

# FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE PAR COMMANDE A HYSTERESIS VARIABLE DANS LA CASCADE DEVOLTEUR-SURVOLTEUR

M. BENMEDDOUR<sup>1</sup>, M. BOUMAHRAZ<sup>2</sup> & M.C. GHANEM<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Laboratoire de Génie Electrique, Université de Biskra, BP 145 RP Biskra, Algérie

<sup>2</sup>Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques, Université de Biskra, BP 145 RP Biskra, Algérie

<sup>3</sup>Société Industrielle Gelcore, GE Industry, Cons. Ind., Canada.

## RESUME

Dans ce travail on présente une analyse théorique d'une méthode approchée pour obtenir un courant absorbé sinusoïdal et un facteur de puissance proche de l'unité (FPU) appliquée au convertisseur «Cascade Dévolteur-Survolteur CDS». Cette topologie, non polluante, permet d'obtenir un courant non seulement sinusoïdal mais aussi en phase avec la tension de ligne en utilisant la stratégie de commande «à hystérésis variable». Le courant absorbé est comparé à deux références, haute et basse, dans le but de générer le signal d'amorçage de l'interrupteur approprié. Par contre la sélection du mode de fonctionnement du convertisseur est déduite de la comparaison entre les tensions d'entrée et de sortie. Les harmoniques du courant d'ordre inférieur sont éliminées, le facteur de puissance est amélioré (>98%) ainsi que le rendement du système. Les résultats de simulation obtenus, pour deux applications de 240 W, montrent l'efficacité de l'approche proposée.

**MOTS CLES :** Convertisseurs ca/cc, Dévolteur-Survolteur, Facteur de Puissance, commande par hystérésis.

## 1 INTRODUCTION

Les alimentations à commutation conventionnelle génèrent des harmoniques de courant, élevés, et engendrent des perturbations sur le réseau. Ces harmoniques distorsionnent aussi les tensions de ligne. Si l'utilisation du condensateur de filtrage réduit l'ondulation de la tension secteur redressée, il réduit également l'angle de conduction des diodes amenant le courant secteur à une allure impulsionnelle.

Différentes alternatives sont proposées, dans la littérature, pour améliorer la qualité des formes d'onde d'entrée des convertisseurs de puissance, tels que les filtres actifs et/ou passifs. En général, les circuits actifs sont plus efficaces, plus légers et moins chers que les circuits passifs.

La Technique Active de Correction du Facteur de Puissance (**TACFP**) devient de plus en plus demandée dans la plus part des applications industrielles. Plusieurs structures et techniques sont proposées et analysées pour améliorer la forme de l'onde du courant de ligne pour des structures monophasées [1-14].

Le montage Survolteur (Boost) (Fig.1), est l'une des topologies les plus utilisées [3,4,6,7,10,11]. Cette topologie fonctionne en Mode de Conduction Continu (MCC) en contrôlant le courant dans l'inductance pour suivre un courant de référence sinusoïdal proportionnel au courant de ligne, pour des applications de fortes puissances, ou en Mode de Conduction Discontinu (MCD), en contrôlant le temps de conduction ( $t_{on}$ ) de l'interrupteur, pour des applications de faibles puissances en sortie.

La topologie Dévolteur (Buck)<sup>[4]</sup> (Fig. 2) peut être utilisée, pour le même but, mais avec moins d'efficacité comparée à la topologie survolteur. Le problème majeur du dévolteur est la distorsion du courant lorsque la tension d'entrée, instantanée, est inférieure à la tension de sortie, ce qui dégrade le niveau du facteur de puissance par la génération des harmoniques d'ordre supérieur.

L'objectif principal de ce travail est de développer une technique de commande qui permet au courant absorbé de demeurer non seulement sinusoïdal mais aussi en phase avec la tension, ce qui est le soucis actuel de la plus parts des chercheurs et industriels dans le domaine. Cette étude introduit une stratégie de commande appliquée à une topologie, non polluante, où on combine en cascade les deux convertisseurs Dévolteur et Survolteur dans un seul étage de puissance «**Cascade Dévolteur - Survolteur CDS**» (Fig. 3) et produit une solution, simple à implémenter, de contrôle du facteur de puissance pour un convertisseur ca/cc monophasé. Cette topologie est susceptible d'améliorer fortement la forme du courant d'entrée.

L'étude du principe de fonctionnement est suivit d'une analyse détaillée montrant les caractéristiques statiques et dynamiques du convertisseur. Une analyse des modes de fonctionnement du convertisseur et de la stratégie de contrôle proposée «à hystérésis variable» pour obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité (Facteur de Puissance Unitaire **FPU**) sont accomplies. Enfin les résultats de simulation, obtenus sous Matlab, sont présentés.

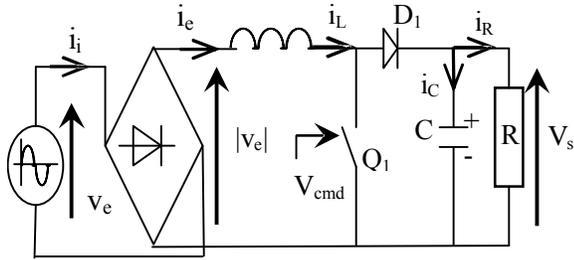


Figure 1 : Schéma de base du convertisseur Survolteur

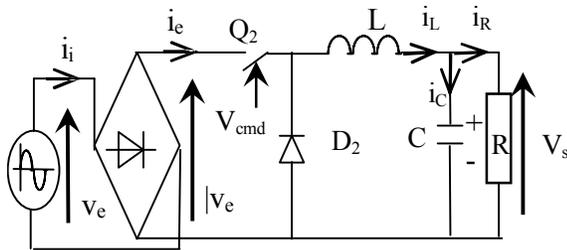


Figure 2 : Schéma de base du convertisseur Dévolteur

## 2 ANALYSE DU CIRCUIT PROPOSE

La figure 3 désigne la topologie proposée.

Cette structure fonctionne dans les deux modes, survolteur et dévolteur, avec un facteur de puissance très proche de l'unité et indépendamment de la tension de sortie. Dans cette solution, le mode dévolteur offre les mêmes performances que pour le mode survolteur. Dans cette étude, les performances du circuit avec une charge résistive R, en parallèle avec le condensateur de filtrage C, sont examinées pour deux applications monophasées de 240W en sortie.

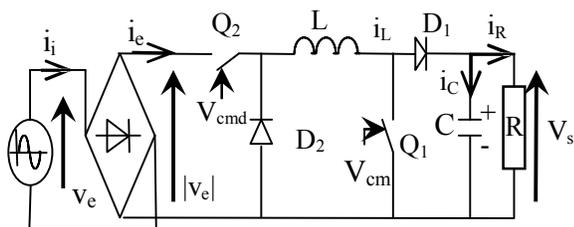


Figure 3 : Schéma de la CSD à FPU.

### 2.1 Modes de fonctionnement

Deux modes de fonctionnement peuvent être identifiés, comme indiqué sur la figure 4.

- Si  $|v_e(t)|$  est inférieure à  $V_s$ , intervalles (0-A et B-A), le convertisseur fonctionne en mode survolteur. Dans ce cas seul l'interrupteur  $Q_1$  est contrôlé alors que  $Q_2$  est toujours passant (état on) et  $D_2$  est bloquée (état off).

- Si  $|v_e(t)|$  est supérieure à  $V_s$ , intervalle (A-B), le convertisseur fonctionne en mode dévolteur. Dans ce cas seul l'interrupteur  $Q_2$  est contrôlé, avec  $Q_1$  bloqué (off) et  $D_2$  passante (on).

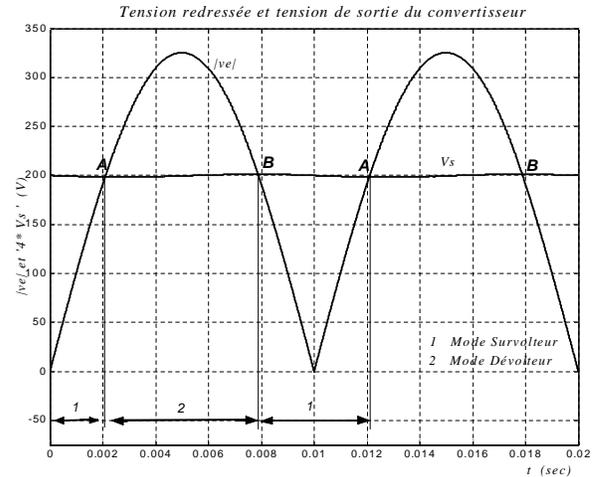


Figure 4 : Modes de Fonctionnement de la Cascade Dévolteur-Survolteur CDS.

### 2.2 Fonctionnement en mode Survolteur

Le fonctionnement en mode survolteur est caractérisé par deux séquences (Fig. 5) où  $Q_2$  est toujours passant et  $Q_1$  sera commandé.

En utilisant le circuit élémentaire du convertisseur survolteur, le courant d'entrée  $i_e(t)$  peut être maintenu en phase avec la tension indépendamment de la charge.

#### Modes de fonctionnement

Lorsque  $Q_1$  est amorcé, séquence S1 (Fig. 5a), le courant dans l'inductance,  $i_L(t)$ , croît et lorsqu'il dépasse une certaine limite haute  $i_{lh}(t)$ ,  $Q_1$  sera bloqué et  $D_1$  conduit, on aura donc la séquence S2 (Fig. 5b) et le courant  $i_L(t)$  décroît. Lorsqu'il devient inférieur à une limite basse  $i_{lb}(t)$ , l'interrupteur  $Q_1$  sera amorcé et le courant augmente de nouveau. Par ce moyen, le courant  $i_e(t)$  varie entre deux limites de référence sinusoïdales. Ces deux limites du courant permettent de former un courant d'entrée sinusoïdal avec une hystérésis  $h$  (crête à crête) et centré sur une certaine référence :

$$i_{ref}(t) = \hat{i}_i \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (1)$$

Ces limites de courant, imposées, sont en phase avec la tension d'entrée donnée par:

$$v_e(t) = \hat{v}_e \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (2)$$

Les deux limites haute  $i_{lh}(t)$  et basse  $i_{lb}(t)$  du courant sont données par :

$$i_{lh}(t) = \hat{i}_{lh} \cdot \sin(\omega_0 t) \quad \text{et} \quad i_{lb}(t) = \hat{i}_{lb} \cdot \sin(\omega_0 t)$$

$$\text{où: } h = \hat{i}_{lh} - \hat{i}_{lb}$$

L'amplitude du courant de ligne  $\hat{i}_i$  peut varier si celle de la limite basse  $\hat{i}_{lb}$  varie. Cependant le contrôle du transfert de puissance peut être obtenu en variant l'amplitude du courant de référence  $\hat{i}_i$ .

Les variables d'état sont  $i_L(t)$  et  $v_c(t)$ .

Les équations décrivant chaque séquence peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{\mathcal{X}}_{Si} = A_{Si} \cdot x + B_{Si} \cdot u ;$$

avec :

$$\mathcal{X}_{Si} = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 = \frac{di_L}{dt} \\ \dot{x}_2 = \frac{dv_c}{dt} \end{pmatrix} ;$$

$$x = \begin{pmatrix} x_1 = i_L(t) \\ x_2 = v_c(t) \end{pmatrix}$$

et  $u = (|v_e(t)|)$

Dans la séquence S1 (Fig. 5a),  $Q_2$  et  $Q_1$  sont passants ( $D_2$  et  $D_1$  bloqués) et les équations d'état décrivant cette séquence sont :

$$\dot{\mathcal{X}}_1 = -\frac{R_{S1.1}}{L} \cdot x_1 - \frac{R_{S1.2}}{L} \cdot x_2 + \frac{1}{L} u \quad (3)$$

$$\text{avec : } R_{S1.1} = r_{Q_2} + r_{Q_1} + r_L ; R_{S1.2} = 0$$

et:

$$\dot{\mathcal{X}}_2 = \frac{R_{S1.3}}{C} \cdot x_1 - \frac{R_{S1.4}}{C} \cdot x_2 \quad (4)$$

$$\text{avec : } R_{S1.3} = 0 ; R_{S1.4} = R_I = \frac{1}{R + r_C}$$

où  $r_{(Q_i, D_i, L, C)}$  représente la résistance équivalente de l'élément parcouru par le courant  $i_L(t)$ , et les résistances  $R_{Si(i=1..4),(1..4)}$  représentent la résistance équivalente des composants, parcourus par  $i_L(t)$ , dans la séquence correspondante  $Si(i=1..4)$ .

Dans la séquence S2 (Fig. 5b)  $Q_1$  et  $D_2$  sont bloqués ( $Q_2$  et  $D_1$  passants) et les équations d'état décrivant cette séquence sont :

$$\dot{\mathcal{X}}_1 = -\frac{R_{S2.1}}{L} \cdot x_1 - \frac{R_{S2.2}}{L} \cdot x_2 + \frac{1}{L} u \quad (5)$$

$$\text{où } R_{S2.1} = (r_{Q_2} + r_{D_1} + r_L) + R_I \cdot R \cdot r_C ;$$

$$R_{S2.2} = R_I \cdot R$$

et

$$x_2 + C \cdot r_C \cdot \dot{\mathcal{X}}_2 = R \cdot (x_1 - C \cdot \dot{\mathcal{X}}_2) \quad (6)$$

$$\text{avec : } C \cdot \dot{\mathcal{X}}_2 = i_c(t)$$

$$\text{et } x_1 - C \cdot \dot{\mathcal{X}}_2 = i_R(t)$$

De l'équation (6) on aura :

$$\dot{\mathcal{X}}_2 = \frac{R_{S2.3}}{C} \cdot x_1 - \frac{R_{S2.4}}{C} \cdot x_2 \quad (7)$$

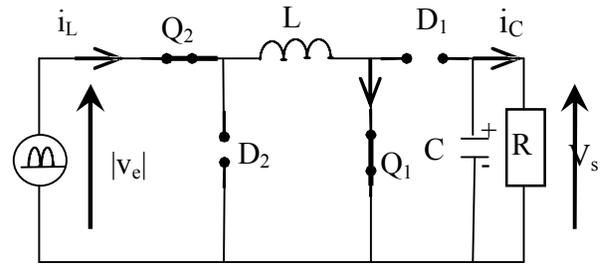
$$\text{avec : } R_{S2.3} = R_{S2.2}$$

$$\text{et } R_{S2.4} = R_I$$

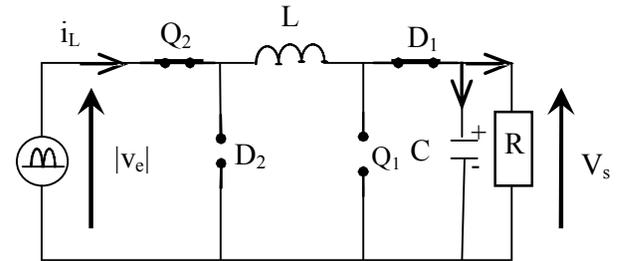
Les équations différentielles, sous forme matricielle, dans chaque séquence sont :

$$\dot{\mathcal{X}}_{S1} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{S1.1}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{S1.4}}{C} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (8)$$

$$\dot{\mathcal{X}}_{S2} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{S2.1}}{L} & -\frac{R_{S2.2}}{L} \\ \frac{R_{S2.3}}{C} & -\frac{R_{S2.4}}{C} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (9)$$



a : Séquence S1 ( $Q_2$  et  $Q_1$  passants).



b : Séquence S2 ( $Q_2$  et  $D_1$  passants).

Figure 5: Circuit équivalent de la CDS pour correction du FP (Mode Survolteur).

### 2.3 Fonctionnement en mode Dévolteur

Deux séquences caractérisent ce mode (Fig. 6) où  $Q_1$  est toujours bloqué et  $Q_2$  sera commandé.

En utilisant le circuit élémentaire du convertisseur dévolteur, le courant d'entrée  $i_e(t)$  peut être maintenu en phase avec la tension indépendamment de la charge.

#### Modes de fonctionnement

Lorsque  $Q_2$  est passant, séquence S3 (Fig. 6a) identique à (Fig. 5b)), le courant dans l'inductance,  $i_L(t)$ , augmente. Lorsqu'il dépasse une limite haute prédéfinie  $[i_{bh}(t)]$   $Q_2$  sera bloqué,  $D_2$  conduit instantanément, et on aura la séquence S4 (Fig. 6b), et le courant  $i_L(t)$  décroît. Lorsqu'il devient inférieur à une limite basse  $[i_{lb}(t)]$   $Q_2$  sera amorcé et le courant augmente de nouveau. Par ce moyen, le courant  $i_e(t)$  varie dans une bande autour du courant de référence sinusoïdal  $i_{ref}(t)$ . Ces deux limites de courant (haute et basse) sont en phase avec la tension appliquée à l'entrée.

Dans la séquence S3 (identique à S2) (Fig. 5b) les équations d'état sont :

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_{S3.1}}{L}x_1 - \frac{R_{S3.2}}{L}x_2 + \frac{1}{L}u \quad (10)$$

avec :  $R_{S3.1} = R_{S2.1}$  et  $R_{S3.2} = R_{S2.2}$

$$\dot{x}_2 = \frac{R_{S3.3}}{C}x_1 - \frac{R_{S3.4}}{C}x_2 \quad (11)$$

avec  $R_{S3.3} = R_{S2.3}$  et  $R_{S3.4} = R_{S2.4}$

Dans la séquence S4 (Fig. 6b)  $D_2$  et  $D_1$  passantes ( $Q_2$  et  $Q_1$  sont bloqués) et les équations d'état sont :

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_{S4.1}}{L}x_1 - \frac{R_{S4.2}}{L}x_2 \quad (12)$$

avec :  $R_{S4.1} = r_{D_2} + r_{D_1} + r_L + R_I.R.C$  ;  $R_{S4.2} = R_I.R$

et :

$$\dot{x}_2 = \frac{R_{S4.3}}{C}x_1 - \frac{R_{S4.4}}{C}x_2 \quad (13)$$

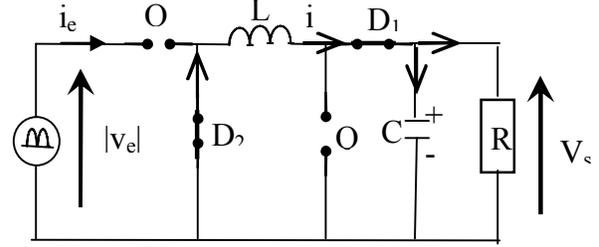
avec :  $R_{S4.3} = R_{S4.2}$  et  $R_{S4.4} = R_I$

Les équations différentielles de ces séquences, sous forme matricielle, sont :

$$\dot{x}_{S3} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{S3.1}}{L} & -\frac{R_{S3.2}}{L} \\ \frac{R_{S3.3}}{C} & -\frac{R_{S3.4}}{C} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (14)$$

$$\dot{x}_{S4} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{S4.1}}{L} & -\frac{R_{S4.2}}{L} \\ \frac{R_{S4.3}}{C} & -\frac{R_{S4.4}}{C} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} u \quad (15)$$

6a: Séquence S3... (voir Séquence S2 Fig. 5b).



6b : Séquence S4, Q2 et Q1 bloqués.

Figure 6 : Circuit équivalent de la cascade pour correction du FP (Mode Dévolteur).

### 3 STRATEGIE DE COMMANDE

La stratégie de commande à hystérésis variable (ou à fréquence libre et rapport cyclique libre) est la solution retenue dans cette étude.

Elle a l'avantage de ne pas nécessiter le calcul d'un correcteur, tâche rendue difficile par le modèle non linéaire du convertisseur. L'idée dans cette stratégie est de changer la non linéarité du système en un système linéaire. Avec le contrôle actif du courant de ligne (Fig. 7), le convertisseur présente une impédance linéaire pour le réseau et, par conséquent, on obtient un courant d'entrée sinusoïdal à faibles harmoniques avec un *FPU*. Il convient donc d'exprimer la fréquence de commutation ( $F_{sw}$ ) des interrupteurs afin d'établir un dimensionnement de l'inductance L compatible avec les aptitudes techniques dans la commande des interrupteurs et selon les possibilités de refroidissement. Alors, une relation entre la fréquence ( $F_{sw}$ ) et la forme du courant de ligne  $i_e(t)$  est établi, pour les deux modes de fonctionnement du convertisseur.

La fréquence maximale de commutation, qui est fonction de L et de l'ondulation du courant redressé, permet de déterminer la valeur de L à choisir afin de limiter la fréquence à une valeur compatible avec le contrôle par hystérésis.

La comparaison entre le courant absorbé du réseau et le courant de référence qui est synchronisé avec la tension du réseau permet de déterminer la loi de commande des interrupteurs ( $Q_2$  et  $Q_1$ ). Pour obtenir un courant d'entrée sinusoïdal avec la fréquence principale, le rapport cyclique alpha «  $\alpha$  » doit être calculé de sorte que le courant de ligne moyen, pendant chaque période de commutation ( $T_{sw,k}$ ), soit proportionnel à la tension d'entrée qui est supposée constante durant cette période.

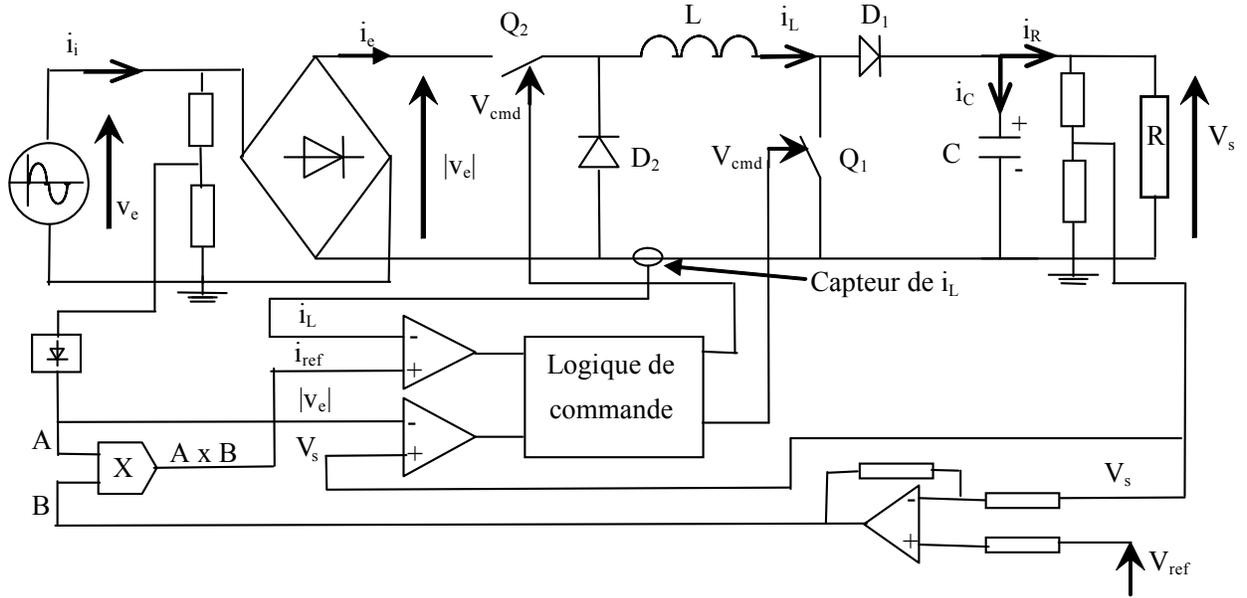
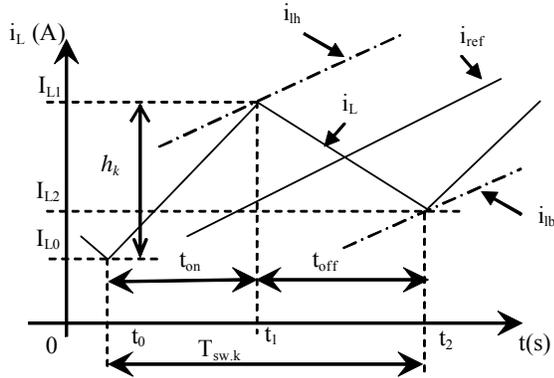


Figure 7 : Circuit de commande de la Cascade Dévolteur - Survolteur (CDS).

### 3.1 Calcul du rapport cyclique

Pour assurer un courant de ligne, sinusoïdal, le rapport cyclique, des deux interrupteurs  $Q_2$  et  $Q_1$ , est contrôlé constamment. La figure 8 montre l'évolution de la forme du courant durant chaque période de commutation ( $T_{sw,k}$ ).


 Figure 8 : Forme du courant pendant une période  $T_{sw,k}$ .

Les expressions du courant dans l'inductance et de la tension de sortie aux bornes du condensateur (en négligeant l'effet de toutes les résistances parasites  $r_{(L \text{ ou } C)}$  et en supposant les interrupteurs parfaits), sur chaque  $T_{sw,k}$ , sont calculées de la manière suivante :

#### 3.1.1 Mode élévateur

Pour  $t_0 \leq t \leq t_1$  :

La résolution des équations (3) et (4), en séparant les calculs des grandeurs  $i_L(t)$  et de  $v_C(t)$ , donne les expressions suivantes :

$$i_L(t) = I_{L0} + \frac{\hat{v}_e}{\omega_0 L} \cdot [\cos(\omega_0 t_0) - \cos(\omega_0 t)] \quad (16)$$

avec :

$$i_L(t_1) = I_{L0} + \frac{\hat{v}_e}{\omega_0 L} \cdot [\cos(\omega_0 t_0) - \cos(\omega_0 t_1)]$$

$$v_C(t) = V_{C0} \cdot \exp\left(-\frac{t-t_0}{R \cdot C}\right) \quad (17)$$

Pour  $t_1 \leq t \leq t_2$  :

La résolution des équations (5) et (7) donne les expressions suivantes de  $i_L(t)$  et de  $v_C(t)$  :

$$i_L(t) = I_{L0} + \frac{\hat{v}_e}{\omega_0 L} \cdot [\cos(\omega_0 t_0) - \cos(\omega_0 t)] - V_{C0} \cdot \left(\frac{t-t_1}{L}\right) \quad (18)$$

$$v_C(t) = I_{L1} \cdot \frac{t-t_1}{C} + V_{C1} \cdot \exp\left(-\frac{t-t_1}{R \cdot C}\right) + \frac{u_k - V_{C1}}{2 \cdot L \cdot C} \cdot (t-t_1)^2 \quad (19)$$

avec  $V_{C1} = V_{C0} \exp\left(-\frac{t_1 - t_0}{R.C}\right)$   
 $i_L(t_0) = I_{L0}$ ,  $i_L(t_1) = I_{L1}$  et  $i_L(t_2) = I_{L2}$ .

Pour avoir un courant ininterrompu ( $i_L(t) > 0$ ) dans l'inductance il faut que  $(t_2 - t_0)_k > T_{sw.k}$ .

Si  $P_e$  représente la puissance absorbée par le convertisseur (supposée égale à la puissance de sortie  $P_s$  en négligeant toutes les pertes), la valeur moyenne du courant d'entrée pendant la  $k^{ème}$  période de commutation  $T_{sw.k}$  est donnée par l'intégrale suivante :

$$i_{e.moy}(t) = \frac{1}{T_{sw.k}} \int_{t_0}^{t_2} x_1 dt = \hat{i}_{ref.1} \cdot \sin(\omega_0 t) = \frac{2.P_e}{\hat{v}_e^2} v_e(t)$$

En supposant  $v_c(t) = V_c$  (cte.), alors :

$$\frac{2.P_e}{\hat{v}_e^2} u_k = I_{L0} \cdot \frac{t_2 - t_0}{T_{sw.k}} + \frac{1}{2.L.T_{sw.k}} \left[ u_k \cdot (t_2 - t_0)^2 - V_c \cdot (t_2 - t_1)^2 \right]$$

Pour avoir un courant ininterrompu dans l'inductance il faut que  $(t_2 - t_0) = T_{sw.k}$ , avec  $t_2 - t_1 = (1 - \alpha_k) \cdot T_{sw.k}$ . En remplaçant ces valeurs dans l'équation (21) on aura :

$$(1 - \alpha_k)^2 - \frac{2.L}{V_c T_{sw.k}} I_{L0} + \frac{u_k}{V_c} \cdot \left( 1 - \frac{4.P_e.L}{\hat{u}_i^2 T_{sw.k}} \right) = 0 \quad (22)$$

avec  $0 \leq \alpha_k \leq 1$  ;

Le rapport cyclique sera donné par la résolution de l'équation (22).

Pour ce mode de fonctionnement, le courant dans l'inductance est ininterrompu si la condition suivante est satisfaite :

$$\left( 1 - \frac{4.P_e.L}{\hat{u}_i^2 T_{sw.k}} \right) > 0 \quad (23)$$

Les limites haute et basse du courant de référence sont déterminées après calcul du rapport cyclique. Elles sont liées à la bande d'hystérésis ( $h_k / 2$ ), constante, par la relation :

$$\frac{h_k}{2} = \hat{i}_{lh.k} - \hat{i}_{ref.k} = \hat{i}_{ref.k} - \hat{i}_{lb.k} = \frac{T_{sw.k}}{2.L} \cdot (u_k - V_c \cdot (1 - \alpha_k)^2) \quad (24)$$

Le contrôle de la puissance  $P_e$  se fait en variant  $\hat{i}_{ref}$ .

### 3.1.2 Mode abaisseur

De manière identique au mode élévateur, on calcule le courant moyen de ligne  $i_{e.moy}(t)$  :

$$i_{e.moy}(t) = \frac{1}{T_{sw.k}} \int_{t_0}^{t_2} (I_{L0} + \frac{u_k - V_c}{L} \cdot (t - t_0)) dt \quad (25)$$

Cette équation donne pour  $t_0 = 0$  :

$$i_{e.moy}(t) = I_{L0} \cdot \alpha_k + \frac{u_k - V_c}{2.L} \cdot \alpha_k^2 T_{sw.k} \quad (26)$$

Pour imposer un courant d'entrée moyen sinusoïdal ( $I_{e.moy} = i_{ref}(t_0)$ ), on calcule le rapport cyclique, à appliquer à l'interrupteur  $Q_2$ , dans chaque période. Avec l'hypothèse de fonctionnement à FPU ( $\hat{i}_{ref.k} = 2.P_e / \hat{v}_e$ ) en MCC on aura l'équation qui permet de calculer le rapport cyclique dans ce mode. Soit :

$$\frac{2.P_e}{\hat{v}_e^2} u_k = I_{L0} \cdot \alpha_k + \frac{(u_k - V_c) T_{sw.k}}{2.L} \cdot \alpha_k^2 \quad (27)$$

Soit :

$$\alpha_k^2 + \left( \frac{2.L}{V_c T_{sw.k}} I_{L0} \right) \alpha_k + \left( -\frac{4.P_e.L}{\hat{v}_e^2 T_{sw.k}} \cdot \frac{u_k - V_c}{u_k} \right) = 0 \quad (28)$$

(forme :  $a.X^2 + b.X + c = 0$ )

La solution, retenue :

$$\alpha_k = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2}; \quad (29)$$

avec :  $0 \leq \alpha_k \leq 1$ ;

représente le rapport cyclique qui est fonction de la tension redressée  $u_k = v_e(t)$ .

Connaissant le rapport cyclique et la puissance de sortie ( $P_s \cong P_e$ ) on peut déterminer les deux limites, basse et haute, du courant de référence liées par la bande d'hystérésis ( $h_k$ ), variable, donnée par l'ondulation du courant dans l'inductance. Soit :

$$h_k = \hat{i}_{lh.k} - \hat{i}_{lb.k} = I_{L1.k} - I_{L0.k} = \frac{V_c}{L} \cdot (1 - \alpha_k) \cdot T_{sw.k} \quad (30)$$

Cette équation montre que  $h_k$  varie en fonction du rapport cyclique, de la période de commutation et de la tension de sortie.

## 3.2 Analyse du Facteur de Puissance

La figure 9 illustre les formes de la tension redressée et du courant redressé avec un certain temps mort ( $\theta_i$ ) introduit au démarrage de la tension redressée de référence.

À partir des équations (1) et (2) on définit les expressions des puissances moyennes d'entrée ( $P_e$ ) et de sortie ( $P_s$ ) :

$$P_e = \frac{\hat{v}_e \hat{i}_e}{\pi} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \theta_i - \frac{\sin(2\theta_i)}{2} \right) \quad (31)$$

et la composante continue de la puissance moyenne de sortie est donnée par :

$$P_s = V_s \cdot I_s = \frac{V_s^2}{R} \quad (32)$$

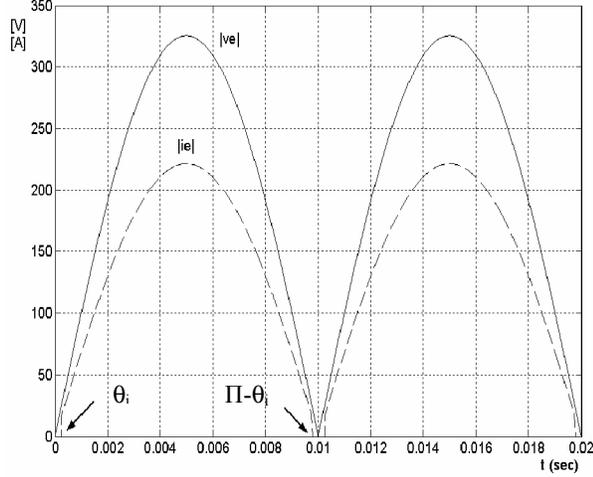


Figure 9 : Formes de la tension et du courant redressés.

En supposant un rendement du système très élevé (proche de l'unité  $\cong 100\%$ ), on peut dire que la puissance absorbée est totalement dissipée dans la charge, on aura :  $P_e = P_s$ .

Dans le cas idéal, la tension aux bornes de la capacité est égale à la tension de sortie imposée  $V_s$ . Sous ces hypothèses, l'équation (31) devient :

$$P_e = \frac{\hat{v}_e \cdot \hat{i}_e}{\pi} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \theta_i - \frac{\sin(2\theta_i)}{2} \right) = V_s \cdot I_s \quad (33)$$

De cette équation on déduit l'expression de la valeur maximale du courant d'entrée :

$$\hat{i}_e = \frac{\pi \cdot \frac{V_s}{\hat{v}_e} \cdot I_s}{\left( \frac{\pi}{2} - \theta_i - \frac{\sin(2\theta_i)}{2} \right)} \quad (34)$$

Cette expression montre que la valeur maximale du courant de référence est fonction de la puissance de sortie  $P_s$ .

Si  $\theta_i = 0$  on aura :

$$\hat{i}_e = 2 \cdot \frac{V_s^2}{\hat{v}_e \cdot R} \quad (35)$$

De l'équation (1) on calcul la valeur efficace du courant d'entrée  $I_{e(eff)}$  :

$$I_{e(eff)} = \sqrt{\frac{\hat{i}_e^2}{\pi} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \theta_i - \frac{\sin(2\theta_i)}{2} \right)} \quad (36)$$

L'expression du facteur de puissance  $FP$  est donnée par la formule suivante :

$$FP = \frac{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} i_e(t) v_e(t) dt}{I_{e(eff)} V_{e(eff)}} \quad (37)$$

donc :

$$FP = \left( \frac{I_{1,e(eff)}}{I_{e(eff)}} \right) \cos(\theta_i) = k_d \cdot k_\theta \quad (38)$$

où  $k_d$  et  $k_\theta$  sont respectivement facteur de distorsion et de déplacement de l'harmonique fondamental.

Le facteur de distorsion représente les harmoniques contenus dans le courant de la source,  $I_{e(eff)}$  et  $V_{e(eff)}$  représentent, respectivement, les valeurs efficaces du courant et de la tension de ligne,  $\theta_i$  est le déphasage entre  $v_e(t)$  et le fondamental du courant de ligne  $i_e(t)$  et  $T_r$  la période de la tension redressée  $|v_e(t)|$ .

En utilisant les équations (1) (2) et (37), on obtient l'expression suivante du facteur de puissance en fonction du temps mort  $\theta_i$  :

$$FP = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \theta_i + \frac{\sin(2\theta_i)}{2} \right)} \quad (39)$$

On note que l'angle maximum  $\hat{\theta}_i$  est au dessous de 3 degrés dans les deux cas de fonctionnement.

Le fondamental du courant de ligne est exprimée par :

$$I_{1e(eff)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \hat{i}_e^2 \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \theta_i + \frac{\sin(2\theta_i)}{2} \right) \quad (40)$$

Pour un courant d'entrée idéalisé, l'expression de la Distorsion Totale des Harmonique  $DTH$  est donnée par :

$$DTH_i = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2}}{\left( \frac{\pi}{2} - \theta_i + \frac{\sin(2\theta_i)}{2} \right)} - 1} \quad (41)$$

### 3.3 Contrôle de la tension de sortie

Une boucle de régulation est utilisée (Fig. 7) pour contrôler la tension de sortie aux bornes de la capacité. A l'aide de ce circuit on ajuste l'amplitude du courant de référence à l'entrée dans une proportion de la différence entre la valeur réelle et la valeur désirée.

En utilisant l'équation (34) et la mesure de la tension aux bornes de la capacité,  $v_c(t)$ , on déduit la nouvelle expression de l'amplitude du courant dans la période suivante  $T_{sw.(k+1)}$ , qui est :

$$\hat{i}_e(k+1) = \hat{i}_e(k) + k_p (V_s - V_c) \quad (42)$$

où  $k_p$  est une constante positive dépendant du rapport cyclique.

#### 4 RESULTATS DE SIMULATION

Les figures suivantes (10, 11, 12) représentent les résultats de simulation obtenus en utilisant le logiciel MATLAB pour les deux modes de fonctionnement survolteur et dévolteur de la topologie étudiée. Les matrices d'état (8) (9) (14) (15) (*cas idéal*) décrivant les différentes séquences de fonctionnement sont résolues par l'algorithme de Runj-Kutta. Les paramètres de simulation, utilisés, sont tirés d'exemples pratiques. Les performances du convertisseur sont données en fonction de la tension d'entrée (230 V ± 20%, 50Hz) pour deux applications de puissance 240W :

Cas 1:  $V_{s1} = 3V$ ,  $I_{s1} = 80A$  (haut courant).

Cas 2:  $V_{s2} = 48V$ ,  $I_{s2} = 5A$ .

Les résultats de simulations obtenues confirment l'étude théorique de la topologie proposée avec les lois de commande propre à chaque mode de fonctionnement en particulier le mode dévolteur.

Pour un taux d'ondulation de 1%, imposé, pour chaque variable d'état ( $i_L(t)$ ,  $v_c(t)$ ) la valeur du condensateur est calculée et la valeur de l'inductance  $L$  est déterminée en effectuant une série de simulations d'optimisation.

Pour chaque cas on a :

$$C_{o1} = 33.0 \text{ mF} \quad L_1 = 2.975 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_{o2} = 20.8 \text{ mF} \quad L_2 = 0.226 \text{ mH}$$

La fig. 10 représente le courant de ligne  $i_e(t)$  maintenu sinusoïdal et en phase avec la tension  $v_e(t)$  et la tension de sortie  $v_c(t)$  aux bornes du condensateur. Le taux d'ondulation de la tension de sortie  $v_c(t)$ , à 100Hz, est faible. Le courant  $i_e(t)$  est ininterrompu en mode élévateur, égal au courant  $i_L(t)$ , et s'annule pendant chaque période de commutation,  $T_{sw,k}$ , en mode abaisseur lorsque  $Q_2$  est ouvert (convertisseur isolé de la source).

La fig. 11 représente le courant dans l'inductance  $i_L(t)$  comparé aux deux limites basse,  $i_b(t)$ , et haute  $i_m(t)$  imposée par la loi de commande correspondante à chaque mode de fonctionnement, ce qui reflète la stratégie de commande appliquée.

Un courant quasi sinusoïdal en phase avec la tension est obtenu dans les deux cas. Le facteur de déplacement calculé pour les deux cas est :

$$k_{\theta,1} = 0.9907, \text{ et } k_{\theta,2} = 0.9997.$$

Les spectres d'harmonique du courant d'entrée dans les deux cas sont représentés par la fig. 12. Le facteur de distorsion calculé est :

$$k_{d,1} = 0.9997; \text{ et } k_{d,2} = 0.9997$$

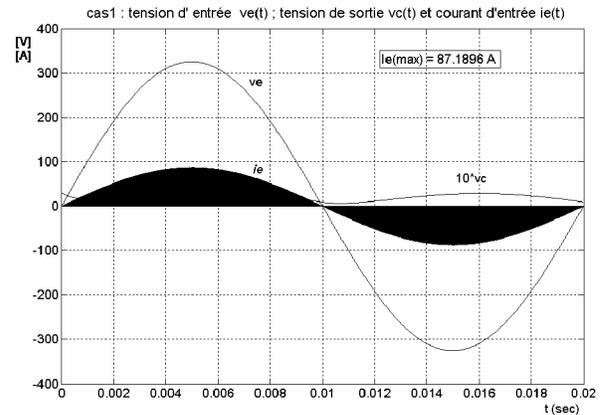
Le taux de distorsion harmonique du courant d'entrée est de :

$$DTH_1 = 2.32\%; \text{ et } DTH_2 = 0.13\%.$$

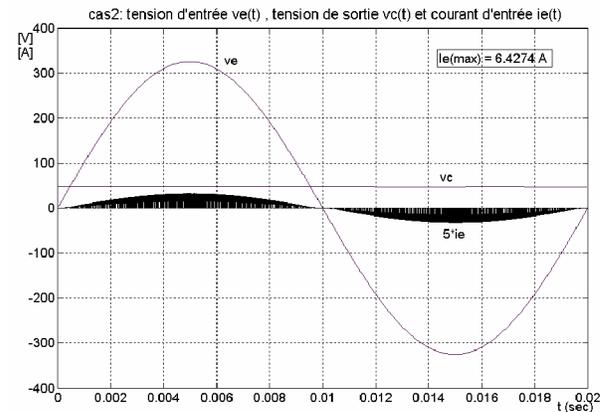
Le facteur de puissance est de :

$$FP_1 = 0.987; \text{ et } FP_2 = 0.996.$$

Les résultats obtenus permettent de déterminer les contraintes maximales sur les différents composants du convertisseur pour le dimensionnement électrique.



1er Cas :  $V_{s1} = 3V$ ,  $I_{s1} = 80A$



2er Cas :  $V_{s2} = 48V$ ,  $I_{s2} = 5A$

Figure 10 : Tension et courant de ligne :  $v_e(t)$ ,  $i_e(t)$ .

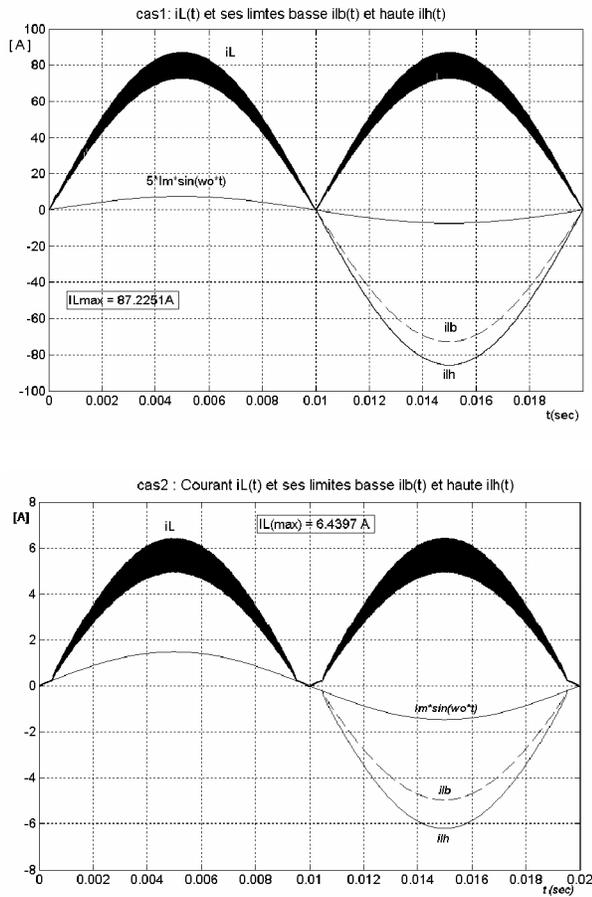


Figure 11 : Courant dans L,  $i_L(t)$  du convertisseur et courants limites,  $i_{lb}(t)$  et  $i_{lh}(t)$ .

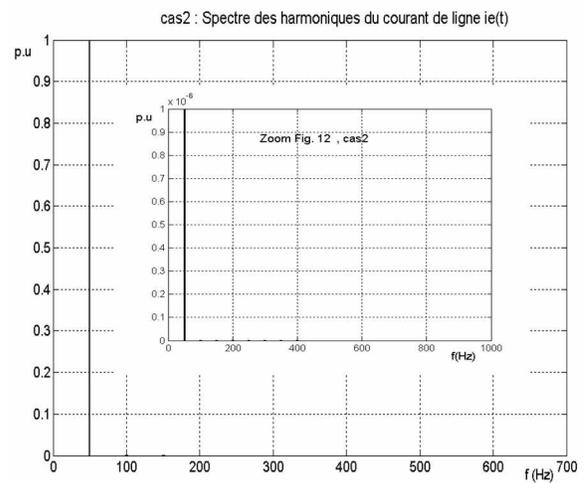
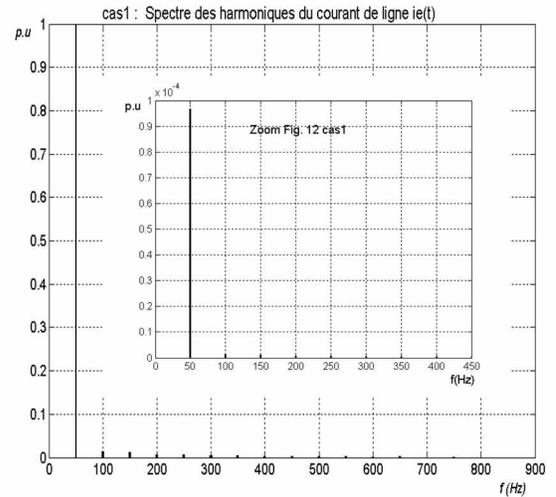


Figure 12 : Spectres des harmoniques du courant de ligne  $i_e(t)$ , normalisé

## 5 CONCLUSION

Dans cette étude on a proposé une stratégie de commande appliquée à la topologie abaisseur élévateur en cascade, dont elle offre un haut degré de correction du facteur de puissance. Les harmoniques de courant de ligne sont éliminés et un FP, à l'entrée, supérieur à 0.98 est obtenu pour ces applications de 240W. Le fonctionnement en mode abaisseur a les mêmes performances que le fonctionnement en mode élévateur.

La fréquence de fonctionnement du convertisseur est limitée à cause des pertes dues à la commutation des interrupteurs.

L'utilisation d'un circuit de stockage d'énergie autre que le condensateur de sortie peut rendre la boucle de régulation plus rapide. Ce circuit de stockage d'énergie peut être un circuit résonnant.

L'étude théorique présentée permet d'adapter le convertisseur dans une large gamme de puissance de sortie.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] M.C. Ghanem, K. Al-Haddad and G. Roy, «Etude Comparative de Convertisseurs ca/cc à Facteur de Puissance Unitaire», CCECE/CCGEI'95, IEEE, pp. 858-861.
- [2] Bhim Singh, et al. «A Review of Single-Phase Improved Power Quality ac/dc Converters», IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 5, pp 962-981, Oct. 2003.
- [3] C. Qiao and J. Zhang, «Control of Boost Converter in Discontinuous Conduction Mode By Controlling The Product of Inductor Voltage-Second», International Rectifier, PESC 2005.
- [4] S-I Motegi and A. Maeda, «A New Single-Phase High-Power-Factor Converter with Buck and Buck-Boost Hybrid Operation», Electrical Engineering in Japan, Vol. 131, No. 3, 2000.
- [5] D.M. Divan, G. Venkataramanan and C. Chen, «A Unity Power Factor Forward Converter», in IAS IEEE, Westin Galleria, Houston, TX, Oct. 4-9, 1992

- pp. 666-672.
- [6] K-H. Liu and Y-L. Lin, «Current Waveform Distortion in PFC Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converter», IEEE-APEC 1989, pp825-829.
- [7] J. Chen, D. Maksimović and R. Erickson, «A New Low-Stress Buck-Boost Converter for Universal-Input PFC Applications», Philips Research, Briarcliff Manor, NY, through Colorado Power Electronics Center.
- [8] V. Dijk, et al., «PWM-Switch modelling of DC-DC Converters», IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, N° 6, pp. 659-665, Nov.1995.
- [9] M. Benmeddour, A Moussi, et M.C. Ghanem «Etude d'un Convertisseur à Résonance Série Parallèle ca/cc à Facteur de Puissance Unitaire CRSPFPU», 1<sup>er</sup> SNGE 95, Dec 5-6, Biskra.
- [10] Phillip C. Todd, «UC3854 Controlled PFC Circuit Design», Unitrode U-134, pp. 3-(269-288), Application Note.
- [11] R. Liu and C.Q. Lee, «Power Factor Consideration in Resonant Converters», IECON V2 Nov 1990, pp 889-894, IEEE.
- [12] A.D. Valdiviesco, «A Method to Estimate the Optimum Components in a High Current Buck Converter Design», Infineon technologies, Nov. 2004.
- [13] M. Hirokawa, H. Miyazaki, K. Matsuura and T. Niniomiya, «Improved of Transient Response in High Current Output DC-DC Converter», IEEE, pp 705-710.
- [14] James P. Noon, «Designing High-Power Factor off Line Power Supplies», Texas Instruments, 2003.