Quadratic Control*. An Introduction. Prentice-Hall, Englewood Cliffs(NJ), 1990
- [17] Kolokolov Yu.V. Koschinsky S L. Hamzaoui A. Comparative Study of the Dynamics and Overall Performance of Boost Converter with Conventional and Fuzzy Control in Application to PFC. Proc. of the Conf. On Power Elect. Spec 2004.Vol. 3, pp. 2165-2171.
- [18] Wang H O. Tanaka K. Griffin M F. An Approach to Fuzzy Control of nonlinear Systems: Stability and Design Issues. *IEEE Trans. On Fuzzy Systems*. Vol 4, No.1, Feb 1996, pp. 14-23.
- [19] Singh K R. Ghosh A. Joshi A. Bilinear Model Based Fuzzy Control Of A Dc-Dc Converter. *IEEE International Conference on Global Connectivity in Energy, Computer, Communication and Control* Volume 2, Issue , 1998 pp. 383 - 386 vol.2.