

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE

PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR
MOHAMED HISSEM

"MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS À RÉSONANCE PAR LA
MÉTHODE D'ESPACE D'ÉTAT MOYENNÉ ET PAR
LA MÉTHODE D'INJECTION DE COURANT"

OCTOBRE 95

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

Résumé

Dans ce mémoire de recherche on s'intéresse à la modélisation en petits signaux des convertisseurs courant continu-courant continu utilisés dans des applications telles que les alimentations à découpage. Notons que l'obtention de la fonction de transfert en petits signaux en linéarisant le modèle convertisseur est une étape importante pour le choix du réseau correcteur et l'étude de la stabilité en boucle ouverte et en boucle fermée.

La modélisation portera sur les topologies classiques à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ainsi que les topologies récentes à quasi-résonance. Quant aux techniques de modélisation, deux approches ont été considérées soit l'espace d'état moyené (EEM) et l'injection de courant (IC).

Ce travail est divisé en deux parties. Il présente tout d'abord une étude approfondie de la modélisation à l'aide de l'EEM. Cette modélisation peut être résumée en trois étapes à savoir: l'obtention d'un modèle de base de l'EEM, la linéarisation de ce modèle et enfin la dérivation du modèle canonique. Les convertisseurs classiques (dévolteur, survolteur et dévolteur-survolteur) seront étudiés en premier lieu, suivi des convertisseurs quasi-résonant à courant nul et à tension nulle et fonctionnant dans les modes demi-onde et pleine-onde.

La modélisation par la méthode IC fera l'objet de la seconde partie de ce travail. Après un rappel de l'approche de modélisation par la méthode d'IC appliquée aux topologies classiques, nous aborderons la modélisation des convertisseurs quasi-résonant. Mentionnons que ce dernier volet n'a jamais été traité dans la littérature et par conséquent il constitue l'originalité et la principale contribution de ce mémoire. Nous montrerons que le domaine

d'application de la technique d'IC peut être facilement étendue aux convertisseurs quasi-résonant, ce qui simplifie grandement la modélisation comparativement à la méthode d'EEM. Les résultats de simulation et d'expérimentation permettent de vérifier l'exactitude des modèles développés.

Remerciements

Au terme de ce travail, je tiens à témoigner ma profonde reconnaissance à mon directeur de recherche, le docteur Ahmed CHÉRITI pour le rôle prépondérant qu'il a joué dans ma formation scientifique. L'ampleur de ses connaissances et la qualité de ses conseils m'ont permis de réaliser ce projet. Je le remercie pour la confiance qu'il a témoigné à mon égard. Je remercie également mon codirecteur, le docteur Pierre SICARD, pour son aide scientifique considérable.

Je voudrais remercier tout spécialement le technicien du laboratoire d'électronique de puissance, monsieur Jaques POISSON, pour sa gentillesse, sa disponibilité et son aide considérable. Je remercie également le Ministère de l'Agriculture et de la Réforme Agraire du Maroc ainsi que l'Agence canadienne du développement international (ACDI) pour leur soutien financier considérable.

Au cours de ce travail de recherche j'ai eu à apprécier le soutien moral de tous mes amis qui ont contribué de proche ou de loin à l'achèvement de ce projet.

Mes remerciements vont enfin à tous les membres de ma famille et tout spécialement à mes parents qui m'ont aidé moralement et à mon grand frère, qui sans lui et sans ses inestimables conseils je n'aurais pas été en mesure de contribuer à la recherche scientifique.

Table des matières

Résumé.....	I
Remerciements.....	III
Table des matières.....	IV
Liste des figures.....	VIII
Liste des tableaux.....	XI
Liste des symboles.....	XII
Introduction générale	XV

Chapitre 1

Application de la méthode de l'espace d'état moyenné aux convertisseurs à MLI

1.1- Introduction.....	1
1.2- Espace d'état moyenne.....	1
1.2.1 Modèle de base de l'espace d'état moyenné.....	1
1.2.2 Linéarisation et modèle moyen final de l'espace d'état.....	4
1.2.3 Modèle canonique du circuit.....	5
1.2.4 Dérivation du modèle canonique à partir de l'espace d'état.....	6
1.3- Modèle d'espace d'état moyenne pour le mode conduction continue des convertisseurs CC-CC.....	8
1.3.1 Application au convertisseur dévolteur à MLI.....	9
1.3.2 Transformation du modèle en petits signaux en un	

diagramme fonctionnel de fonction de transfert.....	14
1.3.3 Application de la méthode EEM au convertisseur survolteur à MLI.....	15
1.3.4 Transformation du modèle en petits signaux en un diagramme fonctionnel de fonction de transfert.....	20
1.3.5 Application de la méthode EEM au convertisseur dévolteur-survolteur à MLI.....	22
1.3.6 Transformation du modèle en petits signaux en un diagramme fonctionnel de fonction de transfert.....	27
1.4- Conclusion	29
Chapitre 2	
Modélisation par la méthode d'injection de courant des convertisseurs à MLI	
2.1- Introduction.....	31
2.2- Modélisation classique par injection de courant.....	31
2.3- Formules générales des dérivées des coefficients caractéristiques.....	35
2.3.1 Convertisseur dévolteur à MLI.....	37
2.3.2 Convertisseur survolteur à MLI.....	41
2.3.3 Convertisseur dévolteur-survolteur à MLI.....	44
2.4- Influence des résistances parasites.....	47
2.4.1 Influence de la résistance série du condensateur.....	47
2.4.2 Influence de la résistance parasite de l'inductance	47
2.5 Conclusion.....	49

Chapitre 3

Extension de l'espace d'état moyenné aux convertisseurs à résonance

3.1- Introduction.....	50
3.2- Convertisseur dévolteur à résonance demi-onde à commutation nulle (CCN).....	50
3.2.1 Fonctions de transfert des différents types de convertisseurs à résonance	53
3.3- Caractéristiques des interrupteurs à résonance.....	54
3.4- Extension de l'espace d'état moyenné.....	57
3.5- Représentation de l'espace d'état pour les formes d'ondes de l'interrupteur.....	59
3.5.1 Relation entre le vecteur d'état x_s et le vecteur d'état en MLI, espace d'état moyenné résultant	61
3.5.2 Modèle de l'espace d'état moyenné en petits signaux	63
3.5.3 Modèle canonique généralisé	66
3.6- Conclusion	67

Chapitre 4

Extension de la méthode d'injection de courant aux convertisseurs à résonance

4.1- Introduction.....	68
4.2- Caractéristiques des interrupteurs à résonance.....	69
4.3- Caractéristiques des convertisseurs à résonance.....	69
4.4- Extension de la méthode aux convertisseurs à	

résonance	71
4.6- Conclusion	71
Chapitre 5	
Résultats de simulation et d'expérimentation	
5.1- Introduction.....	73
5.2- Simulation et résultats expérimentaux.....	73
5.2.1- Convertisseur survolteur demi-onde à courant nul.....	74
5.2.2- SurvoltEUR à résonance demi-onde à tension nulle.....	78
5.3- Conclusion	82
Conclusion générale.....	83
Références.....	85
Annexe.....	87

Liste des figures

- figure 1.1** Schéma bloc du modèle canonique du convertisseur à MLI.
- figure 1.2** Modèle canonique en petits signaux du convertisseur à MLI.
- figure 1.3** Convertisseur dévolteur à MLI.
- figure 1.4** Modèle en petits signaux du convertisseur dévolteur.
- figure 1.5** Circuit équivalent du modèle canonique vu du primaire du transformateur.
- figure 1.6** Diagramme fonctionnel du convertisseur dévolteur par EEM.
- figure 1.7** Convertisseur survolteur à MLI.
- figure 1.8** Modèle canonique du convertisseur survolteur.
- figure 1.9** Circuit équivalent du modèle canonique vu du primaire du transformateur.
- figure 1.10** Diagramme fonctionnel du survolteur à MLI par EEM.
- figure 1.11** Convertisseur dévolteur-survolteur à MLI.
- figure 1.12** Modèle canonique en petits signaux du convertisseur dévolteur-survolteur.
- figure 1.13** Circuit équivalent du modèle canonique vu du primaire du transformateur.
- figure 1.14** Diagramme fonctionnel du dévolteur-survolteur à MLI par EEM.
- figure 2.1** Schéma bloc d'un convertisseur à MLI.

- figure 2.2** Convertisseur dévolteur à MLI.
- figure 2.3** Forme d'onde du courant injecté en mode de conduction continue.
- figure 2.4** Diagramme fonctionnel du convertisseur dévolteur par la méthode IC
- figure 2.5** Forme d'onde du courant dans la diode du convertisseur survolteur à MLI.
- figure 2.6** Diagramme fonctionnel du survolteur à MLI par IC.
- figure 2.7** Forme d'onde du courant de sortie de la diode du dévolteur-survolteur.
- figure 2.8** Diagramme fonctionnel du convertisseur dévolteur-survolteur par la méthode IC.
- figure 3.1** Convertisseur dévolteur à résonance.
- figure 3.2** Caractéristiques des interrupteurs à résonance.
- figure 3.3** Diagramme fonctionnel d'un convertisseur et de son interrupteurs.
- figure 3.4** Interrupteurs pouvant être remplacés par source de courant et tension moyenne.
- figure 3.5** Effet de l'interrupteur à résonance introduisant une boucle de rétroaction du modèle canonique original à MLI.
- figure 3.6** Modèle canonique de EEM généralisé.
- figure 4.1** Diagramme fonctionnel du convertisseur à résonance en petits signaux obtenu par extension de la méthode IC.

- figure 5.1** Convertisseur survolteur à résonance demi-onde à commutation à courant nul.
- figure 5.2** Circuit de commande à base d'un PLL.
- figure 5.3** Diagramme de Bode de la fonction de transfert u^*/e^* en petits signaux par IC, EEM et expérimentalement.
- figure 5.4** Diagramme de Bode de la fonction de transfert $u^*/\mu s^*$ en petits signaux par IC, EEM et expérimentalement.
- figure 5.5** Convertisseur survolteur à résonance demi-onde à commutation à tension nulle.
- figure 5.6** Circuit de commande mettant en évidence la commande à commutation à tension nulle.
- figure 5.7** Diagramme de Bode de la fonction de transfert u^*/e^* en petits signaux par IC, EEM et expérimentalement.
- figure 5.8** Diagramme de Bode de la fonction de transfert $u^*/\mu s^*$ en petits signaux par IC, EEM et expérimentalement.

Liste des tableaux

tableau 2.1

page 48

Liste des symboles

\dot{x}	dérivée de la variable d'état x
\tilde{x}	variable d'état instantanée
\tilde{e}	vecteur d'entrée instantané
\tilde{x}_F	vecteur d'état instantané du filtre
\tilde{u}	vecteur de sortie instantané
$A_1, B_1, C_1, A_2, B_2, C_2$	matrices d'état dans les deux intervalles de fonctionnement
A_F, B_F	matrices d'état du filtre
A_s, B_s, C_s	matrices d'état de l'interrupteur
C	condensateur du filtre de sortie
C_o	condensateur de résonance
$d^*=\alpha^*$	rapport cyclique perturbé
D	rapport cyclique statique ($D'=1-D$)
$d=\alpha$	rapport cyclique moyen
e	vecteur d'entrée instantanné
E	vecteur d'entrée moyen
e^*	vecteur d'état d'entrée perturbé
f_o	fréquence de résonance
f_s	fréquence de commutation
$H_f(s)$	fonction de transfert du filtre de sortie
i^*	courant perturbé de l'inductance
i_{c^*}	courant absorbé perturbé de la partie nonlinéaire du convertisseur
I_c	courant absorbé statique de la partie nonlinéaire du

	convertisseur
i_c	courant absorbé moyen de la partie nonlinéaire du convertisseur
I	courant statique de l'inductance
i	courant moyen dans l'inductance
i_e^*	courant injecté perturbé dans la partie nonlinéaire du convertisseur
I_e	courant injecté statique dans la partie nonlinéaire du convertisseur
i_e	courant injecté moyen dans la partie nonlinéaire du convertisseur
i_f	courant final dans la diode
i_L	courant dans l'inductance
i_M	courant maximal dans un cycle
i_m	courant initial dans un cycle
I_s	courant moyen dans l'interrupteur
K_f	$\frac{\partial \mu}{\partial f_s}$ évaluée au point de fonctionnement
K_i	$\frac{\partial \mu}{\partial I_c}$ évaluée au point de fonctionnement
K_v	$\frac{\partial \mu}{\partial E}$ évaluée au point de fonctionnement
L	inductance de filtrage
L_o	inductance de résonance
μ^*	paramètre caractéristique perturbé de l'interrupteur à résonance
M	fonction de transfert statique U/E
μ_0	paramètre caractéristique statique de l'interrupteur

T	période de fonctionnement de l'interrupteur
u^*	vecteur d'état de sortie perturbé
u_1	vecteur d'état de sortie pendant le premier intervalle de fonctionnement
u_2	vecteur d'état de sortie pendant le deuxième intervalle de fonctionnement
U	vecteur d'état de sortie statique
v^*	tension perturbée du condensateur du filtre de sortie
V	tension statique du condensateur du filtre de sortie
v	tension aux bornes du condensateur du filtre de sortie
T_c	temps moyen de conduction de l'interrupteur
t_c	temps instantanné de conduction de l'interrupteur
T_d	temps moyen d'ouverture de l'interrupteur
t_d	temps instantanné d'ouverture de l'interrupteur
x^*	variable d'état perturbée
x_F	vecteur d'état du filtre
X_{s1}, X_{s2}	vecteurs d'état de l'interrupteur pendant le premier et le deuxième intervalle de fonctionnement
X	vecteur d'état statique
Z_{ei}	impédance d'entrée du modèle canonique en petits signaux
Z	impédance caractéristique

Introduction générale

La méthode de l'espace d'état moyené (EEM) est une méthode très populaire et rigoureuse de modélisation des convertisseurs à MLI. La transformation complète du convertisseur présenté à l'étude en équations d'états est une étape fondamentale d'où le nom de l'espace d'état. Ensuite, la reformulation de toutes ces équations d'états en un ensemble d'équations d'états moyennées, d'où le nom de l'espace d'état moyené. À cette étape, on procède à la perturbation des variables d'états et à séparer le régime statique du régime dynamique, ce qui permettra de calculer les fonctions de transferts en petits signaux.

Par contre, la méthode d'injection de courant (IC) se concentre principalement sur la partie nonlinéaire du convertisseur, tout en se basant sur l'expression du courant injecté dans la partie linéaire. Après une application directe de la dérivée de ce courant, les fonctions de transferts sont déterminées sous forme d'un diagramme fonctionnel.

Les convertisseurs à résonance ont fait récemment l'objet de recherches concernant leurs avantages indispensables dans les alimentations à courant continu de faible puissance. Ces convertisseurs présentent moins de pertes au niveau des semi-conducteurs grâce au principe de la commutation douce.

Quoique la méthode de l'EEM soit plus populaire, il n'en demeure pas moins que les deux méthodes ont été abondamment abordées par les chercheurs. En effet, on retrouve dans la littérature l'application de la méthode d'EEM aux convertisseurs classiques[1] et aux convertisseurs quasi-résonant[2].

Soulignons le cas des convertisseurs QR: leurs modèles ont été simplement déduits des topologies classiques[2] car l'application directe de l'EEM à ces structures aurait conduit à des modèles dont la complexité est hors mesure. En ce qui concerne la technique d'IC, tous les travaux portent sur les convertisseurs classiques et il n'en a jamais été question dans les publications de convertisseurs quasi-résonant.

Remarquons que les convertisseurs QR ont été modélisés à l'aide d'autres techniques basées sur les grandeurs moyennes (circuit averaging) mais les modèles obtenus sont relativement complexes.

Ce mémoire est divisé en cinq chapitres. Au chapitre 1, un rappel de la modélisation des convertisseurs de puissance est donné. La méthode de l'EEM est décrite en détail dans ce chapitre et quelques applications de cette technique aux topologies classiques y sont également données. La modélisation par la méthode d'IC est introduite au chapitre 2. Dans ce chapitre on y retrouve également les formules générales pour la déduction des coefficients caractéristiques des différentes topologies classiques ainsi qu'une étude sur l'influence des résistances parasites. La modélisation des convertisseurs QR par la méthode d'EEM est abordée au chapitre 3. Tous les détails concernant les caractéristiques des interrupteurs à résonance, l'extension de l'EEM, le modèle canonique des convertisseurs QR sont donnés dans cette section. Le sujet du quatrième chapitre est l'extension de la méthode d'IC aux convertisseurs QR. Les fonctions de transfert des structures à QR seront données. Enfin, l'analyse et la comparaison des résultats de simulation et d'expérimentation obtenus à l'aide des deux méthodes fera l'objet du dernier chapitre.

Chapitre 1

Application de la Méthode d'espace d'état moyenné (EEM) aux convertisseurs à modulation par largeur d'impulsion (MLI)

1.1- Introduction

La modélisation des convertisseurs est une nécessité pour pouvoir aboutir à des modèles équivalents plus simples qui pourront nous faciliter la tâche de l'étude des systèmes en boucle fermée (régulation).

À cet effet, cette méthode de l'espace d'état moyenné (EEM) qui consiste en la modélisation des convertisseurs fonctionnant en modulation par largeur d'impulsion (MLI) va être appliquée aux convertisseurs de base. Pour cela , cette étude à pour but de répondre à la question suivante : Est ce que cette méthode est utilisable dans ce cas et quel est son degré de difficulté?

Dans ce chapitre, on définit la méthode de l'EEM classique appliquée aux convertisseurs MLI tels que le dévolteur, le survolteur et le dévolteur-survolteur. Nous définissons d'abord l'espace d'état moyen classique, étudions son application à un convertisseur classique ensuite, définissons les interrupteurs à résonance et validons l'application de cette méthode par l'étude théorique.

1.2- Espace d'état moyen

L'espace d'état moyen est développé généralement pour les convertisseurs CC-CC, fonctionnant en deux intervalles d'interruptions.

1.2.1 Modèle de base de l'espace d'état moyen

Dans la pratique, les fonctions de transfert peuvent être obtenues en utilisant des transistors et des diodes qui présentent des nonlinéarités dans un système donné. Dans cette partie, on va développer cette théorie pour les circuits fonctionnant en conduction continue. Un convertisseur opérant en conduction continue, peut être décrit parfaitement par l'espace d'état moyen [1].

Pour les deux intervalles de fonctionnement on a:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_1x + B_1e & \dot{x} &= A_2x + B_2e \\ u_1 &= C_1x & u_2 &= C_2x\end{aligned}\tag{1.1}$$

T_d est l'intervalle pendant lequel l'interrupteur est fermé

T_d' est l'intervalle pendant lequel l'interrupteur est ouvert.

Maintenant on propose un simple moyennement des équations d'état (1.1) qui prend en considération la moyenne des équations dynamique et statique.

Pour une conduction en mode continu, on obtient:

$$\dot{x} = d(A_1x + B_1e) + d'(A_2x + B_2e)\tag{1.2}$$

$$u = du_1 + d'u_2 = (dC_1 + d'C_2)x\tag{1.3}$$

Après réarrangement de ces équations, nous obtenons l'espace d'état moyen pour la conduction continu.

$$\dot{x} = (dA_1 + d'A_2)x + (dB_1 + d'B_2)e\tag{1.4}$$

$$u = (dC_1 + d'C_2)x\tag{1.5}$$

Notons que pour ces équations, le rapport cyclique est considéré constant, il faut savoir que ce n'est pas une variable discontinue qui change de valeur entre 0 et 1, mais c'est un nombre fixe pour chaque cycle.

La comparaison entre les équations (1.4), (1.5) et (1.1) est que les matrices du système du modèle moyen sont obtenues en prenant la moyenne des deux équations (1.1).

Le modèle représenté en (1.4) et (1.5) est le modèle moyen pour chaque période T. Si maintenant on suppose que le rapport cyclique d est constant d'un cycle à un autre, alors d=D (le régime statique du rapport cyclique), on obtient:

$$\dot{x} = Ax + Be \quad (1.6)$$

$$u = Cx \quad (1.7)$$

$$\begin{aligned} A &= DA_1 + D'A_2 \\ B &= DB_1 + D'B_2 \\ C &= DC_1 + D'C_2 \end{aligned} \quad (1.8)$$

À partir des équations (1.6) et (1.7) on peut procéder à la linéarisation et la perturbation du système [1].

$$\begin{aligned} e &= E + e^* \\ x &= X + x^* \\ u &= U + u^* \end{aligned} \quad (1.9)$$

on obtient

$$\dot{x}^* = AX + BE + Ax^* + Be^* \quad (1.10)$$

$$U + u^* = CX + Cx^* \quad (1.11)$$

Par une séparation du régime statique et du régime dynamique on obtient:

Régime statique:

$$0 = AX + BE \quad (1.12)$$

$$U = -CA^{-1}BE \quad (1.13)$$

Régime dynamique

$$\dot{x}^* = Ax^* + Be^* \quad (1.14)$$

$$u^* = Cx^* \quad (1.15)$$

à partir de (1.14) et (1.15) on peut déterminer facilement les fonctions de transfert.

$$\frac{x^*}{e^*} = (sI - A)^{-1}B \quad (1.16)$$

$$\frac{u^*}{e^*} = C(sI - A)^{-1}B \quad (1.17)$$

Perturbations

Supposons maintenant que le rapport cyclique change d'un cycle à un autre, donc on peut écrire

$$d(t) = D + d^* \quad (1.18)$$

alors les équation (1.4) et (1.5) deviennent :

$$\begin{aligned} \dot{x}^* &= AX + BE + Ax^* + Be^* + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)E]d^* \\ &\quad + [(A_1 - A_2)x^* + (B_1 - B_2)e^*]d^* \end{aligned} \quad (1.19)$$

$$U + u^* = CX + Cx^* + (C_1 - C_2)Xd^* + (C_1 - C_2)x^*d^* \quad (1.20)$$

1.2.2 Linéarisation et modèle moyen final de l'espace d'état

Dans cette partie, on fera l'approximation en petits signaux.

$$e^* \ll e, \quad d^* \ll d, \quad x^* \ll x \quad (1.21)$$

En utilisant cette approximation on peut négliger les termes nonlinéaires de (1.19) et en séparant le régime statique et le régime dynamique, on obtient:

Régime statique

$$X = -A^{-1}BE \quad (1.22)$$

$$U = -CA^{-1}BE \quad (1.23)$$

Régime dynamique

$$\dot{x}^* = Ax^* + Be^* + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)e]d^* \quad (1.24)$$

$$u^* = Cx^* + (C_1 - C_2)Xd^* \quad (1.25)$$

Les équations (1.24) et (1.25) représentent le modèle en petits signaux pour un convertisseur à interrupteur à deux états, fonctionnant en conduction continue.

1.2.3 Modèle canonique du circuit

Les équations d'état (1.24) et (1.25) donnent une description complète en petit signal du système.

En partant du modèle de la figure 1.1-a et en négligeant les termes du second ordre, le modèle à la figure 1.1-b est déduit.

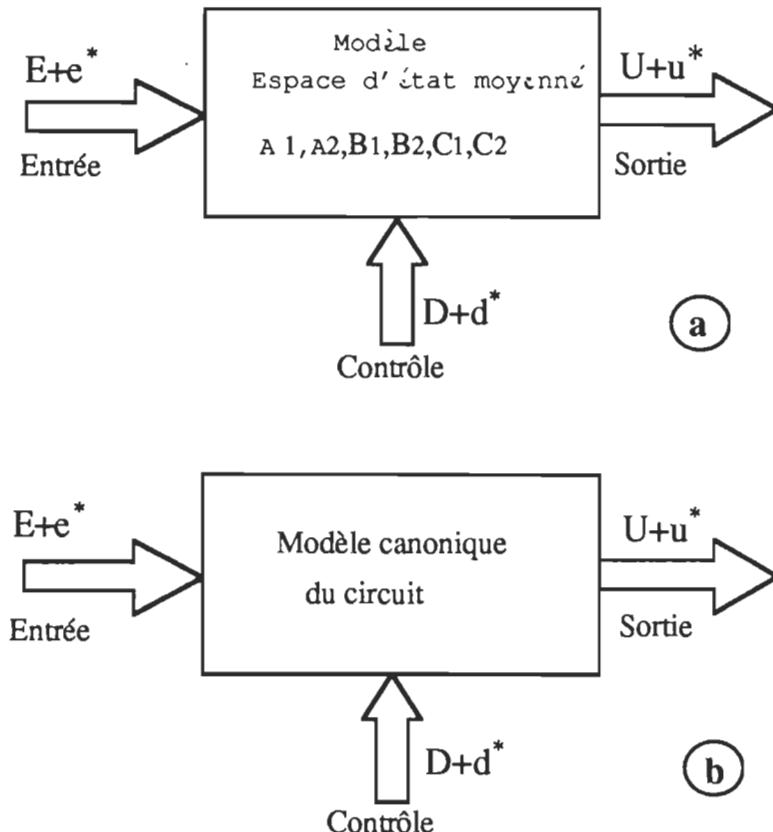


Fig- 1.1 Schéma bloc du modèle canonique du circuit

Ce modèle est appelé modèle canonique car n'importe quel convertisseur à interrupteur fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion (MLI) peut être représenté sous cette forme.

1.2.4 Dérivation du modèle canonique à partir de l'espace d'état

À partir des équations générales (1.24) et (1.25) nous pouvons obtenir directement les équations suivantes en utilisant la transformée de Laplace.

$$x^*(s) = (sI - A)^{-1}Be^*(s) + (sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)E]d^*(s) \quad (1.26)$$

$$u^*(s) = Cx^*(s) + (C_1 - C_2)Xd^*(s) \quad (1.27)$$

De plus du modèle canonique proposé à la figure 1.2 [13], nous déduisons que:

$$u^*(s) = (e^* + e_1 d^*) \frac{1}{M} H_f(s) \quad (1.28)$$

$$i^*(s) = j d^* + (e_1 d^* + e^*) \frac{1}{M^2 Z_{ei}(s)} \quad (1.29)$$

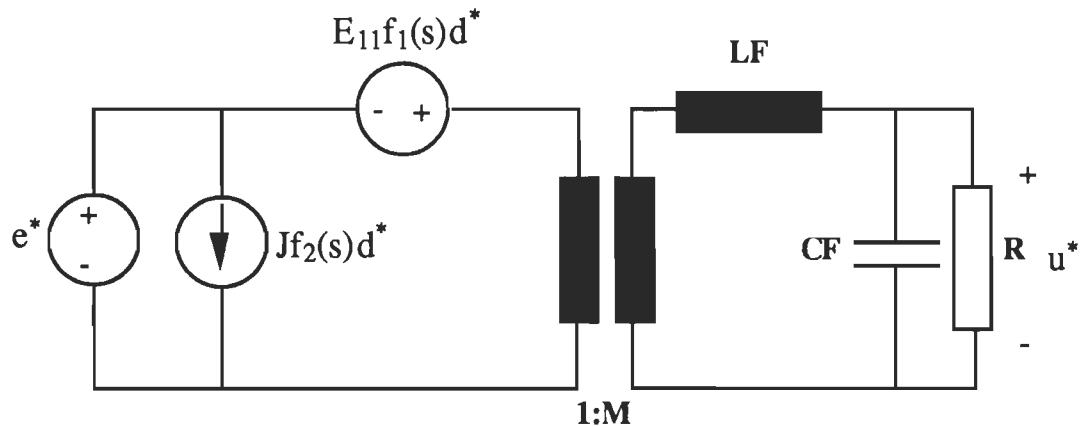


Fig-1.2 Modèle canonique en petits signaux du convertisseur à MLI

Après réarrangement des équations (1.28) et (1.29) on obtient:

$$u^*(s) = \frac{1}{M} H_f(s) e^*(s) + e_1 \frac{1}{M} H_f(s) d^*(s) \quad (1.30)$$

$$i^*(s) = \frac{1}{M^2 Z_{ei}(s)} e^*(s) + \left(j + \frac{e_1}{M^2 Z_{ei}(s)} \right) d^*(s) \quad (1.31)$$

$$j(s) = Jf_2(s); e_1 = E_{11}f_1(s)$$

Donc en comparaison avec les équations (1.24) et (1.25) on voit bien que le modèle canonique montré à la figure 1.2 donne les mêmes résultats à condition de déterminer les valeurs correspondantes à $e_1(s) = E_{11}f_1(s)$, $j(s) = Jf_2(s)$ et la valeur de l'impédance $Z_{ei}(s)$.

1.3- Modèle d'espace d'état moyené des convertisseurs CC-CC pour le mode de conduction continue

L'espace d'état moyené est une technique de modélisation pouvant être employée, en particulier, pour la modélisation des convertisseurs de puissance. Elle repose sur des modèles mathématiques (résolution matricielle) qui permettent de transformer un tel système sous forme d'équations d'état qui seront moyenées, perturbées et linéarisées.

En résumé, nous pouvons dire que la procédure de développement de la technique de l'EEM se fera selon les six étapes décrites ci-après.

- **Étape 1 :** Établir le circuit équivalent linéaire pour chaque état du convertisseur. Dans le cas du mode conduction continue, il y a deux états de fonctionnement pour les deux positions de l'interrupteur.
- Étape 2 :** Écrire les équations du circuit pour chaque modèle du circuit équivalent de l'étape 1.
- Étape 3 :** Moyenner chaque variable de l'équation en utilisant le rapport cyclique de l'interrupteur et en combinant les deux équations d'état en une seule, qui sera appelée équation moyenée pour les deux états de fonctionnement.
- Étape 4 :** Procéder à la perturbation des équations moyenée de l'étape 3 pour produire les signaux CC et les petits signaux CA en éliminant les termes nonlinéaires du deuxième ordre.

-**Étape 5** : Transformer les termes en petits signaux en termes dans le domaine de Laplace (domaine des fréquences). À cette étape nous aurons un modèle mathématique (fonction de transfert).

-**Étape 6** : Déterminer le modèle du circuit équivalent correspondant aux équations mathématiques déterminées par les étapes précédentes.

1.3.1 Application au convertisseur dévolteur à MLI

Utilisons les six étapes décrites précédemment pour le dévolteur à MLI opérant en mode de conduction continue [13]. Les deux circuits équivalents pour les deux positions de l'interrupteur sont données par la figure 1.3. Nous considérons que les interrupteurs sont idéaux (chute de tension nulle en conduction, temps de fermeture et d'ouverture nuls).

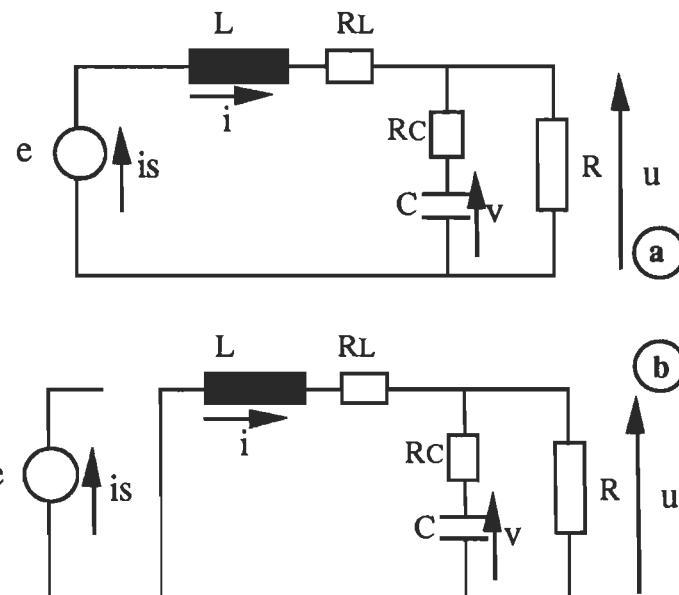


Fig 1.3 Convertisseur à MLI
 (a) Interrupteur fermé
 (b) Interrupteur ouvert

Maintenant on détermine les équations d'états pour chaque circuit équivalent.
À partir de la figure 1.3-a on a:

$$\frac{di}{dt} = \frac{-1}{L} \left(\frac{RR_L + RR_C + R_L R_C}{R+R_C} \right) i - \frac{1}{L} \left(\frac{R}{R+R_C} \right) v + \frac{e}{L} \quad (1.32)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R+R_C} \right) i - \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R+R_C} \right) v \quad (1.33)$$

$$u = \left(\frac{RR_C}{R+R_C} \right) i + \left(\frac{R}{R+R_C} \right) v \quad i_S = i \quad (1.34)$$

et à partir de la figure 1.3-b on a:

$$\frac{di}{dt} = \frac{-1}{L} \left(\frac{RR_L + RR_C + R_L R_C}{R+R_C} \right) i - \frac{1}{L} \left(\frac{R}{R+R_C} \right) v \quad (1.35)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R+R_C} \right) i - \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R+R_C} \right) v \quad (1.36)$$

$$u = \left(\frac{RR_C}{R+R_C} \right) i + \left(\frac{R}{R+R_C} \right) v \quad (1.37)$$

$$i_S = 0 \quad (1.38)$$

Ces équations décrivent complètement le fonctionnement du convertisseur pour chaque séquence d'opération, maintenant, on va déterminer l'équation moyenne en utilisant le rapport cyclique de l'interrupteur (étape 3). On obtient ainsi.

Équations d'état

$$\frac{di}{dt} = \frac{-1}{L} \left(\frac{RR_L + RR_C + R_L R_C}{R + R_C} \right) i - \frac{1}{L} \left(\frac{R}{R + R_C} \right) v + \frac{de}{L} \quad (1.39)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R + R_C} \right) i - \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R + R_C} \right) v \quad (1.40)$$

$$u = \left(\frac{RR_C}{R + R_C} \right) i + \left(\frac{R}{R + R_C} \right) v \quad (1.41)$$

$$i_S = di \quad (1.42)$$

Nous sommes arrivés maintenant à une seule équation d'état, on procède à la perturbation des variables d'état autour du point de fonctionnement et à la détermination des équations statiques et dynamiques (étape 4). On développe les expressions après les perturbations et en éliminant tous les termes nonlinéaires. On obtient deux types d'équations: les équations statiques définissant le point de fonctionnement et les équations dynamiques définissant les fonctions de transfert du système en petits signaux.

Équations statiques

$$0 = -[R_L + \left(\frac{RR_C}{R + R_C} \right)] I - \left(\frac{R}{R + R_C} \right) V + DE \quad (1.43)$$

$$0 = \left(\frac{R}{R + R_C} \right) I - \left(\frac{1}{R + R_C} \right) V \quad (1.44)$$

$$U = \left(\frac{RR_C}{R + R_C} \right) I + \left(\frac{R}{R + R_C} \right) V \quad (1.45)$$

$$I_S = D I \quad (1.46)$$

Équations dynamiques

$$\frac{di^*}{dt} = \frac{-1}{L} \left(\frac{RR_L + RR_C + R_L R_C}{R + R_C} \right) i^* - \frac{1}{L} \left(\frac{R}{R + R_C} \right) v^* + \frac{D}{L} e^* + \frac{E}{L} d^* \quad (1.47)$$

$$\frac{dv^*}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R + R_C} \right) i^* - \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R + R_C} \right) v^* \quad (1.48)$$

$$u^* = \left(\frac{RR_C}{R + R_C} \right) i^* + \left(\frac{R}{R + R_C} \right) v^* \quad (1.49)$$

$$i_S^* = D i^* + I d^* \quad (1.50)$$

À partir de ces équations en petits signaux , on peut appliquer la transformée de Laplace pour déterminer les fonctions de transfert en petits signaux (étape 5).

$$E d^*(s) + D e^*(s) = (sL + R_L + \frac{RR_C}{R + R_C}) i^*(s) + \frac{R}{R + R_C} v^*(s) \quad (1.51)$$

$$0 = \left(\frac{R}{R + R_C} \right) i^*(s) - [sC + \frac{1}{R + R_C}] v^*(s) \quad (1.52)$$

$$u^*(s) = \left(\frac{RR_C}{R + R_C} \right) i^*(s) + [\frac{R}{R + R_C}] v^*(s) \quad (1.53)$$

$$i_S^*(s) = D i^*(s) + I d^*(s) \quad (1.54)$$

En utilisant les expressions de I et V à partir des équations statiques. et en utilisant le modèle en petits signaux, on détermine l'expression de $E_{11}f_1(s)$ et $Jf_2(s)$, avec l'approximation que $R_L \ll R$.

$$E_{11}f_1(s) = \frac{U}{D^2} = \frac{E}{D} \quad (1.55)$$

$$Jf_2(s) = \frac{U}{R} = I \quad (1.56)$$

Le modèle en petits signaux pour le convertisseur dévolteur à MLI est donné à la figure 1.4.

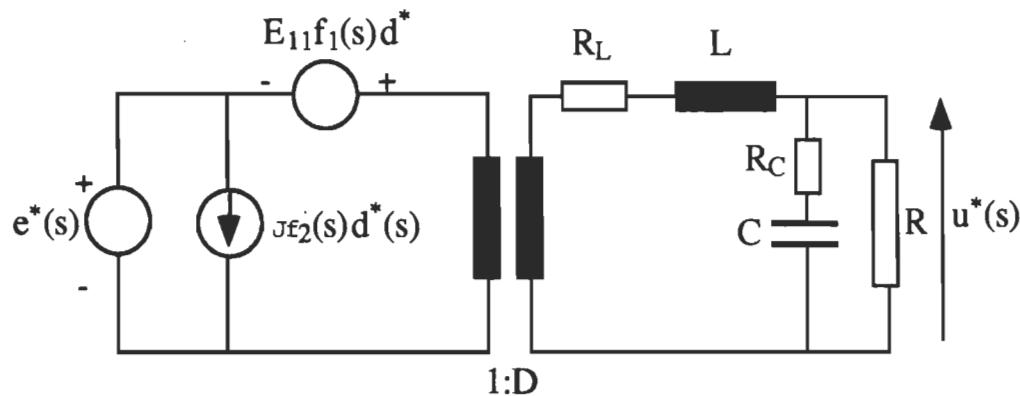


Fig 1.4 Modèle en petits signaux du convertisseur dévolteur

En tenant compte des équations statiques, la fonction de transfert statique devient:

$$\frac{U}{E} = D \left[\frac{R}{R + R_L} \right] \quad (1.57)$$

Cela veut dire qu'en présence des résistances parasites, la fonction de transfert idéale sera multipliée par un facteur de correction (atténuation de gain).

1.3.2 Transformation du modèle en petits signaux en un diagramme fonctionnel de fonctions de transfert

Le modèle canonique du convertisseur dévolteur est donné par la figure 1.4. En appliquant à ce modèle la loi des mailles, en calculant l'impédance $Z = R_L + sL$ du secondaire du transformateur vu à partir du primaire et connaissant le rapport du transformateur $M=D$, le schéma équivalent que l'on déduit est donné par la figure 1.5.

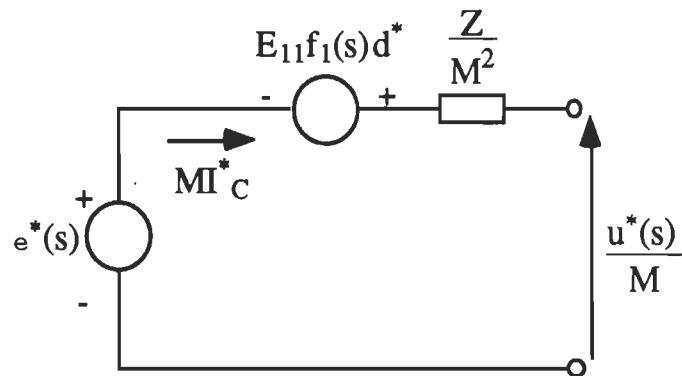


Fig 1.5 Circuit équivalent du modèle canonique vu à partir du primaire du transformateur

En tenant compte des expressions de $E_{11}f_1(s)$ et $Jf_2(s)$ on aboutit au résultat suivant:

$$\frac{M}{Z}e^*(s) + \frac{E}{Z}d^*(s) - \frac{1}{Z}u^*(s) = I^*C(s) \quad (1.58)$$

$$Z = R_L + sL$$

Ainsi le diagramme fonctionnel du convertisseur dévolteur est donné à la figure 1.6.

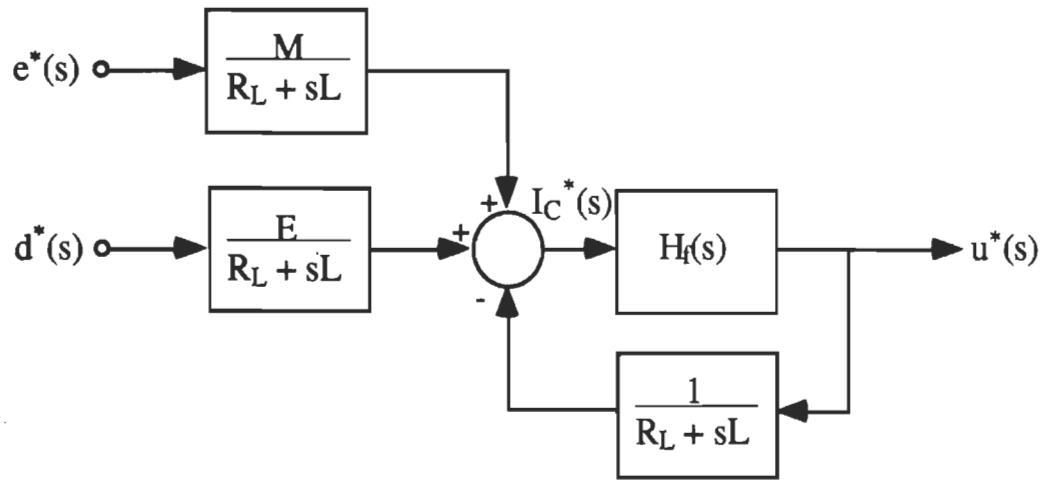


Fig 1.6 Diagramme fonctionnel du convertisseur dévolteur par EEM

1.3.3 Application de la méthode EEM au convertisseur survolteur à MLI

De la même manière toutes les étapes utilisées pour le dévolteur pourront être répétées pour le convertisseur survolteur. D'abord, on détermine les équations d'état pour chaque étape de fonctionnement, d'après la figure 1.7.a.

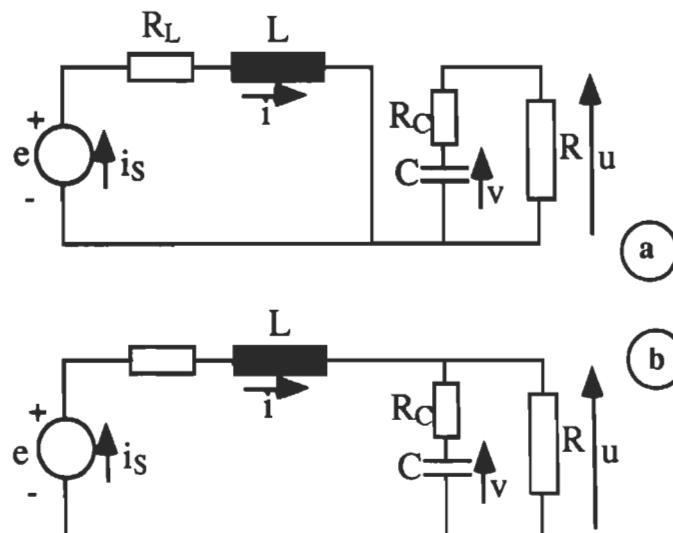


Fig 1.7 Convertisseur survolteur à MLI (a) Interrupteur fermé. (b) Interrupteur ouvert.

$$\frac{di}{dt} = - \left[\frac{R_L}{L} \right] i + \frac{e}{L} \quad (1.59)$$

$$\frac{dv}{dt} = - \frac{v}{(R + R_C)C} \quad (1.60)$$

$$u = \frac{R}{(R + R_C)} v \quad (1.61)$$

$$i_S = i \quad (1.62)$$

D'après la figure 1.7-b on a:

$$\frac{di}{dt} = - \left[\frac{R_L + (R/R_C)}{L} \right] i - \frac{1}{L} \left[\frac{R}{R + R_C} \right] v + \frac{e}{L} \quad (1.63)$$

$$\frac{dv}{dt} = \left[\frac{R}{(R + R_C)C} \right] i - \left[\frac{1}{(R + R_C)C} \right] v \quad (1.64)$$

$$u = (R/R_C) i + \left[\frac{R}{(R + R_C)} \right] v \quad (1.65)$$

$$i_S = i \quad (1.66)$$

À l'aide du rapport cyclique on obtient le système d'équations moyennées suivant:

$$\frac{di}{dt} = - \left[\frac{R_L + (1-d)(R/R_C)}{L} \right] i - \frac{1}{L} \left[\frac{(1-d)R}{R + R_C} \right] v + \frac{e}{L} \quad (1.67)$$

$$\frac{dv}{dt} = \left[\frac{(1-d)R}{(R + R_C)C} \right] i - \left[\frac{1}{(R + R_C)C} \right] v \quad (1.68)$$

$$u = (1 - d)(R/R_C) i + \left[\frac{R}{(R + R_C)} \right] v \quad (1.69)$$

$$i_S = i \quad (1.70)$$

À ce système d'équations, on applique les perturbations des variables d'état autour du point de fonctionnement en utilisant les expressions suivantes:

$$e = E + e^*, v = V + v^*, u = U + u^*, i = I + i^*, i_S = I_S + i_S^* \quad (1.71)$$

avec $x_q^* \ll X_q$; x_q représente toutes les variables du système.

On obtient :

Le régime statique:

$$0 = -[R_L + (R/R_C)(1 - D)] I - \left(\frac{R(1 - D)}{R + R_C} \right) V + E \quad (1.72)$$

$$0 = (R(1 - D)) I - V \quad (1.73)$$

$$U = (R/R_C)(1 - D) I + \left(\frac{R}{R + R_C} \right) V \quad (1.74)$$

$$I_S = I \quad (1.75)$$

Le régime dynamique:

$$\frac{di^*}{dt} = -\left[\frac{R_L + D'(R/R_C)}{L} \right] i^* - \frac{1}{L} \left[\frac{D'R}{R + R_C} \right] v^* + \frac{e^*}{L} + \left(\frac{U}{D'L} \right) \left(\frac{D'R + R_C}{R + R_C} \right) d^* \quad (1.76)$$

$$\frac{dv^*}{dt} = \left[\frac{D' R}{(R + R_C)C} \right] i^* - \left[\frac{1}{(R + R_C)C} \right] v^* + \left[\frac{U}{D'(R + R_C)C} \right] d^* \quad (1.77)$$

$$u^* = [R/R_C] D' i^* + \left[\frac{R}{(R + R_C)} \right] v^* - \left[\frac{UR_C}{D'(R + R_C)} \right] d^* \quad (1.78)$$

$$i_S^* = i^* \quad (1.79)$$

À partir des équations statiques on tire les expressions suivantes:

$$I = \frac{U}{D' R} ; \quad V = U ; \quad M = \frac{D' R}{R'} \quad (1.80)$$

$$R' = R_L + (R/R_C) D' + \frac{(R D')^2}{R + R_C} \quad (1.81)$$

or

$$M = \frac{D' R}{R'} = \left[\frac{1}{D'} \right] \left[\frac{D'^2 R}{R'} \right] \quad (1.82)$$

Donc, l'introduction des résistances parasites fait apparaître un facteur de correction dans la fonction de transfert idéal statique.

Le pas suivant est l'application de la transformée de Laplace au système de fonction en petit signaux.

$$\frac{U}{D'} \left[\frac{D'R + R_C}{R + R_C} \right] d^*(s) + e^*(s) = [sL + R_L + D'(R/R_C)] i^*(s) + \left[\frac{D'R}{R + R_C} \right] v^*(s) \quad (1.83)$$

$$\frac{U}{D'} d^*(s) = [D' R] i^*(s) - [1 + sC(R + R_C)] v^*(s) \quad (1.84)$$

$$u^*(s) = [D' (R/R_C)] i^*(s) + \left[\frac{R}{R + R_C} \right] v^*(s) - \left[\frac{UR_C}{D' (R + R_C)} \right] d^*(s) \quad (1.85)$$

$$i_S^*(s) = i^*(s) \quad (1.86)$$

En utilisant le modèle mathématique, on tire les expressions suivantes:

$$E_{11} = U \left[\frac{R}{R + R_C} - \frac{R_L}{D'^2 R} \right] \quad (1.87)$$

$$f_1(s) = 1 - s \left[\frac{\frac{L}{(D' R)^2}}{\frac{R}{R + R_C} - R_L} \right] \quad (1.88)$$

$$J = \frac{U}{D'^2 R} ; \quad f_2(s) = 1 \quad (1.89)$$

$$R_e = \frac{R_L + (R/R_C)DD'}{D'^2} \quad (1.90)$$

$$L_e = \frac{L}{D'^2} ; \quad f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.91)$$

Enfin le modèle en petits signaux du convertisseur survoltéur à MLI est donné par la figure 1.8.

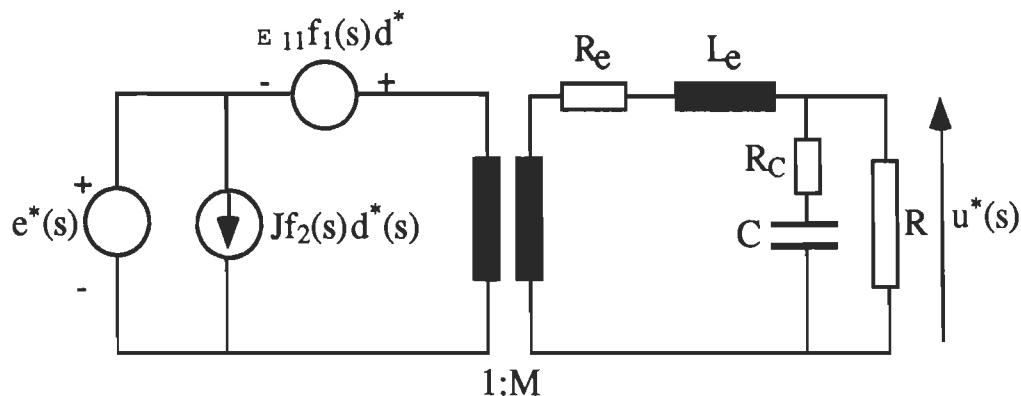


Fig 1.8 Modèle canonique du convertisseur survoltéur

1.3.4 Transformation du modèle en petits signaux en un diagramme fonctionnel de fonctions de transfert

De la même manière, on va transformer le modèle canonique en petits signaux du convertisseur survolteur pour pouvoir comparer les résultats obtenus avec les résultats qu'on va déterminer plus tard par la méthode d'injection de courant. Mais avant de procéder à la transformation, on doit tout d'abord faire des approximations pour avoir des expressions plus simples et comparables à celles de la méthode par injection de courant.

Le modèle canonique du convertisseur survolteur est donné à la figure 1.8. Si on applique à ce modèle la loi des mailles en calculant l'impédance $Z = R + sL$ du secondaire du transformateur vu à partir du primaire. Connaissant le rapport de transformation M , le schéma équivalent que l'on déduit est donné par la figure 1.9.

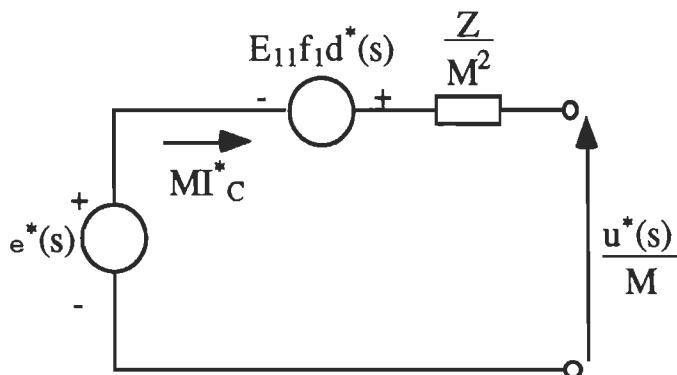


Fig 1.9 Circuit équivalent du modèle canonique vu du primaire du transformateur

En tenant compte des expressions de $E_1 f_1(s)$ et $J f_2(s)$ on aboutit au résultat suivant:

$$Z = R_e + sL_e$$

$$Z = [[R_L + (R/R_C)DD'] + sL] M^2 \approx (R_L + sL) M^2 \quad (1.92)$$

On peut négliger $(R/R_C)D(1-D) \ll R_L$.

En tenant compte de l'expression de $E_1 f_1(s)$, on peut approximer les termes suivants:

$$\frac{R}{\left(\frac{R}{M}\right)^2 - R_L(R + R_L)} \approx \frac{R}{\left(\frac{R}{M}\right)^2} = \frac{M^2}{R} \quad (1.93)$$

car

$$\left(\frac{R}{M}\right)^2 \gg R_L(R + R_C) \quad (1.94)$$

et

$$\frac{\frac{M^2 R_L}{R^3} - RR_L}{\frac{M^2(R + R_C)}{R^3}} \approx \frac{\frac{M^2 R_L}{R^3}}{\frac{M^2(R + R_C)}{R^3}} \approx \frac{R_L M^4}{R^2} \quad (1.95)$$

car (pour D limité à 0.9)

$$\frac{R^3}{M^2(R + R_C)} \gg RR_L \quad (1.96)$$

On obtient donc

$$E_1 f_1(s) = ME \left[1 - \frac{M^2 R_L}{R} + sL \left[\frac{M^4 R_L}{R^2} - \frac{M^2}{R} \right] \right] \quad (1.97)$$

$$R_L R \ll \frac{R^2}{M^2} \quad (1.98)$$

donc

$$E_{11} f_1(s) = ME \left[1 - \frac{M^2}{R} [R_L + sL] \right] \quad (1.99)$$

À partir de ces approximations, on peut tirer le diagramme fonctionnel du survolteur par la méthode (EEM):

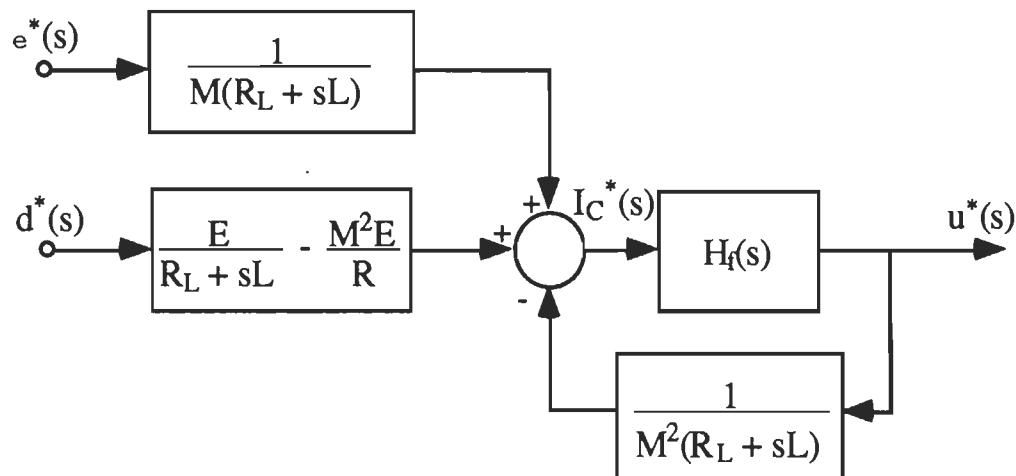


Fig1.10 Diagramme fonctionnel du survolteur à MLI par EEM

1.3.5 Application de la méthode EEM au convertisseur dévolteur-survolteur à MLI

De la même manière toutes les étapes utilisées pour le dévolteur et le survolteur pourront être répétées pour le convertisseur dévolteur-

survolteur. On détermine d'abord les équations d'état pour chaque étape de fonctionnement. D'après la figure 1.11-a.

$$\frac{di}{dt} = - \left[\frac{R_L}{L} \right] i + \frac{e}{L} \quad (1.100)$$

$$\frac{dv}{dt} = - \frac{v}{(R + R_C)C} \quad (1.101)$$

$$u = \frac{R}{(R + R_C)} v \quad (1.102)$$

$$i_S = i \quad (1.103)$$

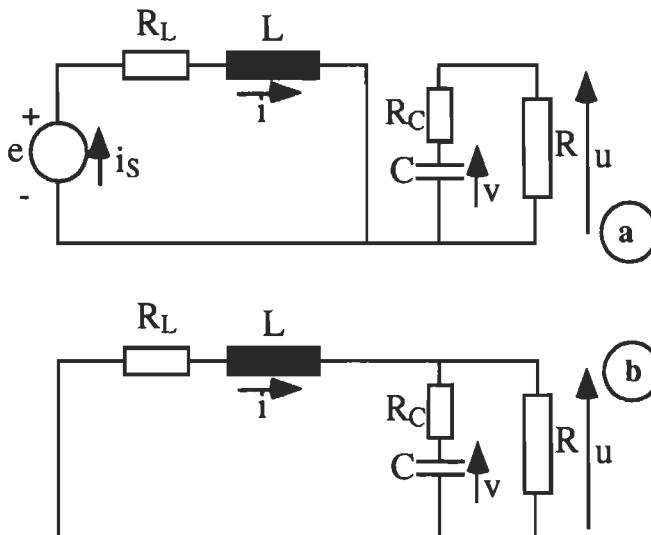


Fig 1.11 Convertisseur dévoltageur-survolteur à MLI (a) Interrupteur fermé.
(b) Interrupteur ouvert.

D'après la figure 1.11-b on a:

$$\frac{di}{dt} = - \left[\frac{R_L + (R/R_C)}{L} \right] i - \frac{1}{L} \left[\frac{R}{R + R_C} \right] v \quad (1.104)$$

$$\frac{dv}{dt} = \left[\frac{R}{(R + R_C)C} \right] i - \left[\frac{1}{(R + R_C)C} \right] v \quad (1.105)$$

$$u = (R/R_C) i + \left[\frac{R}{(R + R_C)} \right] v \quad (1.106)$$

$$i_S = 0 \quad (1.107)$$

À l'aide du rapport cyclique on obtient le système d'équations moyennés suivant:

$$\frac{di}{dt} = - \left[\frac{R_L + (1-d)(R/R_C)}{L} \right] i - \frac{1}{L} \left[\frac{(1-d)R}{R+R_C} \right] v + \frac{de}{L} \quad (1.108)$$

$$\frac{dv}{dt} = \left[\frac{(1-d)R}{(R+R_C)C} \right] i - \left[\frac{1}{(R+R_C)C} \right] v \quad (1.109)$$

$$u = (1-d)(R/R_C) i + \left[\frac{R}{(R+R_C)} \right] v \quad (1.110)$$

$$i_S = di \quad (1.111)$$

À ce système d'équations, on applique des perturbations autour du point de fonctionnement en utilisant les expressions suivantes:

$$e = E + e^*, v = V + v^*, u = U + u^*, i = I + i^*, i_S = I_S + i_S^* \quad (1.112)$$

avec $x_q^* \ll X_q$; x_q représente tous les variables du système.

On obtient :

Le régime statique:

$$0 = - [R_L + (R/R_C)(1-D)] I - \left(\frac{R(1-D)}{R+R_C} \right) V + DE \quad (1.113)$$

$$0 = (R(1-D))I - V \quad (1.114)$$

$$U = (R/R_C)(1-D)I + \left(\frac{R}{R+R_C} \right) V \quad (1.115)$$

$$I_S = DI \quad (1.116)$$

Le régime dynamique:

$$\frac{di^*}{dt} = - \left[\frac{R_L + D'(R/R_C)}{L} \right] i^* - \frac{1}{L} \left[\frac{D'R}{R + R_C} \right] v^* + \frac{De^*}{L} + \left(\frac{U}{D'L} \right) \left(\frac{D'R + R_C + D'^2}{R + R_C} \right) d^* \quad (1.117)$$

$$\frac{dv^*}{dt} = \left[\frac{D' R}{(R + R_C) C} \right] i^* - \left[\frac{1}{(R + R_C) C} \right] v^* - \left[\frac{U}{D'(R + R_C) C} \right] d^* \quad (1.117)$$

$$u^* = [R/R_C] D' i^* + \left[\frac{R}{(R + R_C)} \right] v^* - \left[\frac{UR_C}{D'(R + R_C)} \right] d^* \quad (1.118)$$

$$i_S^* = Di^* - \frac{U}{D'R} d^* \quad (1.119)$$

À partir des équations statiques on tire les expressions suivantes:

$$I = \frac{V}{D' R} ; M = \frac{DD' R}{R'} \quad (1.120)$$

$$R' = R_L + (R/R_C) D' + \frac{(R D')^2}{R + R_C} \quad (1.121)$$

or

$$M = \left[\frac{D}{D'} \right] \left[\frac{D'^2 R}{R'} \right] \quad (1.122)$$

Donc, l'introduction des résistances parasites fait apparaître un facteur de correction dans la fonction de transfert idéale statique.

Le pas suivant est l'application de la transformée de Laplace au système de fonctions en petits signaux.

$$\frac{U}{D'} \left[\frac{D'R + R_C}{R + R_C} + \frac{D'^2}{D} \right] d^*(s) + D e^*(s) = [sL + R_L + D'(R/R_C)] i^*(s) + \left[\frac{D'R}{R + R_C} \right] v^*(s)$$

$$\frac{U}{D'} d^*(s) = [D'R] i^*(s) - [1 + sC(R + R_C)] v^*(s) \quad (1.123)$$

$$u^*(s) = [D' (R/R_C)] i^*(s) + \left[\frac{R}{R + R_C} \right] v^*(s) - \left[\frac{UR_C}{D' (R + R_C)} \right] d^*(s) \quad (1.124)$$

$$i_S^* = Di^* - \frac{U}{D'R} d^* \quad (1.125)$$

En utilisant le modèle mathématique, on tire les expressions suivantes:

$$E_{11} = -\frac{U}{D^2} \left[\frac{R}{R + R_C} - \frac{DR_L}{D'^2 R} \right] \quad (1.126)$$

$$f_1(s) = 1 - s \left[\frac{\frac{DL}{(D'R)^2}}{\frac{R + R_C}{R + R_C} - R_L} \right] \quad (1.127)$$

$$J = -\frac{U}{D'^2 R} ; \quad f_2(s) = 1 \quad (1.128)$$

$$R_e = \frac{R_L + (R/R_C)DD'}{D'^2} \quad (1.129)$$

$$L_e = \frac{L}{D'^2} ; \quad f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.130)$$

Enfin le modèle en petits signaux du convertisseur dévolteur-survolteur à MLI est donné par la figure 1.12.

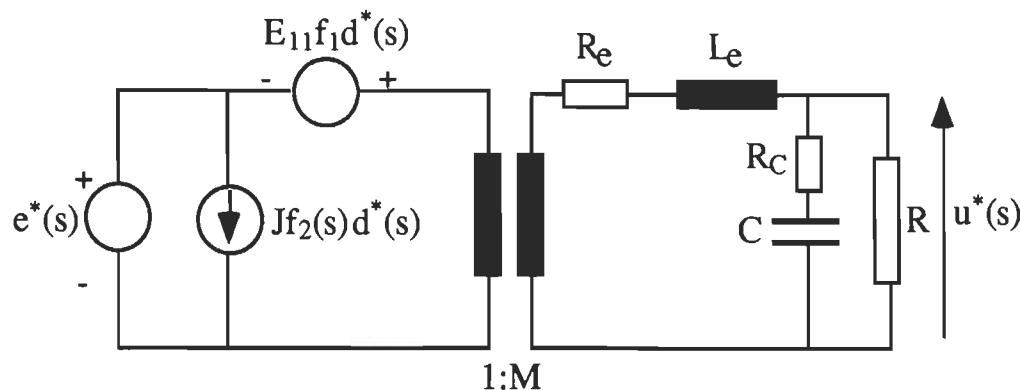


Fig 1.12 Modèle canonique en petits signaux du convertisseur dévolteur- survoltéur.

1.3.6 Transformation du modèle en petits signaux en un diagramme fonctionnel de fonctions de transfert

De la même manière, on va transformer le modèle canonique en petits signaux du convertisseur dévolteur-survolteur pour pouvoir comparer les résultats obtenus avec les résultats qu'on va déterminer plus tard par la méthode d'injection de courant. Mais avant toute transformation, on va prendre en considération des approximations qui vont nous permettre d'obtenir des expressions moins complexes et plus simple à manipuler; ces expressions seront comparables à celles de la méthode par injection de courant.

Le modèle canonique du convertisseur dévolteur-survolteur est donné à la figure 1.12. Si on applique à ce modèle la loi des mailles en calculant l'impédance $Z = R_e + sL_e$ du secondaire du transformateur vu à partir du primaire, et connaissant le rapport de transformation M , le schéma équivalent est donné à la figure 1.13.

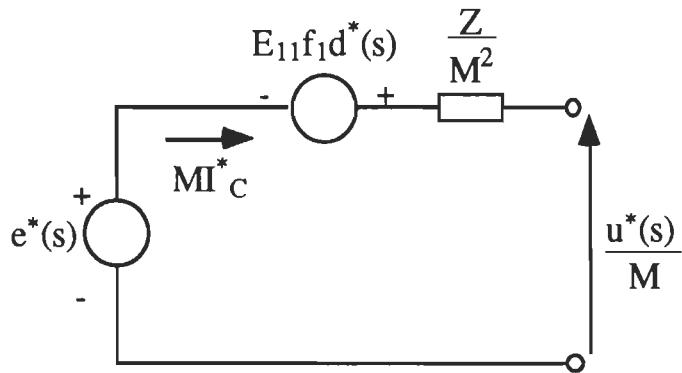


Fig 1.13 Circuit équivalent du modèle canonique vu du primaire du transformateur

En tenant compte des expressions de $E_{11}f_1(s)$ et $Jf_2(s)$ on aboutit au résultat suivant:

$$Z = R_e + sL_e$$

$$Z = [[R_L + (R/R_C)DD'] + sL] M^2 \approx (R_L + sL) M^2 \quad (1.131)$$

On peut négliger $(R/R_C)D(1-D) \ll R_L$.

En tenant compte de l'expression de $E_{11}f_1(s)$, on peut approximer les termes suivants:

$$\frac{\frac{R}{1+M}}{\left(\frac{R}{(1+M)}\right)^2 - R_L(R + R_C)} \approx \frac{\frac{R}{1+M}}{\left(\frac{R}{(1+M)}\right)^2} = \frac{M(1+M)}{R} \quad (1.132)$$

et

$$\frac{\frac{M(1+M)R_L}{R^3} - RR_L}{\frac{(1+M)^2(R + R_C)}{(1+M)^2(R + R_C)}} \approx \frac{\frac{M(1+M)R_L}{R^3}}{\frac{(1+M)^2(R + R_C)}{(1+M)^2(R + R_C)}} \approx \frac{R_L M (1+M)^3}{R^2} \quad (1.133)$$

On obtient donc

$$E_{11}f_1(s) = \frac{(1+M)^2}{M} E \left[1 - \frac{M(1+M)R_L}{R} + sLM \left[\frac{M(1+M)^2 R_L}{R^2} - \frac{(1+M)}{R} \right] \right] \quad (1.134)$$

donc

$$E_{11}f_1(s) = \frac{(1+M)^2}{M} E \left[1 - \frac{M(1+M)}{R} [R_L + sL] \right] \quad (1.135)$$

À partir de ces approximations, on peut tirer le diagramme fonctionnel du dévolteur-survolteur par la méthode EEM:

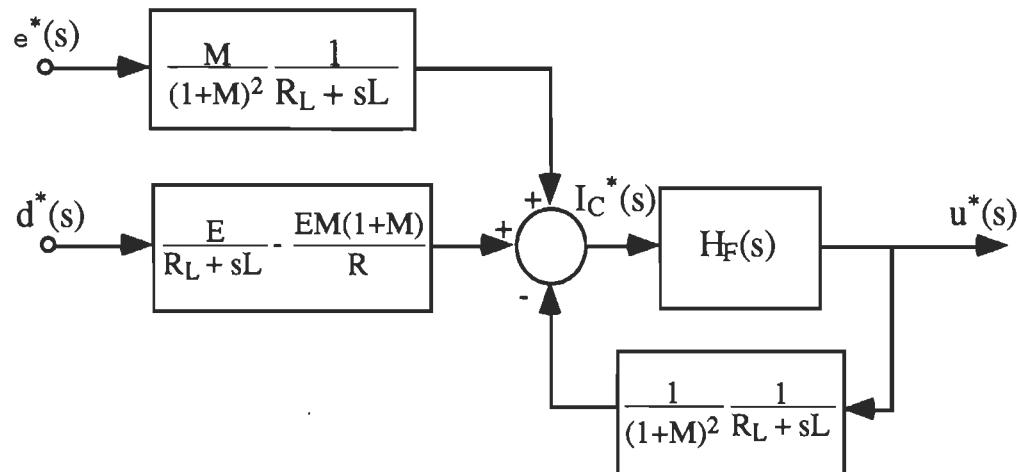


Fig1.14 Diagramme fonctionnel du dévolteur-survolteur à MLI par EEM.

1.4- Conclusion

La modélisation des convertisseurs CC-CC à interrupteurs fonctionnant en MLI par la technique de l'espace d'état moyené pour de conduction continue a été illustrée dans ce chapitre. Essentiellement, cette méthode consiste à remplacer les équations d'état par l'équation moyennée pour chaque cycle de fonctionnement et à procéder à la linéarisation et à la

perturbation du système pour pouvoir aboutir au modèle canonique en petits signaux. On remarque que cette méthode est très rigoureuse et se base sur la transformation complète du convertisseur en équations d'état. Ceci donne à cette méthode une complexité des calculs importante pour des convertisseurs ayant plus de deux états de fonctionnement. Toutefois, la méthode EEM restreinte aux convertisseurs de base déjà étudiés reste applicable avec plus ou moins de difficulté lors de l'introduction des résistances parasites.

Chapitre 2

Modélisation par la méthode d'injection de courant des convertisseurs à MLI

2.1- Introduction

Dans la conception des convertisseurs de puissance, la stabilité en boucle fermée est sans doute un critère fort important. Afin de pouvoir étudier cette stabilité, il va de soi que la connaissance du modèle précis du convertisseur est impératif. Le modèle du convertisseur dépend de l'application désirée. Si nous prenons le cas d'une alimentation à découpage, les courants et les tensions varient autour d'un point d'opération et par conséquent le modèle en petits signaux est utilisé. La méthode la plus populaire et aussi la plus laborieuse est celle de l'espace d'état moyené EEM présentée au chapitre1. La méthode d'injection du courant est une technique de modélisation moins répandue que celle de l'EEM mais elle donne des résultats comparables à l'EEM sans présenter autant de complexité. Cette technique a été utilisée pour modéliser les convertisseurs classiques tels que le dévolteur, le survolteur et le dévolteur-survolteur.

2.2- Modélisation classique par injection de courant

Les convertisseurs CC-CC peuvent être séparés en deux parties, soit la partie linéaire et la partie non-linéaire du circuit. Sa partie non-linéaire détermine

l'injection du courant moyen dans la partie linéaire du convertisseur figure 2.1 où:

i_e est le courant d'entrée, i_c le courant de sortie, e tension d'entrée, u tension de sortie et d le rapport cyclique [3, 4].

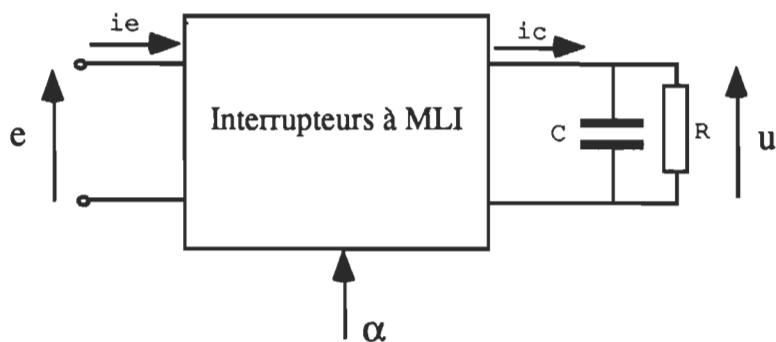


Fig 2.1 Schéma bloc d'un convertisseur à MLI

La méthode d'injection de courant consiste à moyennner le courant de la partie nonlinéaire du convertisseur (transistors, thyristors, diodes, ...). Quant à la partie linéaire, elle peut être représentée par sa fonction de transfert (souvent impédance ou admittance). Dans le but d'obtenir des fonctions de transfert, l'analyse va être réduite au modèle en petits signaux [5, 6, 7].

La modélisation classique d'injection de courant peut se résumer en quatre étapes:

- 1- Le courant dans l'interrupteur est moyenné pour un cycle de fonctionnement et calculé en fonction de la variable de contrôle "d", des tensions d'entrée et de sortie "e" et "u" et du courant "im" dans l'inductance au début du cycle.

-2- L'approximation de la dérivée du courant instantané i_m est donnée par:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{i_m((n+1)T) - i_m(nT)}{T} \quad (2.1)$$

où

T: période de l'interrupteur

$i_m(nT)$ et $i_m((n+1)T)$ sont les courants dans l'inductance au début et à la fin du cycle. L'expression de l'étape 1 est calculée en fonction des mêmes quantités utilisées en (2.1).

-3- La modélisation en petits signaux permet d'accéder à la linéarisation des résultats des deux étapes précédentes.

$$i_o^* = \alpha_o \alpha^* - \beta_o u^* + \gamma_o e^* + \delta_o i_m^* \quad (2.2)$$

$$\frac{di_d^*}{dt} = \alpha_d \alpha^* - \beta_d u^* + \gamma_d e^* + \delta_d i_m^* \quad (2.3)$$

où $\alpha_o, \beta_o, \gamma_o, \delta_o, \alpha_d, \beta_d, \gamma_d$, et δ_d sont des fonctions de transfert qui dépendent de la topologie du convertisseurs.

-4- La transformée de Laplace de l'équation (2.2) donne les relations suivantes en remplaçant i_d dans (2.1) par sa valeur déterminée en(2.3).

$$i_o^*(s) = A_o \alpha^*(s) - B_o u^*(s) + C_o e^*(s) \quad (2.4)$$

$$A_o(s) = \alpha_o + \frac{\alpha_d \delta_o}{s - \delta_d} \quad (2.5)$$

$$B_o(s) = \beta_o + \frac{\beta_d \delta_o}{s - \delta_d} \quad (2.6)$$

$$C_o(s) = \gamma_o + \frac{\gamma_d \delta_o}{s - \delta_d} \quad (2.7)$$

Un convertisseur à MLI est représenté à la figure 2.1. Dans cette figure, on identifie cinq grandeurs comme étant des variables d'entrée-sortie: tension et courant d'entrée, tension et courant de sortie, et le rapport cyclique de l'interrupteur. Maintenant les valeurs moyennes du courant absorbé ou injecté peuvent être exprimées en fonction de la valeur moyenne du rapport cyclique α ($\alpha=d$; le choix de α permettra d'éviter la confusion entre la dérivée et le rapport cyclique dans le développement des équations dans ce chapitre).

$$i_e = i_e(\alpha, u, e) \quad (2.8)$$

$$i_c = i_c(\alpha, u, e) \quad (2.9)$$

Dans le modèle linéaire du convertisseur, une simple relation de proportionnalité existe entre de petits incrément des quantités.

$$di_e = \frac{\partial i_e}{\partial \alpha} d\alpha + \frac{\partial i_e}{\partial u} du + \frac{\partial i_e}{\partial e} de \quad (2.10)$$

$$di_c = \frac{\partial i_c}{\partial \alpha} d\alpha + \frac{\partial i_c}{\partial u} du + \frac{\partial i_c}{\partial e} de \quad (2.11)$$

Les dérivées partielles sont constantes pour un point d'opération donné. Les incrément sont considérées comme des composantes alternatives auxquelles la transformée de Laplace peut être appliquée. Mais quelques fois, le courant d'entrée ou de sortie peuvent contenir une quantité supplémentaire, souvent le courant de l'inductance du convertisseur. Cette difficulté peut être éliminée en approximant la dérivation de ce courant par:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{i_L(t+T) - i_L(t)}{T} \quad (2.12)$$

$i_L(t + T)$ et $i_L(t)$ sont des valeurs du courant au début et à la fin de la période. Avec cette approximation, on peut éliminer le courant de l'inductance dans le domaine de Laplace. Donc, on peut obtenir la transformée de Laplace de deux expressions:

$$i_e^*(s) = A_e(s) x^* - B_e(s) u^* + C_e(s) e^* \quad (2.13)$$

$$i_C^*(s) = A(s) x^* - B(s) u^* + C(s) e^* \quad (2.14)$$

où $A(s)$, $B(s)$, $C(s)$, $A_e(s)$, $B_e(s)$ et $C_e(s)$ sont des fonctions de transfert liées à la topologie du convertisseurs. En général, les coefficients de ces équations sont des fonctions de la variable complexe s . Les expressions (2.13) et (2.14) ont des significations fondamentales parce qu'elles peuvent être déterminées pour chaque type de convertisseur.

2.3- Formules générales des dérivées des coefficients caractéristiques

Ce n'est pas toujours possible de donner l'expression des différentielles du courant injecté ou absorbé seulement en fonction des différentielles des tensions d'entrée, de sortie et de la variable de contrôle. C'est souvent le cas quand le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue. Pour contourner ce problème, une nouvelle variable qui est le courant dans l'inductance au début de la période d'interruption est introduite. Ce courant peut être le courant minimal ou maximal. Les expressions des courants d'entrée et de sortie auront alors la forme suivante [8]:

$$i_q = i_q(\alpha, u, e, i_m) \quad (2.15)$$

i_q : représente soit le courant injecté ou absorbé.

La différentielle totale du courant est définie par:

$$di_q = \frac{\partial i_q}{\partial \alpha} d\alpha + \frac{\partial i_q}{\partial u} du + \frac{\partial i_q}{\partial e} de + \frac{\partial i_q}{\partial i_m} di_m \quad (2.16)$$

l'application de la transformée de Laplace donne.

$$i_q^* = \frac{\partial i_q}{\partial \alpha} \alpha^* + \frac{\partial i_q}{\partial u} u^* + \frac{\partial i_q}{\partial e} e^* + \frac{\partial i_q}{\partial i_m} i_m^* \quad (2.17)$$

Le prochain pas est l'approximation de la dérivée du courant durant la période d'interruption.

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{i_f - i_m}{T} \quad (2.18)$$

if : Valeur du courant dans l'inductance à la fin de la période d'interruption.

$$\frac{di_m}{dt} = f(\alpha, u, e, i_m) \quad (2.19)$$

$$d\left[\frac{di_m}{dt}\right] = \frac{\partial f}{\partial \alpha} d\alpha + \frac{\partial f}{\partial u} du + \frac{\partial f}{\partial e} de + \frac{\partial f}{\partial i_m} di_m \quad (2.20)$$

La transformée de Laplace donne

$$si_m^* = \frac{\partial f}{\partial \alpha} \alpha^* + \frac{\partial f}{\partial u} u^* + \frac{\partial f}{\partial e} e^* + \frac{\partial f}{\partial i_m} i_m^* \quad (2.21)$$

Donc

$$i_c^* = \left[\frac{\partial i_c}{\partial \alpha} + \frac{\partial f}{\partial \alpha} \frac{\partial i_c}{\partial i_m} s - \frac{\partial f}{\partial i_m} \right] \alpha^* + \left[\frac{\partial i_c}{\partial u} + \frac{\partial f}{\partial u} \frac{\partial i_c}{\partial i_m} s - \frac{\partial f}{\partial i_m} \right] u^* \\ + \left[\frac{\partial i_c}{\partial e} + \frac{\partial f}{\partial e} \frac{\partial i_c}{\partial i_m} s - \frac{\partial f}{\partial i_m} \right] e^*. \quad (2.22)$$

i_e^* a la même forme que i_c^* .

2.3.1 Convertisseur dévolteur à MLI

Les convertisseurs élémentaires sont le dévolteur, le survolteur et le dévolteur-survolteur. Pour leur popularité, on les a choisi pour illustrer la modélisation par injection de courant. On va utiliser deux constantes durant le développement des calculs:

$$K = \frac{2L}{RT} ; \quad M = \frac{U}{E} \quad (2.23)$$

où

L: Valeur de l'inductance

R: Résistance de charge

T: Période de l'interrupteur

K: Rapport de temps

M: La fonction de transfert statique du convertisseur

Mode continu

La figure 2.3 montre les formes d'ondes du courant dans l'inductance opérant en mode de conduction continu, ce courant lui même injecté de l'inductance dans le circuit en parallèle RC.

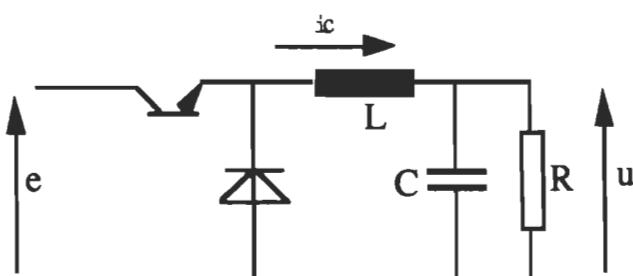


Fig 2.2 Convertisseur dévolteur à MLI

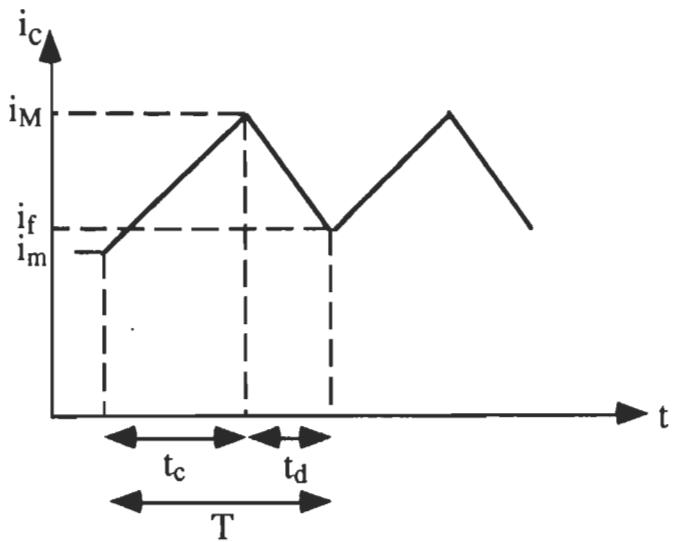


Fig 2.3 Forme d'onde du courant injecté en mode de conduction continue

$$i_c = \frac{i_m + i_M}{2T} t_c + \frac{i_M + i_f}{2T} t_d = \frac{1}{2} \frac{t_c}{T} i_m + \frac{1}{2} i_M + \frac{1}{2} \frac{t_d}{T} i_f \quad (2.24)$$

$$i_f = i_M - \frac{u}{L} t_d \quad (2.25)$$

Substituons dans (2.24) l'expression (2.25) on obtient :

$$i_c = \frac{1}{2} \frac{t_c}{T} i_m + \frac{1}{2} i_M + \frac{1}{2} \frac{t_d}{T} i_M - \frac{u}{2L} \frac{t_d^2}{T} \quad (2.26)$$

D'après les figures 2.2 et 2.3 on peut déduire l'expression suivante:

$$i_M = i_m + \frac{e - u}{L} t_c \quad (2.27)$$

Une substitution de (2.27) dans (2.26) donne :

$$i_c = i_m + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{t_d}{T}\right) \frac{e - u}{L} t_c - \frac{u}{2L} \frac{t_d^2}{T} \quad (2.28)$$

À cette équation appliquons la dérivée du courant injecté

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{di_m}{dt} + \frac{\partial i_c}{\partial t_d} \frac{dt_d}{dt} + \frac{\partial i_c}{\partial e} \frac{de}{dt} + \frac{\partial i_c}{\partial u} \frac{du}{dt} + \frac{\partial i_c}{\partial t_c} \frac{dt_c}{dt} \quad (2.29)$$

La première approximation est de poser:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{i_f - i_m}{T} = \frac{(e - u) t_c - u t_d}{LT} \quad (2.30)$$

Les lettres minuscules identifient des fonctions dépendant du temps alors que les lettres majuscules définissent le régime statique. Les lettres minuscules avec astérisque représentent les perturbations des fonctions. Pour une période de fonctionnement constante T on a: $t_d^* = -t_c^*$.

En éliminant le régime statique et les termes de second ordre on obtient :

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{T_c e^* - T u^* + E t_c^*}{LT} \quad (2.31)$$

Les expressions des dérivées partielles évaluées à un point d'opération donné du courant sont:

$$\frac{\partial i_c}{\partial e} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{T_d}{T}\right) \frac{T_c}{L} \quad (2.32)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial u} = \frac{-1}{2} \left(1 + \frac{T_d}{T}\right) \frac{T_c}{L} - \frac{T_d^2}{2LT} \quad (2.33)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial t_c} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{T_d}{T}\right) \frac{E - U}{L} \quad (2.34)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial t_d} = \frac{1}{2} \left(\frac{T_c}{T} \right) \frac{E - U}{L} - \frac{U T_d}{L T} \quad (2.35)$$

En introduisant (2.31) à (2.35) dans (2.29) et en intégrant l'expression, on aboutit à:

$$\begin{aligned} i_c^* &= \frac{1}{LT} \int (T_c e^* - T u^* + E t_c^*) dt + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{T_d}{T} \right) \frac{T_c}{L} e^* \\ &\quad + \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{T_d}{T} \right) \frac{E - U}{L} - \frac{1}{2} \frac{E - U}{L} \frac{T_c}{T} + \frac{U}{LT} T_d \right] t_c^* \\ &\quad - \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{T_d}{T} \right) \frac{T_c}{L} + \frac{T_d^2}{2LT} \right] u^* \end{aligned} \quad (2.36)$$

Les expressions $A_0(s)$, $B_0(s)$ et $C_0(s)$ du convertisseur dévolteur en mode conduction continue sont données par la figure 2.4.

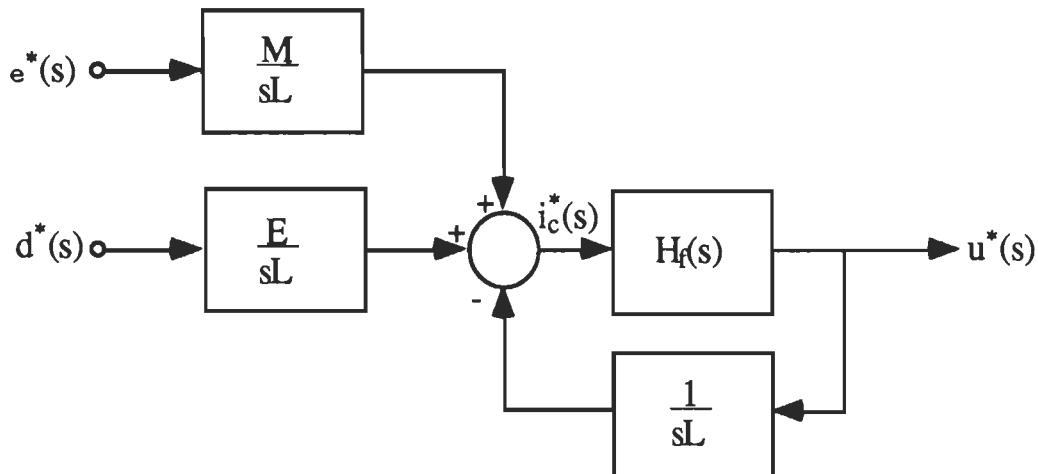


Fig 2.4 Diagramme fonctionnel du convertisseur dévolteur par La méthode IC

En utilisant les constantes K et M et l'équation (2.36) qui sont représentées par la figure 2.4, on peut éliminer le courant injecté $i_c^*(s)$, on arrive à l'expression suivante:

$$u^*(s) = \frac{M\{1 + \frac{[(2-M)sL]}{KR}\}e^*(s) + E\{1 + \frac{[2(1-M)sL]}{KR}\}d^*(s)}{1 + \frac{1}{KR}sL + s^2LC} \quad (2.37)$$

et à partir de (2.37) on peut tirer les deux fonctions de transfert de $u^*(s)$ par rapport à $\alpha^*(s)$ ($d^*(s)$) et $e^*(s)$.

2.3.2 Convertisseur survolteur à MLI

La figure 2.5 montre la forme d'ondes du courant injecté dans la diode dans le cas d'un survolteur opérant en mode conduction continue.

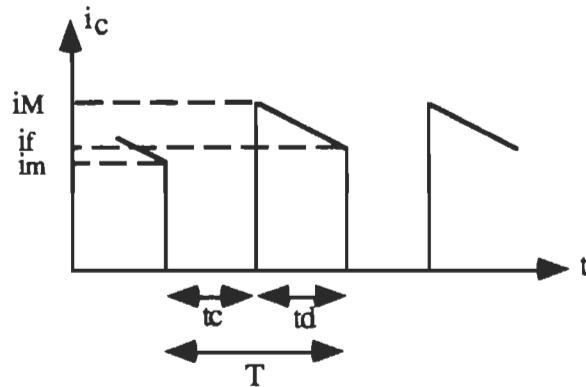


Fig 2.5 Forme d'onde du courant dans la diode
du convertisseur survolteur à MLI

L'expression du courant moyen injecté à partir de l'inductance à travers le condensateur et la résistance de charge R est:

$$i_c = \frac{i_M + i_f}{2} \frac{t_d}{T} \quad (2.38)$$

$$i_f = i_M - \frac{u - e}{L} t_d \quad (2.39)$$

en substituant i_f exprimé par (2.39) dans (2.38), on obtient

$$i_c = \left(i_M - \frac{u - e}{2L} t_d \right) \frac{t_d}{T} \quad (2.40)$$

$$i_M = i_m + \frac{e}{L} t_c \quad (2.41)$$

$$i_c = i_m \frac{t_d}{T} + \frac{e}{TL} t_c t_d - \frac{u - e}{2TL} t_d^2 \quad (2.42)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial t} = \frac{\partial i_c}{\partial i_m} \frac{\partial i_m}{\partial t} + \frac{\partial i_c}{\partial t_d} \frac{\partial t_d}{\partial t} + \frac{\partial i_c}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial t} + \frac{\partial i_c}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial i_c}{\partial t_c} \frac{\partial t_c}{\partial t} \quad (2.43)$$

La prochaine approximation est la dérivée de i_m , qu'on peut écrire:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{i_f - i_m}{T} = - \frac{u - e}{LT} t_d + \frac{e}{LT} t_c \quad (2.44)$$

À partir de (2.44), on remplace chaque variable de temps par une sommation de son régime statique et dynamique.

$$x_q = X_q + x_q^* \quad (2.45)$$

$$t_d^* = - t_c^* \quad (2.46)$$

après substitution de ces expressions on obtient

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{1}{LT} [Te^* - T_d u^* + Ut_C^*] \quad (2.47)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial i_m} = \frac{T_d}{T} \quad (2.48)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial t_d} = \frac{I_m}{T} + \frac{T_c E}{TL} \cdot \frac{U - E}{TL} T_d \quad (2.49)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial t_c} = \frac{T_d E}{TL} \quad (2.50)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial e} = \frac{T_d T_c}{TL} + \frac{T_d^2}{2TL} \quad (2.51)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial u} = -\frac{T_d^2}{2TL} \quad (2.52)$$

En utilisant les expressions (2.47) à (2.52) dans l'expression (2.43) qu'on intègre ($d=\alpha$), on obtient:

$$i_c^* = \frac{D'}{L} \int [e^* - D'u^* + Ud^*] dt + \frac{T}{L} \left[-\frac{L}{T} I_m - D'E + UD' \right] d^* + \frac{D'T}{2L} [D' + 2D] e^* - \frac{T}{2L} D'^2 u^* \quad (2.53)$$

En appliquant la transformée de Laplace on obtient :

$$i_c^*(s) = \left[\frac{D'T}{2L} (D' + 2D) + \frac{D'}{sL} \right] e^*(s) - \left[\frac{TD'^2}{2L} + \frac{D'^2}{sL} \right] u^*(s) + \left[\frac{T}{L} \left(-\frac{L}{T} I_m - D'E + UD' \right) + \frac{D'U}{sL} \right] d^*(s) \quad (2.54)$$

avec ce résultat et les expressions de K et M on aboutit au diagramme fonctionnel de la figure 2.6.

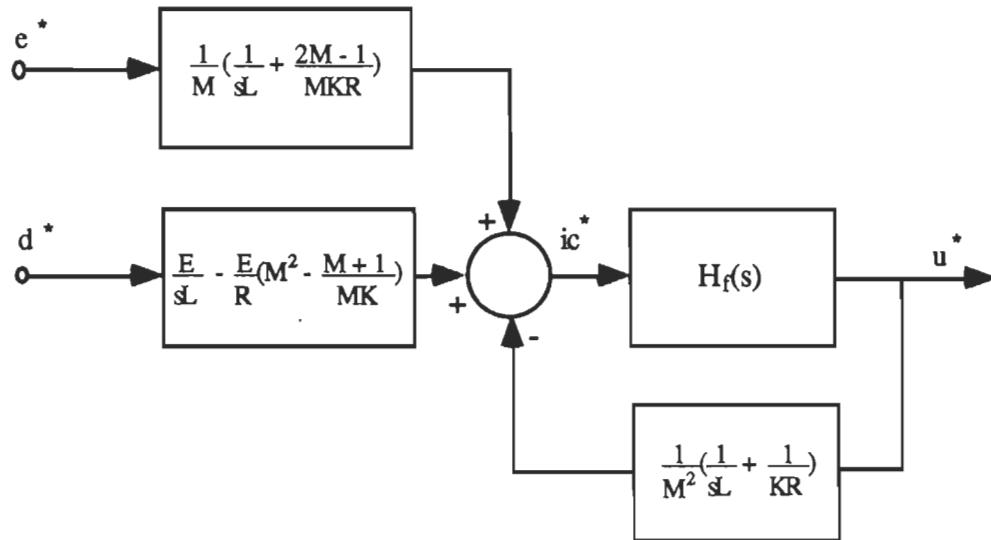


Fig 2.6 Diagramme fonctionnel du surveilteur à MLI par la méthode IC

2.3.3 Convertisseur dévolteur-survolteur à MLI

La figure 2.7 nous montre la forme d'onde du courant injecté (courant de la diode) du convertisseur dévolteur-survolteur opérant dans le mode conduction continue.

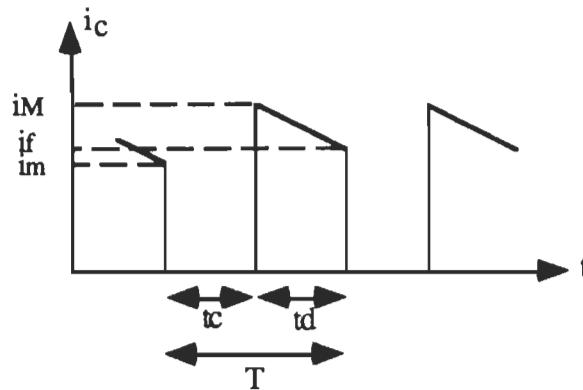


Fig 2.7 Forme d'onde du courant de sortie de la diode du dévolteur-survolteur

Le courant de la diode est la valeur moyenne injectée à travers le condensateur et la résistance de charge R.

$$i_c = \frac{i_M + i_f}{2} \frac{t_d}{T} \quad (2.55)$$

$$i_f = i_M - \frac{u}{L} t_d \quad (2.56)$$

donc i_c devient:

$$i_c = \left(i_M - \frac{u}{2L} t_d \right) \frac{t_d}{T} \quad (2.57)$$

Or

$$i_M = i_m + \frac{e}{L} t_c \quad (2.58)$$

Donc ic devient:

$$i_c = i_m \frac{t_d}{T} + \frac{e}{TL} t_c t_d - \frac{u}{2TL} t_d^2 \quad (2.59)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{\partial i_c}{\partial i_m} \frac{di_m}{dt} + \frac{\partial i_c}{\partial t_d} \frac{dt_d}{dt} + \frac{\partial i_c}{\partial e} \frac{de}{dt} + \frac{\partial i_c}{\partial u} \frac{du}{dt} + \frac{\partial i_c}{\partial t_c} \frac{dt_c}{dt} \quad (2.60)$$

l'approximation de la dérivée de i_m est donnée par:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{i_f - i_m}{T} = - \frac{u}{LT} t_d + \frac{e}{LT} t_c \quad (2.61)$$

De la même manière que le survolteur, on remplace chaque variable du temps par une sommation de son régime statique et son régime dynamique, en tenant compte du fait que

$$x_q = X_q + x_q^* \quad (2.63)$$

$$t_d^* = - t_c^* \quad (2.64)$$

Après élimination du régime statique et des termes du second ordre on obtient:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{1}{LT} [T_c e^* - T_d u^* + (U+E)t_c^*] \quad (2.65)$$

et les dérivées partielles sont données par:

$$\frac{\partial i_c}{\partial i_m} = \frac{T_d}{T} \quad (2.66)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial t_d} = \frac{I_m}{T} + \frac{T_c E}{TL} - \frac{U}{TL} T_d \quad (2.67)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial t_c} = \frac{T_d E}{TL} \quad (2.68)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial e} = \frac{T_d T_c}{T L} \quad (2.69)$$

$$\frac{\partial i_c}{\partial u} = -\frac{T_d^2}{2 T L} \quad (2.70)$$

en substituant ces expressions (2.65) à (2.70) dans (2.60) et en effectuant une intégration de (2.60) on obtient :

$$\begin{aligned} i_c^* &= \frac{T_d T_c}{T^2 L} \int e^* dt + \frac{T_d(E+U)}{T^2 L} \int t_c^* dt - \frac{T_d^2}{T^2 L} \int u^* dt \\ &+ \frac{T_c T_d}{L T} e^* - \frac{T_d^2}{2 L T} u^* + \left[\frac{I_m}{T} - \frac{U}{L} \frac{T_d}{T} + \frac{E T_c}{L T} \right] t_d^* + \frac{E T_d}{T L} t_c^* \end{aligned} \quad (2.71)$$

Appliquons la transformée de Laplace ($d=\alpha$)

$$\begin{aligned} i_c^*(s) &= \left[\frac{E + U}{s L} D' - I_m + \frac{E T}{L} (D' - D) + \frac{T U D'}{L} \right] d^*(s) \\ &+ \left[\frac{D' D}{s L} + \frac{D D' T}{L} \right] e^*(s) - \left[\frac{D'^2}{s L} + \frac{T D'^2}{2 L} \right] u^*(s) \end{aligned} \quad (2.72)$$

en substituant K et M, on détermine directement le diagramme fonctionnel suivant avec $Q = \frac{1}{K} \frac{2 + M}{1 + M}$ [8].

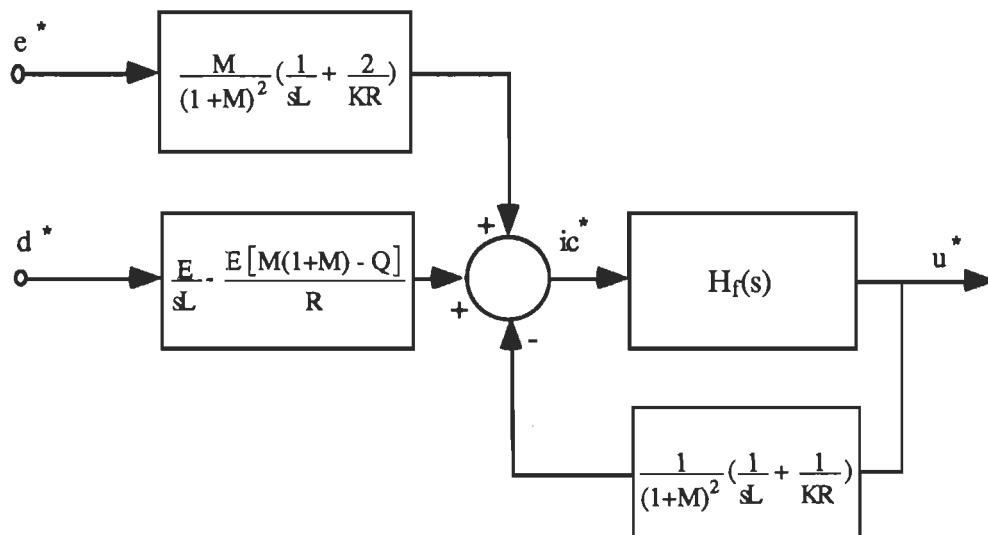


Fig 2.8 Diagramme fonctionnel du convertisseur dévolteur-survolteur par la méthode IC

2.4- Influence des résistances parasites

2.4.1 Influence de la résistance série du condensateur

Les résistances parasites de l'inductance et du condensateur ont été négligées lors de la détermination des fonctions de transfert. Cependant, à haute fréquence, l'impédance du condensateur de sortie du filtre tend vers sa résistance parasite. Celle-ci sera la cause d'un zéro réel négatif dans la fonction de transfert du filtre.

La tension de sortie u^* produite par le courant injecté i_c^* sera déterminée à partir de la fonction de transfert du filtre $H_f(s)$:

$$H_f(s) = \frac{R}{1 + sC(R + R_c)} (1 + sCR_c) \quad (2.73)$$

L'introduction de la résistance parasite du condensateur n'affecte aucunement les coefficients $A_0(s)$, $B_0(s)$ et $C_0(s)$, mais seulement $H_f(s)$.

2.4.2 Influence de la résistance parasite de l'inductance

Avec la résistance parasite, le courant dans l'inductance obéit à une forme exponentielle de type :

$$i_L(t) = i_{Lf} - (i_{Lf} - i_{Lo}) e^{-(\frac{t}{\tau})} \quad (2.74)$$

où

$\tau = L/R_L$: constante du temps de circuit

L'intervalle de temps de fonctionnement est très petit devant la constante de temps τ . L'expression exponentielle peut être approximée par des termes linéaires.

$$i_L(t) = i_{Lf} - (i_{Lf} - i_{Lo})(1 - \frac{t}{\tau}) = i_{Lo}(1 - \frac{t}{\tau}) + i_{Lf} \frac{t}{\tau} \quad (2.75)$$

Les expressions de $A_o(s)$, $B_o(s)$ et $C_o(s)$ ont la forme générale suivante:

$$Q(s) = \frac{Q_T - f_1}{1 + sTQ_T} f_o \frac{T}{L} + f_2 \left(1 - \frac{f_3}{Q_T}\right) \frac{1}{KR} + \frac{f_4}{R} \quad (2.76)$$

$$Q_T = \frac{L}{R_L T} \quad (2.77)$$

En pratique Q_T est toujours très grande devant f_1 et f_3 .

$$Q(s) = \frac{1}{R_L + sL} f_o + \frac{1}{KR} f_2 + \frac{1}{R} f_4 \quad (2.78)$$

Tableau 2.1

$A_o(s)$	$E \left[\frac{1}{R_L + sL} + \frac{2(1-M)}{KR} \right]$	Dévolteur
$B_o(s)$	$\frac{1}{R_L + sL} + \frac{1}{KR}$	
$C_o(s)$	$M \left[\frac{1}{R_L + sL} + \frac{2-M}{KR} \right]$	
$A_o(s)$	$\frac{E}{R_L + sL} - \frac{E}{R} \left[M^2 - \frac{1+M}{KM} \right]$	Survolteur
$B_o(s)$	$\frac{1}{M^2} \left[\frac{1}{R_L + sL} + \frac{1}{KR} \right]$	
$C_o(s)$	$\frac{1}{M} \left[\frac{1}{R_L + sL} + \frac{2M-1}{MKR} \right]$	
$A_o(s)$	$\frac{E}{R_L + sL} - \frac{E[M(1+M) - Q]}{R}$	Dévolteur-Survolteur
$B_o(s)$	$\frac{1}{(1+M)^2} \left[\frac{1}{R_L + sL} + \frac{1}{KR} \right]$	
$C_o(s)$	$\frac{M}{(1+M)^2} \left[\frac{1}{R_L + sL} + \frac{2}{KR} \right]$	

f_0 , f_2 et f_4 sont les mêmes coefficients pour tous les diagrammes fonctionnels. On remarque que la seule modification est l'ajout de la résistance parasite R_L . Dans toutes les expressions $A_0(s)$, $B_0(s)$ et $C_0(s)$ du diagramme fonctionnel de chaque convertisseur, le terme sL est remplacé par R_L+sL . Les expressions pour les trois convertisseurs sont résumées dans le tableau 2.1.

II.5 Conclusion

Pareillement au chapitre 1 de L'EEM, la méthode d'injection de courant qui est une autre technique de modélisation, et qui a été utilisée pour les trois configurations. Cette technique présente une grande simplicité car elle se concentre surtout sur la partie nonlinéaire du convertisseur.

La méthode IC a donc une certaine facilité d'utilisation et de souplesse du point de vue calcul. Les résultats obtenus sont comparables à ceux de l'EEM.

Chapitre 3

Extension de l'espace d'état moyenné aux convertisseurs à résonance

3.1 - Introduction

À première vue, la méthode EEM paraît non applicable aux convertisseurs quasi-résonant car la présence du circuit résonant entraîne une certaine nonlinéarité. Au contraire, cette méthode peut être employée de telle façon à contourner le problème d'application directe des équations d'état. De ce fait, les convertisseurs à résonance ont la particularité d'avoir une certaine relation avec son équivalent à MLI (dévolteur, survolteur et dévolteur-survolteur). Cette caractéristique d'équivalence sera illustrée à travers ce chapitre et nous aidera à démontrer que l'EEM peut résoudre le problème de modélisation des convertisseurs quasi-résonant.

3.2- Convertisseur dévolteur à résonance demi-onde à commutation à courant nul (CCN)

Dans toute l'étude, le courant de sortie est considéré toujours constant, l'interrupteur est opéré à une fréquence f_s . Dans ce premier cas, on considère un convertisseur demi-onde à commutation à courant nul (CCN) [9].

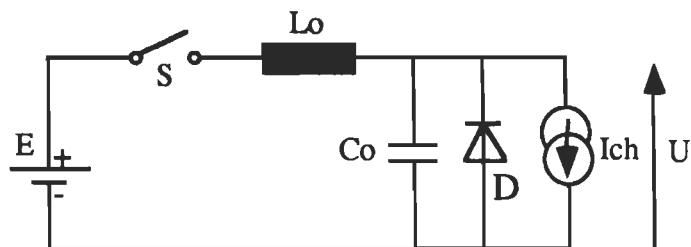


Fig 3.1 Convertisseur dévolteur à résonance

Fonctionnement:

- Pour simplifier les expressions des équations, à chaque séquence, l'origine des temps sera initialisée à zéro.

Les conditions initiales sont:

$$- i_L = i_c = 0$$

$$- V_c = 0$$

$$- i_D = I_s$$

Première séquence : On amorce le thyristor, la diode D est conductrice. Le courant i_L croît avec une pente de E/L dans le thyristor et décrit avec la même pente dans la diode D.

$$i_L = \frac{E}{L_o} t \quad (3.1)$$

$$i_D = - \frac{E}{L_o} t + I_{ch} \quad (3.2)$$

lorsque $i_L = I_{ch}$ alors la diode se bloque.

$$t_1 = \frac{L_o I_{ch}}{E} \quad (3.3)$$

Deuxième séquence : La diode étant bloquée, il apparaît alors un phénomène d'oscillation. Cette oscillation se retrouve dans tous les convertisseurs à résonance, nous la décrirons par ses séquences générales temporelles.

$$V_c = E (1 - \cos(\omega_0 t)) \quad (3.4)$$

$$i_L = E \sqrt{\frac{C_o}{L_o}} \sin(\omega_0 t) + I_{ch} \quad (3.5)$$

Si la condition $E \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \geq I_{ch}$ est respectée, le courant i_L s'annule à l'instant t_2 , l'interrupteur se bloque.

$$i_L = 0 \implies t_2 = \frac{1}{\omega_0} \operatorname{Arcsin}\left(-\frac{I_{ch}}{E} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\right) \quad (3.6)$$

À cet instant, la valeur de V_c est:

$$V_2 = E (1 - \cos(\omega_0 t_2)) \quad (3.7)$$

$$V_2 = E \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{ZI_{ch}}{E}\right)^2}\right) \quad (3.8)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} ; \quad b = \frac{ZI_{ch}}{E} \quad (3.9)$$

Troisième séquence : Le condensateur parcouru par le courant I_{ch} , se décharge linéairement à partir de V_2 . Lorsque V_c s'annule, la diode conduit le courant I_{ch} . on retrouve les conditions initiales.

Caractéristiques de sortie $U = f(I_{ch})$

La valeur moyenne U de la tension de sortie u est la valeur moyenne de v_c .

$$U = f_s \left[\int_0^{t_2} E (1 - \cos(\omega_0 t)) dt + \int_0^{t_3} \left(V_2 - \frac{I_{ch} t}{C}\right) dt \right] \quad (3.10)$$

$$U = f_s \left[Et_2 - \frac{E}{\omega_0} \sin(\omega_0 t_2) + V_2 t_3 - \frac{I_{ch} t_3^2}{2C} \right] \quad (3.11)$$

$$\text{si on pose } b = \frac{ZI_{ch}}{E} ; \quad \mu = \frac{U}{E} \quad (3.12)$$

$$t_2 = \frac{1}{\omega_0} \arcsin(-b) = \frac{1}{\omega_0} (\pi + \arcsin(b)) \text{ pour } \omega_0 t_2 \leq \frac{3\pi}{2} \quad (3.13)$$

$$t_3 = \frac{CV_2}{I_{ch}} = \frac{CE}{I_{ch}} (1 + \sqrt{1 - b^2}) \quad (3.14)$$

$$U = \frac{f_s E}{2\pi f_0} \left[\pi + \arcsin(b) + \frac{b}{2} + \frac{1}{b} (1 + \sqrt{1 - b^2}) \right] \quad (3.15)$$

$$\mu = \frac{f_s}{2\pi f_0} \left[\pi + \arcsin(b) + \frac{b}{2} + \frac{1}{b} (1 + \sqrt{1 - b^2}) \right] \quad (3.16)$$

Cette expression est valable que dans la mesure où le condensateur peut se charger à $V_c=0$, cela est vrai si:

$$t_1 + t_2 + t_3 \leq \frac{1}{f_s} \quad (3.17)$$

c'est à dire

$$\pi + \arcsin(b) + b + \frac{1}{b} (1 + \sqrt{1 - b^2}) \leq \frac{2\pi f_0}{f_s} \quad (3.18)$$

Pour f_s fixée, le courant limite normalisé b_L à partir duquel le fonctionnement n'est plus valable est donné par

$$\pi + \arcsin(b_L) + b_L + \frac{1}{b_L} (1 + \sqrt{1 - b_L^2}) = \frac{2\pi f_0}{f_s} = F(b_L) + \frac{b_L}{2} \quad (3.19)$$

$$y_L = \frac{f_s}{2\pi f_0} F(b_L) = 1 - \frac{b_L f_s}{2\pi f_0} \quad (3.20)$$

3.2.1 Fonctions de transfert des différents types de convertisseurs à résonance

Les fonctions de transfert des convertisseurs à résonance peuvent être déterminées à partir des fonctions de transfert de leur équivalent à MLI,

en remplaçant le rapport cyclique D par le paramètre caractéristique μ .

L'expression de ce paramètre μ dépend du type d'interrupteur utilisé.

Avec, dans le cas d'un interrupteur à commutation à courant nul (ICN):

i) Convertisseur de type pleine-onde

$$\mu = \frac{f_s}{2\pi f_o} [2\pi - \arcsin(b) + \frac{b}{2} + \frac{1}{b} (1 - \sqrt{1 - b^2})] \quad (3.21)$$

$$\frac{\partial \mu}{\partial b} = \frac{f_s}{2\pi f_o} [\frac{1}{2} - \frac{1}{b^2} (1 - \sqrt{1 - b^2})] \quad (3.22)$$

ii) Convertisseur de type demi-onde

$$\mu = \frac{f_s}{2\pi f_o} [\pi + \arcsin(b) + \frac{b}{2} + \frac{1}{b} (1 + \sqrt{1 - b^2})] \quad (3.23)$$

$$\frac{\partial \mu}{\partial b} = \frac{f_s}{2\pi f_o} [\frac{1}{2} - \frac{1}{b^2} (1 + \sqrt{1 - b^2})] \quad (3.24)$$

Dans le cas d'un interrupteur à commutation à tension nulle ITN [11]:

iii) Convertisseur de type pleine-onde

$$\mu = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_o} [2\pi - \arcsin(\frac{1}{b}) + \frac{1}{2b} + b (1 - \sqrt{1 - \frac{1}{b^2}})] \quad (3.25)$$

$$\frac{\partial \mu}{\partial b} = \frac{1}{b^2} \frac{f_s}{2\pi f_o} [\frac{1}{2} - b^2 (1 - \sqrt{1 - \frac{1}{b^2}})] \quad (3.26)$$

vi) Convertisseur de type demi-onde

$$\mu = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_o} [\pi + \arcsin(\frac{1}{b}) + \frac{1}{2b} + b (1 + \sqrt{1 - \frac{1}{b^2}})] \quad (3.27)$$

$$\frac{\partial \mu}{\partial b} = \frac{1}{b^2} \frac{f_s}{2\pi f_o} [\frac{1}{2} - b^2 (1 + \sqrt{1 - \frac{1}{b^2}})] \quad (3.28)$$

3.3 - Caractéristiques des interrupteurs à résonance

Les divers types d'interrupteurs auxquels l'extension de l'espace d'état moyen sera appliqué sont les interrupteurs à résonance ICN, ITN.

Ces interrupteurs sont considérés idéaux. On note que les valeurs moyennes des variables d'état de l'interrupteur dépendent des formes d'ondes du convertisseur principal à MLI. On a:

$$x_s = \mu X_{s1} + \mu' X_{s2} \quad (3.29)$$

avec μ le rapport cyclique moyen et $\mu' = 1 - \mu$. Le vecteur x_s contient des quantités moyennes alors que les vecteurs X_{s1} et X_{s2} contiennent les valeurs des formes d'ondes de l'interrupteur pour le convertisseur classique à MLI durant le premier et le second intervalle de fonctionnement [2, 3].

Un interrupteur à MLI idéal ne contient pas d'élément qui emmagasine de l'énergie. La valeur moyenne du courant d'entrée pour l'interrupteur pour un cycle de fonctionnement est donnée par :

$$i_{in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \tilde{i}_{in}(t) dt \quad (3.30)$$

qui peut être exprimée par:

$$i_{in} = D I_{s1} + D' I_{s2} \quad (3.31)$$

où D est égale à μ . De la même manière on aura :

$$v_{out} = D V_{s1} + D' V_{s2} \quad (3.32)$$

La signification de ces expressions peut être éclaircie à l'aide de la figure 3.2. Pour un convertisseur dévolteur, les expressions sont données par:

$$\begin{bmatrix} i_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} I_F \\ V_g \end{bmatrix} + D' \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$x_s = D X_{s1} + D' X_{s2} \quad (3.34)$$

donc c'est la même forme mais avec $D=\mu$, pour plusieurs types d'interrupteurs $X_{s2}=0$, donc les formes d'ondes moyennes pourront être exprimé par

$$x_s = D x_T, x_T(I_T, V_T) \quad (3.35)$$

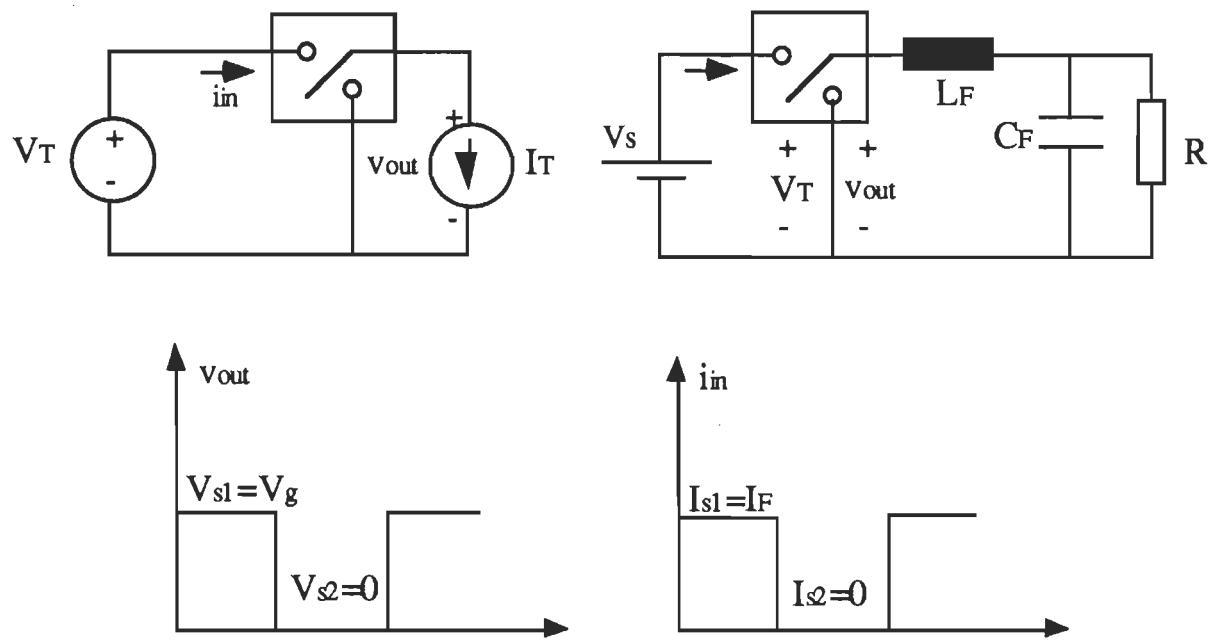


Fig 3.2 Caractéristiques des interrupteurs à résonance

D'autres interrupteurs auxquels l'extension de l'espace d'état moyen va être appliquée sont les interrupteurs à résonance ICN. De la même manière la valeur moyenne du courant d'entrée est obtenue par une valeur moyenne du courant pour chaque intervalle de fonctionnement.

$$i_{in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \tilde{i}_{in}(t) dt = \mu I_{s1} + \mu' I_{s2} \quad (3.36)$$

Donc pour le convertisseur dévolteur à résonance, I_{S1} et I_{S2} sont les mêmes pour un convertisseur dévolteur classique à MLI mais le paramètre μ dans ce cas est donné par [10]:

$$\mu = FP$$

avec F : fréquence normalisée de l'interrupteur f_s/f_0

P : fonction dépendante de la topologie.

Dans le cas du dévolteur on a:

$$P = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{x}{2} + \pi + \sin^{-1}(x) + \frac{1}{x} (1 + \sqrt{1-x^2}) \right) \quad (3.37)$$

pour le type demi-onde (half wave)

$$P = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{x}{2} + 2\pi - \sin^{-1}(x) + \frac{1}{x} (1 - \sqrt{1-x^2}) \right) \quad (3.38)$$

pour le type pleine-onde (full wave)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.39)$$

3.4 - Extension de l'espace d'état moyen

Il y a une similitude entre les convertisseurs à MLI et les convertisseurs quasi-résonants qui peut nous pousser à penser que la théorie de l'espace d'état moyen pourra être appliquée pour ce type de convertisseurs.

- Pour les convertisseurs en MLI, par exemple, le rapport cyclique du convertisseur survoltéur est :

$$M = \frac{1}{1 - D} \quad (3.40)$$

- et pour un convertisseur élévateur à résonance

$$M = \frac{1}{1 - \mu} \quad (3.41)$$

où μ est le paramètre moyen de l'interrupteur.

Donc, il est possible de trouver un modèle moyen pour ce genre de convertisseurs dans la forme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{x}_F &= (\mu A_1 + (1-\mu)A_2)x_F + (\mu B_1 + (1-\mu)B_2)e \\ u &= (\mu C_1 + (1-\mu)C_2)x_F + (\mu E_1 + (1-\mu)E_2)e \end{aligned} \quad (3.42)$$

μ étant directement la fonction de l'interrupteur et les matrices $A_1, A_2, B_1, B_2, C_1, C_2, E_1$ et E_2 sont toutes des fonctions de la topologie du convertisseur MLI. L'interrupteur est montré à la figure 3.3

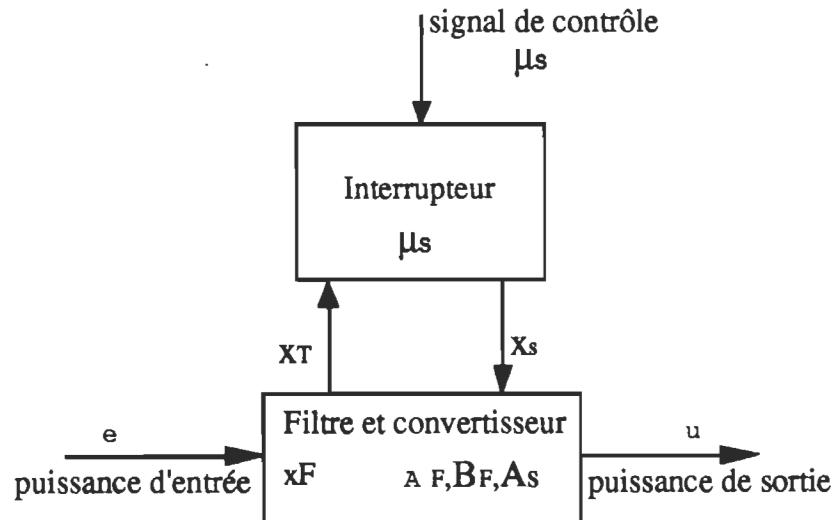


Fig 3.3 Diagramme fonctionnel d'un convertisseur et de son interrupteur

L'équations (3.34) est valable pour une large variété d'interrupteurs en particulier, les interrupteurs fonctionnant à MLI.

3.5- Représentation de l'espace d'état pour les formes d'ondes de l'interrupteur

Sur la figure 3.3, le convertisseur contient un élément nonlinéaire (interrupteur) qui est séparé de la partie linéaire du convertisseur. À l'aide de la superposition des équations d'états du convertisseur, on peut écrire, par combinaison linéaire des états du filtre x_F et de l'entrée de puissance e et x_s de l'interrupteur que

$$\begin{aligned}\tilde{x}_F &= A_F \tilde{x}_F + B_F \tilde{e} + A_s \tilde{x}_s \\ \tilde{u} &= C_F \tilde{x}_F + E_F \tilde{e} + C_s \tilde{x}_s\end{aligned}\tag{3.43}$$

La représentation tilde ($\tilde{\cdot}$) indique qu'on procède avec des valeurs instantanées. Les matrices A_F et C_F décrivent la connexion des états du filtre. B_F et E_F décrivent la connexion de l'entrée de la partie puissance, alors que les matrices A_s et C_s indiquent la connexion entre le convertisseur et l'interrupteur.

Le vecteur x_s contient les formes d'ondes de l'interrupteur (ici on a choisi i_{in} et v_{out}) pour un convertisseur à MLI avec interrupteur à courant nul (ICN) ou à tension nulle (ITN). On note que toute l'information concernant l'interrupteur est contenue dans le vecteur \tilde{x}_s (figures 3.3 et 3.4).

On a vu que la représentation équivalente du convertisseur peut être obtenue par une moyenne de tous les convertisseurs et les types d'interrupteurs.

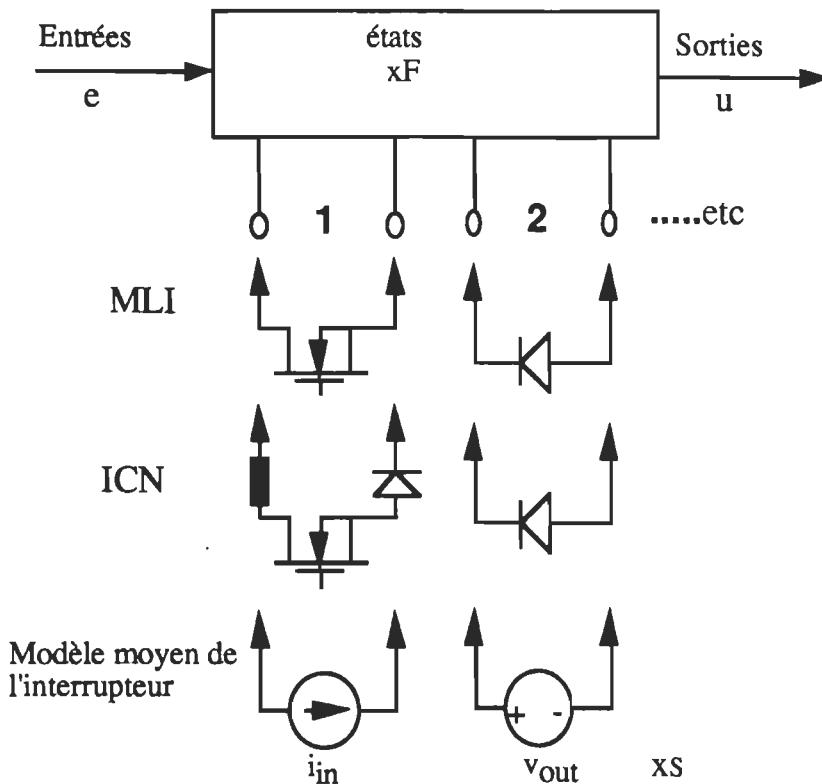


Fig 3.4 Interrupteurs pouvant être remplacée par une source de courant et une tension moyenne

Remarque:

Le pas moyen est valide tant qu'on respecte les constantes du temps des états du filtre, c'est-à-dire qu'on reste toujours dans l'intervalle de ces constantes de temps.

Le résultat est:

$$\begin{aligned}\dot{x}_F &= A_F x_F + B_F e + A_s x_s \\ u &= C_F x_F + E_F e + C_s x_s\end{aligned}\tag{3.44}$$

Le vecteur d'état du filtre x_F , le vecteur d'entrée u et le vecteur de l'interruption x_s contiennent seulement la variation des composantes des formes d'ondes du convertisseur.

Les équations d'état (3.44) sont significatives parce qu'elles donnent des représentations générales complètes des équations d'état du convertisseur. Ces équations indiquent que les formes d'ondes de l'interrupteur x_s sont une fonction des états et entrées du système en addition des entrées de contrôle.

3.5.1 Relation entre le vecteur d'état x_s et le vecteur d'état en MLI, espace d'état moyenné résultant

Maintenant, le prochain pas de l'extension de l'espace d'état moyenné concerne les équations générales (3.42) et (3.44). Ces équations (3.42), comme on a vu reflètent l'application de l'espace d'état moyenné pour les convertisseurs fonctionnant en MLI. Donc, il est nécessaire d'exprimer les formes d'ondes moyennes du vecteur d'état x_s en termes d'intervalles des formes d'ondes des vecteurs d'état X_{s1} et X_{s2} en MLI et du paramètre moyen de l'interrupteur μ . On obtient ainsi [2]:

$$x_s = \mu X_{s1} + \mu' X_{s2} \quad (3.45)$$

Le vecteur X_{s1} contient la valeur des formes d'ondes de l'interrupteur à MLI quand celui-ci est en position 1 et X_{s2} contient les valeurs pour la position 2. L'équation (3.45) est essentielle pour l'application de l'espace d'état moyenné pour un convertisseur et un interrupteur donné. Cette expression est valable pour une large variété d'interrupteurs qui ont une énergie de stockage nulle, incluant MLI, ICN, ITN.

L'équation (3.45) peut être utilisée pour éliminer le vecteur d'état x_s des équations (3.44), le résultat est:

$$\begin{aligned}\dot{x}_F &= A_F x_F + B_F e + \mu A_s X_{s1} + \mu' A_s X_{s2} \\ u &= C_F x_F + E_F e + \mu C_s X_{s1} + \mu' C_s X_{s2}\end{aligned}\quad (3.46)$$

Le pas suivant est d'essayer d'explorer le contenu des vecteurs d'état X_{s1} et X_{s2} .

Si on considère le résultat obtenu pour un interrupteur à MLI en position 1, les équations d'état sont

$$\begin{aligned}\dot{x}_F &= A_1 x_F + B_1 e \\ u &= C_1 x_F + E_1 e\end{aligned}\quad (3.47)$$

Sur la figure 3.4, le filtre linéaire décrit le même système avec le signal de l'interrupteur x_s et est choisi X_{s1} .

On obtient:

$$\begin{aligned}\dot{x}_F &= A_F x_F + B_F e + A_s X_{s1} \\ u &= C_F x_F + E_F e + C_s X_{s1}\end{aligned}\quad (3.48)$$

Donc en conséquence les deux équations peuvent être égalées. On obtient aussi les mêmes équations similaires pour l'interrupteur en position 2.

$$\begin{aligned}\dot{x}_F &= A_F x_F + B_F e + A_s X_{s1} = A_1 x_F + B_1 e \\ u &= C_F x_F + E_F e + C_s X_{s1} = C_1 x_F + E_1 e \\ \dot{x}_F &= A_F x_F + B_F e + A_s X_{s2} = A_2 x_F + B_2 e \\ u &= C_F x_F + E_F e + C_s X_{s2} = C_2 x_F + E_2 e\end{aligned}\quad (3.49)$$

À partir des équations (3.49) on peut déterminer les expressions des termes de l'interrupteur.

$$\begin{aligned} A_s X_{s1} &= (A_1 - A_F)x_F + (B_1 - B_F)e \\ C_s X_{s1} &= (C_1 - C_F)x_F + (E_1 - E_F)e \\ A_s X_{s2} &= (A_2 - A_F)x_F + (B_2 - B_F)e \\ C_s X_{s2} &= (C_2 - C_F)x_F + (E_2 - E_F)e \end{aligned} \quad (3.50)$$

À partir de ces résultats, on peut éliminer les termes des équations (3.46) de l'interrupteur. On utilise aussi le fait que $\mu + \mu' = 1$. Après substitution on obtient le résultat suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x}_F &= (\mu A_1 + \mu' A_2)x_F + (\mu B_1 + \mu' B_2)e \\ u &= (\mu C_1 + \mu' C_2)x_F + (\mu E_1 + \mu' E_2)e \end{aligned} \quad (3.51)$$

Les équations (3.51) ont la forme désirée du modèle moyen et par le fait même on a montré que la méthode de l'espace d'état moyenné n'est pas seulement valide pour les convertisseurs fonctionnant en MLI, mais elle est valide pour tout convertisseur dont les formes d'ondes de son interrupteur peuvent être exprimées par l'équation (3.45).

3.5.2 Modèle de l'espace d'état moyenné en petits signaux

Le modèle moyen pour l'extension de l'espace d'état peut être utilisé pour les variations en petits signaux, en passant par la méthode des perturbations et linéarisation.

Dans les équations (3.51) chaque quantité peut être remplacée par une partie indiquant l'état statique du système et une autre indiquant l'état dynamique, de ce fait on obtient:

$$x_F = X_{F0} + x^*_F; \quad u = U_0 + u^*; \quad \mu = \mu_0 + \mu^* \quad (3.52)$$

Le résultat du modèle moyen de l'espace d'état en petit signaux est:

$$\begin{aligned} \dot{x}_F^* &= (\mu_0 A_1 + \mu_0' A_2)x_F^* + (\mu_0 B_1 + \mu_0' B_2)e^* \\ &\quad + [(A_1 - A_2)X_{F0} + (B_1 - B_2)U_0]\mu^* \end{aligned} \quad (3.53)$$

$$\begin{aligned} \dot{u}^* &= (\mu_0 C_1 + \mu_0' C_2)x_F^* + (\mu_0 E_1 + \mu_0' E_2)e^* \\ &\quad + [(C_1 - C_2)X_{F0} + (E_1 - E_2)U_0]\mu^* \end{aligned} \quad (3.54)$$

Notons que μ_0 désigne la valeur du paramètre de l'interrupteur à l'état statique, c'est une différence importante entre les résultats en MLI et la généralisation de l'espace d'état moyenné.

En modèle MLI, le paramètre de contrôle d est un paramètre indépendant. Par contre dans l'espace d'état moyenné généralisé l'entrée de contrôle est le paramètre μ qui est donné par:

$$\mu^* = \frac{\partial \mu}{\partial x_F} x_F^* + \frac{\partial \mu}{\partial u} u^* + \frac{\partial \mu}{\partial \mu_s} \mu_s^* \quad (3.55)$$

où les facteurs de dérivation sont évalués au point de fonctionnement, et μ_s^* est le vecteur de variation des entrées de contrôle. Donc la topologie du modèle dans l'espace d'état moyenné généralisé est la même que celle en

MLI, mais le modèle pour l'espace d'état moyenné général contient une partie due à la variation d'état x^*_F (rétroaction) et une autre partie due à la variation d'entrée u^* en addition avec les variables de contrôle de l'interrupteur μ_s^* (anticipation).

Cette réponse obtenue dans le modèle de l'espace d'état moyenné généralisé est due à l'introduction de l'interrupteur à résonance qui est défini par l'équation (3.45). Le modèle est illustré sur la figure 3.5.

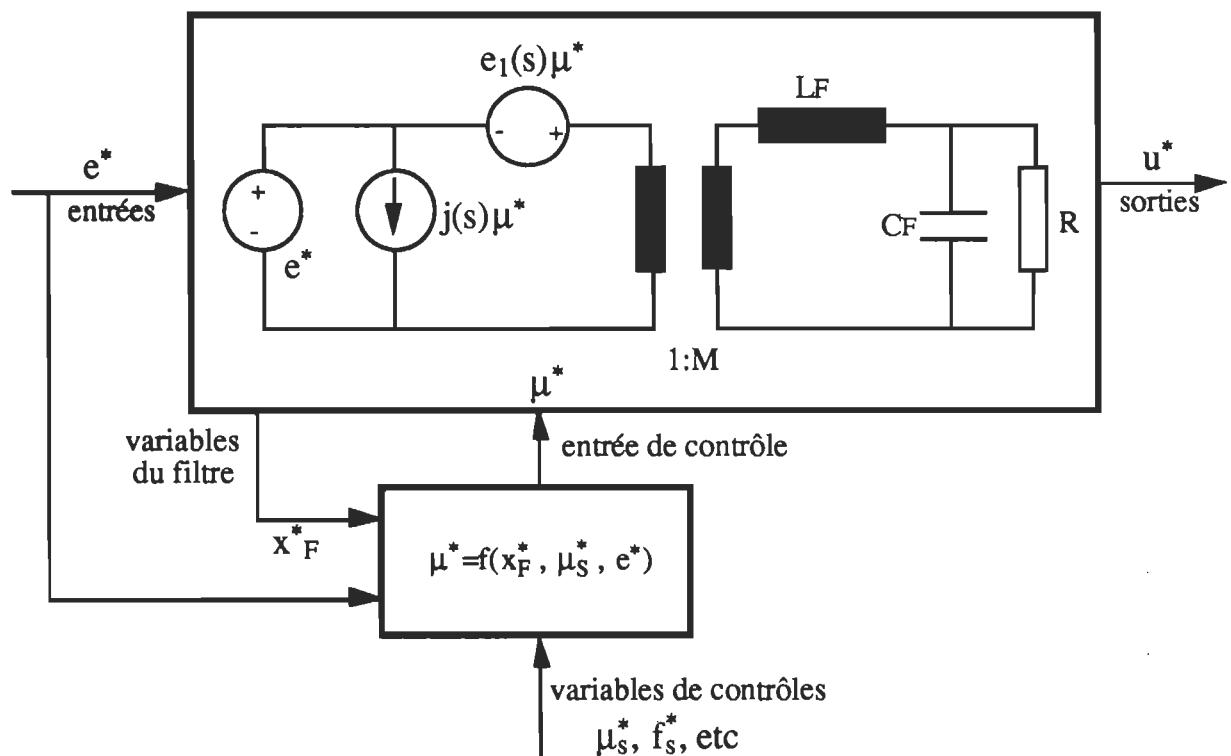


Fig 3.5 Effet de l'interrupteur à résonance introduisant une boucle de rétroaction du modèle canonique original à MLI

La nouvelle méthode consiste à écrire les équations d'état du convertisseur de manière à séparer les éléments de la topologie fixe et les formes de l'interrupteur, cette représentation est utilisée pour démontrer que

l'espace d'état moyen généralisé est valide pour un convertisseur donné ainsi que son interrupteur.

Si la période d'interruption est petite devant celle du filtre, dans ce cas le modèle en petits signaux est le même que celui en MLI, mais les effets de l'interrupteur à résonance introduisent la rétroaction en courant.

3.5.3 Modèle canonique généralisé

La forme du modèle de l'espace d'état moyen généralisé est la même que celle du modèle canonique pour le convertisseur en MLI. La seule différence est que le paramètre μ n'est pas une quantité indépendante mais au contraire, elle est dépendante du signal de contrôle. La variation de μ^* peut être écrite sous forme:

$$\mu^* = \mu^*_s + \mu^*_T \quad (3.56)$$

μ^*_s : dépend du signal de contrôle

μ^*_T : dépend des états du filtre et des entrées de puissance

Ainsi le modèle canonique de l'espace d'état moyen généralisé est donné par la figure 3.6.

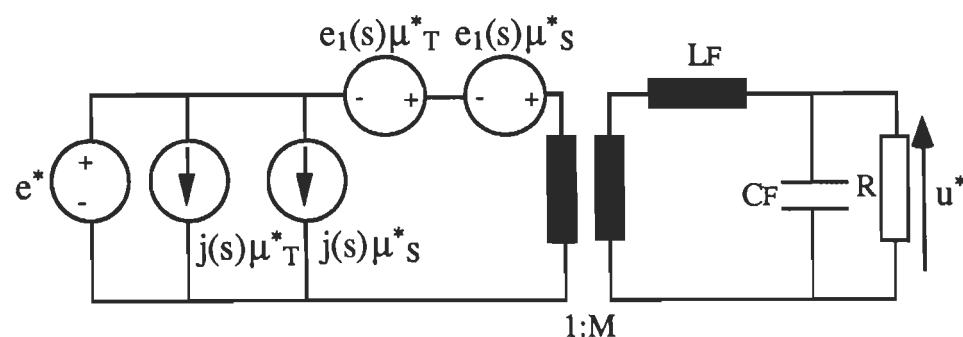


Figure 3.6 Modèle canonique de l'EEM généralisé

Les coefficients du modèle canonique obtenus dans le cas généralisé sont les mêmes que ceux du modèle canonique à MLI, sauf que D_0 est remplacé par μ_0 . En général les convertisseurs à interrupteurs à résonance contiennent les mêmes blocs de fonctions que ceux en MLI, mais la différence est que μ^* est dépendant des signaux de contrôle.

En général, on peut déterminer les blocs de fonctions à partir du convertisseur à MLI et trouver μ dans le cas du convertisseur à résonance, et ensuite, on peut directement déduire le modèle canonique généralisé pour notre convertisseur à résonance.

3.6- Conclusion

L'extension de l'espace d'état moyen est valide pour les convertisseurs qui ont des interrupteurs qui n'emmagasinent pas d'énergie et leur x_S peut être exprimé sous forme de l'équation (3.45), où X_{s1}, X_{s2} sont les vecteurs des formes d'ondes durant les intervalles d'interruption pour le convertisseur à MLI et μ est le paramètre qui caractérise les valeurs moyennes des formes d'ondes de l'interrupteur dans un temps d'une période de commutation. L'application de l'EEM aux convertisseurs à résonance reste une extension à partir des convertisseurs à MLI. Toutefois, cette extension a pu donner des résultats très satisfaisants (chapitre 5).

Chapitre 4

Extension de la méthode d'injection de courant aux convertisseurs à résonance

4.1- Introduction

La méthode d'injection de courant repose sur la forme d'onde du courant injecté ou absorbé par la partie nonlinéaire du convertisseur. Pour un convertisseur à MLI l'application de la méthode est illustrée au chapitre 2. Alors que pour un convertisseur à résonance (dévolteur, survolteur et dévolteur-survolteur), le fait de refaire tous les calculs à partir de la forme d'onde du courant injecté ou absorbé entraînera beaucoup de calculs parce que le courant est un ensemble de plusieurs séquences qui ne sont pas obligatoirement linéaires. Ainsi une extension de la technique à partir des caractéristiques des interrupteurs à résonance donnera directement le résultat à partir du convertisseur correspondant à MLI. C'est l'objet de ce chapitre.

La méthode d'espace d'état moyenisé est une approche générale pour la modélisation des convertisseurs de puissance, mais pour des structures plus complexes des modes en conduction discontinue, il apparaît que cette technique est très compliquée à utiliser du fait qu'elle présente des matrices d'ordre plus élevé. À cet effet l'extension de la méthode d'injection de courant donnera encore plus de fiabilité et permettra le calcul des fonctions de transfert pour les convertisseurs à résonance en tenant compte des résultats obtenus en MLI.

4.2- Caractéristiques des interrupteurs à résonance

Les divers types d'interrupteurs auxquels l'extension de la technique d'injection de courant sera appliquée sont les interrupteurs à résonance de type interrupteur à commutation à tension nulle (ITN) et interrupteur à commutation à courant nul (ICN). Ces interrupteurs sont considérés idéaux. On note que les valeurs moyennes des variables d'état de l'interrupteur dépendent des formes d'ondes du convertisseur principal à MLI (chapitre3 montre toutes les caractéristiques). On a:

$$x_s = \mu X_{s1} + \mu' X_{s2} \quad (4.1)$$

μ étant le rapport cyclique moyen et $\mu' = 1 - \mu$. Le vecteur x_s contient des quantités moyennes alors que les vecteurs X_{s1} et X_{s2} contiennent les valeurs des formes d'ondes de l'interrupteur pour le convertisseur classique (MLI) durant le premier et le second intervalle de fonctionnement.

4.3- Caractéristiques des convertisseurs à résonance

Les fonctions de transfert statiques liant la tension de sortie à la tension d'entrée en fonction de la fréquence de commande et de x peuvent être déduites à partir de la caractéristique du convertisseur à l'étude dans laquelle le rapport cyclique d est remplacé par μ . Par exemple, dans le cas d'un élévateur:

$$\frac{U}{E} = \frac{1}{1 - \mu} \quad (4.2)$$

À partir de cette caractéristique des convertisseurs à résonance, on peut calculer les fonctions de transfert par un calcul direct des dérivées partielles du paramètre μ .

4.4- Extension de la méthode aux convertisseurs à résonance

À partir des caractéristiques des interrupteurs à résonance, le paramètre d (rapport cyclique) est remplacé par le paramètre μ avec $D_0=\mu_0$, le point de fonctionnement. Le paramètre μ est une fonction qui dépend de la fréquence d'interruption (paramètre de contrôle), des variables d'état du filtre de sortie et des variables d'entrée. On a:

$$\mu^* = K_i i_c^* + K_v e^* + K_n K_f \mu_s^* \quad (4.3)$$

Où K_n est le coefficient de proportionnalité entre μ_s et f_s . Les coefficients K_i , K_v et K_f sont déterminés à partir des dérivées partielles de μ . Dans ce cas, le bloc de fonctions déterminé pour les interrupteurs à MLI sera élargi aux convertisseurs à interrupteurs à résonance (figure 4.1).

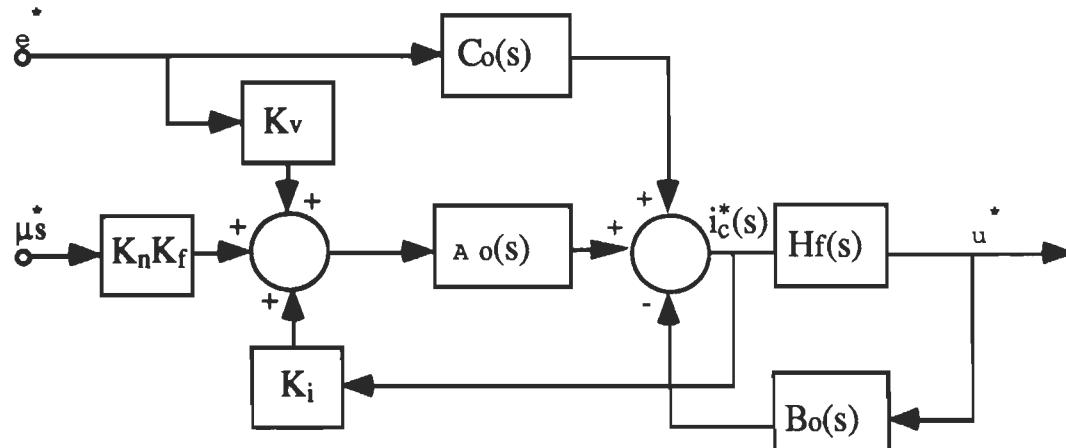


Fig.4.1: Diagramme fonctionnel du convertisseur à résonance en petits signaux obtenu par extension de la méthode IC

Ainsi, nous obtenons les expressions suivantes [12]:

$$K_i = \frac{Z}{E} \frac{\partial \mu}{\partial b} ; \quad K_v = - \frac{b}{E} \frac{\partial \mu}{\partial b} ; \quad K_f = \frac{\mu_0}{f_S} \quad (4.4)$$

$$u^*(s) = \frac{H_f(C_0 + A_0 K_v)}{1 - A_0 K_i + B_0 H_f} e^* + \frac{H_f K_n K_f A_0}{1 - A_0 K_i + B_0 H_f} \mu^*_s \quad (4.5)$$

Le tableau 2.1 donne tous les termes nécessaires pour déterminer les fonctions de transfert de l'expression (4.5). On a $A_0(s)$, $B_0(s)$, $C_0(s)$ et $H_f(s)$ et de l'expression de μ on détermine les coefficients K_i , K_v et K_f de l'équation(4.4).

4.5- Calcul des fonctions de transfert des convertisseurs à résonance

Maintenant, le calcul des fonctions de transfert pour les convertisseurs à résonance ne demande que l'application directe de l'expression (4.5) et des expressions du tableau 2.1 pour chaque type de convertisseur (dévolteur, survolteur et dévolteur-survolteur). Les expressions du tableau 2.1 tiennent compte des résistances parasites (R_L et R_C). Où:

$$M = \frac{U}{E}, \quad K = \frac{2L}{RT}$$

En revanche, avec la méthode EEM, il est difficile de les inclure et la référence [1] présente ces résultats sans ces éléments parasites.

4.6 Conclusion

L'extension de la méthode IC aux convertisseurs à résonance a été pratiquement simple lors du passage du diagramme fonctionnel à MLI à celui des convertisseurs à résonance (fig 4.1). Le calcul de la fonction de

transfert à partir de la figure 4.1 déterminée par l'équation (4.5) a été immédiat. En plus, au chapitre 2, la forme canonique déterminée par l'EEM peut se transformer en un bloc diagramme équivalent à celui de la méthode IC. De ce fait, on peut conclure que cette technique est assez simple même lors de son extension aux convertisseurs à résonance.

Chapitre 5

Résultats de simulation et d'expérimentation

5.1- Introduction

Après avoir développé toute la théorie nécessaire dans les quatres chapitres précédents, ainsi que les calculs des fonctions de transfert, il nous reste qu'à faire une étude expérimentale pour valider notre théorie mathématique et comparer les deux méthodes de modélisation, celle de EEM et celle de l'IC. Les montages sur lesquels les essais pratiques ont été effectués sont le survolteur à résonance demi-onde à courant nul et le survolteur à résonance demi-onde à tension nulle. Toutefois, les résultats de simulation ont été effectués sur toutes les topologies de base (dévolteur, survolteur et dévolteur-survolteur à résonance demi-onde et pleine onde à courant nul et à tension nulle) (voir annexe).

5.2- Simulation et résultats expérimentaux

La simulation et l'expérimentation consistent en le traçage du diagramme de Bode des fonctions de transfert en petits signaux pour une gamme de fréquences entre 15Hz et 15kHz.

Premièrement, la tension d'entrée est perturbée et le diagramme de Bode de la fonction de transfert U^*/E^* est obtenue. Deuxièmement, la fréquence de commutation est perturbée à travers l'oscillateur contrôlé par tension (OCT) et le diagramme de bode de la fonction de transfert $U^*/\mu s^*$ est obtenu. Les

et le diagramme de bode de la fonction de transfert $U^*/\mu s^*$ est obtenu. Les résultats obtenus seront illustrés plus tard avec les prédictions théoriques par la méthode EEM et IC et seront superposés pour fins de comparaison. Les mesures expérimentales ont été obtenues à l'aide d'un appareil SOLARTRON 1260 "Impedance Gain-Phase Analyzer".

5.2.1 Convertisseur survolteur demi-onde à courant nul

La première topologie qui a été testée est le survolteur à résonance demi-onde à commutation à courant nul dont le circuit est montré par la figure 5.1. Le circuit de commande a été réalisé en utilisant un oscillateur COT et un circuit pour produire un temps T_{on} constant. Ce circuit est montré sur la figure 5.2.

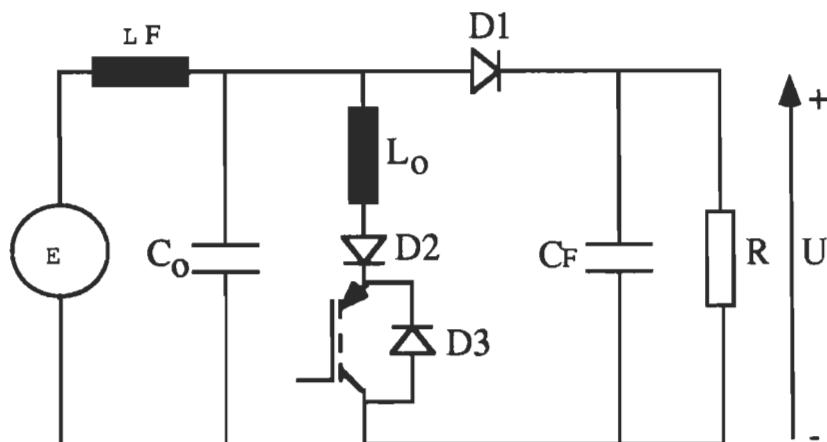


Fig 5.1 Convertisseur survolteur à résonance demi-onde à commutation à courant nul

Les divers composantes de ce circuit sont données par:

Condensateur de résonance $C_0=49nF$

Inductance de résonance $L_0=18.4\mu H$

Inductance de filtrage	$L_F = 1\text{mH}$, $R_L = 0.08\Omega$
Condensateur de filtrage	$C_F = 10\mu\text{F}$, $\text{ESR} = 0.05\Omega$
Charge	$R = 41\Omega$
Le point de fonctionnement a été fixé à	
Tension d'entrée	$E = 12\text{V}$
Tension de sortie	$U = 20\text{V}$
Fréquence de commutation	$f_s = 65\text{kHz}$.

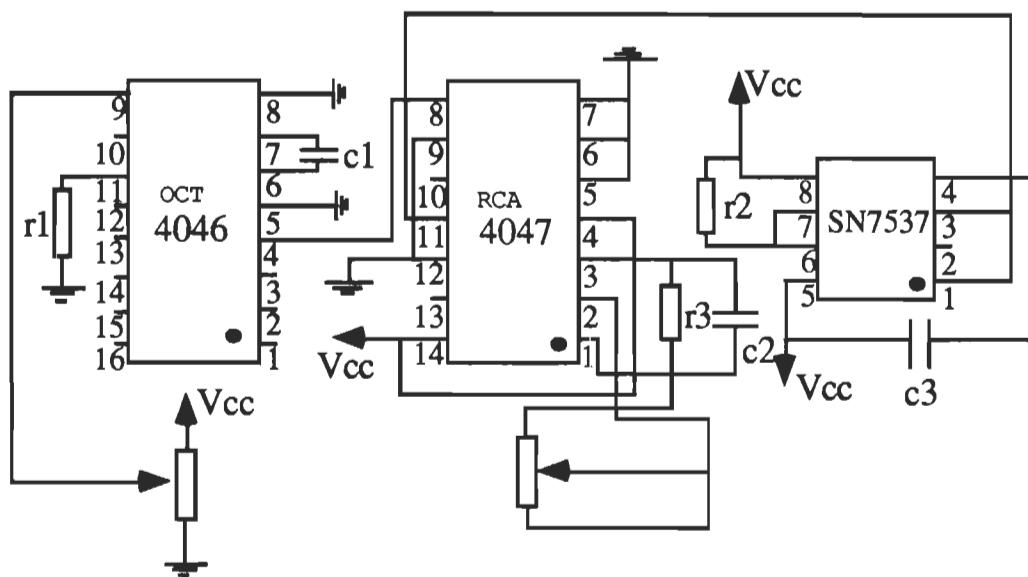


Fig 5.2 Circuit de commande à base d'un OCT

La fonction du transfert du circuit a été calculée aux chapitres précédents par la méthode de l'EEM et la méthode d'IC. La fonction générale est donnée par (4.5).

pour le survoltEUR à résonance demi-onde à courant nul on a:

$$\mu = \frac{f_s}{2\pi f_0} [\pi + \arcsin(b) + \frac{b}{2} + \frac{1}{b} (1 + \sqrt{1 - b^2})]$$

Méthode IC

$$A_o(s) = \frac{E}{R_L + sL} \cdot \frac{E}{R} \left[M^2 - \frac{1+M}{KM} \right]$$

Méthode EEM

$$A_o(s) = \frac{E}{R_L + sL} \cdot \frac{E}{R} M^2$$

$$B_o(s) = \frac{1}{M^2} \left[\frac{1}{R_L+sL} + \frac{1}{KR} \right]$$

$$B_o(s) = \frac{1}{M^2} \left[\frac{1}{R_L+sL} \right]$$

$$C_o(s) = \frac{1}{M} \left[\frac{1}{R_L+sL} + \frac{2M-1}{MKR} \right]$$

$$C_o(s) = \frac{1}{M} \left[\frac{1}{R_L+sL} \right]$$

La simulation a été faite à l'aide du logiciel MATLAB (annexe à la page 102)

Les résultats obtenus sont donnés aux figures 5.3 et 5.4.

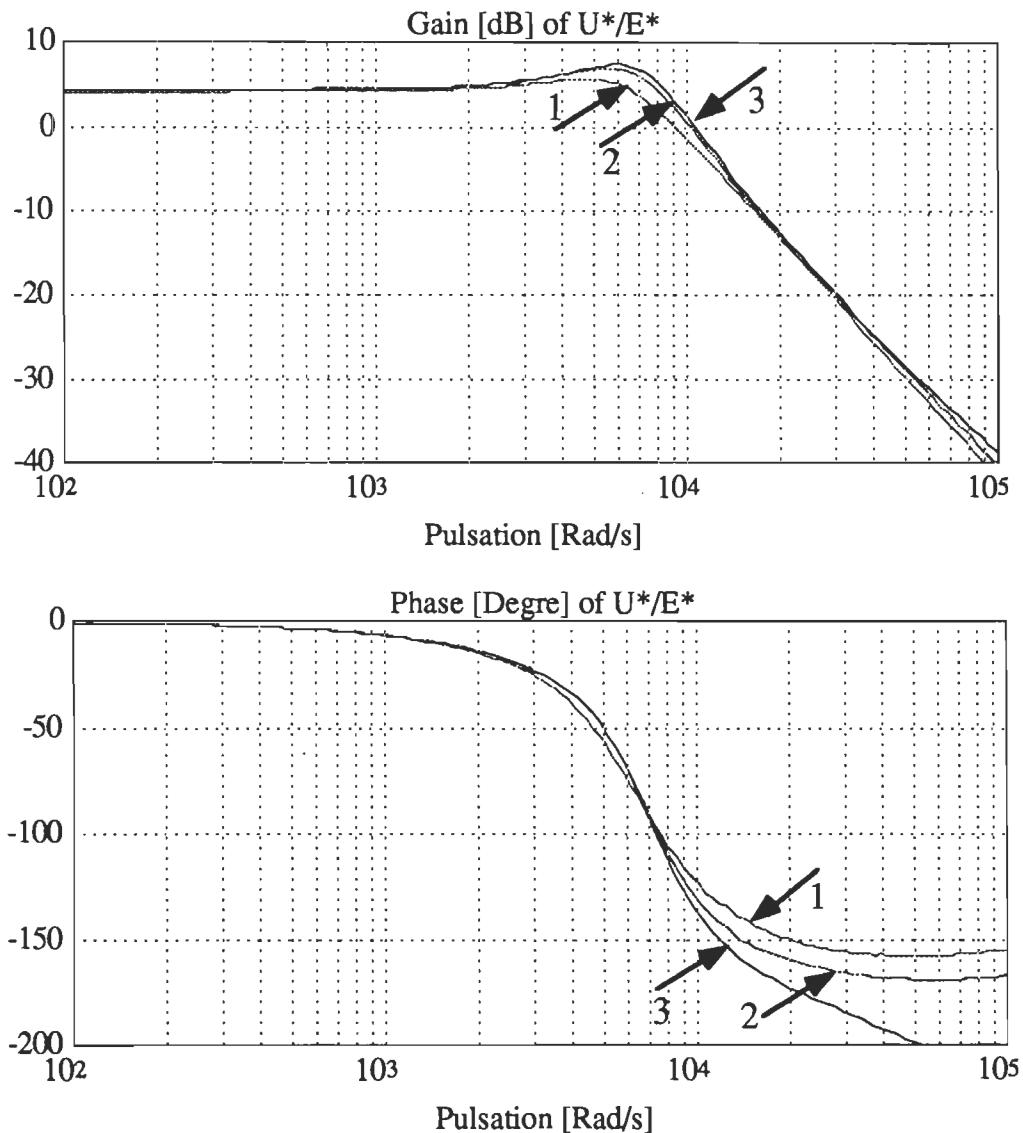


Fig 5.3 Diagramme de Bode de la fonction de transfert u^*/e^*
(1) Expérimental (2) Méthode IC (3) Méthode EEM

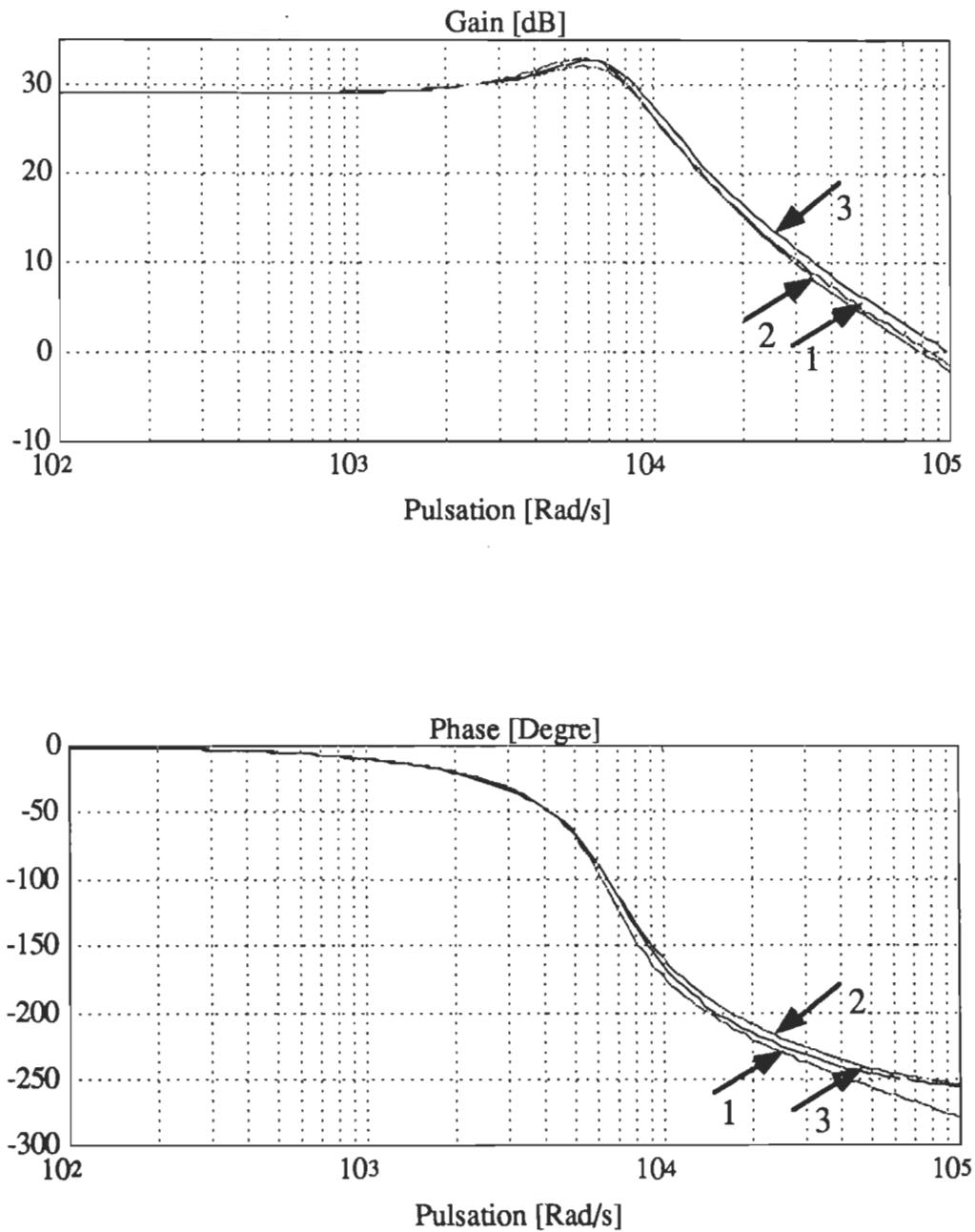


Fig 5.4 Diagramme de Bode de la fonction de transfert $u^*/\mu s^*$
 (1) Expérimental (2) Méthode IC (3) Méthode EEM

Si on analyse les figures 5.3(a) et 5.4(a) on remarque une très grande concordance pour le gain des fonctions de transfert obtenu par les trois méthodes. Dans la figure 5.3(b), la phase obtenue par la méthode EEM tend vers -270° par contre la méthode IC se stabilise à -180° ainsi que les données expérimentales. Ceci revient au fait que dans la fonction de transfert déterminée par la méthode IC et EEM les dénominateurs ont le même ordre mais le numérateur par la méthode IC possède un ordre de plus que l'EEM, ce qui explique cette différence en haute fréquence de la phase.

Finalement, dans la figure 5.4(b), les diagrammes sont généralement identiques pour les trois méthodes.

5.2.2 Survolteur à résonance demi-onde à tension nulle

Les mêmes mesures ont été reprises pour le convertisseur survolteur à résonance demi-onde à tension nulle. Le circuit de cette topologie est montré sur la figure 5.5 et les valeurs de ces composantes sont:

Condensateur de résonance	$C_0=20\text{nF}$
Inductance de résonance	$L_0=27\mu\text{H}$
Inductance de filtrage	$L_F=1\text{mH}$, $R_L=0.08\Omega$
Condensateur de filtrage	$C_F=10\mu\text{F}$, $\text{ESR}=0.05\Omega$
Charge	$R=50\Omega$

Le point de fonctionnement a été fixé à

Tension d'entrée	$E=12\text{V}$
Tension de sortie	$U=20\text{V}$
Fréquence de commutation	$f_s=122\text{kHz}$

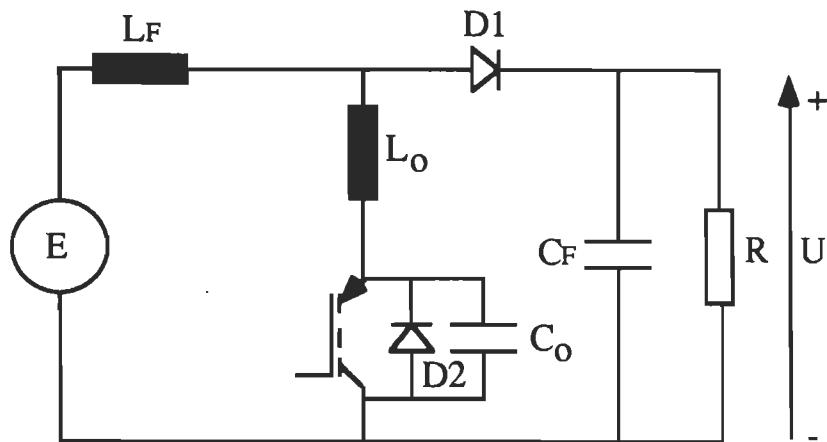


Fig 5.5 Convertisseur survolteur à résonance demi onde à commutation à tension nulle

Le circuit de commande utilisé précédemment va être adapté pour ce convertisseur afin de mettre en évidence la commande à commutation à tension nulle. Dans ce cas la détection de la tension nulle du condensateur de résonance est essentielle avant tout pour l'amorçage de l'interrupteur.

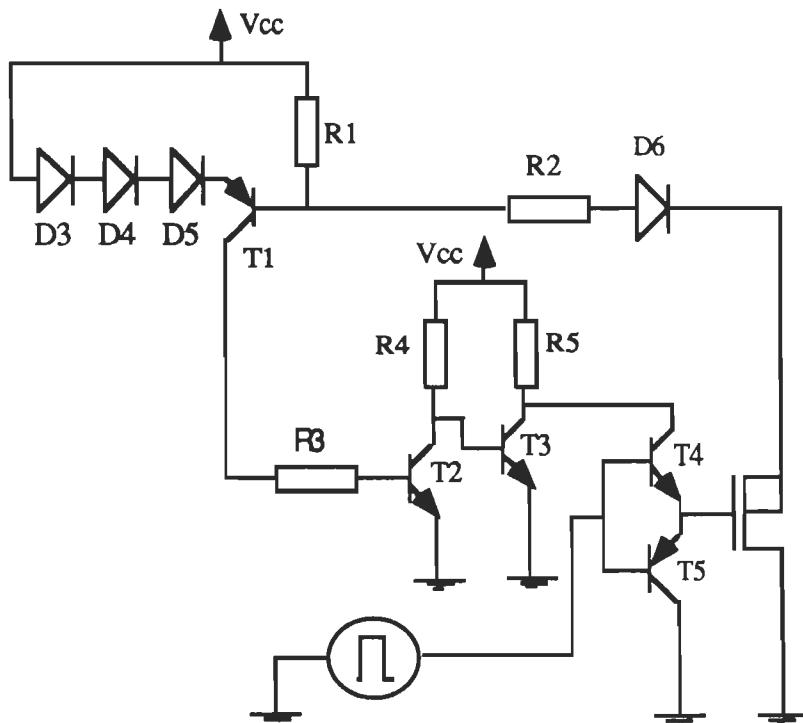


Fig 5.6 Circuit de commande mettant en évidence la commande à commutation à tension nulle

La fonction de transfert du surveilleur à résonance demi-onde à tension nulle garde les mêmes coefficients $A_o(s)$, $B_o(s)$ et $C_o(s)$ pour les deux méthodes de modélisation. Le seul paramètre qui change est le paramètre μ .

$$\mu = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_0} \left[\pi + \arcsin\left(\frac{1}{b}\right) + \frac{1}{2b} + b \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{b^2}}\right) \right]$$

La simulation de la fonction de transfert théorique a été faite à l'aide de MATLAB (annexe à la page 108).

Après la réalisation de ce convertisseur, on a procédé à la perturbation. Premièrement de la tension d'entrée et ensuite de la fréquence de commutation à travers le COT, car une perturbation de ce dernier entraîne une perturbation de la fréquence de commutation.

Les résultats sont montrés aux figures 5.7 et 5.8.

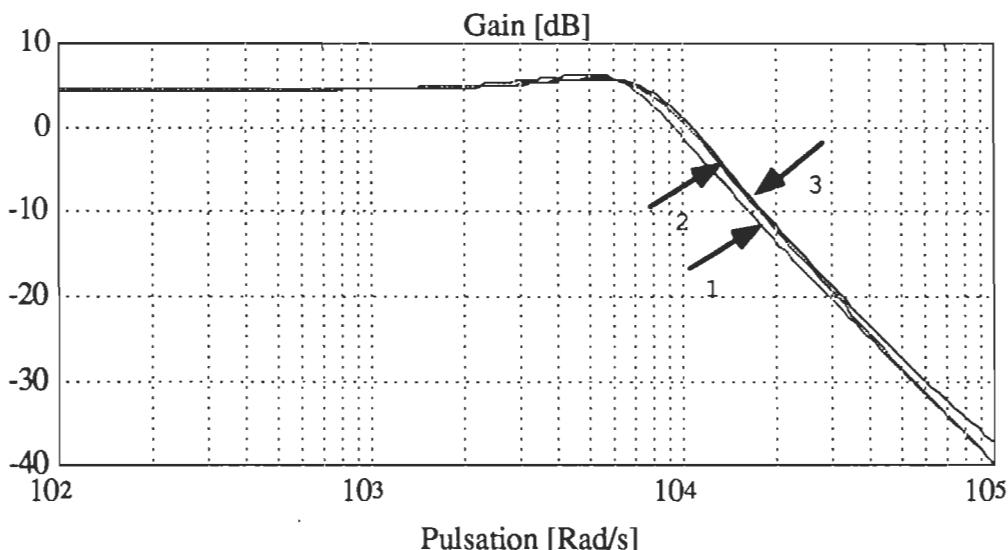


Fig 5.7 Diagramme de Bode de la fonction de transfert u^*/e^*
 (1) Expérimental (2) Méthode IC (3) Méthode EEM

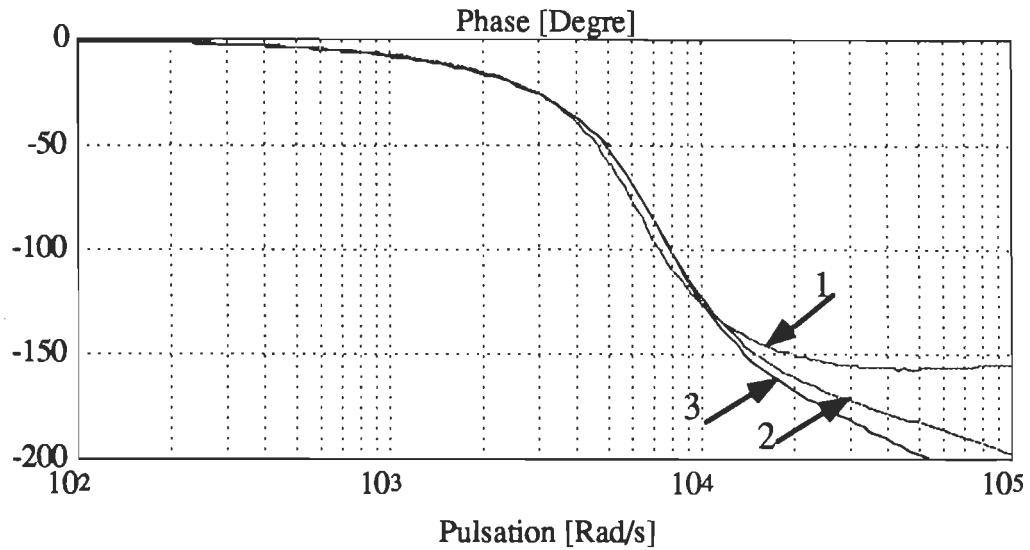


Fig 5.7 (suite) Diagramme de Bode de la fonction de transfert u^*/e^*
 (1) Expérimental (2) Méthode IC (3) Méthode EEM

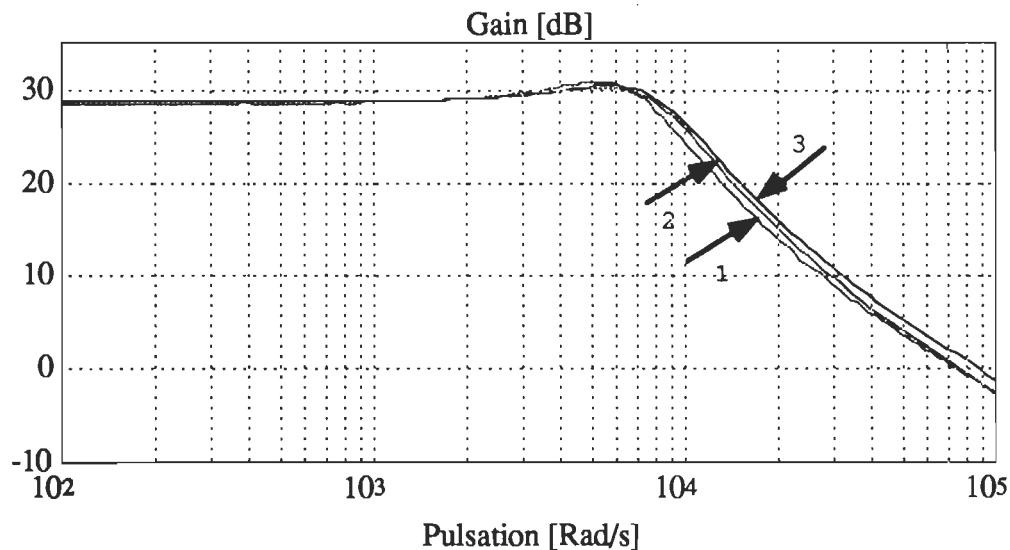


Fig 5.8 Diagramme de Bode de la fonction de transfert $u^*/\mu s^*$
 (1) Expérimental (2) Méthode IC (3) Méthode EEM

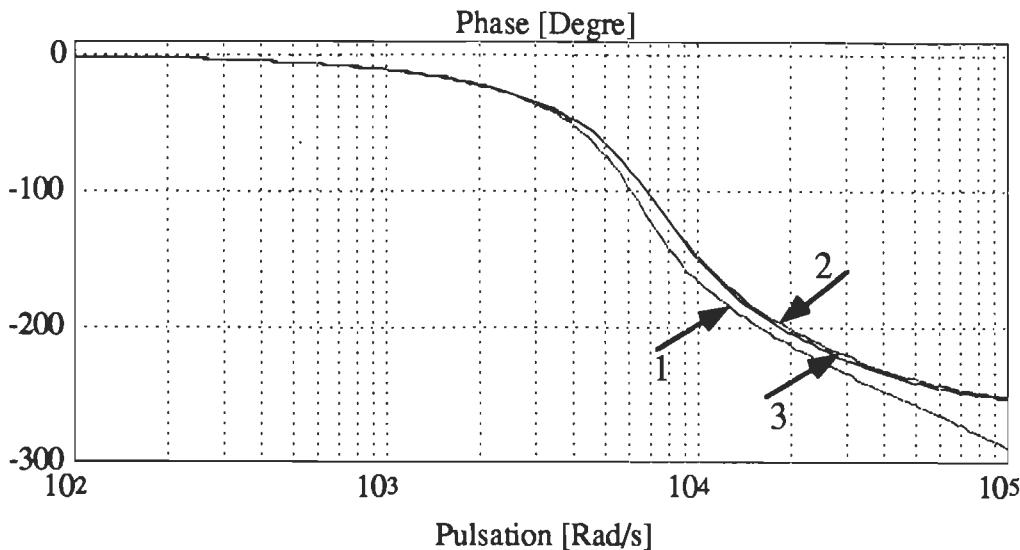


Fig 5.8 (suite) Diagramme de Bode de la fonction de transfert $u^*/\mu s^*$
 (1) Expérimental (2) Méthode IC (3) Méthode EEM

Les résultats obtenus avec le convertisseur survolteur à résonance à tension nulle sont similaires à la topologie précédente. En général, il y a une très grande concordance pour le gain des deux figures 5.7(a) et 5.8(a). La méthode IC donne des prédictions très proches des résultats expérimentaux même à haute fréquence.

5.3- Conclusion

La modélisation des convertisseurs quasi-résonants avec la méthode IC proposée offre beaucoup d'avantages incluant une manipulation mathématique assez simple et des résultats expérimentaux très satisfaisants.

On remarque que la modélisation des convertisseurs quasi-résonants a été directement déterminée à partir de leur convertisseur équivalent à MLI. Les résultats obtenus montrent une très grande concordance avec les prédictions obtenues par simulation et une bonne concordance est aussi observée avec la méthode EEM.

Conclusion générale

Tout au long des chapitres de ce mémoire, on a procédé à l'application des deux méthodes EEM et IC pour les convertisseurs à résonance en passant par leur équivalent à MLI. On a remarqué que la méthode EEM est très rigoureuse mais elle présente un encombrement des équations d'état surtout lorsqu'on tient compte des résistances parasites. Par contre, la méthode IC s'avère très simple et l'extension aux convertisseurs à résonance a été immédiate.

Les résultats de simulation et d'expérimentation nous montrent une très bonne concordance entre l'IC et la méthode de l'EEM. En plus des deux réalisations expérimentales, on a simulé toutes les différentes configurations des trois convertisseurs à résonance de base, soient l'élévateur, l'abaisseur et l'abaisseur-élévateur pleine onde et demi-onde à commutation à courant nul et à tension nulle.

Dans ce contexte, on peut conclure que la méthode d'injection de courant, bien qu'elle soit beaucoup moins populaire que la méthode d'EEM peut obtenir des modèles comparables à ceux obtenus à l'aide de l'EEM. La méthode d'IC simplifie donc la modélisation sans compromettre la précision et par conséquent le choix du régulateur peut être fait de façon plus rapide.

Il faudrait toutefois souligner que seules les topologies à QR déduites des convertisseurs à MLI ont été étudiées. Les modèles en petits signaux obtenus sont en quelques sortes une adaptation des modèles déjà existants des montages à MLI. En ce qui a trait aux topologies à QR qui n'ont pas d'équivalent en MLI tel que le convertisseur à résonance série, il est

impensable d'utiliser l'EEM à cause de la complexité mathématique. Cependant, l'IC s'est caractérisée par la simplicité et la continuité de ce travail consiste à vérifier si cette méthode n'est pas un outil potentiel pour l'étude de ces topologies.

Références

- [1] R. D. MIDDLEBROOK & S CUK, "Modelling and Analysis Methods for DC-to-DC Switching Converters", IEEE International Semiconductor Power Converter Conference (ISPCC), 1977, pp 131-152.
- [2] A. F. WITULSKI & R. W. ERIKSON , "Extension of State-Space Averaging to Resonant Switches and Beyond", IEEE Transactions on Power Electronics , VOL.5, N°.1, January 1990, pp 98-109.
- [3] A. F. WITULSKI, "Buck Converter Small-Signal Models and Dynamics: Comparison of Quasi-Resonant and Pulsewidth Modulated Switches", IEEE Transactions on Power Electronics , VOL.6, N°.4, October 1991, pp 727-738
- [4] P. R. K CHETTY, "Current Injected Equivalent Circuit Approach To Modelling Switching DC-DC Converters", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol.AES- 17, N° 6, November 1981, pp 802-808.
- [5] Th. MICHAUX & E. DRIESSENS, "An Accurate Current-Injected Modelling Approach for Switching DC-DC Converters", IEEE PESC, 1987, pp 306-313.
- [6] A. S. KISLOVSKI, " On The Role of Physical Insight in Small-Signal Analysis of Switching Power Converters", IEEE PESC, 1993, pp 624-630.

- [7] A. S. KISLOVSKI & Richard Redl, " Generalization of the Injected-Absorbed-Current Dynamics Analysis Method of DC-DC Switching Power Cells", IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCS), 1992, pp 1895-1898.
- [8] A.S. KISLOVSKI , R.Redl & N.O.Sokal, "Dynamic Analysis of Switching-Mode DC-DC Converters", Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [9] J. P. FERRIEUX & F. FOREST, "Alimentations à Découpage Convertisseurs à Résonance", Édition MASSON 1987.
- [10] K. LIU, R. ORUGANTI, & F. C. LEE, "Resonant Switches-Topologies and Characteristics,", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1985, pp. 106-116.
- [11] K. H. LIU & F. C. LEE, "Zero Voltage Switching Technique in DC/DC Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1986, pp. 58-70.
- [12] M. HISSEM, A. CHÉRITI & P. SICARD, "Application of the Current-Injected Modelling Approach to Quasi-Resonant Converters", IEEE APEC, 1995, pp 516-522.
- [13] R. P. SEVERNS & G. BLOOM, "Modern DC to DC Switchmode Power Converter Circuits", Van Nostrand Reinhold Company, pp 11-71.

ANNEXE

Programme de traçage de bode du convertisseur à résonance buck ZCS
pleine onde et demi-onde

```

clear
fprintf(' 1--->BuckZCS demi-onde\n');
fprintf(' 2--->BuckZCS pleine-onde\n');
fprintf(' 3--->Sortie');
fprintf(' ');
Ko=input(' Votre choix :');
if Ko==3 break, end
min=1e2;
max= 1e6;
RL=0.02;
Rc=0.05;
Lf=50e-6;
Cf=200e-6;
R=1;
Eo=15;
Uo=5;
mo=(Uo/Eo);

%
%----- Convertisseur ZCS Demi-onde
%

```

```

if Ko==1
Lo=0.65e-6;
Co=0.29e-6;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(x/2)+pi+asin(x)+((1+sqrt(1-x*x))/x);
F=(2*pi*mo)/q;
dmo=(F/(2*pi))*((1/2)-((1+sqrt(1-x*x))/(x*x)));

```

```

%
%----- Convertisseur ZCS Plein-onde
%
```

```
%-----
elseif Ko==2
Lo=0.8e-6;
Co=0.35e-6;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(x/2)+2*pi-asin(x)+((1-sqrt(1-x*x))/x);
F=(2*pi*mo)/q;
dmo=(F/(2*pi))*((1/2)-((1-sqrt(1-x*x))/(x*x)));
else
break,end
%-----
```

```
Fso=F*Fo/2;
K=(2*Lf*Fso)/R;
Ki=(dmo*Z)/Eo;
Kv=-(dmo*x)/Eo;
Kf=mo/Fso;
M=mo;
```

```
%-----
%      Données pour injection de courant
%-----
```

```
a1=M*(2-M)/(K*R);
a2=2*Eo*(1-M)/(K*R);
a3=1/(K*R);

numAO1=[a2*Lf Eo+(a2*RL)];
denAO1=[Lf RL];
numfAO1=(Fso/mo)*Kf*numAO1;
numiAO1=Ki*numAO1;
numvAO1=Kv*numAO1;
numCO1=[a1*Lf M+(a1*RL)];
numBO1=[a3*Lf 1+(a3*RL)];
numhf1=[Cf*Rc*R R];
denhf1=[(R+Rc)*Cf 1];
```

```
%-----
```

```

%          Données pour EEM
%-----

numAO2=[0 Eo];
denAO2=[Lf RL];
numfAO2=(Fso/mo)*Kf*numAO2;
numiAO2=Ki*numAO2;
numvAO2=Kv*numAO2;
numCO2=[0 M];
numBO2=[0 1];
numhf2=[Cf*Rc*R R];
denhf2=[(R+Rc)*Cf 1];

%-----
%    Calcul de la fonction de transfert u*/e* I-C
%-----


numCOVAO1=numCO1+numvAO1;
num11=conv(numhf1,numCOVAO1);
den11=conv(denhf1,denAO1);
numBOHF1=conv(numhf1,numBO1);
num21=den11-conv(numiAO1,denhf1)+numBOHF1;
den21=den11;
numf1=num11;
denf1=num21;
numf11=conv(numhf1,numfAO1);

%-----
%    Calcul de la fonction de transfert u*/e* EEM
%-----


numCOVAO2=numCO2+numvAO2;
num12=conv(numhf2,numCOVAO2);
den12=conv(denhf2,denAO2);
numBOHF2=conv(numhf2,numBO2);
num22=den12-conv(numiAO2,denhf2)+numBOHF2;
den22=den12;
numf2=num12;
denf2=num22;
numf12=conv(numhf2,numfAO2);

```

```
%-----  
% Graphique des fonctions de transfert I-C  
%-----  
  
w=logspace(1,9,1000);  
  
[mag1,phase1,w]=bode(numf1,denf1,w);  
clg;  
  
axis([log10(min),log10(max),-40,5])  
semilogx(w,20*log10(mag1));  
grid  
title('Gain de u*/e* par I-C')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-200,5])  
semilogx(w,phase1);  
grid  
title('Phase de u*/e* par I-C')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
axis;  
  
w=logspace(1,9,1000);  
  
[mag2,phase2,w]=bode(numf11,denf1,w);  
clg;  
  
axis([log10(min),log10(max),-40,30])  
semilogx(w,20*log10(mag2));  
grid  
title('Gain de u*/m* par I-C')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-200,5])
```

```
semilogx(w,phase2);
grid
title('Phase de u/d par I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

%-----%
% Graphiques des fonctions de transfert par EEM
%-----%

w=logspace(1,9,1000);

[mag3,phase3,w]=bode(numf2,denf2,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-40,5])
semilogx(w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u/e par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-200,5])
semilogx(w,phase3);
grid
title('Phase u/e par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause
axis;

w=logspace(1,9,1000);

[mag4,phase4,w]=bode(numf12,denf2,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-40,30])
semilogx(w,20*log10(mag4));
```

```
grid
title('Gain u/d par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-200,5])
semilogx(w,phase4);
grid
title('Phase u/d par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

%-----%
%     Superposition des graphiques EEM vs I-C
%-----%

axis([log10(min),log10(max),-70,5])
semilogx(w,20*log10(mag1),w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u/e, EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-300,5])
semilogx(w,phase1,w,phase3);
grid
title('Phase u/e, EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-70,30])
semilogx(w,20*log10(mag2),w,20*log10(mag4));
grid
title('Gain u/d, EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause
```

```
axis([log10(min),log10(max),-300,5])
semilogx(w,phase2,w,phase4);
grid
title('Phase u/d, EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
```

Programme de traçage de bode du convertisseur à résonance buck ZVS
pleine onde et demi-onde

```

clear
fprintf('          1--->BuckZVS demi-onde\n');
fprintf('          2--->BuckZVS pleine-onde\n');
fprintf('          3--->Sortie');
Ko=input('          Votre choix :');
if Ko==3 break, end
max=1e6;
min=1e2;
RL=0.02;
Rc=0.05;
Lf=48e-6;
Cf=220e-6;
R=1;
Eo=12;
Uo=5;
mo=(Uo/Eo);

%-----%
%          Convertisseur ZVS Demi-onde
%-----%

if Ko==1
Lo=4e-6;
Co=0.15e-6;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(1/2*x)+pi+asin(1/x)+((1+sqrt(1-1/(x*x)))*x);
F=(2*pi*(1-mo))/q;
dmo=1/(x*x)*(F/(2*pi))*((1/2)-((1+sqrt(1-1/(x*x)))*(x*x)));

%-----%
%          Convertisseur ZVS Plein-onde
%-----%

elseif Ko==2
%Lo=5.2e-6;

```

```

Lo=4e-6;
Co=0.15e-6;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(1/2*x)+2*pi-asin(1/x)+((1-sqrt(1-1/(x*x)))*x);
F=(2*pi*(1-mo))/q;
dmo=1/(x*x)*(F/(2*pi))*((1/2)-((1-sqrt(1-1/(x*x)))*(x*x)));

```

```

else
break,end
%-----

```

```

Fso=F*Fo;
K=(2*Lf*Fso)/R;
Ki=(dmo*Z)/Eo;
Kv=-(dmo*x)/Eo;
Kf=mo/Fso;
M=mo;

```

```

%-----
%      Données pour injection de courant
%-----

```

```

a1=M*(2-M)/(K*R);
a2=2*Eo*(1-M)/(K*R);
a3=1/(K*R);

numAO1=[a2*Lf Eo+(a2*RL)];
denAO1=[Lf RL];
numfAO1=3.03e5*Kf*numAO1;
numiAO1=Ki*numAO1;
numvAO1=Kv*numAO1;
numCO1=[a1*Lf M+(a1*RL)];
numBO1=[a3*Lf 1+(a3*RL)];
numhf1=[Cf*Rc*R R];
denhf1=[(R+Rc)*Cf 1];

```

```

%-----
%      Données pour EEM

```

%-----

```
numAO2=[0 Eo];
denAO2=[Lf RL];
numfAO2=3.03e5*Kf*numAO2;
numiAO2=Ki*numAO2;
numvAO2=Kv*numAO2;
numCO2=[0 M];
numBO2=[0 1];
numhf2=[Cf*Rc*R R];
denhf2=[(R+Rc)*Cf 1];
```

%-----

% Calcul de la fonction de transfert u^*/e^* I-C
%-----

```
numCOVAO1=numCO1+numvAO1;
num11=conv(numhf1,numCOVAO1);
den11=conv(denhf1,denAO1);
numBOHF1=conv(numhf1,numBO1);
num21=den11-conv(numiAO1,denhf1)+numBOHF1;
den21=den11;
numf1=num11;
denf1=num21;
numf11=conv(numhf1,numfAO1);
```

%-----

% Calcul de la fonction de transfert u^*/e^* EEM
%-----

```
numCOVAO2=numCO2+numvAO2;
num12=conv(numhf2,numCOVAO2);
den12=conv(denhf2,denAO2);
numBOHF2=conv(numhf2,numBO2);
num22=den12-conv(numiAO2,denhf2)+numBOHF2;
den22=den12;
numf2=num12;
denf2=num22;
numf12=conv(numhf2,numfAO2);
```

```
%-----  
% Graphique des fonctions de transfert I-C  
%-----  
  
w=logspace(1,9,1000);  
  
[mag1,phase1,w]=bode(numf1,denf1,w);  
clf;  
  
axis([log10(min),log10(max),-40,5])  
semilogx(w,20*log10(mag1));  
grid  
title('Gain de u*/e* par I-C')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-200,5])  
semilogx(w,phase1);  
grid  
title('Phase de u*/e* par I-C')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
axis;  
  
w=logspace(1,9,1000);  
  
[mag2,phase2,w]=bode(numf11,denf1,w);  
clf;  
  
axis([log10(min),log10(max),-40,30])  
semilogx(w,20*log10(mag2));  
grid  
title('Gain de u*/d par I-C')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-200,5])  
semilogx(w,phase2);  
grid  
title('Phase de u*/e par I-C')
```

```
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

%-----%
% Graphiques des fonctions de transfert par EEM
%-----%

w=logspace(1,9,1000);

[mag3,phase3,w]=bode(numf2,denf2,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-40,5])
semilogx(w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u*/e* par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-200,5])
semilogx(w,phase3);
grid
title('Phase u*/e* par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause
axis;

w=logspace(1,9,1000);

[mag4,phase4,w]=bode(numf12,denf2,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-40,30])
semilogx(w,20*log10(mag4));
grid
title('Gain u*/d par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause
```

```
axis([log10(min),log10(max),-200,5])
semilogx(w,phase4);
grid
title('Phase u*/d par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

%-----%
% Superposition des graphiques EEM vs I-C
%-----%

axis([log10(min),log10(max),-70,20])
semilogx(w,20*log10(mag1),w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u*/e* EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
ylabel('Gain(dB)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-300,5])
semilogx(w,phase1,w,phase3);
grid
title('Phase u*/e* EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
ylabel('Phase (deg) ')
pause

axis([log10(min),log10(max),-70,30])
semilogx(w,20*log10(mag2),w,20*log10(mag4));
grid
title('Gain u*/d EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
ylabel('Gain en (dB)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-300,5])
semilogx(w,phase2,w,phase4);
grid
title('Phase u*/d EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
```

```
ylabel('Phase en(deg)')
```

Programme de traçage de bode du convertisseur à résonance boost ZCS
pleine onde et demi-onde

```

clear
fprintf('
fprintf('
fprintf('
Ko=input('
if Ko==3 break, end
max=1e6;
min=1e2;
RL=0.02;
Rc=0.05;
%Lf=683e-6;
Lf=1e-3;
Cf=10e-6;
%Cf=11.1e-6;
%R=43.6;
R=41;
Eo=12;
Uo=20;
mo=(Uo-Eo)/Uo;
%
%----- Convertisseur ZCS Demi-onde -----
%
if Ko==1
Lo=18.4e-6;
Co=49e-9;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(x/2)+pi+asin(x)+((1+sqrt(1-x*x))/x);
F=(2*pi*mo)/q;
dmo=(F/(2*pi))*((1/2)-((1+sqrt(1-x*x))/(x*x)));
%
%----- Convertisseur ZCS Plein-onde -----
%
elseif Ko==2

```

```

Lo=17e-6;
Co=49e-9;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(x/2)+2*pi-asin(x)+((1-sqrt(1-x*x))/x);
F=(2*pi*mo)/q;
dmo=(F/(2*pi))*((1/2)-((1-sqrt(1-x*x))/(x*x)));
else
break,end
%-----

```

```

Fso=F*Fo;
K=(2*Lf*Fso)/R;
Ki=(dmo*Z)/Eo;
Kv=-(dmo*x)/Eo;
Kf=mo/Fso;
M=1/(1-mo);

```

```

%-----  

%      Données pour injection de courant  

%-----  


```

```

a1=(2*M-1)/(M*M*(K*R));  

a2=-(Eo/R)*(M*M-(1+M)/(K*M));  

a3=1/(M*M*(K*R));

```

```

numAO1=[a2*Lf Eo+(a2*RL)];
denAO1=[Lf RL];
numfAO1=(Fso/mo)*Kf*numAO1;
%numfAO1=Kf*numAO1;
numiAO1=Ki*numAO1;
numvAO1=Kv*numAO1;
numCO1=[a1*Lf (1/M)+(a1*RL)];
numBO1=[a3*Lf (1/(M*M))+(a3*RL)];
numhf1=[Cf*Rc*R R];
denhf1=[(R+Rc)*Cf 1];

```

```

%-----  

%      Données pour EEM  

%-----

```

```

%-----
a22=-(Eo/R)*(M*M);
numAO2=[a22*Lf Eo+(a22*RL)];
denAO2=[Lf RL];
numfAO2=(Fso/mo)*Kf*numAO2;
numiAO2=Ki*numAO2;
numvAO2=Kv*numAO2;
numCO2=[0 1/M];
numBO2=[0 1/(M*M)];
numhf2=[Cf*Rc*R R];
denhf2=[(R+Rc)*Cf 1];

%-----
% Calcul de la fonction de transfert u*/e* I-C
%-----

numCOVAO1=numCO1+numvAO1;
num11=conv(numhf1,numCOVAO1);
den11=conv(denhf1,denAO1);
numBOHF1=conv(numhf1,numBO1);
num21=den11-conv(numiAO1,denhf1)+numBOHF1;
den21=den11;
numf1=num11;
denf1=num21;
numf11=conv(numhf1,numfAO1);

%-----
% Calcul de la fonction de transfert u*/e* EEM
%-----


numCOVAO2=numCO2+numvAO2;
num12=conv(numhf2,numCOVAO2);
den12=conv(denhf2,denAO2);
numBOHF2=conv(numhf2,numBO2);
num22=den12-conv(numiAO2,denhf2)+numBOHF2;
den22=den12;
numf2=num12;
denf2=num22;
numf12=conv(numhf2,numfAO2);

```

```
%-----  
% Graphique des fonctions de transfert I-C  
%-----  
  
w=logspace(1,6,200);  
  
[mag1,phase1,w]=bode(numf1,denf1,w);  
clg;  
  
axis([log10(min),log10(max),-40,20])  
semilogx(w,20*log10(mag1));  
grid  
title('Gain de u*/e* par I-C')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-270,5])  
semilogx(w,phase1);  
grid  
title('Phase de u*/e* par I-C')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
axis;  
  
w=logspace(1,6,200);  
  
[mag2,phase2,w]=bode(numf11,denf1,w);  
clg;  
  
axis([log10(min),log10(max),-20,30])  
semilogx(w,20*log10(mag2));  
grid  
title('Gain de u*/d par I-C')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-270,5])  
semilogx(w,phase2);  
grid
```

```

title('Phase de u*/e* par I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

%-----
% Graphiques des fonctions de transfert par EEM
%-----

w=logspace(1,6,200);

[mag3,phase3,w]=bode(numf2,denf2,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-40,20])
semilogx(w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u*/e* par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-270,5])
semilogx(w,phase3);
grid
title('Phase u*/e* par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause
axis;

w=logspace(1,6,200);

[mag4,phase4,w]=bode(numf12,denf2,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-20,30])
semilogx(w,20*log10(mag4));
grid
title('Gain u*/d par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')

```

```
pause

axis([log10(min),log10(max),-270,5])
semilogx(w,phase4);
grid
title('Phase u*/d par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

%-----%
% Superposition des graphiques EEM vs I-C
%-----%

axis([log10(min),log10(max),-70,20])
semilogx(w,20*log10(mag1),w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u*/e* EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-370,5])
semilogx(w,phase1,w,phase3);
grid
title('Phase u*/e* EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-70,30])
semilogx(w,20*log10(mag2),w,20*log10(mag4));
grid
title('Gain u*/d EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-370,5])
semilogx(w,phase2,w,phase4);
grid
title('Phase u*/d EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause
```

Programme de traçage de bode du convertisseur à résonance bosst ZVS
pleine onde et demi-onde

```

clear
fprintf('1--->BoostZVS demi-onde\n');
fprintf('2--->BoostZVS pleine-onde\n');
fprintf('3--->Sortie');
Ko=input('Votre choix :');
if Ko==3 break, end
max=1e6;
min=1e2;
RL=0.02;
Rc=0.05;
%Lf=683e-6;
Lf=1e-3;
%Cf=11.1e-6;
Cf=10e-6;
%R=43.6;
R=50;
Eo=12;
Uo=20;
mo=(Uo-Eo)/Uo;
%
%----- Convertisseur ZVS Demi-onde -----
%
if Ko==1
Lo=27e-6;
Co=20e-9;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(1/2*x)+pi+asin(1/x)+((1+sqrt(1-1/(x*x)))*x);
F=(2*pi*(1-mo))/q;
dmo=1/(x*x)*(F/(2*pi))*((1/2)-((1+sqrt(1-1/(x*x)))*(x*x)));
%
%----- Convertisseur ZVS Plein-onde -----
%
elseif Ko==2

```

```

Lo=25.10e-6;
Co=20e-9;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(1/2*x)+2*pi-asin(1/x)+((1-sqrt(1-1/(x*x)))*x);
F=(2*pi*(1-mo))/q;
dmo=1/(x*x)*(F/(2*pi))*((1/2)-((1-sqrt(1-1/(x*x)))*(x*x)));

```

```

else
break,end
%-----
```

```

Fso=F*Fo;
K=(2*Lf*Fso)/R;
Ki=(dmo*Z)/Eo;
Kv=-(dmo*x)/Eo;
Kf=mo/Fso;
M=1/(1-mo);
```

```

%-----
```

% Données pour injection de courant

```

%-----
```

$$\begin{aligned} a1 &= (2*M - 1) / (M * M * (K * R)); \\ a2 &= -(Eo / R) * (M * M - (1 + M) / (K * M)); \\ a3 &= 1 / (M * M * (K * R)); \end{aligned}$$

```

numAO1=[a2*Lf Eo+(a2*RL)];
denAO1=[Lf RL];
numfAO1=(Fso/mo)*Kf*numAO1;
%numfAO1=Kf*numAO1;
numiAO1=Ki*numAO1;
numvAO1=Kv*numAO1;
numCO1=[a1*Lf (1/M)+(a1*RL)];
numBO1=[a3*Lf (1/(M*M))+(a3*RL)];
numhf1=[Cf*Rc*R R];
denhf1=[(R+Rc)*Cf 1];
```

```

%-----
```

% Données pour EEM

```

a22=-(Eo/R)*(M*M);
numAO2=[a22*Lf Eo+(a22*RL)];
denAO2=[Lf RL];
numfAO2=(Fso/mo)*Kf*numAO2;
numiAO2=Ki*numAO2;
numvAO2=Kv*numAO2;
numCO2=[0 1/M];
numBO2=[0 1/(M*M)];
numhf2=[Cf*Rc*R R];
denhf2=[(R+Rc)*Cf 1];

%-----
% Calcul de la fonction de transfert u*/e* I-C
%-----

numCOVAO1=numCO1+numvAO1;
num11=conv(numhf1,numCOVAO1);
den11=conv(denhf1,denAO1);
numBOHF1=conv(numhf1,numBO1);
num21=den11-conv(numiAO1,denhf1)+numBOHF1;
den21=den11;
numf1=num11;
denf1=num21;
numf11=conv(numhf1,numfAO1);

%-----
% Calcul de la fonction de transfert u*/e* EEM
%-----

numCOVAO2=numCO2+numvAO2;
num12=conv(numhf2,numCOVAO2);
den12=conv(denhf2,denAO2);
numBOHF2=conv(numhf2,numBO2);
num22=den12-conv(numiAO2,denhf2)+numBOHF2;
den22=den12;
numf2=num12;
denf2=num22;
numf12=conv(numhf2,numfAO2);

%

```

```
% Graphique des fonctions de transfert I-C
%-----
```

```
w=logspace(1,6,200);

[mag1,phase1,w]=bode(numf1,denf1,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-40,20])
semilogx(w,20*log10(mag1));
grid
title('Gain de u*/e* par I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-200,5])
semilogx(w,phase1);
grid
title('Phase de u*/e* par I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause
axis;

w=logspace(1,6,200);

[mag2,phase2,w]=bode(numf11,denf1,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-5,50])
semilogx(w,20*log10(mag2));
grid
title('Gain de u*/d par I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-270,5])
semilogx(w,phase2);
grid
title('Phase de u*/d par I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause
```

```
%-----  
% Graphiques des fonctions de transfert par EEM  
%-----  
  
w=logspace(1,6,200);  
  
[mag3,phase3,w]=bode(numf2,denf2,w);  
clg;  
  
axis([log10(min),log10(max),-40,20])  
semilogx(w,20*log10(mag3));  
grid  
title('Gain u*/e* par EEM')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-200,5])  
semilogx(w,phase3);  
grid  
title('Phase u*/e* par EEM')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
axis;  
  
w=logspace(1,6,200);  
  
[mag4,phase4,w]=bode(numf12,denf2,w);  
clg;  
  
axis([log10(min),log10(max),-5,50])  
semilogx(w,20*log10(mag4));  
grid  
title('Gain u*/d par EEM')  
xlabel('Pulsation en (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-270,5])
```

```
semilogx(w,phase4);
grid
title('Phase u*/d par EEM')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

%-----
% Superposition des graphiques EEM vs I-C
%-----

axis([log10(min),log10(max),-70,20])
semilogx(w,20*log10(mag1),w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u*/e* EEM et IC')
xlabel('Pulsation en (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-370,5])
semilogx(w,phase1,w,phase3);
grid
title('Phase u*/e* EEM et IC')
xlabel('Pulsation en (rad/s))')
pause

axis([log10(min),log10(max),-20,50])
semilogx(w,20*log10(mag2),w,20*log10(mag4));
grid
title('Gain u*/m* EEM et IC')
xlabel('Pulsation en (rad/s))')
pause

axis([log10(min),log10(max),-370,5])
semilogx(w,phase2,w,phase4);
grid
title('Phase u*/m* EEM et I-C')
xlabel('Pulsation en (rad/s))')
pause
```

Programme de traçage de bode du convertisseur à résonance buckboost ZCS
pleine onde et demi-onde

```

clear
fprintf('1--->BBZCS demi-onde\n');
fprintf('2--->BBZCS pleine-onde\n');
fprintf('3--->Sortie');
Ko=input('Votre choix :');
if Ko==3 break, end
max=1e6;
min=1e2;
RL=0.02;
Rc=0.05;
Lf=683e-6;
Cf=11.1e-6;
R=43.6;
Eo=20;
Uo=34.1;
mo=Uo/(Eo+Uo);
%
%----- Convertisseur ZCS Demi-onde -----
%
if Ko==1
Lo=17.10e-6;
Co=49e-9;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(x/2)+pi+asin(x)+((1+sqrt(1-x*x))/x);
F=(2*pi*mo)/q;
dmo=(F/(2*pi))*((1/2)-((1+sqrt(1-x*x))/(x*x)));
%
%----- Convertisseur ZCS Plein-onde -----
%
elseif Ko==2
Lo=17.10e-6;
Co=49e-9;

```

```

Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(x/2)+2*pi-asin(x)+((1-sqrt(1-x*x))/x);
F=(2*pi*mo)/q;
dmo=(F/(2*pi))*((1/2)-((1-sqrt(1-x*x))/(x*x)));
else
break,end
%-----


Fso=F*Fo;
K=(2*Lf*Fso)/R;
Ki=(dmo*Z)/Eo;
Kv=-(dmo*x)/Eo;
Kf=mo/Fso;
M=mo/(1-mo);

%-----%
%          Données pour injection de courant
%-----%
a1=(2*M)/((1+M)*(1+M)*(K*R));
Q=(1/K)*(2+M)/(1+M);
a2=-(Eo/R)*(M*(1+M)-Q);
a3=1/((1+M)*(1+M)*(K*R));

numAO1=[a2*Lf Eo+(a2*RL)];
denAO1=[Lf RL];
numfAO1=(Fso/mo)*Kf*numAO1;
numiAO1=Ki*numAO1;
numvAO1=Kv*numAO1;
numCO1=[a1*Lf (M/((1+M)*(1+M)))+(a1*RL)];
numBO1=[a3*Lf (1/((1+M)*(1+M)))+(a3*RL)];
numhf1=[Cf*Rc*R R];
denhf1=[(R+Rc)*Cf 1];

%-----%
%          Données pour EEM
%-----%
a22=-(Eo/R)*(M*(1+M));
numAO2=[a22*Lf Eo+(a22*RL)];

```

```

denAO2=[Lf RL];
numfAO2=(Fso/mo)*Kf*numAO2;
numiAO2=Ki*numAO2;
numvAO2=Kv*numAO2;
numCO2=[0 M/((1+M)*(1+M))];
numBO2=[0 1/((1+M)*(1+M))];
numhf2=[Cf*Rc*R R];
denhf2=[(R+Rc)*Cf 1];

%-----
% Calcul de la fonction de transfert u*/e* I-C
%-----

numCOVAO1=numCO1+numvAO1;
num11=conv(numhf1,numCOVAO1);
den11=conv(denhf1,denAO1);
numBOHF1=conv(numhf1,numBO1);
num21=den11-conv(numiAO1,denhf1)+numBOHF1;
den21=den11;
numf1=num11;
denf1=num21;
numf11=conv(numhf1,numfAO1);

%-----
% Calcul de la fonction de transfert u*/e* EEM
%-----

numCOVAO2=numCO2+numvAO2;
num12=conv(numhf2,numCOVAO2);
den12=conv(denhf2,denAO2);
numBOHF2=conv(numhf2,numBO2);
num22=den12-conv(numiAO2,denhf2)+numBOHF2;
den22=den12;
numf2=num12;
denf2=num22;
numf12=conv(numhf2,numfAO2);

%-----
% Graphique des fonctions de transfert I-C
%-----

```

```
w=logspace(1,9,1000);

[mag1,phase1,w]=bode(numf1,denf1,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-30,10])
semilogx(w,20*log10(mag1));
grid
title('Gain de u*/e* par I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-200,5])
semilogx(w,phase1);
grid
title('Phase de u*/e* par I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause
axis;

w=logspace(1,9,1000);

[mag2,phase2,w]=bode(numf11,denf1,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),0,50])
semilogx(w,20*log10(mag2));
grid
title('Gain de u*/d par I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-270,5])
semilogx(w,phase2);
grid
title('Phase de u*/d par I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause
```

```
%-----  
% Graphiques des fonctions de transfert par EEM  
%-----  
  
w=logspace(1,9,1000);  
  
[mag3,phase3,w]=bode(numf2,denf2,w);  
clg;  
  
axis([log10(min),log10(max),-30,10])  
semilogx(w,20*log10(mag3));  
grid  
title('Gain u*/e* par EEM')  
xlabel('Pulsation (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-200,5])  
semilogx(w,phase3);  
grid  
title('Phase u*/e* par EEM')  
xlabel('Pulsation (rad/s)')  
pause  
axis;  
  
w=logspace(1,9,1000);  
  
[mag4,phase4,w]=bode(numf12,denf2,w);  
clg;  
  
axis([log10(min),log10(max),0,50])  
semilogx(w,20*log10(mag4));  
grid  
title('Gain u*/d par EEM')  
xlabel('Pulsation (rad/s)')  
pause  
  
axis([log10(min),log10(max),-270,5])
```

```
semilogx(w,phase4);
grid
title('Phase u*/d par EEM')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

%-----
% Superposition des graphiques EEM vs I-C
%-----

axis([log10(min),log10(max),-70,10])
semilogx(w,20*log10(mag1),w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u*/e* EEM et I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-300,5])
semilogx(w,phase1,w,phase3);
grid
title('Phase u*/e* EEM et I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-30,50])
semilogx(w,20*log10(mag2),w,20*log10(mag4));
grid
title('Gain u*/d EEM et I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-370,5])
semilogx(w,phase2,w,phase4);
grid
title('Phase u*/d EEM et I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause
```

Programme de traçage de bode du convertisseur à résonance buckboost ZVS
pleine onde et demi-onde

```

clear
fprintf('1--->BBZVS demi-onde\n');
fprintf('2--->BBZVS pleine-onde\n');
fprintf('3--->Sortie');
Ko=input('Votre choix :');
if Ko==3 break, end
max=1e6;
min=1e2;
RL=0.02;
Rc=0.05;
Lf=683e-6;
Cf=11.1e-6;
R=43.6;
Eo=20;
Uo=34.1;
mo=Uo/(Eo+Uo);
%-----
%           Convertisseur ZVS Demi-onde
%-----
if Ko==1
Lo=25e-6;
Co=20e-9;
Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(1/2*x)+pi+asin(1/x)+((1+sqrt(1-1/(x*x)))*x);
F=(2*pi*(1-mo))/q;
dmo=1/(x*x)*(F/(2*pi))*((1/2)-((1+sqrt(1-1/(x*x)))*(x*x)));
%-----
%           Convertisseur ZVS Plein-onde
%-----
elseif Ko==2
Lo=25e-6;
Co=20e-9;

```

```

Z=sqrt(Lo/Co);
Fo=1/(2*pi*sqrt(Lo*Co));
x=(Z*Uo)/(R*Eo);
q=(1/2*x)+2*pi-asin(1/x)+((1-sqrt(1-1/(x*x)))*x);
F=(2*pi*(1-mo))/q;
dmo=1/(x*x)*(F/(2*pi))*((1/2)-((1-sqrt(1-1/(x*x)))*(x*x)));
else
break, end
%-----

```

```

Fso=F*Fo;
K=(2*Lf*Fso)/R;
Ki=(dmo*Z)/Eo;
Kv=-(dmo*x)/Eo;
Kf=mo/Fso;
M=mo/(1-mo);

```

```

%-----
%      Données pour injection de courant
%-----
a1=(2*M)/((1+M)*(1+M)*(K*R));
Q=(1/K)*(2+M)/(1+M);
a2=-(Eo/R)*(M*(1+M)-Q);
a3=1/((1+M)*(1+M)*(K*R));

```

```

numAO1=[a2*Lf Eo+(a2*RL)];
denAO1=[Lf RL];
numfAO1=(Fso/mo)*Kf*numAO1;
numiAO1=Ki*numAO1;
numvAO1=Kv*numAO1;
numCO1=[a1*Lf (M/((1+M)*(1+M)))+(a1*RL)];
numBO1=[a3*Lf (1/((1+M)*(1+M)))+(a3*RL)];
numhf1=[Cf*Rc*R R];
denhf1=[(R+Rc)*Cf 1];

```

```

%-----
%      Données pour EEM
%-----
a22=-(Eo/R)*(M*(1+M));

```

```

numAO2=[a22*Lf Eo+(a22*RL)];
denAO2=[Lf RL];
numfAO2=(Fso/mo)*Kf*numAO2;
numiAO2=Ki*numAO2;
numvAO2=Kv*numAO2;
numCO2=[0 M/((1+M)*(1+M))];
numBO2=[0 1/((1+M)*(1+M))];
numhf2=[Cf*Rc*R R];
denhf2=[(R+Rc)*Cf 1];

%-----
% Calcul de la fonction de transfert u*/e* I-C
%-----

numCOVAO1=numCO1+numvAO1;
num11=conv(numhf1,numCOVAO1);
den11=conv(denhf1,denAO1);
numBOHF1=conv(numhf1,numBO1);
num21=den11-conv(numiAO1,denhf1)+numBOHF1;
den21=den11;
numf1=num11;
denf1=num21;
numf11=conv(numhf1,numfAO1);

%-----
% Calcul de la fonction de transfert u*/e* EEM
%-----

numCOVAO2=numCO2+numvAO2;
num12=conv(numhf2,numCOVAO2);
den12=conv(denhf2,denAO2);
numBOHF2=conv(numhf2,numBO2);
num22=den12-conv(numiAO2,denhf2)+numBOHF2;
den22=den12;
numf2=num12;
denf2=num22;
numf12=conv(numhf2,numfAO2);

%-----
% Graphique des fonctions de transfert I-C

```

%-----

```
w=logspace(1,9,1000);  
[mag1,phase1,w]=bode(numf1,denf1,w);  
clc;
```

```
axis([log10(min),log10(max),-40,20])  
semilogx(w,20*log10(mag1));  
grid  
title('Gain de u*/e* par I-C')  
xlabel('Pulsation (rad/s)')  
pause
```

```
axis([log10(min),log10(max),-270,5])  
semilogx(w,phase1);  
grid  
title('Phase de u*/e* par I-C')  
xlabel('Pulsation (rad/s)')  
pause  
axis;
```

```
w=logspace(1,9,1000);  
[mag2,phase2,w]=bode(numf11,denf1,w);  
clc;
```

```
axis([log10(min),log10(max),0,50])  
semilogx(w,20*log10(mag2));  
grid  
title('Gain de u*/d par I-C')  
xlabel('Pulsation (rad/s)')  
pause
```

```
axis([log10(min),log10(max),-270,5])  
semilogx(w,phase2);  
grid  
title('Phase de u*/e* par I-C')  
xlabel('Pulsation (rad/s)')
```

```
pause

%-----
% Graphiques des fonctions de transfert par EEM
%-----

w=logspace(1,9,1000);

[mag3,phase3,w]=bode(numf2,denf2,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),-40,20])
semilogx(w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u*/e* par EEM')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-270,5])
semilogx(w,phase3);
grid
title('Phase u*/e* par EEM')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause
axis;

w=logspace(1,9,1000);

[mag4,phase4,w]=bode(numf12,denf2,w);
clg;

axis([log10(min),log10(max),0,50])
semilogx(w,20*log10(mag4));
grid
title('Gain u*/d par EEM')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause
```

```
axis([log10(min),log10(max),-270,5])
semilogx(w,phase4);
grid
title('Phase u*/d par EEM')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

%-----%
% Superposition des graphiques EEM vs I-C
%-----%

axis([log10(min),log10(max),-70,10])
semilogx(w,20*log10(mag1),w,20*log10(mag3));
grid
title('Gain u*/e* EEM et I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-370,5])
semilogx(w,phase1,w,phase3);
grid
title('Phase u*/e* EEM et I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-30,50])
semilogx(w,20*log10(mag2),w,20*log10(mag4));
grid
title('Gain u*/d EEM et I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause

axis([log10(min),log10(max),-370,5])
semilogx(w,phase2,w,phase4);
grid
title('Phase u*/d EEM et I-C')
xlabel('Pulsation (rad/s)')
pause
```