

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA - BOUMERDES
FACULTE DES HYDROCARBURES ET DE LA CHIMIE



Département : Automatisation des Procédés et Electrification
LABORATOIRE DE RECHERCHE SUR L'ELECTRIFICATION DES ENTREPRISES
INDUSTRIELLES (LREEI)

MEMOIRE

Présenté par :

Mr. BENADEL Messaoud

EN VUE DE L'OBTENTION DU TITRE DE

MAGISTER EN GENIE ELECTRIQUE

Option : *Equipements Electriques Industriels*

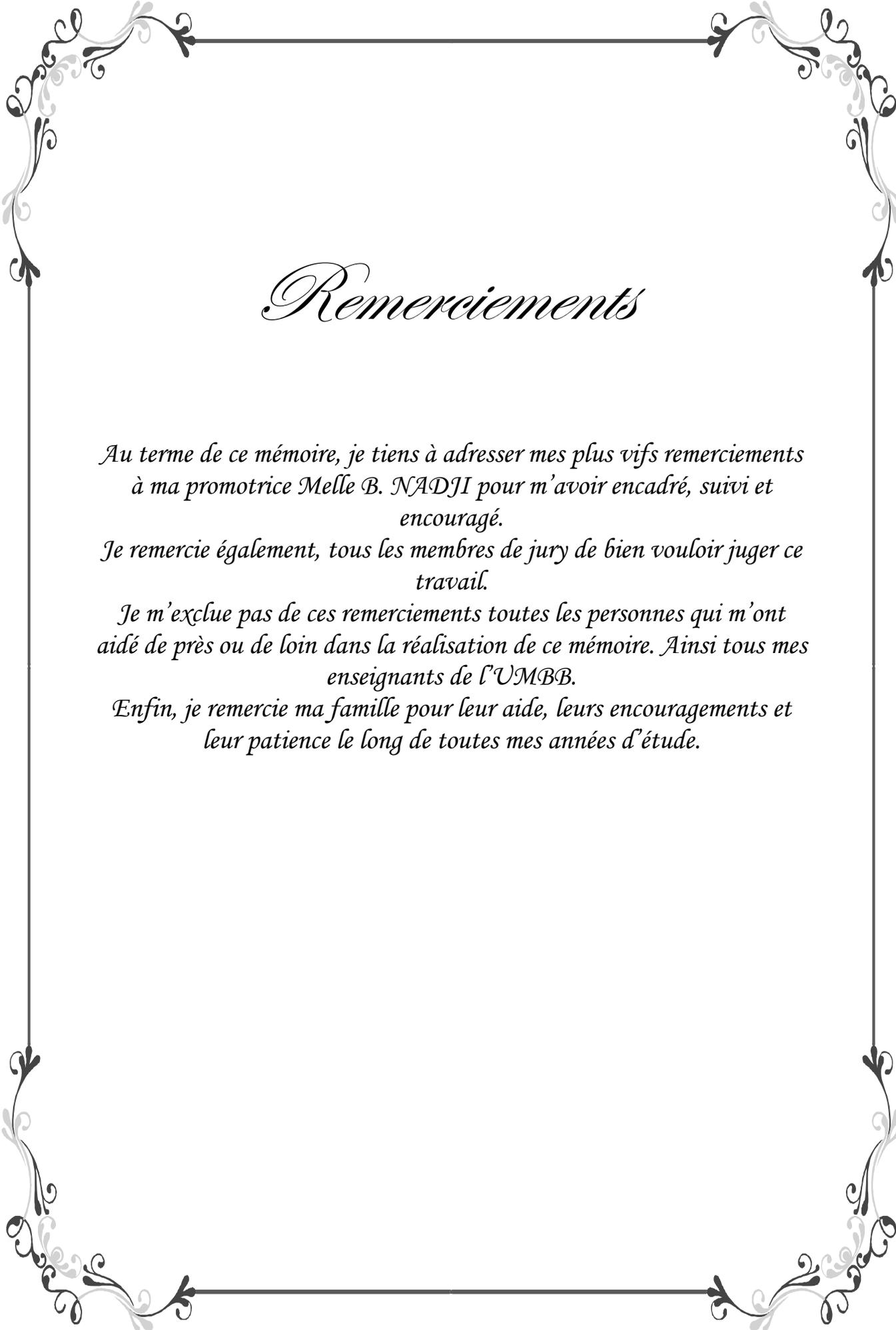
THEME

**MODELISATION ET SIMULATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES
(APPLICATION A LA STRUCTURE MULTICELLULAIRE SERIE)**

Soutenu devant le jury :

Dr HABI Idir	Maître de Conférence A (UMBB)	Président
Dr NADJI Bécharia	Maître de Conférence A (UMBB)	Rapporteur
Dr ACHELI Dalila	Maître de Conférence A (UMBB)	Examineur
Dr MOULAHOM Samir	Maître de Conférence A (Université de Médéa)	Examineur
Dr BOUMEDINE Mohamed Said	Maître de Conférence B (UMBB)	Examineur

Boumerdès 2010

A decorative border with ornate floral and scrollwork patterns in the corners, framing the central text.

Remerciements

Au terme de ce mémoire, je tiens à adresser mes plus vifs remerciements à ma promotrice Melle B. NADJI pour m'avoir encadré, suivi et encouragé.

Je remercie également, tous les membres de jury de bien vouloir juger ce travail.

Je m'exclue pas de ces remerciements toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin dans la réalisation de ce mémoire. Ainsi tous mes enseignants de l'UMBB.

Enfin, je remercie ma famille pour leur aide, leurs encouragements et leur patience le long de toutes mes années d'étude.

MODELING AND SIMULATION OF STATIC CONVERTERS (APPLYING TO THE MULTICELL STRUCTURE)

Abstract:

The work presented in this memory is devoted mainly to elaborate models for multicell converters permitting the control and the observation of floating capacitors.

After presenting different structures of static converters, we detailed the multicell topology. We studied thereafter two multivariate models of multicell converter: the instantaneous model and the average model. These models can pursue two main objectives which are the synthesis and the simulation of the control laws.

Then, we studied two control laws. One proportional control and non linear control which permit to minimize the interaction between the various electrical magnitudes and impose the dynamic evolution of these ones.

After testing observability of the studied models, we have seen two sampled models permit to verify the test of observability, the sampled exact model and the average model over one-third switching period. Both models have enabled the design of Luenberger observer. At the end pseudo-observer was implanted.

Keywords: Power electronic, Static converter, Modeling, series Multicell converter, Observer.

MODELISATION ET SIMULATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES (APPLICATION A LA STRUCTURE MULTICELLULAIRE)

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré principalement à l'élaboration de modèles pour les convertisseurs multicellulaires permettant la commande et l'observation des capacités flottantes.

Après une présentation des différentes structures de convertisseurs statiques, nous avons détaillé la topologie multicellulaire. Nous avons étudié par la suite, deux modèles multidimensionnels du convertisseur multicellulaire : le modèle aux valeurs instantanées et le modèle aux valeurs moyennes. Ces modèles permettent de poursuivre deux objectifs principaux qui sont la synthèse et la validation en simulation des lois de commande.

Ensuite, deux lois de commande sont étudiées. Une commande de type proportionnel, et une commande non linéaire permettant de minimiser d'une part l'interaction entre les différentes grandeurs électriques et d'autre part d'imposer les dynamiques d'évolution de celles-ci.

Après avoir testé l'observabilité des modèles étudiés, nous avons vu deux modèles échantillonnés permettant de vérifier le test d'observabilité, le modèle exact échantillonné (MEE à T_d et à $T_d/3$) et le modèle moyen sur un tiers de période (MM3). Ces deux modèles nous ont permis la conception d'un observateur de Luenberger. A la fin un pseudo-observateur a été implanté.

Mots clés : Electronique de puissance, Convertisseur statique, Modélisation, Convertisseur multicellulaire série, Observateur.

Table de matière

Nomenclature

Introduction générale.....	1
I Structures et propriétés des convertisseurs statiques.....	3
I.1 Introduction.....	3
I.2 Différentes associations de systèmes de conversion	3
I.2.1 Association série de composants semi-conducteurs.....	5
I.2.2 Association de cellules de commutation.....	5
I.2.2.1 Convertisseur à structure NPC " clampés par le neutre "	6
I.2.2.2 Convertisseur à structure multicellulaire série.....	6
I.2.3 Association série de convertisseurs élémentaires.....	8
I.3 Propriétés de la structure multicellulaire série.....	10
I.3.1 Topologie de la structure.....	10
I.3.1.1 La cellule élémentaire de commutation.....	10
I.3.1.2 Propriétés de la structure.....	11
I.3.1.3 Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants.....	14
I.4 Modélisation de la structure multicellulaire.....	14
I.4.1 Modélisation	14
I.4.2 Modèle aux valeurs instantanées.....	15
I.4.3 Hypothèses.....	15
I.4.4 Formulation générale.....	15
I.4.5 Simulation du modèle aux valeurs instantanées.....	17
I.4.5.1 Commande des interrupteurs.....	17
I.4.5.2 Simulation en boucle ouverte (équilibre naturelle des tensions flottantes)	18
I.4.5.3 Association convertisseur – filtre d’entrée	19
I.4.5.4 Association convertisseur – circuit auxiliaire	21
I.4.5.5 Prise en compte de la bidirectionnalité en courant des interrupteurs.....	22
I.5 Modèle aux valeurs moyennes.....	26
I.5.1 Modèle moyen d’un bras multicellulaire.....	26

I.5.2 Aspect multidimensionnel et non linéaire	29
I.6 Conclusion.....	30
II Commande en boucle fermée des convertisseurs multicellulaires séries.....	31
II.1 Introduction.....	31
II.2 Contrôle proportionnel des tensions condensateurs.....	31
II.2.1 Simulation.....	36
II.3 Commande non linéaire des convertisseurs multicellulaires séries.....	37
II.3.1 Présentation de la méthode de linéarisation.....	37
II.3.1.1 Rappels.....	37
II.3.1.1.1 Définition de la modélisation d'un système non linéaire.....	37
II.3.1.1.2 Dérivée de Lie.....	38
II.3.1.2 Résultats généraux.....	38
II.3.2 Application à un convertisseur 3 cellules.....	40
II.3.2.1 Application au calcul de découplage.....	40
II.3.2.1.1 Calcul de découplage.....	40
II.3.2.2 Boucle de régulation proportionnel.....	41
II.3.2.2.1 Calcul des dynamiques.....	41
II.3.2.3 Validation du découplage.....	42
II.4 Conclusion.....	43
III Modélisation en vue de l'observation des condensateurs flottants	44
III.1 Introduction.....	44
III.2 Observabilité.....	44
III.2.1 Utilisation du modèle instantané.....	44
III.2.2 Utilisation du modèle moyen.....	46
III.3 Modélisation en vue de l'observation des tensions flottantes.....	46
III.3.1 Modèles exacte échantillonnés.....	46
III.3.1.1 Modèle exacte échantillonné à une période de découpage.....	46
III.3.1.1.1 Principe.....	47
III.3.1.1.2 Fonctionnement en boucle ouverte.....	50
III.3.1.1.3 Fonctionnement en boucle fermée.....	55
III.3.1.2 Modèle exacte échantillonné à un tiers de période de découpage.....	59
III.3.2 Modèle moyen sur un tiers de période de découpage.....	61
III.3.2.1 Principe.....	61
III.3.2.2 Mise en équation.....	62
III.3.2.3 Généralisation à un convertisseur à p cellules.....	66
III.3.3 Observabilité du convertisseur avec les modèles échantillonnés.....	67

III.3.3.1 Observabilité du convertisseur avec le MEE à T_d	67
III.3.3.2 Observabilité du convertisseur avec le MM3 à T_d	67
III.4 Conclusion.....	68
IV Observateurs des condensateurs flottants dans les convertisseurs multicellulaires séries.....	69
IV.1 Introduction.....	69
IV.2 Observateur échantillonné de Luenberger.....	69
IV.2.1 Théorie.....	70
IV.2.1.1 Structure de l'observateur.....	70
IV.2.1.2 Equations de l'observateur.....	70
IV.2.1.3 Détermination du gain de Luenberger.....	71
IV.2.2 Application à un convertisseurs 3 cellules.....	71
IV.2.2.1 Fonctionnement avec rapports cycliques constants.....	72
IV.2.2.2 Fonctionnement avec rapports cycliques variables.....	79
IV.2.2.2.1 Simulation dans le cas d'un convertisseur 3 cellules.....	80
IV.3 Implantation d'un pseudo-observateur.....	82
IV.3.1 Reconstructeur des grandeurs d'états à l'aide des grandeurs de sortie.....	82
IV.3.1.1 Contraintes sur la mesure.....	83
IV.3.2 Résultats de simulation.....	85
IV.4 Conclusion.....	87
V Conclusion générale.....	88
VI Bibliographie.....	90

Table de figures

Chapitre I

Figure I.1.	Différentes structures des convertisseurs statiques	4
Figure I.2.	Mise en série des interrupteurs	5
Figure I.3.	Convertisseur 3 niveaux à structure NPC	6
Figure I.4.	Convertisseur 3 niveaux à structure multicellulaire	7
Figure I.5.	Mise en série de convertisseurs élémentaires	8
Figure I.6.	Convertisseur multiniveaux avec des sources de tensions indépendantes	9
Figure I.7.	Structure multicellulaire série à p cellules de commutations	10
Figure I.8.	Cellule de commutation idéale	11
Figure I.9.	Association de deux cellules de commutation	11
Figure I.10.	Dynamique idéale de la tension des condensateurs flottants	14
Figure I.11.	Hacheur-dévolteur p cellules associé à une charge R-L	16
Figure I.12.	Génération des signaux de commande d'un hacheur MLI à deux cellules	18
Figure I.13.	Evolution des tensions condensateurs dans le cas d'un démarrage en boucle ouverte « Phénomène de l'équilibrage naturel »	18
Figure I.14.	Evolution des tensions appliquées aux cellules de commutation	19
Figure I.15.	Association convertisseur-filtre d'entrée	20
Figure I.16.	Effet d'un filtre d'entrée sur le comportement du convertisseur	20
Figure I.17.	Mise en parallèle d'un circuit auxiliaire	21
Figure I.18.	Accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules avec un circuit auxiliaire	22
Figure I.19.	Cellule de commutation	23
Figure I.20.	Différentes configurations possibles lors de la conduction des diodes de la cellule i	24
Figure I.21.	Prise en compte de l'effet des diodes	25
Figure I.22.	Structure d'un bras multicellulaire p -cellules	26
Figure I.23.	Evolution des grandeurs électriques au sein d'une cellule i	26
Figure I.24.	Représentation du modèle moyen d'un bras multicellulaire	27

Chapitre II

Figure II.1.	Principe de régulation par modulation des rapports cycliques	32
Figure II.2.	Structure de la loi de commande modulant les rapports cycliques	33
Figure II.3.	Boucle de régulation de la tension condensateur v_{ci}	34
Figure II.4.	Evolution en unité réduite de la constante du temps en fonction des rapports cycliques de référence et du nombre de cellules p	35
Figure II.5.	Régulation par modulation des rapports cycliques avec $G = 0.1$	36
Figure II.6.	Evolution des rapports cycliques u_i	37
Figure II.7.	Représentation de découplage par linéarisation exacte	40
Figure II.8.	Système découplé	40
Figure II.9.	Boucle de régulation avec correcteur proportionnel	42
Figure II.10.	Simulation avec le découplage non-linéaire	43

Chapitre III

Figure III.1.	Convertisseur à trois cellules	45
Figure III.2.	Séquences de fonctionnement d'un convertisseur à trois cellules sur une période de découpage	46
Figure III.3.	Convertisseur à trois cellules avec charge R-L	47
Figure III.4.	Séquences de fonctionnement dans un convertisseur à trois cellules pour des rapports cycliques donnés	48
Figure III.5.	Les trois configurations possibles dans un convertisseur à trois cellules quand les rapports cycliques sont égaux	51
Figure III.6.	Validation du MEE à la période T_d	52
Figure III.7.	Les valeurs des tensions aux instants d'échantillonnages pour les trois configurations possibles quand les rapports cycliques sont égaux	53
Figure III.8.	Convertisseur à trois cellules avec circuit de rééquilibrage	53
Figure III.9.	Validation du MEE à T_d avec circuit de rééquilibrage	54
Figure III.10.	Configurations possibles avec $V = [1,1,2]^T$	57
Figure III.11.	Validation du MEE à T_d dans le cas d'un convertisseur à trois cellules en boucle fermée	59
Figure III.12.	Echantillonnage à $T_d/3$	60
Figure III.13.	Validation du MEE à $T_d/3$ sans circuit de rééquilibrage	60
Figure III.14.	Validation du MEE à $T_d/3$ avec circuit de rééquilibrage	61
Figure III.15.	Principe du modèle moyen sur un tiers de période	62
Figure III.16.	Validation de MM3 en BO sans circuit de rééquilibrage	64
Figure III.17.	Validation de MM3 en BF avec la commande non-linéaire pour une période d'échantillonnage de $T_d/3$ et T_d	65
Figure III.18.	Déterminant de la matrice d'observabilité avec le MEE à T_d	67
Figure III.19.	Déterminant de la matrice d'observabilité avec le MM3	68

Chapitre IV

Figure IV.1.	Structure de l'observateur de Luenberger	70
Figure IV.2.	Schéma de principe d'un observateur échantillonné de Luenberger pour un convertisseur à trois cellules sans circuit de rééquilibrage	72
Figure IV.3.	Validation de l'observateur de Luenberger sur un convertisseur à trois cellules sans circuit auxiliaire en boucle ouverte	73
Figure IV.4.	Observateur de Luenberger après correction des tensions observées	75
Figure IV.5.	Schéma de principe d'un observateur échantillonné de Luenberger pour un convertisseur à trois cellules avec circuit auxiliaire	76
Figure IV.6.	Observateur de Luenberger appliqué à un convertisseur trois cellules en BO avec circuit de rééquilibrage avec un courant mesuré moyen	77
Figure IV.7.	Evolution des erreurs d'observation	77
Figure IV.8.	Observateur de Luenberger appliqué à un convertisseur à trois cellules en BO avec circuit de rééquilibrage avec un courant mesuré instantané	78
Figure IV.9.	Evolution des erreurs d'observation	78
Figure IV.10.	Schéma d'une commande sans capteurs de tensions flottantes pour un convertisseur à trois cellules	81
Figure IV.11.	Simulation avec une commande en boucle fermée	81
Figure IV.12.	Schémas de principe de la commande avec le reconstituteur d'état	82
Figure IV.13.	Algorithme du pseudo-observateur	84
Figure IV.14.	Tension de sortie en fonction des différents cas de rapport cyclique	84
Figure IV.15.	Estimation en boucle ouverte	85
Figure IV.16.	Observation avec $T_{e\ obs} = T_h/6$ en boucle fermée	87

Nomenclature

Hacheur multicellulaire

A	:	Matrice dynamique d'un système d'état continu
B	:	Matrice de commande d'un système d'état continu
Cel_i	:	Cellule de commutation i
C_i	:	Condensateur flottant i lié à la cellule de commutation i
C_{aux}	:	Condensateur du filtre auxiliaire
C_e	:	Condensateur du filtre d'entrée
E	:	Tension d'alimentation
$f_{déc}$:	Fréquence de découpage
f_p	:	Fréquence d'onde porteuse
f_{mod}	:	Fréquence de l'onde modulante
i	:	Indice de numérotation des cellules de commutation
I	:	Matrice identité
i_{Ci}	:	Courant traversant le condensateur flottant i
I_{Ci}	:	Courant moyen traversant le condensateur flottant i
i_{ch}	:	Courant circulant dans la charge
I_{ch}	:	Courant moyen circulant dans la charge
i_e	:	Courant d'entrée du convertisseur
i_{Le}	:	Courant circulant dans l'inductance du filtre d'entrée
i_{Ce}	:	Courant circulant dans le condensateur du filtre d'entrée
i_{Laux}	:	Courant circulant dans le circuit auxiliaire
L	:	Gain de Luenberger
L_{ch}	:	Inductance de charge
L_e	:	Inductance du filtre d'entrée
L_{aux}	:	Inductance du filtre auxiliaire
$L_f h_j(X)$:	Dérivée de Lie de h_j par rapport f
m	:	Dimension du vecteur de sortie
n	:	Dimension du vecteur d'état
p	:	Nombre de cellules de commutation du convertisseur multicellulaire
$p_1, \dots, p-1$:	Valeurs des dynamiques imposées sur les tensions condensateurs

Nomenclature

p_p	:	Valeur de la dynamique imposée sur le courant de charge
Q_0	:	Matrice d'observabilité du système
R_{ch}	:	Résistance de charge
R_{aux}	:	Résistance du filtre auxiliaire
r_j	:	Degré relatif
s	:	Variable de Laplace
s_i	:	Signal de commande de l'interrupteur i
S_i	:	Interrupteur de haut de la cellule i
\bar{S}_i	:	Interrupteur de bas de la cellule i
$T_{déc}$:	Période de découpage
T_e	:	Période d'échantillonnage
T_{on}	:	Durée de l'état passant d'un interrupteur
T_{off}	:	Durée de l'état bloquée d'un interrupteur
$T(s)$:	Fonction de transfert en boucle ouverte
$T_{BO}(s)$:	Matrice de transfert en boucle ouverte
$U = (u_1, u_2, \dots, u_p)^T$:	Vecteur de commande
$u_i, i = 1, \dots, p$:	Rapport cyclique de la cellule i
v_{ci}	:	Tension aux bornes du condensateur flottant i
V_{ci}	:	Tension moyenne aux bornes du condensateur flottant i
v_{celi}	:	Tension de la cellule i
v_{ch}	:	Tension aux bornes de la charge
V_{ch}	:	Tension moyenne aux bornes de la charge
V_s	:	Tension de sortie du convertisseur
v_{S_i}	:	Tension aux bornes de l'interrupteur S_i
V_{S_i}	:	Tension moyenne aux bornes de l'interrupteur S_i
$v_{\bar{S}_i}$:	Tension aux bornes de l'interrupteur \bar{S}_i
$V_{\bar{S}_i}$:	Tension moyenne aux bornes de l'interrupteur \bar{S}_i
$x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$:	Vecteur d'état
x_0	:	Vecteur d'état définissant le point d'équilibre
$y = (y_1, y_2, \dots, y_m)^T$:	Vecteur de mesure (sortie du système)
Z_{ch}	:	Impédance de charge
Z_{BF}	:	Matrice de transfert en boucle fermée
α_i	:	Différence entre les rapports cycliques des cellules $i+1$ et i
$\alpha(X)$:	Vecteur retour d'état non linéaire
$\beta(X)$:	Matrice retour d'état non linéaire
ε_{vci}	:	Erreur sur la tension du condensateur i
ε_{ich}	:	Erreur sur le courant de charge
$\Delta(X)$:	Matrice de découplage

Nomenclature

$\Delta_0(X)$:	Vecteur de découplage
ϕ	:	Déphasage entre les signaux de commande
$\tau_{1,2,\dots,p-1}$:	Constante du temps liées aux dynamiques imposées sur les tensions condensateurs
τ_p	:	Constante du temps imposée sur le courant de charge
$z_i, i = 1, \dots, n$:	Pôles discrets de l'observateur

Indices

$\widehat{(\cdot)}$:	Estimation de la grandeur (\cdot)
$\widetilde{(\cdot)} = \widehat{(\cdot)} - (\cdot)$:	Erreur d'observabilité du système
$ \cdot $:	Valeur absolue de (\cdot)

Modélisation

$A(u), B(u)$:	Matrice d'état et matrice d'entrée du modèle instantané.
$F(u), G(u)$:	Matrice d'état et matrice d'entrée du modèle exact échantillonné à T_d .
$F^j(u), G^j(u)$:	Matrice d'état et matrice d'entrée du modèle exact échantillonné à $T_d/3$ durant le j^{eme} tiers de période de découpage.
$F_m(u), G_m(u)$:	Matrice d'état et matrice d'entrée du modèle moyen sur $T_d/3$ échantillonné à T_d .
$F_m^j(u), G_m^j(u)$:	Matrice d'état et matrice d'entrée du modèle moyen sur $T_d/3$ échantillonné à $T_d/3$ durant le j^{eme} tiers de période de découpage.
α_i^j	:	Commande moyenne de la i^{eme} cellule, calculée sur le j^{eme} tiers de période de découpage.

Acronymes

IGBT	:	Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI (PWM)	:	Modulation Par Largeur d'Impulsion
PI	:	Proportionnel-Intégrateur
IP	:	Intégrateur-proportionnel
MI	:	Modèle Instantané
MEE	:	Modèle Exacte Echantillonné
MM3	:	Modèle Moyen sur un tiers de période

Introduction Générale

L'électronique de puissance est actuellement, très présente dans l'industrie vu son très vaste champ d'application comme les alimentations régulées ou bien le contrôle des machines électriques. Cet essor incontestable est dû, notamment, aux grands progrès qu'ont connus les semi-conducteurs de puissance depuis la fin des années cinquante avec l'apparition du premier thyristor.

Afin de répondre aux besoins grandissant de l'industrie, les puissances commutées par les convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées. Cette augmentation est obtenue par une augmentation du courant et/ou de la tension commutée. Bien que l'augmentation de la tension soit souvent privilégiée, elle reste cependant difficilement maîtrisable à l'échelle des semi-conducteurs et conduit à une dégradation de leurs performances dynamiques et statistiques [2].

Dans les applications haute puissance, nous devons utiliser des structures permettant d'une part d'obtenir une haute tension de sortie, et d'autre part de pouvoir la faire varier. L'apparition des convertisseurs multicellulaires séries apporte des solutions par la mise en série de cellules de commutations élémentaires. Cette topologie permet d'assurer la répartition des contraintes en tension sur les différents composants semi-conducteurs basses tensions connectés en série, et d'améliorer les formes d'ondes en sortie [2].

Afin de conserver un fonctionnement correct du convertisseur au cours du temps, sa commande doit assurer la régulation des tensions de condensateurs. Ainsi, la régulation permet d'une part de répartir équitablement les contraintes sur chaque interrupteur, et d'autre part de conserver les mêmes caractéristiques de point de vue des niveaux de tension de sortie.

Cette régulation est assurée par une commande convenable. Il existe une commande en boucle ouverte très simple permettant d'assurer la stabilité de ce convertisseur connue sous le nom de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions). Cette commande permet l'équilibrage naturel des tensions aux bornes des condensateurs [4].

Il apparaît cependant que pour certains points de fonctionnement, la commande MLI ne permet plus d'assurer la stabilité des tensions condensateurs, donc il sera nécessaire d'utiliser une commande en boucle fermée qui prennent en compte l'évolution des tensions condensateurs et permet de respecter la condition de maîtriser et maintenir ses tensions à des niveaux bien définis.

Cette commande nécessite un recours à des capteurs de tensions flottantes dont le nombre augmente avec le nombre de cellules. Par ailleurs, l'un des premiers succès incontestables de l'automatique a été de proposer des observateurs d'état comme substituts aux capteurs trop souvent onéreux ou pas assez fiables, permettant ainsi de réduire le coût et l'encombrement de l'installation industrielle.

La conception d'une loi de commande repose sur la connaissance d'un modèle de comportement permettant de « prédire » l'évolution du convertisseur dans le futur proche. Cette information est véhiculée par une représentation mathématique exprimant un lien entre les grandeurs de commande et les variables de sortie sensibilisées.

D'autre part, si l'on s'intéresse à la reconstruction des tensions aux bornes des condensateurs flottants du convertisseur multicellulaire, à l'aide d'observateurs numériques, il devient indispensable de disposer d'un modèle échantillonné.

Modéliser un convertisseur statique consiste à faire une représentation plus ou moins abstraite de son fonctionnement dans un but donné. Ainsi en fonction de l'objectif visé (simulation, commande, ...) on peut mettre à jours diverses représentations d'un même objet.

L'objectif de ce mémoire est d'élaborer des modèles du convertisseur afin de contrôler les tensions condensateurs et le courant de charge, et d'établir d'autres modèles échantillonnés observables permettant la conception d'observateurs d'états pour les convertisseurs multicellulaires séries.

Le présent mémoire sera organisé en quatre chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons les différentes structures de convertisseurs multiniveaux existant en essayant de faire apparaître les avantages et les inconvénients de chacune. Par la suite nous définissons deux modèles de la structure multicellulaire : un modèle aux valeurs instantanées et un modèle aux valeurs moyennes. Ces modèles très différents permettent de poursuivre deux objectifs principaux : la synthèse et la validation en simulation des lois de commandes.

Dans le deuxième chapitre, nous verrons deux lois de commande pour un convertisseur à trois cellules. Nous présentons dans un premier temps un contrôle de type proportionnel. Dans un second temps une commande découplante sera étudiée et validée en simulation. Il s'agit de la commande par découplage entrée-sortie (non linéaire).

Le troisième chapitre, sera consacré à son tour au développement de nouveaux modèles échantillonnés observables capables d'être utilisés pour la conception des observateurs d'états des tensions flottantes aux bornes des condensateurs.

Le dernier chapitre sera dédié à l'étude et la conception d'un observateur déterministe de Luenberger pour un convertisseur à trois cellules fonctionne en hacheur-dévolteur. Pour finir, nous présentons un observateur sans dynamique, qui utilise le modèle instantané dans sa structure.

Chapitre I

Structures et propriétés des convertisseurs statiques

I.1 Introduction

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter une source d'énergie électrique à un récepteur donné. La conception et l'utilisation des convertisseurs statiques pour des gammes de puissance de plus en plus importantes ont amené les concepteurs à étudier plusieurs structures de conversion basées sur des associations de structures élémentaires.

Ces associations de structures élémentaires peuvent être envisagées de différentes manières. La première solution consiste à associer directement des composants semi-conducteurs, afin d'obtenir un « macro-composant » possédant des caractéristiques satisfaisantes en tension et/ou en courant. La deuxième solution consiste à associer des cellules de commutation élémentaires. Enfin, la troisième solution consiste cette fois à associer non pas de cellules de commutation élémentaires mais de plusieurs convertisseurs statiques qui permettra de traiter la puissance souhaitée [6].

Nous allons dans ce chapitre présenter ces trois solutions en essayant de faire apparaître les avantages et les inconvénients de chacune de ces solutions. Par la suite, nous détaillerons le principe de fonctionnement et la topologie de la structure multicellulaire série. Après avoir étudié les propriétés de la structure multicellulaire nous présenterons deux modèles pour cette structure, un modèle aux valeurs instantanées et un modèle aux valeurs moyennes.

I.2 Différentes associations de systèmes de conversion

Depuis plusieurs années, nous assistons à une augmentation des puissances commutées par les convertisseurs statiques afin de répondre aux exigences industrielles. L'augmentation de cette

puissance passe évidemment par l'augmentation de la tension et/ou du courant. Compte tenu des imperfections des matériaux conducteurs, c'est en utilisant des tensions élevées et des courant relativement faibles que l'on optimise le rendement dans les applications de fortes puissances.

Toutefois, l'utilisation de ces composants semi-conducteurs à forts calibres en tension ne se fait pas sans contrepartie. En effet, l'augmentation de la tenue en tension d'un composant se traduit par une détérioration importante des caractéristiques statiques et dynamiques. Ceci a donc amené les concepteurs à étudier de nouvelles structures de conversion basées sur des associations de structures élémentaires [2].

1. Associer directement des composants semi-conducteurs (figure I.1 cas a)
2. Associer des cellules de commutations élémentaires (figure I.1 cas b)
3. Associer plusieurs convertisseurs statiques (figure I.1 cas c)

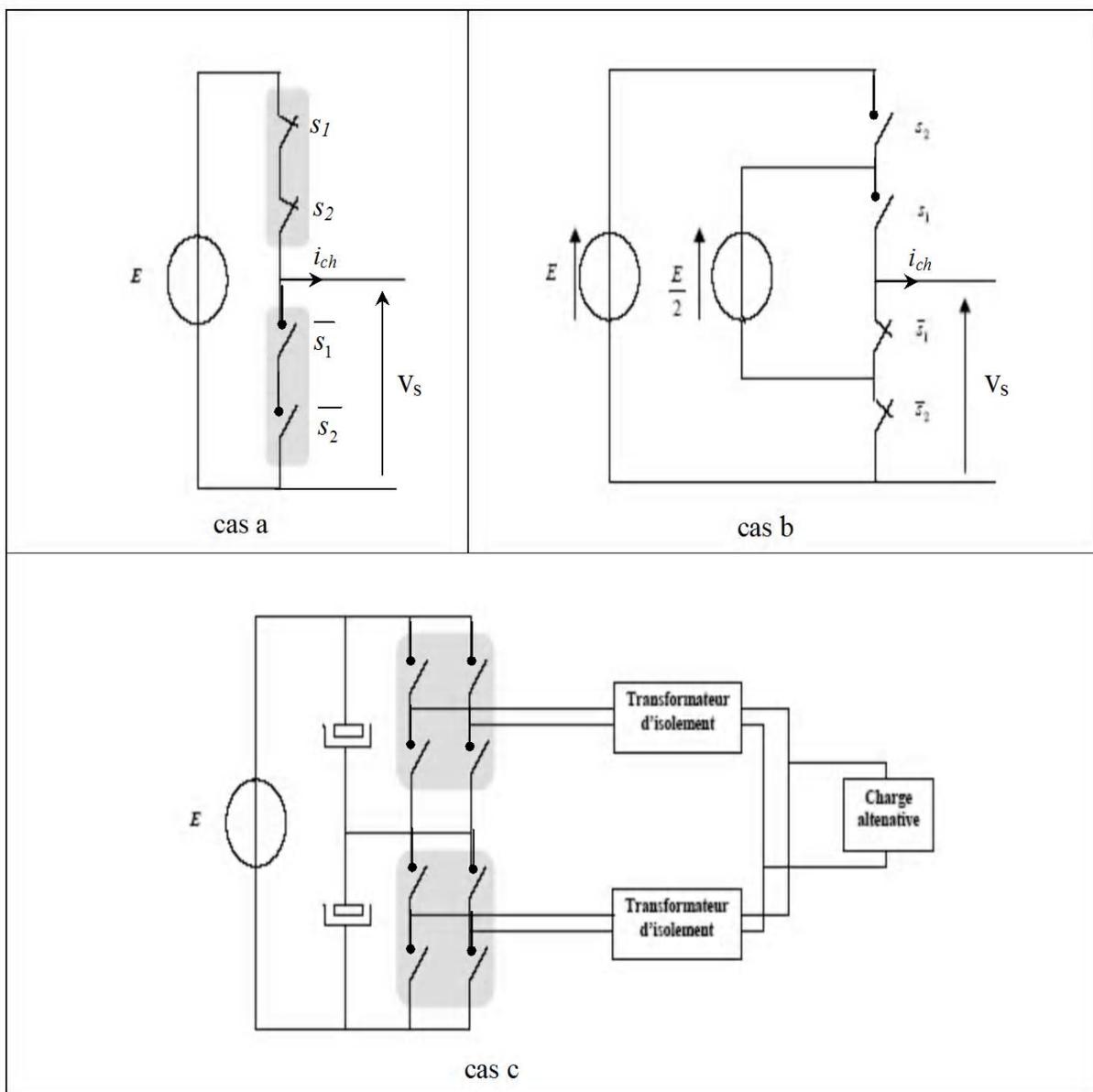


Figure I.1. Différentes structures des convertisseurs

I.2.1 Association série de composants semi-conducteurs

L'étude de la mise en série de composants semi-conducteurs a toujours été un problème délicat car autant les composants actuels sont conçus pour supporter des courants plusieurs fois supérieurs à leurs courant nominal pendant un temps limité, autant ils sont sensibles aux surtensions et les supportent très mal, même pendant un temps très court.

Le schéma de la (figure I.2) représente une cellule de commutation avec une mise en série des interrupteurs. Pour une tension d'entrée E donnée, la tension aux bornes de chaque interrupteur bloquée doit toujours rester égale à $E/2$ aussi bien en régime statique qu'en dynamique. En statique, seuls les courants de fuite fixent les tensions aux bornes des interrupteurs bloqués, que l'on équilibre par l'adjonction des résistances de grandes valeurs. Par contre, en régime dynamique (pendant l'amorçage et le blocage), des déséquilibres sur les tensions aux bornes des interrupteurs apparaissent, dus aux temps de commutation différent pour chaque composant lors de la commutation à l'amorçage, ou encore à l'instant de blocage effectif lors de commutation au blocage.

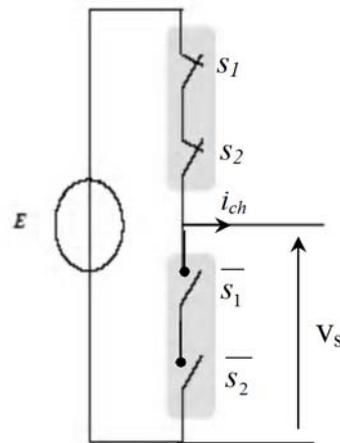


Figure I.2. Mise en série des interrupteurs

La mise en série directe des composants semi-conducteurs permet donc d'obtenir de « macro-composant » ayant une tenue en tension bien supérieur à celle d'un composant élémentaire. D'autre part, les commandes de tous les interrupteurs doivent être synchrones (pour assurer l'équilibrage des tensions) ce qui supprime les degrés de liberté supplémentaires apporter par la mise en série et peut conduire à la génération de $\frac{dV}{dt}$ très importants. Il n'est donc pas envisageable d'améliorer les formes d'ondes avec ce type d'association [6].

I.2.2 Association de cellules de commutation

Afin de résoudre les différents problèmes dus à la mise en série décrits précédemment, il est possible d'utiliser des convertisseurs multiniveaux qui possèdent l'avantage d'associer des composants semi-conducteurs et permettent une amélioration significative des formes d'ondes en sortie due à l'apparition de différents niveaux de tension à la sortie.

I.2.2.1 Convertisseur à structure NPC " clampés par le neutre "

La première structure multiniveaux est appelée convertisseur « clampé » par le neutre et se trouve présentée dans la figure (I.3). Ce type de technique permet la mise en série des interrupteurs pour des applications haute tension. La répartition de la tension E sur les différents interrupteurs en série est cette fois assurée par des diodes (clamps) connectées à un point milieu capacitif [6].

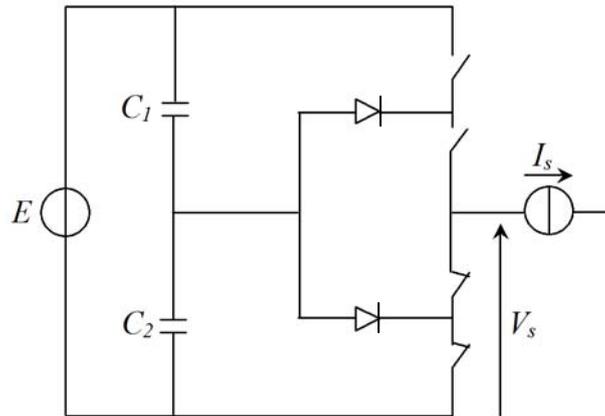


Figure I.3. Convertisseur 3 niveaux à structure NPC

On observe alors que ce convertisseur associé avec une commande décalée permet de faire apparaître trois niveaux de tension pour V_s ($0, \frac{E}{2}, E$) contrairement aux autres associations qui avec des commandes obligatoirement synchrones ne possèdent que deux niveaux de tension possibles.

Ce convertisseur est donc intéressant par les nouvelles possibilités offertes mais possède néanmoins des limitations très contraignantes :

- La première contrainte est de garder le point milieu à un potentiel constant est égale à $\frac{E}{2}$ afin de garantir une bonne répartition de la tension sur les interrupteurs en série. Il est nécessaire donc de réaliser un asservissement de la tension de ce point milieu à $\frac{E}{2}$.
- Il est possible d'envisager le « clamping » d'un nombre d'interrupteurs plus important à l'aide de sources intermédiaires et de diodes. Les commandes permettant d'assurer la stabilité des sources intermédiaires deviennent alors très complexes. On peut donc difficilement employer cette structure pour plus de deux interrupteurs en série.

I.2.2.2 Convertisseur à structure multicellulaire série

Un deuxième type de convertisseur multiniveaux aussi appelé convertisseur multicellulaire série est apparu au début des années 90 et permet la mise en série d'interrupteurs à l'aide de source de tensions flottantes.

Nous présenterons ici les principaux avantages de ce type de structure. L'analyse du fonctionnement sera détaillée dans la deuxième partie de ce chapitre.

Le schéma de principe est donné en figure (I.4) pour deux cellules de commutation.

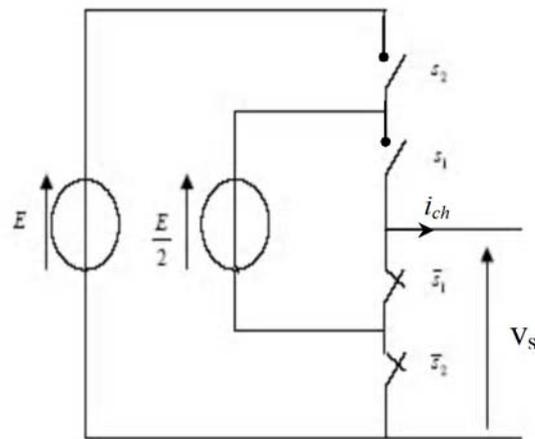


Figure I.4. Convertisseur 3 niveaux à structure multicellulaire

On remarque qu'une source de tension flottante de valeur $\frac{E}{2}$ a été insérée entre les deux cellules de commutation. Ainsi on assure la répartition de la tension sur chaque interrupteur aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. Ces deux cellules de commutation (s_1, \bar{s}_1) et (s_2, \bar{s}_2) deviennent alors totalement indépendantes. On pourra donc envisager d'effectuer des décalages entre les commandes des cellules sans que cela devienne dangereux pour la survie des composants de l'association [6].

Le premier avantage que l'on remarque pour cette application est que l'on pourra utiliser des composants semi-conducteurs ayant une tenue en tension théorique de $\frac{E}{2}$ seulement et donc avoir des interrupteurs ayant de meilleures caractéristiques dynamiques.

Les commandes de chaque cellule de commutation étant indépendantes, on a alors 2^p combinaisons possibles ou p est le nombre de cellules ainsi associées et $p+1$ niveaux possibles pour la tension de sortie V_s . Chaque niveau de tension est alors fraction de la tension d'entrée.

Cette structure est donc particulièrement intéressante car elle permet :

- La généralisation à p cellules sans que la topologie devienne trop complexe,
- L'utilisation de composants ayant une tenue en tension de $\frac{E}{2}$ et se trouve donc particulièrement bien adaptée pour les applications haute tension,
- D'obtenir des niveaux supplémentaires sur la tension de sortie, donc une amélioration notable des formes d'ondes en terme de contenu harmonique,
- D'avoir tous les types de fonctionnement envisageable : hacheur, onduleur de tension et commutateur de courant.

I.2.3 Association série de convertisseurs élémentaires

Une troisième solution d'association consiste à connecter des convertisseurs (figure I.5). Nous rappelons dans ce paragraphe deux exemples d'associations. On peut d'abord par exemple envisager la mise en série d'onduleurs de tension dont les formes d'ondes en sortie sont à valeurs moyenne nulle pour l'alimentation d'une charge alternative. On utilise alors un transformateur d'isolement pour connecter les sorties alternatives de chaque onduleur.

Dans ce cas, l'équilibre statique aux bornes des condensateurs est assuré par le fait que les sorties alternatives sont mise en parallèle et réinjectent donc la même tension d'entrée si les commandes sont identiques à tout instants. Les commandes devront cependant être parfaitement synchrones et cette structure est aussi difficile à mettre en œuvre que la mise en série directe d'interrupteurs ou de cellules de commutations.

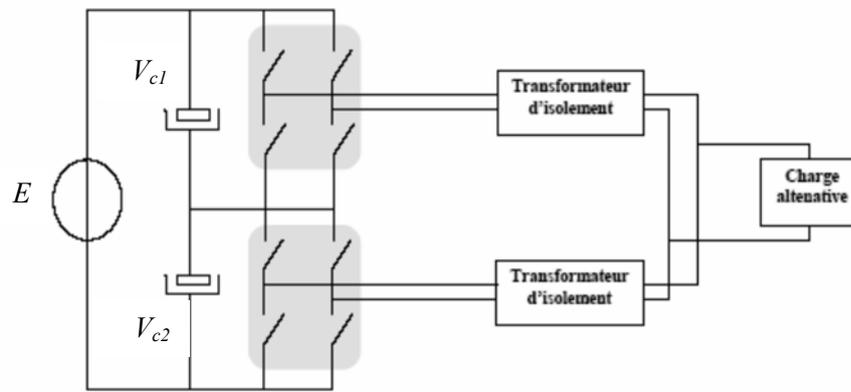


Figure I.5. Mise en série de convertisseurs élémentaires

Dans le cas où on veut alimenter une charge continue nous devons utiliser des redresseurs connectés au travers de transformateurs d'isolement, et on place un élément de filtrage de type LC devant la charge et ce type de structure permet alors d'entrelacer les commandes et ainsi de faciliter les problèmes de filtrage. L'équilibrage des tensions V_{c1} et V_{c2} est naturel grâce à la caractéristique unidirectionnelle en courant des redresseurs.

Une autre solution peut être mise en évidence est l'association de n convertisseurs élémentaires connectés en série par leurs sorties respectives comme représenté dans la (figure I.6). Le principe de cette structure consiste à connecter en série plusieurs convertisseurs monophasés avec des sources de tensions isolées et indépendantes. Le but étant d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale composée de plusieurs niveaux de tensions. Les sources de tensions peuvent être assurées par des batteries, des cellules de combustible, des panneaux solaires ou par des condensateurs dont la charge sera obtenue d'une de tension alternative redressée. Sur la (figure I.6) on présente un bras d'onduleur monophasé représentatif de cette topologie.

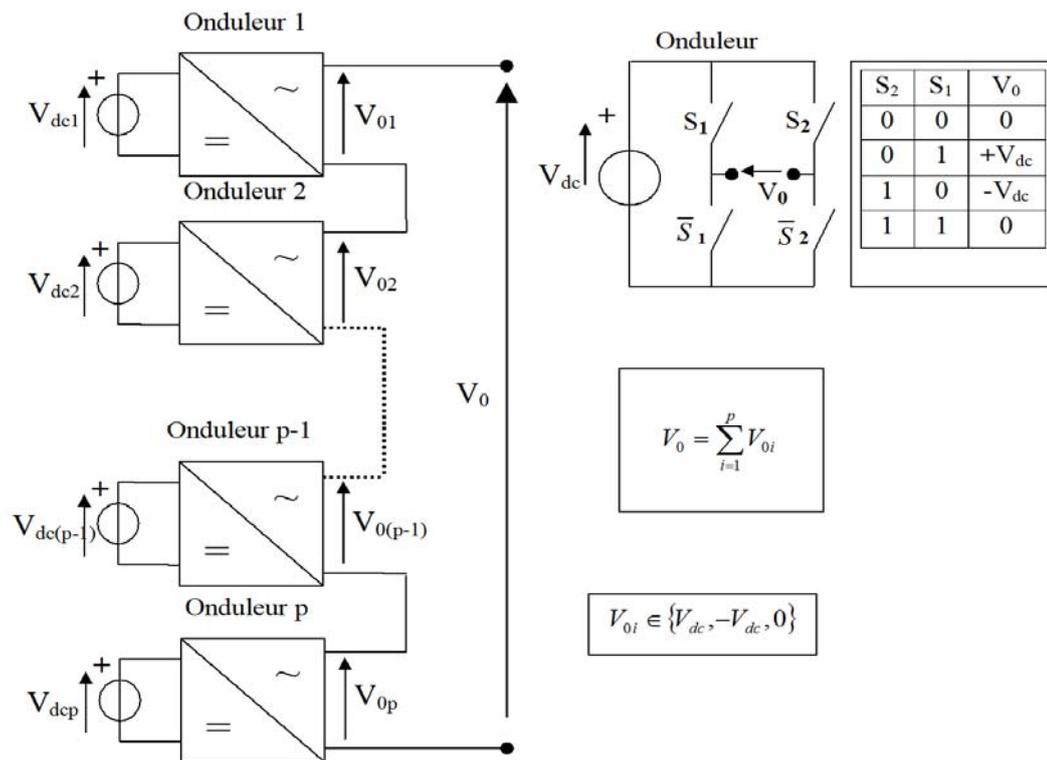


Figure I.6. Convertisseur multiniveaux avec des sources de tensions indépendantes

Chaque onduleur mis en cascade est alimenté par une source de tension indépendante. A la sortie de chaque onduleur on peut avoir trois niveaux différents de tension, $+V_{dc}$, 0 et $-V_{dc}$ à l'aide des différentes configurations des interrupteurs S_i . Les sorties des onduleurs individuels sont connectées en série de sorte que la forme d'onde en sortie du bras est égale à la somme des tensions de chaque onduleur individuel.

Cette structure présente la flexibilité de pouvoir ajouter des niveaux de tensions de manière facile, d'autre part, les éléments de définition des potentiels (diodes et condensateurs) ne sont pas nécessaires.

Du côté des contraintes il faut remarquer qu'une source de tension indépendante est nécessaire pour chaque pont, ce qui limite l'application de ce type de structure. Elle est peut être intéressante pour des applications comme la compensation statique ou le filtrage actif. Aussi on pourrait l'utiliser pour les applications automobiles où la présence des batteries peut être favorable. Egalement, en présence de sources d'énergies renouvelables cette structure pourrait être intéressante.

En résumé, les caractéristiques de cette structure sont :

- Parmi les différentes structures multiniveaux, celle-ci utilise le moindre nombre de composants pour le même nombre de niveaux.
- Modularité et par conséquent expansion facile du nombre de niveaux.
- Plus facile à commander.
- Adapté pour des applications où plusieurs sources de tensions sont disponibles.

I.3 Propriétés de la structure multicellulaire série

I.3.1 Topologie de la structure

La structure multicellulaire nommée aussi structure de Meynard et Foch résulte de la connexion de p sources de tensions flottantes placées en série de façon à obtenir $(p+1)$ niveaux discrets de tension de sortie, indexés de 0 à p (noté i). Les sources de tensions sont la tension de bus d'alimentation (tension constante) E et $(p-1)$ condensateurs utilisées comme sources flottantes [4].

Le convertisseur est de p cellules. La fonction de chaque cellule i est représentée par s_i . Le s_i sera également appelé état de la cellule i . Les tensions de condensateurs sont notées par V_{ci} , $i=1 \dots p-1$, la tension de sortie par V_s , qui est également la tension de charge.

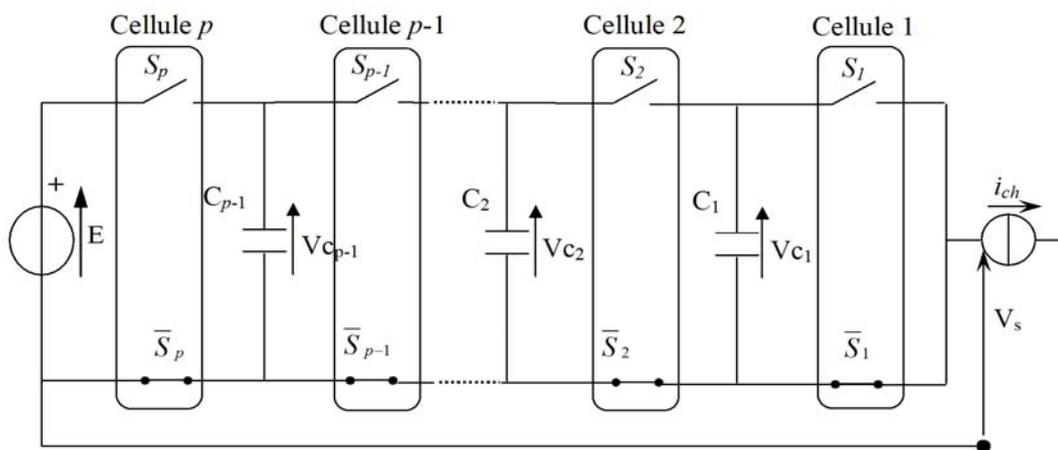


Figure I.7. Structure multicellulaire série à p cellules de commutations

I.3.1.1 La cellule élémentaire de commutation

Le principe d'une cellule élémentaire de commutation a comme bases les règles d'interconnexion de sources suivantes :

1. Une source de tension ne doit jamais être mise en court-circuit, mais elle peut être en circuit ouvert.
2. Une source de courant ne doit jamais fonctionner en circuit ouvert, mais elle peut se trouver en court-circuit.
3. Des sources de même nature ne peuvent pas être connectée entre elles, mais des sources de natures différentes peuvent se connecter entre elles (tension-courant).

Sur la figure (I.8) on trouve le schéma de principe d'une cellule élémentaire de commutation.

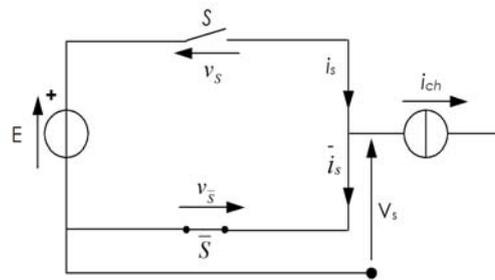


Figure I.8. Cellule de commutation idéale

Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, les signaux de commande des interrupteurs S et \bar{S} devront être de nature complémentaire, quand l'un est passant l'autre est bloqué. Ainsi, une cellule élémentaire de commutation ne peut présenter que deux états. Par convention la cellule de commutation est dite à l'état 1 lorsque l'interrupteur S est passant. De la même façon elle est dite à l'état 0 lorsque ce même interrupteur est bloqué.

Pour finir la présentation de la cellule élémentaire il nous reste qu'à écrire les équations élémentaires des tensions et des courants caractérisant la cellule d'une telle association :

$$i_{ch} = i_S - i_{\bar{S}} \quad (I.1)$$

$$E = v_S + v_{\bar{S}} \quad (I.2)$$

Sur le tableau (I.1) on résume les caractéristiques principales d'une cellule de commutation.

Tableau I.1. Caractéristiques d'une cellule de commutation

Etat	Etat S	Etat \bar{S}	V_S	i_S	$i_{\bar{S}}$	v_S	$v_{\bar{S}}$
1	Passant	bloqué	E	i_S	0	0	E
0	bloqué	Passant	0	0	$-i_S$	E	0

La cellule de commutation peut être considérée comme un système binaire, ainsi pour faciliter les explications, par la suite on va définir l'état passant des interrupteurs comme *état 1* et l'état bloqué comme *état 0*.

I.3.1.2 Propriétés de la structure

La structure de base d'un convertisseur multicellulaire série commence par l'association de deux cellules élémentaires de commutation telle que l'on montre sur la figure (I.9).

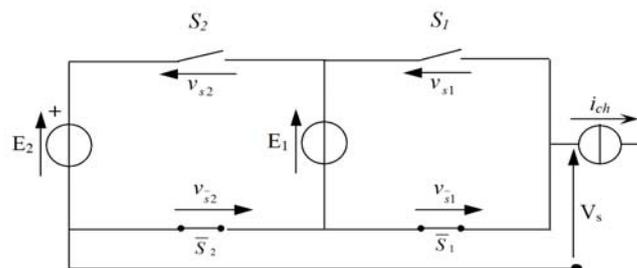


Figure I.9. Association de deux cellules de commutation

Etant donné que la cellule peut être considérée comme un système binaire, l'association de deux cellules donne 2^2 états possibles dont les caractéristiques principales sont résumées sur le tableau (I.2.a).

Tableau I.2.a. Caractéristiques principales de l'association de deux cellules
(Convertisseur 3-niveaux)

Etat cellule 2	Etat cellule 1	v_{S2}	v_{S1}	i_2	i_1	V_s
0	0	$E_2 - E_1$	E_1	0	0	0
0	1	$E_2 - E_1$	0	0	i_S	E_1
1	0	0	E_1	I_s	$-i_S$	$E_2 - E_1$
1	1	0	0	I_s	0	E_2

Soit :

$$V_s = s_1(E_1) + s_2(E_2 - E_1) \quad (I.3)$$

où : s_1 et s_2 représentent l'état de la cellule 1 et de la cellule 2 respectivement.

Si la tension d'alimentation principale est égale à E_2 . Sachant qu'elle doit être partagée équitablement parmi les interrupteurs mis en série, on en déduit facilement que la source de tension E_1 doit être égale à $E_2/2$. Par ailleurs, cette même valeur de tension va nous permettre d'avoir une tension multinationnelle en sortie du convertisseur dont les valeurs sont égales à 0, E_2 et $E_2/2$.

Tableau I.2.b. Caractéristiques principales de l'association de 2 cellules ($E_1=E$ et $E_2=E/2$)

Etat cellule 2	Etat cellule 1	v_{S2}	v_{S1}	V_s
0	0	$\frac{1}{2}E$	$\frac{1}{2}E$	0
0	1	$\frac{1}{2}E$	0	$\frac{1}{2}E$
1	0	0	$\frac{1}{2}E$	$\frac{1}{2}E$
1	1	0	0	E

On peut généraliser la méthode précédente pour exprimer les grandeurs principales d'une association de p cellules de commutation. Sur le tableau (I.3) on trouve les grandeurs principales pour l'association de p cellules de commutation. Cette définition est basée sur les résultats exprimés sur les tableaux (I.2).

Tableau I.3. Définition des grandeurs caractéristiques de l'association
de p cellules de commutation

Nombre de cellules associées	p	
Nombre d'états possibles	2^p	
Nombre de niveaux de tension en sortie	$(p+1)$	
Valeur de la tension principale d'alimentation	E	
Valeur de la source de tension de la cellule i	$v_{cp} = \frac{i}{p} E$	(I.4)

D'autre part, une fonction de commutation peut être définie afin de connaître la tension de sortie et la tension tenue par chaque interrupteur lors des différents états de l'ensemble de cellules. La fonction de commutation est définie par une variable binaire, appelée signal de commande s_i , qui représente l'état de $i^{\text{ème}}$ cellule de commutation :

$$s_i \in \{0, 1\} \quad (\text{I.5})$$

Ayant cette variable on peut déterminer les différentes tensions présentes dans chaque état de l'association multiniveaux. On a les expressions suivantes :

$$\text{Tension de sortie :} \quad V_s = \sum_{i=1}^p (E_i - E_{i-1}) \cdot s_i \quad (\text{I.6})$$

$$\text{avec :} \quad E_0 = 0$$

$$\text{Tensions des interrupteurs :} \quad \begin{cases} v_{s_i} = (E_i - E_{i-1}) \cdot \bar{s}_i & (\text{I.7.a}) \\ v_{\bar{s}_i} = (E_i - E_{i-1}) \cdot s_i & (\text{I.7.b}) \end{cases}$$

Les courants débités par les sources de tension sont :

$$i_{E_i} = (s_i - s_{i+1}) \cdot i_s \quad (\text{I.8})$$

Etant donné la relation entre les différentes sources de tension, (équation I.4), les expressions des tensions citées ci-dessus peuvent être simplifiées :

$$\text{Tension de sortie :} \quad V_s = \frac{E}{p} \sum_{i=1}^p s_i \quad (\text{I.9})$$

$$\text{Tension des interrupteurs :} \quad \begin{cases} v_{s_i} = \frac{E}{p} \cdot \bar{s}_i & (\text{I.10.a}) \\ v_{\bar{s}_i} = \frac{E}{p} \cdot s_i & (\text{I.10.b}) \end{cases}$$

En résumé, l'association de cellules de commutation pour aboutir à une structure multiniveaux obéit à la définition des grandeurs établies sur le tableau (I.3) ainsi qu'aux relations (I.4) et (I.10).

I.3.1.3 Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants

La dynamique des tensions des condensateurs flottants doit suivre celle de la tension d'alimentation principale E , afin de maintenir l'équilibrage de la tension parmi les différents semi-conducteurs de puissance de la structure multiniveaux. Cet équilibre des tensions doit être assuré aussi bien en régime transitoire qu'en régime statique [7].

Il est souhaitable que la tension aux bornes des condensateurs flottants puisse suivre la tension d'entrée selon l'équation (I.4). Sur la figure (I.10) on présente une dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants dans le cas d'une association de 4 cellules de commutation.

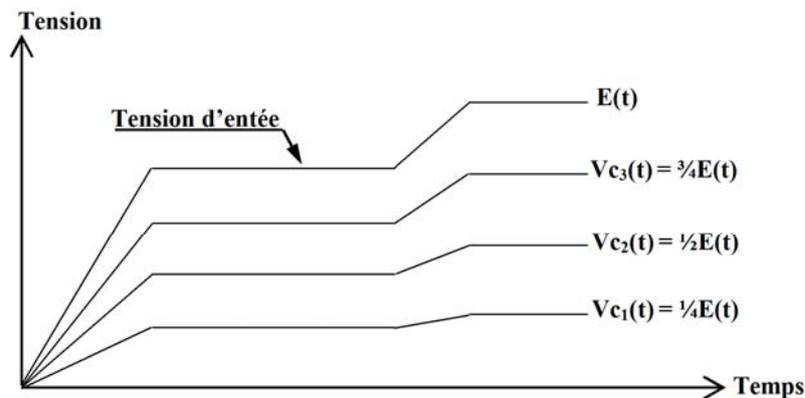


Figure I.10. Dynamique idéale de la tension des condensateurs flottants

L'évolution de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs doit se rapprocher de cet exemple afin de garantir le fonctionnement correct de la structure multiniveaux avec des condensateurs flottants. Car cette dynamique est responsable, d'une part, du partage équilibré de la tension d'entrée parmi les semi-conducteurs mis en série, et d'autre part elle assure une sortie de tension multiniveaux dont l'amplitude des niveaux égale à :

$$E_{niv}(t) = \frac{E(t)}{i} \quad (I.11)$$

I.4 Modélisation de la structure multicellulaire

I.4.1 Modélisation

La modélisation est un principe ou technique qui permet d'établir un modèle explicatif d'un phénomène ou comportement en recensant les variables ou facteurs explicatifs et l'importance relative de chacune de ces variables. Il y a trois types de modèles : les modèles fonctionnels ou formels, les modèles comportementaux et les modèles physiques.

En électronique de puissance, modéliser un convertisseur statique consiste à faire une représentation plus ou moins abstraite de son fonctionnement dans un but donné. La représentation d'un même objet se diffère en fonction de l'objectif visé (simulation, commande,...), on trouve :

- **Modèle pour la simulation** : Outil précieux pour l'étude et le dimensionnement d'un convertisseur, la simulation peut être réalisée avec des degrés de précision divers. Ce modèle simplifié suppose les composants idéaux, le fonctionnement à fréquence adaptée et les régimes lentement variables,...
- **Modèle pour la commande** : Au niveau de la commande, le modèle de représentation n'est pas unique, il dépend notamment des grandeurs d'entrées/sorties que l'on choisit et des phénomènes que l'on souhaite représenter.
- **Modèle pour l'observation** : Ce modèle peut être qualifié d'exact dans le sens où il véhicule toutes les informations pertinentes.

I.4.2 Modèle aux valeurs instantanées

Le modèle que nous présentons dans un premier temps permet d'étudier l'évolution des différentes grandeurs d'états régissant le fonctionnement des convertisseurs multicellulaires séries tout en prenant en compte les commutations des interrupteurs. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs.

La simulation du modèle aux valeurs instantanées dans l'environnement MATLAB nous permettra de mettre en évidence le phénomène d'équilibrage naturel des tensions condensateurs, l'une des propriétés intéressantes de ce convertisseur [10].

I.4.3 Hypothèses

Les hypothèses retenues pour la mise en œuvre du modèle aux valeurs instantanées d'un convertisseur multicellulaire série sont :

- Les interrupteurs sont idéaux (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls),
- Les interrupteurs d'une même cellule de commutation fonctionnent de façon complémentaire,
- La tension d'alimentation E est constante.

I.4.4 Formulation générale

La présence de p cellules ayant chacune deux états possibles (interrupteurs S_i et \bar{S}_i étant à tout instant dans des états complémentaires) implique que le convertisseur peut avoir 2^p configurations possibles. Le signal de commande associé à l'interrupteur S_i sera noté s_i et ce signal sera à l'état 1 si l'interrupteur S_i est passant ou à l'état 0 si l'interrupteur S_i est bloqué.

Ces 2^p configurations peuvent être rassemblées dans un système d'équations différentielles représentant l'évolution des tensions V_{ci} et du courant de charge i_{ch} . Ce système d'équations est bien sûr fonction du type de fonctionnement (hacheur ou onduleur) et de la nature de la charge.

Nous représentons à la figure (I.11) un convertisseur p cellules fonctionnant en hacheur-dévolteur associé à une charge R-L.

La mise en équations de ce type de structure met en œuvre [10]:

- $(p-1)$ équations liées à l'évolution des tensions aux bornes des $(p-1)$ condensateurs flottants,
- Une équation liée au courant de charge i_{ch} .

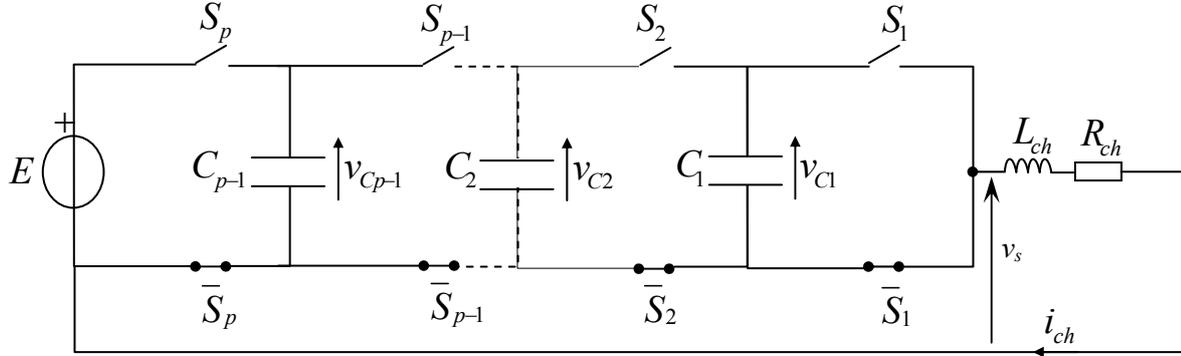


Figure I.11. Hacheur-dévolteur p cellules associé à une charge R-L

L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_i est liée à l'évolution du courant i_{ci} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes C_{i+1} , C_i et du courant de charge i_{ch} .

Le courant i_{ci} est donc fonction des signaux de commande des interrupteurs s_{i+1} et s_i .

$$i_{ci} = [s_{i+1} - s_i] i_{ch} \quad (\text{I.12})$$

Connaissant la valeur du condensateur C_i nous obtenons l'équation régissant l'évolution de la tension v_{ci} .

$$\frac{d}{dt} v_{ci} = \frac{[s_{i+1} - s_i]}{C_i} i_{ch} \quad (\text{I.13})$$

Le courant de charge est quant à lui fonction de la tension de sortie du bras multicellulaire v_s et de la nature de la charge. La tension de sortie v_s correspond à la somme des tensions aux bornes des interrupteurs \bar{S}_i . Ces tensions qui sont définies par

$$v_{\bar{S}_i} = s_i [v_{ci} - v_{ci-1}] \quad (\text{I.14})$$

ce qui implique que l'expression de la tension v_s s'écrit :

$$v_s = \sum_{i=1}^p v_{\bar{S}_i} = \sum_{i=1}^p s_i [v_{ci} - v_{ci-1}] \quad (\text{I.15})$$

où $v_{cp} = E$ et $v_{c0} = 0$.

Dans le cas d'une charge de type R-L, l'équation donnant l'évolution du courant i_{ch} s'obtient à partir de la tension v_{ch}

$$v_{ch} = v_s = R_{ch} i_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} i_{ch} \quad (\text{I.16})$$

et a pour expression :

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{v_s}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} \quad (I.17)$$

A partir de l'équation (I.15), nous obtenons l'expression de l'évolution du courant i_{ch} en fonction des tensions condensateurs v_{ci} :

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{[s_1 - s_2]}{L_{ch}}v_{C1} + \frac{[s_2 - s_3]}{L_{ch}}v_{C2} + \dots + \frac{[s_p - s_{p-1}]}{L_{ch}}v_{Cp-1} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} + \frac{s_p}{L_{ch}}E \quad (I.18)$$

Le modèle aux valeurs instantanées représentant un bras multicellulaire p cellules fonctionnant en hacheur-dévolteur associée à une charge R-L est résumé par le système d'équations (I.19).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}v_{C1} &= \frac{[s_2 - s_1]}{C_1}i_{ch} \\ \frac{d}{dt}v_{C2} &= \frac{[s_3 - s_2]}{C_2}i_{ch} \\ &\vdots \\ \frac{d}{dt}v_{Cp-1} &= \frac{[s_p - s_{p-1}]}{C_{p-1}}i_{ch} \\ \frac{d}{dt}i_{ch} &= \frac{[s_1 - s_2]}{L_{ch}}v_{C1} + \frac{[s_2 - s_3]}{L_{ch}}v_{C2} + \dots + \frac{[s_p - s_{p-1}]}{L_{ch}}v_{Cp-1} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} + \frac{s_p}{L_{ch}}E \end{aligned} \quad (I.19)$$

Remarque : Nous avons choisi comme signaux de commande s_i ceux pilotant les interrupteurs S_i mais nous aurions pu choisir les signaux de commande \bar{s}_i commandant les interrupteurs \bar{S}_i . Les équations s'obtiennent de la même façon que précédemment mais peuvent aussi être directement obtenues à partir des équations (I.18), (I.19) en remplaçant les variables s_i par \bar{s}_i .

I.4.5 Simulation du modèle aux valeurs instantanées

I.4.5.1 Commande des interrupteurs

Dans le cas de la commande des interrupteurs d'un bras multicellulaire, les p signaux de commande doivent avoir des rapports cycliques u_i identiques et un déphasage de $\frac{2\pi}{p}$ correspondant à la phase entre deux signaux commandant deux cellules adjacentes. L'obtention de ces signaux est possible à partir de l'élaboration de p signaux triangulaires de fréquence f_p (correspondant à la fréquence de découpage f_d) et déphasés entre eux de $\frac{2\pi}{p}$.

Les interrupteurs des différentes cellules sont commandés par des signaux de commande s_i valant 0 (respectivement 1) lorsque les interrupteurs sont bloqués (respectivement passants). Ces signaux de commande peuvent être obtenus par modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence appelée modulante constante, avec

une onde de modulation appelée porteuse et généralement triangulaire. C'est à partir de ces intersections que sont générés les signaux de commande.

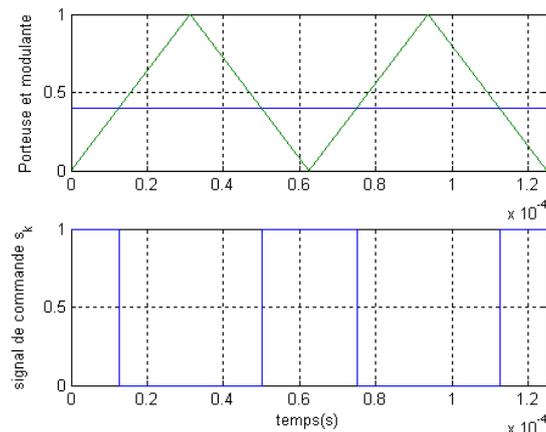


Figure I.12. Génération des signaux de commande d'un hacheur MLI à deux cellules

I.4.5.2 Simulation en boucle ouverte (équilibre naturel des tensions flottantes)

Nous considérons un hacheur-dévolteur à 3 cellules dont les caractéristiques sont [10]:

$$\left\{ \begin{array}{l} E = 1500V, \\ L_{ch} = 0.5mH, \\ R_{ch} = 10\Omega, \\ C_1 = C_2 = 40\mu F, \\ f_d = 16kHz, \quad T_d = 62.5\mu s, \\ u_i = 0.2 \text{ (identique sur les trois cellules)}, \end{array} \right. \quad (I.20)$$

A partir d'un état initial où les tensions condensateurs v_{C1} , v_{C2} et le courant de charge i_{ch} sont nuls, nous effectuons le démarrage de notre convertisseur. Le système évolue alors vers un état d'équilibre caractérisé par des tensions condensateurs v_{C1} , v_{C2} ayant pour composante continue respectivement 500V et 1000V ($E/3$ et $2E/3$) (figure I.13), bénéficiant de l'une des propriétés intéressantes de ce convertisseur : *l'équilibrage naturel*.

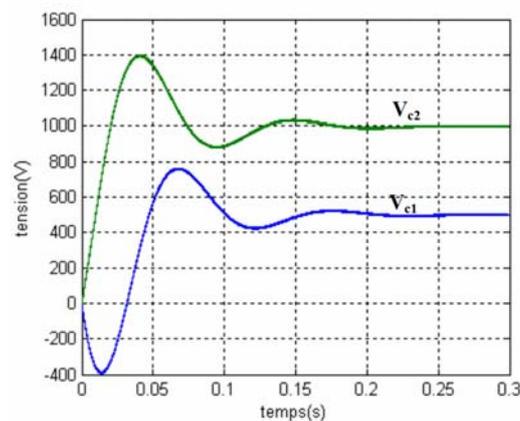


Figure I.13. Evolution des tensions condensateurs dans le cas d'un démarrage en boucle ouverte « Phénomène de l'équilibrage naturel »

Les oscillations présentent en régime transitoire des tensions v_{Ci} (figure I.13) se répercute sur les tensions appliquées à chaque cellule de commutation v_{Celi} (figure I.14) qui sont définies pour un convertisseur 3 cellules par :

$$\begin{cases} v_{Cel1} = v_{C1} \\ v_{Cel2} = v_{C2} - v_{C1} \\ v_{Cel3} = E - v_{C2} \end{cases} \quad (I.21)$$

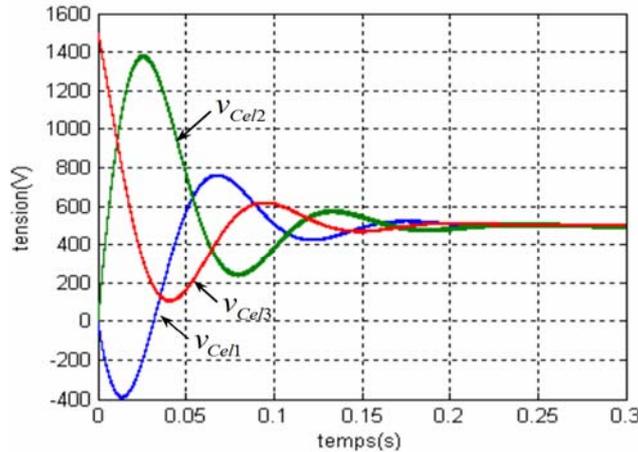


Figure I.14. Evolution des tensions appliquées aux cellules de commutation

En régime déséquilibré, nous pouvons remarquer que les interrupteurs doivent supporter des tensions bien supérieures aux valeurs obtenues à l'équilibre : par exemple la cellule 2 doit supporter une tension maximale de 1400V en régime transitoire. Par contre lorsque les tensions condensateurs sont équilibrées, les tensions v_{Celi} sont identiques avec une composante continue de 500V ce qui garantit une répartition équilibrée des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués.

A partir de ces premiers résultats, nous pouvons mettre en évidence que la simulation du modèle aux valeurs instantanées permet de retrouver la propriété suivante [10]:

- Si les signaux de commande des cellules de commutation ont les mêmes rapports cycliques et sont déphasés de $\frac{2\pi}{p}$ ($\frac{2\pi}{3}$ dans notre cas) alors il existe un seul état stable en boucle ouverte pour la répartition des tensions condensateurs : $V_{Ci} = \frac{i \cdot E}{p}$ ($V_{Ci} = \frac{i \cdot E}{3}$ dans notre cas) avec $i \in [1 \dots p-1]$ (p représente le nombre de cellules du convertisseur).

Dans le cas réel la source d'alimentation est un condensateur et la charge varie selon l'utilisation de convertisseur, pour cette raison on trouve ces convertisseurs associés à un filtre soit à l'entrée ou à la sortie.

I.4.5.3 Association convertisseur - filtre d'entrée

Notre convertisseur peut être associé à un filtre d'entrée, comme le montre la figure (I.15) :

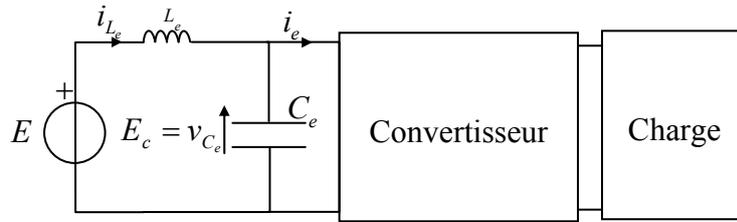


Figure I.15. Association convertisseur-filtre d'entrée

Le filtre d'entrée est connecté entre la tension d'alimentation et le bras multicellulaire, figure (I.15).

Les équations qui régissent l'évolution du courant dans l'inductance i_{L_e} et de la tension aux bornes du condensateur v_{C_e} sont fonction du courant d'entrée i_e du convertisseur :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{L_e} = -\frac{v_{C_e}}{L_e} + \frac{E}{L_e} \\ \frac{d}{dt} v_{C_e} = \frac{i_{L_e}}{C_e} - \frac{i_e}{C_e} \end{cases} \quad (I.22)$$

Le courant d'entrée du convertisseur i_e correspond au courant i_p vu par l'interrupteur S_p : $i_e = i_{S_p} = s_p \cdot i_{ch}$ ce qui implique

$$\frac{d}{dt} v_{C_e} = \frac{i_{L_e}}{C_e} - \frac{s_p \cdot i_{ch}}{C_e} \quad (I.23)$$

Paramètres de simulation :

$$\begin{cases} R_{ch} = 10\Omega \\ L_{ch} = 1.5mH \\ f_d = 16kHz \\ C_1 = C_2 = 40\mu F \\ L_e = 1mH \\ C_e = 500\mu F \\ u_i = 0.2(\text{identique sur les trois cellules}) \end{cases}$$

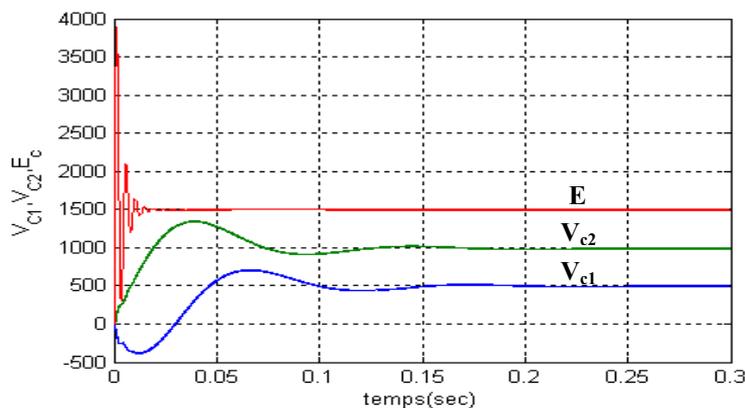


Figure I.16. Effet d'un filtre d'entrée sur le comportement du convertisseur

I.4.5.4 Association convertisseur - circuit auxiliaire

Comme nous avons vus au cours de la simulation en boucle ouverte, la dynamique de l'équilibrage naturel est lente et fatale à la suivie des interrupteurs lors de brusques variations de la tension d'alimentation E .

Une solution pour accélérer et augmenter la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes tout en évitant que le courant en sortie du convertisseur soit nul ou très faible. Cette solution consiste à ajouter en parallèle sur la charge un circuit auxiliaire qui est un filtre RLC série.

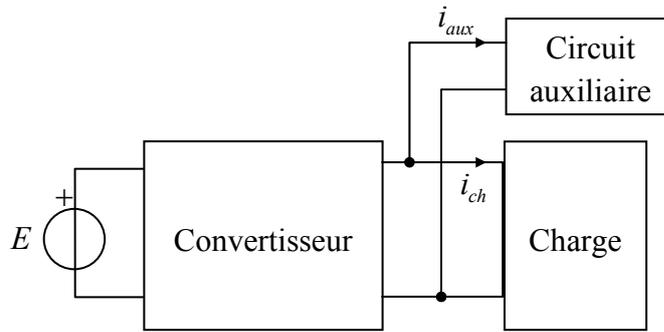


Figure I.17. Mise en parallèle d'un circuit auxiliaire

Les équations qui régissent l'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_{aux} et de l'inductance L_{aux} s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{aux} = -\frac{R_{aux}}{L_{aux}} i_{aux} - \frac{1}{L_{aux}} v_{C_{aux}} + \frac{1}{L_{aux}} v_{ch} \\ \frac{d}{dt} v_{C_{aux}} = -\frac{R_{aux}}{L_{aux}} i_{aux} \end{cases} \quad (I.24)$$

Dans la figure (I.18), nous présentons un démarrage du convertisseur avec un filtre auxiliaire.

Les paramètres de simulation sont [2]:

$$\begin{cases} E = 1800V, \\ L_{ch} = 5mH, \\ R_{ch} = 56\Omega, \\ C_1 = C_2 = 10\mu F, \\ f_d = 5kHz, \\ u = 0.2 \text{ (identique sur les trois cellules)}, \\ C_{aux} = 1\mu F, \\ L_{aux} = 1mH, \\ R_{aux} = 10\Omega \end{cases}$$

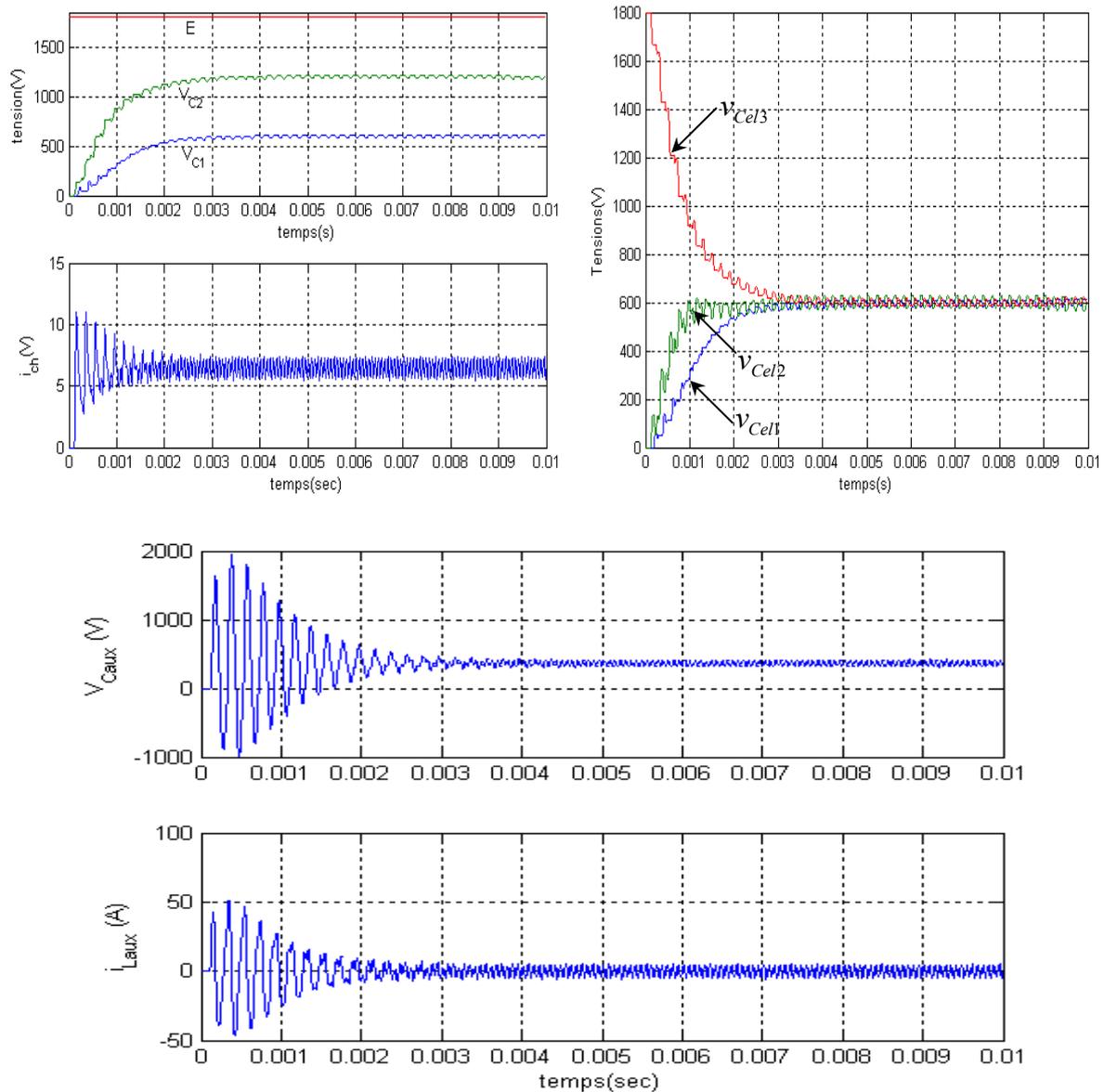


Figure I.18. Accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules avec un circuit auxiliaire

On remarque une très grande différence dans la dynamique des tensions flottantes entre les deux simulations (avec et sans circuit auxiliaire). En effet, pendant que le convertisseur est déséquilibré, la tension vue par la charge contient des harmoniques à la fréquence de découpage. Ces harmoniques créent un courant important dans le circuit auxiliaire qui va accélérer l'équilibrage des tensions flottantes, et on aura une élimination des oscillations transitoires des tensions condensateurs qui se répercute sur les tensions cellules.

I.4.5.5 Prise en compte de la bidirectionnalité en courant des interrupteurs

Le modèle aux valeurs instantanées que nous avons vu ne prend pas en compte les diodes placées en antiparallèle sur les interrupteurs composant les cellules de commutation.

Nous avons représenté à la figure (I.19) la cellule de commutation avec comme interrupteurs des IGBT associés à des diodes en antiparallèle [10].

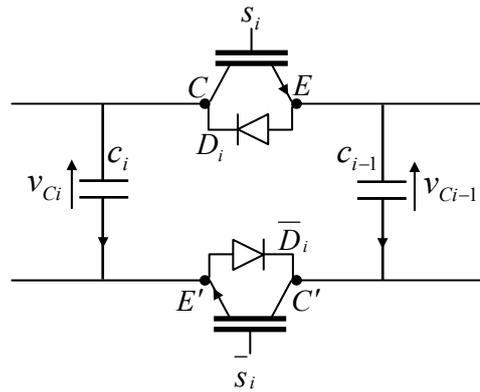


Figure I.19. Cellule de commutation

En effet dès que la tension $v_{C_{i-1}}$ soit supérieure à la tension v_{C_i} (potentiel E supérieur au potentiel C), la diode D_i se met à conduire et prend le contrôle du convertisseur quels que soient les signaux de commande. L'état de la cellule de commutation est imposé par les diodes, ce qui implique qu'en aucun cas la tension ne peut devenir supérieure à la tension v_{C_i} . Pour la cellule de commutation 1 (cellule connectée à la charge), la diode D_1 interdit à la tension v_{C_1} de devenir négative.

La prise en compte de l'effet des diodes dans notre modèle est effectuée en faisant l'hypothèse que lorsque les diodes D_i ou D_{i+1} rentrent en conduction, c'est-à-dire la tension $v_{C_{i-1}}$ devient supérieure à la tension v_{C_i} ou la tension v_{C_i} devient supérieure à la tension $v_{C_{i+1}}$, la tension aux bornes du condensateur v_{C_i} sera bloquée à sa valeur.

Ceci est une approximation car dans le cas d'un fonctionnement réel, lors de l'entrée en conduction de la diode D_i , les condensateurs C_i et C_{i-1} se retrouvent connectés en parallèle et ils évoluent tous les deux selon l'état des signaux de commande des cellules Cel_{i+1} et Cel_{i-1} .

Le schéma (Figure I.20) met en évidence les différentes configurations des cellules de commutation lorsque les diodes D_i , \bar{D}_i sont passantes : la cellule i est considérée comme court-circuitée, c'est à dire que les condensateurs sont en parallèle. Pour cette raison, les diodes D_i , \bar{D}_i ne sont pas représentées sur le schéma (Figure I.20).

Nous avons dit au début que les interrupteurs d'une même cellule fonctionnent en complémentaire, mais le cas que l'on discute (D_i , \bar{D}_i passantes en même temps) est lié au fait que la tension $v_{C_{i-1}}$ peut être supérieure à la tension v_{C_i} , ce qui implique à la diode D_i de rentrer en conduction (potentiel E supérieur au potentiel C) avec la diode \bar{D}_i (potentiel E' supérieur au potentiel C') et la cellule Cel_i se met en court-circuit.

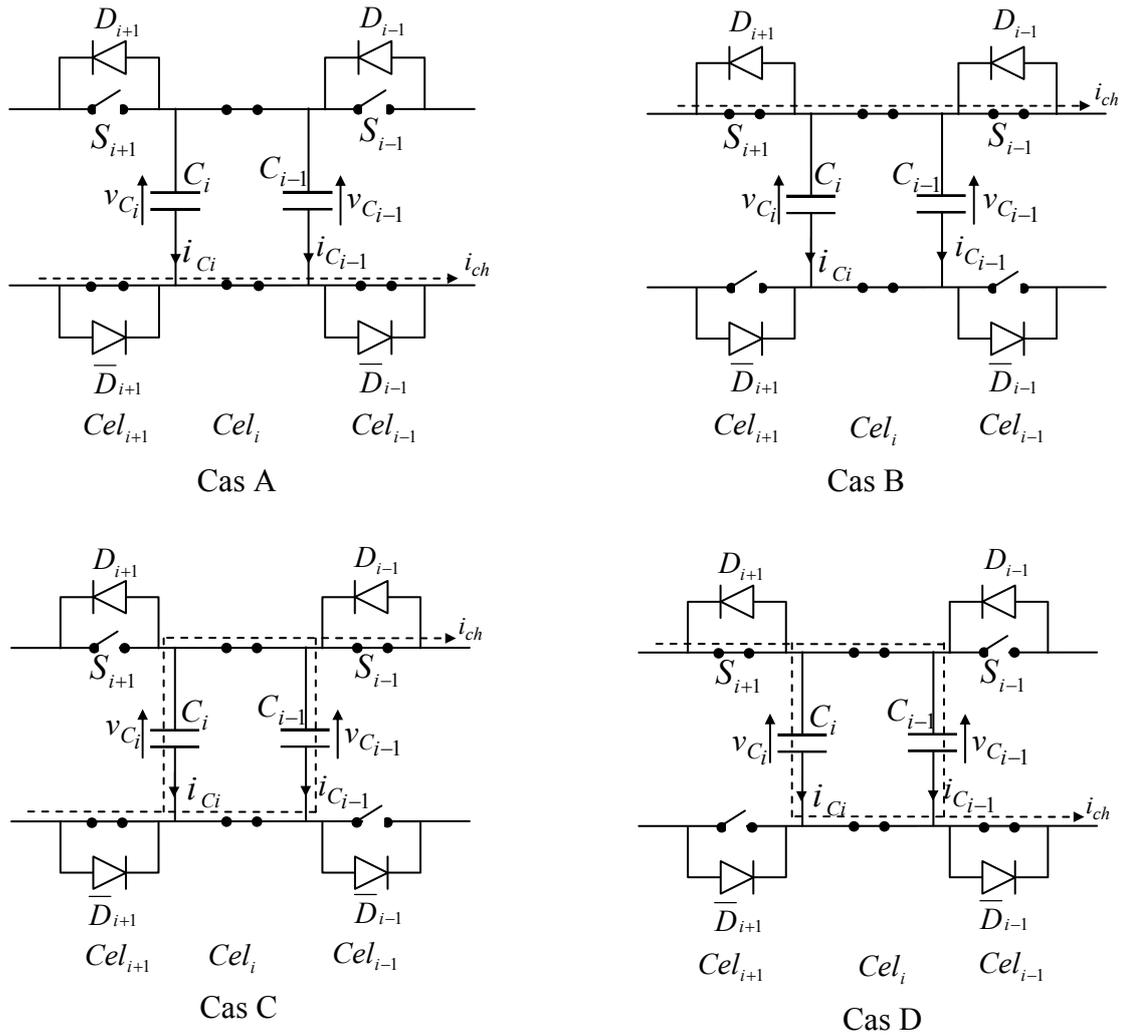


Figure I.20. Différentes configurations possibles lors de la conduction des diodes de la cellule i

Cette figure met en évidence que suivant l'état des cellules Cel_{i+1} et Cel_{i-1} , les condensateurs C_i et C_{i-1} sont traversés par des courants respectifs $i_{C_{i-1}}$ et i_{C_i} :

$$\begin{aligned}
 & i_{C_{i-1}} = i_{C_i} = 0 \text{ dans les cas A et B,} \\
 & i_{C_{i-1}} = -\frac{C_{i-1}}{C_i + C_{i-1}} i_{ch} \text{ et } i_{C_i} = -\frac{C_i}{C_i + C_{i-1}} i_{ch} \text{ dans le cas C,} \\
 & i_{C_{i-1}} = \frac{C_{i-1}}{C_i + C_{i-1}} i_{ch} \text{ et } i_{C_i} = \frac{C_i}{C_i + C_{i-1}} i_{ch} \text{ dans le cas D.}
 \end{aligned} \tag{I.25}$$

L'approximation faite est de bloquer la tension d'un condensateur i (en annulant son courant) lorsque la tension de la cellule adjacente $i-1$ devient supérieur à la tension de sa cellule, cette hypothèse nous conduit à prendre en compte uniquement les cas A et B et nous verrons que le comportement du modèle est satisfaisant car à l'échelle de la période de découpage, la durée de ces phénomènes est très faible. En simulation, la prise en compte de l'effet de ces diodes dans notre modèle est obtenue en remplaçant les courants i_{C_i} par la fonction suivante [10]:

$$F_i = [(V_{C_i} \leq V_{C_{i+1}}) \vee (i_{C_i} \leq 0)] \wedge [((V_{C_i} \geq V_{C_{i-1}}) \vee (i_{C_i} \geq 0))]$$

si $F_i = 0$ $i_{C_i} = 0$, sinon $i_{C_i} = q_i \cdot i_{ch}$ avec $q_i = s_{i+1} - s_i$ (I.26)

Cette fonction possède 3 entrées qui sont le courant i_{C_i} circulant dans la capacité C_i , la tension condensateur $v_{C_{i+1}}$ utilisée comme limite supérieure et la tension condensateur $v_{C_{i-1}}$ utilisée comme limite inférieure. La tension aux bornes du condensateur v_{C_i} constitue l'unique sortie. La fonction réalisée est la suivante:

- Si la tension v_{C_i} est supérieure à la tension $v_{C_{i+1}}$ ou le courant i_{C_i} est positif, alors une constante nulle est intégrée à la place du courant i_{C_i} ,
- Si la tension v_{C_i} est inférieure à la tension $v_{C_{i-1}}$ ou le courant i_{C_i} est négatif, alors une constante nulle est intégrée à la place du courant i_{C_i} .

D'une façon plus simple notre fonction est une expression logique à 4 combinaisons, si l'une de ces combinaisons n'est pas vérifiée une constante nulle est intégrée à la place du courant i_{C_i} et la tension de la condensateur C_i sera bloquée à sa valeur. Deux combinaisons vérifiant les tensions de cellules et qu'en aucune tension de cellule $i-1$ ou i devient supérieur à la tension de la cellule i ou $i+1$ respectivement. Les deux autres combinaisons vérifiant le courant i_{C_i} et qu'il ne doit pas être positif (du haut vers le bas) avec $V_{C_i} > V_{C_{i+1}}$, ou négatif avec $V_{C_i} < V_{C_{i-1}}$.

Nous mettons en évidence les évolutions des tensions condensateurs obtenues avec le modèle prenant en compte les diodes. Dans notre cas de figure, seule la diode D_1 intervient et interdit à la tension v_{C_i} de devenir négative.

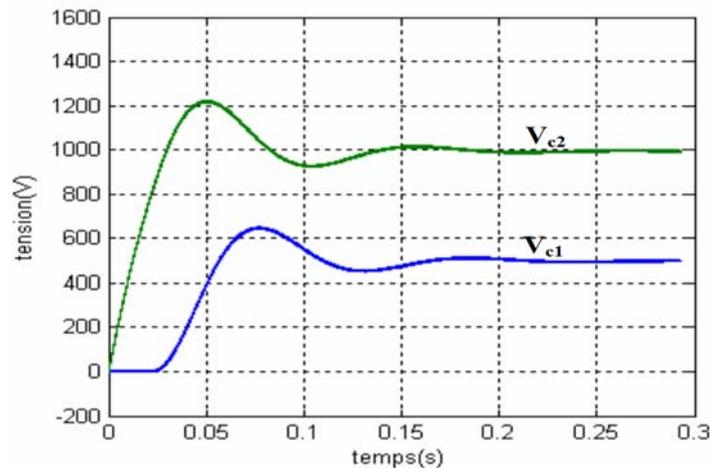


Figure I.21. Prise en compte de l'effet des diodes

On remarque que les tensions condensateurs v_{C_i} s'établissent à leur valeur d'équilibre, mais le comportement en régime transitoire est différent à celui de la figure (I.13) et le cas où la tension v_{C_i} est négative est complètement annulé. Les oscillations présentes en régime transitoire sont liées à la nature de la charge.

I.5 Modèle aux valeurs moyennes

Le modèle aux valeurs moyennes utilise le rapport cyclique u_i comme seule information concernant la cellule de commutation, le déphasage ϕ du signal de commande n'étant pas pris en compte. Ceci implique que le modèle moyen ne permet pas de mettre en évidence les phénomènes harmoniques donc le phénomène d'équilibrage naturel en boucle ouverte propre au convertisseur multicellulaire [10].

I.5.1 Modèle moyen d'un bras multicellulaire

Nous rappelons à la figure (I.22) la structure d'un bras multicellulaire :

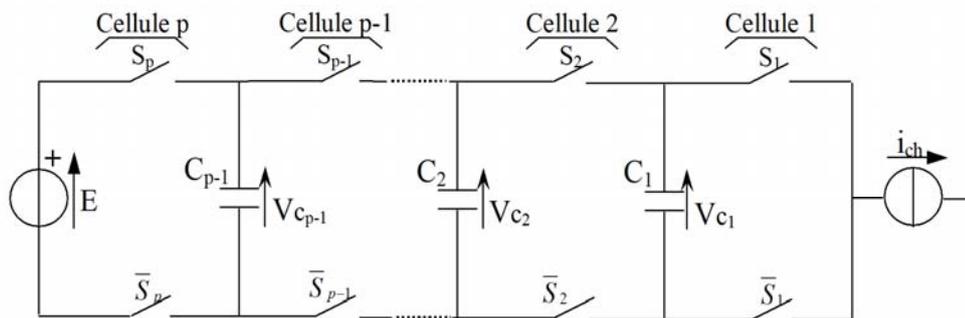


Figure I.22. Structure d'un bras multicellulaire p -cellules

L'étude du comportement de la cellule de commutation i nous permet de mettre en évidence l'obtention du modèle moyen.

L'interrupteur S_i de la cellule i est pilotée par le signal de commande s_i de fréquence de découpage f_d . Cet interrupteur est à l'état passant pendant la durée $u_i \cdot T_d$ et à l'état bloqué pendant $[1 - u_i] \cdot T_d$. Nous obtenons ainsi, à la figure (I.23), les formes d'ondes de la tension $V_{\bar{S}_i}$ aux bornes de l'interrupteur \bar{S}_i et du courant i_{S_i} circulant dans l'interrupteur S_i :

- Pendant $(u_i \cdot T_d)$
 $S_i = \text{ON}$ $\bar{S}_i = \text{OFF}$
 $v_{\bar{S}_i} = v_{C_i} - v_{C_{i-1}}$ et $i_{S_i} = i_{ch}$
- Pendant $([1 - u_i] \cdot T_d)$
 $S_i = \text{OFF}$ $\bar{S}_i = \text{ON}$
 $v_{\bar{S}_i} = 0$ et $i_{S_i} = 0$

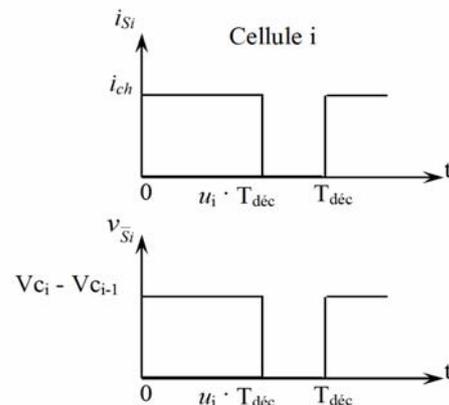


Figure I.23. Evolution des grandeurs électriques au sein d'une cellule i

Les valeurs moyennes du courant circulant dans l'interrupteur S_i et de la tension aux bornes de l'interrupteur \bar{V}_{S_i} s'expriment :

$$\begin{aligned} \bar{V}_{S_i} &= \frac{1}{T_{d\acute{e}c}} \int_0^{T_{d\acute{e}c}} v_{S_i} dt = u_i \cdot [v_{C_i} - v_{C_{i-1}}] \\ \bar{I}_{S_i} &= \frac{1}{T_{d\acute{e}c}} \int_0^{T_{d\acute{e}c}} i_{S_i} dt = u_i \cdot I_{ch} \end{aligned} \quad (I.27)$$

Ainsi chaque interrupteur \bar{S}_i peut être représentée par une source de tension de valeur $u_i \cdot [V_{C_i} - V_{C_{i-1}}]$ et chaque interrupteur S_i peut être représenté par une source de courant de valeur $u_i \cdot I_{ch}$. Ces observations nous permettent de définir le schéma équivalent moyen d'un bras multicellulaire (figure I.24) [10].

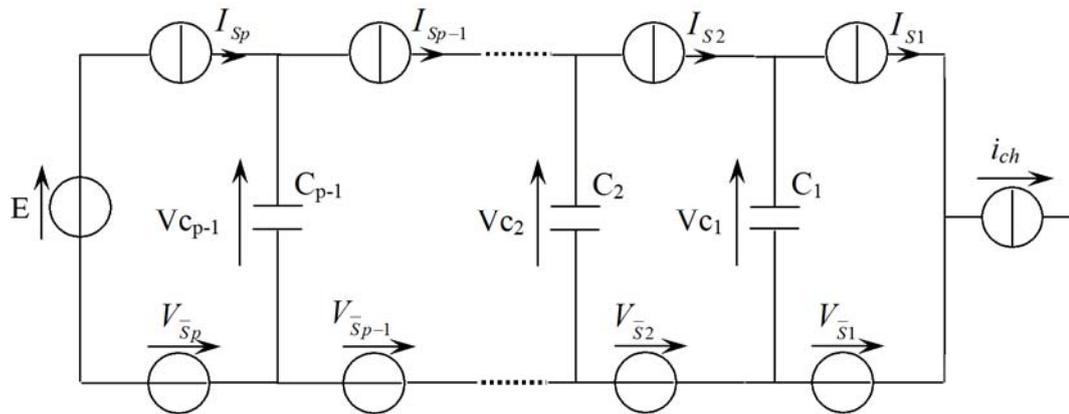


Figure I.24. Représentation du modèle moyen d'un bras multicellulaire

L'expression de la tension de sortie moyenne du bras multicellulaire V_s est obtenue en faisant la somme des tensions moyennes \bar{V}_{S_i} :

$$V_s = \sum_{i=1}^p \bar{V}_{S_i} = \sum_{i=1}^p u_i \cdot [V_{C_i} - V_{C_{i-1}}] \quad (I.28)$$

où $V_{C_0} = 0$ et $V_{C_p} = E$

Dans le cas où les rapports cycliques u_i sont identiques sur toutes les cellules et les tensions condensateurs V_{C_i} égales à $i \cdot E/p$, la tension de sortie moyenne V_s est égale à $u_i \cdot E$.

La connaissance des courants moyens parcourant les interrupteurs de deux cellules de commutation adjacentes (cellules $i+1$ et i) nous permet de connaître le courant moyen parcourant le condensateur C_i :

$$I_{C_i} = I_{S_{i+1}} - I_{S_i} = [u_{i+1} - u_i] \cdot I_{ch} \quad (I.29)$$

A partir de l'équation de I_{C_i} , nous obtenons l'équation régissant l'évolution de la tension moyenne V_{C_i} aux bornes des condensateurs :

$$\frac{d}{dt} v_{C_i} = \frac{1}{C_i} \cdot I_{C_i} = \frac{1}{C_i} \cdot [u_{i+1} - u_i] \cdot I_{ch} \quad (I.30)$$

Il est possible d'écrire l'équation (I.30) en prenant en compte non plus les rapports cycliques u_i mais leurs différences :

$$\alpha_i = u_{i+1} - u_i \quad (\text{I.31})$$

En effet, ce sont ces différences qui nous permettent de connaître l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs flottants :

$$\frac{d}{dt} V_{C_i} = \frac{I_{ch}}{C_i} \cdot \alpha_i \quad (\text{I.32})$$

En écrivant l'évolution (équation I.28) en fonction des grandeurs α_i , la tension de sortie du bras multicellulaire V_s devient :

$$V_s = -\sum_{i=1}^{p-1} \alpha_i \cdot V_{C_i} + u_i \cdot E \quad (\text{I.33})$$

Si la charge est connectée entre le point bas de la source de tension E et la cellule de commutation 1, la tension aux bornes de la charge V_{ch} est égale à la tension de sortie du bras V_s . de plus, si la charge est de type R-L, la relation liant les grandeurs de sortie s'écrit :

$$V_{ch} = V_s = R_{ch} \cdot I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} \quad (\text{I.34})$$

Nous pouvons, à partir des équations (I.33) et (I.34), déterminer l'équation d'état représentant l'évolution du courant de charge I_{ch} en fonction des grandeurs d'état V_{C_i} , des grandeurs de commande α_i , de la tension d'alimentation E et des paramètres de la charge :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = -\sum_{i=1}^{p-1} \frac{\alpha_i}{L_{ch}} V_{C_i} + \frac{u_p}{L_{ch}} E - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} \quad (\text{I.35})$$

Les équations régissant les évolutions des tensions condensateurs (équation I.32) et l'évolution du courant de charge (équation I.35) permettent de définir un système d'état d'ordre p composé de :

- $(p-1)$ équations représentant les évolutions des tensions aux bornes des condensateurs,
- Une équation représentant l'évolution du courant de charge, celle-ci étant de type R-L.

Ce système est de la forme $\dot{x} = A_1(x) + B_1(x)u$ où x représente le vecteur d'état $[V_{C_1}, V_{C_2}, \dots, V_{C_{p-1}}, I_{ch}]^T$ et u le vecteur de commande $[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{p-1}, u_p]^T$.

Les matrices A_1 et B_1 sont définies par les expressions suivantes :

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix} \quad (I.36)$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \frac{I_{ch}}{C_{p-2}} & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{I_{ch}}{C_{p-1}} & 0 \\ -\frac{Vc_1}{L_{ch}} & \dots & -\frac{Vc_{(p-2)}}{L_{ch}} & -\frac{Vc_{(p-1)}}{L_{ch}} & \frac{E}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

et elles sont de dimension $p \times p$.

Ce système d'état peut également être mis sous la forme $\dot{x} = f(x) + g(x)u$, forme caractéristique d'un système linéaire.

I.5.2 Aspect multidimensionnel et non-linéaire

L'aspect non-linéaire du modèle $\dot{x} = A_1(x) + B_1(x)u$ se traduit par la présence des grandeurs d'état Vc_i et I_{ch} dans la matrice B_1 comme le montre l'expression (I.36).

Sous cette représentation, le vecteur d'état x a pour expression $[Vc_1, Vc_2, \dots, Vc_{p-1}, I_{ch}]^T$ et le vecteur de commande u a pour expression $[\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{p-1}, u_p]^T$. Ces deux vecteurs étant de dimension $p \times 1$, cela traduit le caractère multidimensionnel du modèle qui possède p entrées et p sorties.

Ce caractère multidimensionnel implique dans la majorité des cas une interaction entre les entrées et les sorties qui se caractérise par le fait qu'une entrée peut agir sur plusieurs sorties. Cette interaction peut facilement être mise en évidence en calculant la matrice de transfert en boucle ouverte $T_{BO}(s) = (sI - A_1)^{-1} B_1$: le fait que celle-ci ne soit pas diagonale implique la présence de termes de couplage.

Dans notre cas de figure, la matrice de transfert $T_{BO}(s)$ s'exprime [10]:

$$T_{BO}(s) = \begin{pmatrix} \frac{I_{ch}}{C_1 \cdot s} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \frac{I_{ch}}{C_{p-2} \cdot s} & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{I_{ch}}{C_{p-1} \cdot s} & 0 \\ \frac{Vc_1}{R_{ch}(1 + \frac{L_{ch}}{R_{ch}}s)} & \dots & \frac{Vc_{(p-2)}}{R_{ch}(1 + \frac{L_{ch}}{R_{ch}}s)} & \frac{Vc_{(p-1)}}{R_{ch}(1 + \frac{L_{ch}}{R_{ch}}s)} & \frac{E}{R_{ch}(1 + \frac{L_{ch}}{R_{ch}}s)} \end{pmatrix} \quad (I.37)$$

et peut être mise sous la forme générale :

$$T_{BO}(s) = \begin{pmatrix} T_{1,1}(s) & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & T_{p-2,p-2}(s) & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & T_{p-1,p-1}(s) & 0 \\ T_{p,1}(s) & \dots & T_{p,p-2}(s) & T_{p,p-1}(s) & T_{p,p}(s) \end{pmatrix} \quad (I.38)$$

Le terme $T_{i,j}(s)$ caractérise l'influence de l'entrée j sur la sortie i . Ainsi, le terme $T_{p,p-1}(s)$ caractérise l'influence de la commande α_{p-1} sur la sortie p correspond au courant de charge.

Comme le système d'état décrit précédemment est non-linéaire, nous ne pouvons pas lui appliquer une commande établie à partir de la théorie des systèmes linéaires. La solution adoptée est de linéariser ce système comme nous allons voir au chapitre suivant.

I.6 Conclusion

Au cours de ce premier chapitre, on a présenté différentes topologies de convertisseurs et associations de structures élémentaires qui ont été mises en œuvre.

Nous avons détaillé par la suite la topologie et les propriétés de la structure d'un convertisseur multicellulaire série. Deux modèles de ce convertisseur ont été développés pour permettre de poursuivre deux objectifs différents : dimensionnement des lois de commande (modèle moyen) et validation en simulation de ces lois de commandes dans des conditions proches du fonctionnement réel (modèle instantané).

La modélisation aux valeurs moyennes a permis de mettre en évidence le caractère non linéaire du modèle ce qui nous conduira à linéariser celui-ci dans le chapitre suivant. Cette linéarisation va nous permettre de mettre en œuvre une loi de commande pour être exploitée lors de l'observation des condensateurs flottants.

Chapitre II

Commande en boucle fermée des convertisseurs multicellulaires séries

II.1 Introduction

Nous avons vu au chapitre I qu'il est possible de commander un convertisseur multicellulaire en boucle ouverte, en bénéficiant de l'équilibrage naturel des tensions flottantes. Cependant, pour des applications nécessitant une dynamique de rééquilibrage plus importante, différentes stratégies de commande ont été imaginées. Certaines de ces stratégies assurent juste le contrôle actif des tensions flottantes, d'autres contrôlent les tensions flottantes et le courant de sortie du convertisseur multicellulaire [4].

Dans ce chapitre, nous présenterons deux commandes capables d'imposer la dynamique des tensions flottantes et du courant de charge. La plus simple est *la commande proportionnelle* qui tient en compte uniquement la régulation des tensions condensateurs.

Ensuite, nous verrons *la commande non linéaire*. Le modèle servant de base pour la synthèse de cette commande est le modèle moyen sur la période de découpage. La difficulté majeure réside dans le fait que ce modèle est non linéaire et que les variables d'états sont couplées entre elles. La première étape dans le calcul de la commande, consiste donc, à linéariser et découpler le système. Ensuite, des régulateurs linéaires sont utilisés afin d'obtenir les performances dynamiques et statiques désirées.

II.2 Contrôle proportionnel des tensions condensateurs

Nous présentons dans ce paragraphe une loi de commande proportionnelle prenant en compte uniquement la régulation des tensions condensateurs, elle est basée sur une modulation des rapports cycliques. Le principe de la régulation par modulation des rapports cycliques repose sur une modification de ces rapports cycliques figure (II.1) [10]:

- Si les rapports cycliques des cellules Cel_{i+1} et Cel_i sont différents, le courant moyen I_{C_i} dans le condensateur C_i n'est pas nul et par conséquent la tension v_{C_i} évolue.

Lorsqu'un déséquilibre apparaît sur une tension condensateur V_{C_i} , le courant moyen I_{C_i} qui traverse le condensateur pendant une période de découpage $T_{déc}$ soit tel que la tension V_{C_i} tende vers sa valeur d'équilibre. La variation de la tension condensateur ΔV_{C_i} s'obtient alors par la relation :

$$\Delta V_{C_i} = V_{C_i}(t + T_{déc}) - V_{C_i}(t) = \frac{i \cdot E}{p} - V_{C_i} = \frac{I_{C_i} \cdot T_{déc}}{C_i} \quad (\text{II.1})$$

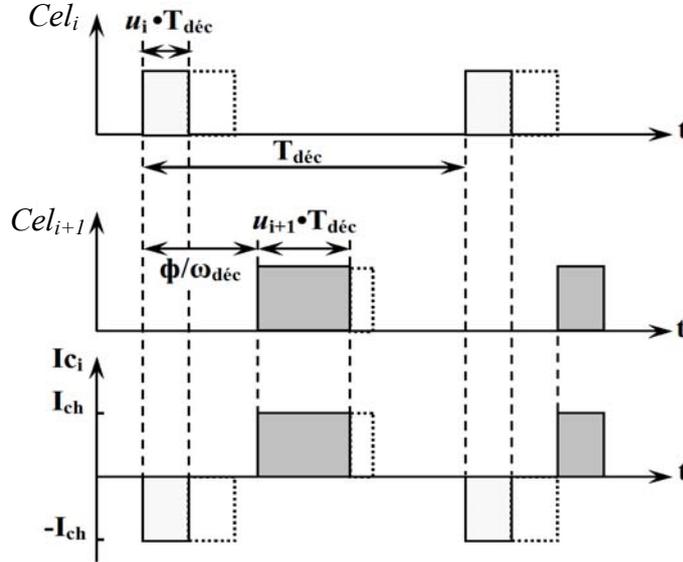


Figure II.1. Principe de régulation par modulation des rapports cycliques

Le courant I_{C_i} peut s'exprimer en fonction du courant de charge moyen I_{ch} et des rapports cycliques u_{i+1} , u_i et en remplaçant celui-ci dans l'expression (II.1) nous obtenons :

$$\Delta V_{C_i} = \frac{T_{déc}}{C_i} \cdot I_{ch} \cdot [u_{i+1} - u_i] = \frac{T_{déc}}{C_i} \cdot I_{ch} \cdot \alpha_i \quad (\text{II.2})$$

où α_i représente la différence entre les rapports cycliques u_{i+1} et u_i .

La grandeur de commande α_i en fonction de déséquilibre sur la tension V_{C_i} s'exprime :

$$\alpha_i = \frac{C_i}{T_{déc} \cdot I_{ch}} \cdot \Delta V_{C_i} = \frac{C_i}{T_{déc} \cdot I_{ch}} \cdot \left[\frac{i \cdot E}{p} - V_{C_i} \right] \quad (\text{II.3})$$

Il faut noter qu'il existe p grandeurs de commande (p rapports cycliques) et $p-1$ tensions condensateurs à contrôler. Ceci implique que la variable de commande supplémentaire sera choisie constante en fonction du point de fonctionnement ou sera utilisée pour contrôler une grandeur de sortie du convertisseur. Notre préoccupation principale étant le contrôle des tensions V_{C_i} , la grandeur d'entrée est constante et nous avons choisi arbitrairement le rapport cyclique u_p .

Remarque : nous aurions pu choisir de fixer un rapport cyclique u_i quelconque. Mais en choisissant la grandeur u_p (rapport cyclique de la cellule connectée à la source de tension E), il est possible de reconstituer très facilement les $(p-1)$ rapports cycliques par la relation (II.4).

$$u_i = u_{i+1} - \alpha_i \quad (\text{II.4})$$

Il en est de même si nous avons choisi le rapport cyclique u_1 (rapport cyclique de la cellule connectée à la source de courant). L'équation permettant de reconstituer les $(p-1)$ rapports cycliques aurait été :

$$u_{i+1} = u_i + \alpha_i \quad (\text{II.5})$$

Nous introduisons dans l'équation (II.2) le gain G qui sera choisi afin d'éviter toute saturation des rapports cycliques et pour assurer une dynamique d'équilibrage importante dans la phase de démarrage. En effet en l'absence de saturation des grandeurs de commande, l'évolution des grandeurs électriques est complètement maîtrisée.

Le synoptique de la loi de commande est représenté à la figure (II.2).

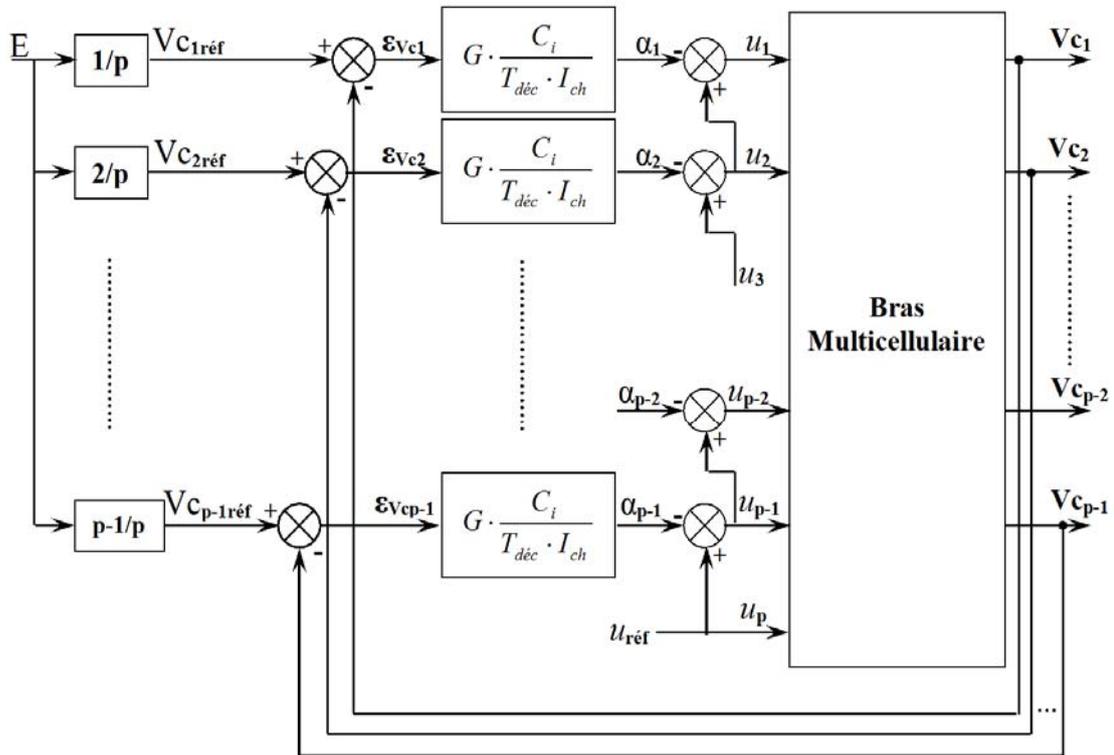


Figure II.2. Structure de la loi de commande modulant les rapports cycliques

La loi de commande peut être synthétisée par les équations :

$$u_p = u_{réf}$$

$$u_i = u_{i+1} - G \cdot \frac{C_i}{T_{dec} \cdot I_{ch}} \cdot \left[\frac{i \cdot E}{p} - V_{C_i} \right] \quad (\text{II.6})$$

où i varie de 1 à $(p-1)$ et $u_{réf}$ représente le rapport cyclique de référence permettant de définir le point de fonctionnement.

La différence $\frac{i \cdot E}{p} - V_{C_i}$ correspond à l'erreur existante ε_{vc_i} sur la tension V_{C_i} . L'équation (II.6) met en évidence que lorsque l'erreur ε_{vc_i} est nulle, les rapports cycliques sont égaux :

$$u_1 = u_2 = \dots = u_p = u_{réf} \quad (\text{II.7})$$

En considérant que le courant peut être représenté par sa valeur moyenne sur une période de découpage, il est possible de définir dans le domaine fréquentiel une boucle de contrôle propre à chaque condensateur (figure II.3).

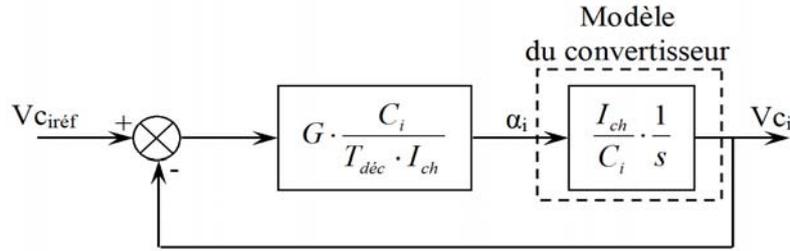


Figure II.3. Boucle de régulation de la tension condensateur v_{ci}

La fonction de transfert liant V_{c_i} à $V_{c_{iréf}}$ est du premier ordre et la constante du temps τ est définie par $\tau = \frac{T_{déc}}{G}$.

$$\frac{V_{c_i}}{V_{c_{iréf}}} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.8})$$

L'équation (II.6) montre que pour une erreur donnée $\varepsilon_{v_{ci}}$, la régulation saturera d'autant plus vite que le condensateur C_i et le gain G seront importants et que le courant I_{ch} sera faible. Le choix du gain G s'effectue alors en considérant le mode de fonctionnement suivant :

- La source d'alimentation étant établie à sa valeur de référence E , on effectue un démarrage du convertisseur (les condensateurs C_i étant déchargés) avec un rapport cyclique définissant le point de fonctionnement (courant de charge).

A l'instant initial, les erreurs sur les tensions aux bornes des condensateurs $\varepsilon_{v_{ci}}$ sont maximales et égales à :

$$\varepsilon_{v_{ci}} = i \cdot \frac{E}{p} \quad (\text{II.9})$$

Le rapport cyclique u_{pinit} égal à $u_{réf}$ permet de définir les grandeurs u_{iinit} par les relations de récurrence :

$$\begin{aligned} u_{pinit} &= u_{réf} \\ u_{p-1init} &= u_{pinit} - \alpha_{p-1init} = u_{réf} - (p-1) \cdot \frac{G \cdot C_i}{T_d \cdot I_{ch}} \cdot \frac{E}{p} \\ &\vdots \\ u_{1init} &= u_{réf} - \alpha_{1init} = u_{réf} - \frac{p(p-1)}{2} \cdot \frac{G \cdot C_i}{T_d \cdot I_{ch}} \cdot \frac{E}{p} \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Ces équations impliquent que les rapports cycliques u_{iinit} seront toujours inférieurs à la valeur de référence $u_{réf}$ dans le cas d'un démarrage :

$$u_{réf} > u_{p-1init} > u_{p-2init} > \dots > u_{1init} \geq 0 \quad (\text{II.11})$$

Le gain G est donc calculé tel que $u_{1init} = 0$ sachant que $I_{ch} = u_{réf} \cdot E / R_{ch}$:

$$G = \frac{2 \cdot T_{déc}}{(p-1) \cdot C_i \cdot R_{ch}} \cdot u_{réf}^2 \quad (\text{II.12})$$

La constante de temps caractérisant l'évolution en boucle fermée des tensions condensateurs s'exprime alors :

$$\tau = \frac{T_{dec}}{G} = \frac{(p-1) \cdot C_i \cdot R_{ch}}{2} \cdot \frac{1}{u_{ref}^2} \quad (\text{II.13})$$

Cette première expression montre que la constante de temps tend vers l'infini pour $R_{ch} = \infty$ ou $u_{ref} = 0$. A partir de cette expression, il est alors possible de définir une relation liant la constante de temps τ à la période de découpage T_{dec} et au rapport cyclique u_{ref} . Pour cela, nous considérons que le condensateur C_i est dimensionné en fonction de l'ondulation de tension maximale à ses bornes ΔV_{c_i} :

$$C_i = \frac{T_{dec} \cdot I_{ch}}{p \cdot \Delta V_{c_i}} \quad (\text{II.14})$$

En prenant en compte cette expression dans l'équation (II.13) et en supposant que l'ondulation ΔV_{c_i} est fixée à 10% de E/p (E/p correspond à la valeur d'équilibre des tensions interrupteurs), la constante de temps devient :

$$\tau = \frac{p-1}{0.2 \cdot u_{ref}} \cdot T_{dec} \quad (\text{II.15})$$

L'évolution de la constante de temps en unité réduite est représentée à la figure (II.4) et met en évidence que τ diminue lorsque le rapport cyclique augmente.

La constante de temps a été obtenue à partir du calcul du gain G en considérant une variation de la tension d'alimentation égale à E dans la phase de démarrage. Si l'on considère un cas plus réaliste où la variation de la tension d'alimentation E dans la phase de démarrage est moins importante, la constante de temps τ peut être réduite ($\Delta E = 10\%E \Rightarrow \tau$ divisée par 10).

Le gain G (équation II.12) a été calculé afin d'assurer une dynamique d'équilibrage importante dans la phase de démarrage. Il est alors possible de caractériser les variations admissibles de la tension d'alimentation en régime permanent.

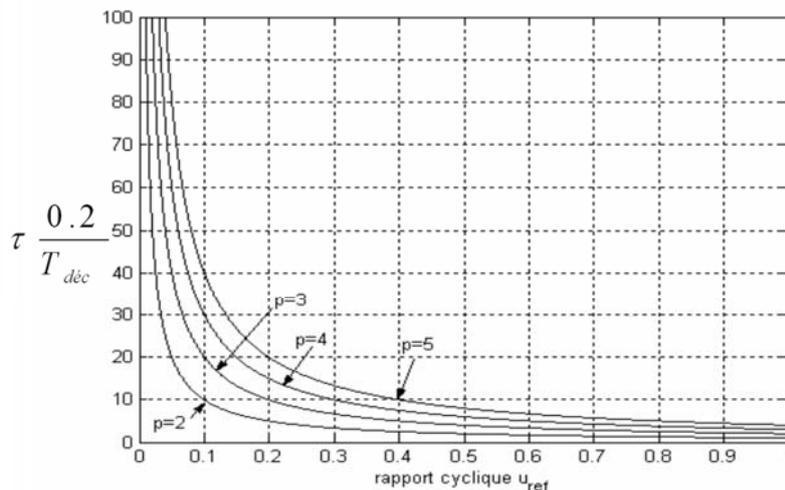


Figure II.4. Evolution en unité réduite de la constante du temps en fonction des rapports cycliques de référence et du nombre de cellules p

Dans le cas d'une perturbation E en régime permanent, les équations (II.10) deviennent :

$$\begin{aligned}
 u_{pinit} &= u_{réf} \\
 u_{p-1init} &= u_{pinit} - \alpha_{p-1init} = u_{réf} - (p-1) \cdot \frac{G \cdot C_i}{T_d \cdot I_{ch}} \cdot \frac{\Delta E}{p} \\
 &\vdots \\
 u_{1init} &= u_{réf} - \alpha_{1init} = u_{réf} - \frac{p(p-1)}{2} \cdot \frac{G \cdot C_i}{T_d \cdot I_{ch}} \cdot \frac{\Delta E}{p}
 \end{aligned} \tag{II.16}$$

- Si la variation ΔE est positive, ΔE est calculée tel que $u_{init} = 0$:

$$\Delta E = E \tag{II.17}$$

- Si la variation ΔE est négative, les rapports cycliques u_i seront toujours supérieurs à la valeur de référence $u_{réf}$

$$u_{réf} < u_{p-1init} < u_{p-2init} < \dots < u_{1init} \tag{II.18}$$

et ΔE est calculée tel que $u_{1init} = 1$:

$$\Delta E = \frac{u_{réf} - 1}{u_{réf}} \cdot E \tag{II.19}$$

En ce qui concerne le courant de charge I_{ch} , celui-ci n'étant pas régulé, il subit directement les variations de la tension d'alimentation car la valeur continue de ce courant en fonction de cette tension : $I_{ch} = u_{réf} \cdot E / R_{ch}$ dans le cas d'un hacheur dévolteur.

II.2.1 Simulation

Cette analyse est maintenant validée en simulation dans le cas d'un hacheur dévolteur 3 cellules dont les caractéristiques sont :

$$\begin{cases}
 E = 1500V \\
 C_1 = C_2 = 40 \mu F \\
 L_{ch} = 1.5 mH \\
 R_{ch} = 10\Omega \\
 f_d = 16kHz \quad T_d = 62.5\mu s
 \end{cases} \tag{II.20}$$

La réponse à un échelon de tension puis à une variation négative $\Delta E = -375V$ est représentée à la figure (II.5) sachant que $u_3 = 0.8$, $G = 0.1$ et $I_{ch} = 120A$

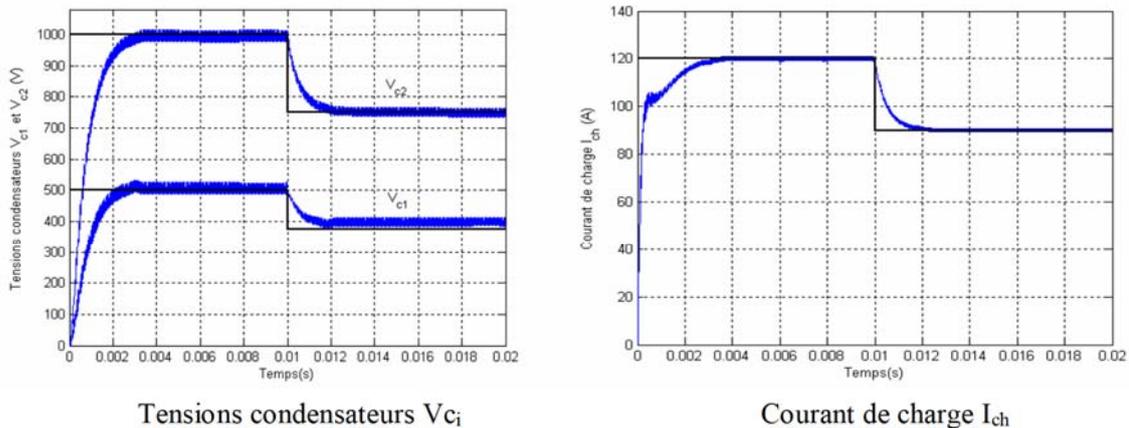


Figure II.5. Régulation par modulation des rapports cycliques avec $G = 0.1$

La figure (II.6) met en évidence que les rapports cycliques ne sont pas saturés.

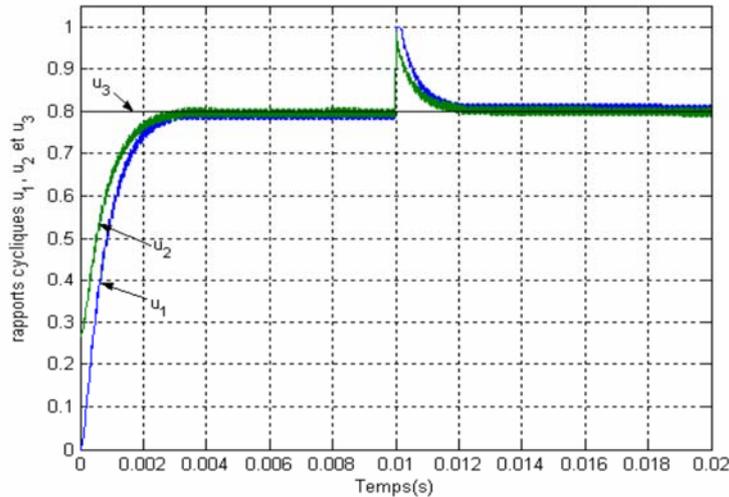


Figure II.6. Evolution des rapports cycliques u_i

II.3 Commande non-linéaire des convertisseurs multicellulaires

L'étude du modèle du convertisseur nous a montré qu'un système multicellulaire possède des non linéarités principalement dues au fait que les commandes des différentes cellules ne sont pas indépendantes. Ceci nous oblige à envisager une commande découplante pour ce système.

II.3.1 Présentation de la méthode de linéarisation

La linéarisation exacte est une approche pour la construction de correcteurs non linéaires. L'idée principale de cette méthode est d'effectuer une transformation algébrique d'un système dynamique non linéaire, en un système totalement ou partiellement linéaire. Ainsi après transformation, toutes les techniques de synthèse de correcteurs linéaires peuvent être appliquées. L'intérêt de cette méthode est qu'elle effectue une transformation exacte du système d'état non linéaire, sans passer par une approximation linéaire comme les techniques de linéarisation classiques (Jacobien) [6].

Après quelques rappels nécessaires, nous appliquerons cette méthode au découplage d'un convertisseur 3 cellules.

II.3.1.1 Rappels

II.3.1.1.1 Définition de la modélisation d'un système non linéaire

Soit (Σ) , un système non linéaire affine multi-entrées, multi-sorties (MIMO), qui peut être représenté par les équations d'état (II.21).

$$(\Sigma) \begin{cases} \dot{X} = f(X) + \sum_{i=1}^m g_i(X)u_i \\ y_j = h_j(X) \end{cases} \quad \text{avec } 1 \leq j \leq p \quad (\text{II.21})$$

où $X \in \Omega$ est le vecteur d'état avec $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$ et m le nombre d'entrées. Les fonction f, g_1, \dots, g_i sont des applications vectorielles de Ω dans \mathfrak{R}^n et les fonctions h_j sont des fonctions de valeurs

réelles définies sur Ω . Nous nous intéressons plus particulièrement aux systèmes carrés donc on posera $p = m$.

Une représentation vectorielle peut être donnée par :

$$f(X) = \begin{pmatrix} f_1(X) \\ \vdots \\ f_n(X) \end{pmatrix}, g_i(X) = \begin{pmatrix} g_{1i}(X) \\ \vdots \\ g_{mi}(X) \end{pmatrix} \text{ et } h(X) = \begin{pmatrix} h_1(X) \\ \vdots \\ h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Les éléments de f , g_i , h sont des fonctions lisses, c'est-à-dire que ces fonctions sont indéfiniment dérivables par rapport à chacun de leurs arguments.

II.3.1.1.2 Dérivée de Lie

Etant donnée une fonction lisse $h_j(X)$, le gradient de h_j est noté ∇h_j et s'exprime par :

$$\nabla h_j = \frac{\partial h_j}{\partial X} \quad (\text{II.23})$$

Ce gradient est représenté par un vecteur colonne d'éléments $(\nabla h_j)_i = \frac{\partial h_j}{\partial x_i}$.

De la même façon, étant donné un champ de vecteur $f(X)$, le Jacobien de f est noté ∇f et s'exprime par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial X} \quad (\text{II.24})$$

Le Jacobien est une matrice de $n \times n$ qui a pour éléments $(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}$.

On pose maintenant une fonction scalaire $h_j(X)$ lisse et un champ de vecteurs lisse $f(X)$. On définit une nouvelle fonction scalaire $L_f h_j$ appelée dérivée de Lie de h_j par rapport à f comme suit :

$$L_f h_j(X) = \sum_{i=1}^m \frac{\partial h_j(X)}{\partial x_i} f_i(X) = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} f(X) \quad (\text{II.25})$$

II.3.1.2 Résultats généraux

En reprenant le modèle du système donné par (II.21), on peut écrire la première dérivée de y_j à l'aide des dérivées de Lie :

$$\dot{y}_j = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} \dot{X} = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} (f(X) + \sum_{i=1}^m g_i(X) u_i) \quad (\text{II.26})$$

On obtient alors :

$$\dot{y}_j = L_f h_j(X) + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j(X)) u_i \quad (\text{II.27})$$

Il est intéressant de noter que si $L_{gk} h_j(X) = 0$, les entrées u_i n'ont pas d'influence sur les sorties.

On note ainsi r_j le plus petit nombre entier pour qu'une des entrées u_i apparaisse dans la $r_j^{\text{ème}}$ dérivée de la sortie y_j . On a alors :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{(r_j)} h_j(X) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} (L_f^{(r_j-1)} h_j(X)) u_i \quad (\text{II.28})$$

Les nombres obtenus r_j sont appelés les degrés relatifs.

On définit la matrice de découplage $m \times m$, $\Delta(X)$ comme suit :

$$\Delta(X) = \begin{pmatrix} L_{g_1} L_f^{(r_1-1)} h_1(X) & \cdots & L_{g_m} L_f^{(r_1-1)} h_1(X) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{(r_m-1)} h_m(X) & \cdots & L_{g_m} L_f^{(r_m-1)} h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{II.29})$$

On définit également le vecteur $\Delta_0(X)$ par :

$$\Delta_0(X) = \begin{pmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(X) \\ \vdots \\ L_f^{(r_m)} h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Il est alors possible de réécrire l'équation (II.28) en utilisant les équations (II.29) et (II.30) :

$$Y = \begin{pmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{pmatrix} = \Delta_0(X) + \Delta(X) \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix} \quad (\text{II.31})$$

A partir des définitions ci-avant, le théorème suivant définit les conditions de linéarisation du système (Σ) :

Théorème [6]:

- (a) le système (Σ) est découplé sur $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$ si et seulement si :

$$\text{rang } \Delta(X) = m \quad \forall X \in \Omega \quad (\text{II.32})$$

- (b) si cette condition est satisfaite alors le retour d'état non-linéaire

$$u(X) = \alpha(X) + \beta(X)v$$

avec :

$$\begin{cases} \alpha(X) = -\Delta^{-1}(X)\Delta_0(X) \\ \beta(X) = \Delta^{-1}(x) \\ \text{et } v \text{ le nouveau vecteur d'entrée} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

découple le système (Σ) sur Ω .

- (c) le système bouclé $(h, f + g\alpha, g\beta)$ possède un comportement entrées/sorties linéaire décrit par :

$$y_j^{(r_j)} = v_j \quad \forall j \in [1, \dots, m] \quad (\text{II.34})$$

On effectue sur le système ainsi linéarisé (figure II.7) par ce retour d'état non linéaire un second bouclage linéaire afin d'imposer au système la dynamique désirée. Toutes les méthodes de synthèse de correcteurs linéaires pourront ainsi être utilisées.

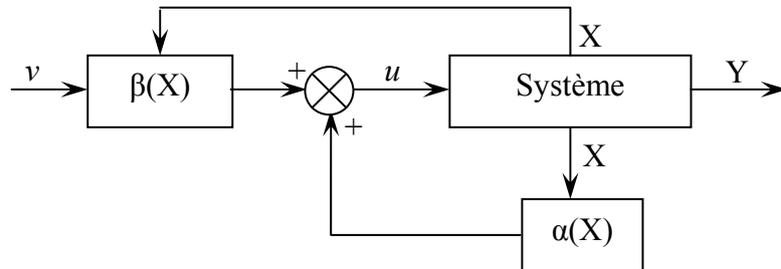


Figure II.7. Représentation du découplage par linéarisation exacte

Il est important de noter que cette méthode aboutit à un découplage total si on a $\sum r_j = n$, c'est-à-dire que le système découplé est linéaire pour toutes les variables d'état.

Si on observe $\sum r_j < n$, on obtient alors $n - \sum r_j$ dynamiques de zéros qui conduisent à une étude plus complexe (étude des dynamique de zéros).

On obtient après découplage le schéma de la figure (II.8) pour le cas particulier où les degrés relatifs sont égaux à 1.

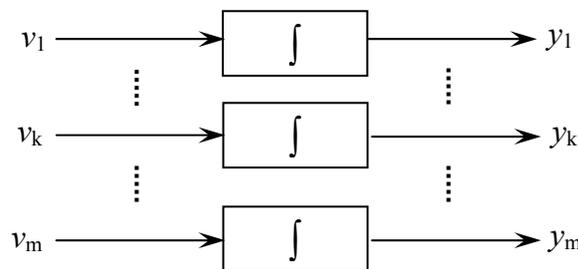


Figure II.8. Système découplé

II.3.2 Application à un convertisseur 3 cellules

II.3.2.1 Application au calcul de découplage

II.3.2.1.1 Calcul du découplage

Nous allons maintenant appliquer cette méthode à un convertisseur 3 cellules. Le vecteur d'état du système est donc d'ordre 3 et se trouve composé des deux tensions v_{c1} et v_{c2} et du courant de charge i_{ch} [6].

Le modèle utilisé pour le convertisseur sera donc un modèle non linéaire affine donné par l'équation (II.33). Les entrées u_i symbolisent les rapports cycliques moyens pour chaque cellule, et les fonctions $f_3(X)$ et $g_3(X)$ sont données par les équations (II.34) et (II.35).

Les fonctions $g_{3k}(X)$ représenteront alors les colonnes de la matrice $g_3(X)$. de plus nous avons supposé que toutes les tensions condensateurs sont mesurées, donc que la fonction $h_3(X)$ peut être exprimée par :

$$h_3(X) = I_3(X) \quad \text{avec} \quad I_3 = \text{Matrice identité d'ordre 3} \quad (\text{II.35})$$

On calcule alors le découplage pour le système (II.33), c'est-à-dire les matrices $\Delta(X)$ et $\Delta_0(X)$. On obtient les conditions de validité du découplage pour $\text{Det}[\Delta] = a_1 a_2 b_1 E x_3^2 \neq 0$ qui sont données par :

$$x_3 \neq 0 \quad (\text{II.36})$$

Le calcul de découplage conduit à des degrés relatifs égaux $r_1 = r_2 = r_3 = 1$. Le système se trouve complètement découplé ($r_1 + r_2 + r_3 = 3 = n$) et chaque sortie peut être représentée par un intégrateur. Sous la condition exprimée dans (II.36), les valeurs obtenues pour le calcul de découplage sont données par (II.37).

$$\Delta_0(X) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0 x_3 \end{pmatrix}, \quad \Delta^{-1}(X) = \begin{pmatrix} \frac{x_1 - E}{a_1 E x_3} & \frac{x_2 - E}{a_2 E x_3} & \frac{1}{b_1 E} \\ \frac{x_1 - E}{a_1 E x_3} & \frac{x_2 - E}{a_2 E x_3} & \frac{1}{b_1 E} \\ \frac{x_1 - E}{a_1 E x_3} & \frac{x_2 - E}{a_2 E x_3} & \frac{1}{b_1 E} \end{pmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Le retour d'état peut donc s'exprimer par :

$$\alpha(X) = \Delta^{-1}(X) \Delta_0(X) = \begin{pmatrix} \frac{b_0 x_3}{b_1 E} \\ \frac{b_0 x_3}{b_1 E} \\ \frac{b_0 x_3}{b_1 E} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \beta(X) = \Delta^{-1}(X) \quad (\text{II.38})$$

En appliquant sur le système le retour d'état, on obtient le système linéarisé suivant :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = \dot{v}_{c1} = v_1 \\ \dot{y}_2 = \dot{v}_{c2} = v_2 \\ \dot{y}_3 = \dot{i}_{ch} = v_3 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

II.3.2.2 Boucle de régulation proportionnelle

II.3.2.2.1 Calcul des dynamiques

Après le retour d'état non linéaire, nous obtenons donc trois sous systèmes découplés, représentés par des intégrateurs (figure II.8). Nous allons mettre en place des correcteurs linéaires afin de réguler les trois grandeurs d'état.

Pour chacune des variables d'état, nous allons envisager tout d'abord un correcteur proportionnel dont l'équation pour la commande de la boucle i est donnée par (II.40). La figure (II.9) représente la boucle de régulation linéaire appliquée au système découplé.

$$v_i = K_p (x_{iréf} - x_i) \quad \text{avec} \quad 1 \leq i \leq m \quad \text{et} \quad K_p > 0 \quad (\text{II.40})$$

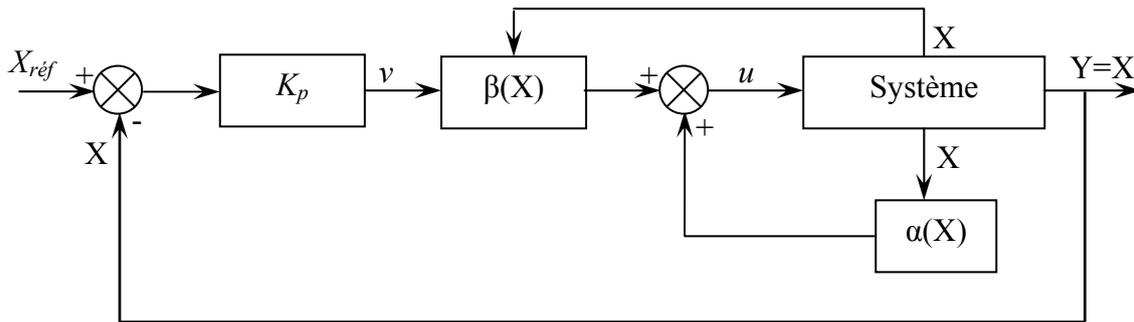


Figure II.9. Boucle de régulation avec correcteur proportionnel

On obtient alors pour chaque variable d'état une fonction de transfert en boucle ouverte (BO) du type :

$$T_{BOi}(s) = \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.41})$$

et donc en boucle fermée :

$$T_{BFi}(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad \text{avec} \quad \tau_i = \frac{1}{K_i} \quad (\text{II.42})$$

On imposera donc sur boucle la dynamique désirée par le réglage des gains, K_p . Dans ces conditions, nous pouvons avec ce type de régulation imposer :

- Une dynamique donnée pour chaque variable d'état,
- Une erreur statique nulle en régime permanent, ceci étant dû au fait que les boucles possèdent un intégrateur dans la chaîne.

II.3.2.3 Validation du découplage

Le but de cette simulation (figure II.10) est de montrer le fonctionnement de la procédure de découplage. Les paramètres utilisés sont alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 = C_2 = 40 \mu F \\ L_{ch} = 1.5 mH \\ R_{ch} = 10 \Omega \\ f_d = 16 kHz \quad T_d = 62.5 \mu s \\ K_1 = K_2 = 3000 \\ K_3 = 20000 \\ \tau_{init} = 200 \mu s \end{array} \right. \quad (\text{II.43})$$

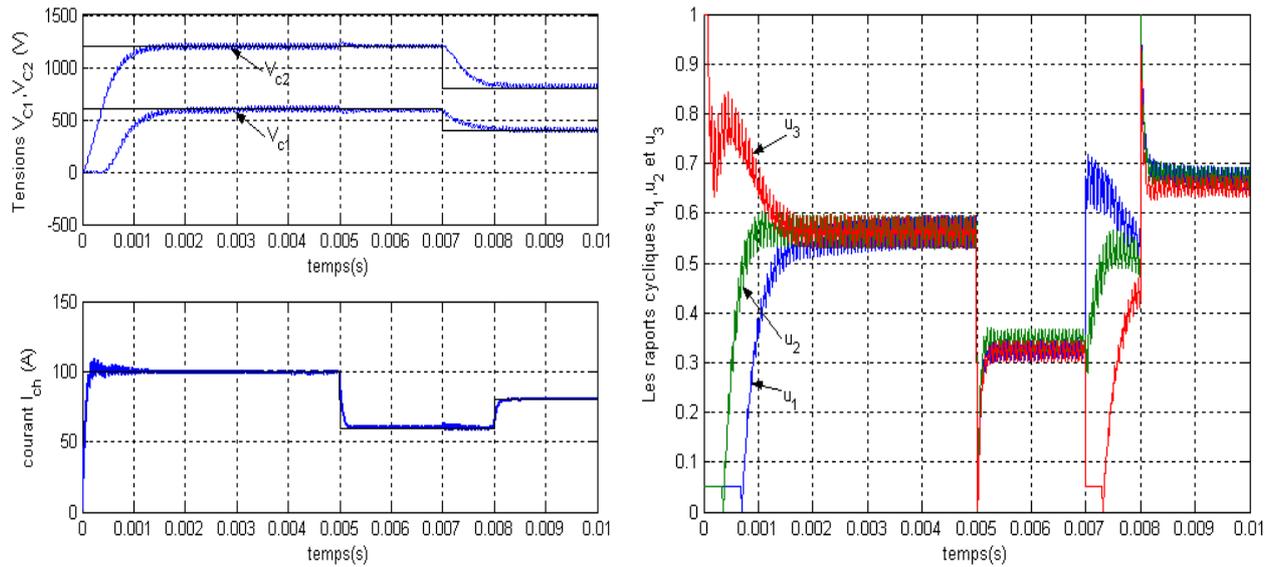


Figure II.10. Simulation avec le découplage non linéaire

Le protocole de commande appliqué au convertisseur est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{à } t = 0\text{ms} \longrightarrow \text{démarrage du convertisseur avec } E = 1800\text{V}, I_{\text{réf}} = 100\text{A} \\ \text{à } t = 5\text{ms} \longrightarrow \text{échelon de } I_{\text{réf}} \text{ de } -40\text{A} \\ \text{à } t = 7\text{ms} \longrightarrow \text{échelon de } E \text{ de } -600\text{V} \\ \text{à } t = 8\text{ms} \longrightarrow \text{échelon de } I_{\text{réf}} \text{ de } +20\text{A} \end{array} \right.$$

Le calcul des dynamiques imposées aux variables d'état (II.42) a été fait pour ne pas saturer les commandes u_i qui présentent les rapports cycliques moyens et qui restent compris dans l'intervalle $[0,1]$. On note donc sur la figure (II.10) un bon découplage de toutes les grandeurs d'état.

L'avantage de cette commande, est qu'elle soit basée sur une linéarisation exacte du système. Cette linéarisation est assurée tant que les rapports cycliques ne saturent pas ($0 \leq u_i \leq 1$). Dans le cas contraire, le découplage n'est plus assuré durant le temps où les rapports cycliques sont saturés et un dépassement plus ou moins important peut apparaître sur les variables d'état [6].

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord vu un contrôle proportionnel classique dans les convertisseurs multicellulaires séries, ce contrôle qui ne tient en compte que la régulation des tensions condensateurs.

Nous avons, par la suite, étudié *la commande non linéaire* en utilisant une linéarisation exacte au modèle moyen du convertisseur. Mais l'étude de cette loi de commande a montré qu'elle contient des inconvénients liés à la méthode de linéarisation utilisée (linéarisation locale ou exacte), ce qui nous a conduit à introduire des correcteurs sur ces lois de commandes. Cette commande sera utilisée par la suite avec l'observateur.

Chapitre III

Modélisation en vue de l'observation des condensateurs flottants

III.1 Introduction :

La modélisation étant une étape fondamentale dans l'analyse du fonctionnement des convertisseurs statiques, celle-ci est un axe de recherche important et des formalismes visant à rendre systématique la modélisation d'un processus de conversion statique en vue de la commande ou l'observation. En électronique de puissance, la modélisation des convertisseurs statiques présente une difficulté majeure liée au fait que ceux-ci incluent des variables continues (courant dans les inductances, tensions aux bornes des condensateurs) et des variables discontinues (états des interrupteurs).

Dans les convertisseurs multicellulaires série la difficulté est dans l'observabilité de ses modèles. Pour cela ce chapitre sera consacré en premier temps à étudier l'observabilité des modèles vus dans le premier chapitre. Par la suite, d'autres modèles seront développés et testés pour l'observation des tensions aux bornes des capacités flottantes.

III.2 Observabilité

III.2.1 Utilisation du modèle instantané

Considérons le cas du convertisseur à trois cellules présenté dans la figure (III.1), Le modèle instantané est donné par :

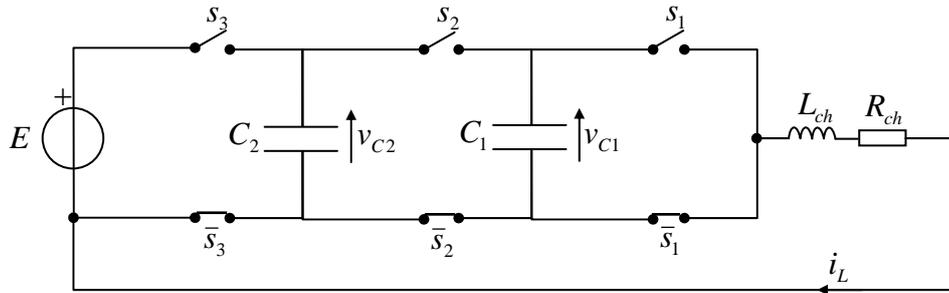


Figure III.1. Convertisseur à trois cellules.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & a_1 \delta_1 \\ 0 & 0 & a_2 \delta_2 \\ -b_1 \delta_1 & -b_1 \delta_2 & -b_0 \end{bmatrix} \cdot x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 s_3 \end{bmatrix} \cdot E \quad (\text{III.1})$$

où $[x_1, x_2, x_3] = [v_{C1}, v_{C2}, i_{ch}]$

et, $\delta_1 = s_2 - s_1$, $\delta_2 = s_3 - s_2$, $b_0 = \frac{R_{ch}}{L_{ch}}$, $b_1 = \frac{1}{L_{ch}}$, $a_1 = \frac{1}{C_1}$, $a_2 = \frac{1}{C_2}$,

On voit que pour un vecteur d'entrée s donné, la matrice d'observabilité du système est donnée par:

$$Q_0(s) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -b_1 \delta_1 & -b_1 \delta_2 & -b_0 \\ -b_0 b_1 \delta_1 & b_0 b_1 \delta_2 & -b_0 b_1 \delta_2^2 - a_2 b_1 \delta_2^2 + b_0^2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

En effet, vu que les entrées du convertisseur prennent différentes valeurs pendant chaque période de découpage, le teste d'observabilité de Kalman est non vérifier pour $\delta_1 = 0$, et $\delta_2 = 0$.

Il faut analyser l'observabilité du système non pas pour une entrée figée, mais sur un horizon temporel plus grand, afin de contenir les différentes séquences de fonctionnement du convertisseur [2].

Dans la partie suivante de ce chapitre, nous utiliserons une méthode équivalente pour tester l'observabilité des convertisseurs statiques. Elle est basée sur l'utilisation du modèle instantané (exact), intégré sur une période de découpage (modèle exact échantillonné à T_d).

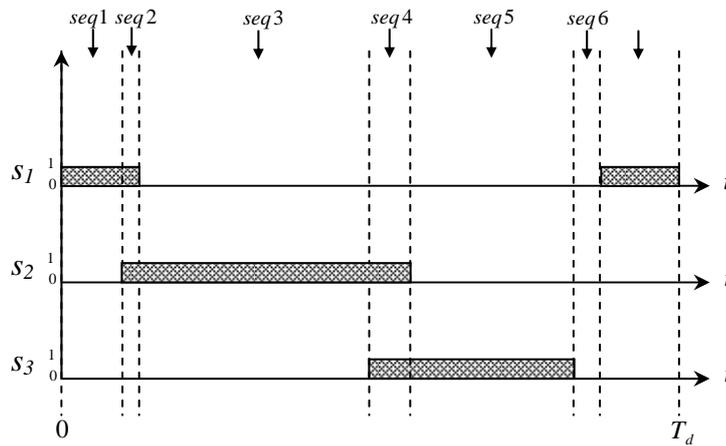


Figure III.2. Séquences de fonctionnement d'un convertisseur à trois cellules sur une période de découpage.

III.2.2 Utilisation du modèle moyen

Le modèle moyen dans les convertisseurs statiques est réputé pour sa simplicité de mise en œuvre et sa faible consommation en temps de calcul. Il peut donc être facilement échantillonné et implanté dans des calculateurs pour une réalisation numérique. Cependant, en régime permanent (i.e. lorsque les rapports cycliques sont identiques), il n'est pas possible d'observer les tensions flottantes par l'utilisation de ce modèle. En effet, quand $u_1 = u_2 = u_3 = \dots = u_p$ on remarque d'après les équations (éq. I.30 et I.35) que quelles que soient les valeurs des tensions flottantes, le courant en sortie est le même [2].

III.3 Modélisation en vue de l'observation des tensions flottantes

Dans cette section, nous verrons deux modèles échantillonnés pour l'observation des tensions flottantes dans un convertisseur à trois cellules. En premier, nous présentons le modèle exact échantillonné. Il nous permettra de tester l'observabilité du système lorsque le courant de charge est mesuré. La complexité du modèle exact nous amène ensuite à proposer un autre modèle plus simple à implanter. Son principe est identique à celui du modèle moyen mais, contrairement à ce dernier, la moyenne des variables temporelles est effectuée sur un tiers de période de découpage. Ce modèle, appelé modèle moyen sur un tiers de période, constitue donc une amélioration du modèle moyen classique. On verra, par la suite, qu'il est facilement généralisable et permet d'observer les tensions flottantes par la mesure du courant de charge.

III.3.1 Modèles exacts échantillonnés

III.3.1.1 Modèle exact échantillonné à une période de découpage

Nous étudions ici un modèle exact échantillonné à la période de découpage (MEE à T_d) pour un convertisseur à trois cellules. Afin de simplifier l'étude, nous posons les hypothèses suivantes :

- Les interrupteurs sont supposés parfaits ;
- Les temps morts sont négligés ;
- La fréquence de découpage $f_d = 1/T_d$ est constante ;
- La commande du convertisseur est de type MLI ;

- Les rapports cycliques et la tension d'alimentation sont supposés constants durant la période de découpage ;
- Les porteuses sont symétriques ;
- L'instant d'échantillonnage est synchrone avec le passage par zéro de la première porteuse.

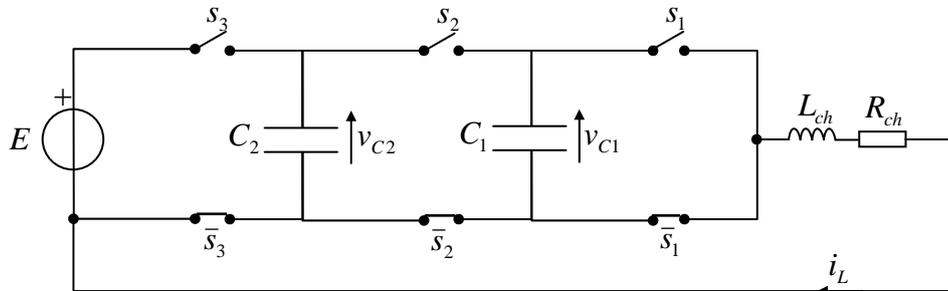


Figure III.3. Convertisseur à trois cellules avec charge R-L.

III.3.1.1.1 Principe

Considérons le convertisseur à trois cellules de la figure (III.3.), son modèle instantané est donné par:

$$\dot{X} = A(s).X + B(s).E \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$A(s) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & a_1\delta_1 \\ 0 & 0 & a_2\delta_2 \\ -b_1\delta_1 & -b_1\delta_2 & -b_0 \end{bmatrix}, \quad B(s) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1s_3 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_{ch} \end{bmatrix}, \quad s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix}$$

$$\text{et, } \delta_1 = s_2 - s_1, \delta_2 = s_3 - s_2, b_0 = \frac{R_{ch}}{L_{ch}}, b_1 = \frac{1}{L_{ch}}, a_1 = \frac{1}{C_1}, a_2 = \frac{1}{C_2},$$

- **Commande MLI du convertisseur**

Les équations des porteuses triangulaires utilisées sont :

$$\begin{aligned} Prt_1 &= 1/2 - \arcsin(\cos(\omega_d t))/\pi; \\ Prt_2 &= 1/2 - \arcsin(\cos(\omega_d (t - T_d/3)))/\pi; \\ Prt_3 &= 1/2 - \arcsin(\cos(\omega_d (t - 2T_d/3)))/\pi. \end{aligned}$$

Avec f_d : La fréquence de découpage, $\omega_d = 2\pi f_d$: pulsation de coupure, $T_d = \frac{1}{f_d}$: période de découpage.

L'algorithme de commande est le suivant :

si $u > Prt_i$ alors $s_i = 1$; sinon $s_i = 0$,

u : était le rapport cyclique (modulante) commun des trois cellules.

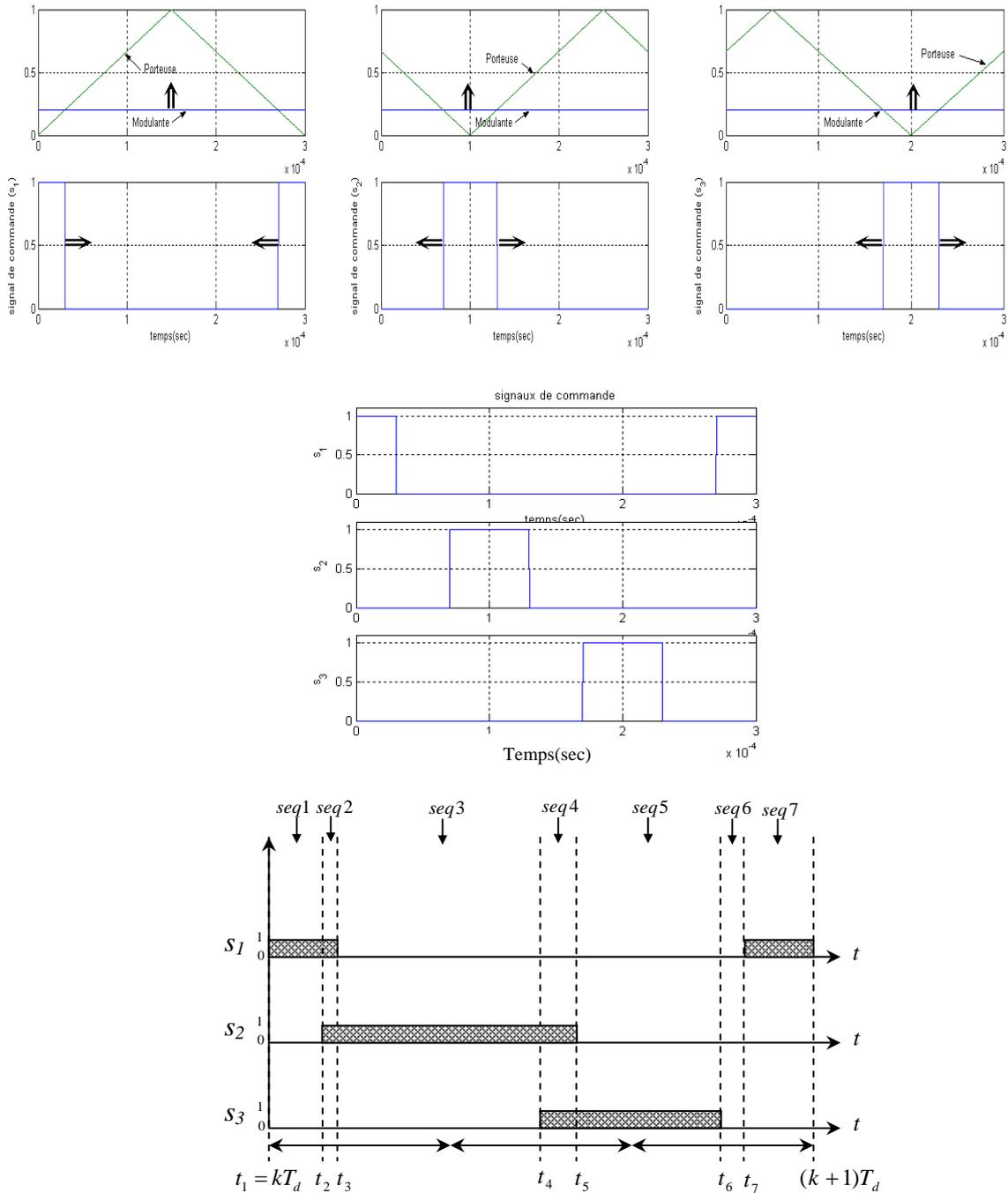


Figure III.4. Séquences de fonctionnement dans un convertisseur à trois cellules, pour des rapports cycliques donnés.

Dans la figure (III.4), nous montrons les différentes séquences de fonctionnement du convertisseur pour des rapports cycliques, u_1 , u_2 , et u_3 , donnés.

Le principe du MEE consiste à résoudre le système d'équations (III.3) pour chacune de ces séquences ($seq\ j, j= 1, \dots, 7$). On obtient ainsi sept relations décrivant l'évolution de l'état x à l'instant t_{j+1} en fonction de l'état à l'instant t_j . En notant par s^j la valeur prise par l'entrée s pendant la séquence $seq\ j$, et par $\Delta t_j = t_{j+1} - t_j$ la durée de cette séquence, on obtient:

$$X(t_{j+1}) = F_j \cdot X(t_j) + G_j \cdot E, \quad j = 1, \dots, 7 \tag{III.4}$$

avec :

$$\begin{cases} F_j = e^{A(s^j).\Delta t_j} \\ G_j = \left[\int_{t_j}^{t_{j+1}} e^{A(s^j).(t_{j+1}-\tau)} d\tau \right] \cdot B(s^j) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Notons que les matrices F_j et G_j dépendent de l'entrée s^j et de la durée de la séquence $seq\ j$. Pour un convertisseur et une charge donnée, ces matrices ne dépendent donc que des rapports cycliques $u = [u_1, u_2, u_3]^T$.

$$\text{On a : } f_d \gg \Rightarrow T_d \ll \Rightarrow \Delta t \rightarrow 0$$

Alors l'exponentielle de matrice dans l'équation (III.5) peut être approximée au troisième ordre (développement en série de Taylor):

$$\begin{cases} F_j = e^{A(s^j).\Delta t_j} \approx I + A(s^j).\Delta t_j + \frac{1}{2} A^2(s^j).\Delta t_j^2 + \frac{1}{6} A^3(s^j).\Delta t_j^3 \\ G_j \approx \left(I.\Delta t_j + A(s^j).\frac{\Delta t_j^2}{2} + A^2(s^j).\frac{\Delta t_j^3}{6} \right) \cdot B(s^j) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Pour ce type de structure, pour représenter correctement le fonctionnement du convertisseur en boucle ouverte, le nombre de termes nécessaires dans le développement de l'exponentielle de matrice doit être supérieur ou égal au nombre de cellules [2].

A partir des relations (III.4), il est possible d'exprimer l'état à la fin de la période ($t = (k+1)T_d$) en fonction de l'état en début de période ($t = kT_d$). Le modèle exact échantillonné à T_d est ainsi donné par l'équation:

$$X(k+1) = F(u).X(k) + G(u).E(k) \quad (\text{III.7})$$

- **Calcul de F(u) et G(u) :**

$$\begin{aligned} X(j=1) &= X(1) = X_0 \\ X(2) &= F_1.X(1) + G_1.E \\ X(3) &= F_2.X(2) + G_2.E \\ X(3) &= F_2 \cdot \underbrace{[F_1.X(1) + G_1.E]}_{X(2)} + G_2.E \\ X(3) &= [F_2 F_1]X(1) + [F_2 G_1 + G_2]E \\ X(4) &= F_3.X(3) + G_3.E \\ &= F_3 \cdot \underbrace{([F_2 F_1]X(1) + [F_2 G_1 + G_2]E)}_{X(3)} + G_3.E \\ X(4) &= [F_3.F_2.F_1]X(1) + [F_3.F_2.G_1 + F_3.G_2 + G_3]E \\ &\vdots \\ X(7) &= \underbrace{\prod_{j=1}^7 F_j}_{F(u)} \cdot X(1) + \sum_{i=1}^7 \underbrace{\left(\prod_{j=i+1}^7 F_j \right)}_{G(u)} \cdot G_i \cdot E \end{aligned}$$

Donc les matrices (d'état et d'entrée) qui relier l'état à l'instant $(k+1)$ avec l'état à l'instant k sont :

$$\begin{cases} F(u) = \prod_{j=1}^7 F_j & \text{matrice d'état} \\ G(u) = \sum_{i=1}^7 \left(\prod_{j=i+1}^7 F_j \right) \cdot G_i & \text{matrice d'entrée} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Dans le cas d'une commande de type MLI, avec des rapports cycliques constants sur la période de découpage, ces séquences ainsi que leurs enchaînements, peuvent être déterminés en fonction des rapports cycliques.

III.3.1.1.2. Fonctionnement en boucle ouverte

Pour le montrer, nous allons d'abord considérer le cas où le convertisseur fonctionne en boucle ouverte (i.e. rapports cycliques égaux).

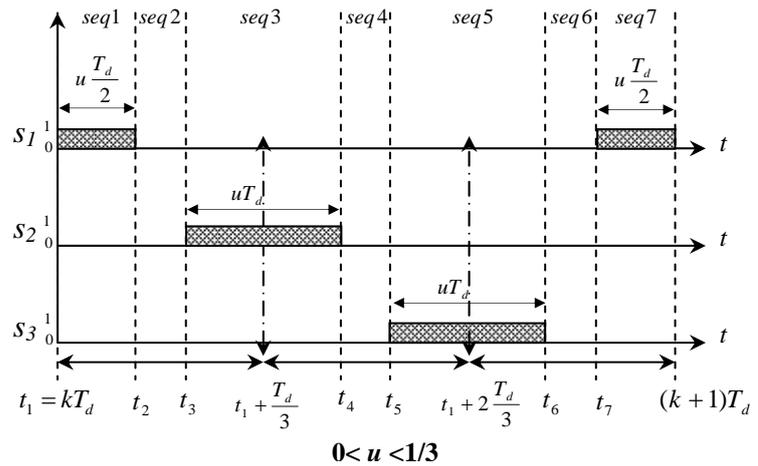
Selon les valeurs des rapports cycliques u_1 , u_2 , et u_3 , il peut exister différentes configurations. Chacune de ces configurations est définie par un enchaînement bien précis de séquences de fonctionnement sur une période de découpage.

Notons que deux séquences différentes peuvent correspondre à un même état des interrupteurs mais se déroulent à des instants différents.

Lorsque les rapports cycliques sont égaux $u_1=u_2=u_3=u$, on ne dénombre que trois configurations possibles :

- Cas où $u \in \left[0, \frac{1}{3}\right[$: Dans ce cas, les durées de ces séquences ainsi que l'entrée correspondante sont :

$$\begin{aligned} \Delta t_1 &= u \frac{T_d}{2}, & s^1 &= [1;0;0]^T \\ \Delta t_2 &= \left(\frac{1}{3} - u\right) T_d, & s^2 &= [0;0;0]^T \\ \Delta t_3 &= u T_d, & s^3 &= [0;1;0]^T \\ \Delta t_4 &= \Delta t_2, & s^4 &= [0;0;0]^T \\ \Delta t_5 &= \Delta t_3, & s^5 &= [0;0;1]^T \\ \Delta t_6 &= \Delta t_2, & s^6 &= [0;0;0]^T \\ \Delta t_7 &= \Delta t_1, & s^7 &= [1;0;0]^T \end{aligned}$$



Avec : $t_1 = k.T_d$, $t_2 = t_1 + u.T_d/2$, $t_3 = (t_1 + T_d/3) - u.T_d/2$, $t_4 = (t_1 + T_d/3) + u.T_d/2, \dots$

$$\Delta t_1 = t_2 - t_1 = u \frac{T_d}{2},$$

$$\Delta t_2 = t_3 - t_2 = t_1 + \frac{T_d}{3} - u \frac{T_d}{2} - t_1 - u \frac{T_d}{2} = \left(\frac{1}{3} - u\right) T_d,$$

⋮

➤ Cas où $u \in \left[\frac{1}{3}, \frac{2}{3} \right]$: Dans cette configuration, les durées des séquences et les vecteurs d'entrée sont :

$$\Delta t_1 = \left(\frac{2}{3} - u \right) \frac{T_d}{2}, s^1 = [1; 0; 0]^T$$

$$\Delta t_2 = \left(u - \frac{1}{3} \right) T_d, s^2 = [1; 1; 0]^T$$

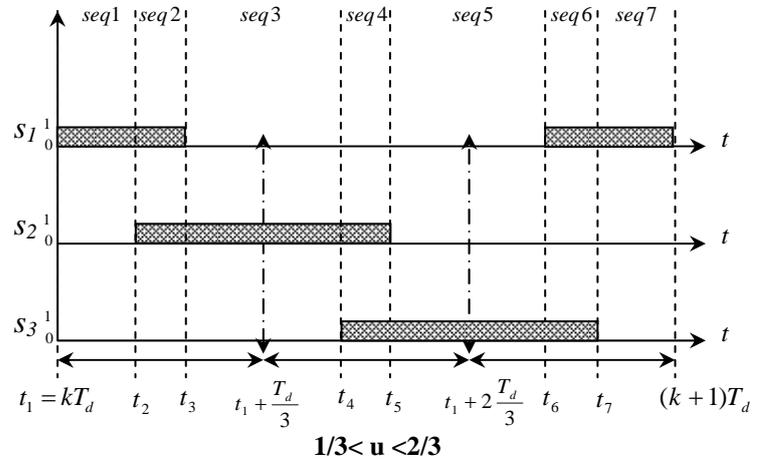
$$\Delta t_3 = \left(\frac{2}{3} - u \right) T_d, s^3 = [0; 1; 0]^T$$

$$\Delta t_4 = \Delta t_2, s^4 = [0; 1; 1]^T$$

$$\Delta t_5 = \Delta t_3, s^5 = [0; 0; 1]^T$$

$$\Delta t_6 = \Delta t_2, s^6 = [1; 0; 1]^T$$

$$\Delta t_7 = \Delta t_1, s^7 = [1; 0; 0]^T$$



➤ Cas où $u \in \left[\frac{2}{3}, 1 \right]$: Dans cette configuration, les durées des séquences et les vecteurs d'entrée sont :

$$\Delta t_1 = \left(\frac{u}{2} - \frac{1}{3} \right) T_d, s^1 = [1; 1; 1]^T$$

$$\Delta t_2 = (1 - u) T_d, s^2 = [1; 1; 0]^T$$

$$\Delta t_3 = \left(u - \frac{2}{3} \right) T_d, s^3 = [1; 1; 1]^T$$

$$\Delta t_4 = \Delta t_2, s^4 = [0; 1; 1]^T$$

$$\Delta t_5 = \Delta t_3, s^5 = [1; 1; 1]^T$$

$$\Delta t_6 = \Delta t_2, s^6 = [1; 0; 1]^T$$

$$\Delta t_7 = \Delta t_1, s^7 = [1; 1; 1]^T$$

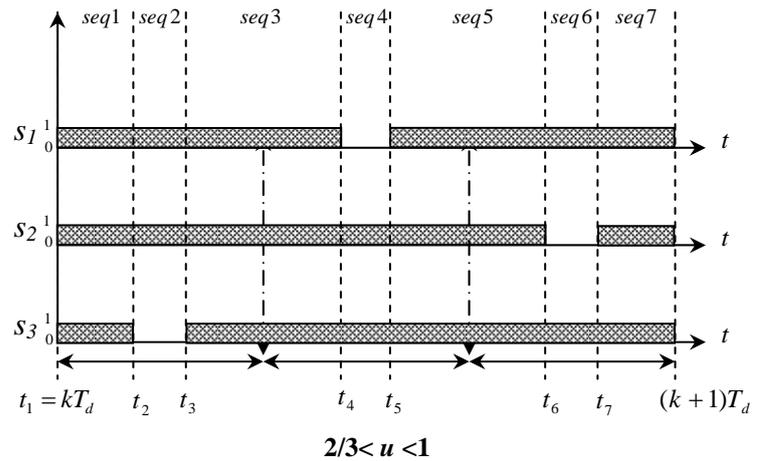


Figure III.5. Les trois configurations possibles dans un convertisseur à trois cellules quand les rapports cycliques sont égaux.

– **Validation du modèle**

➤ **Simulation sans circuit de rééquilibrage**

Dans la figure (III.6) nous avons simulé le démarrage d'un convertisseur à trois cellules en utilisant le modèle instantané (MI) et le MEE à T_d .

Les paramètres de simulation sont:

$$\begin{cases} E = 1800V \\ C_1 = C_2 = 10\mu F \\ L_{ch} = 5mH, R_{ch} = 56\Omega \\ f_d = 5kHz \end{cases} \quad u = \begin{cases} 0.2 & \text{si } t \leq 80ms \\ 0.8 & \text{si } t > 80ms \end{cases} \quad (III.9)$$

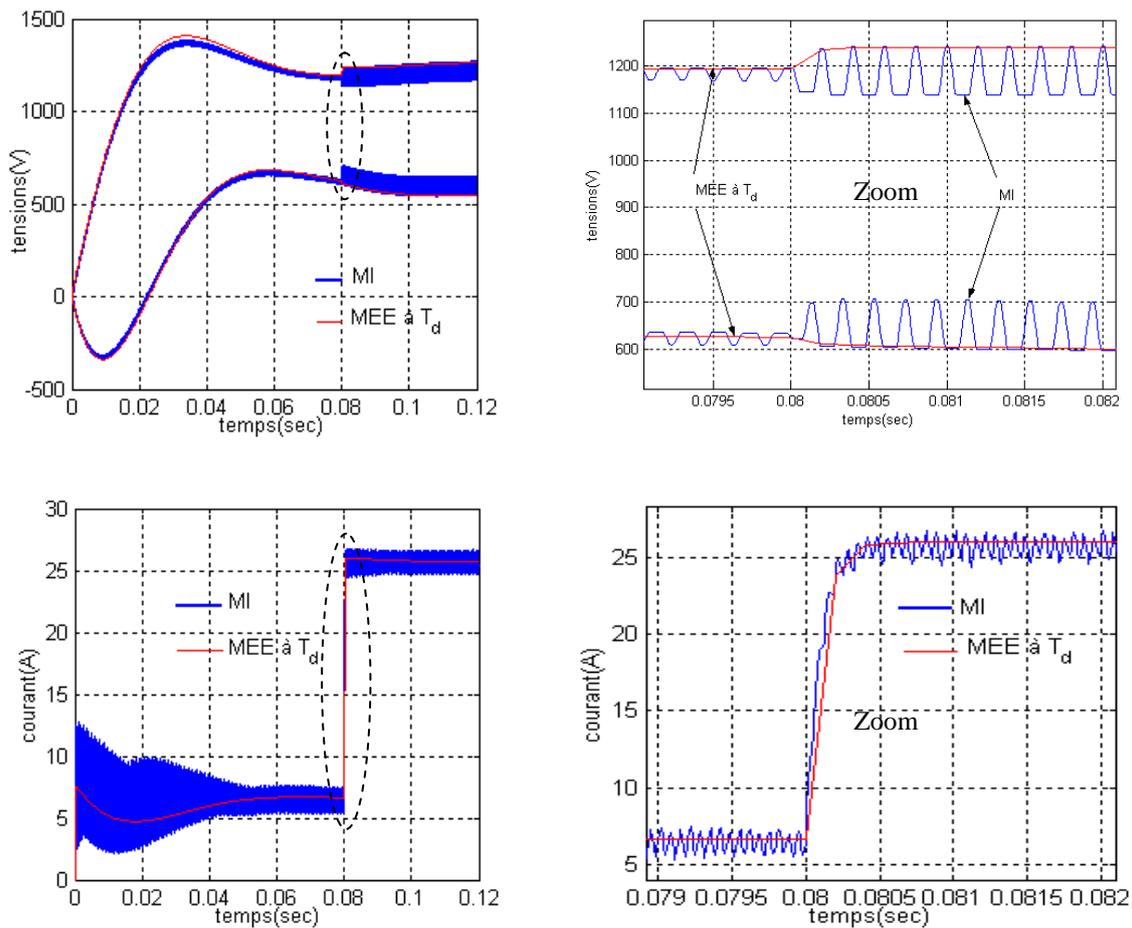
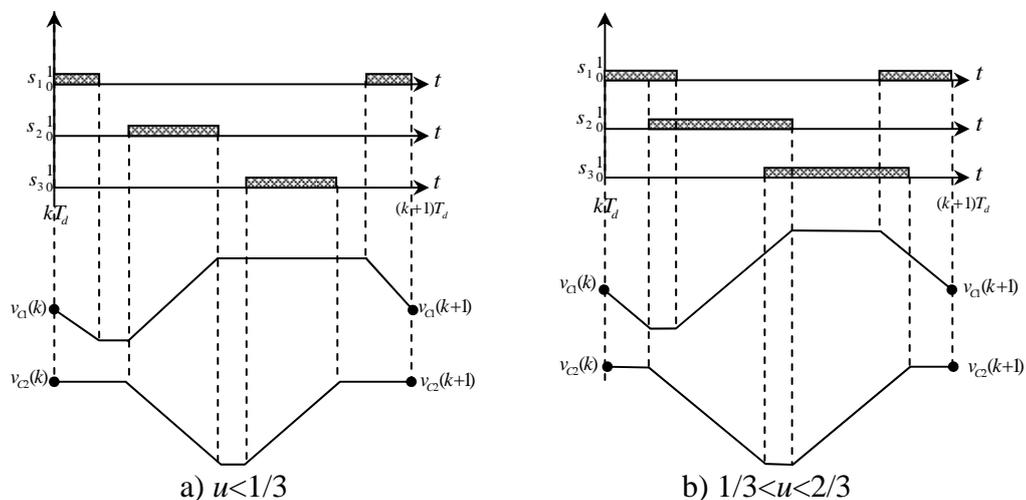


Figure III.6. Validation du MEE à la période T_d

On voit que ce modèle représente exactement le fonctionnement du convertisseur aux instants d'échantillonnage.

Remarque : étant donné que le modèle est un modèle échantillonné à la période T_d , les valeurs des tensions aux instants d'échantillonnages peuvent, suivant le rapport cyclique, correspondre aux valeurs maximales ou minimales des tensions v_{ci} considérées. Ceci est illustré dans la figure (III.7).



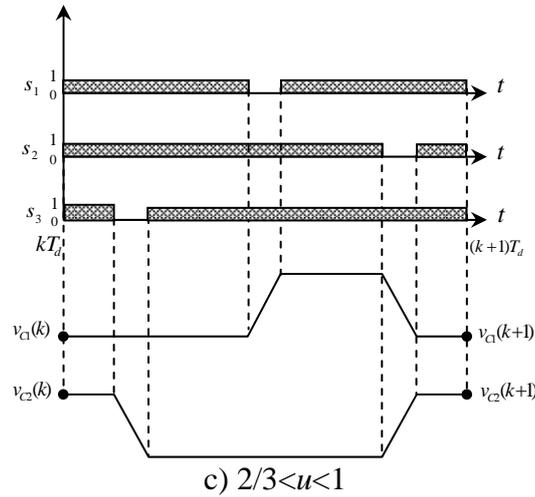


Figure III.7. Les valeurs des tensions aux instants d'échantillonnages pour les trois configurations possibles quand les rapports cycliques sont égaux.

➤ **Simulation avec circuit de rééquilibrage**

Dans le cas d'un convertisseur à trois cellules utilisant un circuit de rééquilibrage (figure III.8), l'ordre du système passe à 5. Le MEE s'obtient avec les mêmes équations vues précédemment (équations III.5, III.7, III.8) et la règle d'enchaînement des séquences est identique. Seules les matrices $A(s)$ et $B(s)$ sont modifiées :

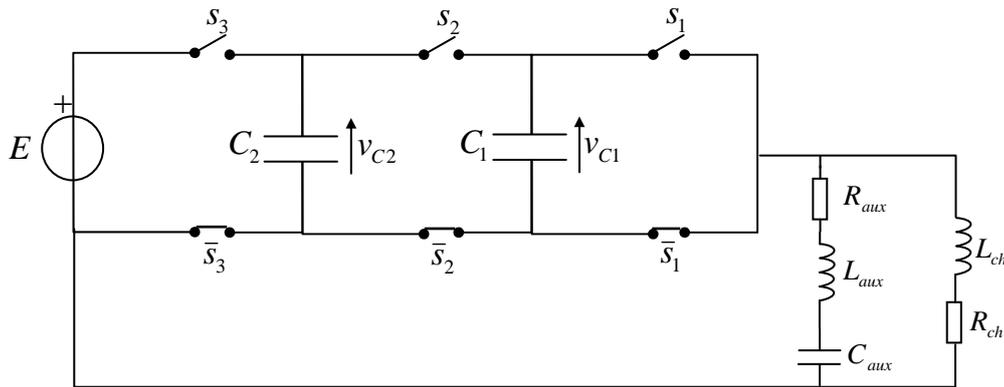


Figure III.8. Convertisseur à trois cellules avec circuit de rééquilibrage.

$$A(s) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & a_1\delta_1 & 0 & a_1\delta_1 \\ 0 & 0 & a_2\delta_2 & 0 & a_2\delta_2 \\ -a_1\delta_1 & -a_2\delta_2 & -b_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{aux} \\ -b_{1aux}\delta_1 & -b_{2aux}\delta_2 & 0 & -b_{1aux} & -b_{0aux} \end{bmatrix}, \quad B(s) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1s_3 \\ 0 \\ b_{1aux}s_3 \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

avec, $X = \begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \\ i_{ch} \\ v_{Caux} \\ i_{Laux} \end{bmatrix}$, $s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix}$, $\delta_1 = s_2 - s_1$, $\delta_2 = s_3 - s_2$, $b_0 = \frac{R_{ch}}{L_{ch}}$, $b_1 = \frac{1}{L_{ch}}$, $a_1 = \frac{1}{C_1}$, $a_2 = \frac{1}{C_2}$,

$$b_{0aux} = \frac{R_{aux}}{L_{aux}}, b_{1aux} = \frac{1}{L_{aux}}, a_{aux} = \frac{1}{C_{aux}}.$$

Dans la figure (III.9) nous avons simulé le démarrage de ce convertisseur avec les paramètres suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} E = \begin{cases} 1800 \text{ V} & \text{si } t \leq 10 \text{ ms} \\ 1500 \text{ V} & \text{sinon} \end{cases} \\ C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F} \\ f_d = 5 \text{ kHz} \\ u = \begin{cases} 0.2 & \text{si } t \leq 80 \text{ ms} \\ 0.8 & \text{sinon} \end{cases} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} R_{ch} = 56 \Omega \\ L_{ch} = 5 \text{ mH} \\ R_{aux} = 10 \Omega \\ L_{aux} = 1 \text{ mH} \\ C_{aux} = 1 \mu\text{F} \end{array} \right. \quad (\text{III.11})$$

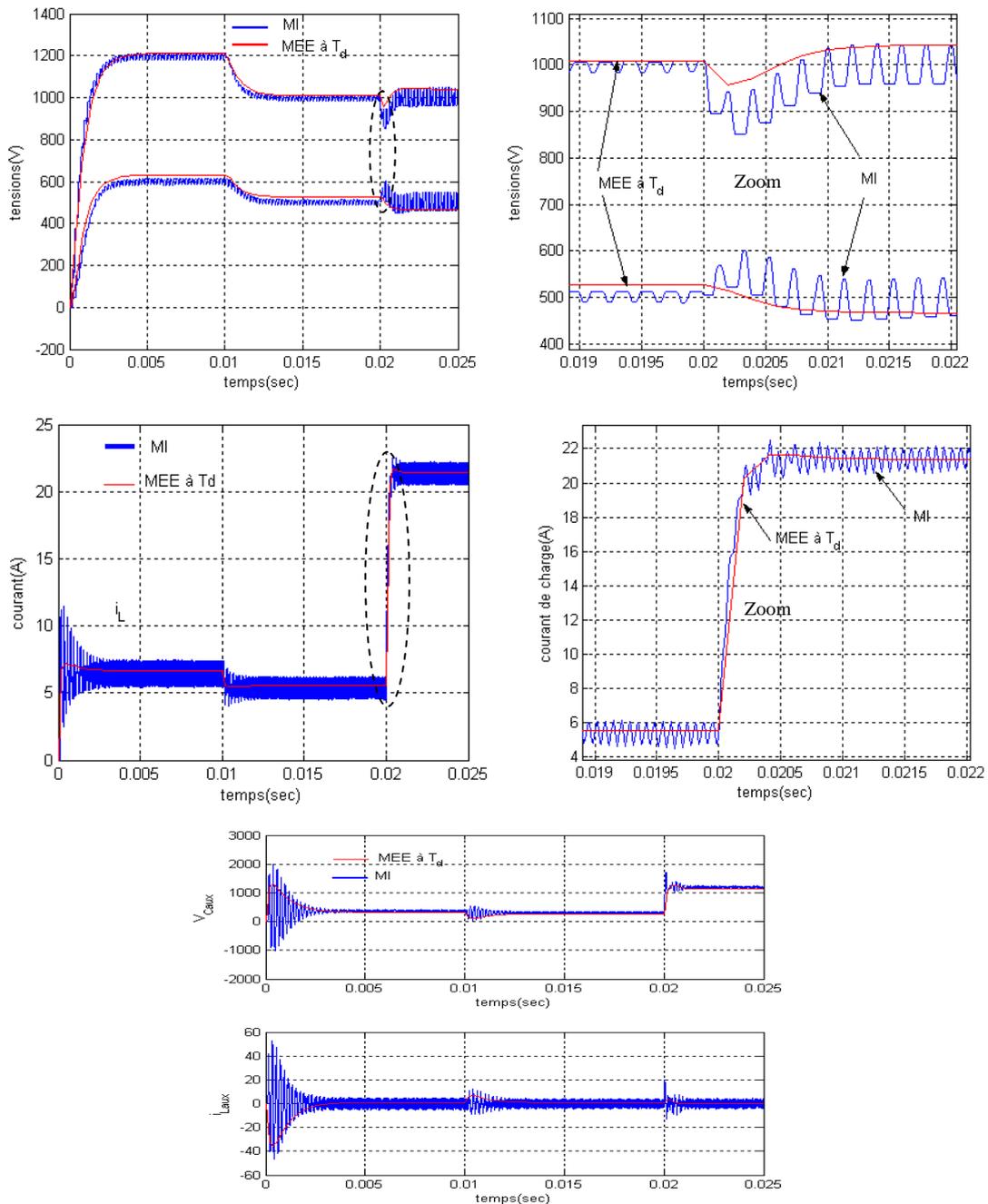


Figure III.9. Validation du MEE à T_d avec circuit de rééquilibrage.

III.3.1.1.3. Fonctionnement en boucle fermée

On a vu, lorsque les rapports cycliques sont égaux, que le nombre de configurations différentes se limitait à trois pour un convertisseur à trois cellules. D'une manière générale, le nombre de configurations différentes est égal au nombre de cellules [2].

Quand les rapports cycliques sont différents, le nombre de configurations possibles augmente considérablement et il devient alors très difficile d'établir les règles d'enchaînement des séquences surtout quand $p > 3$.

Notons que deux configurations contenant les mêmes états pour les interrupteurs mais avec un enchaînement différent, sont différentes vu que le produit matriciel (c.f. équation III.8) n'est pas commutatif. L'ordre des séquences est donc important.

Considérons les variables v_1, v_2, v_3 , définies en fonction des rapports cycliques des trois cellules u_1, u_2, u_3 comme suivant :

Si $0 < u_i \leq 1/3$ donc $v_i = 1$;

Si $1/3 < u_i \leq 2/3$ donc $v_i = 2$; $i = 1, 2, 3$

Si $2/3 < u_i \leq 1$ donc $v_i = 3$;

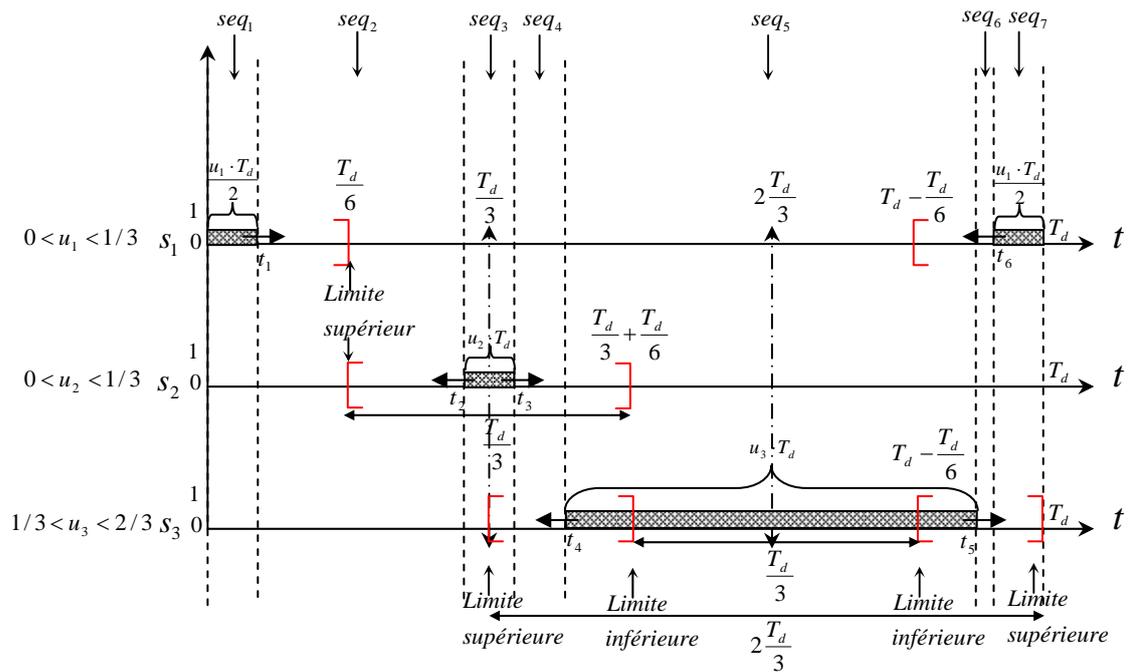
Selon les valeurs des variables v_1, v_2, v_3 il y a 3^3 configurations possibles. Posons $V = [v_1, v_2, v_3]$, les valeurs possibles de V sont :

[1,1,1]	[1,2,1]	[1,3,1]	[2,1,1]	[2,2,1]	[2,3,1]	[3,1,1]	[3,2,1]	[3,3,1]
[1,1,2]	[1,2,2]	[1,3,2]	[2,1,2]	[2,2,2]	[2,3,2]	[3,1,2]	[3,2,2]	[3,3,2]
[1,1,3]	[1,2,3]	[1,3,3]	[2,1,3]	[2,2,3]	[2,3,3]	[3,1,3]	[3,2,3]	[3,3,3]

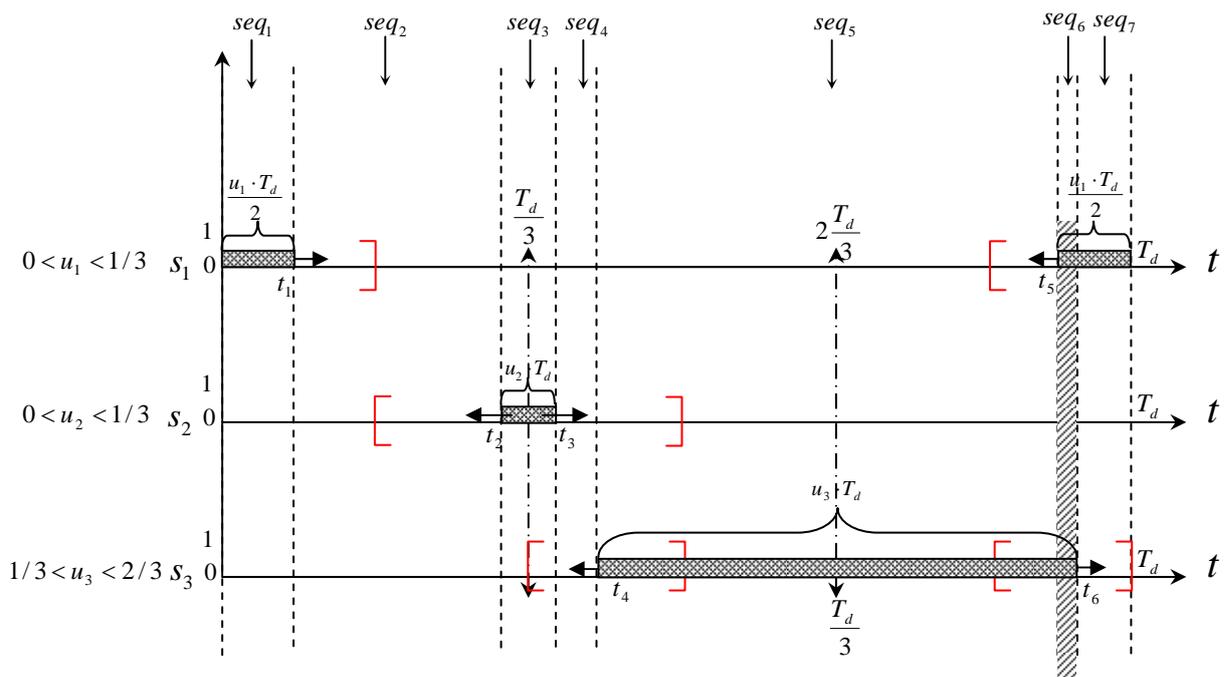
Par la suite on va étudier une seule configuration parmi les 29 configurations précédentes pour les autres on doit procéder par la même manière.

Nous prenons le cas de la configuration $V = [1,1,2]$, par exemple ce ci est équivalent à $0 < u_1 < 1/3, 0 < u_2 < 1/3, 1/3 < u_3 < 2/3$.

Suivant que les états se chevauchent ou non, on distingue quatre possibilités résumées dans la figure suivante :

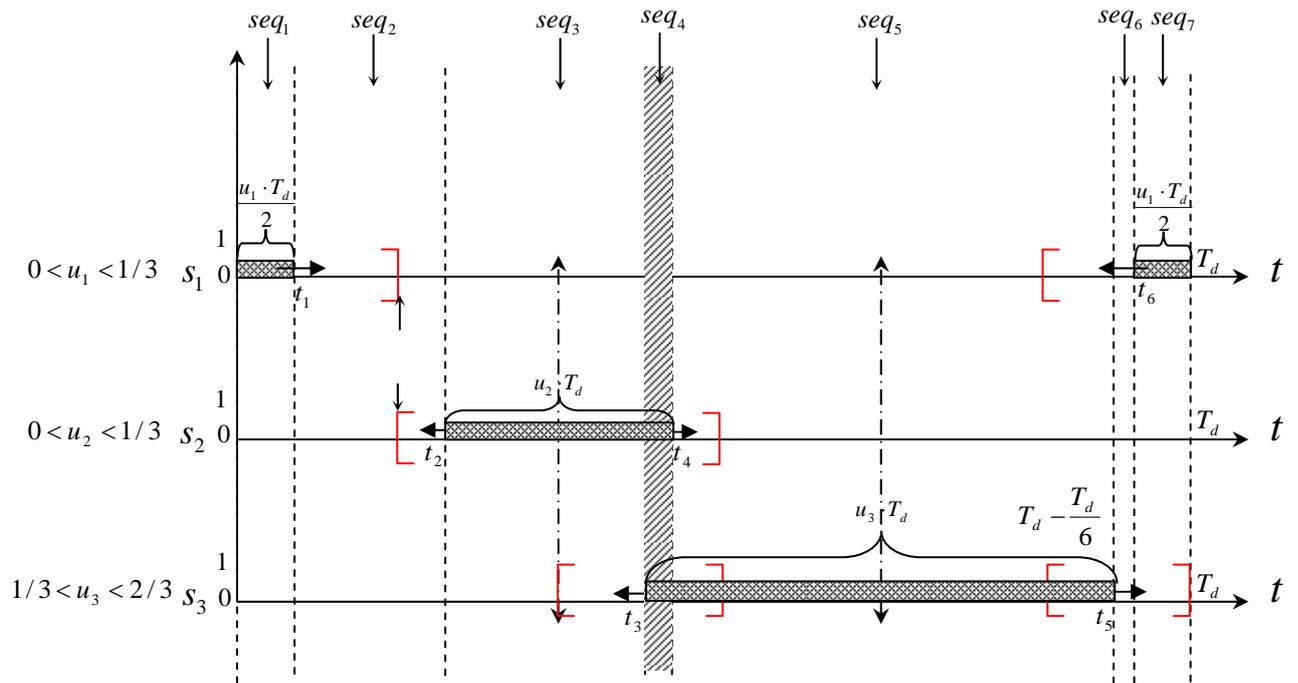


A : cas : 11 pas de chevauchement des états s_i

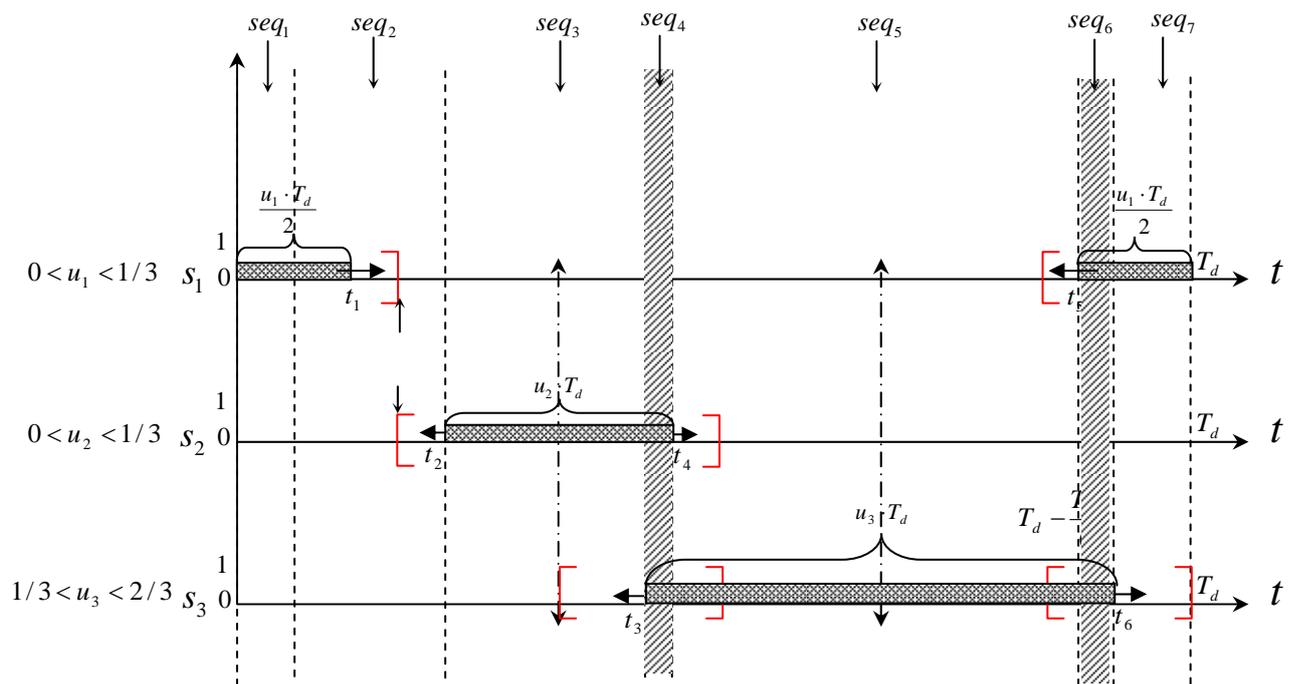


B : cas 12 chevauchement de s_1 avec s_3

Figure III.10. Configurations possibles avec $V=[1,1,2]^T$ (cas 11 et 12).



C : cas 21 chevauchement de s_2 avec s_3



D : cas 22 chevauchement de s_2 avec s_3 et s_1 avec s_3 .

Figure III.10. Configurations possibles avec $V=[1,1,2]^T$ (cas 21 et 22).

Ces possibilités peuvent être représentés par l'algorithme suivant :

Cas ou $0 < u_1 < 1/3 ; 0 < u_2 < 1/3 ; 1/3 < u_3 < 2/3$

$$t_1 = u_1 * T_d / 2, \quad t_2 = T_d / 3 + u_2 * T_d / 2.$$

$$\begin{aligned} dt_1 = t_1 &= (u_1 * T_d / 2); & S_1 &= [1, 0, 0]^T; \\ dt_2 = t_2 - t_1 &= T_d / 3 - (u_1 + u_2) * T_d / 2; & S_2 &= [0, 0, 0]^T; \end{aligned}$$

Si $t_3 < t_4$ (pas de chevauchement de s_2 avec s_3)

$$\begin{aligned} dt_3 = t_3 - t_2 &= u_2 * T_d; & S_3 &= [0, 1, 0]^T; \\ dt_4 = t_4 - t_3 &= T_d / 3 - (u_2 + u_3) * T_d / 2; & S_4 &= [0, 0, 0]^T; \end{aligned}$$

Si $t_5 < t_6$ (pas de chevauchement de s_1 avec s_3)

$$\begin{aligned} dt_5 = t_5 - t_4 &= u_3 * T_d; & S_5 &= [0, 0, 1]^T; \\ dt_6 = t_6 - t_5 &= T_d / 3 - (u_1 + u_3) * T_d / 2; & S_6 &= [0, 0, 0]^T; \\ dt_7 = T_d - t_6 &= (u_1 * T_d / 2); & S_7 &= [1, 0, 0]^T; \end{aligned}$$

Si non (chevauchement de s_1 avec s_3)

$$\begin{aligned} dt_5 = t_5 - t_4 &= (-u_1 + u_3) * T_d / 2 + T_d / 3; & S_5 &= [0, 0, 1]^T; \\ dt_6 = t_6 - t_5 &= (u_1 + u_3) * T_d / 2 - T_d / 3; & S_6 &= [1, 0, 1]^T; \\ dt_7 = T_d - t_6 &= (T_d / 3 - u_3 * T_d / 2); & S_7 &= [1, 0, 0]^T; \end{aligned}$$

Fin

Si non (chevauchement de s_2 avec s_3)

$$\begin{aligned} dt_3 &= (u_2 - u_3) * T_d / 2 + T_d / 3; & S_3 &= [0, 1, 0]^T; \\ dt_4 &= (u_2 + u_3) * T_d / 2 - T_d / 3; & S_4 &= [0, 1, 1]^T; \end{aligned}$$

Si $t_5 < t_6$ (pas de chevauchement de s_1 avec s_3)

$$\begin{aligned} dt_5 &= (u_3 - u_2) * T_d / 2 + T_d / 3; & S_5 &= [0, 0, 1]^T; \\ dt_6 &= T_d / 3 - (u_1 + u_3) * T_d / 2; & S_6 &= [0, 0, 0]^T; \\ dt_7 &= (u_1 * T_d / 2); & S_7 &= [1, 0, 0]^T; \end{aligned}$$

Si non (chevauchement de s_1 avec s_3)

$$\begin{aligned} dt_5 &= 2 * T_d / 3 - (u_2 + u_1) * T_d / 2; & S_5 &= [0, 0, 1]^T; \\ dt_6 &= (u_1 + u_3) * T_d / 2 - T_d / 3; & S_6 &= [1, 0, 1]^T; \\ dt_7 &= (T_d / 3 - u_3 * T_d / 2); & S_7 &= [1, 0, 0]^T; \end{aligned}$$

Fin

Fin

Il y a quatre possibilités de cette séquence :

11, 12, 21, 22.

Avec le cas 11 (par exemple):

$$t_3 = T_d / 3 + u_2 * T_d / 2, \quad t_4 = 2 * T_d / 3 - u_3 * T_d / 2, \quad t_5 = 2 * T_d / 3 + u_3 * T_d / 2, \quad t_6 = T_d - u_1 * T_d / 2.$$

– Validation du modèle

La validation de ce modèle est montrée par la simulation de la figure (III.11.) pour un convertisseur à trois cellules utilisant la commande non linéaire.

-Les paramètres du convertisseur sont :

$$\begin{cases} C_1 = C_2 = 40\mu F \\ L_{ch} = 1.5mH \\ R_{ch} = 10\Omega \\ f_d = 16kHz \end{cases} \quad (III.12)$$

-Les paramètres de la commande sont :

$$\begin{cases} Kp_1 = Kp_2 = 3000, Kp_3 = 20000, \\ \text{taux} = 200.10^{-6}, K_i = Kp_3.\text{taux}, \end{cases} \quad (III.13)$$

-Le profil de la commande est le suivant:

$$\begin{cases} \text{à } t = 0 \quad \rightarrow \text{démarrage du convertisseur avec } E=1800 \text{ V, } i_{ch \text{ réf}}=100\text{A} \\ \text{à } t = 5\text{ms} \rightarrow \text{échelon de } i_{ch \text{ réf}} \text{ de } -40\text{A} \\ \text{à } t = 7\text{ms} \rightarrow \text{échelon de } E \text{ de } -300\text{V} \\ \text{à } t = 8\text{ms} \rightarrow \text{échelon de } i_{ch \text{ réf}} \text{ de } +30\text{A} \end{cases}$$

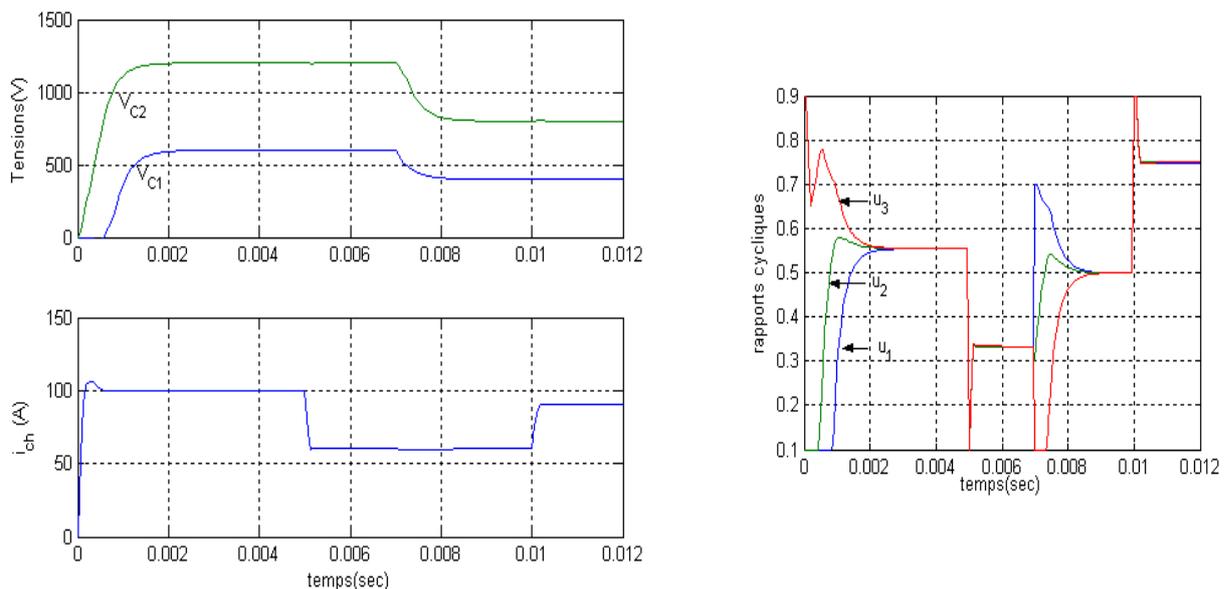


Figure III.11. Validation du MEE à T_d dans le cas d'un convertisseur à trois cellules en boucle fermée

III.3.1.2 Modèle exact échantillonné à un tiers de période de découpage

En procédant de manière identique à celle de l'MEE à T_d , il est possible d'obtenir un modèle exact échantillonné à $T_d/3$. Ce modèle est décrit par les équations :

$$X(k + \frac{j}{3}) = F^j . X(k + \frac{j-1}{3}) + G^j . E \quad j=1, 2, 3 \quad (III.14)$$

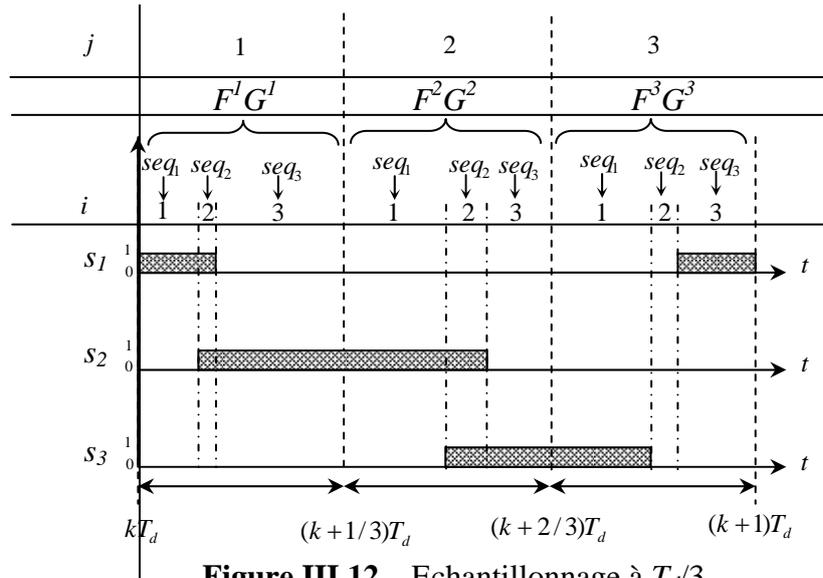


Figure III.12. Echantillonnage à $T_d/3$.

$$\begin{cases} F^j = \prod_{i=1}^3 F_i \\ G^j = \prod_{i=1}^3 G_i \end{cases} \quad (III.15)$$

où F^j et G^j matrice d'état et matrice d'entrée du modèle sur chaque tiers de période de découpage (figure III.12).

– Validation du modèle

➤ Simulation sans circuit de rééquilibrage

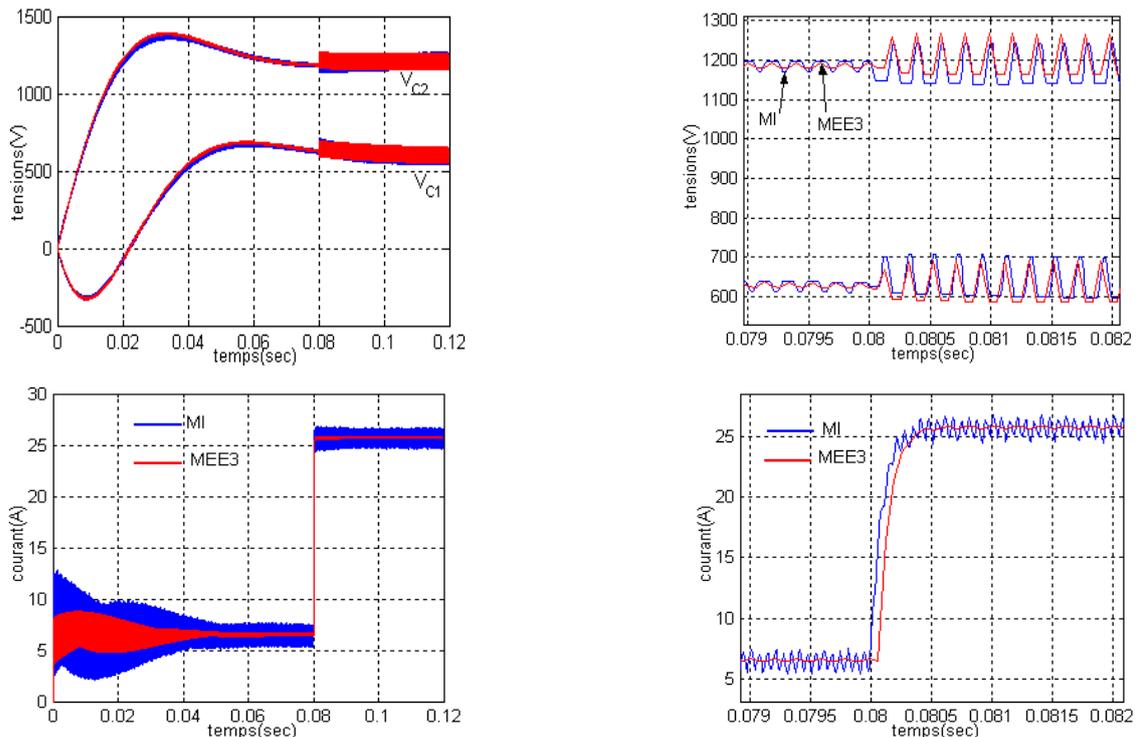


Figure III.13. Validation du MEE à $T_d/3$ sans circuit de rééquilibrage.

➤ Simulation avec circuit de rééquilibrage

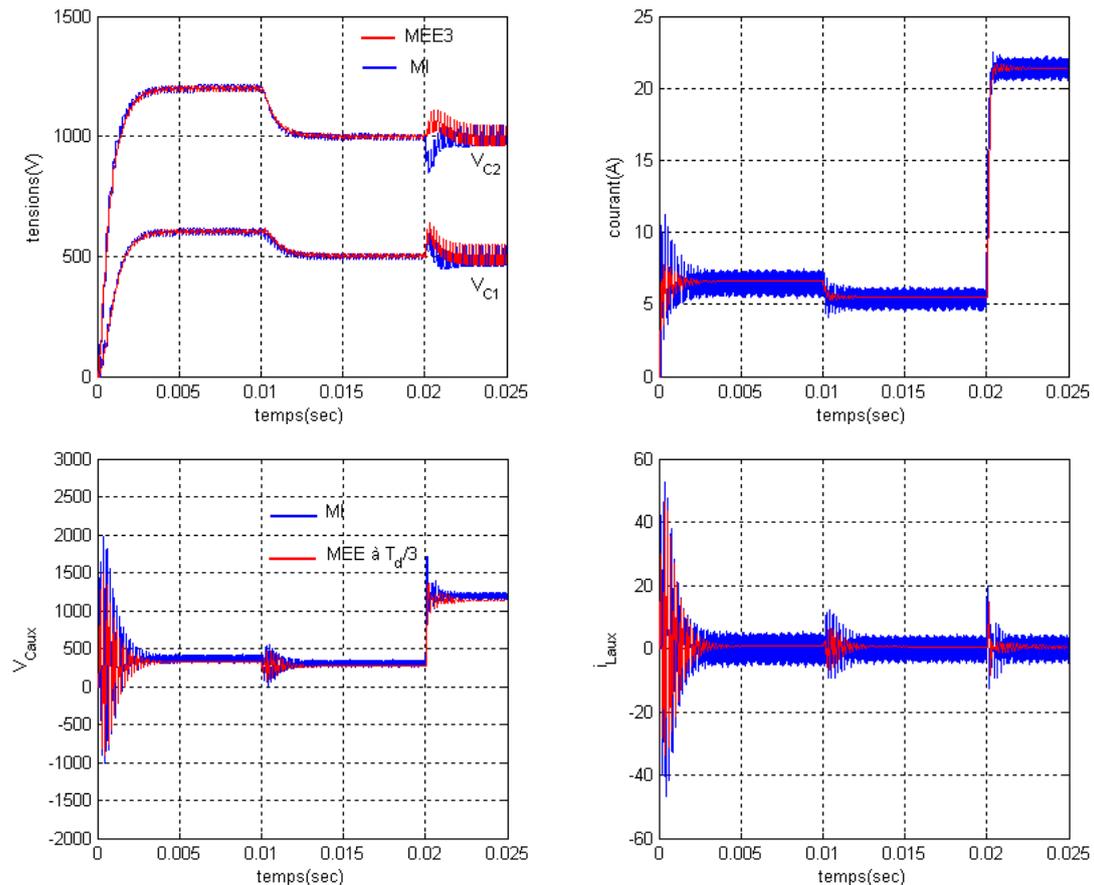


Figure III.14. Validation du MEE à $T_d/3$ avec circuit de rééquilibrage.

III.3.2 Modèle moyen sur un tiers de période de découpage

Le modèle présenté plus haut est un modèle exact du convertisseur mais ne peut être implanté en temps réel vu sa complexité de mise en œuvre et le volume de calcul important qu'il nécessite. En effet, une fois les matrices F_j et G_j déterminées, il faut calculer en temps réel sept produits matriciels pour déterminer uniquement la matrice F (c.f. équation III.8). L'autre inconvénient de ce modèle est qu'il est difficilement généralisable. Il est donc nécessaire d'utiliser un modèle plus simple pour représenter le système.

Dans cette section nous proposons un autre modèle pour un convertisseur à trois cellules, basé sur une approche aux valeurs moyennes. Ce modèle est appelé modèle moyen sur un tiers de période de découpage (MM3) et représente un bon compromis entre la précision et la simplicité de mise en œuvre. Son idée est simple et facilement généralisable à un nombre de cellules quelconque.

III.3.2.1 Principe

Le principe du modèle moyen sur $T_d/3$ consiste à remplacer les grandeurs instantanées dans (III.1) par leurs valeurs moyennes sur un tiers de période de découpage. Ceci, n'est bien entendu valable que si les constantes de temps du convertisseur sont supérieures à $T_d/3$. Ainsi, sur chaque période de découpage T_d , nous obtenons trois modèles différents décrivant chacun, le comportement moyen du système sur un tiers de période. Il est important de noter que ce modèle ne peut représenter correctement la dynamique de l'équilibrage naturel vu que les harmoniques

ne sont pas entièrement pris en compte. Mais comme l'objectif est de réaliser une commande du convertisseur sans capteurs de tensions flottantes, on peut négliger les dynamiques d'équilibrage naturel devant la dynamique désirée en boucle fermée [2].

III.3.2.2 Mise en équation

Dans la figure (III.15) nous avons représenté sur une période de découpage, les trois signaux de commande s_1, s_2, s_3 appliqués au convertisseur ainsi que leurs moyennes sur $T_d/3$. Ces moyennes donnent lieu à un nouveau vecteur de rapports cycliques par tiers de période de découpage [2]:

$$t \in \left[\left(k + \frac{j-1}{3} \right) T_d, \left(k + \frac{j}{3} \right) T_d \right] \rightarrow u_i^j = (u_1^j, u_2^j, u_3^j)^T, \quad j=1,2,3 \quad (\text{III.16})$$

$$\text{avec : } u_i^j = \langle s_i \rangle_{T_d/3}^j = \frac{3}{T_d} \int_{\frac{j-1}{3}T_d}^{\frac{j}{3}T_d} s_i dt, \quad i,j=1,2,3 \quad (\text{III.17})$$

En remplaçant le vecteur de commande s dans le modèle instantané (équation III.3) par sa valeur moyenne sur chaque tiers de période, on obtient trois modèles continus par période de découpage :

$$\langle \dot{x} \rangle^j = A_m^j \langle x \rangle^j + B_m^j E, \quad j=1,2,3 \quad (\text{III.18})$$

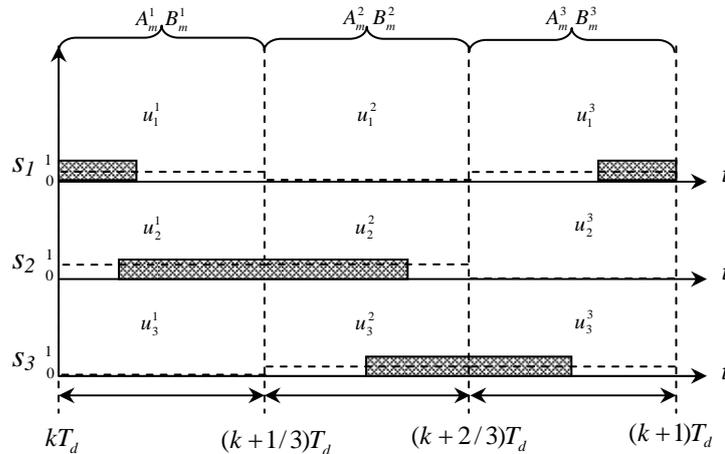


Figure III.15. Principe du modèle moyen sur un tiers de période

avec :

$$A_m^j = \begin{bmatrix} 0 & 0 & u_1(u_2^j - u_1^j) \\ 0 & 0 & u_2(u_3^j - u_2^j) \\ -b_1(u_2^j - u_1^j) & -b_1(u_3^j - u_2^j) & -b_0 \end{bmatrix}, \quad B_m^j = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 u_3^j \end{bmatrix}, \quad (\text{III.19})$$

$$b_0 = \frac{R_{ch}}{L_{ch}}, \quad b_1 = \frac{1}{L_{ch}}, \quad a_1 = \frac{1}{C_1}, \quad a_2 = \frac{1}{C_2},$$

Les grandeurs $\langle u_i^j \rangle_{i,j=1,2,3}$ peuvent facilement être déterminées en fonction de la valeur des rapports cycliques appliqués au convertisseur :

$$u_i = \frac{3}{T_d} \int_{kT_d}^{(k+1)T_d} s_i dt \quad (\text{c.f. tableau III.1}).$$

Les trois équations continues (équation III.18) sont ensuite échantillonnées avec une période de $T_d/3$ en adoptant une approximation de l'exponentielle de matrice du second ordre. On obtient, ainsi, trois modèles discrets par période de découpage mettant en relation l'état à l'instant $(k + j/3)T_d$ en fonction de l'état à l'instant $(k + (j-1)/3)T_d$:

$$x(k + \frac{j}{3}) = F_m^j \cdot x(k + \frac{j-1}{3}) + G_m^j E(k), \quad j=1,2,3, \quad k \in \mathbb{N} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_m^j = e^{A_m^j \frac{T_d}{3}} \approx I + A_m^j \frac{T_d}{3} + \frac{1}{2} (A_m^j)^2 \left(\frac{T_d}{3}\right)^2 \\ G_m^j \approx \left(I \cdot \frac{T_d}{3} + \frac{1}{2} A_m^j \left(\frac{T_d}{3}\right)^2 \right) \cdot B_m^j \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Tableau III.1 Calcul des durées de conduction moyennes sur $T_d/3$

u_i^j	$j=1$ $t \in \left[kT_d, \left(k + \frac{1}{3}\right)T_d \right]$	$j=2$ $t \in \left[\left(k + \frac{1}{3}\right)T_d, \left(k + \frac{2}{3}\right)T_d \right]$	$j=3$ $t \in \left[\left(k + \frac{2}{3}\right)T_d, (k+1)T_d \right]$
$u_1^j =$	$\begin{cases} \frac{3}{2}u_1, & \text{si } u_1 \leq \frac{2}{3} \\ 1, & \text{sinon} \end{cases}$	$\begin{cases} 0, & \text{si } u_1 \leq \frac{2}{3} \\ 3u_1 - 2, & \text{sinon} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{3}{2}u_1, & \text{si } u_1 \leq \frac{2}{3} \\ 1, & \text{sinon} \end{cases}$
$u_2^j =$	$\begin{cases} \frac{3}{2}u_2, & \text{si } u_2 \leq \frac{2}{3} \\ 1, & \text{sinon} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{3}{2}u_2, & \text{si } u_2 \leq \frac{2}{3} \\ 1, & \text{sinon} \end{cases}$	$\begin{cases} 0, & \text{si } u_2 \leq \frac{2}{3} \\ 3u_2 - 2, & \text{sinon} \end{cases}$
$u_3^j =$	$\begin{cases} 0, & \text{si } u_3 \leq \frac{2}{3} \\ 3u_3 - 2, & \text{sinon} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{3}{2}u_3, & \text{si } u_3 \leq \frac{2}{3} \\ 1, & \text{sinon} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{3}{2}u_3, & \text{si } u_3 \leq \frac{2}{3} \\ 1, & \text{sinon} \end{cases}$

Ce modèle est donc un modèle moyen sur un tiers de période échantillonné à $T_d/3$.

Il est aussi possible, à partir des équations (III.20), d'exprimer l'évolution de l'état en fin de période $x(k+1) = x(t = (k+1)T_d)$ en fonction de l'état en début de période $x(k) = x(t = kT_d)$. Ce modèle est donné par :

$$x(k+1) = F_m(u) \cdot x(k) + G_m(u) E(k), \quad k \in \mathbb{N} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_m(u) = \prod_{j=1}^3 F_m^j = F_m^3 \cdot F_m^2 \cdot F_m^1 \\ G_m(u) = \sum_{i=1}^3 \left(\prod_{j=i+1}^3 F_m^j \right) G_m^i = F_m^3 \cdot F_m^2 \cdot G_m^1 + F_m^3 \cdot G_m^2 + G_m^3 \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Il correspond donc au modèle moyen sur un tiers de période, échantillonné à T_d .

– Validation du modèle

Afin de valider ce modèle, nous avons fait une comparaison de ce modèle dans deux cas différents de la période d'échantillonnage T_d et $T_d/3$. La simulation est effectuée pour un convertisseur à trois cellules avec la commande non linéaire.

➤ Simulation en boucle ouverte

-Les paramètres du convertisseur sont :

$$\begin{cases} C_1 = C_2 = 10\mu F, R_{ch} = 56\Omega, L_{ch} = 5mH \\ f_d = 5kHz, \quad u = 0.2 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

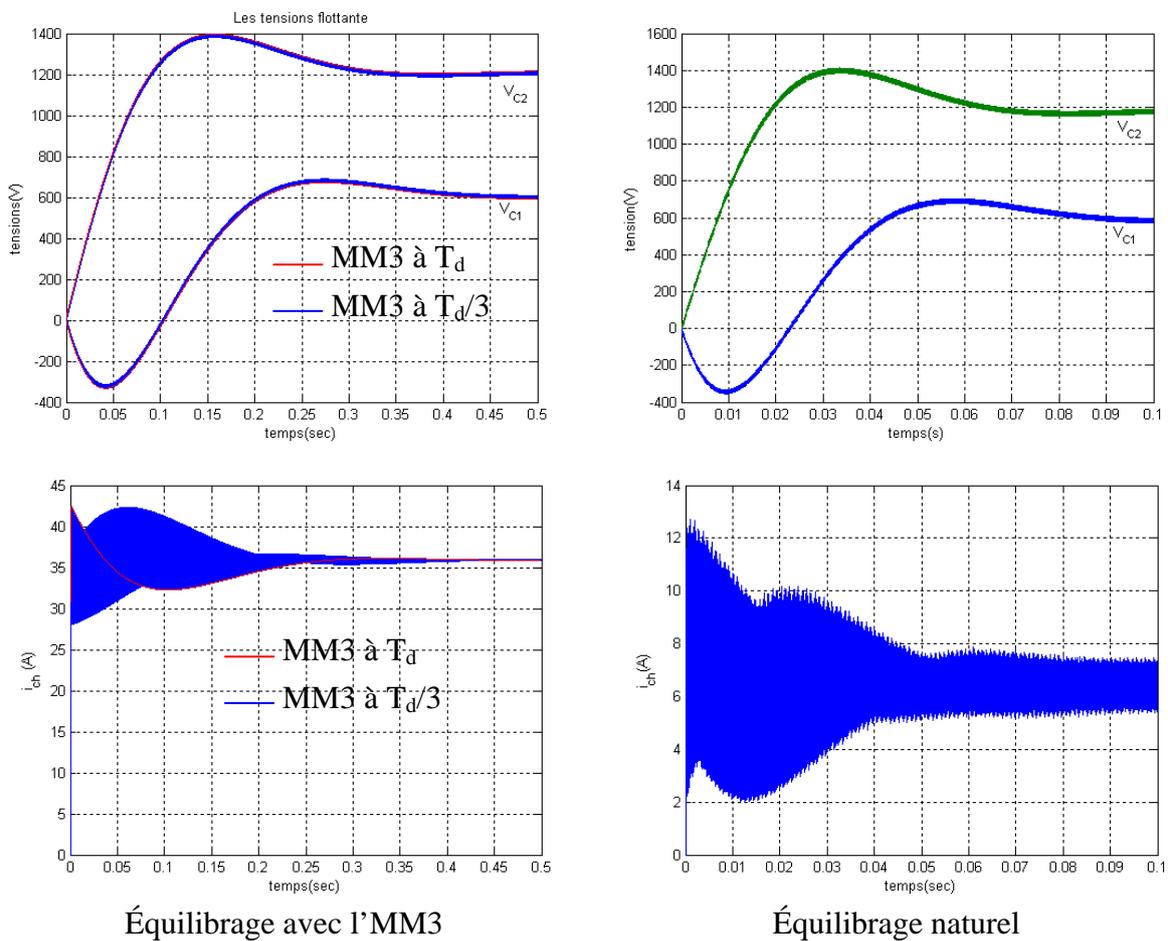


Figure III.16 Validation du MM3 en boucle ouverte sans circuit de rééquilibrage.

Remarque : En remarque que le MM3 à (T_d ou $T_d/3$) ne permet, toutefois pas, de reproduire correctement les dynamiques de l'équilibrage naturel.

➤ Simulation en boucle fermée

-Les paramètres du convertisseur et de la commande sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 = C_2 = 40\mu F \\ L_{ch} = 1.5mH \\ R_{ch} = 10\Omega \\ f_d = 16kHz \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} Kp_1 = 3000, Kp_2 = Kp_1, Kp_3 = 20000, \\ \tau_{aux} = 200.10^{-6}, K_i = Kp_3.\tau_{aux}, \end{array} \right. \quad (III.25)$$

-Le profil de la commande est le suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{à } t = 0 \quad \rightarrow \text{démarrage du convertisseur avec } E=1800 \text{ V, } i_{ch \text{ réf}}=100A \\ \text{à } t = 5ms \rightarrow \text{échelon de } i_{ch \text{ réf}} \text{ de } -40A \\ \text{à } t = 7ms \rightarrow \text{échelon de } E \text{ de } -600V \\ \text{à } t = 8ms \rightarrow \text{échelon de } i_{ch \text{ réf}} \text{ de } +30A \end{array} \right.$$

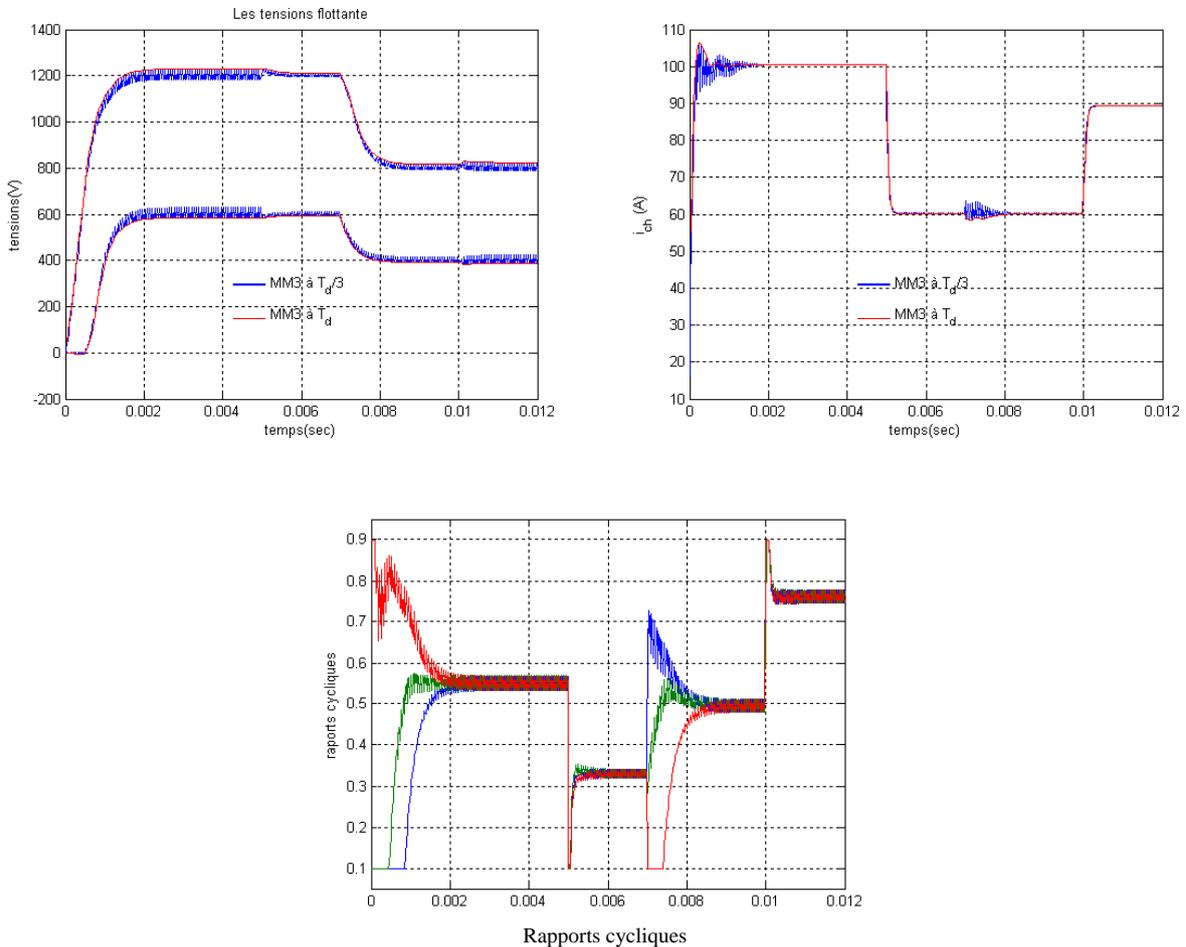


Figure III.17. Validation du MM3 en BF avec la commande non linéaire pour une période d'échantillonnage de $T_d/3$ et T_d .

La figure (III.17.) montre que le MM3 échantillonné à la période de découpage représente assez fidèlement le comportement du convertisseur en régime transitoire.

Avec un échantillonnage égal à $T_d/3$, le MM3 fait apparaître les harmoniques à la fréquence de découpage sur le courant. Ces harmoniques n'apparaissent que lorsque les tensions flottantes sont déséquilibrées.

III.3.2.3 Généralisation à un convertisseur à p cellules

L'extension du MM3 au cas général d'un convertisseur à p cellules correspond au modèle moyen sur T_d/p (MMp). Dans ce modèle, on calcule la moyenne des entrées s_i dans chaque intervalle $t \in [(k + (j-1)/p)T_d, (k + j/p)T_d]$, ($i, j = 1, \dots, p$) [2]:

$$t \in [(k + (j-1)/p)T_d, (k + j/p)T_d] \rightarrow u_i^j = \frac{P}{T_d} \int_{\frac{j-1}{p}T_d}^{\frac{j}{p}T_d} s_i dt, \quad (i, j = 1, \dots, p) \quad (\text{III.26})$$

En procédant de la même manière que pour le MM3, on obtient p équations continues par période de découpage :

$$\langle \dot{x} \rangle^j = A_m^j \langle x \rangle^j + B_m^j \cdot E, \quad j = 1, \dots, p \quad (\text{III.27})$$

avec,

$$A_m^j = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & u_1 \Delta_1^j \\ 0 & 0 & \dots & 0 & u_2 \Delta_2^j \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & u_{p-1} \Delta_{p-1}^j \\ -b_1 \Delta_1^j & -b_1 \Delta_2^j & \dots & -b_1 \Delta_{p-1}^j & -b_0 \end{bmatrix}, \quad B_m^j = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b_1 u_p^j \end{bmatrix},$$

$$\text{où } b_0 = \frac{R_{ch}}{L_{ch}}, \quad b_1 = \frac{1}{L_{ch}}, \quad a_i = \frac{1}{C_i}, \quad \Delta_i^j = u_{i+1}^j - u_i^j,$$

Ces équations sont ensuite intégrées sur leurs intervalles de définition respectifs. On obtient ainsi p équations récurrentes représentant le MMp échantillonné à T_d/p :

$$x(k + \frac{j}{p}) = F_m^j \cdot x(k + \frac{j-1}{p}) + G_m^j E(k), \quad j = 1, \dots, p \quad (\text{III.28})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_m^j = e^{A_m^j \frac{T_d}{p}} \approx I + A_m^j \cdot \frac{T_d}{p} + \frac{1}{2} (A_m^j)^2 \left(\frac{T_d}{p} \right)^2 \\ G_m^j \approx \left(I \cdot \frac{T_d}{p} + \frac{1}{2} A_m^j \left(\frac{T_d}{p} \right)^2 \right) \cdot B_m^j \end{cases}$$

A partir de ces équations récurrentes, le modèle global échantillonné avec une période de T_d est donné par:

$$x(k+1) = F_m(u) \cdot x(k) + G_m(u) E(k), \quad k \in \mathbb{N} \quad (\text{III.29})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_m(u) = \prod_{j=1}^p F_m^j = F_m^p \cdot F_m^{p-1} \dots F_m^1 \\ G_m(u) = \sum_{i=1}^p \left(\prod_{j=i+1}^p F_m^j \right) \cdot G_m^i \end{cases}$$

III.3.3 Observabilité du convertisseur avec les modèles échantillonnés.

III.3.3.1 Observabilité du convertisseur avec le MEE à T_d

Nous allons dans cette section, évaluer l'observabilité d'un convertisseur à trois cellules, lorsque seul le courant de charge est mesuré. Le MEE à T_d du convertisseur est donné par :

$$\begin{cases} x(k+1) = F(u) \cdot x(k) + G(u) \cdot E(k) \\ y(k) = x_3(k) = C \cdot x(k) \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

avec, $x(k) = [v_{C1}(k), v_{C2}(k), i_{ch}(k)]^T$ et $u = [u_1, u_2, u_3]^T$.

Ce modèle est non stationnaire vu que les matrices F et G dépendent des rapports cycliques appliqués au convertisseur.

En régime permanent, ces rapports cycliques sont égaux et constants. Le modèle du convertisseur est dans ce cas stationnaire.

Dans la figure (III.18) nous avons tracé le déterminant de la matrice d'observabilité du système discret $Q_0(u) = \begin{pmatrix} C \\ CF(u) \\ CF^2(u) \end{pmatrix}$ en fonction du rapport cyclique $u = u_1 = u_2 = u_3$.

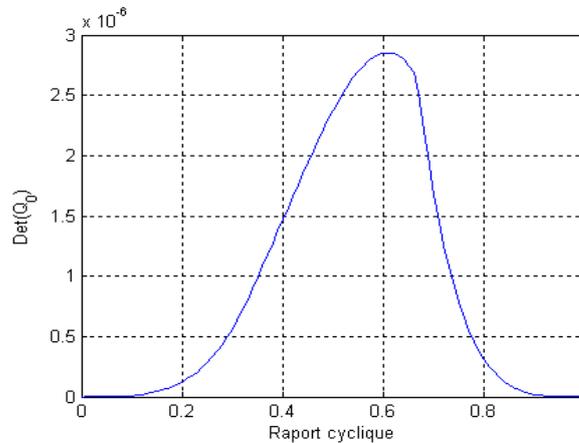


Figure III.18. Déterminant de la matrice d'observabilité avec le MEE à T_d .

On voit alors que les tensions flottantes sont observables par la mesure du courant de sortie, quel que soit $u \in]0,1[$.

III.3.3.2 Observabilité du convertisseur avec le MM3 échantillonné à T_d .

Nous allons maintenant tester l'observabilité du convertisseur avec le MM3 échantillonné à T_d . Nous rappelons que la sortie du système correspond au courant dans la charge:

$$y = i_{ch} = C \cdot X, \quad C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (\text{III.31})$$

Afin de vérifier l'observabilité, nous considérons le cas particulier où le convertisseur est en régime permanent. Le MM3 est donc linéaire et le teste d'observabilité peut être utilisé.

La matrice d'observabilité est donnée par :

$$Q_0(u) = \begin{pmatrix} C \\ C.F_m(u) \\ C.F_m^2(u) \end{pmatrix} \quad (\text{III.32})$$

La figure (III.19) montre la variation du déterminant de la matrice $Q_0(u)$, calculée avec le MM3 en fonction du rapport cyclique.

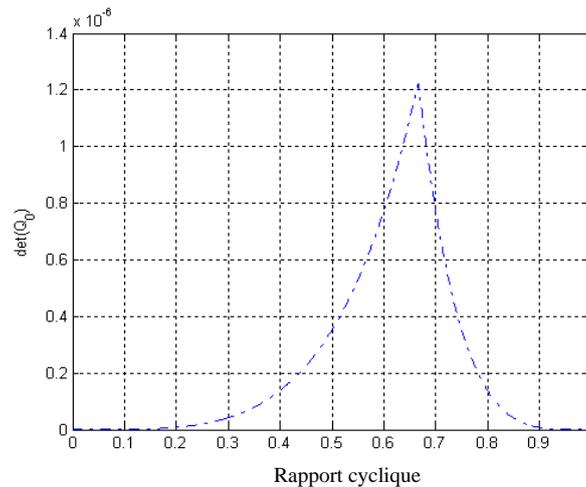


Figure III.19. Déterminant de la matrice d'observabilité avec le MM3.

On voit alors, que le MM3 échantillonné à T_d reste théoriquement observable $\forall u \in]0, 1[$.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté et étudié deux modèles pour un convertisseur à trois cellules, le modèle exact échantillonné et le modèle moyen sur un tiers de période de découpage.

Le modèle exact échantillonné représente exactement le comportement du système aux instants d'échantillonnage. Toutefois, ce modèle nécessite un nombre de calcul important qui rend son implantation en temps réel non envisageable.

Afin de réduire le volume de calcul et obtenir un modèle simple à réaliser, nous avons vu un autre modèle basé, cette fois-ci, sur une approche aux valeurs moyennes. Les moyennes des variables sont, par contre, calculées sur un tiers de période de découpage contrairement au modèle moyen classique. Ce modèle, appelé modèle moyen sur $T_d/3$, est plus simple que le modèle exact et peut être généralisé à un nombre de cellules quelconque.

Ces deux modèles nous ont permis de vérifier l'observabilité du convertisseur lorsque le courant dans la charge est mesuré une fois par période de découpage. Cette observabilité a été testée lorsque les rapports cycliques sont égaux. Ils seront utilisés dans le chapitre suivant pour le développement d'observateurs discrets.

Chapitre IV

Observateurs des condensateurs flottants dans les convertisseurs multicellulaires séries

IV.1 Introduction :

Dans tous les problèmes de commande, et pour certains systèmes, la connaissance de toutes les variables d'état est une nécessité. L'utilisation des capteurs pour la mesure est possible mais entraîne une augmentation du coût et de l'encombrement du système, surtout lorsque le nombre de variables est grand. Il faut donc trouver une méthode qui permet de connaître l'état du système à partir de la connaissance des entrées et d'un nombre minimum de mesures. La fonction qui réalise la déduction du vecteur d'état à partir des connaissances des entrées et des sorties du système est appelée *observateur*.

On a vu au chapitre précédent, qu'il serait judicieux de faire la synthèse d'un observateur avec un modèle échantillonné à la période de découpage afin de contenir toutes les séquences de fonctionnement du convertisseur, et par conséquent, s'affranchir du traitement des singularités inévitable avec le modèle instantané. L'étude d'un observateur discret nommé « observateur de Luenberger » fera l'objet de ce dernier chapitre.

Une autre solution basée sur le modèle instantané, sera traitée dans la dernière section de ce chapitre connue sous le nom « pseudo-observateur » qui est un observateur sans dynamique, basé sur un algorithme de mesure-reconstruction.

IV.2 Observateur échantillonné de Luenberger

Cette partie est consacrée à l'étude d'un observateur de Luenberger échantillonné à la période de découpage du convertisseur. L'objectif est, bien entendu, d'observer les tensions aux bornes des capacités flottantes par la mesure du courant dans la charge ou dans le circuit de rééquilibrage. On verra que le fait d'utiliser un modèle échantillonné à la période de découpage permet de s'affranchir des problèmes de singularités connus avec le modèle instantané.

IV.2.1 Théorie

IV.2.1.1 Structure de l'observateur

Considérons le système linéaire échantillonné ci-dessous :

$$x(k+1) = Fx(k) + Gu(k) \quad (\text{IV. 1})$$

où $x(k) \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur d'état et $u(k) \in \mathbb{R}^q$ le vecteur d'entrée.

Le but d'un observateur est de restituer le vecteur d'état $x(k)$ à partir d'un nombre minimal de mesures (m). La sortie du système à observer est donc :

$$y(k) = C \cdot x(k), \quad y \in \mathbb{R}^m, \quad \text{et } C \in \mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^n, \quad m < n \quad (\text{IV. 2})$$

Le diagramme structurel du système à régler et de son observateur est montré dans la figure (IV.1) où $\hat{x}(k)$ représente l'état observé et $\hat{y}(k) = C \cdot \hat{x}(k)$ [2].

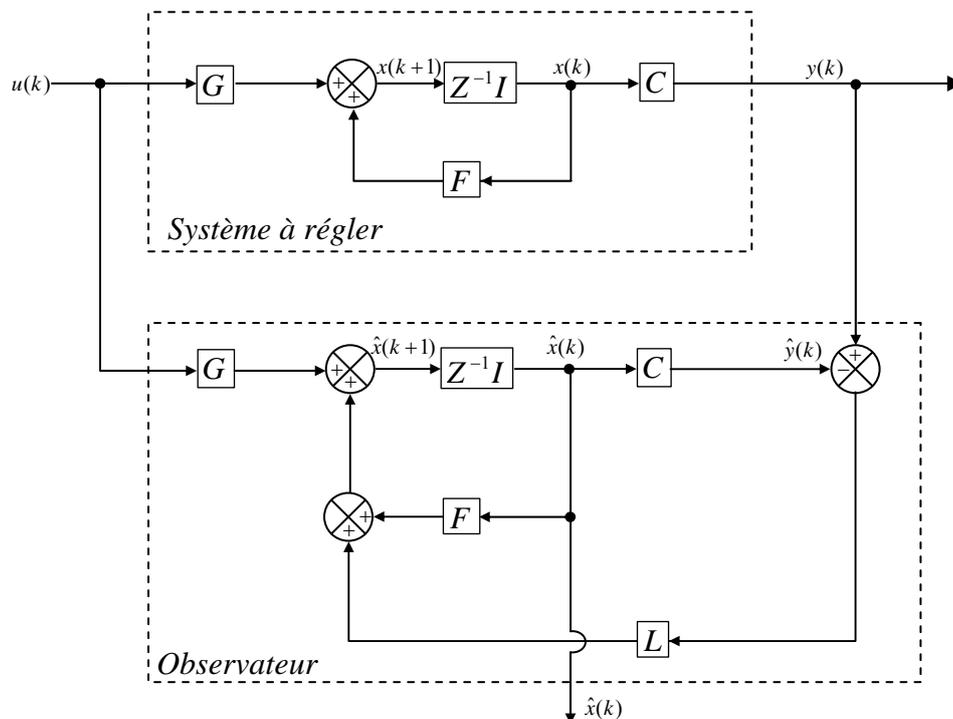


Figure IV.1. Structure de l'observateur de Luenberger.

Le principe de l'observateur consiste, en premier, à reproduire les équations du système réel. La sortie de ce système $y(k)$ est ensuite comparée à la sortie estimée $\hat{y}(k)$ et la différence pondérée par un gain L , appelé *gain de Luenberger*. Le résultat de cette pondération est utilisé comme une contre-réaction dans les équations de l'observateur, afin de rendre nulle, en temps fini, l'erreur d'observation [2].

IV.2.1.2 Equations de l'observateur

Compte tenu du diagramme de la figure (IV.1), les équations de l'observateur sont données par :

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = F \cdot \hat{x}(k) + G \cdot u(k) + L(y(k) - \hat{y}(k)) \\ \hat{y}(k) = C \cdot \hat{x}(k) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

D'où :

$$\hat{x}(k+1) = \overbrace{(F - LC)}^{F_b} \cdot \hat{x}(k) + G \cdot u(k) + L \cdot y(k) \quad (\text{IV.4})$$

Cette équation montre que l'observateur possède deux entrées, à savoir la grandeur de commande intervenant sur le système à régler $u(k)$ et la grandeur de sortie $y(k)$ de ce dernier. Le vecteur d'état observé \hat{x} représente la grandeur de sortie de l'observateur. Notons aussi qu'il s'agit d'un observateur prédictif puisque l'état observé à l'instant $k+1$ ($\hat{x}(k+1)$) dépend des mesures et des entrées à l'instant k .

Le problème central lors de la synthèse de l'observateur consiste donc à déterminer le gain de contre-réaction L de façon à annuler l'erreur d'observation avec une dynamique satisfaisante. D'après (IV.1), (IV.2) et (IV.4), la dynamique de l'erreur d'observation $\tilde{x}(k) = \hat{x}(k) - x(k)$ s'écrit :

$$\tilde{X}(k+1) = (F - LC)\tilde{X} = F_b \tilde{X}(k) \quad (\text{IV.5})$$

On voit alors que le gain L de l'observateur permet de régler les valeurs propres de la matrice F_b qui sont déterminantes dans le comportement dynamique de l'observateur.

IV.2.1.3 Détermination du gain de Luenberger

Le calcul du gain de contre-réaction L est effectué de façon à placer les pôles de la matrice dynamique F_b .

Dans le cas particulier où la sortie du système à observer est un scalaire (une seule mesure), il est possible d'utiliser la formule d'Ackermann pour déterminer le vecteur de gains. Cette formule est donnée par [2]:

$$L = \left[\prod_{i=1}^n (F - z_i I) \right] \begin{bmatrix} C \\ C \cdot F \\ \vdots \\ C \cdot F^{n-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

où $z_{i=1,\dots,n}$ représentent les pôles discrets choisis pour l'observateur et I la matrice identité.

Le choix de ces pôles est délicat puisqu'une augmentation de la dynamique de l'observateur conduit à des gains plus élevés et risquent de transformer l'observateur en un amplificateur de bruits. En général, les pôles de l'observateur sont déterminés de manière à obtenir une dynamique deux à quatre fois supérieure à celle du système [2].

IV.2.2 Application aux convertisseurs à trois cellules

Dans cette section nous développons un observateur d'ordre complet de Luenberger, échantillonné à la période T_d pour un convertisseur à trois cellules. L'objectif fixé étant l'observation des tensions aux bornes des capacités flottantes avec un nombre minimal de mesures. L'observateur sera étudié, en premier, dans le cas d'un fonctionnement en boucle ouverte du convertisseur. Le cas du fonctionnement en boucle fermée sera traité par la suite.

IV.2.2.1 Fonctionnement avec rapports cycliques constants

➤ Convertisseur à trois cellules sans circuit auxiliaire

Nous allons d’abord construire l’observateur pour un convertisseur à trois cellules sans circuit auxiliaire (figure IV.2). La dimension du vecteur d’état étant de trois, le seul état mesurable sera donc le courant absorbé par la charge RL (i.e. $y = i_{ch}$). La tension d’alimentation E est également mesurée et les rapports cycliques appliqués au convertisseur supposés connus.

En utilisant le modèle exact échantillonné à T_d , l’équation de l’observateur s’écrit :

$$\hat{x}(k+1) = \overbrace{(F(u) - L(u) C)}^{Fb(u)} \cdot \hat{x}(k) + G(u) \cdot E(k) + L(u) \cdot y(k) \tag{IV.7}$$

$$\hat{y}(k) = C \cdot \hat{x}(k)$$

où
$$x(k) = \begin{bmatrix} v_{C1}(k) \\ v_{C2}(k) \\ i_{ch}(k) \end{bmatrix}, \quad C = [0 \ 0 \ 1], \quad L(u) = \begin{bmatrix} L_1(u) \\ L_2(u) \\ L_3(u) \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}$$

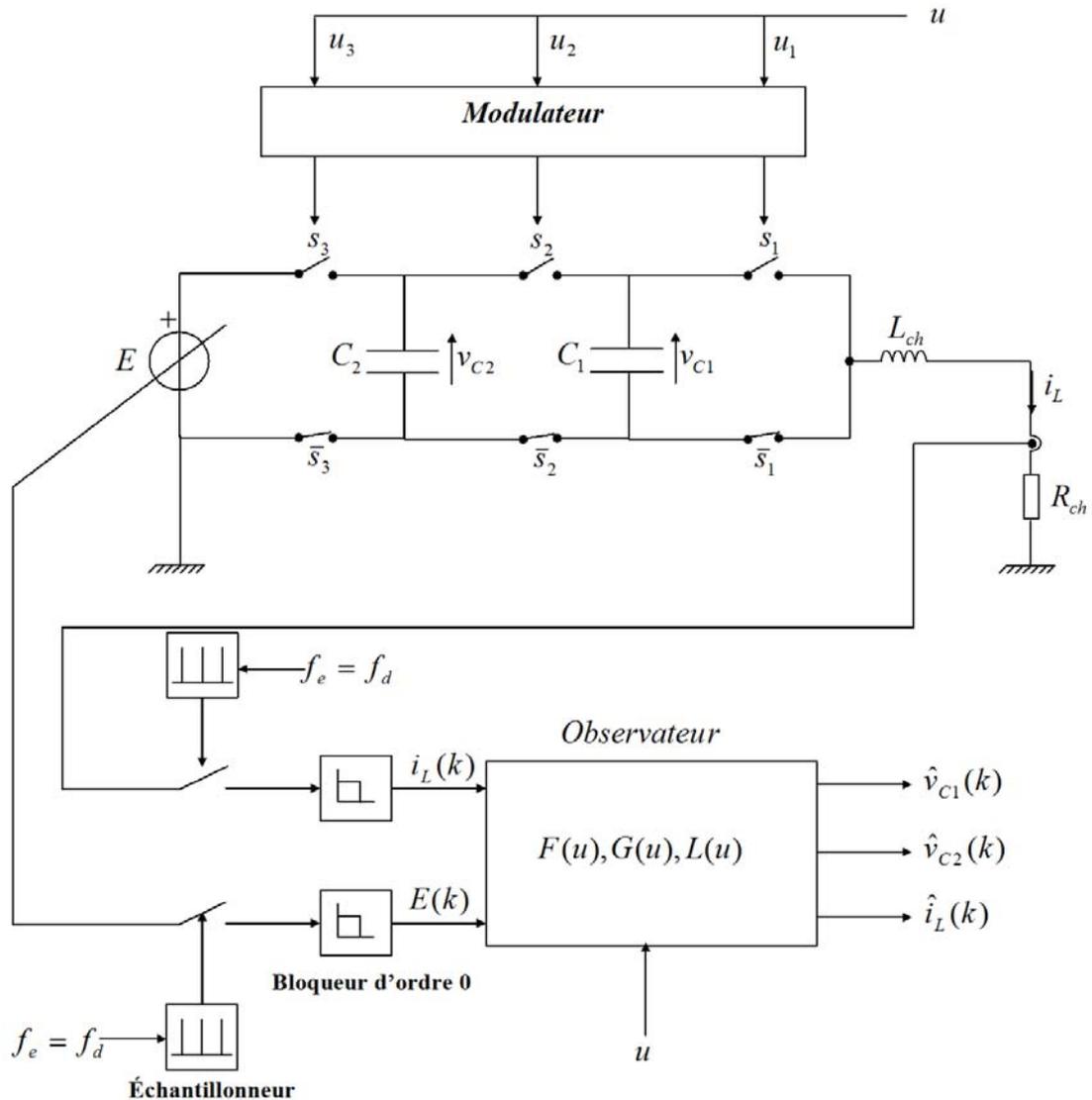


Figure IV.2. Schéma de principe d’un observateur échantillonné de Luenberger pour un convertisseur à trois cellules sans circuit de rééquilibrage.

En boucle ouverte, les rapports cycliques appliqués au convertisseur sont constants et les équations de l'observateur sont stationnaires. La formule d'Ackermann (IV.6) peut donc être utilisée pour le calcul du vecteur gain $L(u)$.

Dans la figure (IV.3) nous montrons les résultats de la simulation obtenu avec une dynamique à pôle triple ($z_1=z_2=z_3=z=0.92$). La valeur de ce pôle est choisie de façon à avoir une dynamique quatre fois plus rapide que celle du système en boucle ouverte.

Les paramètres du système sont supposés parfaitement connus et sont donnés par [2]:

$$\begin{cases} E = \begin{cases} 1800 \text{ V} & \text{si } t \leq 40\text{ms} \\ 1500 \text{ V} & \text{sinon} \end{cases} \\ C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F} \\ L_{ch} = 56 \Omega \\ f_d = 5 \text{kHz} \\ u = \begin{cases} 0.2 & \text{si } t \leq 80\text{ms} \\ 0.8 & \text{si } t > 80\text{ms} \end{cases} \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Les conditions initiales de l'observateur sont nulles tandis que le système réel est supposé en régime permanent (*i.e.* $v_{C1} = \frac{E}{3}$ et $v_{C2} = \frac{2E}{3}$).

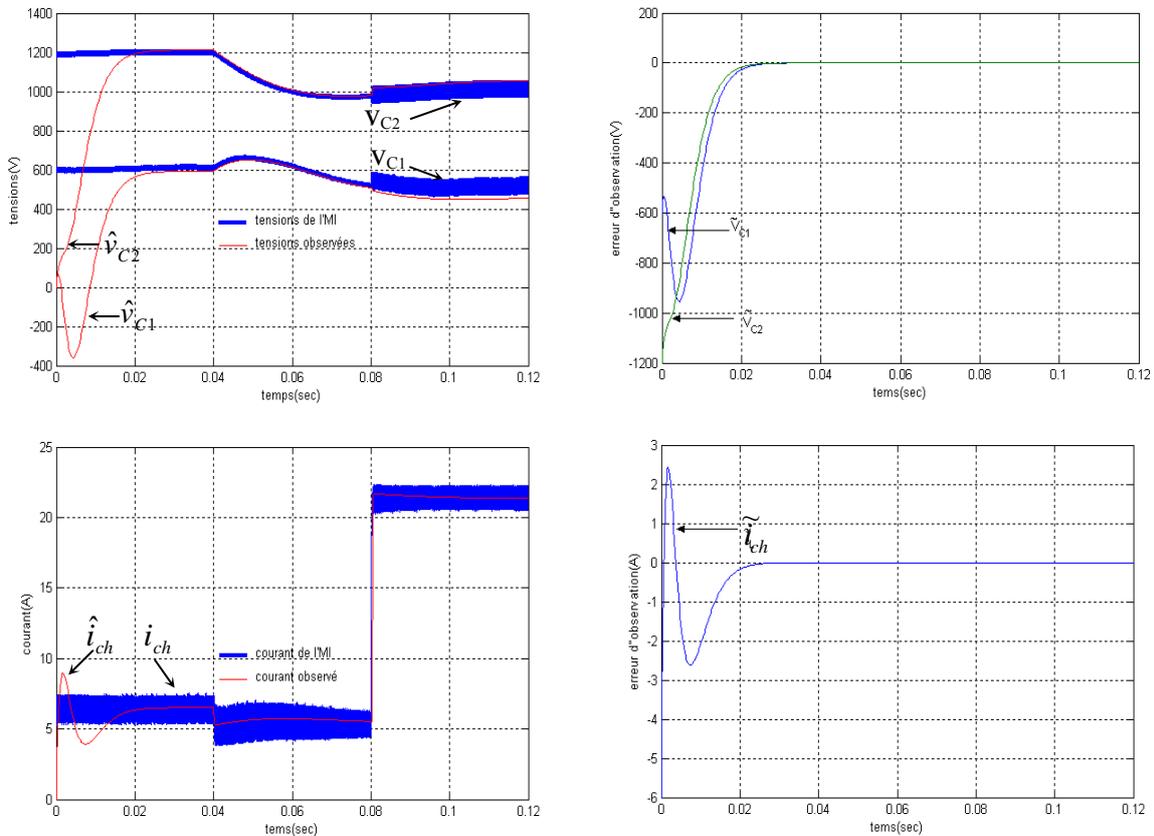


Figure IV.3 Validation de l'observateur de Luenberger sur un convertisseur à trois cellules sans circuit auxiliaire en boucle ouverte.

On remarque que les tensions observées convergent vers les tensions réelles avec une dynamique nettement plus grande que celle du système. Le gain de contre-réaction L assure la convergence rapide des tensions observées lorsqu'une perturbation vient les affecter.

Remarque : Nous avons montré dans le chapitre précédent que du fait que le modèle soit échantillonné à la période T_d , chaque tension observée \hat{v}_{Ci} peut correspondre, selon la plage de rapport cyclique où l'on se trouve, à la tension maximale $v_{Ci\max}$, à la tension minimale $v_{Ci\min}$ ou à une valeur intermédiaire. Si les ondulations des tensions flottantes sont importantes, il est nécessaire de corriger les tensions observées afin de les ramener à des tensions moyennes. Les tensions corrigées s'écrivent alors sous la forme :

$$\hat{v}_{Ci}^{cor}(k) = \frac{v_{Ci\max}(k) + v_{Ci\min}(k)}{2} = \hat{v}_{Ci}(k) + \delta v_{Ci}(k) \quad (IV.9)$$

Connaissant la valeur du courant dans la charge, la correction δv_{Ci} à appliquer à la tension observée peut être calculée en fonction du rapport cyclique utilisé ;

Cas où $u \leq 1/3$:

Pour la tension \hat{v}_{C1} il a été déterminé qu'il n'y a aucune correction à effectuer puisque aux instants d'échantillonnage, elle est exactement à la tension désirée.

Quant à la tension \hat{v}_{C2} il faut par contre, effectuer une correction de,

$$\delta \hat{v}_{C2} = -\frac{\Delta v_{C2}}{2} \quad (IV.10)$$

où Δv_{Ci} représente l'ondulation de tension ($v_{Ci\max} - v_{Ci\min}$) aux bornes de la capacité C_i . En supposant le courant $i_{ch}(k)$ (mesuré au début de la période) constant durant la période T_d , cette ondulation de tension peut être déterminée en fonction du courant de charge et du rapport cyclique. On obtient alors :

$$\begin{cases} \delta \hat{v}_{C1}(k) = 0 \\ \delta \hat{v}_{C2}(k) = -\frac{1}{C_2} u \frac{T_d}{2} i_{ch}(k) \end{cases} \quad (IV.11)$$

Cas où $1/3 \leq u \leq 2/3$:

$$\begin{cases} \delta \hat{v}_{C1}(k) = \frac{1}{C_1} \left(u - \frac{1}{3} \right) \frac{T_d}{2} i_{ch}(k) \\ \delta \hat{v}_{C2}(k) = -\frac{1}{C_2} u \frac{T_d}{6} i_{ch}(k) \end{cases} \quad (IV.12)$$

Cas où $2/3 \leq u \leq 1$:

$$\begin{cases} \delta \hat{v}_{C1}(k) = \frac{1}{C_1} (1-u) \frac{T_d}{2} i_{ch}(k) \\ \delta \hat{v}_{C2}(k) = -\frac{1}{C_2} (1-u) \frac{T_d}{2} i_{ch}(k) \end{cases} \quad (IV.13)$$

La figure (IV.4) montre l'allure des tensions mesurées et des tensions observées après correction, pour un convertisseur à 3 cellules sans circuit auxiliaire. Les paramètres du convertisseur et de l'observateur, ainsi que le cycle de simulation, sont identiques à ceux utilisés précédemment. On voit cette fois que les tensions observées correspondent quasiment aux valeurs moyennes aux bornes des tensions flottantes.

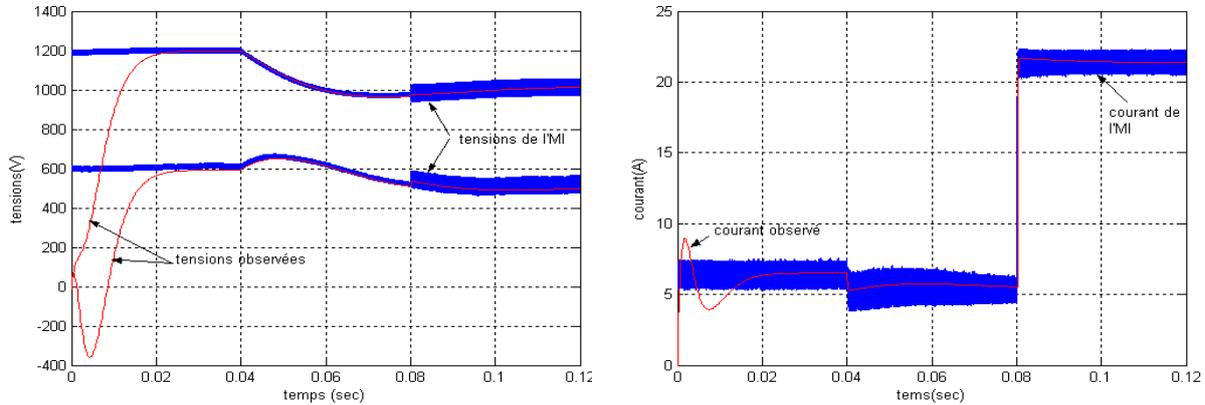


Figure IV.4 Observateur de Luenberger après correction des tensions observées

➤ Convertisseur à trois cellules avec un circuit auxiliaire

Nous avons vu au cours de la première partie de ce mémoire que lorsque le convertisseur fonctionne en boucle ouverte, il était nécessaire de lui associer un filtre auxiliaire afin d'accélérer la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes. Il serait donc plus réaliste de construire l'observateur pour un convertisseur avec un circuit de rééquilibrage (c.f. figure IV.5).

Le seul état mesuré est cette fois, le courant dans le circuit auxiliaire, (i.e. $y(k) = i_{Laux}(k)$). L'équation de l'observateur échantillonné à T_d est alors :

$$\begin{aligned} \hat{X}(k+1) &= \overbrace{(F(u) - L(u)C)}^{F_b(u)} \cdot \hat{X}(k) + G(u) \cdot E(u) + L(u) \cdot i_{Laux}(k) \\ \hat{y}(k) &= C \cdot \hat{X}(k) \end{aligned} \quad (IV.14)$$

où,

$$x(k) = \begin{bmatrix} v_{C1}(k) \\ v_{C2}(k) \\ i_{ch}(k) \\ v_{Caux}(k) \\ i_{Laux}(k) \end{bmatrix}, \quad C = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1], \quad L(u) = \begin{bmatrix} L_1(u) \\ L_2(u) \\ L_3(u) \\ L_4(u) \\ L_5(u) \end{bmatrix}$$

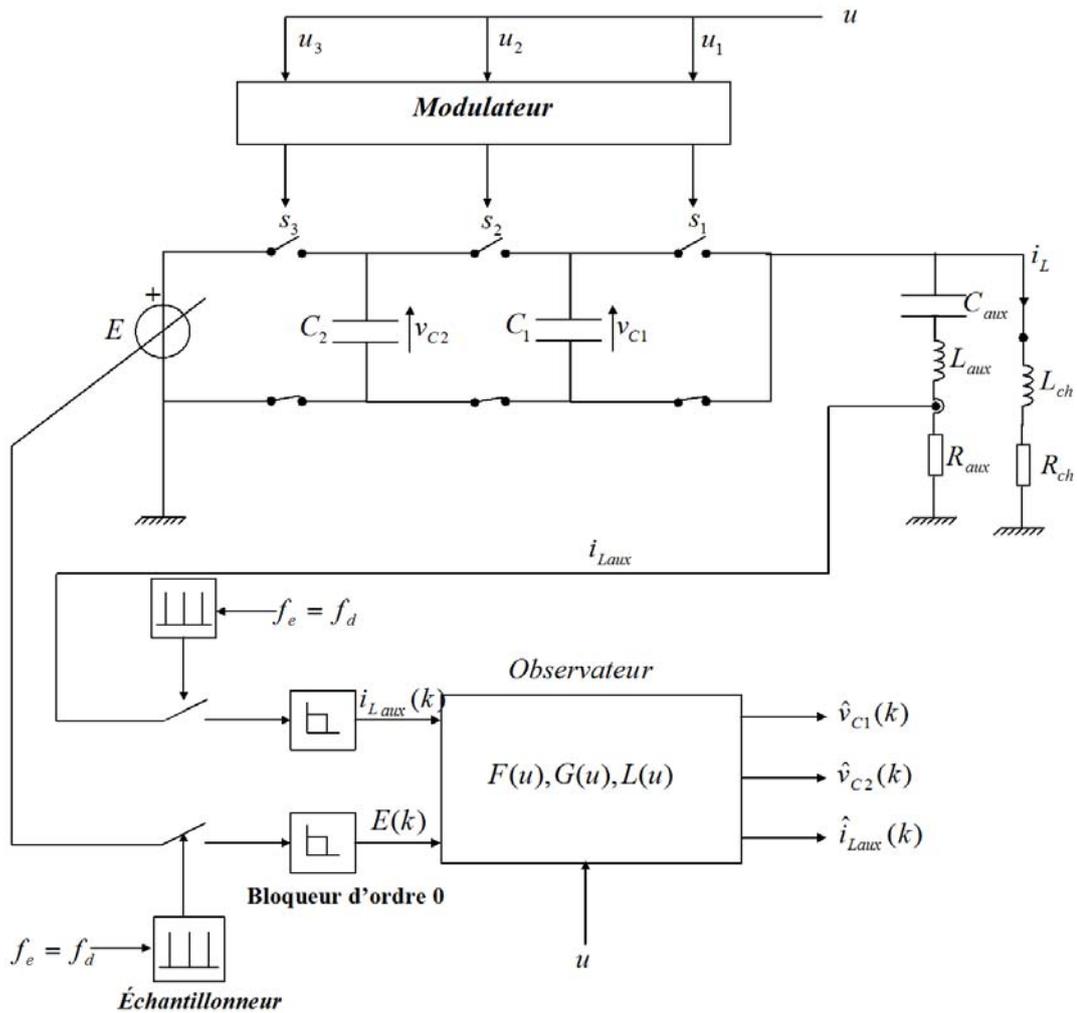


Figure IV.5 Schéma de principe d'un observateur échantillonné de Luenberger pour un convertisseur à trois cellules avec circuit auxiliaire.

Les figures (IV.6) (IV.8) montrent les résultats de simulation obtenus pour un convertisseur à trois cellules avec circuit auxiliaire.

Les paramètres du convertisseur sont supposés parfaitement connus et sont donnés par:

$$\begin{cases}
 E = \begin{cases} 1800 \text{ V} & \text{si } t \leq 8 \text{ ms} \\ 1500 \text{ V} & \text{sinon} \end{cases} \\
 C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F} \\
 f_d = 5 \text{ kHz} \\
 u = \begin{cases} 0.2 & \text{si } t \leq 4 \text{ ms} \\ 0.8 & \text{sinon} \end{cases} \\
 \begin{cases} R_{aux} = 10 \Omega \\ L_{aux} = 1 \text{ mH} \\ C_{aux} = 1 \mu\text{F} \end{cases} \\
 \begin{cases} R_{ch} = 56 \Omega \\ L_{ch} = 5 \text{ mH} \end{cases}
 \end{cases}$$

Les pôles de l'observateur sont déterminés de façon à obtenir une dynamique quatre fois plus rapide que le système ($z_1=z_2=z_3=z_4=z_5=z=0.29$) [2].

➤ A- Validation avec un courant mesuré moyen $i_{L_{aux}}$ (MEE) :

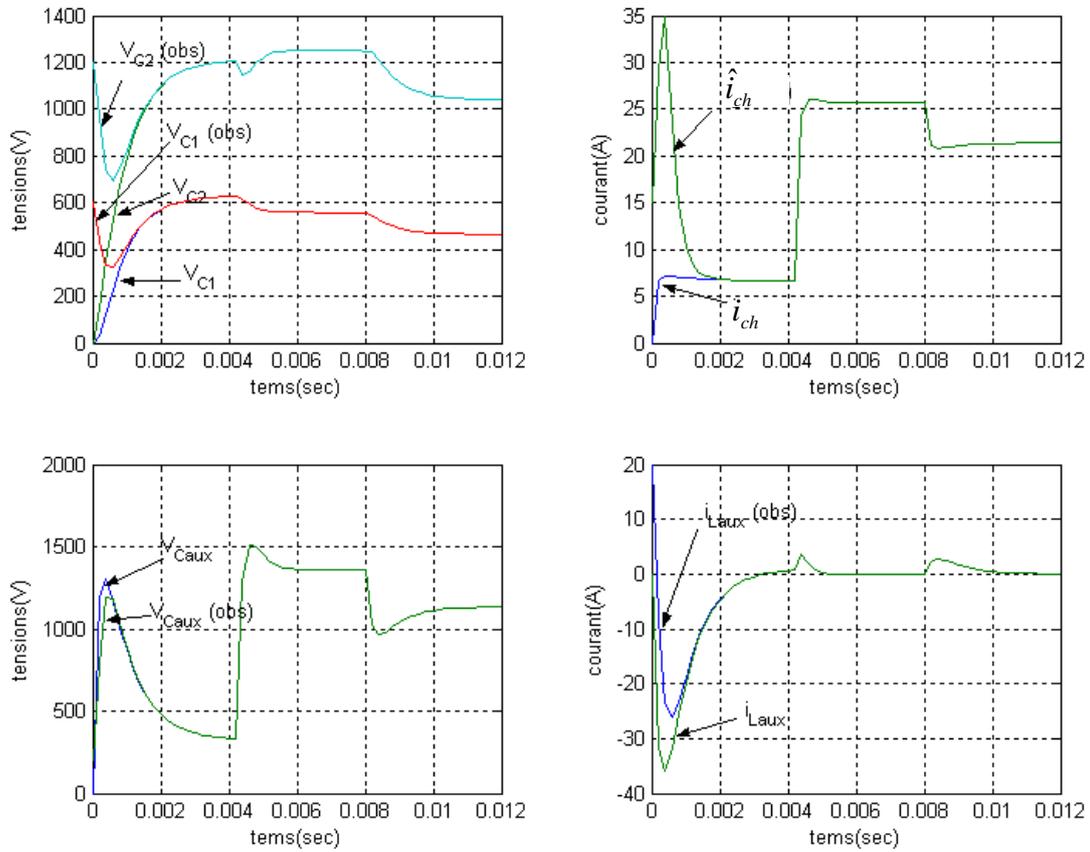


Figure IV.6. Observateur de Luenberger appliqué à un convertisseur à trois cellules en boucle ouverte avec circuit de rééquilibrage avec un courant mesuré moyen.

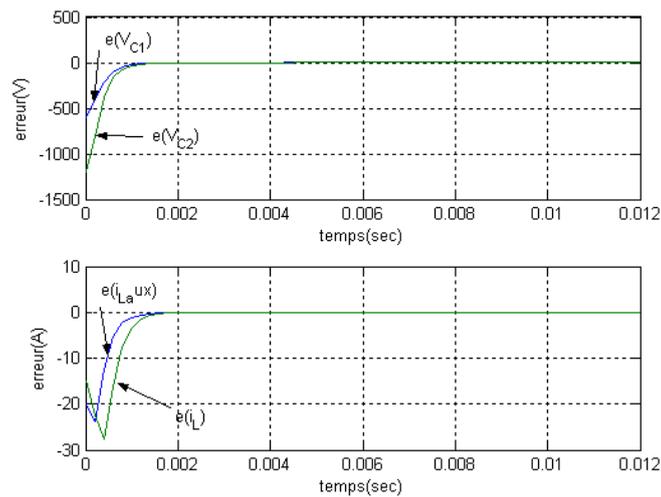


Figure IV.7. Evolution des erreurs d'observation.

➤ B- Validation avec un courant mesuré instantané $i_{L_{aux}}(inst)$:

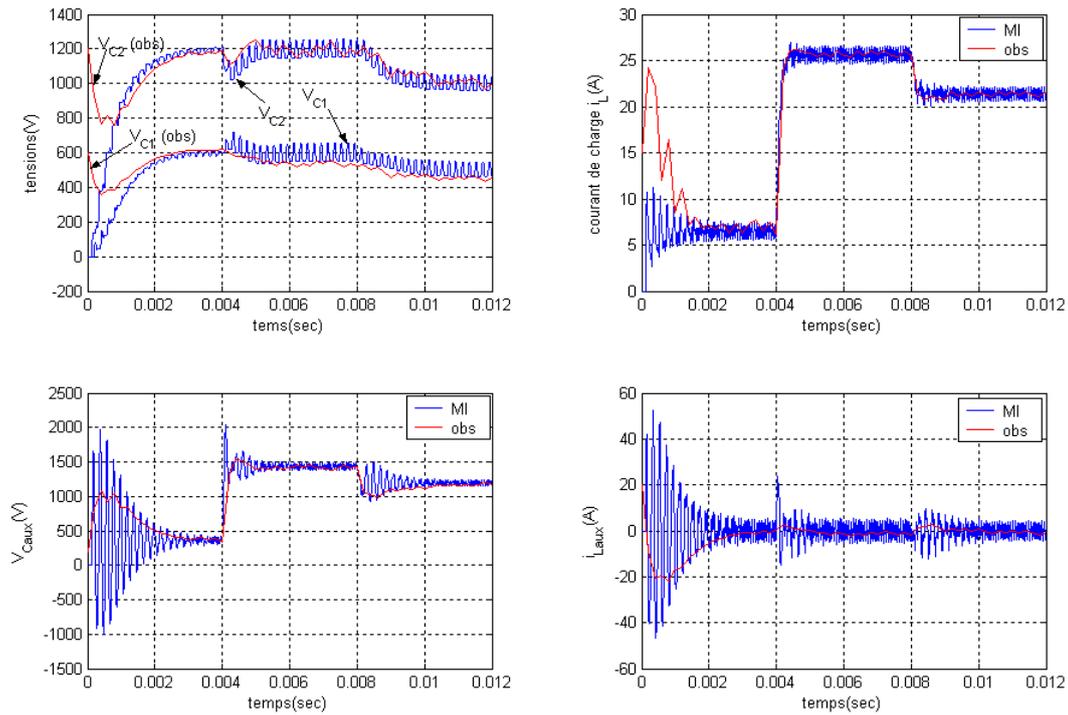


Figure IV.8. Observateur de Luenberger appliqué à un convertisseur à trois cellules en boucle ouverte avec circuit de rééquilibrage avec un courant mesuré instantané

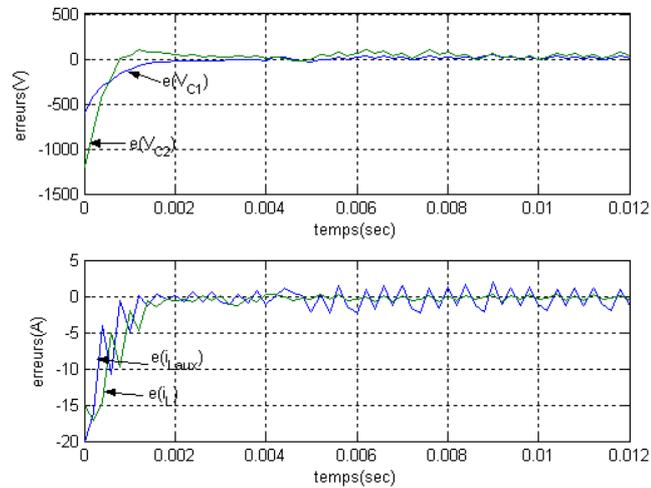


Figure IV.9. Evolution des erreurs d’observation.

Dans cette simulation les conditions initiales du convertisseur sont nulles, et celles de l’observateur sont données par:

$$\hat{v}_{C1}(0) = 600V, \quad \hat{v}_{C2}(0) = 1200V, \quad \hat{i}_{ch}(0) = 15A, \quad \hat{v}_{Caux}(0) = 200V, \quad \hat{i}_{L_{aux}}(0) = 20A$$

On voit que l’observateur converge rapidement vers l’état réel, malgré une importante erreur initiale.

Les figures (IV.7) (IV.9) montrent l’évolution des erreurs d’observation au cours du temps.

IV.2.2.2 Fonctionnement avec rapports cycliques variables

Nous avons vu au cours de la première partie que l'un des avantages d'une commande en boucle fermée des convertisseurs était la suppression du filtre auxiliaire. Toutefois, la commande MLI impose au convertisseur des rapports cycliques différents et variables en régime transitoire ce qui rend le modèle du convertisseur non stationnaire et la synthèse de l'observateur plus complexe.

Dans ce qui suit on posera: $F(u(k)) \equiv F(k)$, $G(u(k)) \equiv G(k)$

où $u(k)$ représente le vecteur des rapports cycliques appliqués au convertisseur durant l'intervalle de temps $t \in [kT_d, (k+1)T_d]$.

Afin d'assurer la stabilité de l'observateur, le gain de la contre-réaction doit être variable dans le temps. Il est noté par $L(k) \equiv L(u(k))$ L'équation de l'observateur s'écrit alors :

$$\hat{x}(k+1) = \overbrace{(F(k) - L(k)C)}^{F_b(k)} \cdot \hat{x}(k) + G(k) \cdot E(k) + L(k) \cdot y(k) \quad (\text{IV.15})$$

Le problème consiste, par conséquent, à déterminer le vecteur gain $L(k)$ qui assurera la stabilité et imposera la dynamique de convergence de l'observateur.

L'utilisation de la formule d'Ackermann (équation IV.6) permet d'imposer à chaque période d'échantillonnage les pôles de la matrice $F_b(k)$ mais ne garantit pas la stabilité de l'observateur.

En effet, en supposant que les rapports cycliques varient d'une manière périodique et que la période de leurs variations est égale à $N \times T_d$, la matrice dynamique de l'observateur prise sur les N périodes de découpage (i.e. $t = kT_d \rightarrow t = (k+N)T_d$) est alors stationnaire :

$$\Gamma = \prod_{l=0}^{N-1} F_b(k+l) = F_b(k+N-1) \dots F_b(k+1) \cdot F_b(k) \quad (\text{IV.16})$$

L'observateur devient stable si les pôles de la matrice Γ ont un module inférieur à 1. Or, puisque les matrices $[F_b(k+l)]_{l=0 \dots N-1}$ ne sont pas forcément dans la même base, la stabilité de chacune d'elles n'implique pas celle de leur produit.

Pour assurer la stabilité de l'observateur, nous proposons alors de déterminer à chaque période d'échantillonnage le gain $L(k)$ de façon à imposer les valeurs propres de la matrice $\Gamma(k) = F_b(k) \dots F_b(0)$.

Pour cela, on procède de la manière suivante [2]:

- à l'instant $t = 0$, on détermine le gain $L(0)$ de façon à imposer les pôles de la matrice: $F_b(0) = F(0) - L(0)C$. Ce vecteur gain est donné par la formule d'Ackermann :

$$L(0) = \left[\prod_{i=1}^3 (F(0) - z_i(0)I) \right] \begin{bmatrix} C \\ C \cdot F(0) \\ C \cdot F^2(0) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

où $z_i(0)$ représentent les pôles discrets de l'observateur à l'instant $t = 0$.

- à l'instant $t = kT_d$, le gain $L(k)$ est calculé de façon à assurer la stabilité de la matrice d'état qui décrit l'évolution de $\hat{x}(k+1)$ en fonction de $\hat{x}(0)$. Cette matrice est donnée par :

$$\begin{cases} \Gamma(k) = \prod_{l=0}^k F_b(k-l) = F_b(k)F_b(k-1)\dots F_b(0) & \text{pour } k \geq 0 \\ \Gamma(-1) = I & \text{(matrice identité)} \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

La matrice $\Gamma(k)$ peut être écrite sous la forme :

$$\Gamma(k) = \underbrace{(F(k) - L(k)C)}_{Fb(k)} \cdot \Gamma(k-1) = F(k) \cdot \Gamma(k-1) - L(k) \cdot C \cdot \Gamma(k-1) \quad (\text{IV.19})$$

En posant:

$$\begin{cases} \bar{F}(k) = F(k) \cdot \Gamma(k-1) \\ \bar{C}(k) = C \cdot \Gamma(k-1) \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

On obtient :

$$\begin{cases} \Gamma(k) = \bar{F}(k) - L(k) \cdot \bar{C}(k) & k \geq 0 \\ \Gamma(-1) = I \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

Le gain $L(k)$ est donc donné par la formule d'Ackermann :

$$L(k) = \left[\prod_{i=1}^3 (\bar{F}(k) - z_i(k)I) \right] \begin{bmatrix} \bar{C}(k) \\ \bar{C}(k) \cdot \bar{F}(k) \\ \bar{C}(k) \cdot \bar{F}^2(k) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.22})$$

IV.2.2.2.1 Simulation dans le cas d'un convertisseur à trois cellules

Nous appliquons maintenant l'observateur présenté précédemment au cas d'un convertisseur à trois cellules en boucle fermée avec la loi de commande non linéaire.

Les paramètres du convertisseur et de la commande utilisés pour les simulations sont:

$$\begin{cases} C_1 = C_2 = 40\mu F \\ L_{ch} = 1.5mH \\ R_{ch} = 10\Omega \\ f_d = 16kHz \\ p_1 = p_2 = -3000rad/s \\ p_3 = -10000rad/s \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

La dynamique de l'observateur est choisie telle que $z_i(0) = 0.02$.

La figure (IV.11) montre les résultats de simulations obtenues lorsque l'observateur et la commande sont rebouclés selon le schéma de la figure (IV.10).

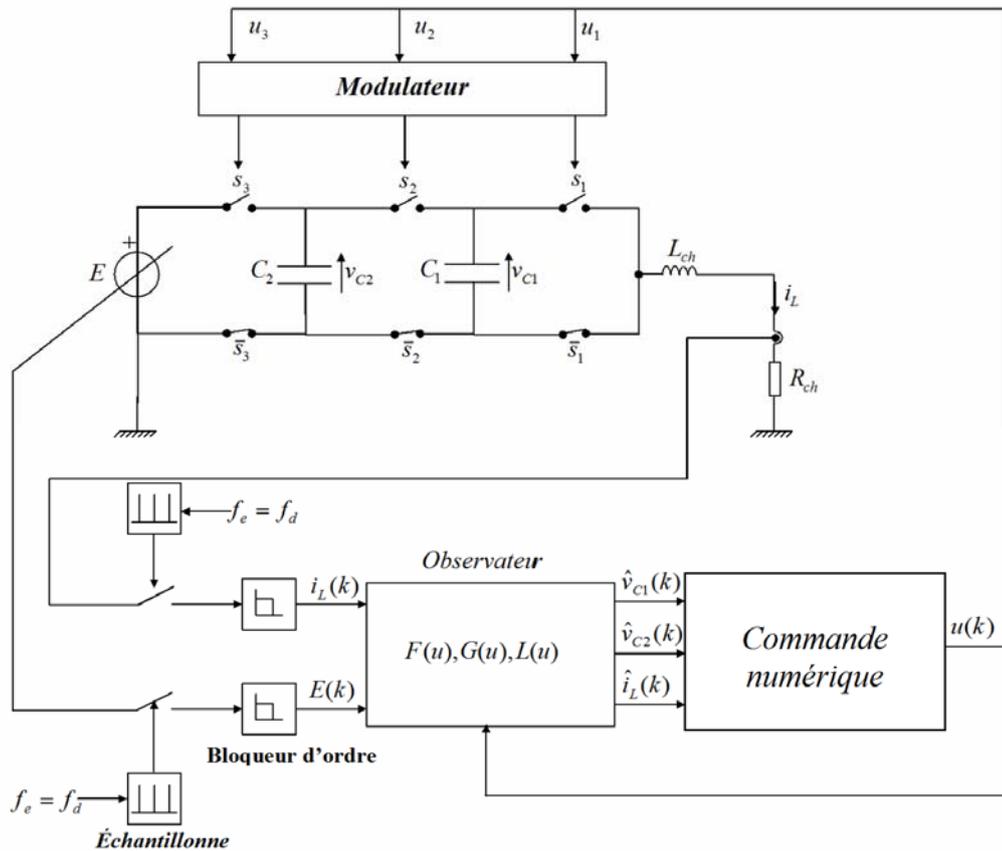


Figure IV.10. Schéma d'une commande sans capteurs de tensions flottantes pour un convertisseur à trois cellules.

Le profil de la commande est le suivant:

- à $t = 0$ → démarrage du convertisseur avec $E = 1800 \text{ V}$, $i_{ch \text{ réf}} = 100 \text{ A}$
- à $t = 5 \text{ ms}$ → échelon de $i_{ch \text{ réf}}$ de -50 A
- à $t = 7 \text{ ms}$ → échelon de E de -300 V
- à $t = 8 \text{ ms}$ → échelon de $i_{ch \text{ réf}}$ de $+30 \text{ A}$

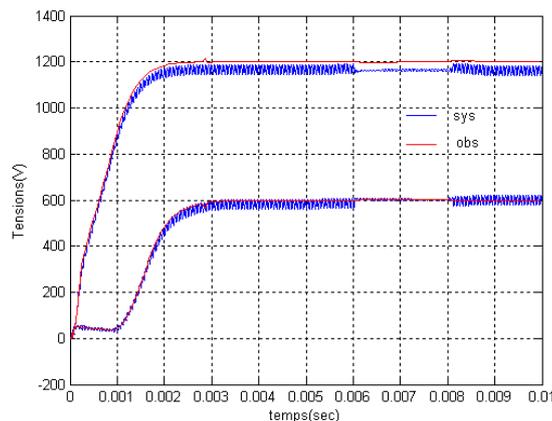


Figure IV.11. Simulation avec une commande en boucle fermée

On voit que l'observateur converge rapidement et que l'erreur d'observation est nulle. Toutefois, les gains d'observation sont trop élevés et nuisent à la robustesse de l'observateur par rapport aux incertitudes paramétriques.

Ce résultat confirme néanmoins, la possibilité d'observer les tensions flottantes dans un convertisseur à trois cellules lorsque le courant de charge est mesuré une fois par période de découpage.

IV.3 Implantation d'un pseudo-observateur

Il serait intéressant de développer un observateur basé sur un modèle instantané afin de pouvoir être utilisé indépendamment de la commande. Cette étude sera faite dans cette dernière partie, dans le cas d'un Pseudo-observateur.

IV.3.1 Reconstructeur des grandeurs d'états à l'aide des tensions de sortie

La méthode utilisée est basée sur le modèle instantané de convertisseur multicellulaire. Pour s'affranchir de la charge, les tensions flottantes sont reconstituées à partir de la tension de sortie V_s . La figure (IV.12) présente le schéma de principe d'une commande utilisant ce reconstructeur d'état. Les entrées de ce reconstructeur d'état sont la tension de sortie du convertisseur V_s , les ordres de commande associés à chaque cellule de commutation s_1, s_2, s_3 . La commande quant à elle nécessite toujours la mesure du courant de charge [6].

A tout instant, nous supposons que l'état des interrupteurs est imposé par les ordres de commande associés (interrupteur parfaits). Le raisonnement utilise un modèle instantané du convertisseur. Soit $S^* = [s_1, s_2, s_3]$ l'état des cellules à chaque instant. Les deux états que peut prendre chaque cellule sont '1' et '0', et correspondent respectivement à la conduction ou au blocage de l'interrupteur du 'haut'. Le vecteur S^* connaît alors 2^3 valeurs possibles. On notera que la tension V_s est une composition des tensions E, V_{c1}, V_{c2} qui dépend du vecteur S^* . Le tableau (IV.1) récapitule les différentes valeurs possibles du vecteur S^* ainsi que les valeurs de V_s correspondantes.

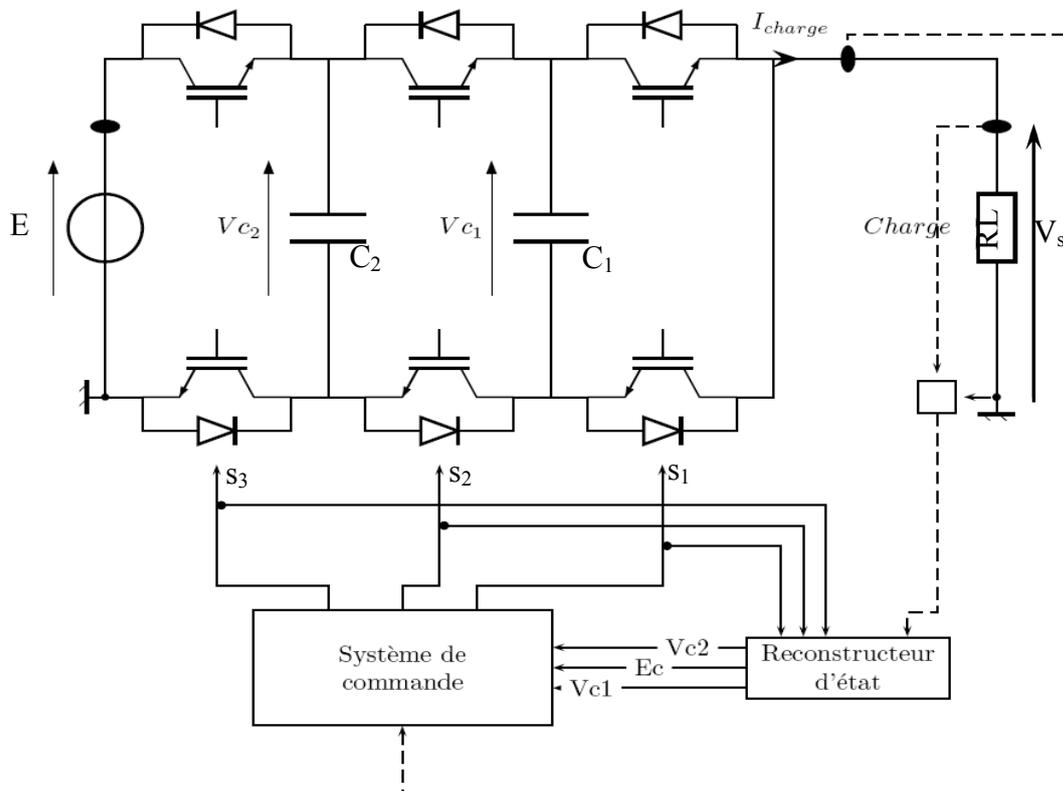


Figure IV.12. Schéma de principe de la commande avec le reconstructeur d'état.

Tableau IV.1. Tension en sortie du convertisseur en fonction de la commande des interrupteurs

Valeur	s_1	s_2	s_3	V_s	V_s à l'équilibre
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	V_{c1}	$E/3$
2	0	1	0	$V_{c2}-V_{c1}$	$E/3$
3	0	1	1	V_{c2}	$2.E/3$
4	1	0	0	E_c-V_{c2}	$E/3$
5	1	0	1	$E_c-V_{c2}+V_{c1}$	$2.E/3$
6	1	1	0	E_c-V_{c1}	$2.E/3$
7	1	1	1	E_c	E

On remarque que pour les états 1, 3,7, la mesure de V_s nous donne directement la mesure de l'une des tensions recherchées (ce cas sera nommé mesure directe). Cependant, rien ne garantit que ces combinaisons vont apparaître de manière régulière et il est nécessaire de prendre en compte tous les états [8]. Par la suite on considérera que la valeur moyenne des tensions flottantes varie peu par rapport à la fréquence de découpage.

La mesure de V_s pouvant se faire de manière échantillonnée, on a pour le i^{eme} échantillon de V_s la relation suivante:

$$V_{s_i} = \begin{bmatrix} s_{1_i} - s_{2_i} & s_{2_i} - s_{3_i} & s_{3_i} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c_1} \\ V_{c_2} \\ E_c \end{bmatrix} \quad (IV.24)$$

Ayant trois grandeurs à reconstituer, trois mesures successives de la tension de sortie dans un intervalle de temps de l'ordre de la période de découpage, nous donne alors la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s_3} \\ V_{s_2} \\ V_{s_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{m3} \\ s_{m2} \\ s_{m1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c_1} \\ V_{c_2} \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{1_3} - s_{2_3} & s_{2_3} - s_{3_3} & s_{3_3} \\ s_{1_2} - s_{2_2} & s_{2_2} - s_{3_2} & s_{3_2} \\ s_{1_1} - s_{2_1} & s_{2_1} - s_{3_1} & s_{3_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c_1} \\ V_{c_2} \\ E \end{bmatrix} \quad (IV.25)$$

Si la matrice est inversible on peut reconstituer les trois grandeurs recherchées.

$$\begin{bmatrix} V_{c_1} \\ V_{c_2} \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_m^{*-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s_1} \\ V_{s_2} \\ V_{s_3} \end{bmatrix} \quad (IV.26)$$

IV.3.1.1 Contrainte sur la mesure

Comme nous l'avons vu précédemment, il se peut l'acquisition de trois grandeurs successives ne nous permette pas d'accéder à une matrice inversible. Il faut alors déterminer une stratégie qui permette de retenir 3 mesures rendant la matrice inversible. Pour cela, nous avons utilisé la méthode présentée sur la figure (IV.13) [8].

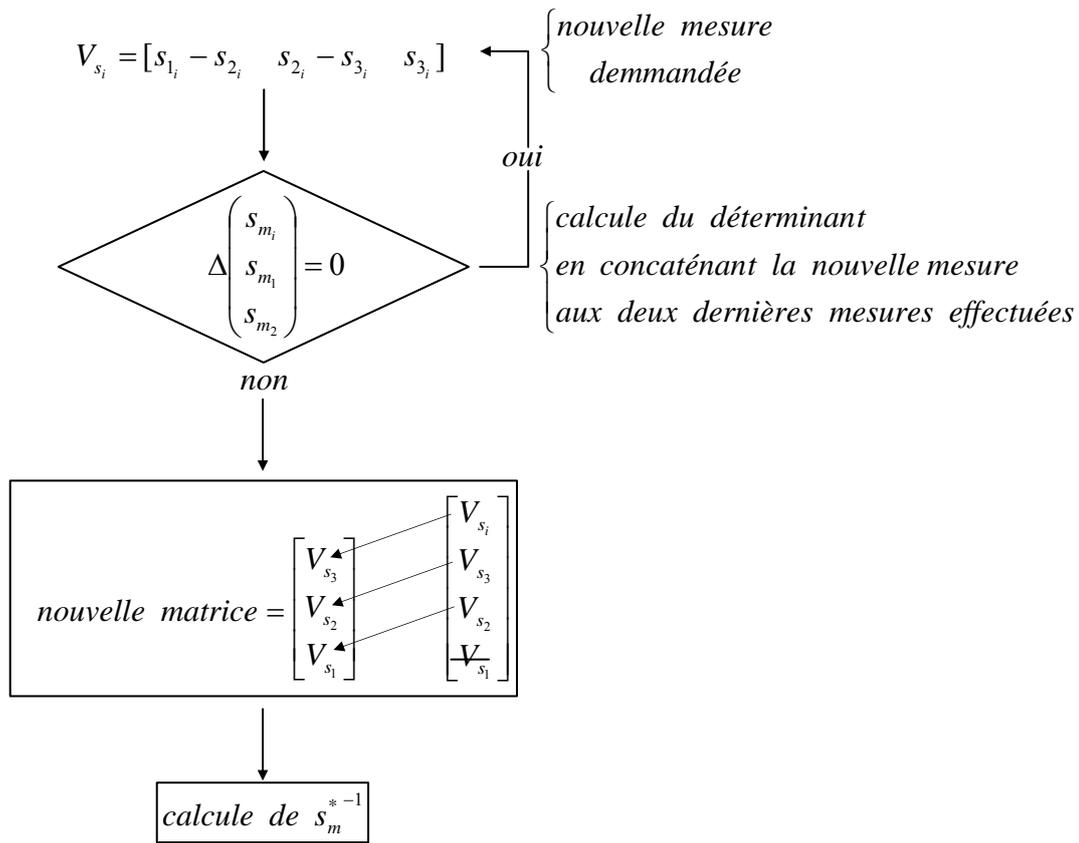


Figure IV.13. Algorithme du pseudo-observateur

A l'état initial on effectue trois mesures différentes de V_s puis on laisse l'algorithme dérouler. Afin que ce système de reconstruction fonctionne bien, il nous faut encore vérifier que quelque soit le rapport cyclique, variable ou constants, on obtient à chaque période de hachage, au moins une mesure.

Pour chaque valeur de rapport cyclique, que l'on a pris identique pour toutes les cellules afin de simplifier l'étude, nous avons représenté la valeur de V_s associée en figure (IV.14) [6].

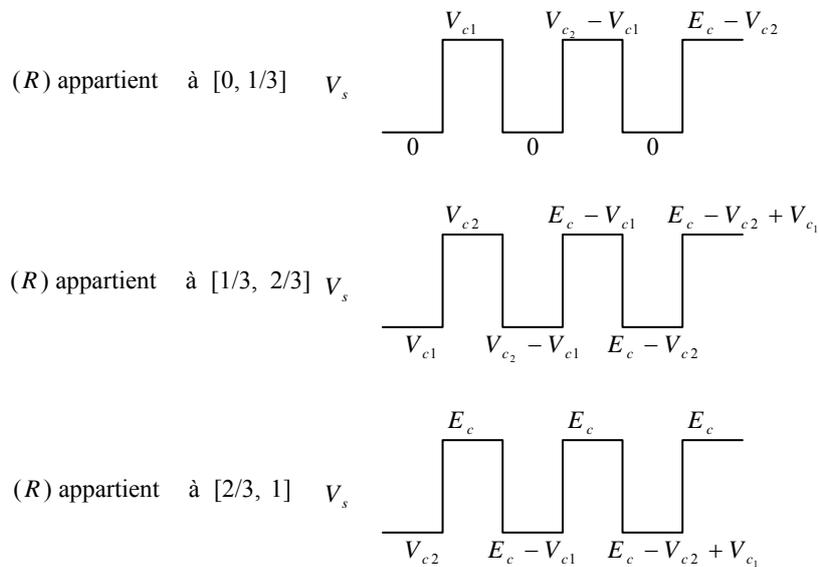


Figure IV.14. Tension de sortie en fonction des différents cas de rapport cyclique.

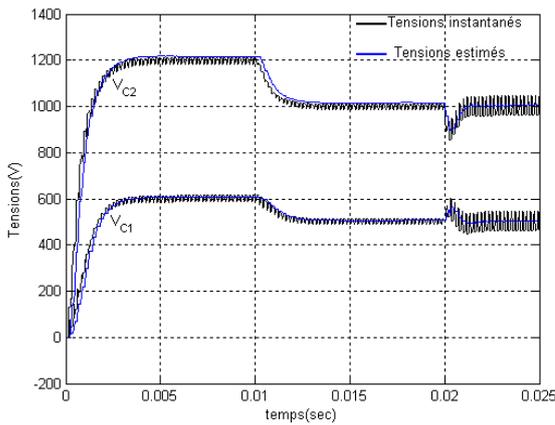
IV.3.2 Résultats de simulation

A- Évaluation en boucle ouverte :

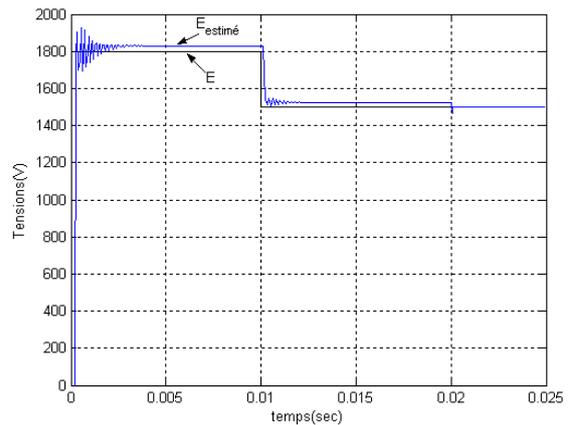
Afin de permettre un fonctionnement du système en boucle ouverte et d’avoir un rééquilibrage naturel des tensions aux bornes des condensateurs, nous avons ajouté à la charge (R,L) un filtre auxiliaire de type RLC série, permet d’obtenir un rééquilibrage naturel rapide des tensions dans le cas d’un système à trois cellules.

Paramètres de simulation :

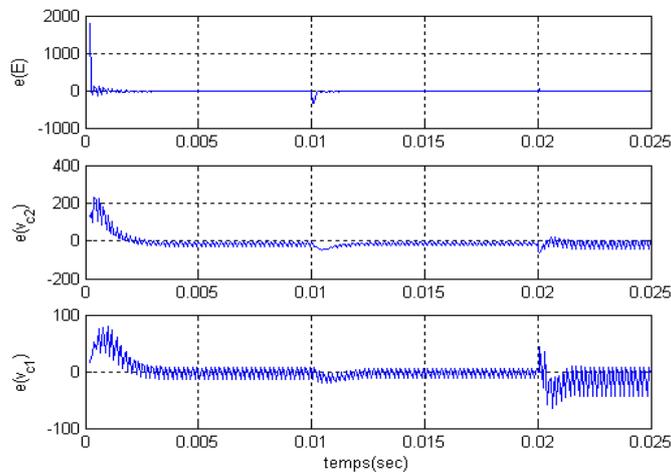
$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 = C_2 = 10\mu F \\ R_{ch} = 56\Omega \\ L_{ch} = 5mH \\ C_{aux} = 1\mu F \\ L_{aux} = 1mH \\ R_{aux} = 10\Omega \\ f_d = 5kHz \end{array} \right. \quad (IV.27)$$



a- Estimation des tensions flottantes



b- Estimation de la tension d'alimentation



c- Erreurs d'estimation

Figure IV.15. Estimation en boucle ouverte.

On remarque que les erreurs instantanées sont faibles et restent inférieures à 10% de la valeur nominale des grandeurs. D'autre part, on remarque également que cette erreur dépend légèrement du rapport cyclique appliqué aux cellules, c'est à dire des différentes séquences utilisées par le pseudo-observateur pour obtenir l'inversion du système.

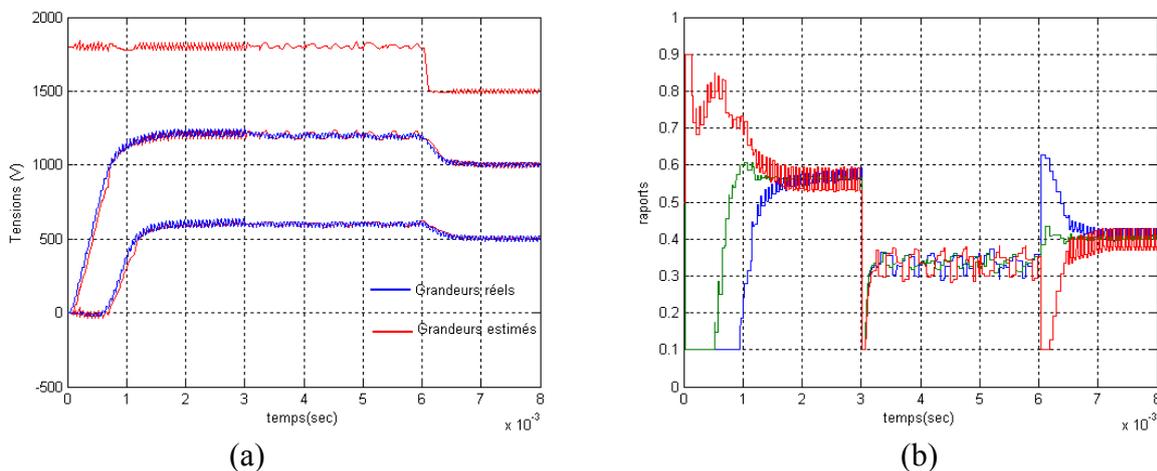
Il est important de noter que l'erreur de restitution ne tend pas vers zéro comme dans le cas d'un observateur classique. En effet l'erreur est d'autant plus faible que les combinaisons utilisées par le reconstituteur sont sûres. Ainsi d'après le tableau (IV.1), si V_{s1} , V_{s2} et V_{s3} sont obtenues à l'aide des combinaisons 1, 3 et 7 alors l'erreur sera faible puisque l'on effectue trois mesures réelles pour V_{c1} , V_{c2} et E . Par contre, si on utilise les combinaisons 1, 2 et 4, l'erreur sera plus importante puisque seule la combinaison 1 conduira à une mesure exacte [6].

On peut alors se demander quelle est la limite maximale de la période d'échantillonnage, permettant une reconstruction correcte des grandeurs d'états. L'observation de la figure (IV.15) nous apporte un élément de réponse important. On remarque effectivement qu'un échantillonnage à $T_{eobs}=T_d/6$ nous permet de prendre en compte tous les états possibles sur les différentes cellules. Le choix de cette période revient à effectuer un échantillonnage synchronisé par rapport aux impulsions sur chaque cellule. On peut également observer qu'une période de $T_{eobs}=T_d/3$ est sans doute suffisante à condition de prendre en compte la valeur du rapport cyclique comparée 0.5. Ce choix implique une procédure d'échantillonnage variable, qui dans le cas d'un rapport cyclique inférieur à 0.5 devra échantillonner les signaux par rapport au centre de l'impulsion, et dans le cas d'un rapport cyclique supérieur à 0.5 devra échantillonner par rapport au centre de l'impulsion déphasé de π . Nous n'avons pas étudié cette possibilité et nous présentons maintenant les résultats pour $T_{eobs}=T_d/6$ [6].

B- Évaluation en boucle fermée

Afin de montrer que le pseudo-observateur permet de fonctionner en boucle fermée, nous présenterons un exemple construit à partir de la commande de type découplage non linéaire sur un convertisseur 3 cellules. On utilisera une période de $T_{eobs} = T_d/6$ pour le pseudo-observateur. La figure (IV.20.a) représente les tensions V_{c1} , V_{c2} et E , ainsi que les valeurs reconstituées. La figure (IV.20.b) représente pour sa part les commandes pour chacune des trois cellules.

On remarque que la commande par découplage non linéaire n'est pas perturbée par le fait qu'elle travaille non plus sur les grandeurs réelles du convertisseur mais sur des grandeurs reconstituées. On peut même dire que le reconstituteur fonctionne mieux en boucle fermée qu'en boucle ouverte. En effet, le système de régulation impose des rapports cycliques différents sur chaque cellule, donc des séquences que l'on peut supposer riches en combinaisons.



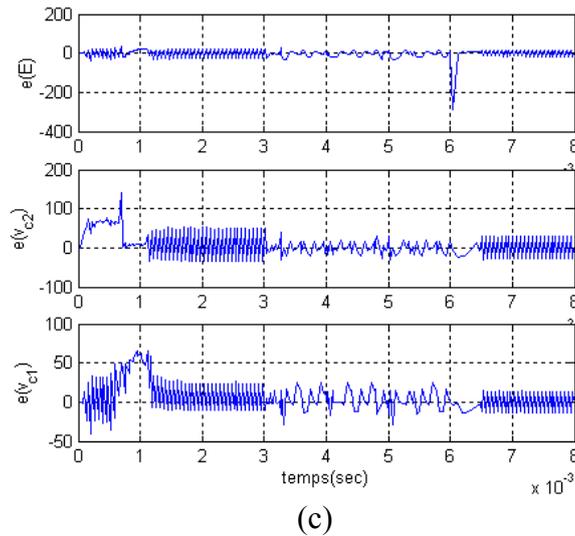


Figure IV.16. Observation avec $T_{obs}=T_h/6$ en boucle fermée

IV.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié l'observateur de Luenberger échantillonné à la période de découpage. Cet observateur a été appliqué sur un convertisseur à trois cellules en boucle ouverte, avec et sans circuit de rééquilibrage. Les résultats obtenus confirment la possibilité d'observer les tensions flottantes par la seule mesure du courant dans la charge, ou du courant dans le circuit auxiliaire, lorsque le convertisseur en est doté.

En boucle fermée, les rapports cycliques varient rapidement et le modèle devient non stationnaire. Le calcul du gain d'observation, dans ce cas, se complique considérablement. Une méthode basée sur la formulation d'Ackermann a été proposée. Elle permet d'annuler rapidement l'erreur d'observation mais conduit à des gains et des dépassements élevés ce qui rend l'observateur non robuste. De plus, le volume de calcul mis en jeu est considérable, ce qui rend la réalisation d'un tel observateur non envisageable.

Une deuxième solution a été établie, consiste à implanter un observateur sans dynamique utilisant le modèle aux valeurs instantanées. Cet observateur a comme principe la reconstruction de l'état du convertisseur à chaque instant.

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nos objectifs ont été l'élaboration de modèles permettant la commande et l'observation dans les convertisseurs multicellulaires, et le développement des observateurs d'état pour les tensions aux bornes des condensateurs flottantes.

Nous avons tout d'abord commencé par la modélisation de ces convertisseurs et nous avons présenté deux modèles : un modèle aux valeurs moyennes et un modèle aux valeurs instantanées, basés sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseurs et se différencient par la nature de leurs entrées : les rapports cycliques pour le modèle moyen et les signaux de commande des interrupteurs pour le modèle instantané.

L'étude des lois de commande dédiées aux convertisseurs multicellulaires a pour objectifs de satisfaire d'une part les contraintes en tension appliquées sur les différents interrupteurs de l'association et d'autre part un contrôle satisfaisant du courant de charge.

Nous avons commencé par une simple commande de type proportionnel dédiée au contrôle des tensions condensateurs. Mais, face à la structure multi-entrées multi-sorties du convertisseur et disposant d'un modèle représentant fidèlement sa dynamique, l'idée dominante est de commander indépendamment chacune des variables d'état. Pour cela nous avons utilisé la linéarisation exacte pour le modèle moyen.

Cette linéarisation est utilisée lors de la commande non linéaire et cette dernière nous a permis de découpler le fonctionnement de chaque variable d'état. Mais lors de forts transitoires des variables d'état une saturation des commandes apparaît. Ce problème peut être facilement traité avec des correcteurs.

Après l'étude de ces lois de commande utilisant des capteurs de tensions flottantes pour la régulation. Le développement d'un observateur d'état pour la commande sans capteurs sera nécessaire.

Nous avons vu que le modèle instantané ne permettait pas de conclure quant à l'observabilité du convertisseur lorsque le courant de charge est mesuré. Pour cela, nous avons étudié, dans un premier temps, un modèle exact échantillonné à la période de découpage du convertisseur. Le test de l'observabilité par l'utilisation de ce modèle a montré que les tensions flottantes dans un convertisseur à trois cellules sont observables.

La complexité du modèle exact échantillonné nous a amené, dans un deuxième temps, à étudier un autre modèle basé, cette fois, sur les approches aux valeurs moyennes mais contrairement au modèle moyen classique, les moyennes des variables sont calculées sur chaque tiers de période de découpage. Mais avec ce modèle les dynamiques d'équilibrage naturel ne sont pas correctement reproduites. Il n'est donc valable qu'en fonctionnement en boucle fermée.

Nous avons, ensuite, étudié un observateur discret, qui est l'observateur de Luenberger. Cet observateur a été appliqué à un convertisseur à trois cellules avec et sans circuit de rééquilibrage. L'étude a été, principalement, faite lorsque le convertisseur est en boucle ouverte avec des rapports cycliques identiques et constants, et en boucle fermée lorsque les rapports cycliques sont variables.

Finalement, nous avons fait l'étude d'un pseudo-observateur permettant avec un seul capteur de tension placé aux bornes de la charge d'effectuer la reconstruction des grandeurs d'état en tension. Ce pseudo-observateur a été mis en simulation avec un convertisseur trois cellules en boucle ouverte et en boucle fermée.

Bibliographie

- [1] Martin AIMÉ. *Évaluation et optimisation de la bonde passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaire*. Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [2] Rédha BENSAID. *Observateur des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires série*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.
- [3] Philippe CARRERE. *Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaire série à IGBT : Equilibrage des condensateurs flottants*. Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [4] Alain DONZEL. *Analyse géométrique et commande active sous observateur d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire série*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [5] Khoukha IMARAZENE. *Application des réseaux de neurones à la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multiniveaux*. Mémoire de magister, Ecole National Polytechnique Alger, 2005.
- [6] Guillaume GATEAU. *Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaires série*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [7] Miguel F. Escalante GUTIERREZ. *Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande de machines à courant alternatif par DTC*. Thèse doctorat, Ecole Supérieur d'Electricité, 2001.
- [8] Régis RUELLAND. *Apport de la co-simulation dans la conception de l'architecture des dispositifs de commande numérique pour les systèmes électriques*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [9] Fazel SEYED SAEED. *Investigation and comparison of multilevel converters for medium voltage applications*. Thèse de doctorat, Université Technique de Berlin, 2007.
- [10] Oliver TACHON. *Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaire série*. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.