

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTÉ DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGÉNIEUR
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE



MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGÉNIEUR D'ÉTAT EN GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THÈME

MODELISATION ET COMMANDE NON LINEAIRE DES ONDULEURS
MULTINIVEAUX A CELLULES IMBRIQUEES

Proposé et dirigé par:

M^r. BARKATI SAID

Présenté par :

BELDJEROU OMAR

BEGHOURA MOUFID

Année Universitaire: 2006 / 2007

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ DE M'SILA
FACULTÉ DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGÉNIEUR
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGÉNIEUR D'ÉTAT EN GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THÈME

**MODÉLISATION ET COMMANDE NON LINÉAIRE DES ONDULEURS
MULTINIVEAUX À CELLULES IMBRIQUÉES**

Proposé et dirigé par:

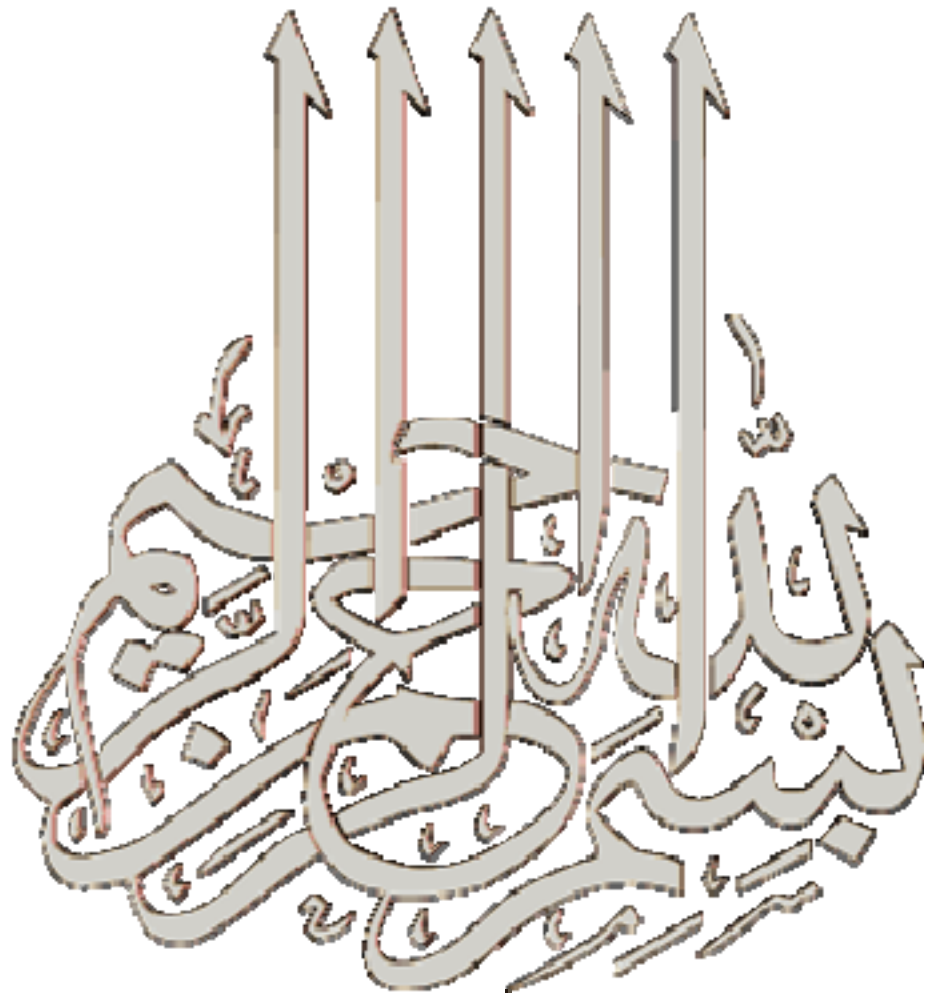
M^r. BARKATI SAID

Présenté par :

BELDJEROU OMAR

BEGHOURA MOUFID

Année Universitaire: 2006 / 2007



Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au département d'électrotechnique de l'université Mohamed Boudiaf à M'sila.

Nos remerciements vont premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Nous tenons de remercier très chaleureusement Monsieur Barkati Saïd, pour avoir encadré nos travaux de fin d'étude. Qu'il soit remercié pour les efforts qu'il a déployés pour l'orientation de ces travaux. Ses remarques pertinentes et ses conseils constructifs ont largement contribué à l'aboutissement de nos résultats. Qu'il reçoit ici le témoignage de toutes nos grâtes pour ses grandes qualités humaines et scientifiques et pour son soutien morale et technique.

Nos remerciements et toute nos grâtes s'adressent à tous les collègues et les enseignants du département d'électrotechnique de M'sila avec qui nous avons eu l'occasion d'avoir des discussions enrichissantes et de partager des moments et des souvenirs inoubliables tant sur le plan scientifique que le sur le plan culturel.

Nous ne pouvons terminer cette page de remerciements sans s'adresser de façon très particulière à nos parents, et nos familles pour leur amour et pour leur soutien continu. Sans eux, nous ne seront certainement pas arrivés là...

Moufid & Omar.

Sommaire

Listes des symboles	
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I

Modélisation de l'onduleur à cellules imbriquées

I.1 Introduction.....	3
I.2 Topologie des structures à cellules imbriquées.....	4
I.2.1 Cellule élémentaire de commutation à cellules imbriquées.....	5
I.2.2 Propriétés de la structure.....	6
I.2.3 Convertisseur à cellules imbriquées avec des condensateurs flottants.....	10
I.2.4 Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants.....	12
I.3 Modélisation de l'onduleur.....	12
I.3.1 Modèle aux valeurs instantanés.....	12
I.3.1.1 Hypothèses.....	13
I.3.1.2 Formulation générale	13
I.3.1.2.1 Onduleur monophasé en demi pont.....	14
I.3.1.2.2 Onduleur triphasé.....	16
I.4 Simulation du modèle aux valeurs instantanées.....	20
I.4.1 Simulation de l'onduleur monophasé.....	20
I.4.1.1 Stratégie de commande (MLI).....	20
I.4.1.2 Simulation de l'onduleur en demi pont parfait.....	22
I.4.1.3 Simulation de l'onduleur en demi pont avec des condensateurs.....	22
I.4.1.3.a Association onduleur monophasé-filtre d'entrée.....	28
I.4.1.3.b Association onduleur monophasé-circuit auxiliaire.....	30
I.4.1.3.c Association onduleur monophasé-filtre d'entrée et circuit auxiliaire...33	
I.4.1.4 Prise en compte de la bidirectionnalité en courant des interrupteurs.....	35
I.4.2 Simulation de l'onduleur triphasé.....	40
I.4.2.1 Stratégie de commande (MLI).....	40
I.4.2.2 Simulation de l'onduleur triphasé parfait.....	41
I.4.2.3 Simulation de l'onduleur triphasé réel.....	41
I.4.2.3.a Association onduleur triphasé-filtre d'entrée.....	45
I.4.2.3.b Association onduleur triphasé circuit auxiliaire.....	47

I.4.2.3.c Association onduleur triphasé-filtre d'entrée et circuit auxiliaire.....	49
I.5 Conclusion.....	51

CHAPITRE II

Association onduleur multiniveaux machine asynchrone

II.1 Introduction.....	52
II.2 Moteur asynchrone monophasé.....	52
II.2.1 Description du moteur asynchrone monophasé.....	53
II.2.2 Principe de fonctionnement.....	54
II.2.3 Modélisation de la machine asynchrone monophasé sans condensateur permanent...57	
II.2.3.1 Equation électrique de la machine.....	58
II.2.3.2 Equation magnétique.....	59
II.2.3.3 Equation mécanique.....	60
II.2.3.4 Transformation de Park dans un référentiel lié au stator.....	60
II.2.3.5 Equations de tensions.....	61
II.2.3.6 Equations magnétiques.....	61
II.2.3.7 Equations mécaniques.....	62
II.2.3.8 Passage à un référentielle liée au champ tournant.....	63
II.2.3.9 Représentation d'état.....	64
II.2.4 Simulation de la machine asynchrone monophasée.....	65
II.2.4.1 Simulation de la machine asynchrone monophasée alimentée par un onduleur à cellules imbriquées parfaites.....	65
II.2.4.2 Simulation de la machine asynchrone monophasée alimentée par un onduleur à cellules imbriquées réelles.....	67
II.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	71
II.3.1 Modèle générale de la machine.....	71
II.3.1.1 Hypothèses simplificatrices.....	72
II.3.1.2 Mise en équations du modèle de la machine asynchrone.....	73
II.3.1.3 Equations électriques.....	73
II.3.1.4 Equations magnétiques.....	74
II.3.1.5 Equations mécaniques.....	76
II.3.1.6 Transformation de Park.....	76
II.3.1.7 Equations électriques.....	78
II.3.1.8 Equations magnétiques.....	78

II.3.1.9 Couple électromagnétique.....	79
II.3.1.10 Choix de référentielle.....	80
II.3.1.11 Représentation d'état du système.....	80
II.3.2 Simulation de la machine asynchrone triphasée.....	81
II.3.2.1 Simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cellules imbriquées parfaites.....	81
II.3.2.1 Simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cellules imbriquées réelles.....	84
II.4 Conclusion.....	89

CHAPITRE III

Commande non-interactive des onduleurs à cellules imbriquées

III.1 Introduction.....	89
III.2 Modèle aux valeurs moyennes.....	90
III.2.1 Hypothèses.....	90
III.2.2 Modèle moyen d'un bras à cellules imbriquées.....	91
III.2.3 Aspect multidimensionnelle et non-linéaire.....	95
III.2.4 Modèle moyen de l'onduleur à cellules imbriquées.....	96
III.2.5 Linéarisation du modèle moyen.....	98
III.2.5.1 Principe de linéarisation locale.....	98
III.2.5.2 Application au modèle moyen du convertisseur.....	99
III.2.6 Représentation d'état.....	100
III.2.6.1 Onduleur à trois cellules à point milieu.....	101
III.2.6.2 Représentation non linéaire affine.....	102
III.2.6.3 Modèle par séparation des modes (courant/tension).....	103
III.2.6.4 Généralisation onduleur p cellules	104
III.2.6.5 Onduleur à trois cellules en pont complet.....	105
III.2.6.6 Représentation non linéaire affine	106
III.3 Commande proportionnelle des tensions condensateurs.....	107
III.3.1 Onduleur à trois cellules en demi pont associe avec une charge R, L	107
III.3.2 Résultats de simulation.....	113
III.3.2.1 Onduleur en demi pont associe avec une charge R, L	113
III.3.2.2 Onduleur en pont complet associe à une machine asynchrone monophasée.....	114
III.3.2.3 Onduleur triphasé associe avec la machine asynchrone triphasée.....	117

III.4 Commande non-interactive des onduleurs à cellules imbriquées.....	118
III.4.1 Généralités.....	119
III.4.2 Commandabilité des onduleurs à cellules imbriquées.....	120
III.4.3 Commandabilité du modèle de l'onduleur.....	121
III.4.4 Principe de la commande non-interactive.....	122
III.4.5 Application à la structure de l'onduleur 3 cellules en demi pont.....	127
III.4.5.1 Structure et caractéristique de lois de commande	127
III.4.5.2 Mise en évidence de découplage.....	128
III.4.5.3 Simulations et interprétations.....	132
III.4.5.4 Onduleur à trois cellules triphasé.....	134
III.4.5.5 Extension à p cellules de commutation.....	137
III.5 Conclusion.....	139

CHAPITRE IV

Commande non linéaire des onduleurs à cellules imbriquées

IV.1 Introduction.....	140
IV.2 Présentation de la méthode de linéarisation.....	141
IV.2.1 Rappels.....	141
IV.2.1.1 Définitions de la modélisation du système non linéaire.....	141
IV.2.1.2 Dérivée de Lie.....	142
IV.2.2 Résultat général.....	142
IV.3 Application à un onduleur à trois cellules en demi pont.....	145
IV.3.1 Calcul du découplage.....	145
IV.3.2 Boucle de régulation proportionnelle.....	146
IV.3.2.1 Calcul des dynamiques.....	146
IV.3.2.2 Validation du découplage.....	147
IV.4 Commande par la méthode directe de Lyapunov.....	151
IV.4.1 Rappels sur les fonctions de Lyapunov.....	152
IV.4.2 Quelques rappels.....	152
IV.4.3 Fonctions de Lyapunov, systèmes autonomes.....	153
IV.4.3.1 Définitions.....	153
IV.4.3.2 Stabilité locale et globale pour les systèmes autonomes.....	153
IV.4.3.3 Fonction de Lyapunov, systèmes non-autonomes.....	154
IV.4.3.3.1 Définitions.....	154
IV.4.3.3.2 Stabilité des systèmes non-autonomes.....	155

IV.4.3.3 Utilisation du Lemme de Barbalat.....	156
IV.4.4 Application à l'onduleur en demi pont.....	157
IV.4.4.1 Modèle de connaissance.....	157
IV.4.4.2 Synthèse des boucles de régulation.....	158
IV.4.4.2.1 Régulation du courant de charge.....	158
IV.4.4.2.2 Régulation des tensions condensateurs.....	160
IV.4.4.2.3 Schéma complet de la boucle de régulation.....	162
IV.4.5 Simulations.....	164
IV.4.6 Application à un onduleur triphasé.....	166
IV.4.6.1 Rappels du modèle de connaissance.....	167
IV.4.6.2 Synthèse des boucles.....	167
IV.4.6.3 Régulation du courant.....	167
IV.4.6.4 Régulation des tensions condensateurs	168
IV.4.6.5 Schéma complet de la régulation.....	168
IV.4.6.6 Résultats de simulation.....	168
IV.5 Conclusion.....	171
Conclusion générale.....	172
Annexe (I)	
Annexe (II)	
Bibliographie	

Liste des symboles

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	Condensateur dans le cas général.
C_i	Condensateur flottant i (par extension capacité du condensateur) lié a la cellule de commutation i .
C_e	Condensateur du filtre d'entrée.
E	Tension d'alimentation continue du convertisseur.
$f_{déc}$	fréquence de découpage.
f_{mod}	fréquence de l'onde modulante.
G	Gain obtenu sur la dynamique du courant de charge.
i_{mod}	Indice de modulation.
i_{si}	Courant traversant l'interrupteur S_i .
I_{si}	Courant moyen traversant l'interrupteur S_i .
$i_{\bar{s}_i}$	Courant traversant l'interrupteur \bar{S}_i .
$I_{\bar{s}_i}$	Courant moyen traversant l'interrupteur \bar{S}_i .
i_{Ci}	Courant traversant le condensateur flottant i .
I_{Ci}	Courant moyen traversant le condensateur i .
i_{ch}	Courant circulant dans la charge.
I_{ch}	Courant moyen circulant dans la charge.
i_{Ei}	Courant débité par les sources de tension.
i_{Le}	Courant circulant dans l'inductance du filtre d'entrée.
i_{Ce}	Courant circulant dans le condensateur du filtre d'entrée.
i_{aux}	Courant circulant dans le circuit auxiliaire.

i	Indice de numération des cellules de commutation. ($i = 1$ correspond à la cellule de commutation connectée à la source de courant) ($i = p$ correspond à la cellule de commutation connectée à la source de tension)
k	Indice de numération du bras du convertisseur.
S_i	Interrupteur du haut de la cellule i .
\bar{S}_i	Interrupteur du bas de la cellule i .
L	Inductance dans le cas générale.
L_{ch}	Inductance de charge.
L_e	Inductance du filtre d'entrée.
M_i	Onde modulante i .
MLI	Modulation de largeur d'impulsions.
P_{mod}	Profondeur de modulation.
P	Nombre de cellules de commutation du convertisseur à cellules imbriquées.
u_i	Rapport cyclique de la cellule de commutation i .
R	Résistance dans le cas générale.
R_{ch}	Résistance de charge.
s	Variable de Laplace.
T_{dec}	Période de découpage.
$T_{BO}(s)$	Fonction de transfert en boucle ouverte.
$T_{BF}(s)$	Fonction de transfert en boucle fermée.
u	Vecteur de commande.
v_{celi}	Tension commutée par la cellule de commutation i .
v_{si}	Tension aux bornes de l'interrupteur S_i .
$v_{\bar{si}}$	Tension aux bornes de l'interrupteur \bar{S}_i .
V_{C_i}	Tension aux bornes du condensateur flottant i .
V_s	Tension de sortie du bras à cellules imbriquées.

V_{ce}	Tension aux bornes du condensateur du filtre d'entrée.
V_{ch}	Tension aux bornes de la charge.
x	Vecteur d'état.
x_{init}	Vecteur d'état initial.
x_{ref}	Vecteur d'état de référence.
Z_{BF}	Matrice de transfert en boucle fermée.
α_i	Différence entre les rapports cycliques de deux cellules successives.
ε_{vci}	Erreur sur la tension aux bornes du condensateur i .
ε_{ich}	Erreur sur le courant de charge.
τ	Constante de temps dans le cas générale.

Découplage non linéaire

X	Vecteur d'état.
$x_1, x_2, x_3, \dots, x_{p-1}$	Tension $V_{c1}, V_{c2}, V_{c_{p-1}}$.
x_p	Courant de charge.
\dot{X}	Dérivée du vecteur d'état.
Y	Sorties du système.
u	Vecteur de commande.
n	Ordre du système.
m	Nombre d'entrée du système.
$L_f h_j(X)$	Dérivée de Lie de h_j par rapport à f .
$\Delta(X)$	Matrice de découplage.
$\Delta_0(X)$	Vecteur de découplage.
I_n	Matrice d'identité d'ordre n .
r_j	Degré relatif.

$\alpha(X), \beta(X)$	Vecteur et matrice de retour d'état non linéaire.
K_{pi}	Composante de régulation proportionnelle sur la boucle i .
τ_i	Dynamique imposée en boucle fermée sur la boucle i .
x_{1ref}	Référence en tension pour x_1 .(3 cellules).
x_{2ref}	Référence en tension pour x_2 .(3 cellules).
x_{3ref}	Référence en courant pour x_3 . (3 cellules).

Commande par Lyapunov

$V(X)$	Fonction de Lyapunov.
ε_{x1}	Erreur en tension sur le condensateur 1.
ε_{x2}	Erreur en tension sur le condensateur 2.
ε_{x3}	Erreur en courant.
K_{p1}, K_{p2}, K_{p3}	Gain de régulation.
Γ	Variable intermédiaire pour la synthèse des lois de commande.
δ_i	Différence entre les rapports cycliques de deux cellules successives.
$b_0=R/L$	Paramètre de la charge.
$b_1=1/L$	Paramètre de la charge.
$a_i=1/C_i$	Paramètre des condensateurs.
$\sum x_i$	Equation d'état de la variable i .
x_{1ref}	Référence en tension pour x_1 .(3 cellules).
x_{2ref}	Référence en tension pour x_2 .(3 cellules).
x_{3ref}	Référence en courant pour x_3 . (3 cellules).

Indices

- (.)₀ Grandeur relative au point de fonctionnement autour duquel a été linéarisé le modèle.
- (.)_{init} Grandeur relative à la valeur initiale d'une variable.

- (.)_{ref} Grandeur relative à la valeur de référence d'une variable.
- (.)_{max} Grandeur relative à la valeur maximal d'une variable.
- (.)_{min} Grandeur relative à la valeur minimal d'une variable.
- (.)_{aux} Grandeur relative aux circuit de rééquilibrage.
- $\delta(\cdot)$ Petite variation autour du point de fonctionnement autour duquel a été linéarisé le modèle.
- Δ Grandeur relative à variation d'une variable.
- [.] Composantes matricielles et vectorielles
- [.]^t Grandeur relative à la transposée d'un vecteur.
- || Grandeur relative à la valeur absolue d'une variable.

Machine asynchrone monophasée

s, r	Indices correspondants au stator et au rotor
a, b	Indices correspondants aux deux phases du stator
d, q	Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant
α, β	Axe correspondants au référentiel fixe par rapport au stator
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courants statoriques dans le référentiel (α, β)
$i_{d s}, i_{q s}$	Courants statoriques dans le référentiel (d, q)
i_s	Vecteur courant statorique
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	Tensions statoriques dans le référentiel (α, β)
$v_{d r}, v_{q r}$	Tensions statoriques dans le référentiel (d, q)
v_s	Vecteur tension statorique
$\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$	Flux rotoriques dans le référentiel (α, β)
$\phi_{d r}, \phi_{q r}$	Flux rotoriques dans le référentiel (d, q)
ϕ_r	Vecteur flux rotoriques
ω_s	Vitesse synchrone
ω	Vitesse électrique du rotor
ω_r	Vitesse de glissement
Ω	Vitesse mécanique du rotor
P	Nombre de paire de pôle
c_{em}	Couple électromagnétique
c_r	Couple de charge
J	Moment d'inertie de la partie tournante
M_a	Inductance mutuelle cyclique entre la phase principale statorique et une phase rotorique
M_b	Inductance mutuelle cyclique entre la phase auxiliaire statorique et une phase rotorique
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
R_s, R_r	Résistances du stator et du rotor
T_r	Constante de temps rotorique
$\sigma_a = 1 - \frac{M_a^2}{L_s L_r}$	Coefficient de dispersion de l'axe a
$\sigma_b = 1 - \frac{M_b^2}{L_s L_r}$	Coefficient de dispersion de l'axe b

Machine asynchrone triphasée

s, r	Indices correspondants au stator et au rotor
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases du stator
d, q	Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant
α, β	Axe correspondants au référentiel fixe par rapport au stator
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courants statoriques dans le référentiel (α, β)
$i_{d s}, i_{q s}$	Courants statoriques dans le référentiel (d, q)
i_s	Vecteur courant statorique
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	Tensions statoriques dans le référentiel (α, β)
$v_{d r}, v_{q r}$	Tensions statoriques dans le référentiel (d, q)
v_s	Vecteur tension statorique
$\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$	Flux rotoriques dans le référentiel (α, β)
$\phi_{d r}, \phi_{q r}$	Flux rotoriques dans le référentiel (d, q)
ϕ_r	Vecteur flux rotoriques
ω_s	Vitesse synchrone
ω	Vitesse électrique du rotor
ω_r	Vitesse de glissement
Ω	Vitesse mécanique du rotor
P	Nombre de paire de pôle
c_{em}	Couple électromagnétique
c_r	Couple de charge
J	Moment d'inertie de la partie tournante
L_m	Inductance mutuelle cyclique
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
r_s, r_r	Résistances du stator et du rotor
T_r	Constante de temps rotorique
$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$	Coefficient de fuite totale

Introduction générale

Depuis de nombreuses années dans le domaine de l'électronique de puissance, nous assistons à une augmentation sans cesse croissante des puissances commutées par des convertisseurs statiques afin de répondre aux exigences industrielles.

Cette élévation de puissance peut être obtenue en théorie de deux façons : augmentation du courant ou de la tension commutée. Mais d'un point de vue pratique à l'échelle du composant, ces augmentations sont difficiles à maîtriser et se traduisent par une détérioration importante des caractéristiques statiques et dynamiques : pertes par conduction et par commutation plus importante.

Pour répondre à cet inconvénient, la solution consiste à placer plusieurs semi-conducteurs basse-tension en série qui peuvent être optimisés en terme de tension de saturation et de vitesse de commutation.

La mise en série présente des performances intéressantes mais cette technique pose toutefois des problèmes de mise en œuvre au niveau de la répartition des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués ce qui réduit considérablement le champ d'application de cette technique.

Une nouvelle topologie de convertisseurs apparue au début des années 90, il s'agit des convertisseurs à cellules imbriquées qui ont permis d'envisager un champ d'application beaucoup plus vaste. En effet, cette nouvelle topologie facilite la mise en série en assurant un équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs en régime statique. De plus, le fractionnement de la tension interrupteur permet d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur en termes d'ondulation de tension, d'ondulation du courant et du contenu harmonique. Cette amélioration permet ainsi de diminuer le volume et le coût des filtres associés [01].

Les convertisseurs à cellules imbriquées mettant en œuvre des condensateurs flottants dont les tensions doivent être maîtrisées. Afin de conserver un fonctionnement correct du convertisseur au cours du temps, sa commande doit assurer la régulation des tensions des 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 [02].

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. Elle est

connue sous le nom de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Cette commande permet l'équilibrage naturel des tensions aux bornes des condensateurs [03].

Il apparaît cependant que pour certains points de fonctionnement, la commande MLI ne permet plus d'assurer la stabilité des tensions condensateurs, ce qui peut conduire à la destruction du convertisseur. Pour pouvoir fonctionner quelque soit le point de fonctionnement, il est absolument nécessaire de développer des nouvelles commandes en boucles fermées.

Nous présentons dans ce mémoire l'association du convertisseur à cellules imbriquées avec la machine asynchrone monophasée et triphasée et nous développerons également, par la suite, des lois de commande assurant la régulation des tensions condensateurs et du courant de charge .

Le présent mémoire sera organisé en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation des onduleurs à cellules imbriquées, dont nous nous présenterons le modèle en valeurs instantanées et les principales caractéristiques de cette topologie.

Dans le deuxième chapitre, la modélisation des machines asynchrones monophasée et triphasée et l'association machine asynchrone-onduleur à cellules imbriquées seront présentées.

Le troisième chapitre, sera consacré à présenter le modèle aux valeurs moyennes du convertisseur, ainsi le développement des lois de commande pour un onduleur trois cellules. Nous présenterons deux lois de commande, l'une est de type proportionnel et l'autre une commande non-interactive.

Enfin le dernier chapitre sera dédié à présenter deux autres lois de commande, dans un premier temps on étudie une commande non linéaire. Dans un second temps nous verrons une commande directe en utilisant les bases de la théorie de Lyapunov.

Nous terminerons avec une conclusion générale dotée de quelques perspectives représentant une extension de ce travail.

Chapitre I

Modélisation de l'onduleur à cellules imbriquées

I.1 Introduction

La structure originale de l'onduleur à cellules imbriquées a été proposée au début des années 90 par des chercheurs français. Elle est basée sur l'association des cellules élémentaires de commutation. Elle permet la mise en série de plusieurs semi-conducteurs de puissance sans qu'il ait de problèmes de répartition de la tension d'entrée sur les semi-conducteurs mis en série. Cela permet le fonctionnement avec des tensions d'alimentations élevées tandis que les semi-conducteurs associés ont une tenue en tension plus petite que la tension d'alimentation. Elle permet aussi d'avoir en sortie du convertisseur plusieurs niveaux de tension [06]. Ces convertisseurs ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance. Cette structure est composée de p cellules de commutation imbriquées, séparées les unes des autres par $(p-1)$ condensateurs flottants [04].

Au cours de ce chapitre, nous étudierons le principe de base des convertisseurs à cellules imbriquées et nous verrons la dynamique idéale des tensions condensateurs et nous analyserons les formes d'onde qui en résulte.

Nous présenterons principalement le modèle aux valeurs instantanées des onduleurs monophasé en demi pont et triphasé. Ce modèle prend en compte les commutations

des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état de l'onduleur à cellules imbriquées.

I.2 Topologie des structures à cellules imbriquées

Elle est constituée de p sources de tension 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 $(p-1)$ sources de tension continue.

On note par s_i l'état de la cellule i . Les sources de tension sont notées par E_i , ($i=1 \dots p-1$), et la tension de sortie par V_s .

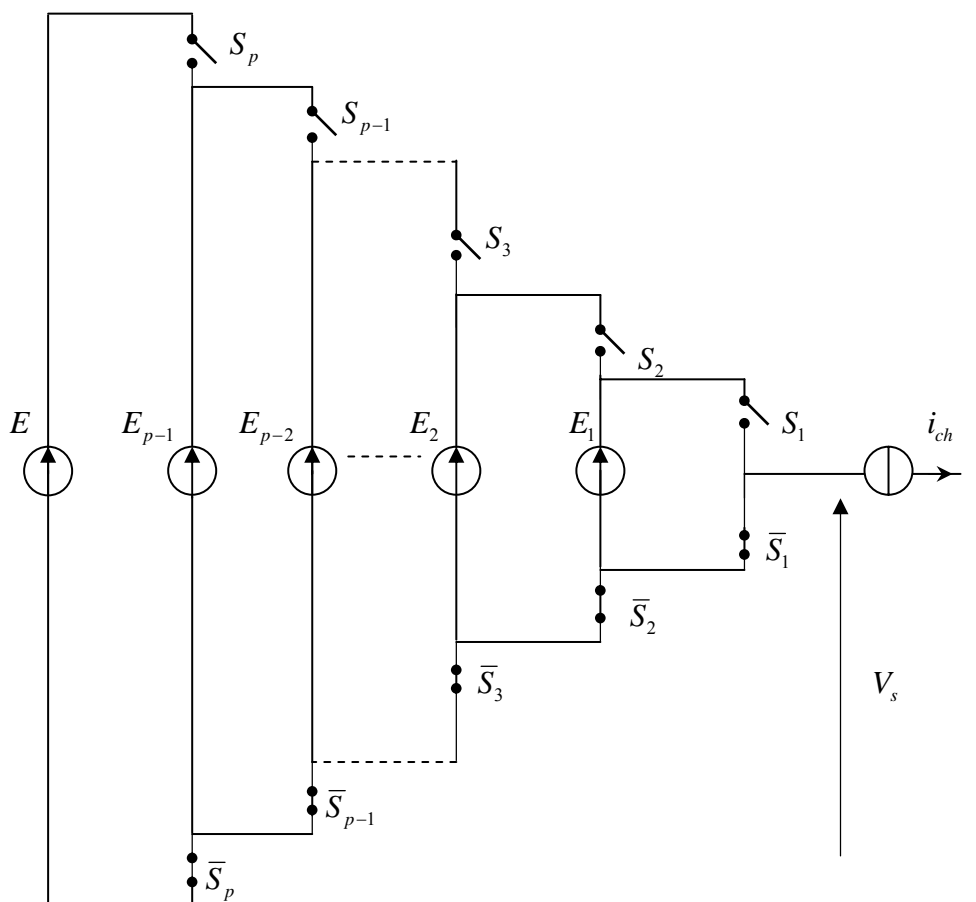


Figure I.1 Structure à cellules imbriquées.

I.2.1. Cellule élémentaire de commutation à cellules imbriquées

Une cellule de commutation élémentaire est composée d'une source de tension et deux interrupteurs connectés à une source de courant (la charge). Les états des interrupteurs doivent respecter les principes fondamentaux d'interconnexion des sources suivantes [03] :

- 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 être mise en circuit ouvert, mais elle peut être en court-circuit;
- 3- Deux sources de même nature ne peuvent pas être connecter entre elles (tension ou courant).

Sur la figure (I.2) on trouve le schéma de principe d'une cellule élémentaire de commutation.

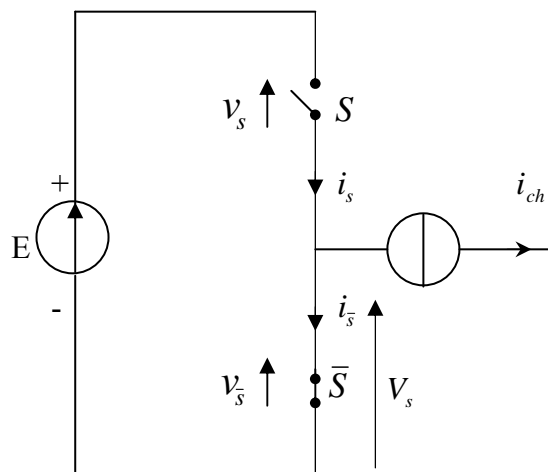


Figure I.2 Cellule élémentaire de commutation.

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 à l'état 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 :

$$i_{ch} = i_s - i_s^- \quad (I.1)$$

$$E = v_s + v_s^- \quad (I.2)$$

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_s^-	v_s	v_s^-
1	Passant	Bloqué	E	i_{ch}	0	0	E
0	Bloqué	passant	0	0	$-i_{ch}$	E	0

I.2.2. Propriétés de la structure

La structure de base d'un onduleur à cellules imbriquées commence par l'association de deux cellules élémentaires de commutation telle que l'on montre sur la figure (I.3)

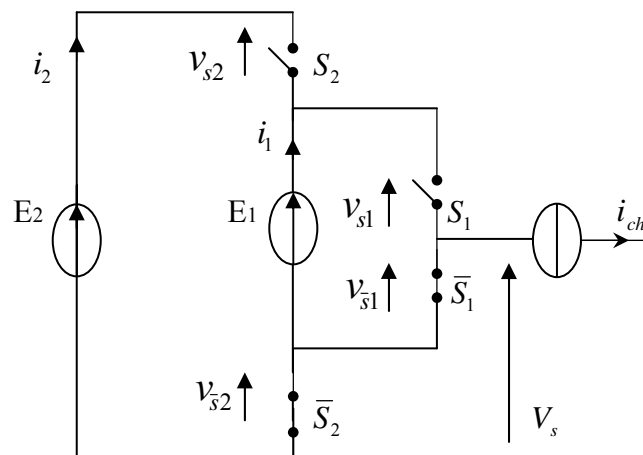


Figure I.3 Association de deux cellules de commutation imbriquées.

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_{ch}	E_1
1	0	0	E_1	i_{ch}	$-i_{ch}$	$E_2 - E_1$
1	1	0	0	i_{ch}	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 multiniveaux 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 ($E_2=E$ et $E_1=E/2$)

Etat cellule 2	Etat cellule 1	v_{s2}	v_{s1}	V_s
0	0	$1/2E$	$1/2E$	0
0	1	$1/2E$	0	$1/2E$
1	0	0	$1/2E$	$1/2E$
1	1	0	0	E

De la même manière que l'on a associé deux cellules de commutation, plusieurs cellules peuvent être associées. Sur la figure (I.4), on présente l'association de 4 cellules de commutation [05].

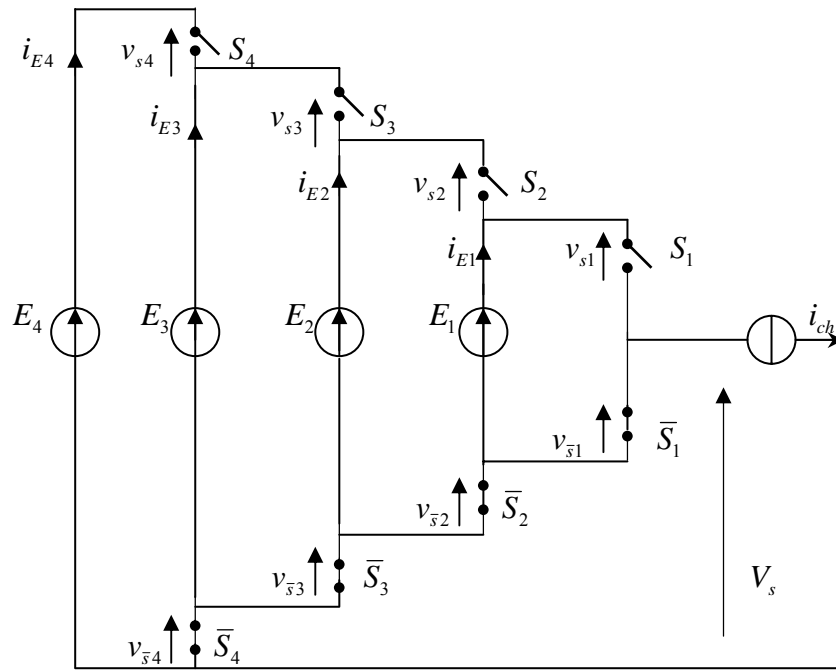


Figure I.4 Association de 4 cellules de commutation (convertisseur 5-niveaux).

Comme dans le cas précédant, le nombre d'états possibles de cette association est obtenu par le calcul du nombre d'états de ces 4 éléments binaires, c'est à dire 2^4 états possibles. Afin d'analyser cette association, on résume ses caractéristiques principales sur le Tableau (I.2.c) :

Tableau I.2.c. Principales caractéristiques de l'association de 4 cellules de commutation.

Etat	S_4	S_3	S_2	S_1	v_{s4}	v_{s3}	v_{s2}	v_{s1}	i_{E4}	i_{E3}	i_{E2}	i_{E1}	V_s
0	0	0	0	0	E_4-E_3	E_3-E_2	E_2-E_1	E_1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	E_4-E_3	E_3-E_2	E_2-E_1	0	0	0	0	i_{ch}	$E_1=1/4E$
2	0	0	1	0	E_4-E_3	E_3-E_2	0	E_1	0	0	i_{ch}	$-i_{ch}$	$E_2-E_1=1/4E$
3	0	0	1	1	E_4-E_3	E_3-E_2	0	0	0	0	i_{ch}	0	$E_2=1/2E$
4	0	1	0	0	E_4-E_3	0	E_2-E_1	E_1	0	i_{ch}	$-i_{ch}$	0	$E_3-E_2=1/4E$
5	0	1	0	1	E_4-E_3	0	E_2-E_1	0	0	i_{ch}	0	i_{ch}	$E_3-E_2+E_1=1/2E$
6	0	1	1	0	E_4-E_3	0	0	E_1	0	i_{ch}	0	$-i_{ch}$	$E_3-E_1=1/2E$
7	0	1	1	1	E_4-E_3	0	0	0	0	i_{ch}	0	0	$E_3=3/4E$
8	1	0	0	0	0	E_3-E_2	E_2-E_1	E_1	i_{ch}	$-i_{ch}$	0	0	$E_4-E_3=1/4E$
9	1	0	0	1	0	E_3-E_2	E_2-E_1	0	i_{ch}	$-i_{ch}$	0	i_{ch}	$E_4-E_3+E_1=1/2E$
10	1	0	1	0	0	E_3-E_2	0	E_1	i_{ch}	$-i_{ch}$	i_{ch}	$-i_{ch}$	$E_4-E_3+E_2-E_1=1/2E$
11	1	0	1	1	0	E_3-E_2	0	0	i_{ch}	$-i_{ch}$	i_{ch}	0	$E_4-E_3+E_2=3/4E$
12	1	1	0	0	0	0	E_2-E_1	E_1	i_{ch}	0	$-i_{ch}$	0	$E_4-E_2=1/2E$
13	1	1	0	1	0	0	E_2-E_1	0	i_{ch}	0	$-i_{ch}$	i_{ch}	$E_4-E_2+E_1=3/4E$
14	1	1	1	0	0	0	0	E_1	i_{ch}	0	0	$-i_{ch}$	$E_4-E_1=3/4E$
15	1	1	1	1	0	0	0	0	i_{ch}	0	0	0	$E_4=E$

En prenant la contrainte en tension que l'on souhaite appliquer aux interrupteurs des cellules de commutation, sachant que l'alimentation principale est représentée par la source de tension E_4 , les valeurs des sources internes E_1 , E_2 , et E_3 sont déduite d'après les équations des tensions des interrupteurs. Ainsi, on trouve les valeurs suivantes pour les sources de tensions internes :

$$(a) E_3 = \frac{3}{4} E_4 \quad (b) E_2 = \frac{1}{2} E_4 \quad (c) E_1 = \frac{1}{4} E_4 \quad (I.4)$$

Avec ces valeurs de tensions on aura une répartition équilibrée de la tension d'entrée aux bornes de chaque semi-conducteur des cellules de commutation et en sortie du convertisseur on pourra disposer d'une sortie de tension multiniveaux. La valeur de la tension de sortie peut prendre des valeurs égale à celle des 4 sources de tension et en plus une tension nulle :

$$V_s \in \{E_4, E_3, E_2, E_1, 0\} \quad (I.5)$$

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 [05].

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

Nombre de cellules associées	p
Nombres 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	$E_i = \frac{i}{p} E$

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, appelées signal de commande s_i , qui représente l'état du $i^{\text{ème}}$ cellule de commutation :

$$s_i \in \{0,1\} \quad (I.6)$$

Ayant cette variable on peut déterminer les différentes tensions présentes dans chaque état de l'association multiniveaux.

On a les expressions suivantes :

$$\text{Tension de sortie : } V_s = \sum_{i=1}^p (E_i - E_{i-1}) \cdot s_i \quad (I.7)$$

$$\text{avec : } E_p = E, E_0 = 0$$

Tension des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{s_i} = (E_i - E_{i-1}) \cdot \bar{s}_i \\ v_{\bar{s}_i} = (E_i - E_{i-1}) \cdot s_i \end{cases} \quad (I.8)$$

Les courants débités par les sources de tension sont :

$$i_{E_i} = (s_i - s_{i+1}) \cdot i_{ch} \quad (I.9)$$

Etant donné la relation entre les différentes sources de tension, (équation pour un convertisseur 5 niveaux), les expressions des tensions citées ci-dessus peuvent être simplifiées :

$$\text{Tension de sortie : } V_s = \frac{E}{p} \sum_{i=1}^p s_i \quad (I.10)$$

Tension des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{s_i} = \frac{E}{p} \cdot \bar{s}_i \\ v_{\bar{s}_i} = \frac{E}{p} \cdot s_i \end{cases} \quad (I.11)$$

I.2.3. Convertisseur à cellules imbriquées avec des condensateurs flottants

L'association des cellules de commutation utilise des sources de tension idéales pour alimenter chaque cellule. Les sources de tension interne peuvent être réalisées par des condensateurs flottants. Bien sûr, cette substitution des sources de tension idéale par un simple élément de stockage d'énergie aura des conséquences sur le fonctionnement et la complexité de cette structure multiniveaux. D'autre part cette substitution aboutit à une structure qui devient plus intéressante sur le plan pratique. La tension aux bornes des condensateurs pourra s'ajuster

sans problème lors des périodes transitoires de la source d'alimentation principale. En plus, la substitution des sources de tension par un simple condensateur va aboutir à une structure plus petite (moins volumineuse et moins lourde) et moins coûteuse [05].

Dans cette partie nous allons analyser cette structure multiniveaux lorsque des condensateurs sont utilisés comme sources de tension. Cette structure est souvent appelée *structure multiniveaux avec des condensateurs flottants*. Sur la figure (I.5) on présente une telle structure avec 4 cellules de commutation.

Dans cette structure, les sources de tension E_1 , E_2 et E_3 ont été remplacées par les condensateurs C_1 , C_2 et C_3 respectivement. Les valeurs de la tension des anciennes sources de tension seront dans ce cas les tensions aux bornes des condensateurs. Ces valeurs sont les mêmes que l'on a exprimé auparavant sur le Tableau (I.3). Aussi, les autres relations définies sur le Tableau (I.3) ainsi que les expressions de (I.7) à (I.11) sont valables, pour cette association avec des condensateurs flottants.

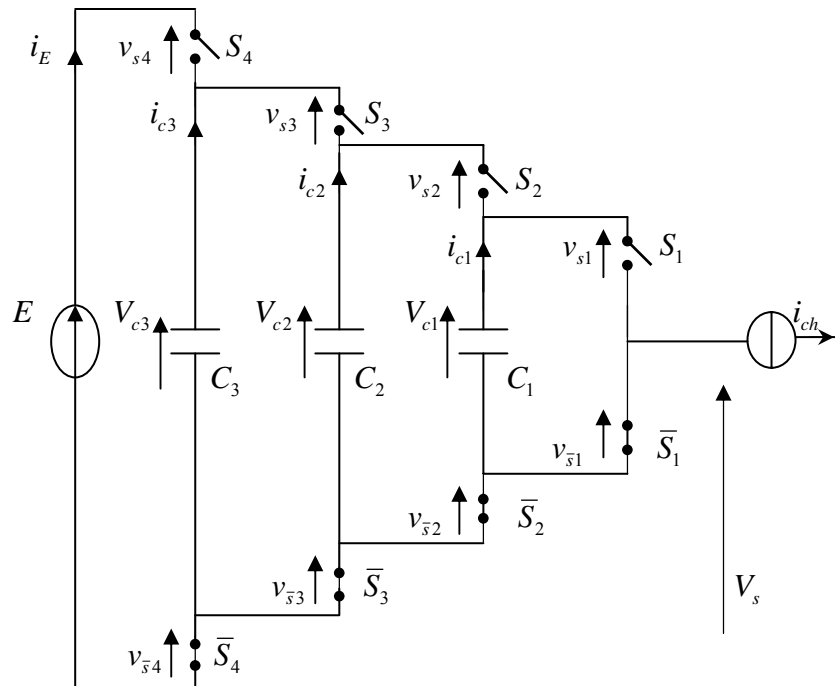


Figure I.5 Structure à cellules imbriquées avec des condensateurs flottants.

I.2.4. Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants

La dynamique de la tension 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 [05]. Sur la figure (I.6) on présente une dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants dans le cas d'une association de 4 cellules de commutation.

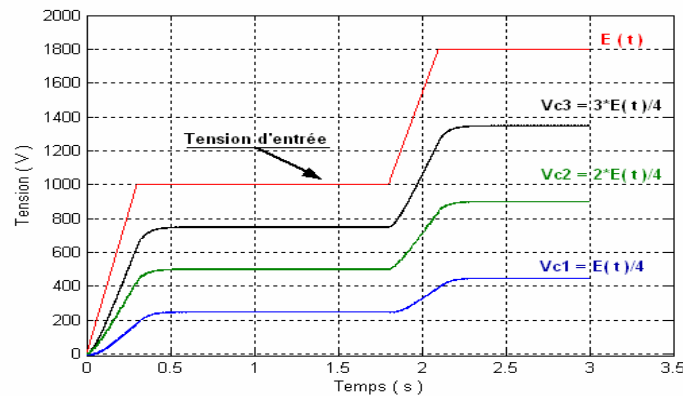


Figure I.6 Dynamique idéale de la tension des condensateurs flottants.

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 assure une sortie de tension multiniveaux dont l'amplitude des niveaux égale à [05]:

$$E_{niv}(t) = \frac{E(t)}{p} \quad (I.12)$$

I.3. Modélisation de l'onduleur

I.3.1. Modèle exact (aux valeurs instantanées)

Le modèle exact représente l'état de la cellule de commutation à chaque instant, nous présentons dans un premier temps d'étudier l'évolution des différentes grandeurs d'état régissant le fonctionnement des onduleurs à cellules imbriquées tout en prenant en compte les commutations des interrupteurs.

Dans le cas de l'étude des convertisseurs à cellules imbriquées, le modèle aux valeurs instantanées nous permettra de mettre en évidence le phénomène d'équilibrage naturel des tensions condensateurs aux bornes des interrupteurs du convertisseur [02].

I.3.1.1 Hypothèses

Les hypothèses que nous formulons dans ce paragraphe vont nous permettre de simplifier l'étude des convertisseurs à cellules imbriquées et la formulation du modèle :

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

I.3.1.2 Formulation générale

La présence des p cellules ayant chacune deux états possibles (interrupteurs S_i et \overline{S}_i étant à tout instant dans des états complémentaires) implique que l'onduleur 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'équation différentielle représentant l'évolution des tensions V_{ci} et du courant de charge i_{ch} .

La mise en équation de ce type de structure met en œuvre pour chaque phase [02] :

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

I.3.1.2.1 Onduleur monophasée en demi-pont

Nous considérons sur la figure (I.7) le fonctionnement en onduleur de p cellules à point milieu capacitif :

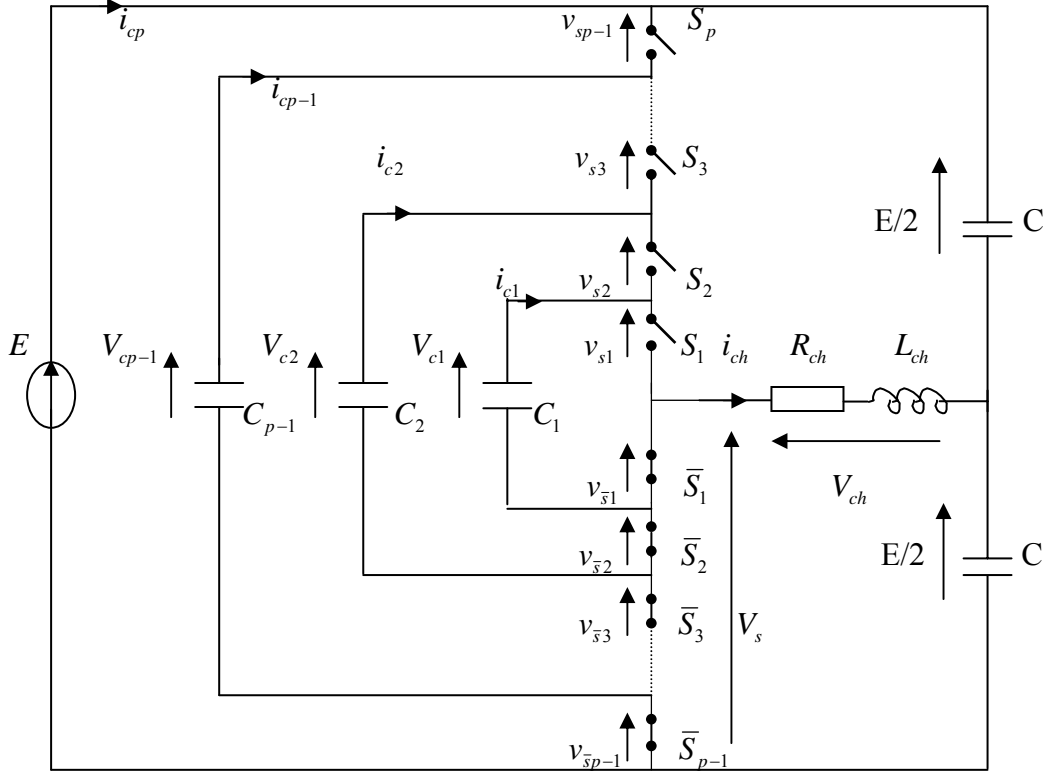


Figure I.7 Onduleur p cellules imbriquées à point milieu capacitif associé à une charge R, L .

Une nouvelle hypothèse vient s'ajouter à celles énoncées au paragraphe I.3.1.1 :

- Le point milieu est idéale (ondulation de tension nulle).

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 Cel_{i+1} , Cel_i et du courant de charge i_{ch} .

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

$$i_{ci} = [s_{i+1} - s_i] i_{ch} \tag{I.13}$$

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

$$\frac{d}{dt}V_{ci} = \frac{[s_{i+1} - s_i]i_{ch}}{C_i} \quad (\text{I.14})$$

Le courant de charge i_{ch} est quant à lui défini en fonction de la tension de sortie V_s et de la nature de charge. La tension du bras V_s correspond à la somme des tensions aux bornes des interrupteurs \bar{s}_i . Ces tensions sont définies par :

$$v_{\bar{s}_i} = s_i(V_{ci-1} - V_{ci}) \quad (\text{I.15})$$

Ce qui implique que l'expression la tension V_s s'écrit :

$$V_s = \sum_{i=1}^p v_{\bar{s}_i} = \sum_{i=1}^p s_i(V_{ci-1} - V_{ci}) \quad (\text{I.16})$$

Où $V_{cp} = E$ et $V_{c0} = 0$.

Dans le cas d'une charge R-L, la tension aux bornes de la charge V_{ch} s'écrit :

$$V_{ch} = V_s - \frac{E}{2} = R_{ch} \cdot i_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt}i_{ch} \quad (\text{I.17})$$

Ce qui implique une nouvelle expression de l'évolution du courant i_{ch} :

$$\frac{d}{dt}i_{ch} = \frac{V_s}{L_{ch}} - \frac{E}{2 \cdot L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} \quad (\text{I.18})$$

A partir de l'équation (I.15), Nous obtenons l'expression générale de l'évolution du courant i_{ch} :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{ch} = & \frac{[s_1 - s_2]}{L_{ch}}V_{c1} + \frac{[s_2 - s_3]}{L_{ch}}V_{c2} + \dots + \frac{[s_{p-1} - s_p]}{L_{ch}}V_{cp-1} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} + \frac{s_p}{L_{ch}}i_{ch} + \\ & \frac{s_p}{L_{ch}}E - \frac{1}{2 \cdot L_{ch}}E \end{aligned} \quad (\text{I.19})$$

Le système d'équation représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un onduleur p cellules à point milieu est :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}V_{c1} &= \frac{[s_2 - s_1]}{C_1}i_{ch} \\
\frac{d}{dt}V_{c2} &= \frac{[s_3 - s_2]}{C_2}i_{ch} \\
&\vdots \\
\frac{d}{dt}V_{cp-1} &= \frac{[s_p - s_{p-1}]}{C_{p-1}}i_{ch} \\
\frac{d}{dt}i_{ch} &= \frac{[s_1 - s_2]}{L_{ch}}V_{c1} + \frac{[s_2 - s_3]}{L_{ch}}V_{c2} + \dots + \frac{[s_{p-1} - s_p]}{L_{ch}}V_{cp-1} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{ch} + \frac{s_p}{L_{ch}}i_{ch} + \frac{s_p}{L_{ch}}E - \frac{1}{2 \cdot L_{ch}}E
\end{aligned} \tag{I.20}$$

Remarque : Nous avons choisi les signaux de commande s_i pilotant les interrupteurs S_i mais nous aurions pu choisir les signaux de commande $\overline{s_i}$ commandant les interrupteurs $\overline{S_i}$. 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 $\overline{s_i}$.

I.3.1.2.2 Onduleur triphasé

La figure (I.8) donne le circuit électrique d'un onduleur triphasé à cellules imbriquées. Il est constitué de p cellules de commutation séparées par p-1 condensateurs flottants pour chaque phase, N est le nombre de niveau. Les signaux de commande des cellules de commutation sont obtenus à partir d'une modulation de largeur d'impulsion (MLI) [04].

L'onduleur triphasé parfait présente un fonctionnement stable; les tensions aux bornes des condensateurs flottants sont "naturellement" équilibrées; aux bornes de la capacité C_i entre la cellule i et la cellule $i+1$ la tension est égale à iE/p . Ainsi, en régime équilibré, le caractère modulaire de la structure à cellule imbriquée offre l'avantage d'avoir la possibilité d'un nombre théoriquement illimité de niveaux.

La tension en sortie de la phase k d'un onduleur triphasé ($k = 1, 2, 3$) par rapport au point milieu de l'alimentation (Figure I.8) s'écrit comme suit [04]:

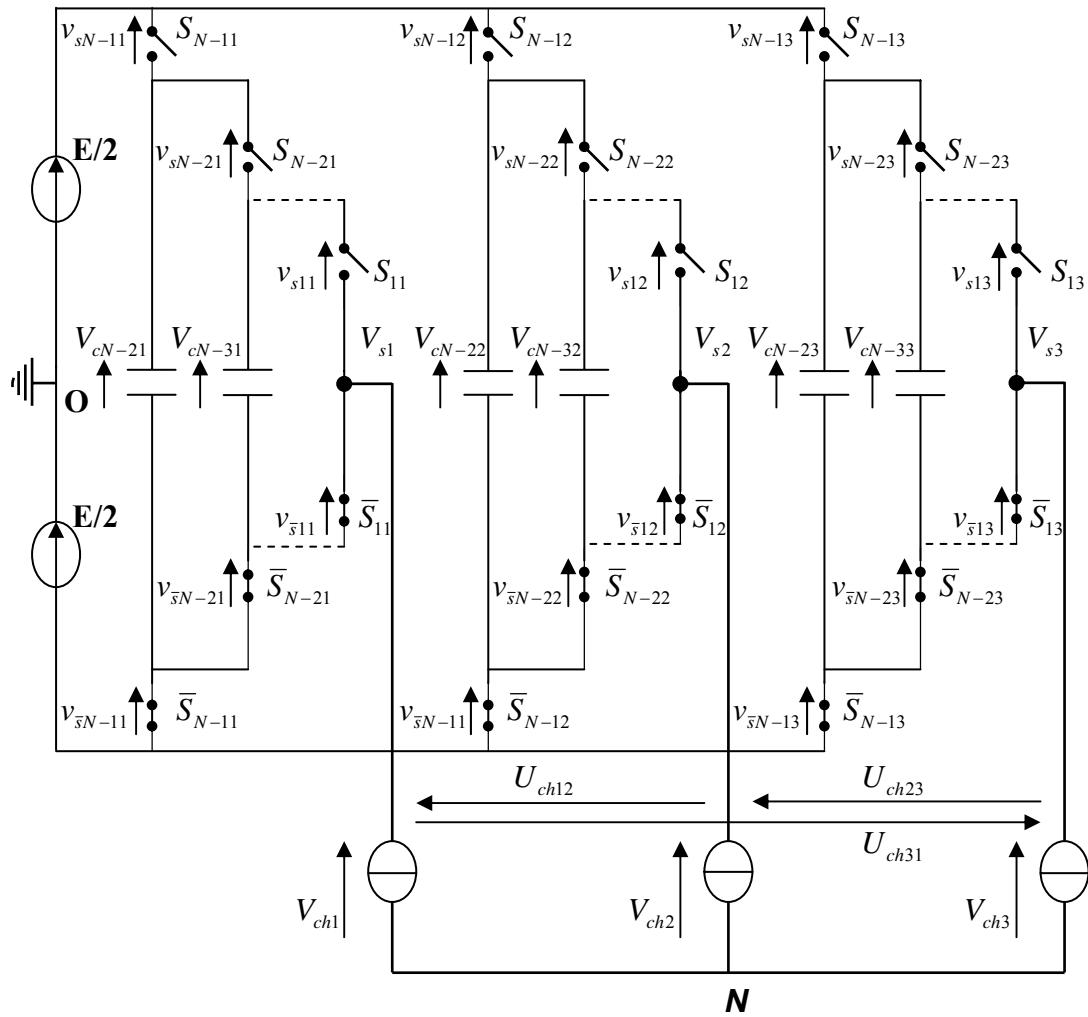


Figure I.8 Structure d'un onduleur à p cellules imbriquées triphasé (N=p+1).

$$V_{sk} = -\frac{E}{2} + \frac{\sum_{i=1}^p S_{ik}}{p} E. \tag{I.21}$$

Où $s_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{si la cellule } i \text{ de la phase } k \text{ est à l'état "1"}. \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$

La tension V_{celli} est la tension "aux bornes de la cellule i " c'est à dire la tension qui sera appliquée à celui des deux interrupteurs de la cellule i qui est bloqué; elle est donnée par L'équation suivante :

$$V_{celli} = V_{ci+1} - V_{ci} \tag{I.22}$$

Sachant que : $V_{c0} = 0$, et $V_{cp} = E$.

Pour chaque phase, on a 2^p configurations possibles. La tension de sortie V_{sk} par rapport au point milieu O, présente alors N niveaux, avec $N=p+1$, allant de $-E/2$ jusqu'à $E/2$.

La figure (I.9) présente les différents niveaux de tension pour un bras d'onduleur respectivement 3 niveaux ($p=2$) et 4 niveaux ($p=3$).

Nous pouvons alors voir que pour des niveaux de tension particuliers, plusieurs configurations sont équivalentes par rapport au niveau de tension obtenu, c'est à dire que nous pouvons avoir ces niveaux de tension en sortie de la phase avec plusieurs configurations du bras.

$$\begin{array}{l}
 \text{Onduleur} \\
 \text{3Niveaux} \\
 \text{(p=2)} \\
 \\
 \text{Onduleur} \\
 \text{4Niveaux} \\
 \text{(p=3)}
 \end{array}
 V_{s1} = \left\{ \begin{array}{l}
 -E/2 \quad \text{si } (s_{21}, s_{11}) = (\mathbf{0}, \mathbf{0}) \\
 \mathbf{0} \quad \text{si } (s_{21}, s_{11}) = (\mathbf{1}, \mathbf{0}) \text{ ou } (\mathbf{0}, \mathbf{1}) \\
 E/2 \quad \text{si } (s_{21}, s_{11}) = (\mathbf{1}, \mathbf{1}) \\
 \\
 -E/2 \quad \text{si } (s_{31}, s_{21}, s_{11}) = (\mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{0}) \\
 -E/6 \quad \text{si } (s_{31}, s_{21}, s_{11}) = (\mathbf{1}, \mathbf{0}, \mathbf{0}) \text{ ou } (\mathbf{0}, \mathbf{1}, \mathbf{0}) \text{ ou } (\mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{1}) \\
 E/6 \quad \text{si } (s_{31}, s_{21}, s_{11}) = (\mathbf{1}, \mathbf{1}, \mathbf{0}) \text{ ou } (\mathbf{0}, \mathbf{1}, \mathbf{1}) \text{ ou } (\mathbf{1}, \mathbf{0}, \mathbf{1}) \\
 E/2 \quad \text{si } (s_{31}, s_{21}, s_{11}) = (\mathbf{1}, \mathbf{1}, \mathbf{1})
 \end{array} \right.$$

Figure I.9 Niveaux de tension à la sortie d'une phase d'onduleurs 3 niveaux ($p=2$) et 4 niveaux ($p=3$).

Si nous définissons R_k , relatif à la phase k de l'onduleur tel que :

$$R_k = \sum_{i=1}^p s_{ik} \quad (\text{I.23})$$

Il apparaît clairement que cet indice traduit le niveau de tension de la phase k puisque en Régime équilibré nous avons

$$V_{sk} = \left(-\frac{1}{2} + \frac{R_k}{p} \right) E \quad (\text{I.24})$$

Dans [04]; Il est démontré que pour un onduleur triphasé à N niveaux (p cellules), le nombre de configurations, pour un bras k pouvant générer un niveau de tension indicé par R_k est donné par l'équation suivante :

$$N_{conf} = \frac{p!}{R_k!(p - R_k)!} \quad (I.25)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il on découle :

$$\begin{aligned} V_{ch1} &= \frac{1}{3}(2V_{s1} - V_{s2} - V_{s3}) = R_{ch1} \cdot i_{ch1} + L_{ch1} \frac{d}{dt} i_{ch1} \\ V_{ch2} &= \frac{1}{3}(2V_{s2} - V_{s1} - V_{s3}) = R_{ch2} \cdot i_{ch2} + L_{ch2} \frac{d}{dt} i_{ch2} \\ V_{ch3} &= \frac{1}{3}(2V_{s3} - V_{s1} - V_{s2}) = R_{ch3} \cdot i_{ch3} + L_{ch3} \frac{d}{dt} i_{ch3} \end{aligned} \quad (I.26)$$

En déduit aisément les expressions de tensions composées:

$$\begin{aligned} U_{ch12} &= (V_{s1} - V_{s2}) \\ U_{ch23} &= (V_{s2} - V_{s3}) \\ U_{ch31} &= (V_{s3} - V_{s1}) \end{aligned} \quad (I.27)$$

Les tensions simples et composées du récepteurs peuvent être représentées sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{ch1} \\ V_{ch2} \\ V_{ch3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Pour les onduleurs triphasés avec des condensateurs flottants qui ne sont pas initialement chargés à leurs valeurs d'équilibre, la tension en sortie de la phase k ($k=1, 2, 3$) par rapport au point milieu de l'alimentation figure (I.8), et pour une charge (R, L) s'écrit comme suit :

$$V_{sk} = \sum_{i=1}^p v_{sik} = \sum_{i=1}^p s_{ik} (V_{ci-1k} - V_{cik}) \quad (I.30)$$

Le système d'équation représentant le modèle aux valeurs instantanées d'un bras de l'onduleur triphasé est :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}V_{c1k} &= \frac{[s_{2k} - s_{1k}]}{C_1} i_{chk} \\
 \frac{d}{dt}V_{c2k} &= \frac{[s_{3k} - s_{2k}]}{C_{2k}} i_{chk} \\
 &\vdots \\
 \frac{d}{dt}V_{cp-1k} &= \frac{[s_{pk} - s_{p-1k}]}{C_{p-1k}} i_{chk}
 \end{aligned} \tag{I.31}$$

I.4 Simulation du modèle aux valeurs instantanées

I.4.1 Simulation de l'onduleur monophasé

I.4.1.1 Stratégie de Commande (MLI)

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse (notée f_{dec}), la commande par MLI nécessite autant des porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles : dans le cas d'un onduleur p cellules, la porteuse n°2 aura un déphasage retard de $2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1, la porteuse n°3 un déphasage de $4\pi/p$, ... jusqu'à la porteuse n° p qui aura un déphasage de $(p-1).2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1.

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m et le taux de modulation p_{mod} .

L'indice de modulation m est le rapport de la fréquence f_{dec} de porteuse à la fréquence de la tension de référence f_{mod} ($m = f_{dec} / f_{mod}$).

Lorsque m est entier, la modulation est **synchrone** et **asynchrone** dans le cas contraire.

Le coefficient de réglage en tension p_{mod} est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U de la porteuse ($p_{\text{mod}} = V_m/U$).

La valeur efficace de la tension distorsionnée est donnée par :

$$E_{ef} = \sqrt{E_H^2 + E_F^2} \quad (\text{I.32})$$

E_{ef} : la valeur efficace de la tension déformée.

E_H : la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques.

E_F : la valeur efficace de la fondamentale.

Le facteur de distorsion (Total Harmonic Distorsion (THD)) d'une tension est égale à la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques E_H , divisé par la valeur efficace de la fondamentale E_F .

Dans le cas d'une tension distorsionnée le THD est donné par l'expression :

$$\text{Facteur de distorsion THD\%} = \frac{E_H}{E_F} \times 100 \quad (\text{I.33})$$

Ou la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques E_H est donnée par la formule:

$$E_H = \sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2} \quad (\text{I.34})$$

avec E_2, E_3, \dots, E_n sont respectivement les valeurs efficaces du 2^e, 3^e, ..., n^{ième} harmonique.

A partir des formules (I.34), et (I.32), on obtient la formule :

$$E_{ef} = \sqrt{E_F^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2} \quad (\text{I.35})$$

La figure (I.10) présente les signaux de commande MLI pour le premier bras d'un onduleur à trois cellules:

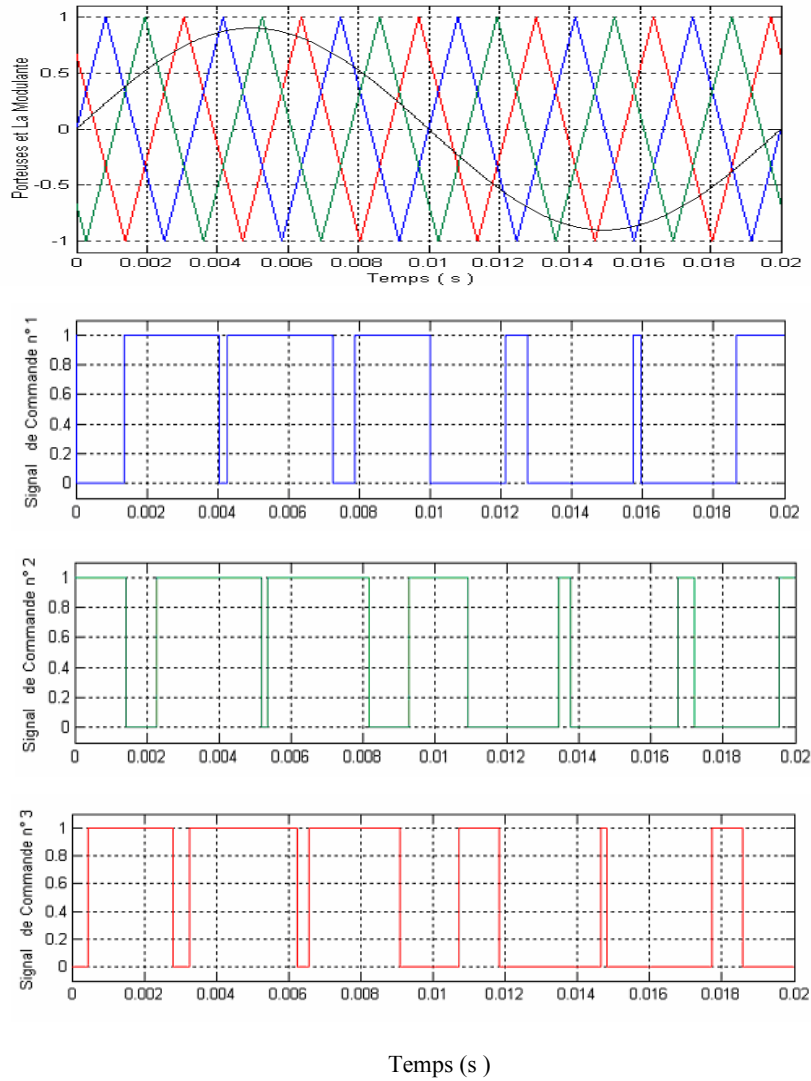


Figure I.10 Génération des signaux de commande d'un onduleur MLI.

I.4.1.2. Simulation de l'onduleur en demi pont parfait

Nous présentons maintenant des résultats de simulation d'un onduleur parfait 4 cellules dont les caractéristiques sont [02]:

$$\begin{cases} E = 1200 \text{ V} \\ C_1 = C_2 = C_3 = 40 \text{ } \mu\text{F}, p = 4 \text{ cellules}, P_{\text{mod}} = 0.9 \\ f_{\text{mod}} = 50 \text{ Hz}, R_{ch} = 10 \text{ } \Omega, L_{ch} = 2 \text{ mH}. \end{cases}$$

Nous effectuons un démarrage du convertisseur alors que les tensions des condensateurs sont initialement chargées à leurs valeurs d'équilibres $V_{C1init} = 300 \text{ V}, V_{C2init} = 600 \text{ V}, V_{C3init} = 900 \text{ V}$.

La figure (I.11) montre l'évolution de la tension aux bornes de la charge et son spectre harmonique pour plusieurs valeurs de l'indice de modulation.

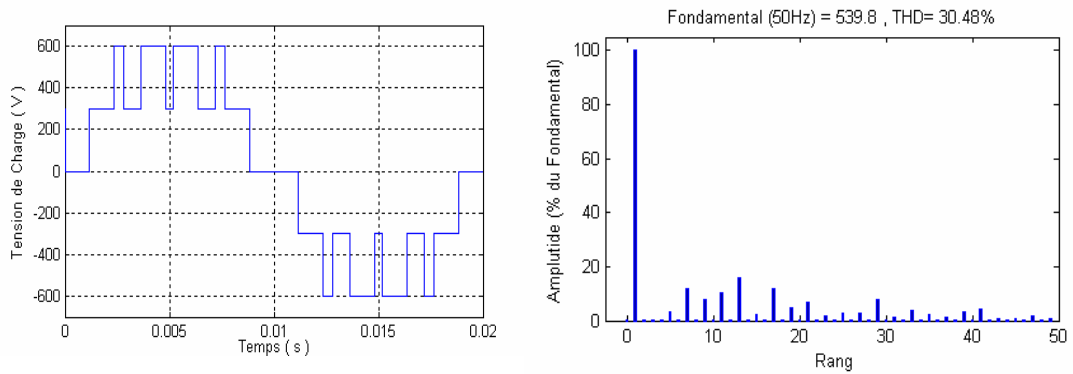


Figure I.11.a. Tension V_{ch} et son spectre harmonique ($m=3$, $p_{mod}=0.9$).

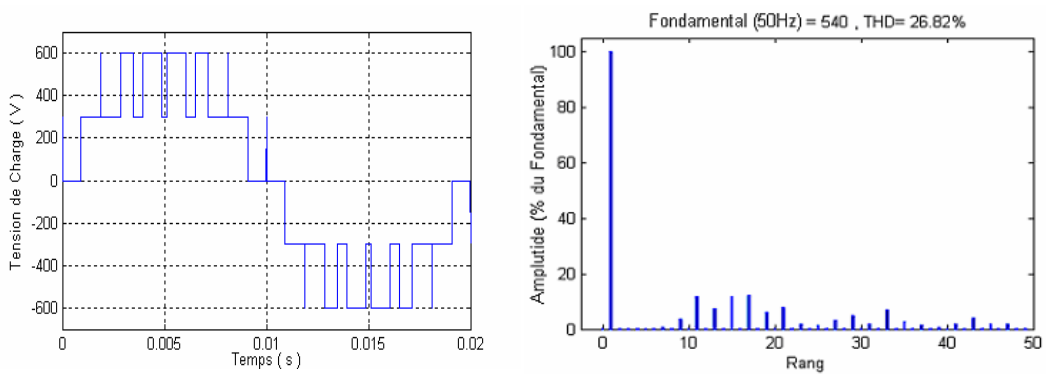


Figure I.11.b. Tension V_{ch} et son spectre harmonique ($m=4$, $p_{mod}=0.9$).

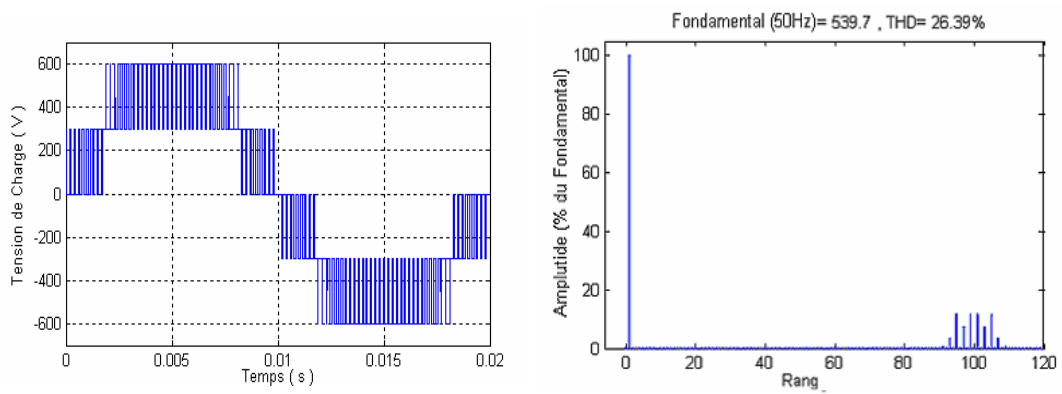


Figure I.11.c. Tension V_{ch} et son spectre harmonique ($m=25$, $p_{mod}=0.9$).

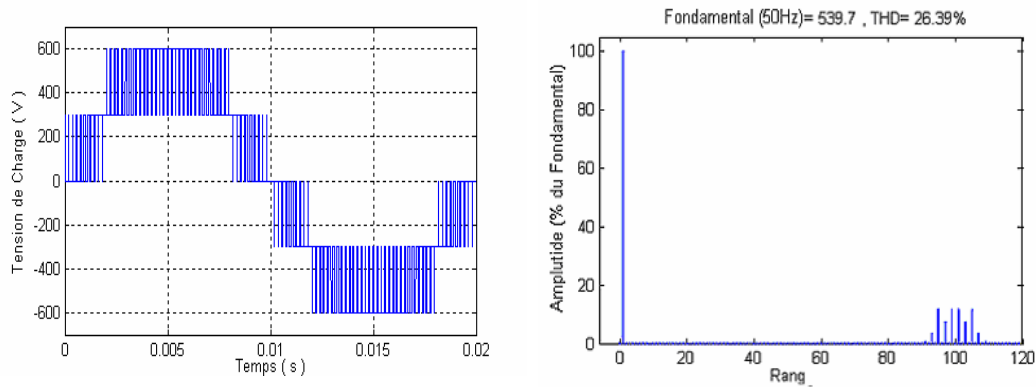


Figure I.11.d. Tension V_{ch} et son spectre harmonique ($m=26$, $p_{mod}=0.9$).

L'évolution de courant de charge est présentée sur la figure (I.12), pour ($m=26$).

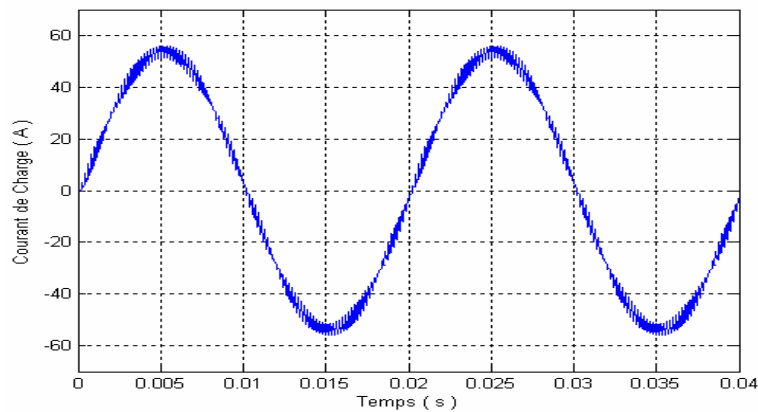


Figure I.12 Evolution du courant de charge i_{ch} .

Les figures (I.11.a) à (I.11.d) montrent la tension de sortie V_{ch} d'un bras d'onduleur monophasé pour différentes valeurs de m avec $p_{mod} = 0.9$, pour les cas où m est pair ($m = 4$, et 26) et impaire ($m = 3$, et 25); on remarque que:

- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences les plus élevées ce qui facilite leur filtrage.
- La variation de l'amplitude du fondamental ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation.

I.4.1.3 Simulation de l'onduleur monophasé en demi pont avec des condensateurs

Nous effectuons le démarrage d'un convertisseur 3 cellules avec des condensateurs :

$E = 1500 \text{ V}$, $f_{\text{mod}} = 50 \text{ Hz}$, $C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F}$; Initialement déchargé, $f_{\text{dec}} = 15 \text{ kHz}$; $p_{\text{mod}} = 0.9$,
 $R_{ch} = 10 \Omega$, $L_{ch} = 0.5 \text{ mH}$.

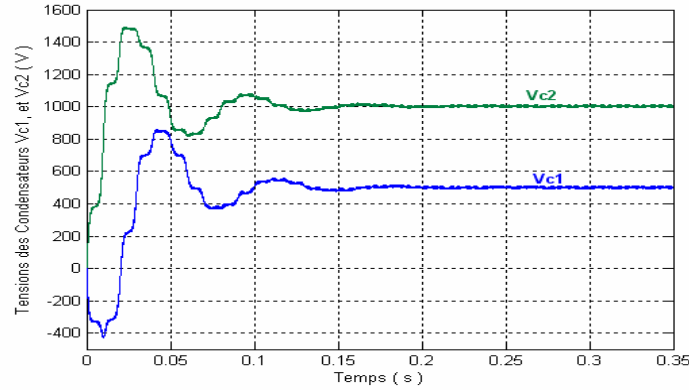


Figure I.13 Evolution des tensions condensateurs.

On remarque que les tensions condensateurs V_{c1} , V_{c2} évoluent vers les composantes continues 500V et 1000V (soit $E/3$ et $2E/3$) respectivement (figure (I.13)), bénéficiant de l'une des propriétés intéressantes de cet onduleur, il s'agit de l'équilibrage naturel [01].

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_{Cel} (figure I.14) comme suit :

$$\begin{aligned} V_{Cel1} &= V_{C1} \\ V_{Cel2} &= V_{C2} - V_{C1} \\ V_{Cel3} &= E - V_{C2} \end{aligned} \quad (\text{I.36})$$

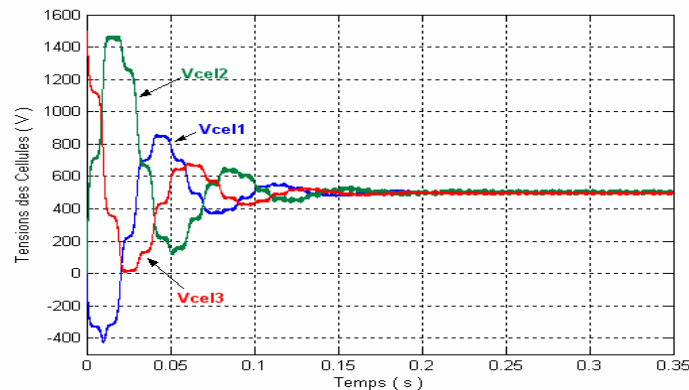


Figure I.14 Evolution des tensions appliquées aux cellules de commutation.

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 plus de 1400V en régime transitoire. Par contre lorsque les tensions condensateurs sont équilibrées, les tensions V_{Cel} sont identiques avec une composante continue de 500V ce qui garantit une répartition équilibrée des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués.

Nous présentons sur la figure (I.15) la tension de charge et son spectre harmonique, pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

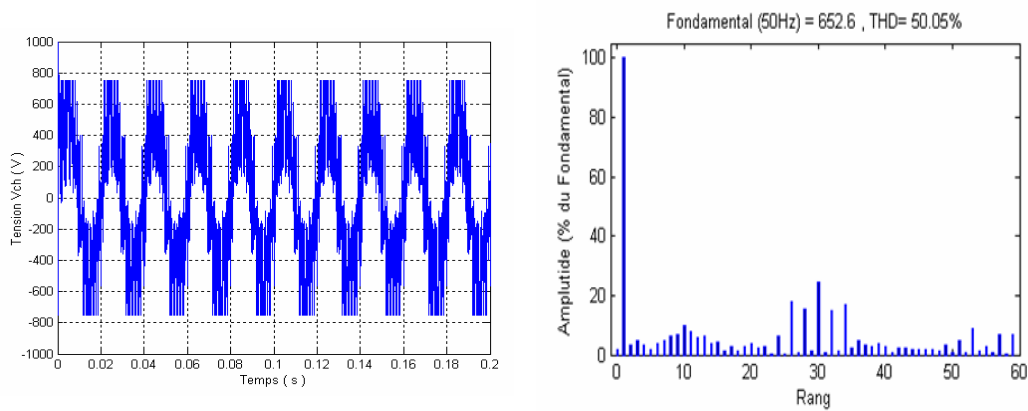


Figure I.15.a. Tension V_{ch} et son spectre harmonique ($m=10$, $p_{mod} = 0.9$).

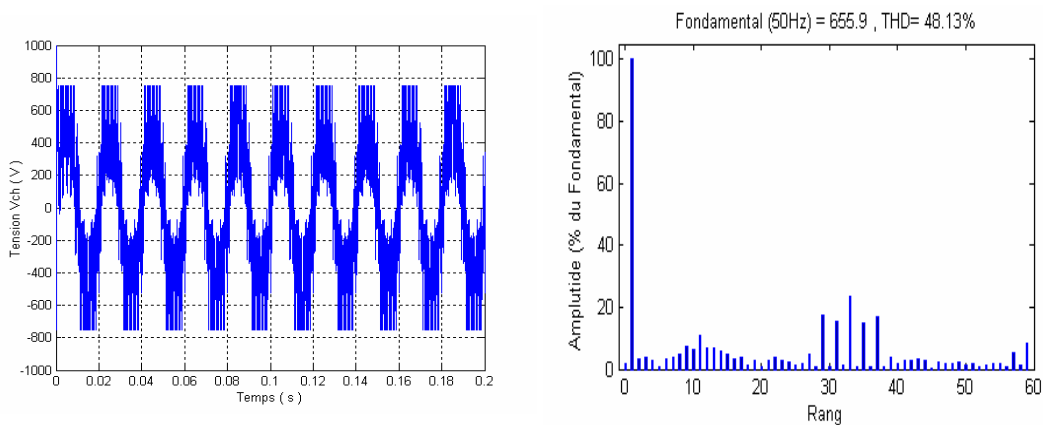


Figure I.15.b. Tension V_{ch} et son spectre harmonique ($m=11$, $p_{mod} = 0.9$).

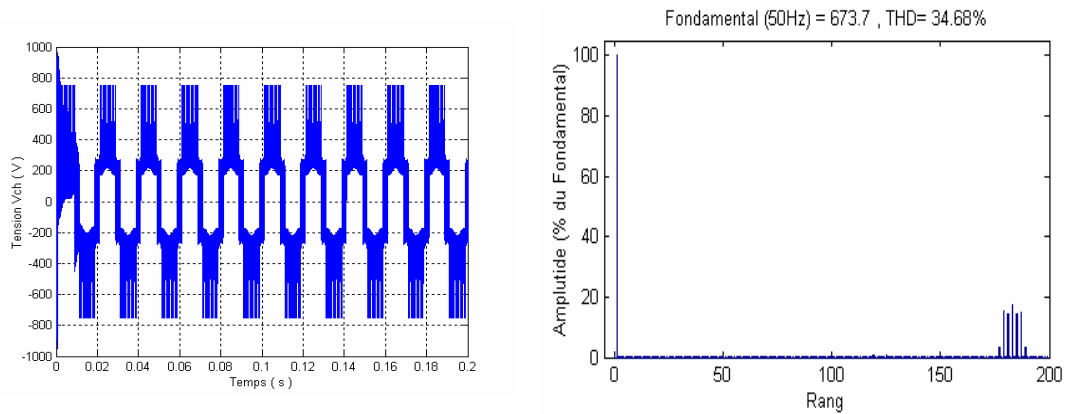


Figure I.15.c. Tension V_{ch} et son spectre harmonique ($m=61$, $p_{mod}=0.9$).

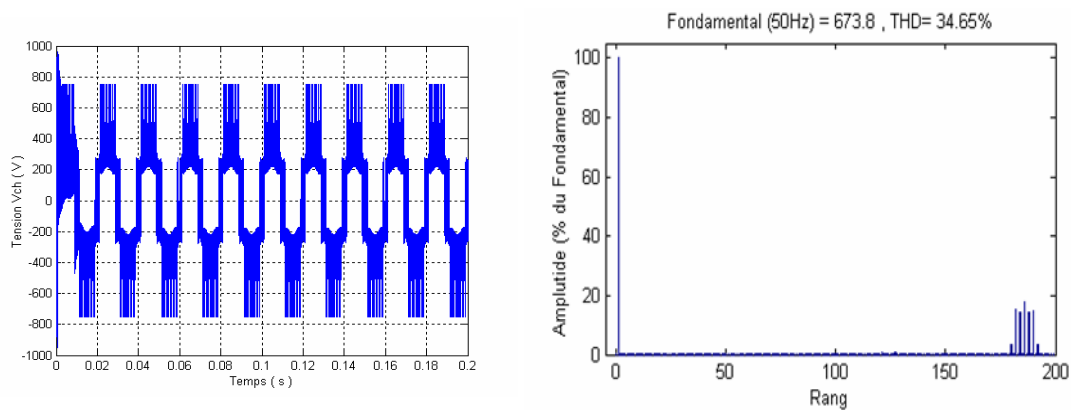


Figure I.15.d. Tension V_{ch} et son spectre harmonique ($m=62$, $p_{mod}=0.9$).

Nous pouvons remarquer pour ce cas réel que les harmoniques de la tension de sortie les plus importants apparaissent pendant les déséquilibres (régime transitoire) avec des amplitudes très importantes. Cela signifie que ce sont ces harmoniques qui seront les plus actifs pour équilibrer le convertisseur. Ainsi l'augmentation de l'indice de modulation m va pousser ces harmoniques vers les fréquences d'ordre plus élevés.

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 :

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 présente le nombre de cellules du convertisseur).

I.4.1.3.a Association onduleur monophasé – filtre d'entrée

Dans le cas réel la source d'alimentation est un condensateur et la charge varie selon l'utilisation de l'onduleur, pour cette raison on trouve ces convertisseurs associés à un filtre soit à l'entrée ou à la sortie. On peut associé a notre onduleur un filtre d'entrée, comme le montre la figure (I.16) :

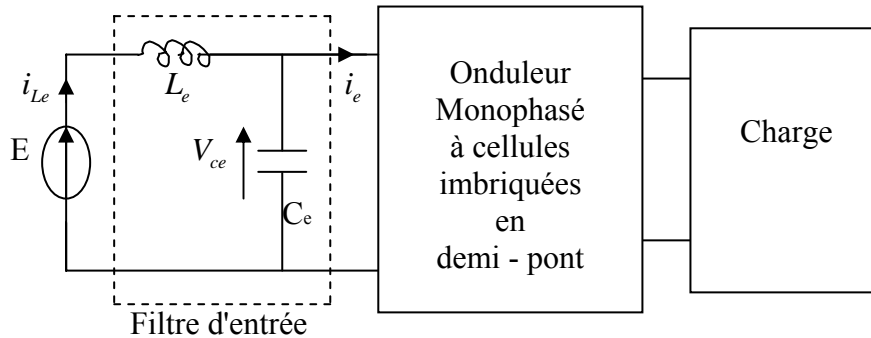


Figure I.16 Association onduleur monophasé - filtre d'entrée.

Le filtre d'entrée est connecté entre la tension d'alimentation et le bras de l'onduleur.

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 :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{L_e} &= -\frac{V_{C_e}}{L_e} + \frac{E}{L_e} \\ \frac{d}{dt} V_{C_e} &= \frac{i_{L_e}}{C_e} - \frac{i_e}{C_e} \end{aligned} \quad (\text{I.37})$$

Le courant d'entrée de l'onduleur i_e correspond au courant i_p de la cellule p , vu par l'interrupteur S_p

$$i_e = i_{sp} = s_p \cdot i_{ch} \quad (\text{I.38})$$

ce qui implique :

$$\frac{d}{dt} V_{ce} = \frac{i_{L_e}}{C_e} - \frac{s_p \cdot i_{ch}}{C_e} \quad (\text{I.39})$$

Les paramètres de simulation sont

$$\begin{cases} E = 1500 \text{ V}, f_{\text{mod}} = 50 \text{ Hz} \\ R_{ch} = 10 \text{ } \Omega, L_{ch} = 0.05 \text{ mH} \\ f_{dec} = 16 \text{ kHz}, C_1 = C_2 = 40 \text{ } \mu\text{F} \\ L_e = 1 \text{ mH}, C_e = 50 \text{ } \mu\text{F} \end{cases}$$

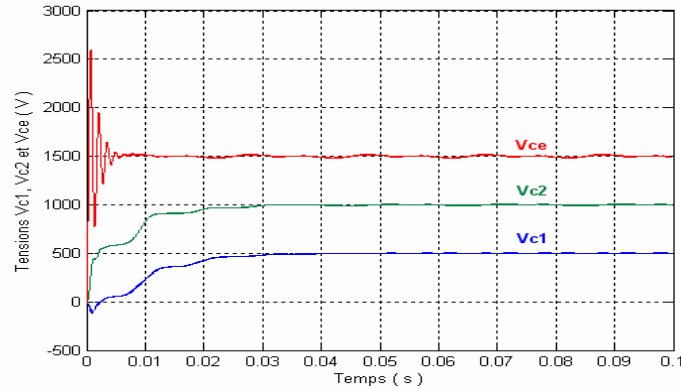


Figure I.17 Effet du filtre d'entrée sur le comportement de l'onduleur.

La figure (I.17) présente la variation de la tension des condensateurs V_{ci} et la tension de sortie du filtre d'entrée V_{ce} en fonction du temps. On peut noter que la dynamique de la tension d'entrée va fixer la dynamique que doivent avoir les condensateurs flottants, ainsi la forme d'onde de V_{ci} est différente à celle présentée sur la figure (I.13), il s'agit des oscillations qui sont liée à la nature de charge.

Sur la figure (I.18) on présente la tension et le courant de charge.

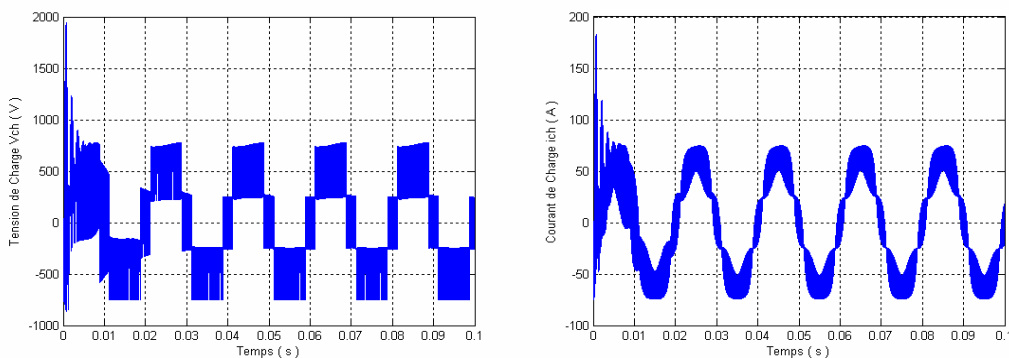


Figure I.18 Effet du filtre d'entrée sur la tension et le courant de charge.

La figure (I.18) présente l'allure de la tension et le courant de charge en fonction du temps, on constate qu'elle varié directement avec la variation de la tension de sortie du filtre.

I.4.1.3.b Association onduleur monophasé - Circuit auxiliaire

Comme nous avons vus aux cours de la simulation de l'onduleur monophasé, la dynamique de l'équilibrage naturel est lente et fatale à la suivie des interrupteurs lors de brusques variations de la tension d'alimentation.

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. Ce filtre doit avoir une faible impédance dans la gamme de fréquence $f_d, 2f_d, \dots, (p-1)f_d$ de façon à amplifier les harmoniques de courant à ces fréquences et une impédance élevée aux fréquences multiple de $p.f_d$ afin de ne pas consommer d'énergie lorsque les tensions flottantes sont équilibrées [02].

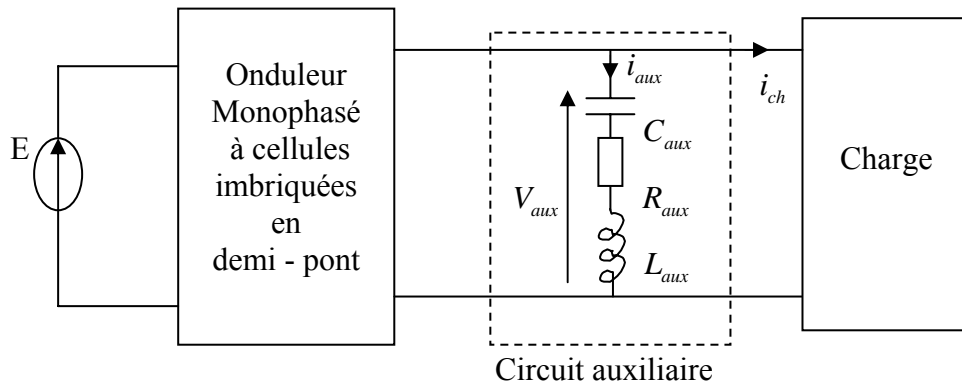


Figure I.19 Onduleur monophasé-circuit auxiliaire.

Les équations régissent l'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_{aux} et de l'inductance L_{aux} s'écrivent [02] :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{aux} &= -\frac{R_{aux}}{L_{aux}} i_{aux} - \frac{1}{L_{aux}} V_{caux} + \frac{1}{L_{aux}} V_{ch} \\ \frac{d}{dt} V_{caux} &= -\frac{R_{aux}}{L_{aux}} i_{aux} \end{aligned} \quad (I.40)$$

Dans les figures (I.20.a), nous présentons l'accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules avec un circuit auxiliaire.

Les paramètres de simulation sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} E = 1500 \text{ V} , \\ L_{ch} = 5 \text{ mH} , R_{ch} = 56 \ \Omega , \\ C_1 = C_2 = 40 \ \mu\text{F} , f_{\text{mod}} = 50 \text{ Hz} . \\ f_{\text{dec}} = 5 \text{ kHz} , P_{\text{mod}} = 0.9 \\ C_{aux} = 1 \ \mu\text{F} , L_{aux} = 1 \text{ mH} , R_{aux} = 10 \ \Omega . \end{array} \right.$$

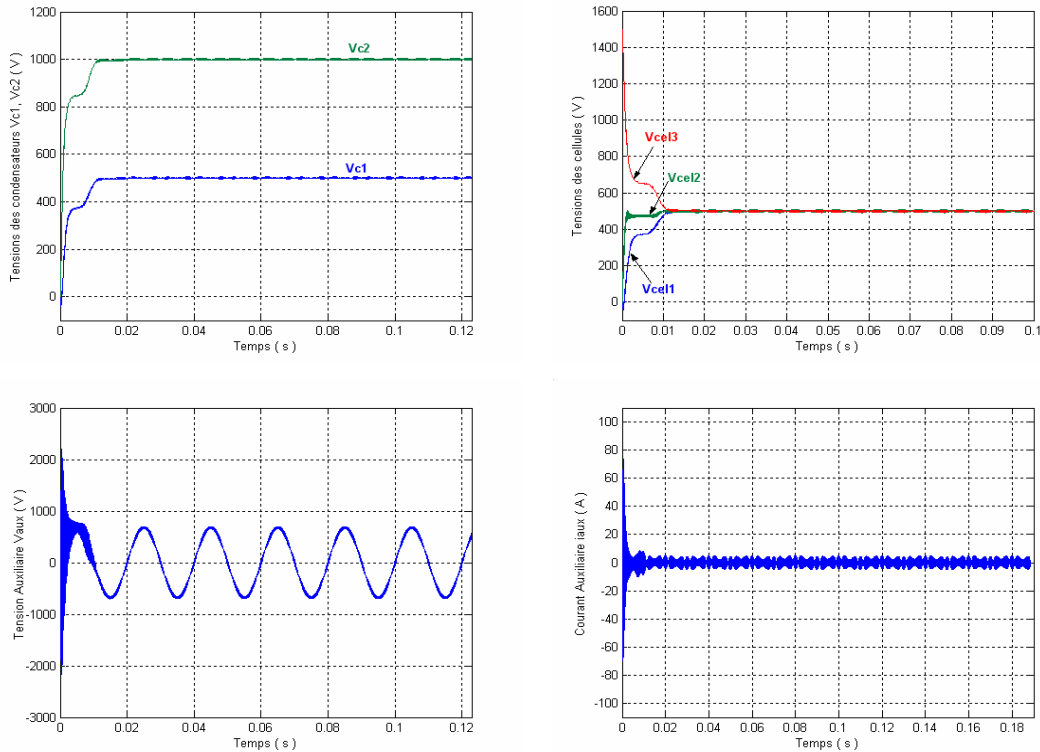


Figure I.20.a Accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules avec un circuit auxiliaire.

Sur la figure (I.20.a), nous pouvons remarquer que le courant auxiliaire est nul à la fin du régime transitoire car en général on observe une surtension sur la tension d'entrée du convertisseur (système oscillant amorti) qui charge le condensateur auxiliaire à une valeur supérieure à celle de la tension d'entrée quand le régime permanent est atteint [05].

Nous mettons en évidence l'évolution de la tension et le courant de charge Sur la figure (I.20.b).

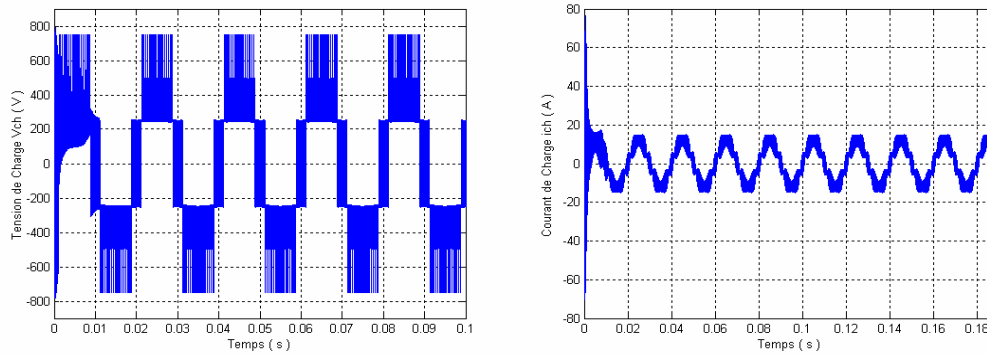
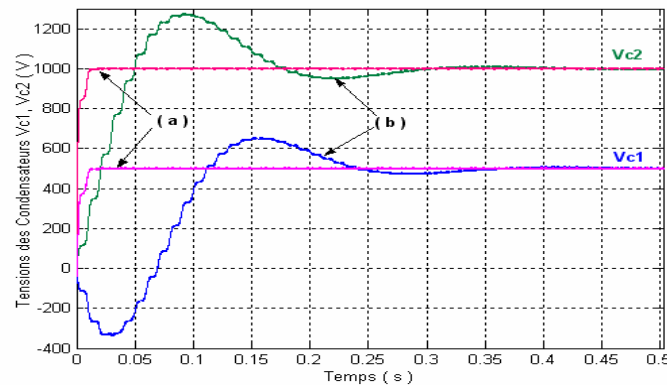


Figure I.20.b Accélération de la dynamique de la tension et du courant de charge.

Pour montrer l'apport du circuit auxiliaire (dite aussi circuit de rééquilibrage) en matière de dynamique d'équilibrage, nous présentons dans la figure (I.21) les résultats de simulation avec et sans circuit auxiliaire.



(a) : avec circuit auxiliaire.

(b) : sans circuit auxiliaire.

Figure I.21 Apport du circuit auxiliaire dans le cas d'un démarrage en boucle ouverte.

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 l'onduleur 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.

L'équilibrage des tensions des condensateurs V_{ci} est obtenu au bout de 200ms avec le circuit de rééquilibrage alors que sans ce dernier circuit, l'équilibrage n'est atteint qu'à partir de 0.4s.

De plus, en régime transitoire, nous pouvons remarquer l'absence des oscillations qui ont été présentes lors d'une simulation sans circuit de rééquilibrage.

I.4.1.3.c Association onduleur monophasé –filtre d'entrée et Circuit auxiliaire

Il est possible d'associer à l'onduleur monophasé à la fois un filtre d'entrée, et un circuit auxiliaire, dans ces conditions de démarrage le fonctionnement équilibré de ce convertisseur est rapide.

Le schéma de raccordement est montré dans la figure (I.22) :

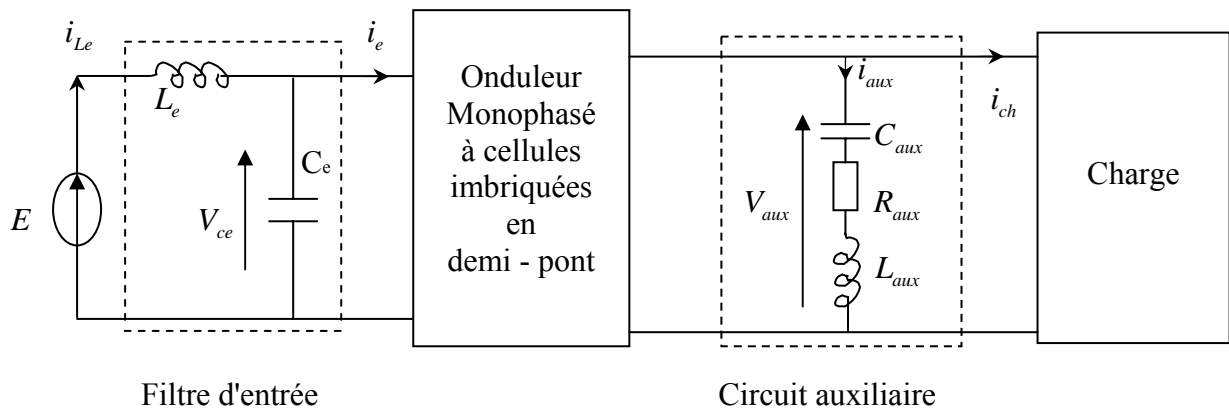


Figure I.22 Onduleur monophasé-filtre d'entrée et circuit auxiliaire.

Les paramètres de simulation adoptés dans ce cas sont:

- $E = 1500 \text{ V}$, $f_{\text{mod}} = 50 \text{ Hz}$
- $L_e = 1 \text{ mH}$, $C_e = 50 \text{ } \mu\text{F}$
- $L_{ch} = 0.5 \text{ mH}$, $R_{ch} = 10 \text{ } \Omega$.
- $C_1 = C_2 = 40 \text{ } \mu\text{F}$.
- $f_{dec} = 15 \text{ kHz}$, $P_{\text{mod}} = 0.9$.
- $C_{aux} = 50 \text{ nF}$, $L_{aux} = 1.2 \text{ mH}$, $R_{aux} = 15 \text{ } \Omega$.

Sur la figure (I.23), nous présentons les résultats de simulation de l'onduleur monophasé avec le filtre d'entrée et le circuit auxiliaire.

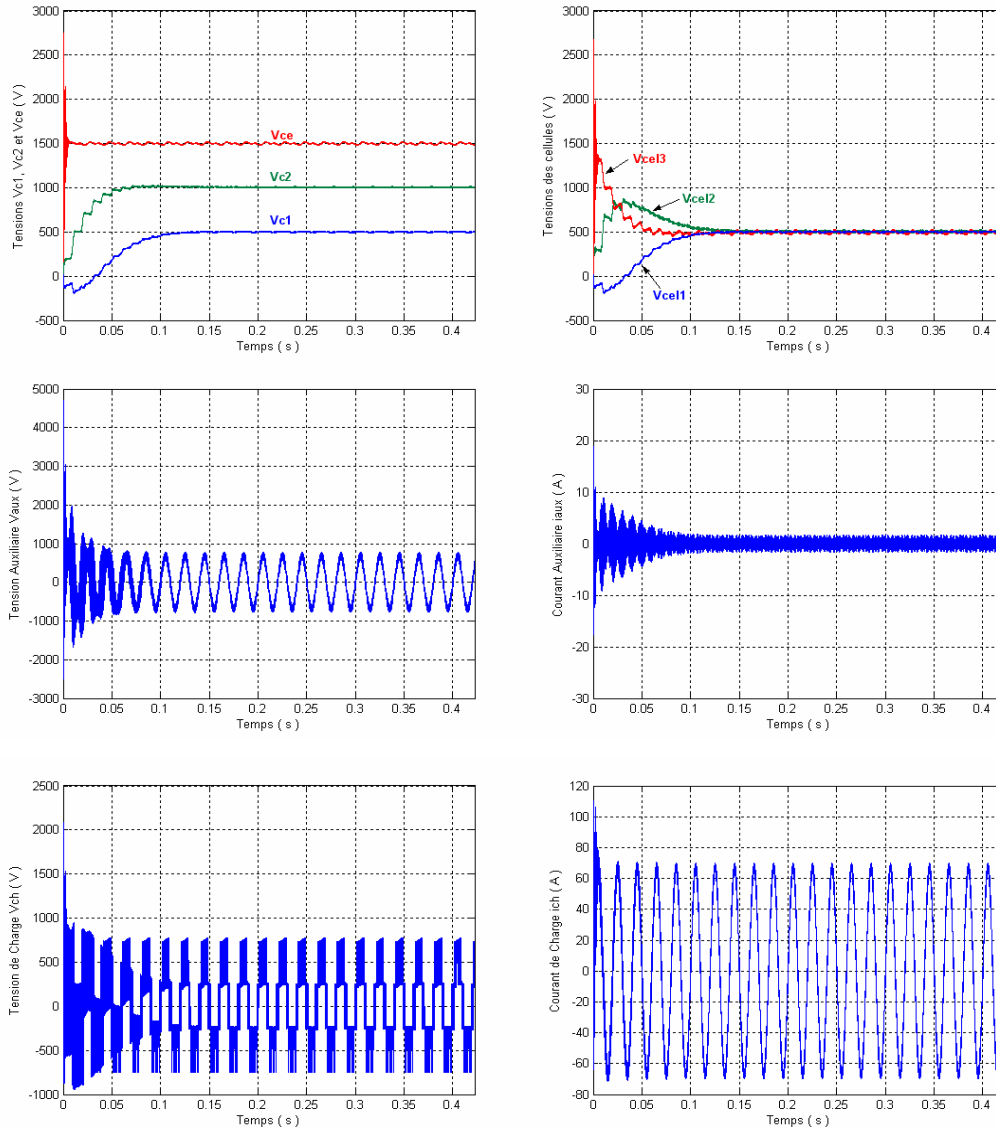


Figure I.23 Accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules avec un circuit auxiliaire et un filtre d'entrée.

La figure (I.23) montre l'accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules imbriquées avec un circuit auxiliaire et un filtre d'entrée. Nous remarquons que la répartition de la tension sur les cellules de commutation est équilibrée à une valeur de 500V, ainsi si la tension à l'entrée du convertisseur augmente, le surplus de tension devra être supporté en totalité par la dernière cellule de commutation (cellule adjacente à la source de tension du filtre d'entrée V_{ce}).

D'après les résultats de simulation présentés dans cette section, nous avons montré comment un simple circuit auxiliaire peut améliorer et assurer la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs flottants pendant la mise sous tension du convertisseur à cellules imbriquées.

I.4.1.4 Prise en compte de la bidirectionnalité en courant des interrupteurs

Le modèle aux valeurs instantanées que nous avons développé 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.23) la cellule de commutation avec comme interrupteurs des IGBT associés à des diodes en antiparallèle.

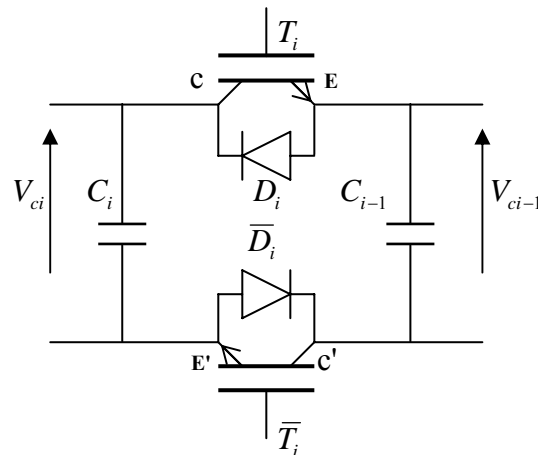


Figure I.23 Cellule de commutation.

En effet dès que la tension $V_{C_{i-1}}$ doit être 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 $V_{C_{i-1}}$ 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 [02].

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 de la figure (I.24) 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 la figure (I.24).

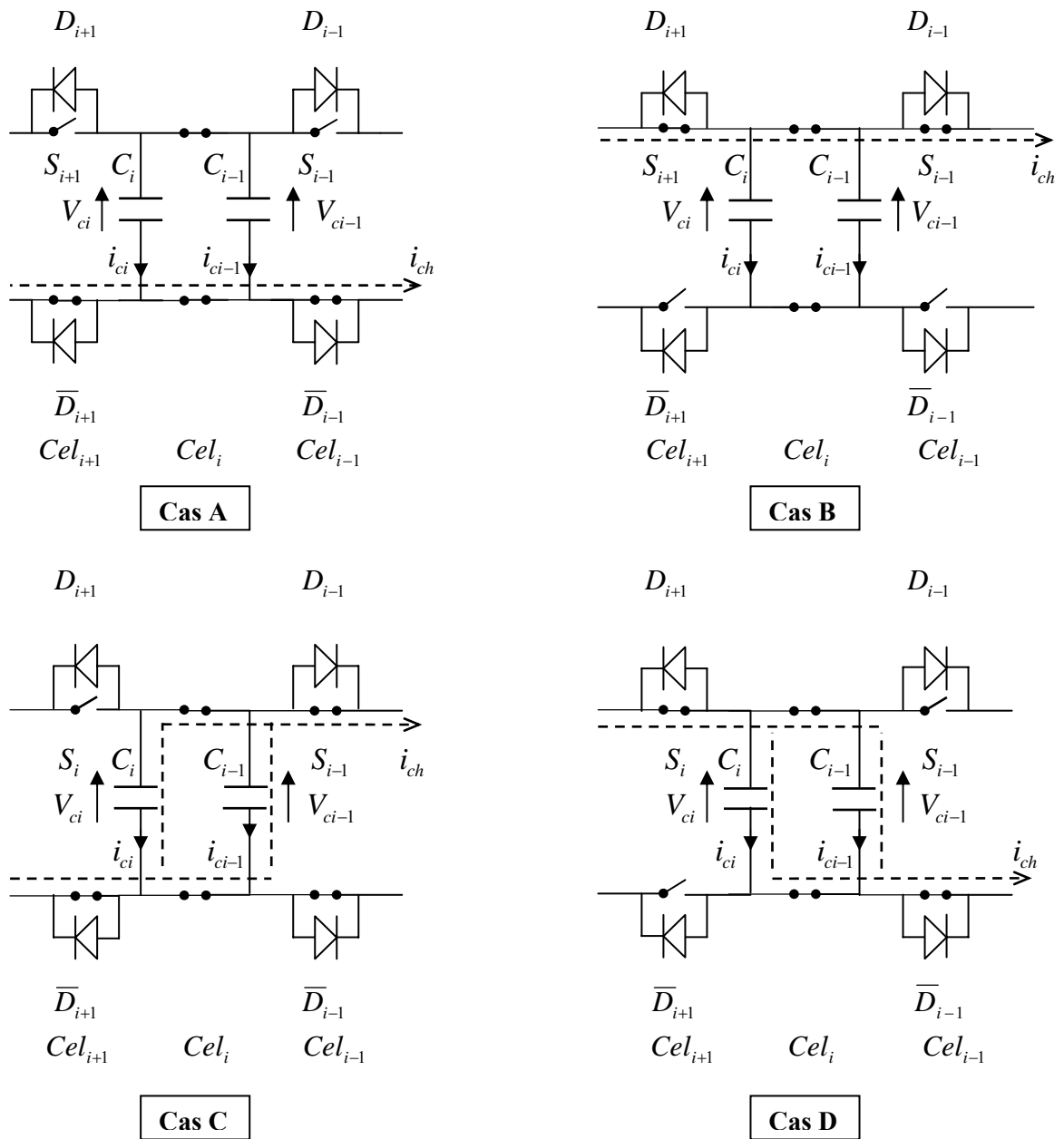


Figure I.24 Différentes configurations possibles lors de la conduction des diodes de la cellule i .

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} et $i_{C_{i-1}}$:

$$\left\{ \begin{array}{ll} i_{C_{i-1}} = i_{C_i} = 0 & \text{dans le cas A et B.} \\ i_{C_{i-1}} = -\frac{C_{i-1}}{C_i + C_{i-1}} i_{ch}, \text{ et } i_{C_i} = -\frac{C_i}{C_i + C_{i-1}} i_{ch} & \text{dans le cas C.} \\ i_{C_{i-1}} = \frac{C_{i-1}}{C_i + C_{i-1}} i_{ch}, \text{ et } i_{C_i} = \frac{C_i}{C_i + C_{i-1}} i_{ch} & \text{dans le cas D.} \end{array} \right. \quad (\text{I.41})$$

Nous avons dit au début que les interrupteurs d'une même cellule fonctionnent en complémentaire, mais le cas qu'on discute (D_i, \bar{D}_i passantes en même temps) est lié au fait que la tension $V_{C_{i-1}}$ peut être supérieur 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 est met en court-circuit.

L'approximation faite est de bloquer la tension d'un condensateur i (en annulant son courant) lorsque la tension de la cellule adjacente 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.

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 supérieur 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 du 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_{ci} et qu'il ne doit pas être positif (du haut vers le bas) avec $V_{ci} > V_{ci-1}$, ou négatif avec $V_{ci} < V_{ci+1}$.

On présente ce algorithme sous forme schéma bloc comme suit:

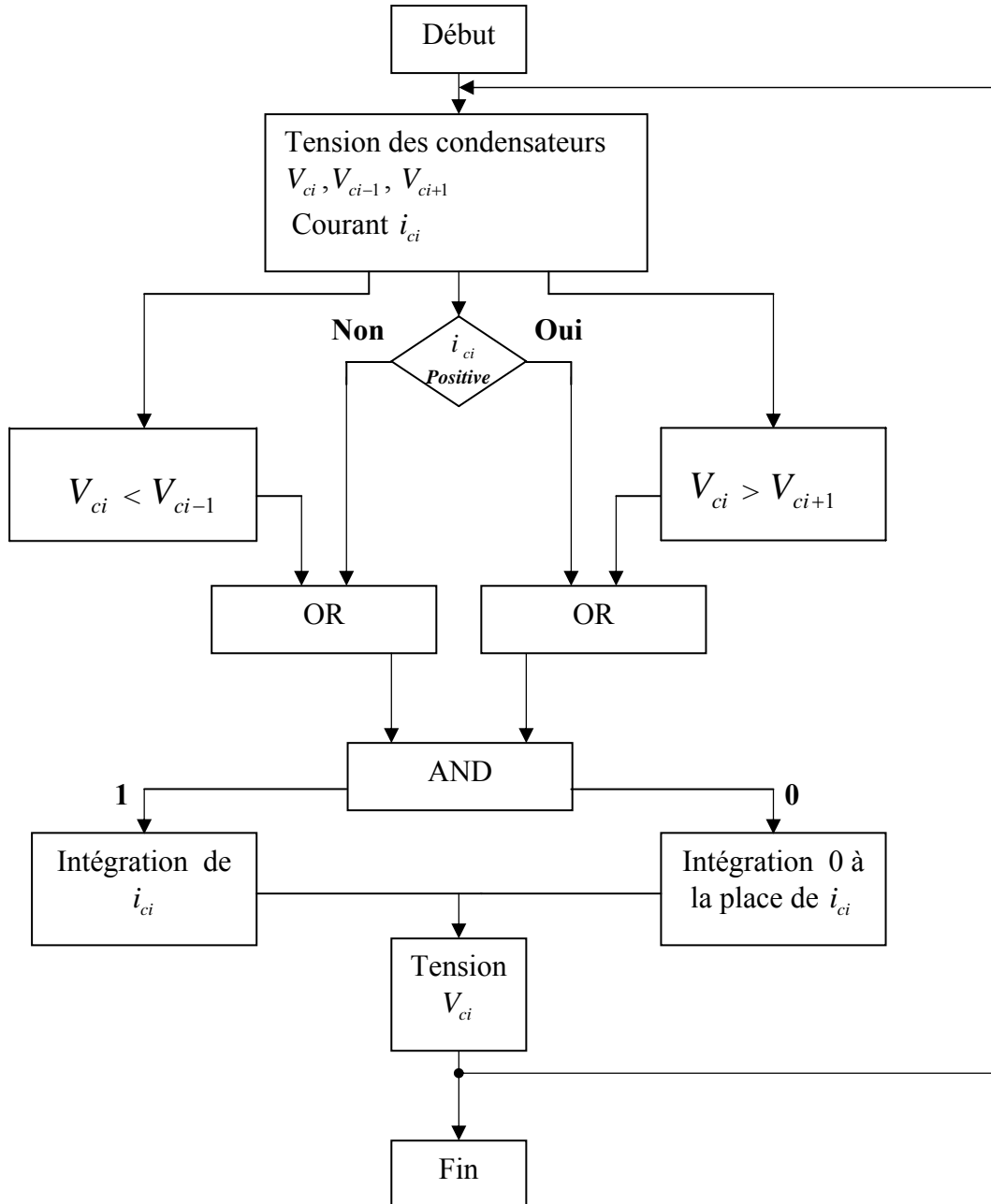


Figure I.25 Algorithme de La tension aux bornes du condensateur V_{ci} avec effet des diodes.

Nous mettons en évidence les évolutions des tensions condensateurs obtenues avec le modèle prenant en compte les diodes. Dans notre cas de figure (I.26), seul la diode D_1 intervient et interdit à la tension V_{c1} de devenir négative.

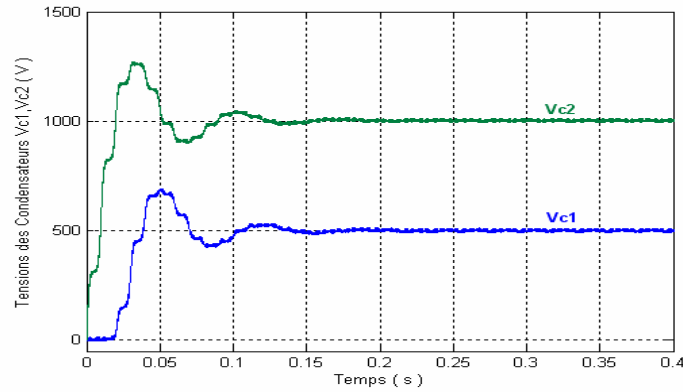


Figure I.26 Prise en compte de l'effet des diodes.

On constate que les tensions condensateurs V_{ci} s'établissent à leur valeur d'équilibre, mais le comportement en régime transitoire est différent à celui de la figure (I.13), il s'agit de l'absence de la partie négative de la tension V_{c1} .

Sur la figure (I.27), la tension de charge dans le régime transitoire et permanent avec le modèle qui prend en compte l'effet des diodes.

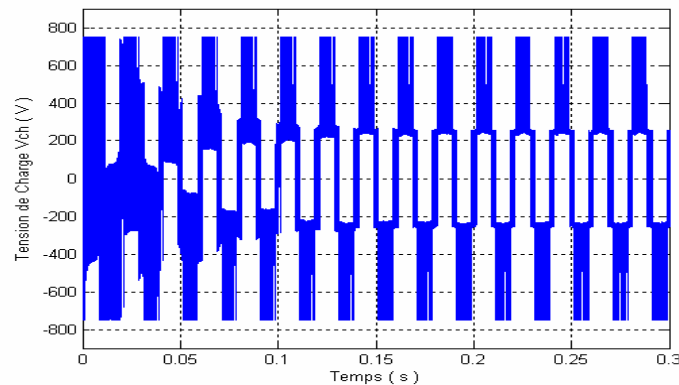


Figure I.27 Evolution de la tension de charge.

On remarque que les diodes limitent la variation de la tension de charge V_{ch} entre $E/2$ et $-E/2$, ainsi la tension V_{ch} s'établit à sa valeur d'équilibre avec l'équilibrage des tensions des condensateurs V_{ci} .

I.4.2 Simulation de l'onduleur triphasé

I.4.2.1 Stratégie de Commande (MLI)

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs en fait appel à la technique MLI (Modulation de L'argeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales déphasé de $\frac{2\pi}{3}$ et les porteuses correspond au nombre de cellule déphasé de $\frac{2\pi}{p}$.

Le principe de la stratégie de commande triangulo- sinusoïdale consiste à commander chaque bras en comparant le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse).

La figure (I.28) présente le signal de commande de la première cellule pour chaque phase.

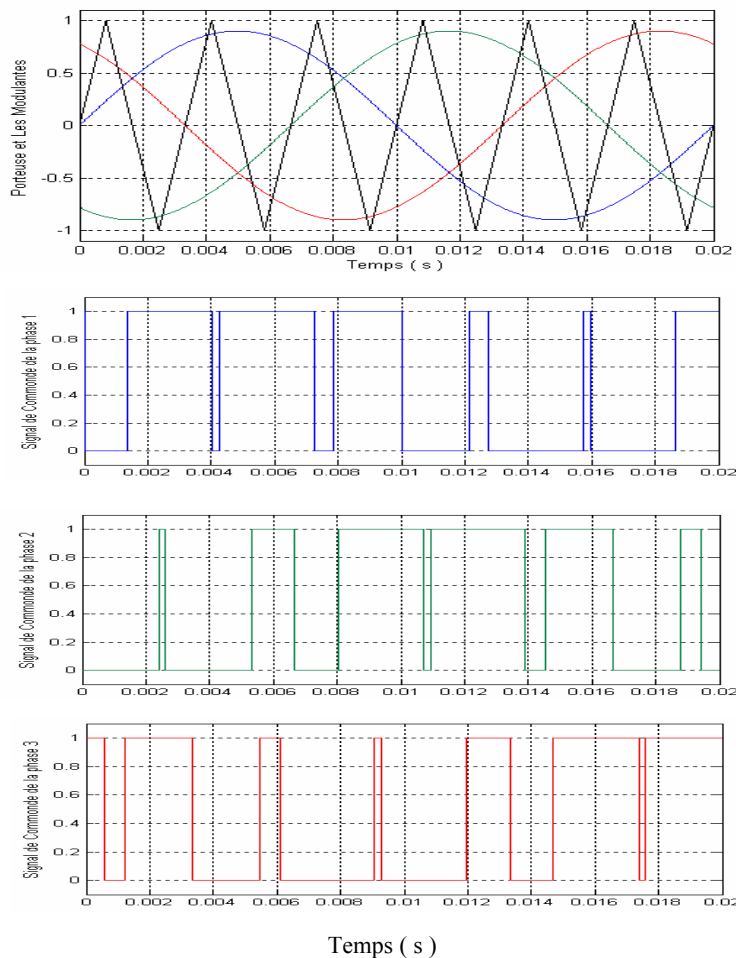


Figure I.28 Génération de signal de commande de la première cellule.

I.4.2.2 Simulation de l'onduleur triphasé parfait

De même que l'étude en monophasé, nous présentons dans cette partie, le spectre harmonique de la première tension simple pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

Les paramètres de simulation sont identiques pour chaque bras comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} E = 1800 \text{ V} . \\ f_{\text{mod}} = 50 \text{ Hz} , L_{ch} = 0,5 \text{ mH} , R_{ch} = 10 \Omega . \\ p = 3 \text{ cellules} . \\ P_{\text{mod}} = 0,9 . \end{array} \right.$$

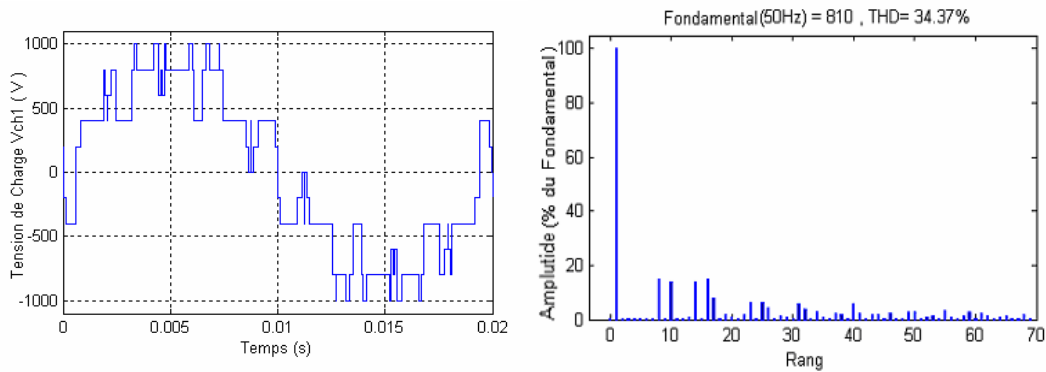


Figure I.29.a. Tension simple V_{ch1} avec son spectre harmonique ($m=4$, $p_{\text{mod}}=0.9$).

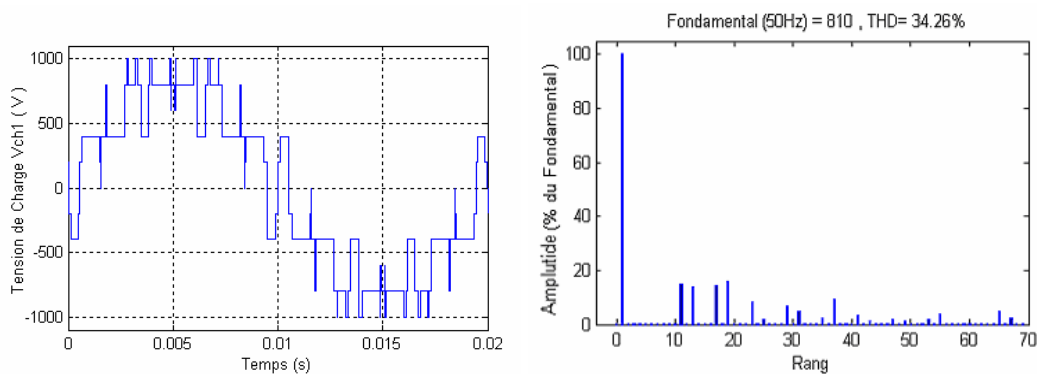


Figure I.29.b. Tension simple V_{ch1} avec son spectre harmonique ($m=5$, $p_{\text{mod}}=0.9$).

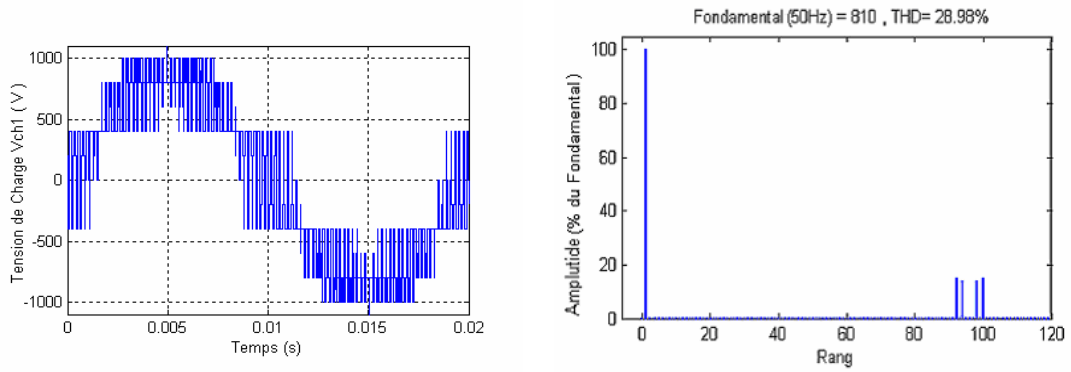


Figure I.29.c. Tension simple V_{ch1} avec son spectre harmonique ($m=32$, $p_{mod}=0.9$).

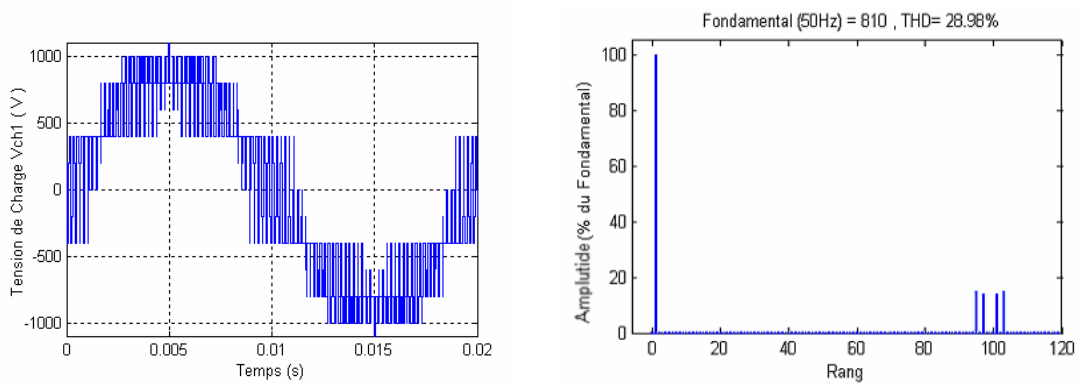


Figure I.29.d. Tension simple V_{ch1} avec son spectre harmonique ($m=33$, $p_{mod}=0.9$).

Lors de l'augmentation m les harmoniques sont poussés vers les fréquences les plus élevées. On remarque aussi que le taux d'ondulation diminue avec l'augmentation du m .

L'allure des courants triphasé pour ($f_{dec} = 15kHz$) est présenté comme suit:

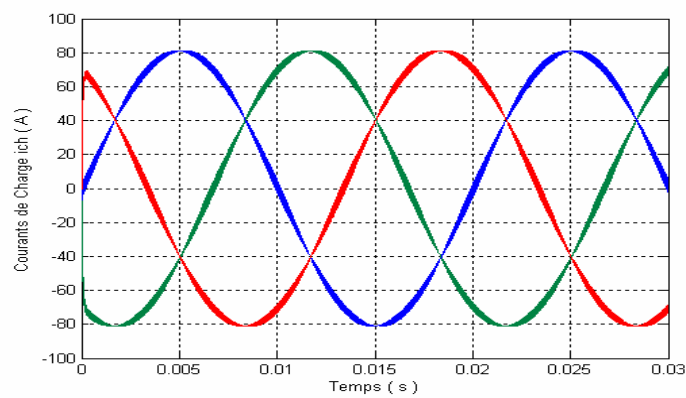


Figure I.30 Evolution des trois courants de charge.

I.4.2.3 Simulation de l'onduleur triphasé réel

Nous effectuons deux essais de l'onduleur triphasé réel avec et sans effet des diodes, les résultats de simulation sont obtenus avec les paramètres suivantes:

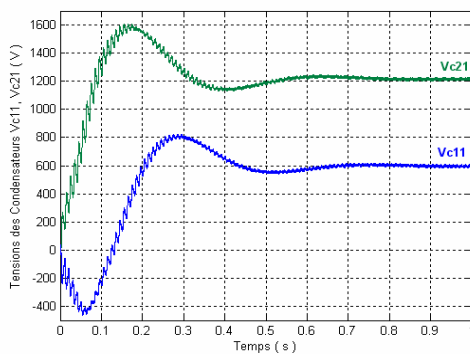
$$E = 1800 \text{ V} .$$

$$L_{ch} = 1 \text{ mH} , R_{ch} = 10 \text{ } \Omega .$$

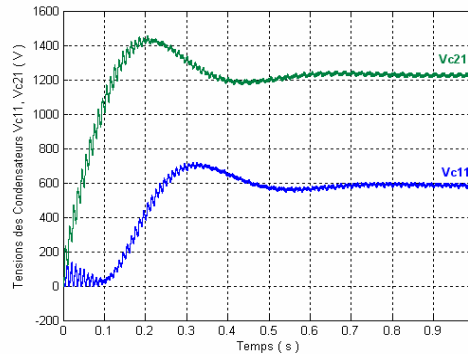
$$f_{mod} = 50 \text{ Hz} , f_{dec} = 16 \text{ kHz} .$$

$$P_{mod} = 0.9 , C_1 = C_2 = 40 \text{ } \mu\text{F} .$$

(identique pour chaque bras)



(a): sans effet des diodes



(b): avec effet des diodes

Figure I.31 Evolution des tensions condensateurs.

La figure (I.31) présente l'évolution des tensions des condensateurs de la première phase avec et sans effet des diodes. On remarque que les diodes imposent une tension toujours positive aux bornes des condensateurs.

Nous avons pris comme exemple les tensions des condensateurs relatifs à la première phase, des résultats identiques peuvent être obtenues pour les autres phases.

Nous représentons l'allure au régime transitoire et permanent de la tension simple V_{ch1} et son spectre harmonique. Il s'agit de la tension de sortie d'un onduleur triphasé à trois cellules imbriquées avec des condensateurs flottants prend en compte l'effet des diodes.

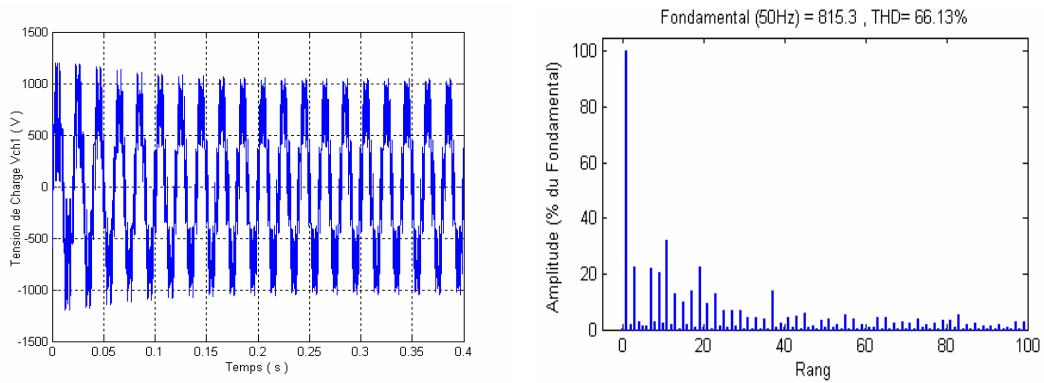


Figure I.31.a Tension simple V_{ch1} avec son spectre harmonique ($m=5$, $p_{mod}=0.9$).

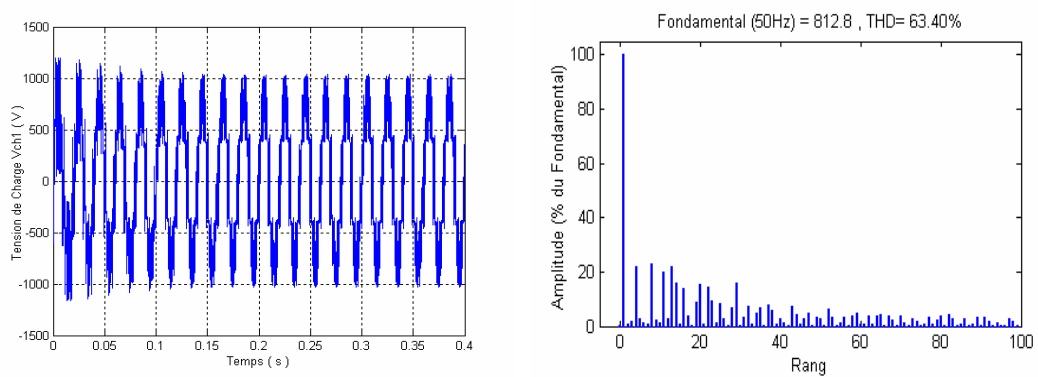


Figure I.31.b Tension simple V_{ch1} avec son spectre harmonique ($m=6$, $p_{mod}=0.9$).

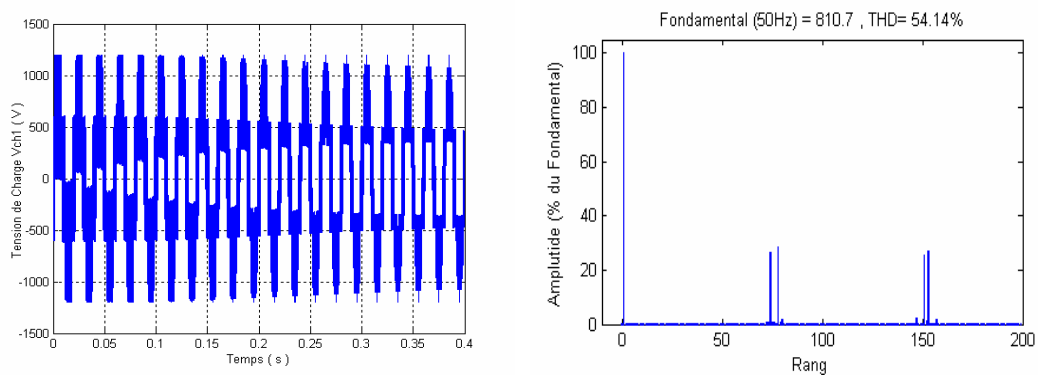


Figure I.31.c Tension simple V_{ch1} avec son spectre harmonique ($m=76$, $p_{mod}=0.9$).

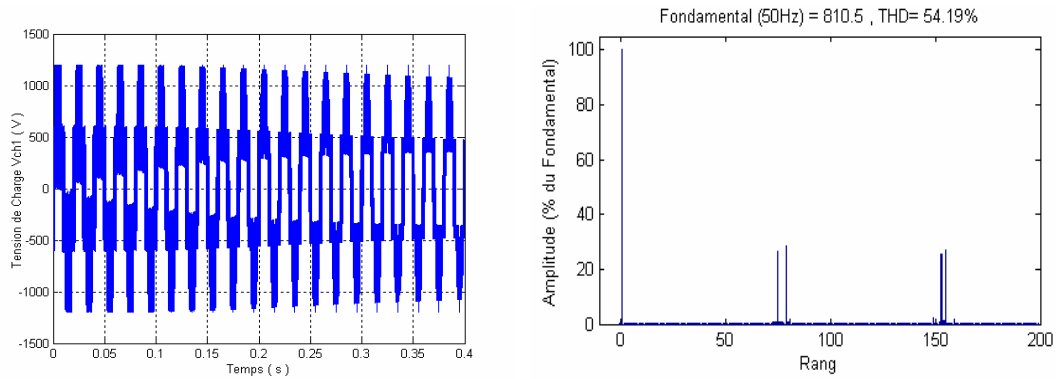
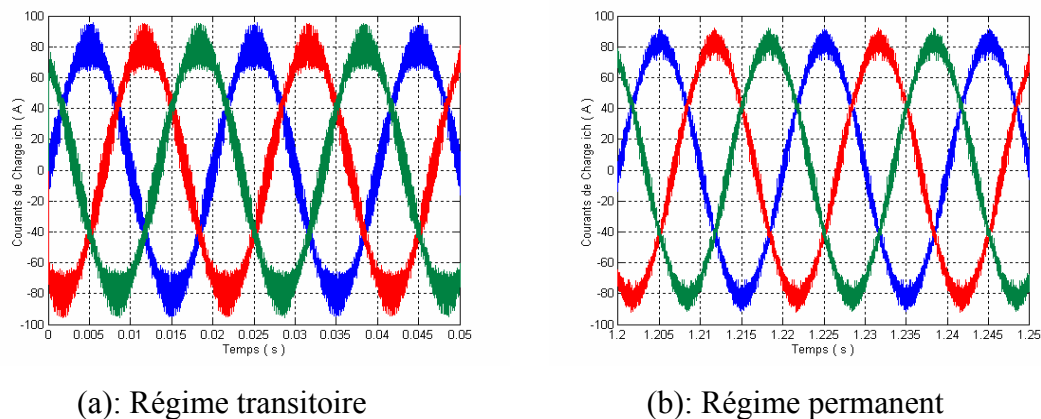


Figure I.31.d Tension simple V_{ch1} avec son spectre harmonique ($m=77$, $p_{mod}=0.9$).

Le comportement en régime transitoire des ondes dans le cas d'onduleur avec des condensateurs est riche en harmoniques d'amplitude très importante par rapport à la fondamentale. Lorsqu'on augmente m ces harmoniques vont se pousser vers les fréquences les plus élevées.

Sur la figure (I.32) nous présentons les courants de charge pour $f_{dec} = 15\text{kHz}$:



(a): Régime transitoire

(b): Régime permanent

Figure I.32 Evolution des courants de charge.

Il convient cependant de remarquer l'effet de l'équilibrage des tensions condensateurs, en effet les courants de charge au régime permanent avec l'équilibrage des tensions des condensateurs V_{c_i} sont différents à celles présentés au régime transitoire.

I.4.2.3.a Association onduleur triphasé - filtre d'entrée

La structure du filtre d'entrée associé à l'onduleur triphasé à cellules imbriquées est indiquée sur la figure (I.33).

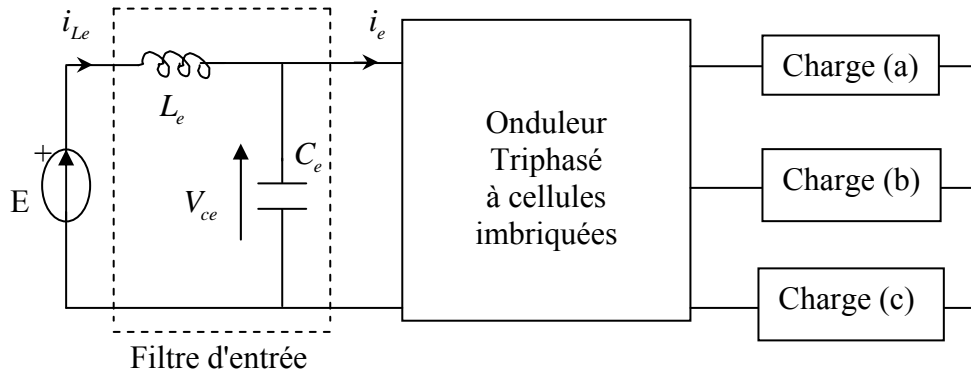


Figure I.33 Association onduleur triphasé - filtre d'entrée.

Les équations (I.37), qui régissent l'évolution du courant dans l'inductance i_{L_e} et de la tension aux bornes du condensateur V_{C_e} en fonction du courant d'entrée i_e du convertisseur restent valables.

Les paramètres de simulation adoptés dans ce cas sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} \circ E = 1600 \text{ V} \\ \circ R_{ch} = 10 \Omega, L_{ch} = 0.7 \text{ mH} \\ \circ f_{dec} = 15 \text{ kHz}, f_{mod} = 50 \text{ Hz}. \\ \circ C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F}. \\ \text{(identique pour chaque bras)} \\ \circ P = 3 \text{ cellules}, L_e = 1 \text{ mH}, C_e = 70 \mu\text{F} \end{array} \right.$$

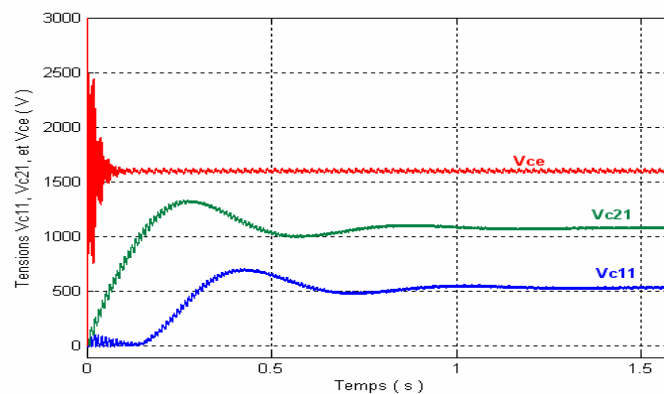


Figure I.34 Effet du filtre d'entrée sur le comportement de l'onduleur triphasé.

La figure (I.34) montre la variation des tensions (des condensateurs V_{c11} , V_{c21} , et du filtre d'entrée V_{Ce}) en fonction du temps. On remarque que la dynamique de la tension d'entrée va fixer la dynamique que doivent avoir les condensateurs flottants.

Nous avons pris comme exemple les tensions des condensateurs relatifs à la première phase, des résultats identiques peuvent être obtenues pour les autres phases.

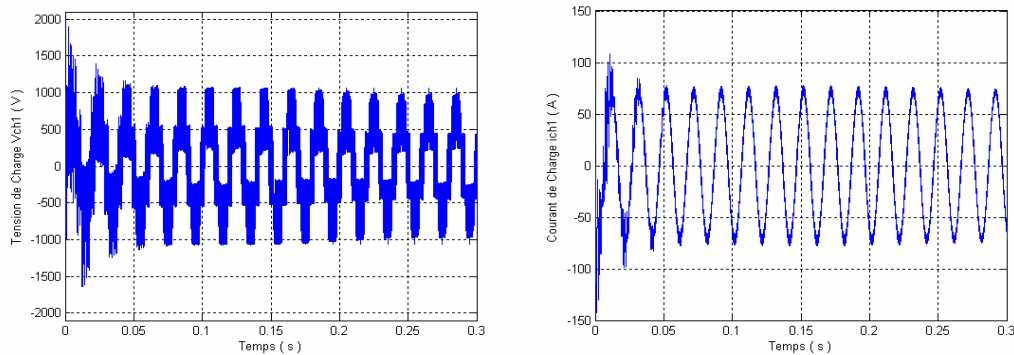


Figure I.35 Effet du filtre d'entrée sur la tension et le courant de charge.

I.4.2.3.b Association onduleur triphasé - circuit auxiliaire

Il est possible d'accélérer la dynamique d'équilibrage naturelle des tensions flottantes; par l'ajout en parallèle avec la charge un circuit auxiliaire constitué d'un filtre RLC pour chaque phase.

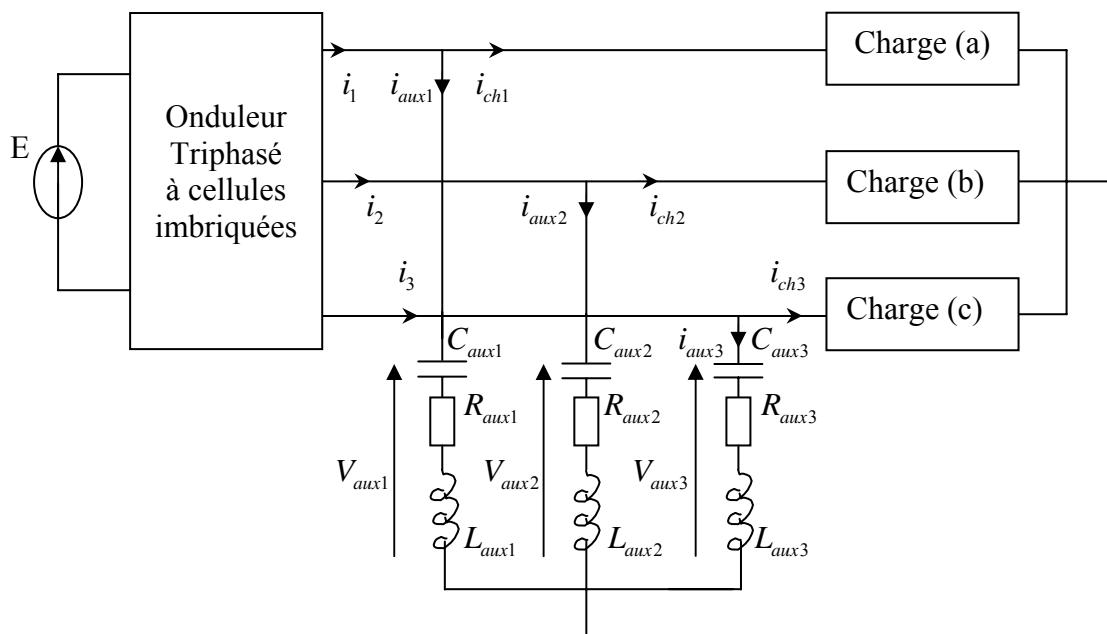


Figure I.36 Association onduleur triphasé - circuit auxiliaire.

Les équations régissent l'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_{auxk} et de l'inductance L_{auxk} s'écrivent pour chaque phase ($k = 1, 2, 3$) :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{auxk} &= -\frac{R_{auxk}}{L_{auxk}} i_{auxk} - \frac{1}{L_{auxk}} v_{cauxk} + \frac{1}{L_{auxk}} v_{chk} \\ \frac{d}{dt} V_{cauxk} &= -\frac{R_{auxk}}{L_{auxk}} i_{auxk} \end{aligned} \quad (I.42)$$

Les résultats de simulation sont obtenus avec les paramètres suivants:

$$\left\{ \begin{array}{l} E = 1800 \text{ V} . \\ L_{chk} = 0.5 \text{ mH} , R_{chk} = 7 \ \Omega , \\ C_{1k} = C_{2k} = 40 \ \mu\text{F} , f_{\text{mod}} = 50 \text{ Hz} . \\ f_{\text{dec}} = 16 \text{ kHz} , P_{\text{mod}} = 0.9 \\ C_{auxk} = 5 \text{ nF} , L_{auxk} = 1.23 \text{ mH} , R_{auxk} = 10 \ \Omega . \end{array} \right.$$

Pour les tensions des cellules de commutation et les tensions des condensateurs, nous avons pris la première phase comme exemple, nous obtenons les mêmes résultats avec les autres phases.

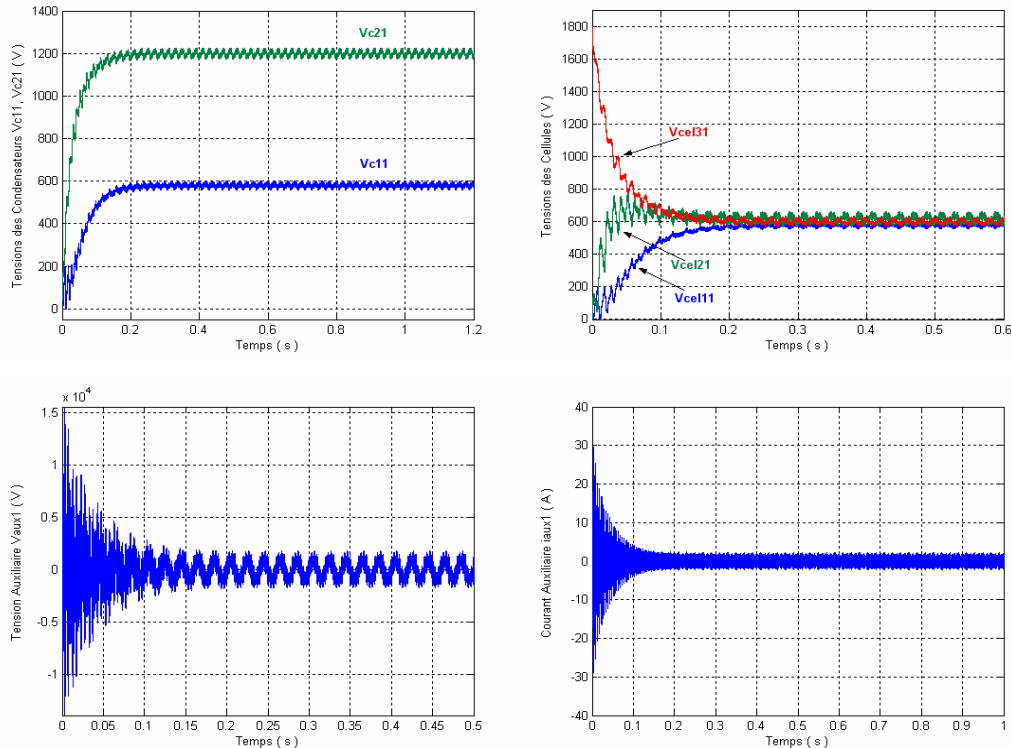
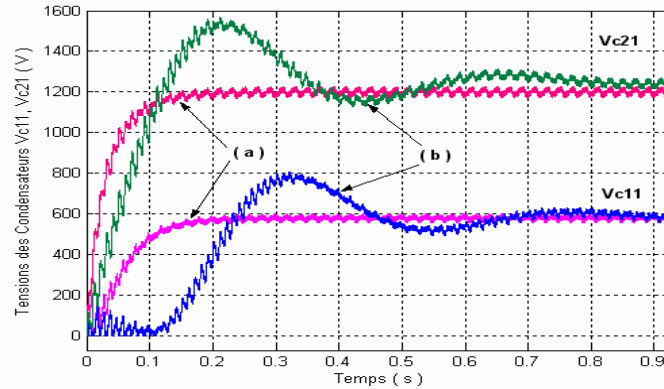


Fig.I.37 Accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules avec le circuit auxiliaire.

Pour montrer l'apport du circuit auxiliaire dans notre cas en matière de dynamique d'équilibrage, nous effectuons deux essais en boucle ouverte avec et sans circuit auxiliaire.



(a) : avec circuit auxiliaire.

(b) : sans circuit auxiliaire.

Figure I.38 Apport du circuit auxiliaire dans le cas d'un onduleur triphasé.

L'équilibrage des tensions des condensateurs V_{ci} est obtenu au bout de 200ms avec le circuit de rééquilibrage alors que sans ce dernier circuit, l'équilibrage n'est atteint qu'à partir de 0.9s.

I.4.1.3.c Association onduleur triphasé – filtre d'entrée et Circuit auxiliaire

L'onduleur triphasé dans ce cas est associé à un filtre d'entrée, et un circuit auxiliaire, comme le montre la figure (I.39)

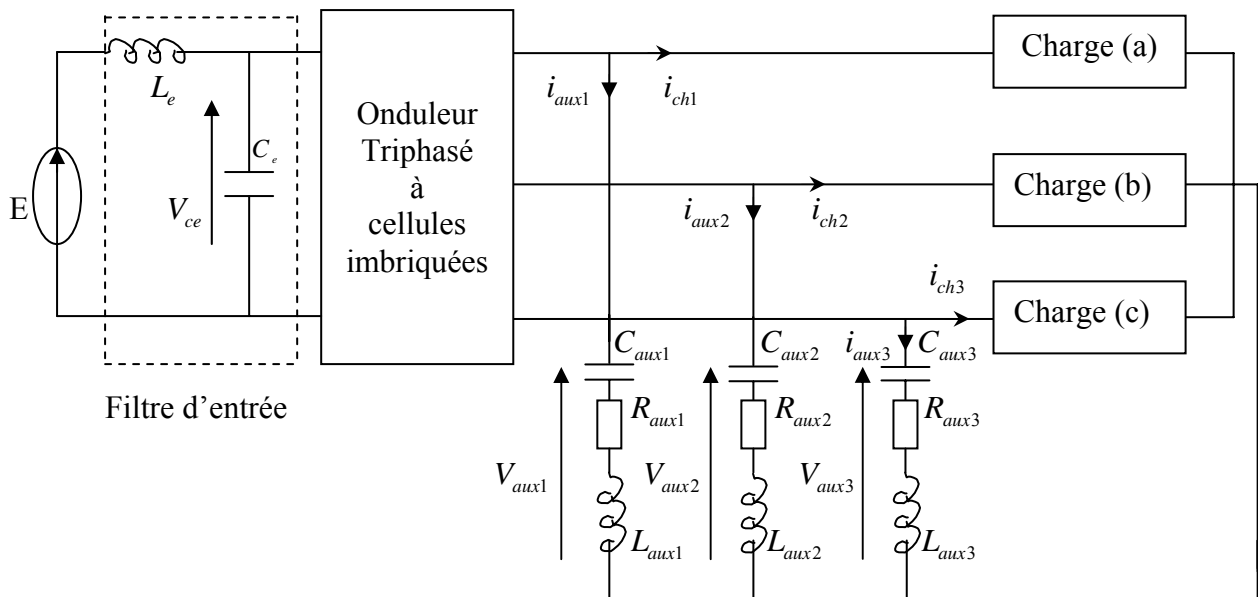


Figure I.39 Association onduleur triphasé – filtre d'entrée et circuit auxiliaire.

Nous présentons les résultats de simulation de la première phase comme exemple, des résultats identiques peuvent être obtenues pour les autres phases.

Les paramètres de simulation sont:

- $E = 1700 \text{ V}$, $f_{\text{mod}} = 50 \text{ Hz}$.
- $L_e = 1 \text{ mH}$, $C_e = 60 \mu\text{F}$.
- $L_{\text{chk}} = 1.5 \text{ mH}$, $R_{\text{chk}} = 7 \Omega$.
- $C_{1k} = C_{2k} = 40 \mu\text{F}$.
- $f_{\text{dec}} = 5 \text{ kHz}$, $P_{\text{mod}} = 0.9$.
- $C_{\text{auxk}} = 5 \text{ nF}$, $L_{\text{auxk}} = 1.24 \text{ mH}$, $R_{\text{auxk}} = 10 \Omega$.

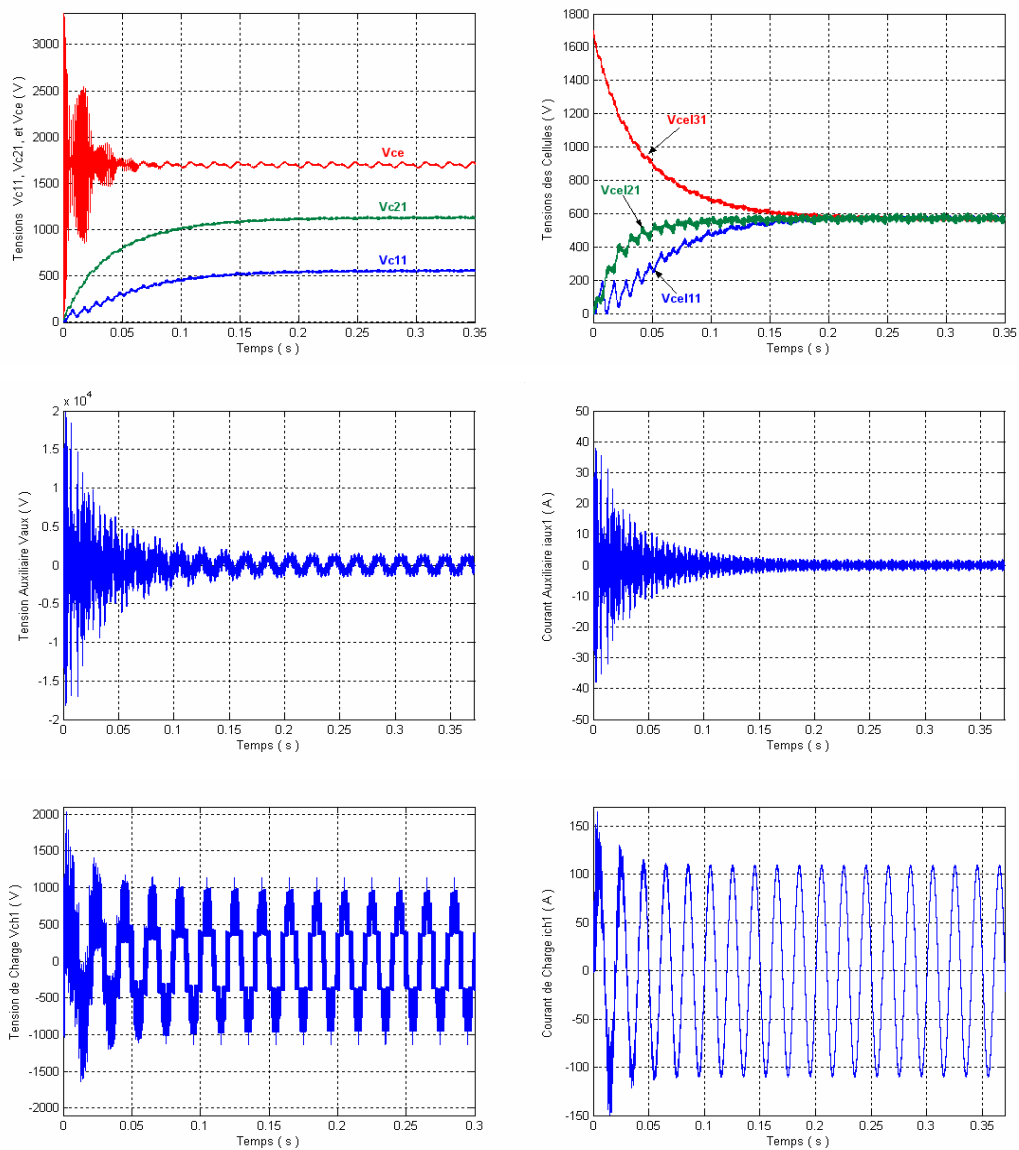
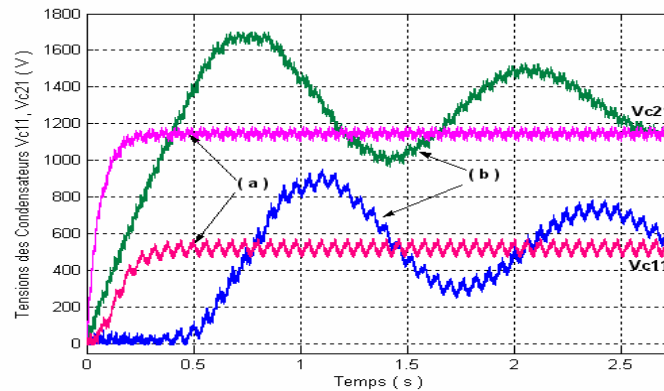


Fig.I.40 Accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules avec le circuit auxiliaire et filtre d'entrée.

L'apport du circuit auxiliaire dans ce cas est présenté sur la figure (I.41)



(a) : avec circuit auxiliaire.

(b) : sans circuit auxiliaire.

Figure I.41 Apport du circuit auxiliaire dans le cas d'un onduleur triphasé associé à un filtre d'entrée.

Les figures (I.40), et (I.41) montrent l'accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules imbriquées avec un circuit auxiliaire et un filtre d'entrée. On remarque que le filtre d'entrée va fixer les valeurs des tensions que doivent avoir les condensateurs, et le circuit auxiliaire d'aide à l'équilibrage va accélérer la dynamique des tensions flottantes. Ainsi il absorbe un courant négligeable par rapport à celui de la charge.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement de l'onduleur à structure imbriquée, ainsi que ces différentes topologies.

Pour fonctionner correctement, le convertisseur a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur.

Nous avons proposé une solution pour accélérer la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes aux bornes des condensateurs basée sur le filtrage de la sortie par circuit auxiliaire.

L'association des onduleurs à cellules imbriquées proposés avec des machines asynchrones sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II

Association onduleur multiniveaux machine asynchrone

II .1 Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique. La modélisation est donc un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performante. Cette exigence est particulièrement importante dans le cas d'une machine asynchrone.

Le modèle mathématique de la machine est un système d'équation différentielles à coefficients périodiques du temps. La résolution de tel système est difficile. L'utilisation de la transformation de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté [07].

Nous allons présentés dans ce chapitre la modélisation da la machine asynchrone monophasé et triphasé, suivie par l'étude de l'association de la machine asynchrone avec un onduleur à cellules imbriquées.

II .2 Moteur asynchrone monophasé

Le moteur asynchrone monophasé est aujourd'hui, largement utilisé dans les applications domestiques (machines à laver, ventilateurs ...) et industrielles (entraînement des pompes, conditionneur d'air,...). Ces applications ne nécessitent que de faibles puissances et une tension monophasée.

Le moteur monophasé n'étant pas le siège d'un champ tournant, par conséquent le couple de démarrage à son arbre est nul.

II .2.1 Description du moteur asynchrone monophasé

La machine asynchrone monophasée est constituée de deux parties essentielles : la première fixe appelée stator, et la deuxième tournante, appelée rotor.

a- Le stator

C'est un cylindre creux (figure II.1.a), dont sa surface interne est formée par les pôles, sur les quels, se trouve un bobinage monophasé appelé statorique, qui sera alimenté directement du réseau, avec une tension de fréquence f_s produisant un champ tournant avec une vitesse ω_s :

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s / p \quad (\text{II .1})$$

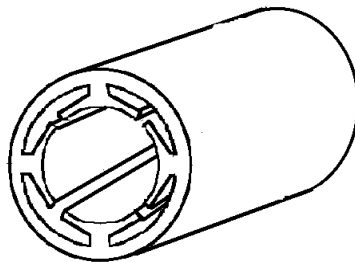


Figure II .1. a Stator d'une MAS monophasée.

Le stator comporte deux enroulements, un enroulement principal (E.P) qui occupe en générale la 2/3 des encoches statoriques et un enroulement auxiliaire (E.A) qui occupe le reste des encoches.

b- Le rotor

C'est la partie mobile dans la machine , formée d'un cylindre feuilleté se trouvant à l'intérieur du stator, et tourne sur un axe fixe, avec une vitesse de rotation :

$$\omega_r < \omega_s \quad (\text{II .2})$$

On peut distinguer deux types :

- Rotor bobiné

Le bobinage rotorique est semblable à celui d'une machine triphasé les conducteurs sont logés dans des encoches, sur la périphérie du rotor.

- Rotor à cage d'écureuil

Les conducteurs dans les encoches sont remplacés par des barres en Aluminium ou en cuivre figure (II .2.b), court-circuités aux extrémités par des anneaux.

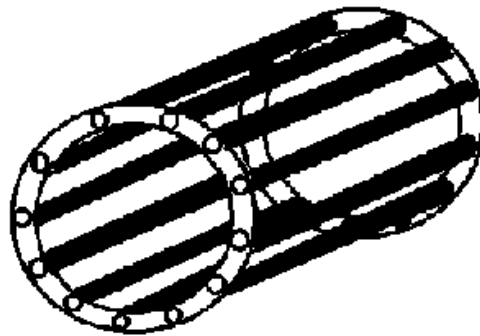


Figure II .2.b Rotor à cage d'écureuil.

II .2.2 Principe de fonctionnement

L'enroulement (E.P) d'un moteur monophasé est alimenté par un réseau monophasé, toutefois il engendre un champ magnétique pulsant qui peut être décomposé en deux champs tournants de même amplitude et qui tournent à la même vitesse dans des sens opposés, l'un dans le sens direct (sens du rotation du rotor) et l'autre dans le sens inverse [07].

L'ensemble de la machine monophasée se comporte donc comme deux moteurs asynchrones triphasés, montés sur un même arbre , dont les primaires , connectés en série et en sens inverses, créeraient des champs magnétiques glissant de sens opposés, figure (II .2.c) :

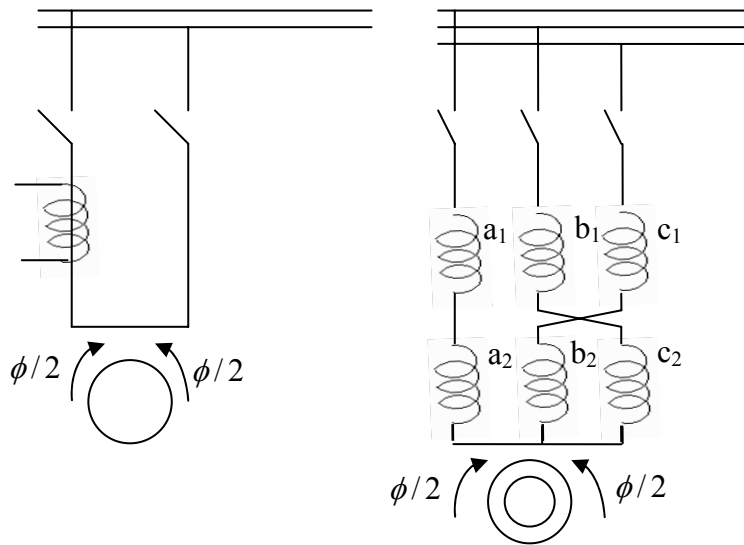


Figure II .2.c Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone monophasé.

D'après le théorème de Leblanc qui indique qu'un tel enroulement, formé de p bobines décalées angulairement de $2\pi/p$, donne naissance à deux champs magnétiques glissants, de même amplitude maximal, de même pulsation ω/p et de sens de rotation opposés [08].

Si ce bobinage est disposé au stator d'une machine asynchrone de même secondaire que les moteurs triphasés (en général, le secondaire sera constitué d'une cage d'écureuil), le rotor est soumis à l'action de ces deux champs magnétiques glissants : s'il est immobile (par rapport au stator), la symétrie du problème implique qu'il est soumis à un couple de moment nul et ne peut démarrer ; s'il tourne à la pulsation de rotation Ω , il présente un glissement :

- par rapport au champ glissant de pulsation $\Omega_1 = \omega/p$:

$$g_1 = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} \quad (\text{II.3})$$

- par rapport au champ glissant de pulsation $\Omega_2 = -\omega/p = -\Omega_1$:

$$g_2 = \frac{\Omega_2 - \Omega}{\Omega_2} = 2 - g_1 \quad (\text{II.4})$$

Ce qui développe aussi sur le rotor deux couples de même amplitude, agissant respectivement dans les sens direct, et inverse figure (II .2.d), le rotor ne tourne dans un sens ou dans l'autre que si on lui donne un couple initial qui favorise l'un des deux couples direct ou inverse.

Pour remédier à ce problème, on place un enroulement auxiliaire en quadrature avec l'enroulement principal figure (II.2.d), et on l'alimente à travers un condensateur qui déphase les courants des deux enroulements d'un angle inférieure à $\pi/2$, le champ créé par cette

dernière sera électriquement en quadrature avec le champ de l'enroulement principale, le couple au démarrage aura une valeur différente de zéro figure (II .2.e).

Suivant l'utilisation de l'E.A, on distingue :

- 1- les moteurs monophasés à auxiliaire fonctionnel, l' E.A reste connecté au réseau pendant le travail (position 1).
- 2- les moteurs monophasés à auxiliaire non fonctionnel, l'E.A ne sert que pour le démarrage (position 2).

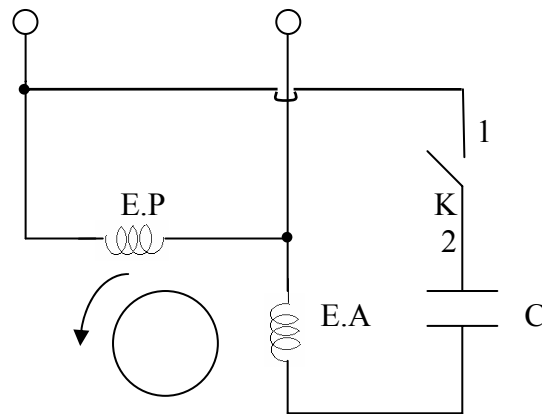


Figure II.2.d Schéma d'un moteur monophasé.

Généralement il y a deux façons de brancher le condensateur :

Dans le premier cas, le condensateur reste branché sur l'enroulement auxiliaire pendant et après le démarrage, et dans le deuxième cas sera déconnecté quand la machine atteint 60 à 80% , de la vitesse Synchrone .

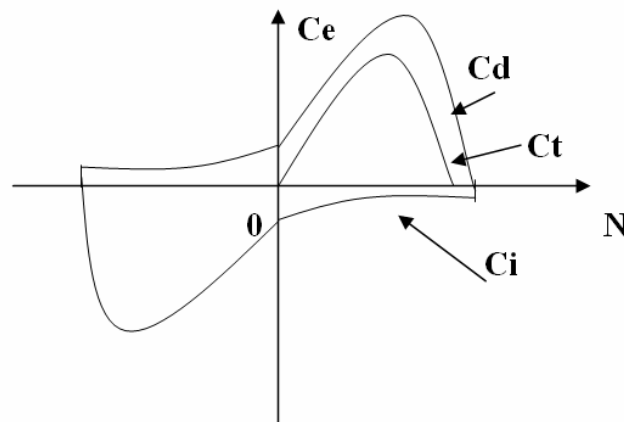


Figure II .2.e Couple électromagnétique de la machine asynchrone monophasée.

- Avec :
- C_d : couple direct.
 - C_i : couple inverse.
 - C_t : couple totale.

La figure (II .2.e) donne l'allure des courbes C_d et C_i qui sont identiques à celle du moteur triphasé, celle de C_t se déduit par soustraction du couple C_d de C_i .

II .2.3 Modélisation de la machine asynchrone monophasée sans condensateur permanent

Pour entamée la modélisation de la machine asynchrone monophasée, nous devons prendre en considération les hypothèses simplificatrices suivantes [07]:

- 1 – on néglige l'effet de la saturation et le phénomène d'hystérésis, ce qui permet de supposer que la machine est linéaire pour les flux ;
- 2 – la répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale ;
- 3 – la phase principale et auxiliaire ont le même nombre de pôles, mais les nombres de spires peuvent être différents ;
- 4 – les pertes fer, l'effet thermique et l'effet couronne sont aussi négligés.

II .2.3.1 Equations électriques de la machine

Le moteur asynchrone monophasé comporte au stator deux phases

- une phase principale (indice s_1).
- une phase auxiliaire (indice s_2).

Les axes statoriques notés S_a et S_b , sont en quadrature (figure II.3). La cage du rotor de la machine est assimilée à deux enroulements de phases identiques repérés par les indices r_1 et r_2 ; leurs axes respectifs R_a et R_b sont en quadrature et θ l'angle électrique entre repère statorique et rotorique [09].

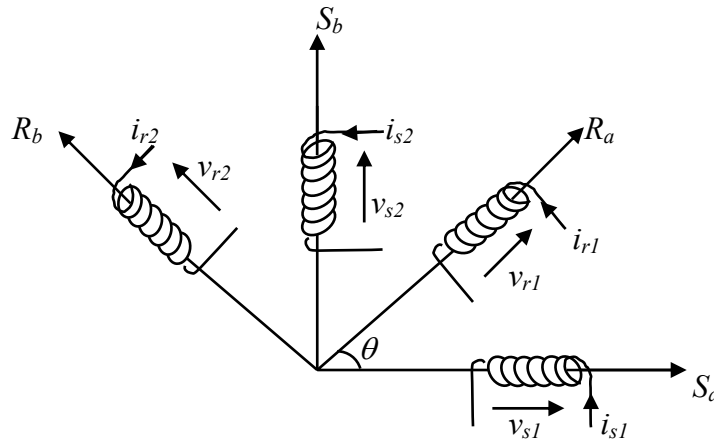


Figure II.3 Modèle d'une machine asynchrone monophasé

Chaque enroulement est décrit par la loi des mailles contenant le terme de chute de tension et celui de f.e.m induite, de sorte que [09]:

$$[V] = [R][i] + \frac{d[\phi]}{dt} \quad (\text{II.5})$$

Cette relation est étendue à l'ensemble des quatre phases :

$$\begin{cases} v_{s1} = R_{s1}i_{s1} + \frac{d\phi_{s1}}{dt} \\ v_{s2} = R_{s2}i_{s2} + \frac{d\phi_{s2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{cases} v_{r1} = R_r i_{r1} + \frac{d\phi_{r1}}{dt} \\ v_{r2} = R_r i_{r2} + \frac{d\phi_{r2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

v_{s1}, v_{s2} : les tensions appliquées aux deux phases statoriques.

ϕ_{s1}, ϕ_{s2} : les flux à travers les enroulements statoriques.

ϕ_{r1}, ϕ_{r2} : les flux à travers les enroulements rotoriques.

i_{s1}, i_{s2} : les courants qui traversent les enroulements statoriques.

R_{s1} : résistance de la phase principale statorique.

R_{s2} : résistance de la phase auxiliaire statorique.

R_r : résistance d'une phase rotorique.

Les équations (II.6) et (II.7) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 \\ 0 & R_{s2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Pour le rotor :

$$\begin{pmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

II.2.3.2 Equation magnétique

Les flux d'induction dans les enroulements statoriques et rotoriques sont liés aux courants par la relation matricielle suivante [09]:

$$[\phi_{s1} \ \phi_{s2} \ \phi_{r1} \ \phi_{r2}]^t = [L] \cdot [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{r1} \ i_{r2}]^t \quad (\text{II.10})$$

L'exposant t caractérise la transposition de la matrice et la matrice inductance est donnée par :

$$[L] = \begin{pmatrix} L_{s1} & 0 & M_a \cos(\theta) & -M_a \sin(\theta) \\ 0 & L_{s2} & M_b \sin(\theta) & M_b \cos(\theta) \\ M_a \cos(\theta) & M_b \sin(\theta) & L_r & 0 \\ -M_a \sin(\theta) & M_b \cos(\theta) & 0 & L_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Tel que :

L_{s1} : l'inductance propre de la phase principale statorique.

L_{s2} : l'inductance propre de la phase auxiliaire statorique.

L_r : l'inductance propre de la phase rotorique.

M_a : maximum du coefficient de mutuelle induction entre la phase principale statorique et la phase rotorique.

M_b : maximum du coefficient de mutuelle induction entre la phase auxiliaire statorique et la phase rotorique.

II.2.3.3 Equation mécanique [09]

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.12})$$

L'expression du couple est :

$$C_{em} = p \cdot [i_{r1}\phi_{r2} - i_{r2}\phi_{r1}] \quad (\text{II.13})$$

p : nombre de paires de pôles.

J : moment d'inertie du rotor.

f : coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

Les équations précédentes sont difficiles à manipuler, pour éliminer ce problème, on fait recours à la transformation de Park.

II.2.3.4 Transformation de Park dans un référentiel lié au stator

Dans ce référentiel nous allons transformer toutes les grandeurs rotoriques (v_{r1}, v_{r2}), (i_{r1}, i_{r2}), (ϕ_{r1}, ϕ_{r2}), en (v_{ar}, v_{br}), (i_{ar}, i_{br}), (ϕ_{ar}, ϕ_{br}) [09]:

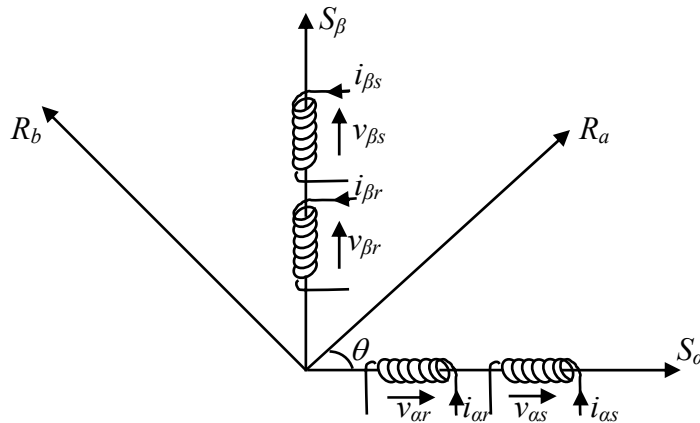


Figure II.4 Passage à un référentiel lié au stator.

Tel que :

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

A : matrice de Park.

II.2.3.5 Equations de tensions

Appliquons aux systèmes d'équations (II.6) et (II.7) la transformation de Park :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{\alpha s} = R_{s1} \cdot i_{\alpha s} + \frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} \\ v_{\beta s} = R_{s2} \cdot i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{\alpha r} + \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} + \omega \phi_{\beta r} \\ 0 = R_r \cdot i_{\beta r} + \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} - \omega \phi_{\alpha r} \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

$v_{\alpha r}$ et $v_{\beta r}$ sont nulles (rotor en court circuit).

II.2.3.6 Equations magnétiques

Les flux sont exprimés en fonction des courants par la relation suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{\alpha s} = L_{s1} \cdot i_{\alpha s} + M_a i_{\alpha r} \\ \phi_{\beta s} = L_{s2} \cdot i_{\beta s} + M_b i_{\beta r} \\ \phi_{\alpha r} = L_r \cdot i_{\alpha r} + M_a i_{\alpha s} \\ \phi_{\beta r} = L_r \cdot i_{\beta r} + M_b i_{\beta s} \end{array} \right. \quad (\text{II.16})$$

II.2.3.7 Equations mécaniques

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = p \cdot (i_{\alpha r} \cdot \phi_{\beta r} - i_{\beta r} \cdot \phi_{\alpha r}) \quad (\text{II.17})$$

L'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.18})$$

II.2.3.8 Passage à un référentiel liée au champ tournant

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé pour la commande des machines asynchrones.

La relation de passage dans ce cas est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [A]^t \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{II.19}$$

Avec :

$$A^t = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{II.20}$$

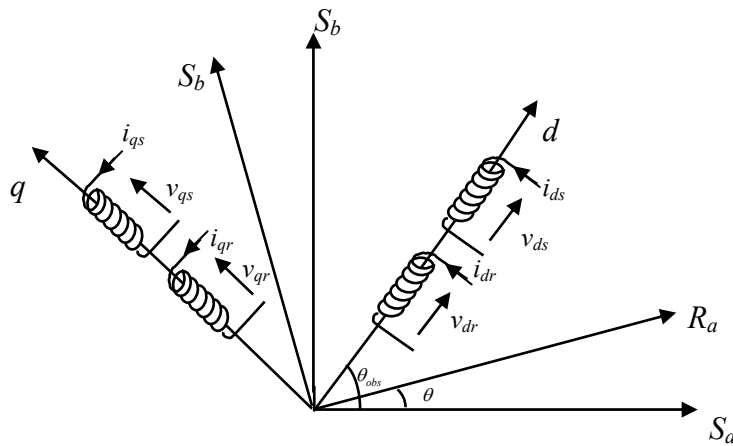


Figure II.5 Passage à un référentiel lié au champ tournant.

Les équations du moteur dans le repère (d,q) lié au champ tournant prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_{s1} \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_{s2} \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \tag{II.21}$$

Avec :

$\omega = p \cdot \Omega$: la vitesse électrique du rotor.

- les équations magnétiques :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_{s1} i_{ds} + M_a i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_{s2} i_{qs} + M_b i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M_a i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M_b i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

- l'équation du couple est :

$$C_{em} = p.(i_{dr} \cdot \phi_{qr} - i_{qr} \cdot \phi_{dr}) \quad (\text{II.23})$$

En appliquant le changement de variables suivant :

$$\frac{\phi_{dr}}{M_a} = \phi'_{dr} ; \quad \frac{\phi_{qr}}{M_b} = \phi'_{qr} \quad (\text{II.24})$$

Il est possible de calculer la nouvelle expression du couple en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques :

$$C_{em} = p. \frac{M_a \cdot M_b}{L_r} \cdot (i_{qs} \cdot \phi'_{dr} - i_{ds} \cdot \phi'_{qr}) \quad (\text{II.25})$$

L'équation de la vitesse est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.26})$$

II.2.3.9 Représentation d'état

Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension on utilise les systèmes d'axes qui tournent avec la vitesse du champ magnétique crée par le stator, et on peut choisir les courants statoriques, les flux rotoriques, et la vitesse électrique (ω) comme les variables d'état :

$$\frac{d}{dt} X = f(X) + gu$$

Avec :

$$X = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \omega]^t, \quad u = [V_{ds} \quad V_{qs}]^t$$

$$f(X) = \begin{pmatrix} -v_a i_{ds} + \omega_s \cdot \lambda \cdot i_{qs} + \frac{K_a}{T_r} \cdot \phi_{dr} + [K_b - K_a] \cdot \omega_s \cdot \phi_{qr} + K_a \cdot \phi_{qr} \cdot \omega \\ -\frac{\omega_s}{\lambda} i_{ds} - v_b i_{qs} + [K_b - K_a] \cdot \omega_s \cdot \phi_{dr} - K_b \cdot \omega \cdot \phi_{dr} + \frac{K_b}{T_r} \cdot \phi_{qr} \\ \frac{M_a}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ \frac{M_b}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{qr} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} \\ \frac{p^2 \cdot M_b \cdot M_a}{J \cdot L_r} \cdot (i_{qs} \cdot \phi'_{dr} - i_{ds} \cdot \phi'_{qr}) - \frac{f}{J} \cdot \omega - \frac{p}{J} \cdot C_r \end{pmatrix}; g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma_a L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma_b L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec : } v_a = \frac{1}{\sigma_a L_s} \left(R_s + R_r \cdot \left(\frac{M_a}{L_r} \right)^2 \right); v_b = \frac{1}{\sigma_b L_s} \left(R_s + R_r \cdot \left(\frac{M_b}{L_r} \right)^2 \right)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; K_a = \frac{M_a}{\sigma_a L_s L_r}; K_b = \frac{M_b}{\sigma_b L_s L_r}; \lambda = \frac{\sigma_b}{\sigma_a}$$

$$\sigma_a = 1 - \frac{M_a^2}{L_s \cdot L_r}; \sigma_b = 1 - \frac{M_b^2}{L_s \cdot L_r} : \text{coefficients de dispersion pour les deux axes statoriques.}$$

La machine est symétrique :

$$\begin{pmatrix} R_{s1} = R_{s2} = R_s \\ L_{s1} = L_{s2} = L_s \end{pmatrix}$$

II.2.4 Simulation de la machine asynchrone monophasée

II.2.4.1 Simulation de la machine asynchrone monophasée alimentée par un onduleur à cellules imbriquées parfaites

La machine est alimentée par un onduleur monophasé de trois cellules imbriquées parfaites à quatre niveaux, commandé par la technique M.L.I (figure II.6).

Les paramètres de la machine asynchrone monophasée utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe (I).

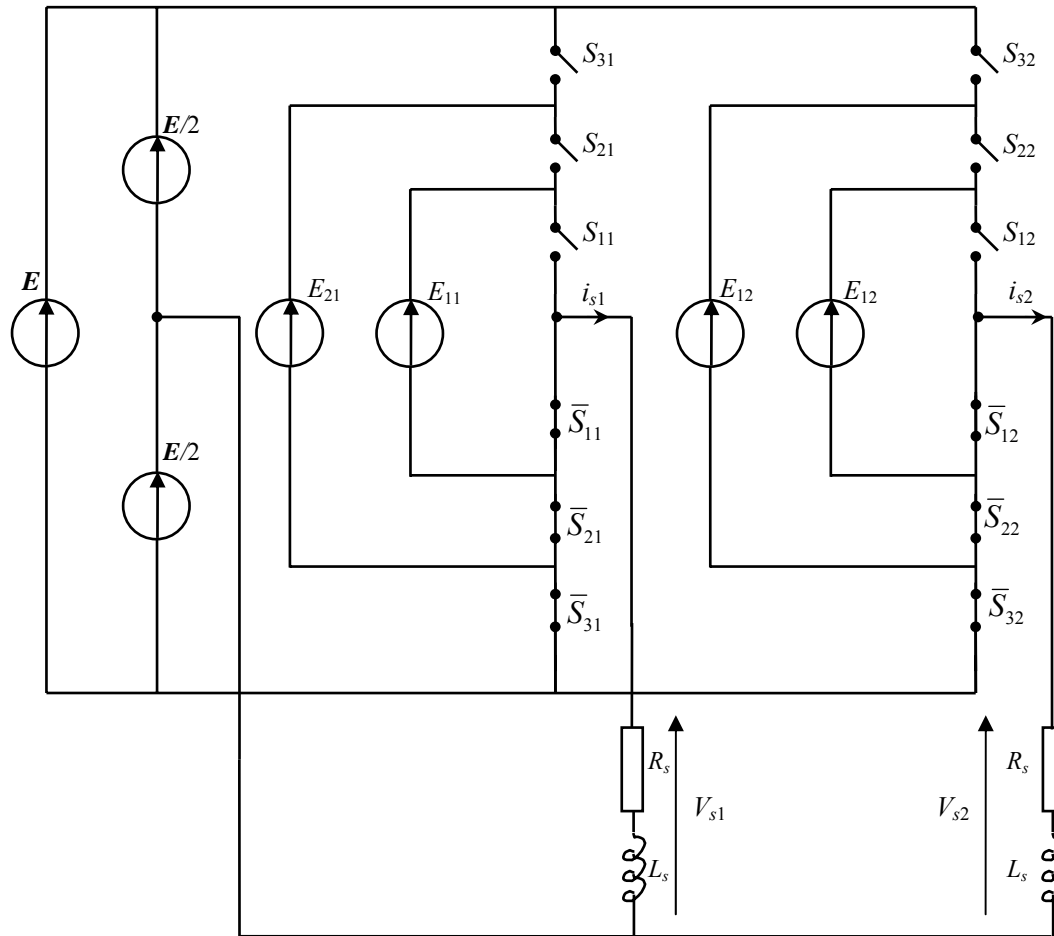


Figure II.6 Association machine onduleur monophasé parfait

La tension de sortie de l'onduleur à quatre niveaux est représentée sur la figure (II.7), les paramètres de simulation sont :

$$\begin{cases} E = 550 \text{ V}; & P = 3 \text{ cellules} \\ f_{dec} = 16 \text{ kHz}; & P_{mod} = 0.9; f_{mod} = 50 \text{ Hz} \end{cases}$$

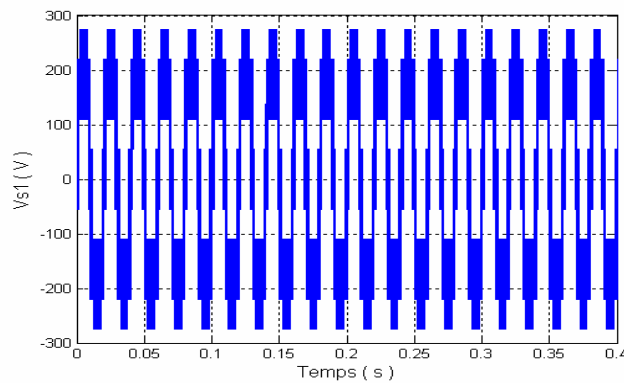


Figure II.7 Tension de sortie de l'onduleur monophasé parfait

Les résultats de simulation sont représentés sur la figure (II.8) :

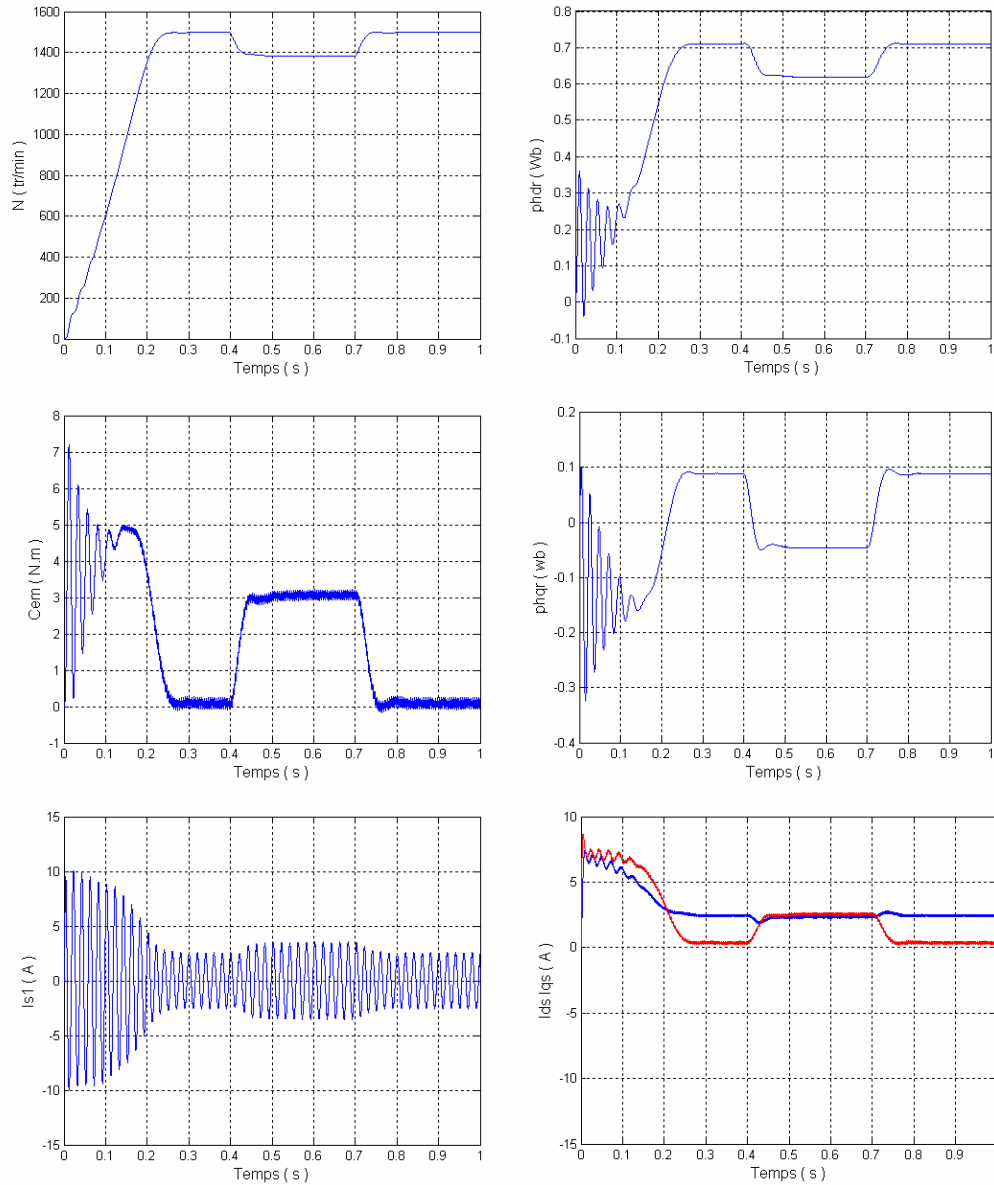


Figure II .8 Simulation de l'association onduleur machine avec application d'une charge de 3 Nm.

La figure (II.8) montre l'évolution des différentes caractéristiques de la machine asynchrone monophasée. Nous avons effectué la simulation d'un démarrage à vide, puis l'application d'un couple de charge entre l'instant 0.4s et 0.7s, afin de montrer le comportement de la machine alimentée avec un onduleur parfait à cellules imbriquées.

- On remarque que la vitesse augmente pour atteindre la valeur (1500 tr/min), puis diminue pendant la durée de l'application de la charge.

- le couple au démarrage est différent de zéro et oscille en régime permanent autour d'une

faible valeur à vide. Lors de l'application de la charge le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple résistant et maintenir la stabilité de la machine. On constate également l'augmentation du courant absorbé par la machine en charge.

- lorsque la perturbation est éliminée, la vitesse revient à sa valeur à vide, le couple et le courant reviennent également à leurs valeurs initiales.

II .2.4.2 Simulation de la machine asynchrone monophasée alimentée par un onduleur à cellules imbriquées réelles

Dans cette simulation nous avons ajouté un circuit auxiliaire (un filtre R, L, C série) qui permet d'accélérer la dynamique d'équilibrage des condensateurs flottants et les tensions des cellules.

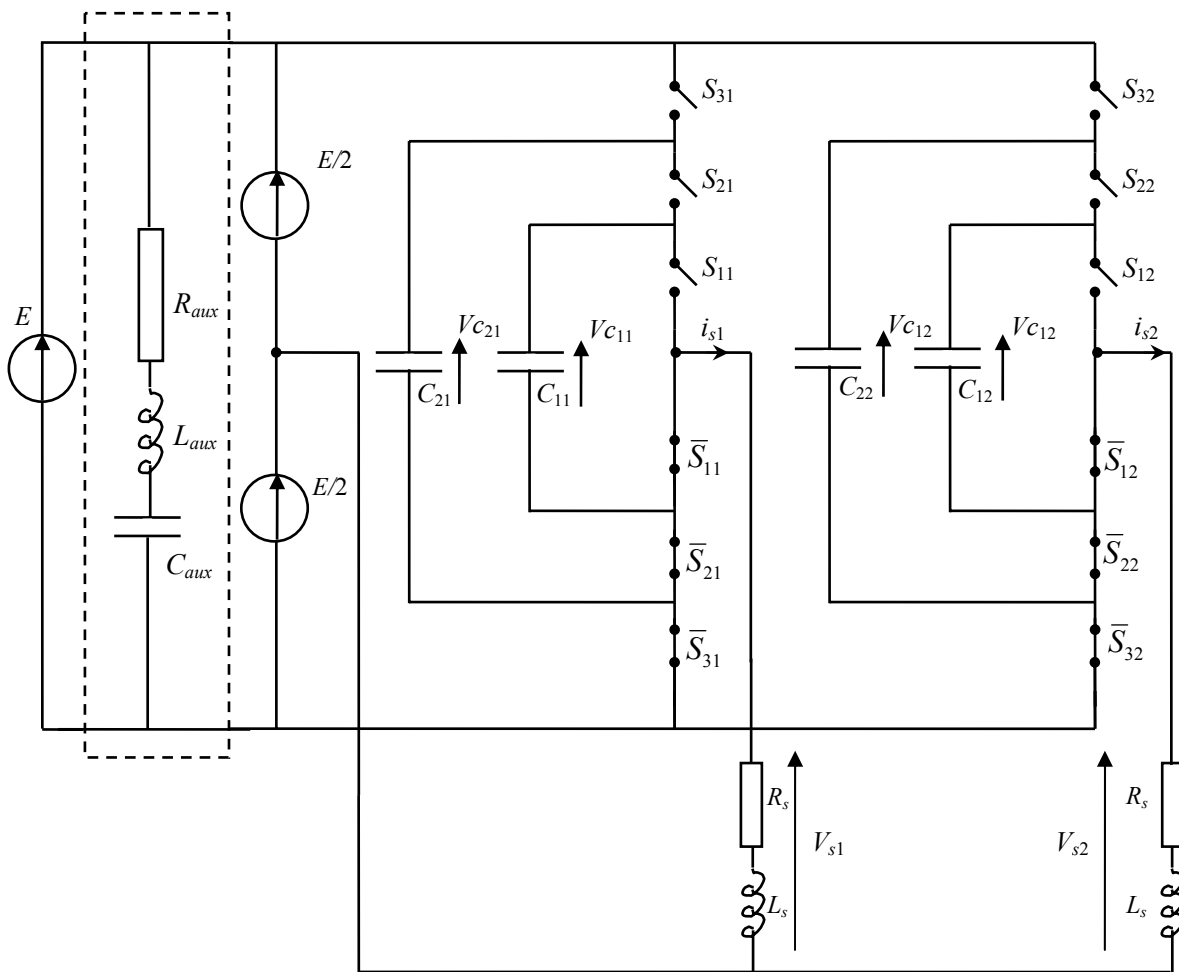


Figure II.9 Association onduleur monophasé réel avec une machine asynchrone monophasée.

Les paramètres de simulation de l'onduleur sont :

$$\left(\begin{array}{l} E = 550 \text{ V}, P = 3 \text{ cellules} \\ f_{dec} = 16 \text{ kHz} \\ P_{mod} = 0.9 \\ C_1 = C_2 = 50 \mu\text{F} \\ R_{aux} = 100 \Omega \\ C_{aux} = 5 \mu\text{F} \\ L_{aux} = 0.3 \text{ mH} \end{array} \right.$$

La tension réelle débitée sur la machine est représentée sur la figure (II .10)

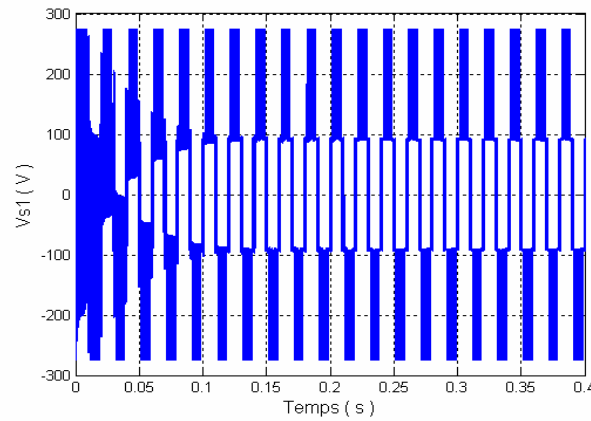


Figure II .10 Tension de sortie de l'onduleur monophasé réel.

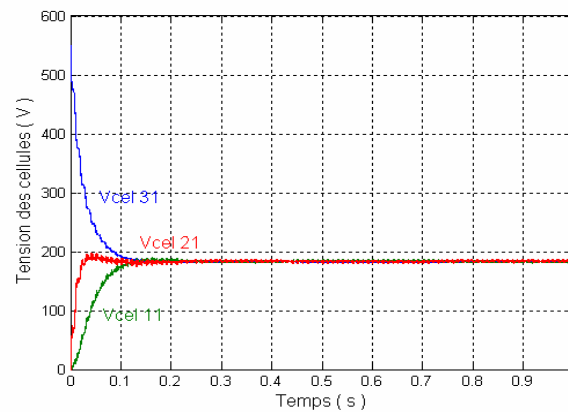


Figure II .11 Accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules avec un circuit auxiliaire.

Les résultats de simulation de l'association onduleur réel-machine sont représentés sur la figure (II.12) :

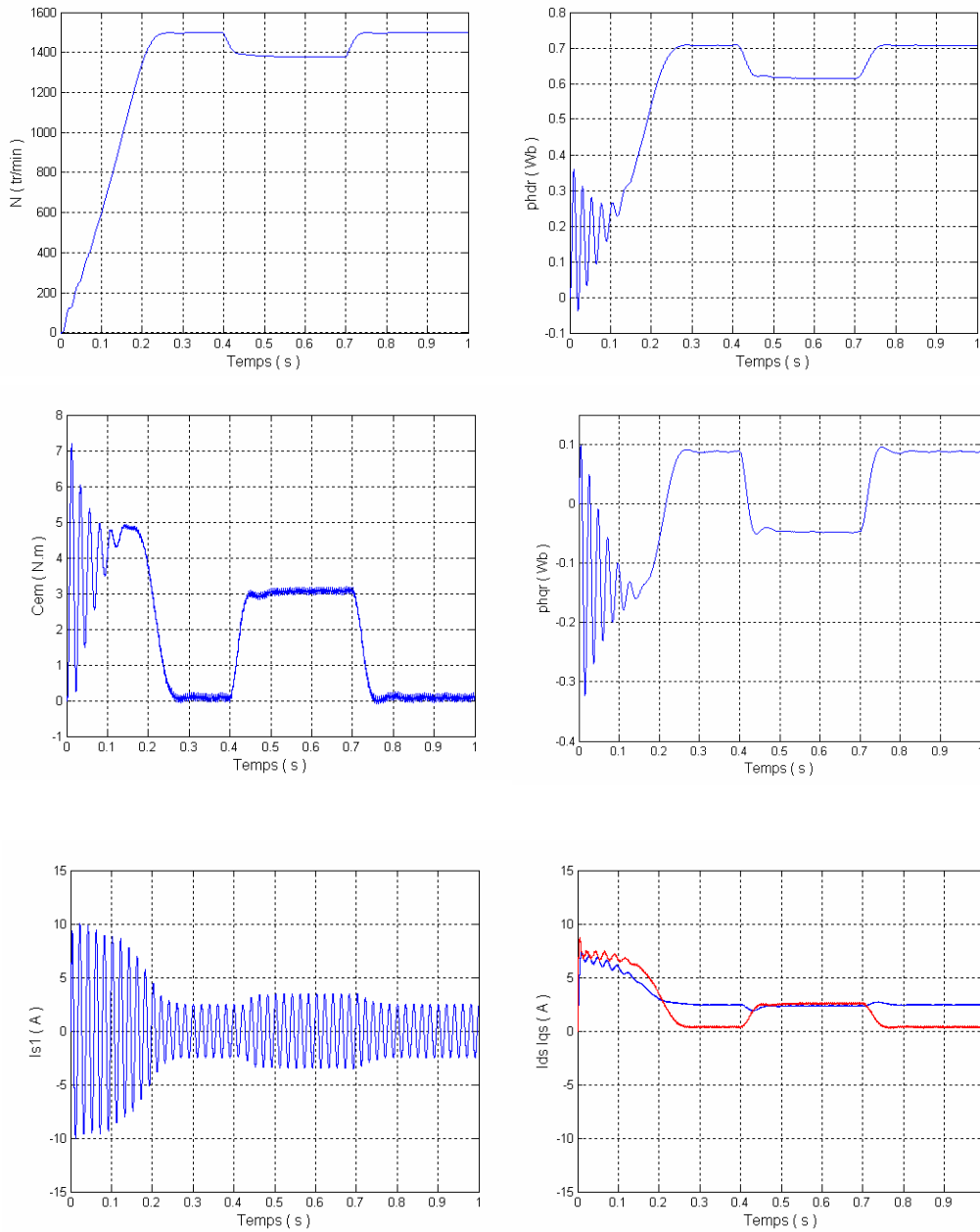


Figure II .12 Simulation de l'association onduleur réel machine asynchrone.

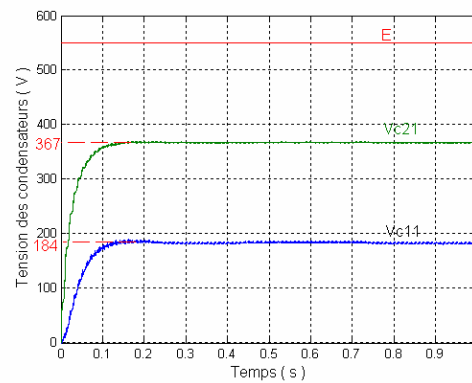


Figure II .13 Evolution des tensions aux bornes des condensateurs

- nous avons effectué la simulation d'un démarrage à vide, puis l'application d'un couple de charge à l'instant 0.4s, la vitesse croit linéairement puis elle se stabilise autour la valeur nominale (1500 tr/min). Lors de l'application d'une charge la vitesse chute et le couple augmente pour maintenir la stabilité de la machine.

- le couple électromagnétique présente des oscillations non souhaitables en régime transitoire.

II .3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

En tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices, le moteur asynchrone triphasé est modélisé par trois équations de tensions statoriques, trois équations de tensions rotoriques, et une équation mécanique.

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes, qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent ce qui réduit la complexité du modèle et permet l'étude des régimes transitoires.

Dans ce qu'il suit nous déduirons le modèle biphasé du moteur asynchrone triphasé à partir des équations générales, ensuite nous entamons l'association onduleur à cellules imbriquées avec la machine asynchrone.

II .3.1 Modèle générale de la machine

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est illustré par le schéma de la figure (II.14). Les enroulements statoriques sont représentés par un système d'axe $(S_{a,b,c})$, et les trois enroulements rotoriques par $(R_{a,b,c})$, avec θ désigne l'angle entre l'axe d'une phase statorique et une phase rotorique.

- La cage est assimilée à un bobinage triphasé en court-circuit.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux;
- La constance des inductances propres;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

II .3.1.2 Mise en équations du modèle de la machine asynchrone

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques ;
- Les équations magnétiques ;
- Les équations mécaniques ;

II .3.1.3 Equations électriques

Les équations électriques de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont [10], [11]:

$$\begin{cases} u_{as} = r_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ u_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ u_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{cases} u_{ar} = r_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ u_{br} = r_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ u_{cr} = r_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

En désignant par :

u_{as}, u_{bs}, u_{cs} : les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}$: les flux totaux à travers ces enroulements.

r_s : résistance d'une phase statorique.

r_r : résistance d'une phase rotorique.

Les équations (II.27) et (II.28) se présentent naturellement sous forme matricielle:

Pour le stator :

$$\begin{pmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{pmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Ou :

$$[u_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcs}] \quad (\text{II.30})$$

Pour le rotor :

$$\begin{pmatrix} u_{ar} \\ u_{br} \\ u_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Ou :

$$[u_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcr}] \quad (\text{II.32})$$

II .3.1.4 Equations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtient à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ .

$$\begin{pmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_s & L_{ms} & L_{ms} & L_{m1} & L_{m3} & L_{m2} \\ L_{ms} & l_s & L_{ms} & L_{m2} & L_{m1} & L_{m3} \\ L_{ms} & L_{ms} & l_s & L_{m3} & L_{m2} & L_{m1} \\ L_{m1} & L_{m2} & L_{m3} & l_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{m3} & L_{m1} & L_{m2} & L_{mr} & l_r & L_{mr} \\ L_{m2} & L_{m3} & L_{m1} & L_{mr} & L_{mr} & l_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \quad (\text{II.33})$$

tel que :

l_s : l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : l'inductance propre d'une phase rotorique.

L_{ms} : l'inductance mutuelle entre phases statoriques.

L_{mr} : l'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

Avec:

$$L_{m1} = L_{msr} \cos(\theta)$$

$$L_{m2} = L_{msr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{m3} = L_{msr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Ou:

L_{msr} : c'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice d'inductances est composée de quatre sous matrices :

$$\begin{pmatrix} \phi_{abc s} \\ \phi_{abc r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [L_{msr}] \\ [L_{mrs}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{abc s} \\ i_{abc r} \end{pmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Avec :

La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & l_s & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & l_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.35})$$

La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{pmatrix} l_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & l_r & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & l_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.36})$$

La matrice des inductances mutuelles :

$$[L_{msr}] = [L_{mrs}]^T = L_{msr} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{II.37})$$

II .3.1.5 Equations mécaniques

L'équation mécanique est donnée par l'expression :

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (\text{II.38})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie:

$$C_{em} = p (i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}) \frac{d}{d\theta} \left((L_{msr}) \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \right) \quad (\text{II.39})$$

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre puisque :

- L'ordre du système est élevé;
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps en introduit la transformation de Park.

II .3.1.6 Transformation de Park

A cause de la complexité et la non linéarité des équations précédentes il est difficile de simuler le système, alors il est indispensable de transformer le système triphasé équilibré

(a, b, c) en un système biphasé (d, q) par la transformation de Park. A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée [10], [11].

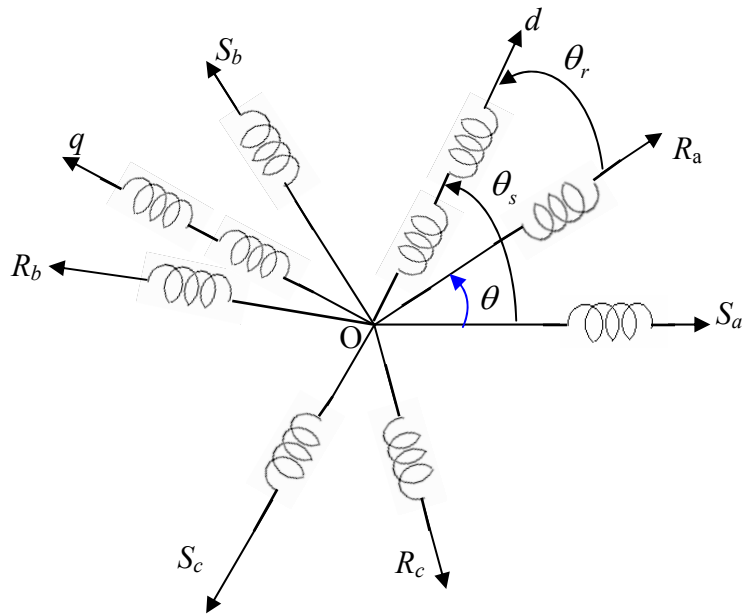


Figure II.15 Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

$$[d, q] = A(\theta) [a \ b \ c]$$

$$[a \ b \ c] = A^{-1}(\theta) [d, q]$$

Avec :

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$A^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Tel que :

$A(\theta)$: Matrice de transformation de Park.

$A^{-1}(\theta)$: Matrice inverse de Park.

Avec:

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

$\theta = \theta_s$: Pour le stator (angle entre l'axe od et la phase a du stator).

$\theta = \theta_r$: Pour le rotor (angle entre l'axe od et la phase a du rotor).

Comme la composante homopolaire est nulle, pour un système triphasé équilibré, les équations électriques et magnétiques deviennent :

II .3.1.7 Equations électriques

La transformation de Park des équations électriques donne :

$$\begin{cases} u_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{qs} \\ u_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{ds} \\ u_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \phi_{qr} = 0 \\ u_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

u_{dr} et u_{qr} Sont nuls puisque le rotor étant en court-circuit.

II .3.1.8 Equations magnétiques

La transformation de Park des équations magnétiques donne:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - L_{ms}$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - L_{mr}$: Inductance cyclique rotorique.

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

En remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions, on trouve:

$$\begin{pmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & r_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_m & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega) L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega) L_m \\ (\omega_s - \omega) L_m & L_m \frac{d}{dt} & (\omega_s + \omega) L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Avec:

$$\begin{aligned} (\omega_s - \omega) &= \omega_r; \\ \omega_s &= \frac{d\theta_s}{dt}; \\ \omega_r &= \frac{d\theta_r}{dt}; \\ (\omega_s - \omega_r) &= \frac{d\theta}{dt} = p\Omega \end{aligned}$$

Cette équation montre la liaison qui existe entre les vitesses angulaires des axes d, q respectivement dans les repères statoriques et rotoriques, et la vitesse angulaire du rotor Ω .

II .3.1.9 Couple électromagnétique

L'équation mécanique :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II.45})$$

Différentes formes sont possibles pour l'équation du couple :

$$C_{em} = p \left(\frac{M}{L_r} \right) (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (\text{II.46})$$

$$C_{em} = pM (i_{dr} \cdot i_{qr} - i_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (\text{II.47})$$

II .3.1.10 Choix du référentiel

Le choix du repère d'axe (d, q) , se fait selon l'objectif de l'application tel que :

- Référentiel lié au stator : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0$;
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta)}{dt} = \omega$;
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = \omega_s$.

Avec:

ω_{coor} : Vitesse de rotation du système biphasé par rapport au stator fixe.

II .3.1.11 Représentation d'état du système

La représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Le choix du repère et des variables d'état électromagnétiques dépend des objectifs.

On choisit les courants statoriques et les flux rotoriques comme variables d'états.

Dans le repère (d, q) lié au champ tournant, on a la représentation d'état suivante:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} [X] = [i_{ds} & i_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr}] \\ [U] = [V_{ds} & V_{qs}] \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\right)\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\right) & \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$R_t = r_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système et [B] : Matrice d'entrée.

II.3.2 Simulation de la machine asynchrone triphasée

II.3.1 Simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cellules imbriquées parfaites

La machine est alimentée par un système de tension délivrée par un onduleur à trois cellules imbriquées parfaites à quatre niveaux (figure II.16) :

Les paramètres de la machine asynchrone triphasée utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe (II).

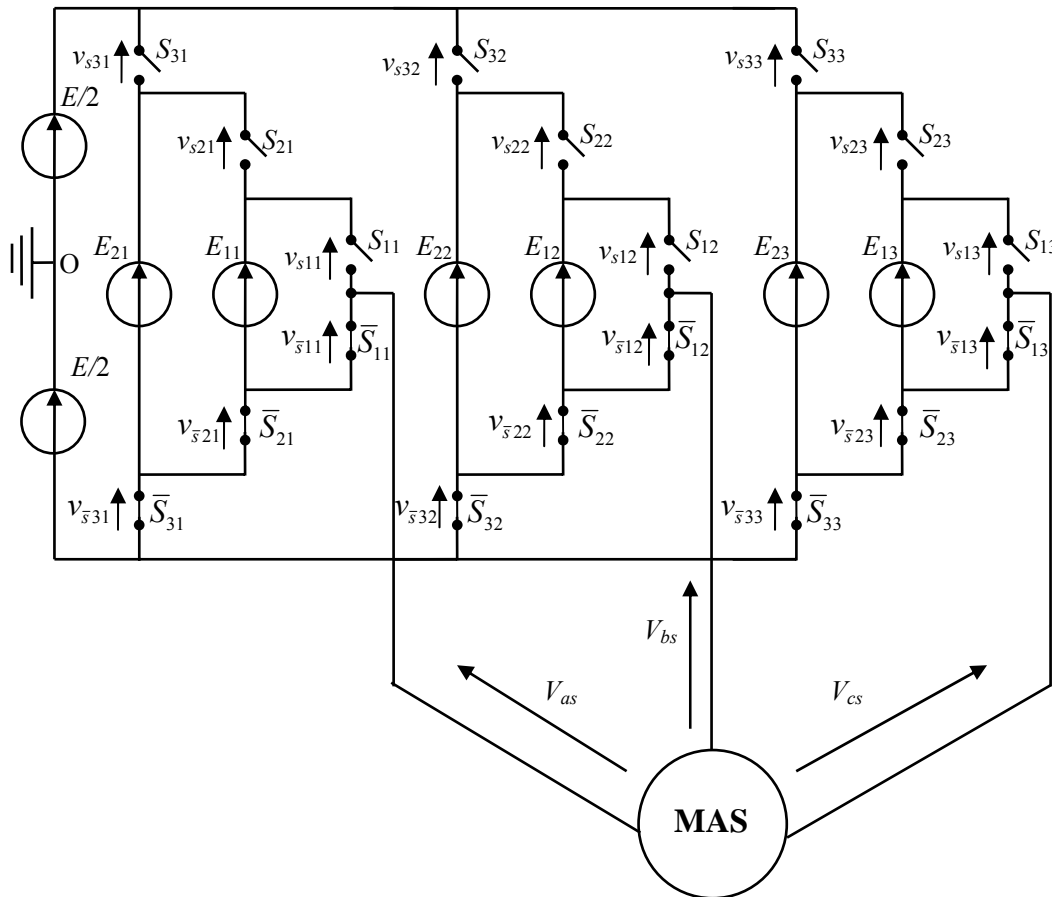


Figure II.16 Association onduleur triphasé parfait machine asynchrone.

La tension simple de l'onduleur est représentée sur la figure (II .17).

Les paramètres de la simulation sont :

$$\begin{cases} E = 560 V & P = 3 \text{ cellules} \\ P_{\text{mod}} = 0.9 & f_{\text{dec}} = 16 \text{kHz} \end{cases}$$

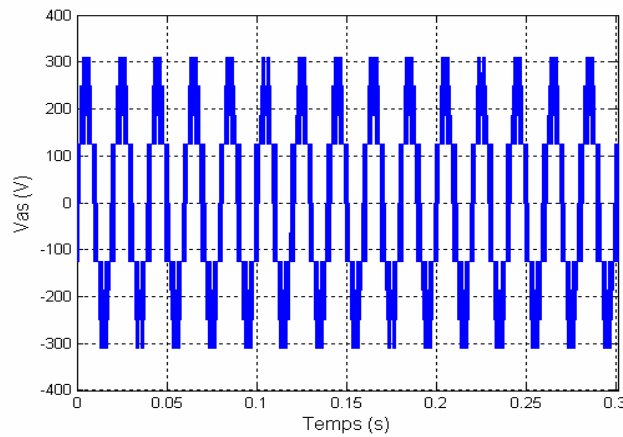


Figure II.17 Tension simple de l'onduleur parfait.

Les résultats de simulation de l'association convertisseur statique machine asynchrone sont représentés sur la figure (II .18).

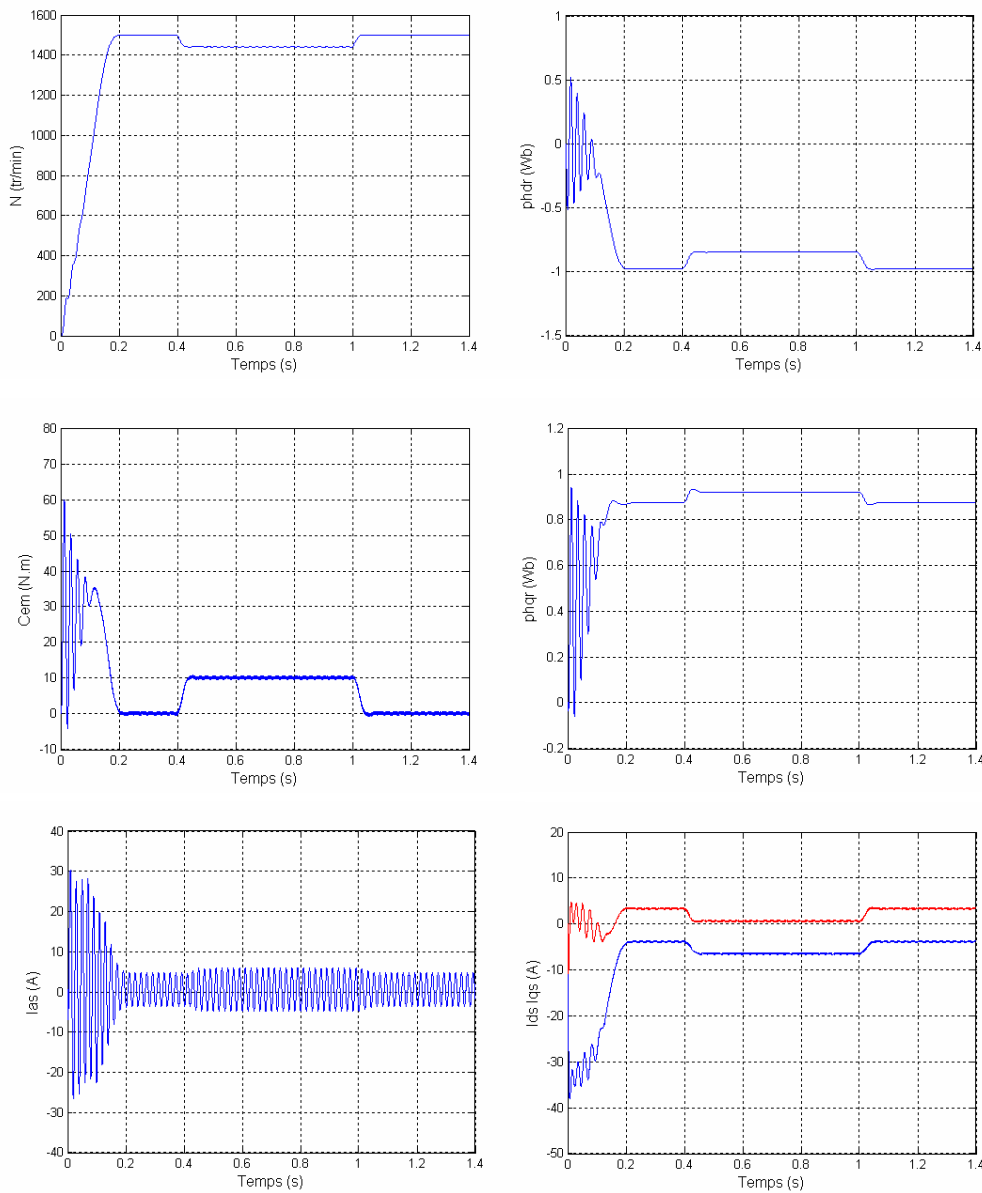


Figure II.18 Simulation de l'association onduleur machine avec application d'une charge de 10 N.m.

La figure (II .18) montre l'évolution de la vitesse de rotation (N) en (tr/min), du couple électromagnétique (C_{em}), des flux (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}), des courants (i_{ds}, i_{qs}) ainsi que celle du courant d'une phase statorique (I_{as}) lors d'un démarrage de la machine, suivi d'une perturbation de charge.

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 0.18s la vitesse de rotation s'établit à la vitesse de synchronisme.

La courbe du couple C_{em} présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes. Ce couple pulsant est transmis à la partie mécanique, avant qu'il se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation.

Le courant de phase statorique (I_{as}) présente des dépassements excessifs de phase (faible "f.c.e.m" et faible vitesse) mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale qui correspond au comportement inductif du moteur avec une amplitude constante.

Les courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}) présentent également des dépassements excessifs, qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances.

Durant l'intervalle $t \in [0.4 \ 1]$ s, nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$). Nous constatons que:

- la diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.
- le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (10 N.m) appliqué.
- le courant de phase statorique garde la même forme sinusoïdale avec une amplitude plus importante.
- les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.
- on constate une chute de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement supplémentaire.

II.3.2 Simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cellules imbriquées réelles

L'association de l'onduleur réel avec la machine asynchrone triphasée est représentée sur la figure (II.19) :

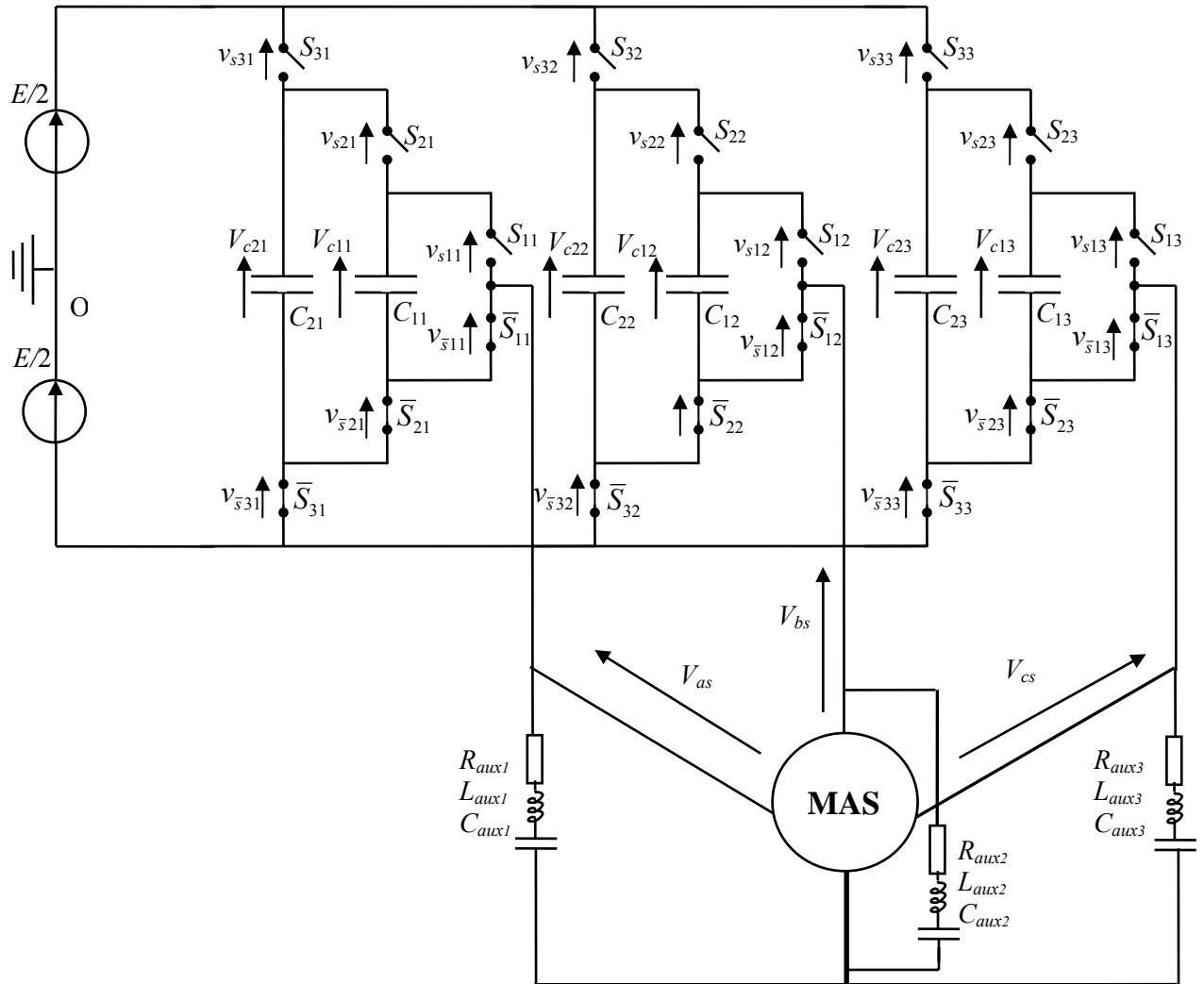


Figure II.19 Association onduleur triphasé réel machine asynchrone.

Dans ce cas un circuit auxiliaire est rajouté au montage ce qui permet d'accélérer la dynamique d'équilibrage des condensateurs flottants et les tensions des cellules.

Les paramètres de la simulation sont :

$$\left(\begin{array}{l}
 E = 560 \text{ V} \\
 P = 3 \text{ cellules} \\
 f_{dec} = 16 \text{ kHz} \\
 P_{mod} = 0.9 \\
 R_{auxk} = 100 \Omega \\
 C_{auxk} = 60 \text{ nF} \\
 L_{auxk} = 1 \text{ mH} \\
 C_{1k} = C_{2k} = 40 \mu\text{F} : \text{ identiques pour chaque bras} \\
 k : \text{ nombres de bras.}
 \end{array} \right.$$

La tension simple alimentant la machine est représentée sur la figure (II .20) :

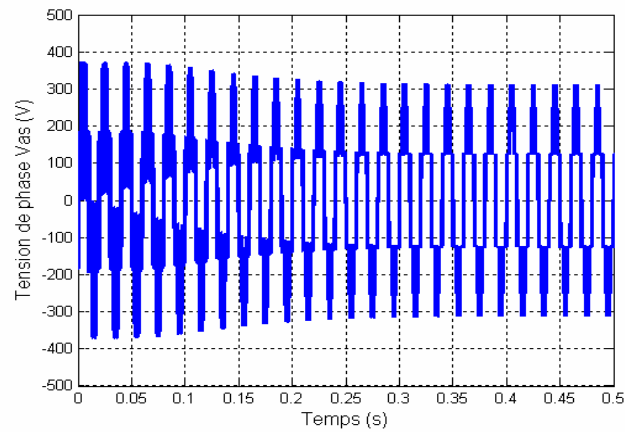


Figure II .20 Tension simple de l'onduleur réel.

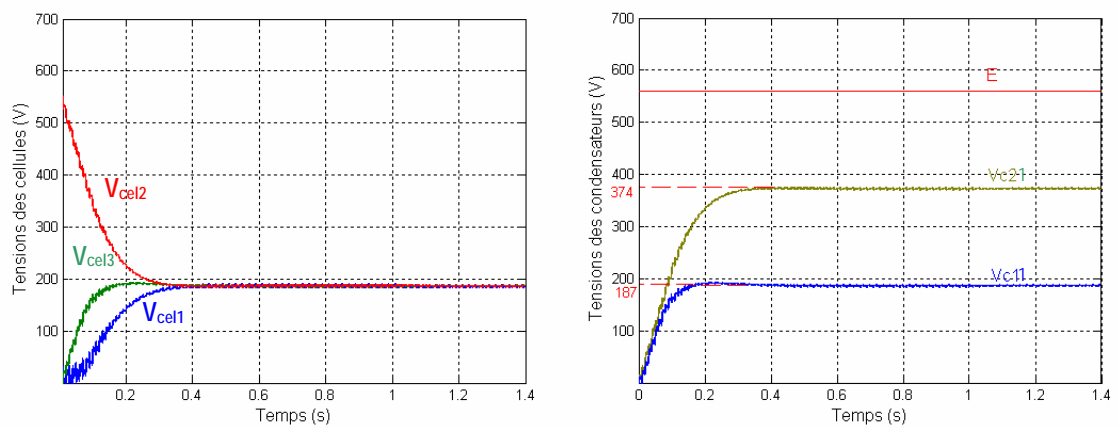


Figure II .21 Accélération de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes et les tensions des cellules avec un circuit auxiliaire du premier bras.

Les courants et les tensions auxiliaires sont représentés sur la figure (II .22) :

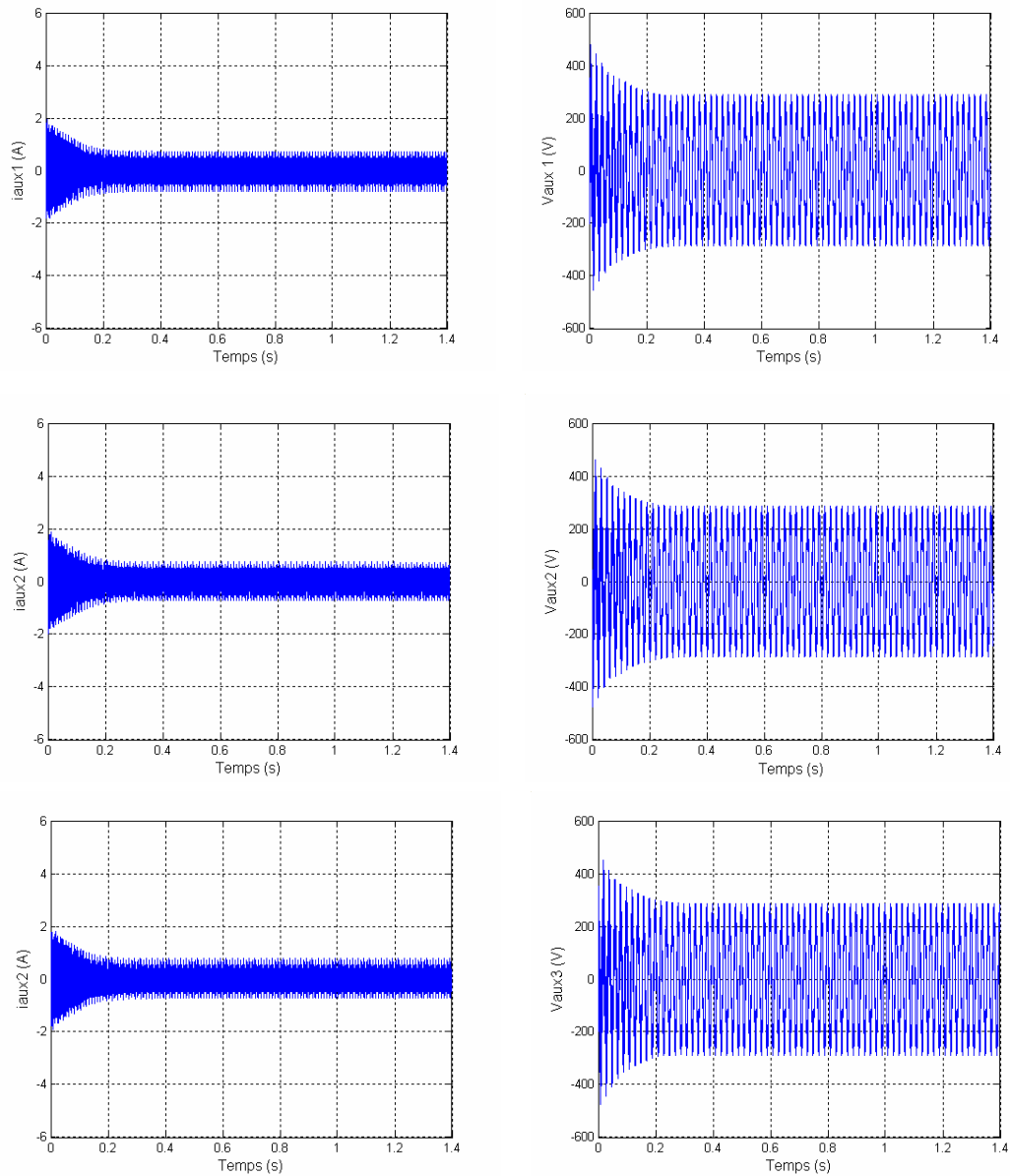


Figure II .22 Evolution du courant i_{aux} et la tension v_{aux} pour les trois phases.

Les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cellules imbriquées sont représentés sur la figure (II .23) :

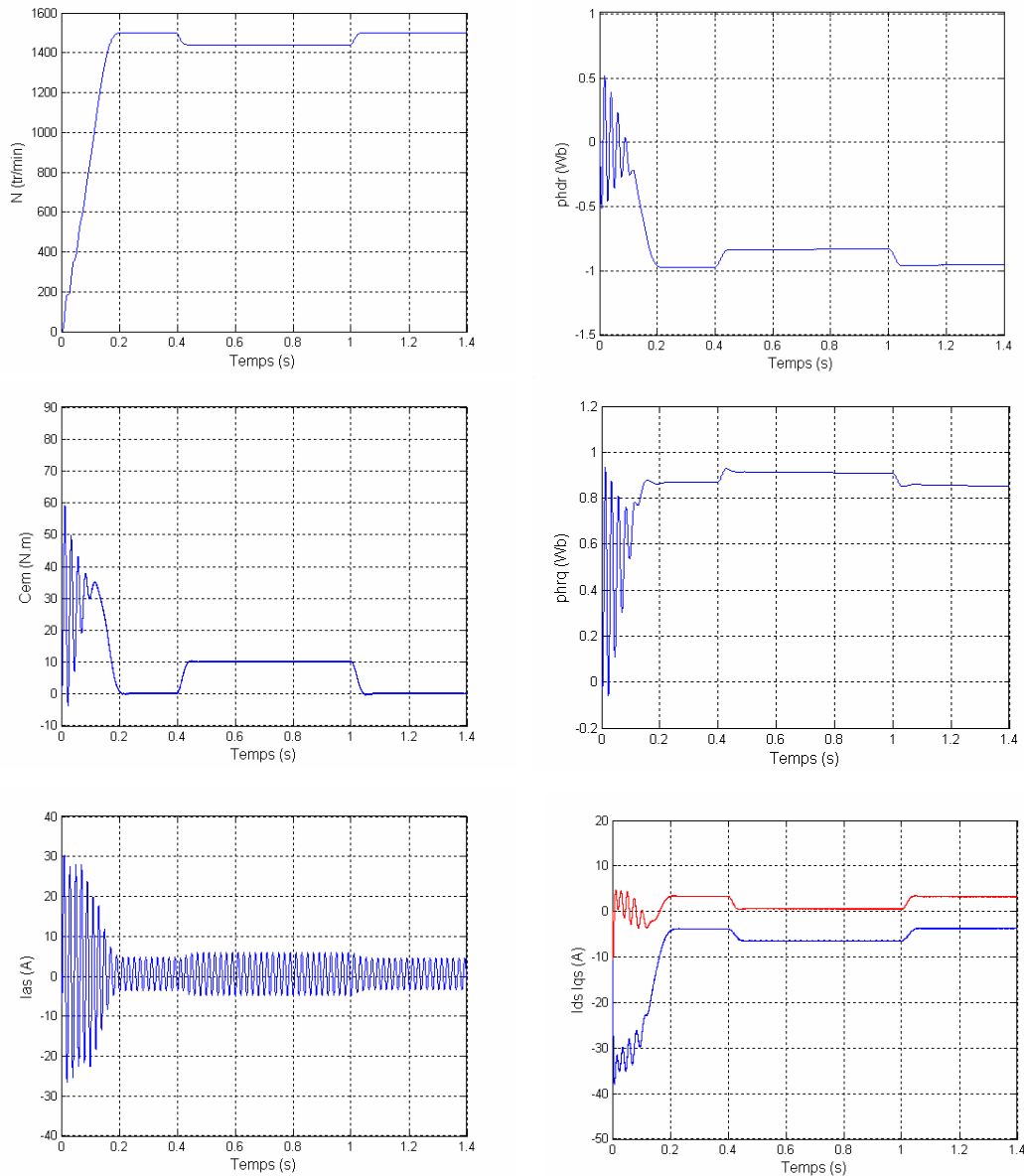


Figure II .23 Simulation de l'association convertisseur machine avec application d'une charge de 10Nm.

La figure (II.23) présente le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cellules imbriquées avec circuit auxiliaire. On constate sur cette dernière que pour le même couple résistant, les allures des composants de flux rotorique, le courant statorique, la vitesse et le couple électromagnétique sont identiques à celles avec l'onduleur parfait.

II .4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établie la modélisation de la machine asynchrone monophasée et triphasée en tenant compte des hypothèses simplificatrices.

La transformation de Park permet d'éviter la complexité des équations différentielles par le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent.

Nous avons présenté aussi les différentes caractéristiques de l'association de l'onduleur à cellules imbriquées (quatre niveaux) à commande M.L.I avec les moteurs asynchrones monophasé et triphasé.

La commande de l'onduleur était faite en boucle ouverte en bénéficiant de l'équilibrage naturel des tensions flottantes, le chapitre suivant sera relatif à la régulation de ces dernières.

Chapitre III

Commande non-interactive des onduleurs à cellules imbriquées

III.1 Introduction

La commande des convertisseurs statiques qui se situe entre deux domaines, l'automatique et l'électronique de puissance vise à améliorer les performances des convertisseurs par une meilleure adéquation de la commande du convertisseur.

Les objectifs principaux de la commande consistent à asservir les grandeurs de sortie du convertisseur à des grandeurs de référence de manière aussi parfaite que possible mais également à réguler ces grandeurs de sortie pour les rendre insensibles aux perturbations de la charge, de la source d'alimentation. Les performances d'une loi de commande sont évaluées en terme de stabilité, de rapidité et de précision [02].

Nous avons vu au chapitre I qu'il est possible de commander un convertisseur à cellules imbriquées en boucle ouverte, en bénéficiant de l'équilibrage naturel des tensions flottantes. Cependant, pour des applications nécessitant une dynamique de rééquilibrage plus importantes, différentes stratégies de commande ont été imaginées. Certaines de ces stratégies assurent juste la commande des tensions flottantes, d'autres régulent les tensions flottantes et le courant de sortie du convertisseur à cellules imbriquées.

Dans ce chapitre, nous présenterons des commandes capables d'imposer la dynamique des tensions flottantes et du courant de charge. Les références de tensions sont donc calculées à partir de la valeur de la tension de la source. La plus simple d'entre elle c'est la commande proportionnelle qui tient en compte uniquement la régulation des tensions condensateurs.

En suite, nous verrons une autre commande qui appartienne à la première grande famille des stratégies de commande «commande en durée», rappelons que la deuxième famille est la commande en amplitude. Dans cette famille, la conversion d'énergie s'effectue par modulation du temps de conduction des interrupteurs. Le modèle servant de base pour la synthèse de ces commandes 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'état 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.

Cette commande dite commande découplante linéaire, est basée sur une linéarisation autour d'un point de fonctionnement du convertisseur.

Avant de détailler chaque type de commande, on présente d'abord le modèle moyen d'un convertisseur à cellules imbriquées.

III.2 Modèle aux valeurs moyennes

Le modèle aux valeurs moyennes utilise le rapport cyclique 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 de rééquilibrage naturel en boucle ouverte propre au convertisseur à cellules imbriquées [02].

III.2.1 Hypothèses

Les hypothèses retenues pour la mise du modèle aux valeurs moyennes d'un convertisseur à cellules imbriquées sont :

- Les interrupteurs sont idéaux (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls) ;
- Les temps morts sont nuls (les interrupteurs étant considérées comme parfaits) ;
- Les interrupteurs d'une même cellule de commutation fonctionnent de façon complémentaire ;
- Les valeurs des condensateurs flottants C_i sont telles que les tensions à leurs bornes V_{C_i} sont constantes sur une période de découpage ;

- Le courant de charge I_{ch} est constant sur une période de découpage et correspond à la valeur moyenne de celui-ci sur cette même période ;
- La tension d'alimentation E est constante.

III.2.2 Modèle moyen d'un bras à cellules imbriquées

Nous rappelons à la figure (III.1) la structure d'un bras à cellules imbriquées:

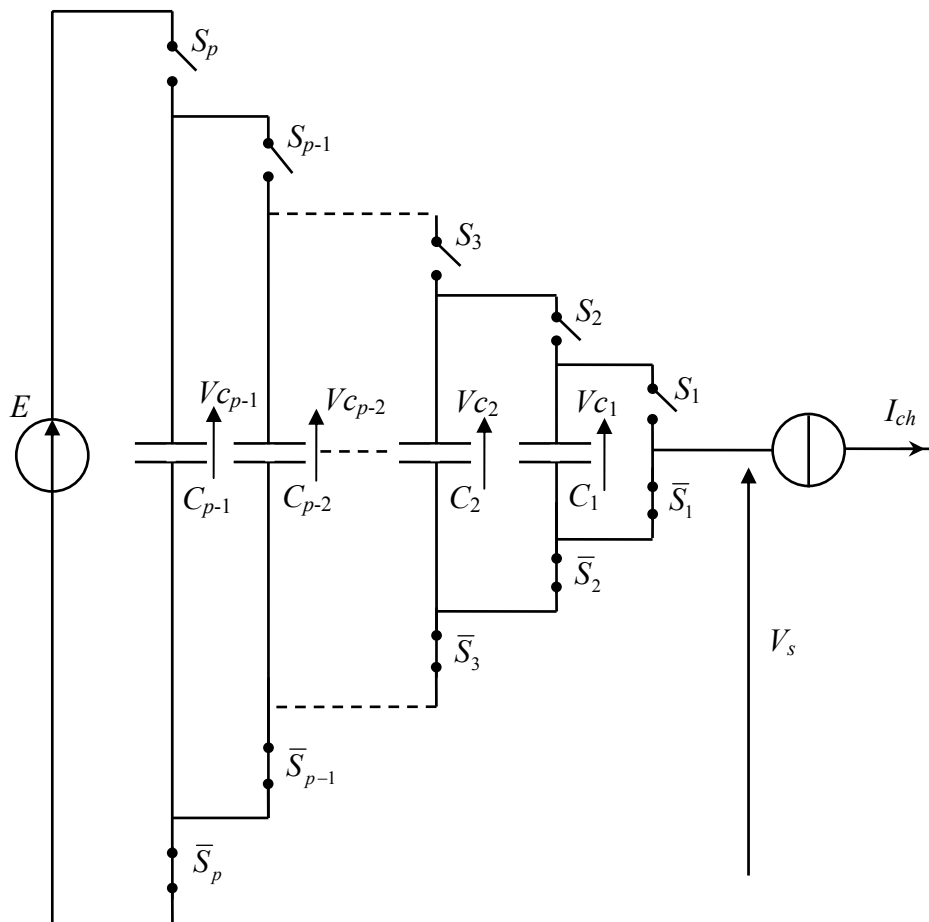


Figure III.1 Structure du bras à p cellules imbriquées.

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 piloté par le signal de commande s_i de fréquence de découpage f_d . Cet interrupteur est à l'état passant pendant la durée $u_i \cdot T_d$ à l'état bloqué

pendant $[1 - u_i] \cdot T_d$ nous obtenons ainsi, à la figure (III.2), 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 $(u_i \cdot T_d)$

$$S_i = \text{ON}, \bar{S}_i = \text{OFF}$$

$$v_{\bar{s}_i} = V_{c_i} - V_{c_{i-1}} \text{ et } i_{s_i} = i_{ch}$$

- Pendant $([1 - u_i] \cdot T_d)$

$$S_i = \text{OFF}, \bar{S}_i = \text{ON}$$

$$v_{\bar{s}_i} = 0 \text{ et } i_{s_i} = 0$$

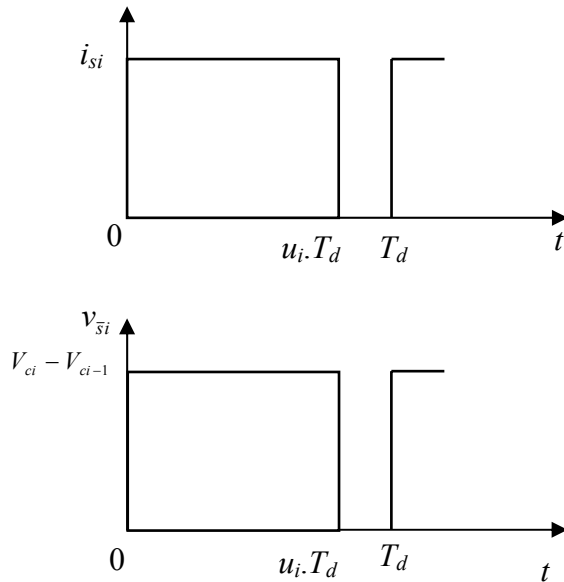


Figure III.2 Evolution des grandeurs électriques au sein d'une cellule i .

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

$$V_{\bar{s}_i} = \frac{1}{T_{d\text{éc}}} \int_0^{T_{d\text{éc}}} v_{\bar{s}_i} dt = u_i \cdot [V_{c_i} - V_{c_{i-1}}]$$

$$I_{s_i} = \frac{1}{T_{d\text{éc}}} \int_0^{T_{d\text{éc}}} i_{s_i} dt = u_i \cdot I_{ch}$$
(III.1)

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 à cellules imbriquées (figure III.3) :

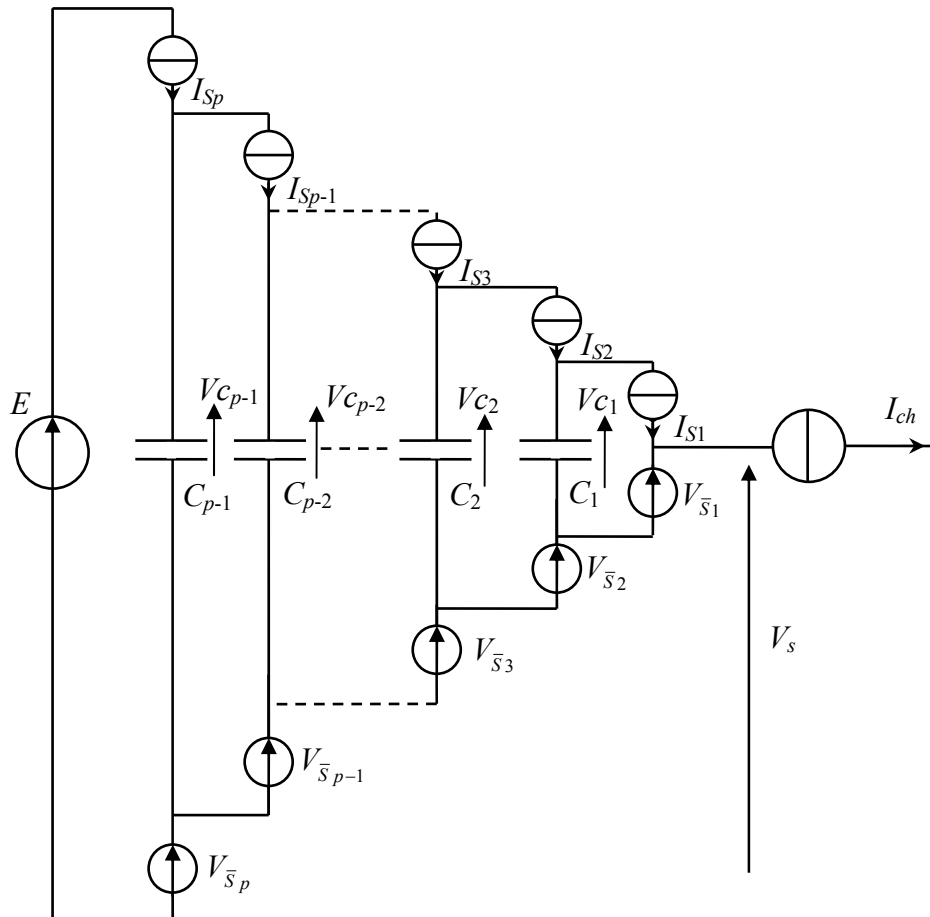


Figure III.3 Représentation du modèle moyen d'un bras à cellules imbriquées.

L'expression de la tension de sortie moyenne du bras multicellulaire V_s est obtenue en faisant la somme des tensions moyennes $V_{\bar{S}_i}$:

$$V_s = \sum_{i=1}^p V_{\bar{S}_i} = \sum_{i=1}^p u_i \cdot [V_{C_i} - V_{C_{i-1}}] \quad (III.2)$$

Où $V_{C_0}=0$ et $V_{C_p}=E$

Dans le cas où les rapports cycliques u_i sont identique sur toutes les cellules et les tensions condensateurs V_{C_i} égale 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 (cellule $i+1$ et i) nous permet de connaître le courant moyen parcourant le condensateur C_i :

$$I_{c_i} = I_{si+1} - I_{si} = [u_{i+1} - u_i] \cdot I_{ch} \quad (\text{III.3})$$

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 :

$$\frac{d}{dt} V_{c_i} = \frac{1}{C_i} \cdot I_{c_i} = \frac{1}{C_i} \cdot [u_{i+1} - u_i] \cdot I_{ch} \quad (\text{III.4})$$

Il est possible d'écrire l'équation (figure III.2) en prenant en compte non plus les rapports cycliques u_i mais leur différence :

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

En effet, ce sont ces différences qui nous permettent de connaître l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs flottants [02]:

$$\frac{d}{dt} V_{c_i} = \frac{I_{ch}}{C_i} \cdot \alpha_i \quad (\text{III.6})$$

En réécrivant l'évolution de l'équation (III.2) en fonction des grandeurs α_i , la tension de sortie du bras V_s devient :

$$V_s = - \sum_{i=1}^{p-1} \alpha_i \cdot V_{c_i} + u_i \cdot E \quad (\text{III.7})$$

La tension aux bornes de la charge V_{ch} est exprimée comme suite :

$$V_{ch} = V_s - \frac{E}{2} = R_{ch} \cdot I_{ch} + L_{ch} \frac{d}{dt} I_{ch} + \frac{E}{2} \quad (\text{III.8})$$

Nous pouvons, à partir des équations (III.7) et (III.8), 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 :

$$\frac{d}{dt} I_{ch} = - \sum_{i=1}^{p-1} \frac{\alpha_i}{L_{ch}} V_{c_i} + \frac{u_p}{L_{ch}} E - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} I_{ch} + \frac{E}{2L_{ch}} \quad (\text{III.9})$$

Les équations régissant les évolutions des tensions condensateurs (équation III.6) et l'évolution du courant de charge (équation III.9) 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 :

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{I_{ch}}{C_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \frac{I_{ch}}{C_{p-2}} & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{I_{ch}}{C_{p-1}} & 0 \\ -\frac{V_{C_1}}{L_{ch}} & \dots & -\frac{V_{C_{(p-2)}}}{L_{ch}} & -\frac{V_{C_{(p-1)}}}{L_{ch}} & \frac{E}{L_{ch}} \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

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 non linéaire.

III.2.3 Aspect multidimensionnel et non -linéaire

L'aspect non linéaire du modèle $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ se traduit par la présence des grandeurs d'état V_{C_i} et I_{ch} dans la matrice B_1 comme le montre l'expression (III.10).

Sous cette représentation, le vecteur d'état x a pour expression $[V_{C_1}, V_{C_2}, \dots, V_{C_{p-1}}, I_{ch}]^T$ 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 que 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 :

$$T_{BO}(s) = \begin{pmatrix} \frac{I_{ch}}{C_1 \cdot s} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \frac{I_{ch}}{C_{p-2} \cdot s} & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{I_{ch}}{C_{p-1} \cdot s} & 0 \\ -\frac{VC_1}{R_{ch}(1 + \frac{L_{ch}}{R_{ch}}s)} & \dots & -\frac{VC_{(p-2)}}{R_{ch}(1 + \frac{L_{ch}}{R_{ch}}s)} & -\frac{VC_{(p-1)}}{R_{ch}(1 + \frac{L_{ch}}{R_{ch}}s)} & \frac{E}{R_{ch}(1 + \frac{L_{ch}}{R_{ch}}s)} \end{pmatrix} \quad (III.11)$$

Et peut être mise sous la forme générale :

$$T_{BO}(s) = \begin{pmatrix} T_{1,1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & T_{p-2,p-2}(s) & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & T_{p-1,p-1}(s) & 0 \\ T_{p,1}(s) & \dots & T_{p,p-2}(s) & T_{p,p-1}(s) & T_{p,p}(s) \end{pmatrix} \quad (III.12)$$

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 au courant de charge.

Comme le système d'état décrit précédemment est non linéaire. La solution adoptée est de linéariser ce système comme nous allons voir dans ce qui suit.

III.2.4 Modèle moyen de l'onduleur à cellules imbriquées

Pour le cas d'un convertisseur à plusieurs bras les équations deviennent comme suite :

- La tension de sortie

$$\begin{cases} V_{sk} = \sum_{i=1}^p V_{\bar{s}ik} \\ V_{\bar{s}ik} = u_{ik} \cdot [V_{c_{ik}} - V_{c_{ik-1}}] \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} k \in [1, n_b] \\ n_b : \text{nombre de bras} \end{array} \quad (\text{III.14})$$

La tension V_{sk} peut également s'exprimer sous la forme de l'équation (III.15) :

$$\begin{cases} V_{sk} = \sum_{i=1}^p V_{\bar{s}ik} \\ V_{\bar{s}ik} = V_{c_{ik}} \cdot [u_{ik} - u_{ik-1}] \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Suivant la structure du circuit (point milieu, pont complet,...) on calculera la tension V_{ch} aux bornes de la charge à partir de son expression en fonction des tensions V_{sk} .

- Evolution du courant condensateur

On étudie l'expression du courant dans le condensateur i du bras k , noté $i_{cik}(t)$. Les interrupteurs sont supposés parfaits donc ils vérifient l'équation suivante :

$$\begin{cases} P_{ik} = 0 \Rightarrow S_{ik} = 0 \quad \text{et} \quad \bar{S}_{ik} = 1 \\ P_{ik} = 1 \Rightarrow S_{ik} = 1 \quad \text{et} \quad \bar{S}_{ik} = 0 \end{cases} \quad \text{avec } P_{ik} : \text{l'état de la cellule } i \text{ du bras } k \quad (\text{III.16})$$

On montre facilement que pour obtenir un courant non nul dans un condensateur, il est nécessaire que deux cellules successives aient un état différent.

$$\begin{cases} P_{ik} = P_{ik+1} \Rightarrow i_{cik} = 0 \\ P_{ik} \neq P_{ik+1} \Rightarrow |i_{cik}| = |i_{ch}| \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} i \in [1 \dots p-1] \\ k \in [1 \dots n_b] \end{array} \quad (\text{III.17})$$

Donc le courant moyen dans le condensateur est exprimé par l'équation (III.18) :

$$I_{c_{ik}} = [u_{ik} - u_{ik-1}] I_{ch} \quad (\text{III.18})$$

- Evolution de la tension condensateur

L'écriture du courant condensateur nous permet maintenant d'exprimer l'évolution de la tension aux bornes d'un condensateur :

$$I_{c_{ik}} = C_{ik} \frac{dV_{c_{ik}}}{dt} \quad \text{avec } a_{ik} = \frac{1}{C_{ik}} \quad (\text{III.19})$$

$$\Rightarrow \dot{V}_{c_{ik}} = a_{ik} I_{ch} [u_{ik+1} - u_{ik}]$$

III.2.5 Linéarisation du modèle moyen

III.2.5.1 Principe de la linéarisation locale

La méthode de linéarisation que nous utilisons est appelée linéarisation locale car elle s'effectue autour d'un point de fonctionnement donné [02].

Lorsque un processus pouvant être mis sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u, t) \\ y &= h(x, u, t) \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

Avec $x \in R^n$, $u \in R^m$, $x \in R^p$, évolue autour d'un point de fonctionnement statique défini par x_0 , u_0 , ou plus généralement dans un voisinage d'une évolution nominale prédéfinie caractérisée par x_N et u_N , on peut réaliser une description en utilisant un modèle linéaire tangent.

En posant $x = x_N + \delta x$, $y = y_N + \delta y$, $u = u_N + \delta u$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \dot{x}_N &= f(x_N, u_N, t) \\ y_N &= h(x_N, u_N, t) \\ \dot{x}_N + \frac{d}{dt} \delta x &= f(x_N + \delta x, u_N + \delta u, t) \\ y_N + \delta y &= h(x_N + \delta x, u_N + \delta u, t) \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

Si nous développons les équations au premier ordre, nous obtenons :

$$\begin{aligned} f(x_N + \delta x, u_N + \delta u, t) &= f(x_N, u_N, t) + F_x \delta x + F_u \delta u + \sigma(\|\delta x\|, \|\delta u\|) \\ \frac{d}{dt} \delta x &= F_x(x_N, u_N, t) \delta x + F_u(x_N, u_N, t) \delta u + \sigma(\|\delta x\|, \|\delta u\|) \\ \delta y &= H_x(x_N, u_N, t) \delta x + H_u(x_N, u_N, t) \delta u + \sigma(\|\delta x\|, \|\delta u\|) \end{aligned} \quad (\text{III.22})$$

En négligeant les termes d'ordre supérieur à un, nous obtenons un modèle d'état linéaire de vecteur d'état δx , de commande δu , et de sortie δy . Si la fonction f ne dépend pas du temps et si $x_N = x_0$ et $u_N = u_0$ sont constant, le modèle linéarisé locale est stationnaire :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\delta x &= F_x(x_0, u_0)\delta x + F_u(x_0, u_0)\delta u \\ \delta y &= H_x(x_0, u_0, t)\delta x + H_u(x_0, u_0)\delta u\end{aligned}\quad (\text{III.23})$$

III.2.5.2 Application au modèle moyen du convertisseur

La méthode de linéarisation décrite au paragraphe précédent est maintenant appliquée au modèle du convertisseur à cellules imbriquées en fonctionnement onduleur décrit par l'équation (III.10).

Pour notre modèle, l'équation (III.23) se simplifie car les sorties de notre système correspondent aux grandeurs d'état $\delta y = \delta x$ ce qui implique une seule équation :

$$\frac{d}{dt}\delta x = F_x(x_0, u_0)\delta x + F_u(x_0, u_0)\delta u \quad (\text{III.24})$$

avec $\delta x = [\delta V_{c1}, \delta V_{c2}, \dots, \delta V_{cp-1}, \delta I_{ch}]$ et $\delta u = [\delta \alpha_1, \delta \alpha_2, \dots, \delta \alpha_{p-1}, \delta u_p]$

En appliquant l'équation (III.24) à notre modèle et sachant que $x = x_0 + \delta x$, $u = u_0 + \delta u$, nous obtenons l'équation (III.25) :

$$\frac{d}{dt}\delta x = \frac{\partial f}{\partial V_{c1}}\delta V_{c1} + \dots + \frac{\partial f}{\partial V_{cp-1}}\delta V_{cp-1} + \frac{\partial f}{\partial I_{ch}}\delta I_{ch} + \frac{\partial f}{\partial \alpha_1}\delta \alpha_1 + \dots + \frac{\partial f}{\partial \alpha_{p-1}}\delta \alpha_{p-1} + \frac{\partial f}{\partial R_p}\delta u_p \quad (\text{III.24})$$

L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_i régie par l'équation (III.4) devient pour le modèle moyen linéarisé :

$$\frac{d}{dt}\delta V_{Ci} = \frac{\alpha_{i0}}{C_i}\delta I_{ch} + \frac{I_{ch0}}{C_i}\delta \alpha_i \quad (\text{III.25})$$

L'équation (III.9) décrivant l'évolution du courant de charge devient :

$$\frac{d}{dt}\delta I_{ch} = \sum_{i=1}^{p-1} \frac{\alpha_{i0}}{L_{ch}}\delta V_{Ci} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}\delta I_{ch} - \sum_{i=1}^{p-1} \frac{V_{Ci0}}{L_{ch}}\delta \alpha_i + \frac{E}{L_{ch}}\delta u_p \quad (\text{III.26})$$

Le point de fonctionnement autour duquel est effectuée la linéarisation correspond à un point de fonctionnement équilibré caractérisé par des rapports cycliques identiques. Ceci implique que les grandeurs d'entrée α_{i0} sont nulles et une simplification des équations (III.26) et (III.25) est alors possible.

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\delta V_{Ci} &= \frac{I_{ch0}}{C_i}\delta \alpha_i \\ \frac{d}{dt}\delta I_{ch} &= -\frac{R_{ch}}{L_{ch}}\delta I_{ch} - \sum_{i=1}^{p-1} \frac{V_{Ci0}}{L_{ch}}\delta \alpha_i + \frac{E}{L_{ch}}\delta u_p\end{aligned}\quad (\text{III.27})$$

Ces équations qui représente le modèle moyen linéarisé peuvent être mises sous la forme d'état $\dot{\delta x} = A_2 \delta x + B_2 \delta u$. Le vecteur d'état δx est alors défini par $[\delta V_{c1}, \dots, \delta V_{cp-1}, \delta I_{ch}]^T$ et le vecteur de commande δu par $[\delta \alpha_1, \dots, \delta \alpha_{p-1}, \delta u_p]^T$.

Les matrices A_2 et B_2 s'obtiennent à partir des matrices A_1 et B_1 (équation III.10) :

- la matrice A_2 est inchangée.
- la matrice B_2 est obtenue en remplaçant les valeurs moyennes V_{Ci} et I_{ch} de la matrice B_1 par V_{Ci0} et I_{ch0} , valeurs des grandeurs d'état au point d'équilibre.

Ces nouvelles matrices sont précisées maintenant :

$$\begin{aligned}
 A_2 &= \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix} \\
 B_2 &= \begin{pmatrix} \frac{I_{ch0}}{C_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \frac{I_{ch0}}{C_{p-2}} & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{I_{ch0}}{C_{p-1}} & 0 \\ -\frac{V_{C10}}{L_{ch}} & \dots & -\frac{V_{Cp-2_0}}{L_{ch}} & -\frac{V_{Cp-1_0}}{L_{ch}} & -\frac{E}{L_{ch}} \end{pmatrix} \quad (III.28)
 \end{aligned}$$

L'expression de la tension de sortie moyenne du bras à cellules imbriquée (III.6) peut aussi être linéarisée :

$$\delta V_s = -\sum_{i=1}^{p-1} \alpha_{i0} \delta V_{Ci} - \sum_{i=1}^{p-1} V_{Ci0} \delta \alpha_i + E \delta u_p \quad (III.29)$$

De même que pour l'équation (III.27), les grandeurs α_{i0} étant nulles, l'expression (III.29) se simplifie sous la forme :

$$\delta V_s = -\sum_{i=1}^{n-1} V_{Ci0} \delta \alpha_i + E \delta u_n \quad (III.30)$$

III.2.6 Représentation d'état

Toutes les équations précédentes sont valables à tout instant, elles représentent l'évolution de l'état du système.

Nous utilisons toujours la même représentation pour le vecteur d'état modélisant un système à cellules imbriquées. Pour simplifier les notions, le vecteur d'état intégrant toutes les grandeurs dépendant du temps sera noté :

$$X=[x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n]^t$$

Il sera donc composé des tensions condensateurs pour chaque bras puis des courants pour chaque bras.

Le vecteur de commande pour une commande par rapports cycliques $u = [u_1, u_2, \dots, u_{p-1}]$

Pour mettre en place de ces notions, nous allons rechercher le modèle d'un onduleur en demi pont et en pont complet [01].

III.2.6.1 Onduleur à trois cellules à point milieu

L'onduleur à point milieu capacitif est un cas intéressant, on alimente la charge par une entrée à point milieu comme il est monté sur la figure suivante :

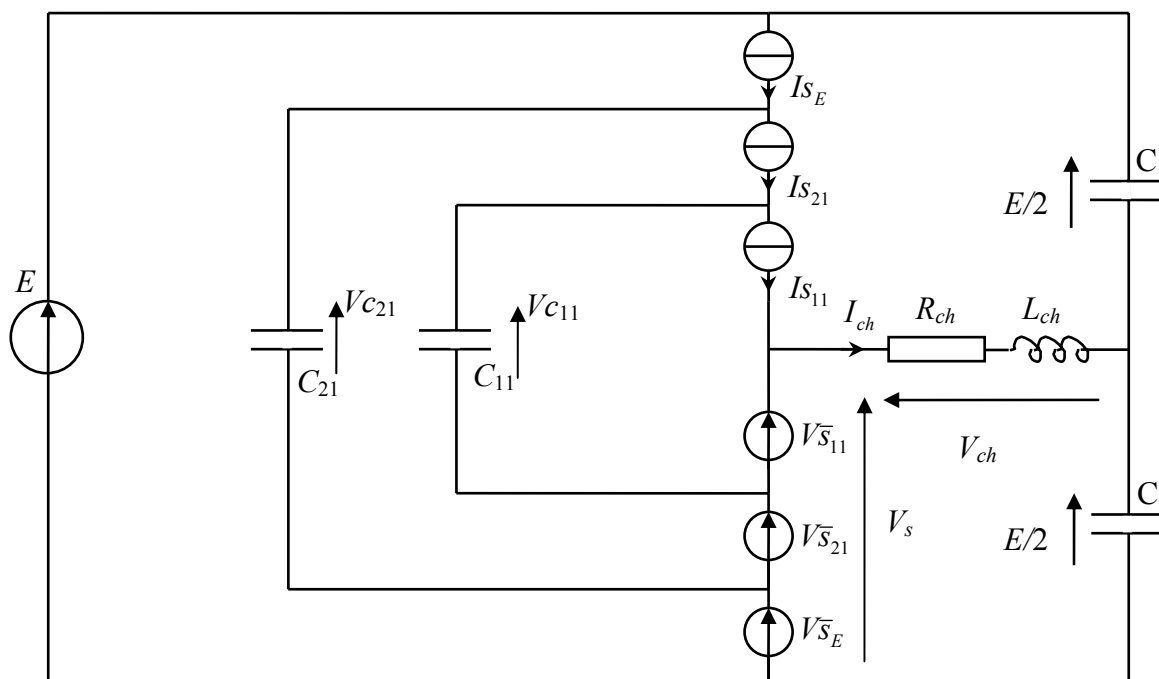


Figure III.4 Modèle moyen de l'onduleur à 3 cellules imbriquées à point milieu capacitif associé à une charge R, L.

Les équations pour un onduleur 4 niveaux sont donnés par l'équation (III.31) :

$$\begin{cases} \dot{V}c_{11} = \dot{x}_1 = -a_{11}x_3(u_{11} - u_{21}) \\ \dot{V}c_{21} = \dot{x}_2 = -a_{21}x_3(u_{21} - u_{31}) \\ \dot{I}_{ch} = \dot{x}_3 = -b_0x_3 + b_1V_{s11} + b_1\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

$$\begin{aligned} \text{avec } a_{11} &= \frac{1}{C_{11}} \quad ; \quad a_{21} = \frac{1}{C_{21}} \\ b_0 &= \frac{R}{L} \quad ; \quad b_1 = \frac{1}{L} \\ u_{11}, u_{21}, u_{31} &\in [0,1] \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

Les commandes u_{11}, u_{21}, u_{31} représentent les valeurs moyennes de l'état des cellules P_{ik} sur une période de découpage T_d et V_{s11} la tension de sortie du bras.

On obtient la représentation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -b_0 \end{bmatrix}}_{A_{o3}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -x_3a_{11} & 0 & 0 \\ 0 & -x_3a_{21} & 0 \\ b_1x_1 & b_1x_2 & b_1.E/2 \end{bmatrix}}_{\substack{Bo3_{nl}(X, E/2) \\ Bo3(X, E/2) = Bo3_{nl}(X, E/2).Bo3_c}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{Bo3_c} \begin{bmatrix} u_{11} \\ u_{21} \\ u_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Le calcul de $B_{h3}(X, E/2)$ donne :

$$B_{o3}(X, E/2) = \begin{bmatrix} -x_3a_{11} & x_3a_{11} & 0 \\ 0 & -x_3a_{21} & x_3a_{21} \\ b_1x_1 & b_1(x_2 - x_1) & b_1.(E/2 - x_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Notre système peut être donc mis sous la forme de la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\dot{X} = A_{o3}X + B_{o3}(X, E/2)u \quad (\text{III.35})$$

L'intérêt d'une telle représentation est de pouvoir trouver un modèle rapidement quel que soit le nombre de niveau du convertisseur puisque la structure des matrices set très simple.

III.2.6.2 Représentation non linéaire affine

On va maintenant mettre le système sous une forme de représentation non linéaire affine, ce qui va nous permettre pour la suite d'envisager des méthodes de régulation basées sur cette représentation. Cette écriture nous conduit à mettre le système sous la forme :

$$\dot{X} = f_{o3}(X) + \sum_{j=1}^3 g_{o3j}(X)u_j \quad (\text{III.36})$$

On pose donc :

$$f_{o3}(X) = [0, 0, -b_0x_3]^t \quad (\text{III.37})$$

$$g_{o3}(X) = \begin{bmatrix} -x_3a_{11} & x_3a_{11} & 0 \\ 0 & -x_3a_{21} & x_3a_{21} \\ b_1x_1 & b_1(x_2 - x_1) & b_1(E/2 - x_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

La matrice $g_{o3}(X)$ se décompose en 3 colonnes, chacune de ces colonnes représentera une fonction $g_{o3j}(X)$ pour $j \in [1...3]$. Ainsi la fonction $g_{o3}(X)$ s'écrit :

$$g_{o3}(X) = [g_{o31}(X), g_{o32}(X), g_{o33}(X)] \quad (\text{III.39})$$

Cette représentation nous montre bien que les non-linéarités qui interviennent sont simplement dues au couplage des commandes.

III.2.6.3 Modèle par séparation des modes (courant/tension)

Ce modèle repose sur la variation du système et possède l'avantage de séparer les variables d'état [01]. On pose dans ce cas comme vecteur d'état $X = (x_1, x_2, x_3)t = (V_{c11}, V_{21}, I_{ch})$ et comme commande $u = u_{31}$ qui sera un scalaire.

On pose d'abord :

$$\begin{aligned} \delta_1 &= u_{11} - u_{21} \\ \delta_2 &= u_{21} - u_{31} \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

Les valeurs de δ_i seront données par des boucles de régulation ayant pour objectif uniquement la régulation des tensions flottantes. Ainsi chaque δ_i sera utilisé comme entrée pour commander une tension.

A partir de ces définitions, on peut alors réécrire les équations (III.36) et (III.37) :

$$f_{so3}(X) = \begin{bmatrix} -a_{11}x_3\delta_1 \\ -a_{21}x_3\delta_2 \\ -b_0x_3 + b_1(x_1\delta_1 + x_2\delta_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.41})$$

$$g_{so3}(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \cdot \frac{E}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

Cette écriture nous permet de mettre le système sous la forme :

$$\dot{X} = f_{so3}(X) + g_{so3}(X)u \quad (\text{III.43})$$

Ainsi, après imposition des valeurs de δ_i par chaque boucle de régulation sur les tensions aux bornes des condensateurs flottantes, on utilisera ce modèle pour calculer u_3 et donc effectuer la régulation en courant.

III.2.6.4 Généralisation onduleur p cellules

A l'aide des équations (III.36) et (III.37), nous allons maintenant définir un modèle de représentation pour un onduleur à p cellules en utilisant le modèle défini par (III.35).

Les tensions condensateurs seront représentées par $p-1$ premières composantes du vecteur d'état, le courant dans la charge sera la $p^{\text{ième}}$ composante. Le vecteur d'état sera donc :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{p-1} \\ \vdots \\ x_p \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

La fonction $f_{on}(X)$ peut être exprimée par :

$$f_{op}(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ -b_0 x_p \end{bmatrix} \quad (\text{III.45})$$

Pour $g_{op}(X)$, on obtient :

$$g_{op}(X) = \begin{bmatrix} -a_{11}x_p & a_{11}x_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{21}x_p & a_{21}x_p & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & \ddots & \ddots & & & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & & & & 0 \\ 0 & \ddots & & & & & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{(p-1)(p-1)}x_p & a_{1p-1}x_p \\ b_1x_1 & b_1(x_2 - x_1) & \cdots & \cdots & \cdots & b_1(x_{p-1} - x_{p-2}) & b_1(E - x_{p-1}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.46})$$

Ces deux équations (III.45) et (III.46) nous permettent d'écrire le modèle non linéaire affine d'un onduleur à p cellules.

$$\dot{X} = f_{op}(X) + \sum_{j=1}^p g_{op_j}(X)u_j \quad (\text{III.47})$$

A partir (III.45) et (III.46), on déduira aisément les autres types de représentation.

III.2.6.5 Onduleur à trois cellules en pont complet

Nous allons maintenant rechercher un modèle de représentation pour un onduleur monophasé en pont complet. Les indices relatifs à ce système seront (oc) . Ainsi, A_{oc3} sera la matrice dynamique d'un onduleur en pont complet à trois cellules. Rappelons quelques notations avant de commencer la description du système étudié.

n_b : nombre des bras.

p_1 : nombres des cellules du bras 1.

p_2 : nombres des cellules du bras 2.

$P_{c1}=p_1-1$: nombres des condensateurs flottants du bras 1.

$P_{c2}=p_2-1$: nombres des condensateurs flottants du bras 2.

Nous nous limitons ici au cas où $n_b=2$ et surtout $p_1=p_2=3$. On aura donc $p_{c1}=p_{c2}=2$.

La figure (III.5) représente un onduleur 4 niveaux :

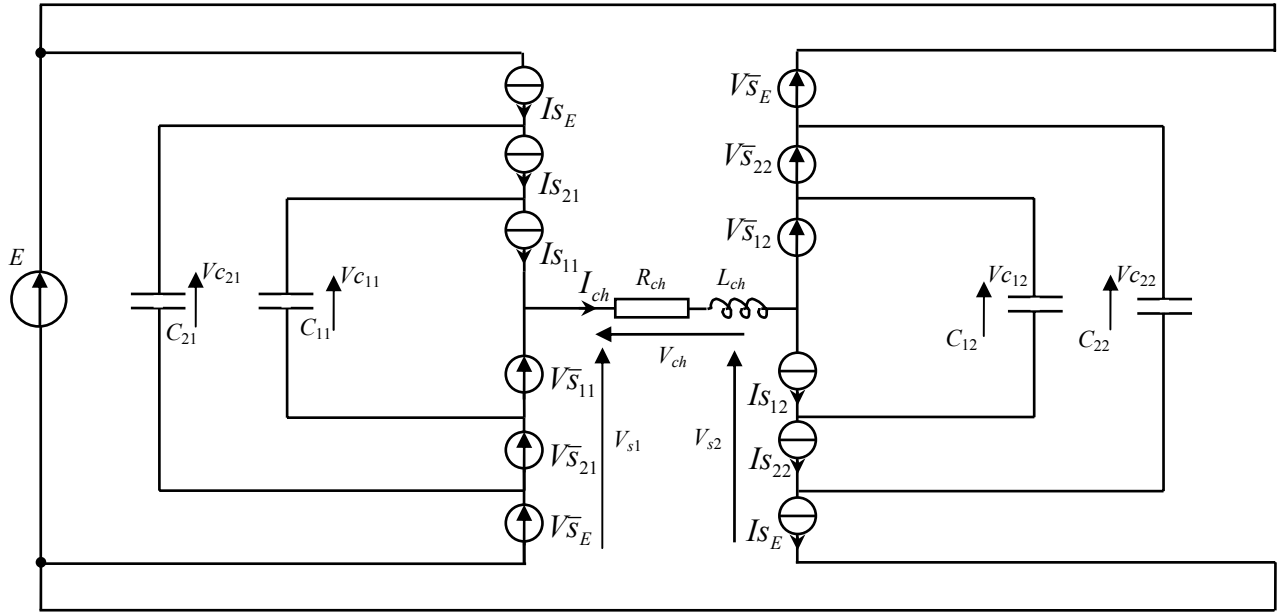


Figure III.5 Onduleur à 3 cellules en pont complet.

On pose comme vecteur d'état $X=(x_1, \dots, x_5)^t=(Vc_{11}, Vc_{21}, Vc_{12}, Vc_{22}, I_{ch})^t$

- Pour le bras 1 :

$$\begin{cases} \dot{V}c_{11} = \dot{x}_1 = -a_{11}x_5(u_{11} - u_{21}) \\ \dot{V}c_{21} = \dot{x}_2 = -a_{21}x_5(u_{21} - u_{31}) \end{cases} \text{ avec } \begin{matrix} a_{11} = \frac{1}{C_{11}} & ; & a_{21} = \frac{1}{C_{21}} \\ u_{11}, u_{21}, u_{31} \in [0,1] \end{matrix} \quad (\text{III.48})$$

- Pour le bras 2

$$\begin{cases} \dot{V}c_{12} = \dot{x}_3 = -a_{12}x_5(u_{12} - u_{22}) \\ \dot{V}c_{22} = \dot{x}_4 = -a_{22}x_5(u_{22} - u_{32}) \end{cases} \text{ avec } \begin{matrix} a_{12} = \frac{1}{C_{12}} & ; & a_{22} = \frac{1}{C_{22}} \\ u_{12}, u_{22}, u_{32} \in [0,1] \end{matrix} \quad (\text{III.49})$$

- Pour le courant dans la charge

$$\begin{matrix} \dot{I}_{ch} = \dot{x}_5 = -b_0x_5 + b_1(V_{s1} - V_{s2}) \\ b_0 = \frac{R}{L} & ; & b_1 = \frac{1}{L} \end{matrix} \quad (\text{III.50})$$

III.2.6.6 Représentation non linéaire affine

De la même façon que pour l'onduleur en demi pont, on va maintenant mettre le système sous une forme de représentation non linéaire affine.

On pose donc :

$$f_{o3}(X) = [0, 0, 0, 0, -b_0x_5]^t \quad (\text{III.51})$$

$$g_{oc3}(X) = \begin{pmatrix} -a_{11}x_5 & a_{11}x_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{11}x_5 & a_{12}x_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{21}x_5 & -a_{21}x_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{22}x_5 & -a_{22}x_5 \\ b_1x_5 & b_1(x_2 - x_1) & b_1(E - x_2) & -b_1x_3 & -b_1(x_4 - x_3) & -b_1(E - x_4) \end{pmatrix} \quad (\text{III.52})$$

Cette écriture nous permet de mettre le système sous la forme :

$$\dot{X} = f_{oc3}(X) + \sum_{j=1}^6 g_{oc3,j}(X)u_j \quad (\text{III.53})$$

En prenant $u = [u_{11}, u_{21}, u_{31}, u_{12}, u_{22}, u_{32}]^t$ et u_j la composante j du vecteur U . les autres représentations seront décrites si nécessaire par la suite.

III.3 Commande proportionnelle des tensions condensateurs

Nous présentons dans ce paragraphe une loi de commande proportionnelle prenant en compte uniquement la régulation des tensions condensateurs. Cette première méthode, correspondant à une commande en durée, est basée sur une modulation des rapports cycliques.

III.3.1 Onduleur à trois cellules en demi pont associe avec une charge R,L

Nous avons vu précédemment que si les rapports cycliques u_i de signaux de commande appliqués aux cellules de commutation Cel_{i+1} et Cel_i étaient égaux et si le courant de charge était constant, la tension aux bornes du condensateur C_i n'évoluait pas.

Le principe de la régulation par modulation des rapports cycliques repose sur une modification de ces rapports cycliques (figure III.6) :

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} , il faut que le courant moyen I_{C_i} qui traverse le condensateur pendant une période de découpage T_{dec} 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 (III.54).

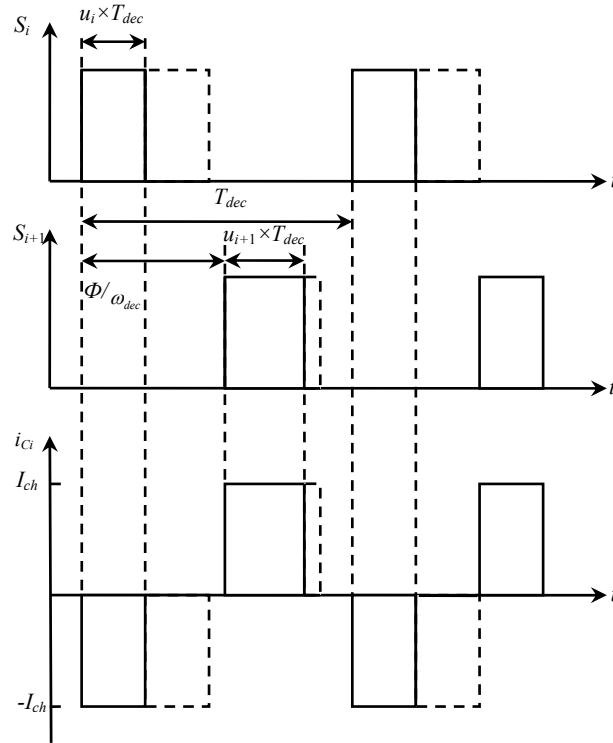


Figure III.6 Principe de la régulation par rapports cycliques

$$\Delta V_{C_i} = V_{C_i}(t + T_{dec}) - V_{C_i}(t) = \frac{i \cdot E}{p} - V_{C_i} = \frac{I_{C_i} \cdot T_{dec}}{C_i} \quad (\text{III.54})$$

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 (III.54) nous obtenons :

$$\Delta V_{C_i} = \frac{T_{dec}}{C_i} \cdot I_{ch} \cdot [u_{i+1} - u_i] = \frac{T_{dec}}{C_i} \cdot I_{ch} \cdot \alpha_i \quad (\text{III.55})$$

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 :

$$\alpha_i = \frac{C_i}{T_{dec} I_{ch}} \cdot \Delta V_{C_i} = \frac{C_i}{T_{dec} I_{ch}} \cdot \left[\frac{i \cdot E}{p} - V_{C_i} \right] \quad (\text{III.56})$$

Il faut noter qu'il existe p grandeurs de commande (p rapports cycliques) et $p-1$ tensions condensateurs à réguler. Ceci implique que la variable de commande supplémentaire sera choisie constant en fonction du point de fonctionnement ou sera utilisée pour commander une grandeur de sortie du convertisseur. Notre préoccupation principale étant la régulation de tension 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 de la cellule connecter à la source de tension E), il est possible de reconstituer très facilement les $p-1$ rapports cycliques par la relation (III.57) :

$$u_i = u_{i+1} - \alpha_i \tag{III.57}$$

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

$$u_{i+1} = u_i + \alpha_i \tag{III.58}$$

Nous introduisant dans l'équation (III.54) le gain G qui sera afin d'éviter toute saturation des rapports cycliques. En effet de 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 par la figure (III.7).

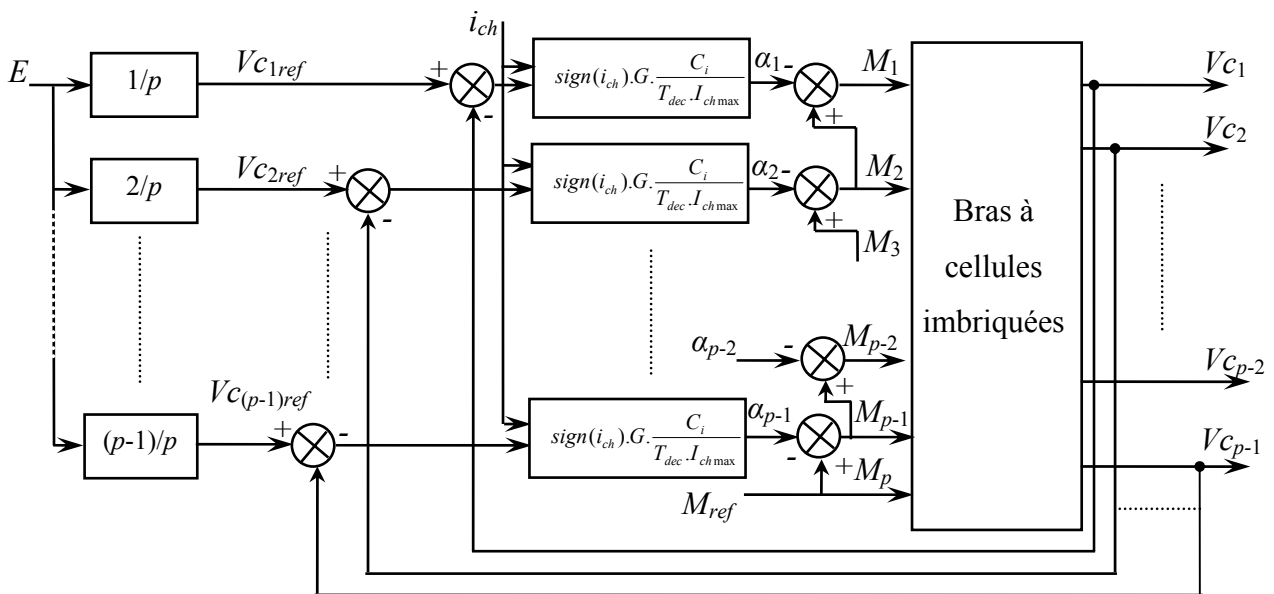


Figure III.7 Structure de la loi de commande par modulation des rapports cycliques.

Dans le cas d'un fonctionnement en onduleur p cellules en demi pont capacitif, la loi de commande doit prendre en compte le signe de courant de charge qui est sinusoïdal :

$$M_p = M_{ref}$$

$$M_i = M_{i+1} - \text{sign}(i_{ch}) \cdot G \cdot \frac{C_i}{T_{dec} \cdot I_{ch \max}} \left[\frac{i \cdot E}{p} - V_{Ci} \right] \quad (\text{III.59})$$

Où l'onde modulante de référence M_{ref} s'exprime par :

$$M_{ref} = \frac{P_{\text{mod}}}{2} \cdot \sin(2\pi f_{\text{mod}} t) + \frac{1}{2} \quad (\text{III.60})$$

Où $\text{sign}(i_{ch})$ représente le signe de i_{ch} , et i varie de 1 à $p-1$.

La différence $\left[\frac{i \cdot E}{p} - V_{Ci} \right]$ correspond à l'erreur existante $\varepsilon_{V_{Ci}}$ sur la tension V_{Ci} .

L'équation (III.60) met en évidence que lorsque l'erreur $\varepsilon_{V_{Ci}}$ est nulle, les modulantes sont égales :

$$M_1 = M_2 = \dots = M_p = M_{ref} \quad (\text{III.61})$$

De plus, la valeur du courant de charge prise en compte dans le gain proportionnel n'est plus la valeur moyenne mais la valeur maximale $I_{ch \max}$ du courant de charge, il est possible de définir dans le domaine fréquentielle une boucle de commande propre à chaque condensateur (figure III.8) :

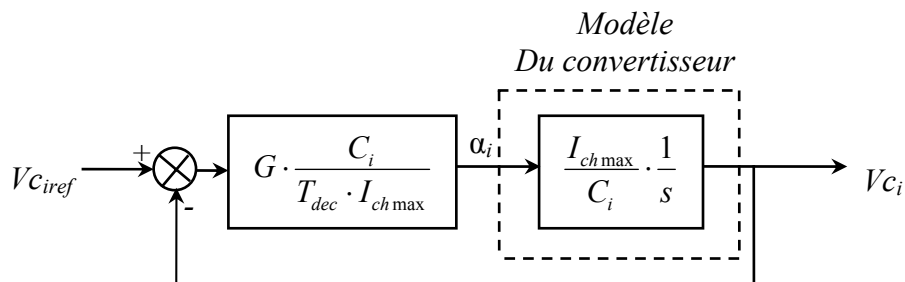


Figure III.8 Boucle de régulation de la tension condensateur V_{Ci} .

La fonction de transfert liant V_{Ci} à V_{Ciref} est du premier ordre et la constante de temps τ est défini par $\tau = \frac{T_{dec}}{G}$.

$$\frac{V_{Ci}}{V_{Ciref}} = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (\text{III.62})$$

Afin d'assurer une non saturation des grandeurs de commande et une dynamique maximale, le choix du gain G est effectué alors en considérons 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 égalent à :

$$\varepsilon_{V_{ci}} = i \cdot \frac{E}{p} \quad (\text{III.63})$$

La modulante $M_{p_{init}}$ égale à M_{ref} permet de définir les grandeurs $M_{i_{init}}$ par les relations de récurrence :

Dans le cas du démarrage du convertisseur avec des tensions condensateurs nulles, l'équation nous permettant d'obtenir le gain G est :

$$\begin{aligned} M_{p_{init}} &= M_{ref} \\ M_{(p-1)_{int}} &= M_{p_{init}} - \alpha_{(p-1)_{init}} = M_{ref} - \text{sign}(i_{ch}) \cdot (p-1) \cdot \frac{G \cdot C_i}{T_{dec} \cdot I_{ch \max}} \cdot \frac{E}{p} \\ M_{1_{init}} &= M_{ref} - \text{sign}(i_{ch}) \cdot \frac{p(p-1)}{2} \cdot \frac{G \cdot C_i}{T_{dec} \cdot I_{ch \max}} \cdot \frac{E}{p} \end{aligned} \quad (\text{III.64})$$

Le gain G est alors calculé tel que $M_{1_{init}}=0$, sachant que la modulante de référence M_{ref} est égale à 1/2 et que le courant i_{ch} est positif $\text{sign}(i_{ch})=1$:

$$G = \frac{T_{dec} \cdot I_{ch \max}}{C_i \cdot (p-1) \cdot E} \quad (\text{III.65})$$

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

$$\tau = \frac{T_{dec}}{G} = \frac{C_i \cdot (p-1) \cdot E}{I_{ch \max}} \quad (\text{III.66})$$

A partir de la définition du gain G , il est possible de définir les variations admissibles de la tension d'alimentation ΔE en régime permanent impliquant aucune saturation des modulantes :

$$\Delta E = 2 \cdot \text{sign}(i_{ch}) \cdot (M_{ref} - M_{1_{init}}) \cdot E \quad (\text{III.67})$$

Cette équation (III.67) met en évidence que les variations admissibles de la tension d'alimentation ΔE sont fonction de la valeur de M_{ref} à l'instant de la variation.

Les différents cas de figure exposés maintenant traitent les valeurs remarquables de M_{ref} :

- si $M_{ref}=1/2$, une variation négative ou positive correspondant à 100% de la tension d'alimentation est possible.
- si $M_{ref}=1$ ou si $M_{ref}=0$, la variation positive ΔE_{ng} admissible est égale à $2E$ tandis que la variation négative ΔE_{pos} admissible est égale à 0.
- si M_{ref} est compris entre 1/2 et 1 (respectivement 0 et 1/2), les variations ΔE_{ng} et ΔE_{pos} s'obtiennent à partir de la relation (III.67) en prenant en compte la valeur de la modulante M_{ref} à l'instant de la variation .

A partir d'une valeur de l'onde modulante M_{ref} , il est possible de définir les possibilités de variation de la tension d'alimentation ΔE (figure III.9). Tant que les variations ΔE se trouvent dans la zone de variation admissible, aucune grandeur de commande ne sera saturée.

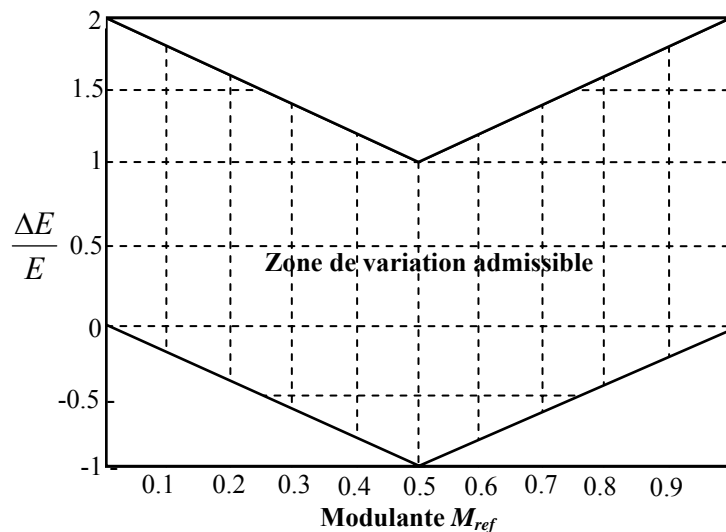


Figure III.9 Air de variation admissible pour la tension d'alimentation E en fonction de la valeur de la modulante M_{ref}

La figure (III.9) montre que quelle que soit la valeur de la modulante, une variation positive de 100% de la tension d'alimentation est toujours possible. Dans la majorité des cas, cette variation admissible est supérieure à 100% mais ces cas ne sont pas réalistes.

III.3.2 Résultats de simulation

III.3.2.1 Onduleur en demi pont associe avec une charge R, L

Cette analyse est maintenant validée en simulation dans le cas d'un onduleur en demi pont associe avec une charge R, L dont les paramètres de simulation sont :

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

La réponse à un échelon de tension d'alimentation puis à une variation négative $\Delta E = -375V$ est représentée à la figure (III.10) sachant que $G = 0.0625$ et $I_{chmax} = 120A$.

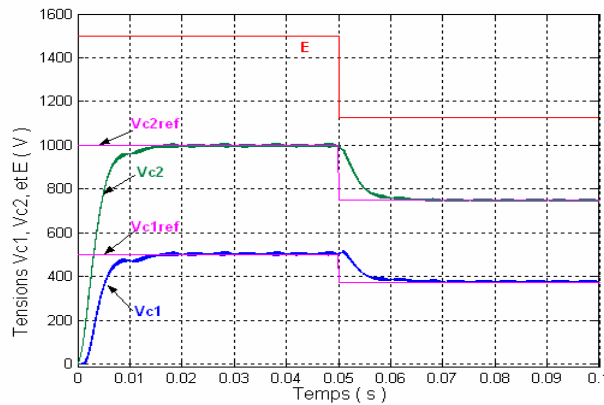


Figure III.10 Evolution des tensions condensateurs et la tension d'alimentation.

La tension de chaque condensateur suit sa valeur de référence sans dépassement et la perturbation de la tension d'alimentation n'affecte guère leur équilibrage.

La figure (III.11) montre l'effet de la variation de la tension d'alimentation sur la tension et le courant de charge, on remarque aussi que le courant de charge subit directement à la variation de la tension d'alimentation.

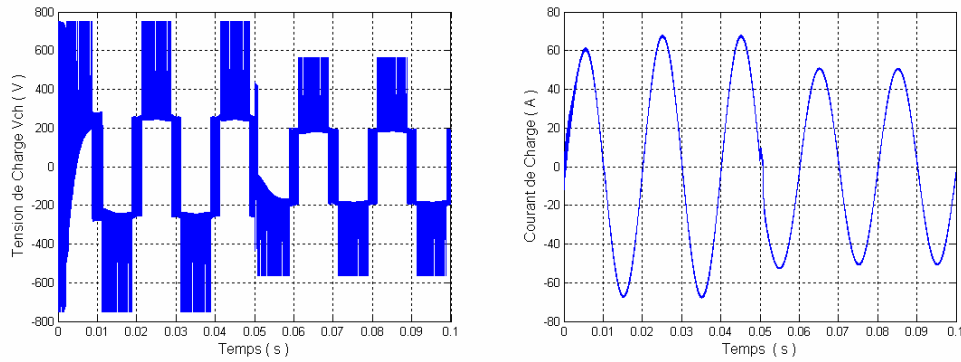


Figure III.11 Evolution de la tension et le courant de charge.

La figure (III.12) met en évidence que les modulantes ne sont pas saturées :

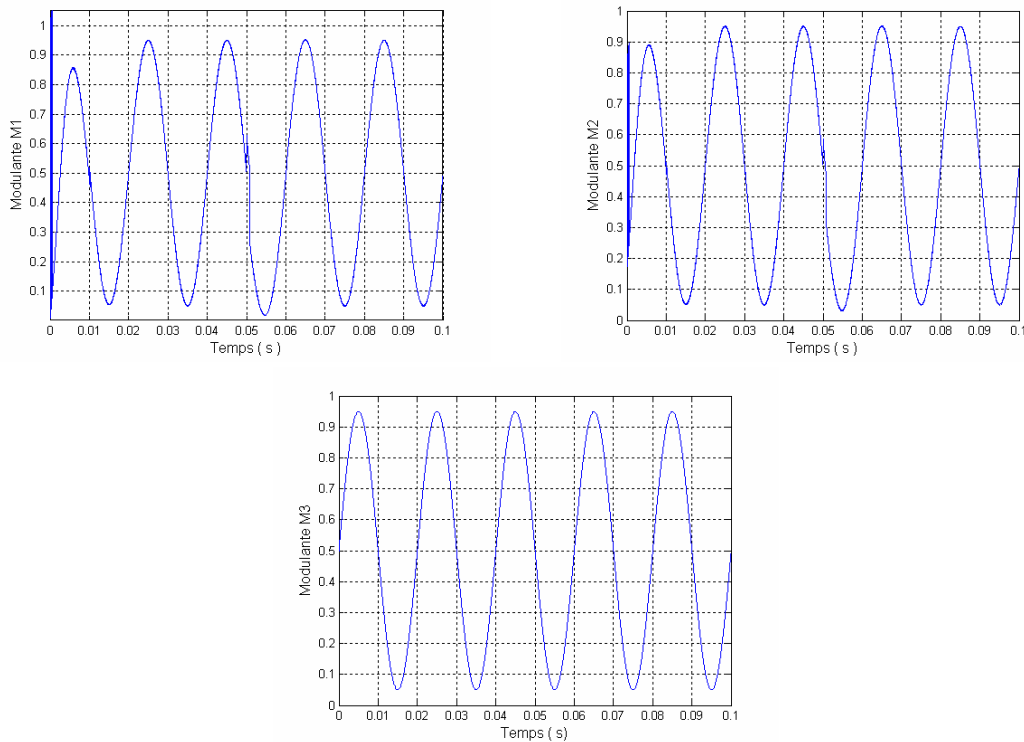


Figure III.12 Régulation par modulation des rapports cycliques avec $G=0.0625$

III.3.2.2 Onduleur en pont complet associé à une machine asynchrone monophasée

Les tests de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge de 3Nm appliquée à $t = 0.5$ s.

Les paramètres de régulation proportionnelle utilisés pour les deux bras sont :

$$\begin{cases} E = 550V \\ C_{1k} = C_{2k} = 40\mu F \\ I_{ch\max} = 15A \\ G = 0.021 \\ f_d = 16kHz \quad T_d = 62.5\mu s \end{cases}$$

La figure (III.13) représente la tension de charge, et les tensions des cellules qui stabilisent rapidement vers leurs valeurs d'équilibre.

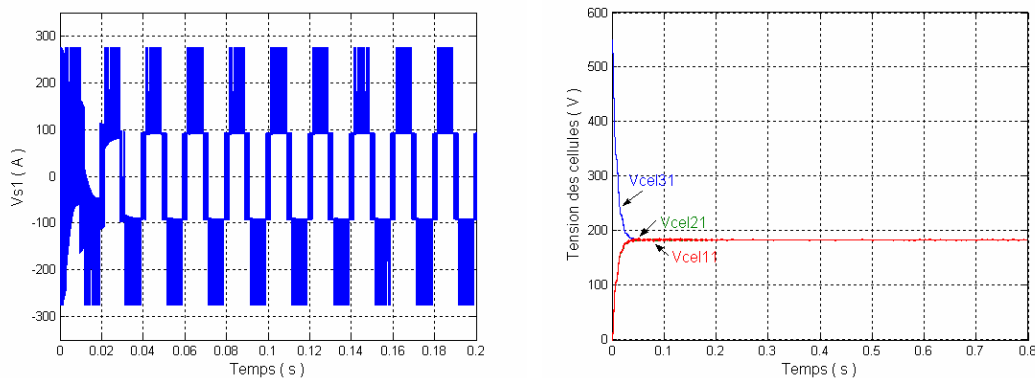


Figure III.13 Evolution de la tension de charge et les tensions des cellules.

Nous montrons sur la figure (III.14) les tensions des condensateurs des deux bras, on voit clairement qu'ils suivent leurs grandeurs de références.

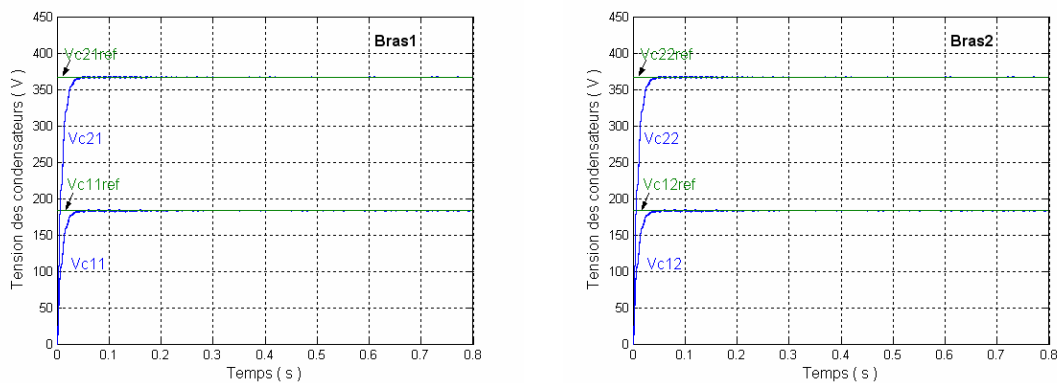


Figure III.14 Evolution des tensions condensateurs des deux bras.

Nous montrons sur la figure (III.15) l'allure du couple, de la vitesse et le courant dans le stator, sont les mêmes résultats obtenus dans le chapitre II.

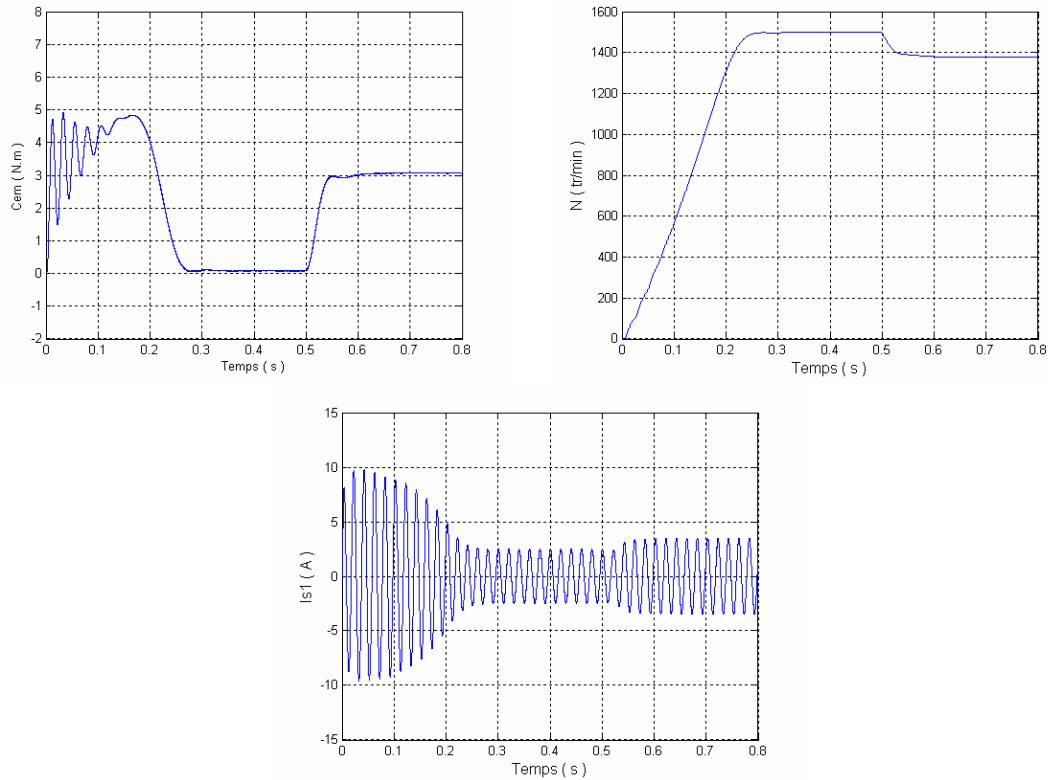


Figure III.15 Evolution du couple et la vitesse et le courant statorique.

On remarque aussi sur la figure (III.16) que les modulantes ne sont pas saturées :

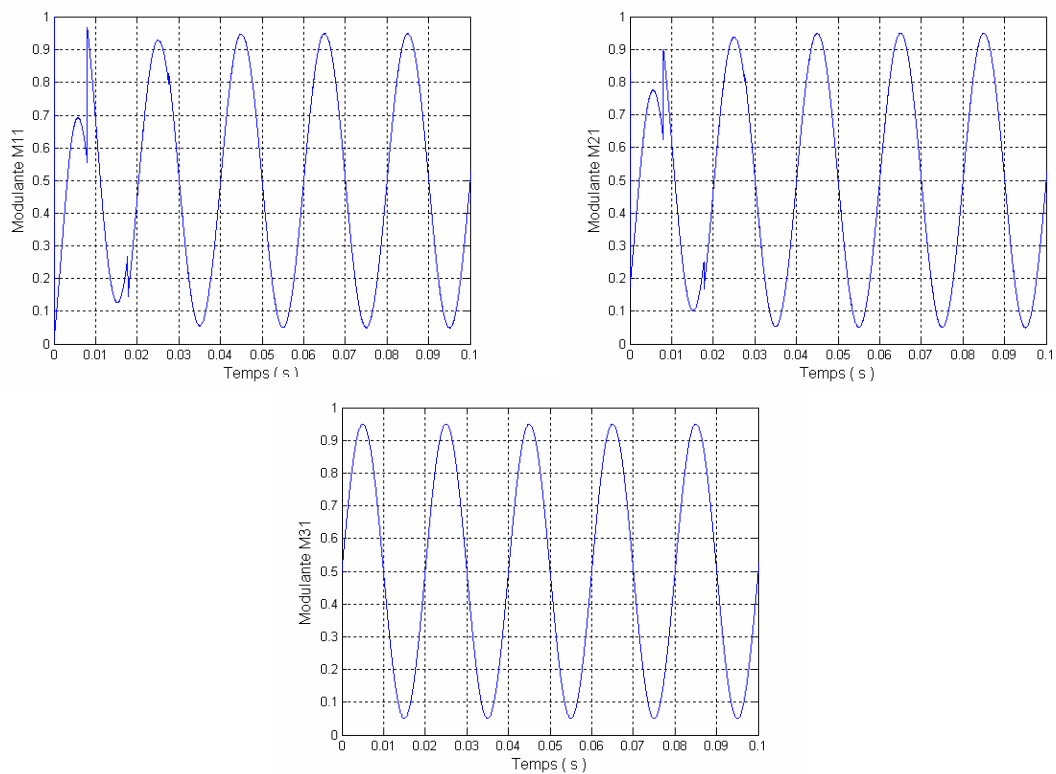


Figure III.16 Evolution des modulantes pour $G=0.021$.

III.3.2.3 Onduleur triphasé associé avec la machine asynchrone

Les tests de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge de 10Nm appliquée à t = 0.4 s.

Les paramètres de régulation proportionnelle utilisés pour chaque bras sont :

$$\begin{cases} E = 560V \\ C_{1k} = C_{2k} = 40\mu F \\ I_{ch\max} = 25A \\ G = 0.034 \\ f_d = 16kHz \quad T_d = 62.5\mu s \end{cases}$$

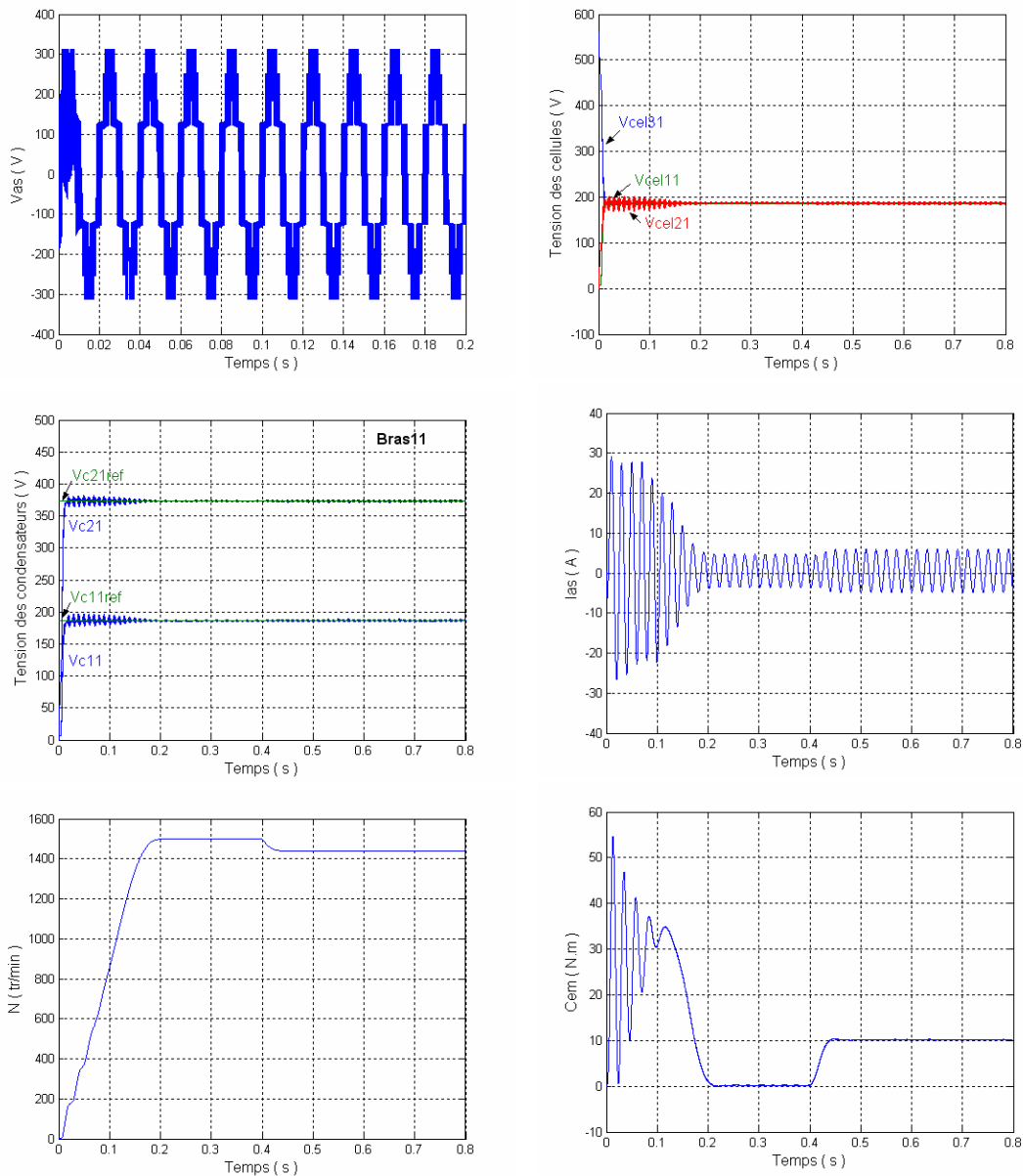


Figure III.17 Régulation proportionnel de l’onduleur triphasé associé à la machine asynchrone.

La figure (III.17) montre un très bon suivi des tensions condensateurs à leur référence à vide et en charge.

On remarque sur la figure (III.18) que les modulantes ne sont pas saturées :

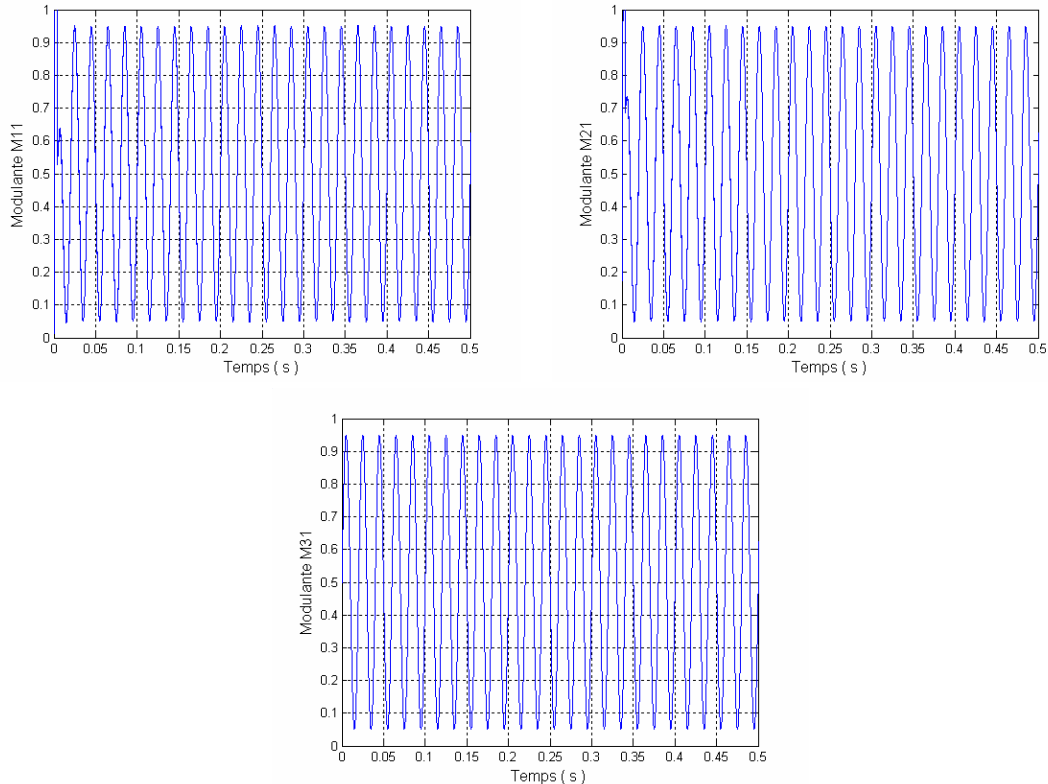


Figure III.18 Evolution des modulantes avec $G=0.034$.

Remarque :

Les dynamiques imposées sur les tensions condensateurs sont relativement lentes ce qui impose des dynamiques d'équilibrage lentes pour les tensions aux bornes des interrupteurs. Nous développons dans le paragraphe suivant, une commande non-interactive qui se traduit par un découplage des grandeurs d'état (tensions V_{C_i} et courant I_{ch}) sur lesquelles il sera possible d'imposer des dynamiques beaucoup plus rapides.

III.4 Commande non-interactive des onduleurs à cellules imbriquées

Dans un premier temps, nous présentons des généralités sur la commande non interactive puis dans un second temps, nous appliquons celle-ci à un convertisseur à cellules imbriquées.

III.4.1 Généralités

La commande non interactive des systèmes multidimensionnels est une méthode qui permet de minimiser les phénomènes de couplage, principale caractéristique des systèmes multidimensionnels. En effet, elle permet de compenser le système de sorte que chaque entrée affecte seulement une sortie.

La commande par non interaction permet également de simplifier les boucles de commande car le système multivariable initial se transforme en plusieurs systèmes mono-variables découplés, qui pourront être traités par les méthodes classiques de l'automatique. De plus, le réglage d'une boucle de régulation pourra alors être effectué sans aucune modification des autres boucles de régulation [02].

Si le système multidimensionnel est représenté par un modèle linéaire stationnaire caractérisé par une matrice de transfert Z et si le nombre d'entrées n_e est égale au nombre de sorties n_s , les éléments de la matrice Z n'appartenant pas à la diagonale principale représenteront les termes de couplage par rapport aux entrées.

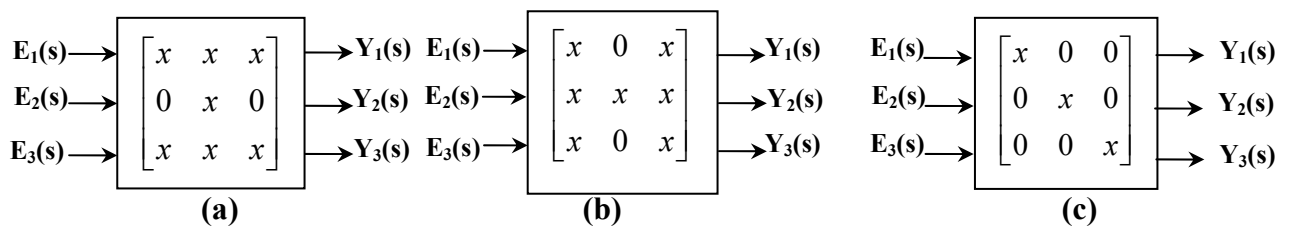


Figure III.19 Concept de non-interaction

Le cas (a) met en évidence que la sortie $Y_2(s)$ n'est affectée que par l'entrée $E_2(s)$ à l'exclusion des autres entrées et le cas (b) montre que l'entrée $E_2(s)$ influe uniquement sur la sortie $Y_2(s)$. Le cas (c) met en œuvre une non-interaction complète entrées-sorties, les termes situés hors de la diagonale principale étant nuls.

La synthèse des systèmes non-interactifs peut être menée de deux façons :

- soit en utilisant la notion de matrice de transfert.
- soit en utilisant la représentation d'état.

Dans le cadre de la commande des convertisseurs à cellules imbriquées, nous avons choisi les techniques d'état pour mettre en œuvre la non-interaction.

Notre objectif étant l'élaboration de lois de commande, nous allons dans un premier temps étudier la commandabilité des onduleurs à cellules imbriquées à partir du modèle d'état linéarisé.

III.4.2 Commandabilité des onduleurs à cellules imbriquées

Dans le cas monovarié, un système linéaire représenté par $\dot{x} = Ax + Bu$ est dit complètement commandable s'il est possible en agissant sur les variables de commande formant le vecteur u , d'amener en un temps fini (t_2-t_1), le vecteur d'état $x(t_1)$ à un état $x(t_2)$ quelconque défini à l'avance.

La matrice de commandabilité Q_c de dimension $n \times n$ (n représente l'ordre du système) est défini par :

$$Q_c = [B \quad AB \quad A^2B \cdots A^{n-1}B] \quad (\text{III.68})$$

Il faut noter que dans le cas monovarié, la matrice B est de dimension $n \times 1$.

La commandabilité du système sera assurée si : rang de $Q_c = n$, c'est à dire la matrice Q_c est composée de n vecteurs linéairement indépendants. Ceci est une condition nécessaire et suffisante [02].

L'analyse de la commandabilité dans le cas multivarié s'effectue de la même manière. La matrice de commandabilité Q_c sera établie à partir de l'équation (III.68) mais sa dimension sera maintenant $n \times n.r$, la matrice B étant de dimension $n \times r$. Si la matrice Q_c est de rang n alors le système sera commandable.

Dans le cas où $n=r$ (matrice B carrée), le fait que le déterminant de B soit non nul n'est suffisant pour affirmer que le système est commandable.

Il est aussi possible d'étudier la commandabilité par rapport à une entrée donnée. En effet, si la matrice B est de la forme :

$$B = \begin{pmatrix} b_{11} & \cdots & b_{1j} & \cdots & b_{1r} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{k1} & \cdots & b_{kj} & \cdots & b_{kr} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{n1} & \cdots & b_{nj} & \cdots & b_{nr} \end{pmatrix} \quad (\text{III.69})$$

La commandabilité par rapport à l'entrée j sera calculée à partir de la matrice Q_{cj} selon le même critère et en prenant en compte la matrice réduite B_j de la forme :

$$B_j = \begin{pmatrix} b_{1j} \\ \vdots \\ b_{kj} \\ \vdots \\ b_{nj} \end{pmatrix} \quad (\text{III.70})$$

III.4.3 Commandabilité du modèle de l'onduleur

La commandabilité va être étudiée à partir du modèle moyen linéarisé présenté. Nous rappelons l'équation d'état de ce modèle : $\dot{\delta x} = A_2 \delta x + B_2 \delta u$ ainsi que les matrices A_2 et B_2 définies par les équations (III.28) :

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix}$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} \frac{I_{ch0}}{C_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \frac{I_{ch0}}{C_{p-2}} & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{I_{ch0}}{C_{p-1}} & 0 \\ -\frac{V_{C10}}{L_{ch}} & \dots & -\frac{V_{C_{p-2}0}}{L_{ch}} & -\frac{V_{C_{p-1}0}}{L_{ch}} & -\frac{E}{L_{ch}} \end{pmatrix} \quad (\text{III.71})$$

Il faut noter que l'ordre du système d'état est p (p correspond au nombre de cellules d'un bras de l'onduleur).

L'étude de la commandabilité va être effectuée à partir de ces matrices qui vont nous permettre d'obtenir une expression générale de la matrice de commandabilité Q_c . Cette matrice s'obtient par la concaténation de la matrice B et des matrices $A_2^i \cdot B_2$, i variant de 1 à $p-1$.

Les matrices $A_2^i \cdot B_2$ sont de la forme générale :

$$A_2^i \cdot B_2 = \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \\ (-1)^{k+1} \frac{R_{ch}^k V_{C10}}{L_{ch}^{k+1}} & \dots & (-1)^{k+1} \frac{R_{ch}^k V_{C(p-1)0}}{L_{ch}^{k+1}} & (-1)^k \frac{R_{ch}^k E}{L_{ch}^{k+1}} \end{pmatrix} \quad (\text{III.72})$$

L'analyse des matrices $A_2^i \cdot B_2$ montre que les $(p-1)$ première lignes sont nulles donc non linéairement indépendantes, ce qui implique que la matrice Q_c sera de rang p si et seulement si la matrice B_2 est de rang p .

La forme de la matrice B_2 met en évidence qu'elle sera de rang p si et seulement si la grandeurs I_{ch0} représentant le courant de charge au point de linéarisation est différents de 0. Le système est donc toujours commandable sauf le cas où le courant I_{ch0} est nul.

III.4.4 Principe de la commande non-interactive

Nous utilisons une approche temporelle construite autour d'un retour d'état qui se traduira par une matrice de transition d'état diagonale en boucle fermée.

Le système qui est représenté par le modèle d'état suivant sera nommé S et supposé commandable.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (\text{III.73})$$

La dimension du vecteur d'état sera notée p et le nombre d'entrées sera identique au nombre de sorties.

La but est de détermination une loi de commande de la forme $u = -R_1 x + L_1 e$ constituée d'un retour d'état $R_1 \cdot x$ et d'une précompensation $L_1 \cdot e$ tel que le système en boucle fermée

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A - BR_1)x + BL_1 e \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (\text{III.74})$$

Soit découplé au sens entrées-sorties. Ceci implique qu'une consigne e_i n'excite que la sortie y_i et que la sortie y_i ne soit excitée que par la consigne e_i . La matrice de transition d'état en boucle fermée sera alors diagonale.

Le calcul des matrices R_I et L_I est décomposable en plusieurs étapes décrites ci-dessus et qui seront développées à partir du système S (III.73).

Première étape

Dans un premier temps, nous allons définir la matrice J qui s'exprime par :

$$J = \begin{pmatrix} {}_1CA^{d_1}B \\ {}_2CA^{d_2}B \\ \vdots \\ {}_kCA^{d_k}B \\ \vdots \\ {}_pCA^{d_p}B \end{pmatrix} \quad (\text{III.75})$$

Dans cette matrice, ${}_kC$ représente la $k^{\text{ième}}$ ligne de la matrice C et l'indice d_k est défini comme la plus petite puissance de A tel que $CA^{d_k}B \neq 0$.

Cette matrice J va nous permettre de vérifier une condition nécessaire et suffisante pour que la procédure de découplage soit possible.

- il existe les matrices R_I et L_I qui découplent le système S si et seulement si la matrice J est inversible.

Si le déterminant de J est différent de zéro alors les matrices R_I et L_I sont définies par les expressions :

$$R_I = J^{-1}A^* \text{ et } L_I = -J^{-1} \quad (\text{III.76})$$

Où la matrice A^* est défini par :

$$J = \begin{pmatrix} {}_1CA^{d_1+1} \\ {}_2CA^{d_2+1} \\ \vdots \\ {}_kCA^{d_k+1} \\ \vdots \\ {}_pCA^{d_p+1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.77})$$

Deuxième étape

A partir de la définition des matrices R_I et L_I , nous transformons le système S en un système \bar{S} en effectuant un retour d'état de la forme $u = -R_I x + L_I e$.

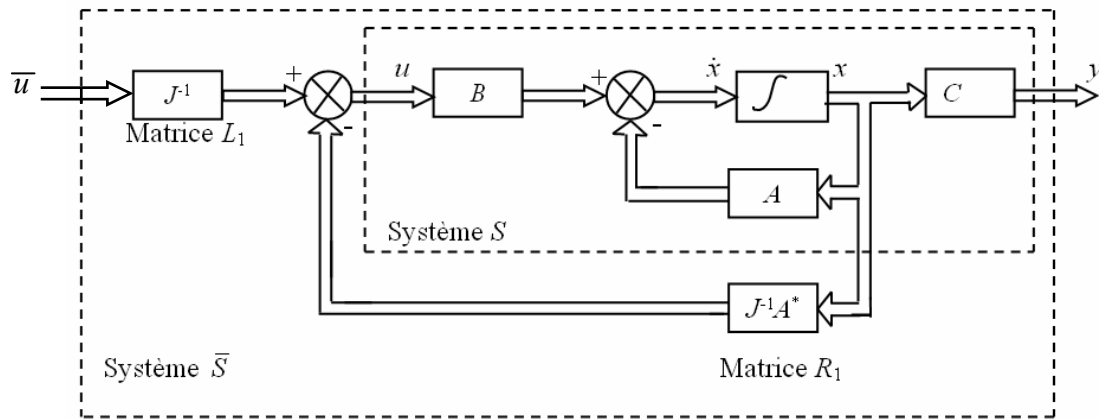


Figure.III.20 Compensation par retour d'état.

Cette représentation peut être mise sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \bar{A}x + \bar{B}\bar{u} \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{III.78}$$

Où $\bar{A} = A - BJ^{-1}A^*$; $\bar{B} = J^{-1}$ et $\bar{C} = C$.

Le système \bar{S} ainsi défini peut être représenté sous la forme d'un schéma structurel de la figure (III.21)

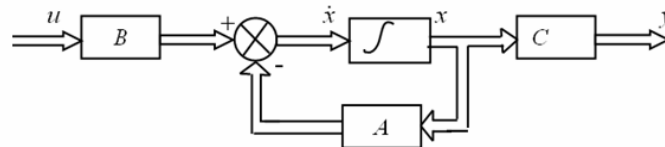


Figure.III.21 Représentation d'état du système \bar{S} .

Le calcul des matrices J et A^* pour le système \bar{S} doit vérifier les relations suivantes:

$$\bar{J} = I_p \text{ et } \bar{A}^* = O_p \tag{III.79}$$

Où I_p représente la matrice identité de dimension $p \times p$ et O_p représente la matrice nulle de dimension $p \times p$.

Le système \bar{S} obtenu correspond à un système intégrale découplé donc la forme générale est :

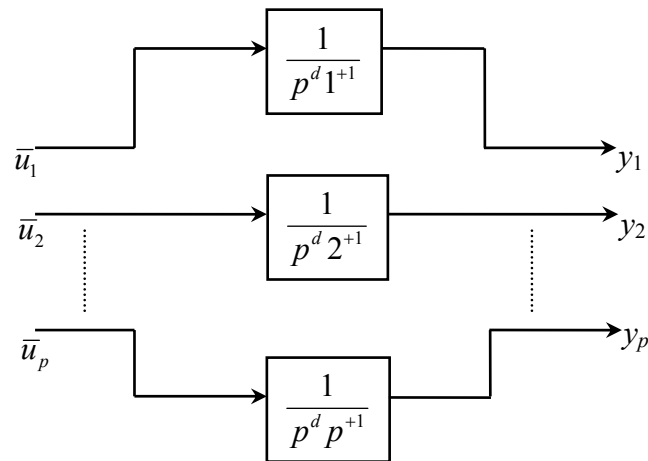


Figure III.22 Représentation sous forme intégrale du système \bar{S}

Où chaque sortie est la $(d_i+1)^{ième}$ intégrale de l'entrée correspondante.
L'étape suivante consiste à compenser ce système \bar{S} .

Troisième étape

Le système \bar{S} est à son tour compensé par un retour d'état de la forme $\bar{u} = -\bar{R}_1 x + \bar{L}_1 e$ où e représente le vecteur d'état de référence.

La matrice \bar{R}_1 est définie en fonction des modes p_1, p_2, \dots, p_p que l'on souhaite imposer sur les variables d'état en boucle fermée.

Quand à la matrice \bar{L}_1 , elle est définie afin d'obtenir un gain unité en régime permanent.

$$\bar{L}_1 = \bar{R}_1 \tag{III.80}$$

La figure (III.21) représente la structure de la compensation du système \bar{S} .

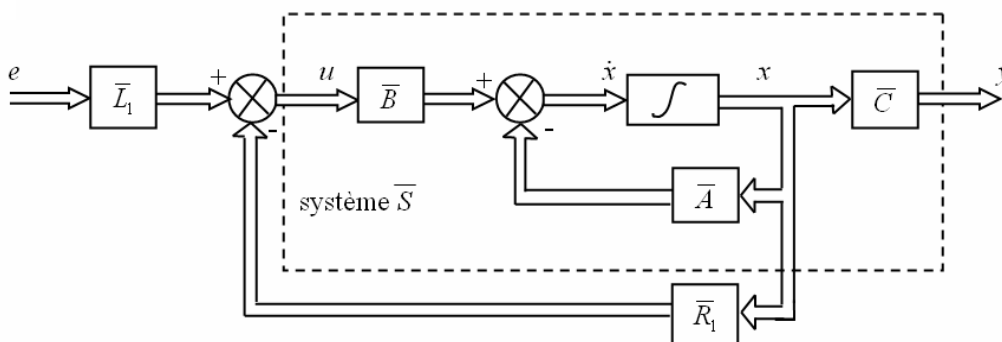


Figure III.23 Compensation du système \bar{S}

Les matrices \bar{L}_1 et \bar{R}_1 ayant été calculées, nous déduisons les matrices R_1 et L_1 .

Quatrième étape

Les matrices R_1 et L_1 sont calculées à partir des relations suivantes:

$$R_1 = J^{-1}[\bar{R}_1 - A^*] \quad \text{et} \quad L_1 = J^{-1}\bar{L}_1 \tag{III.81}$$

Ces matrices assurent le découplage entrées / sorties et permettent de définir les dynamiques sur les variables d'état.

La structure de la compensation du système S est représentée à la figure (ci dessous) :

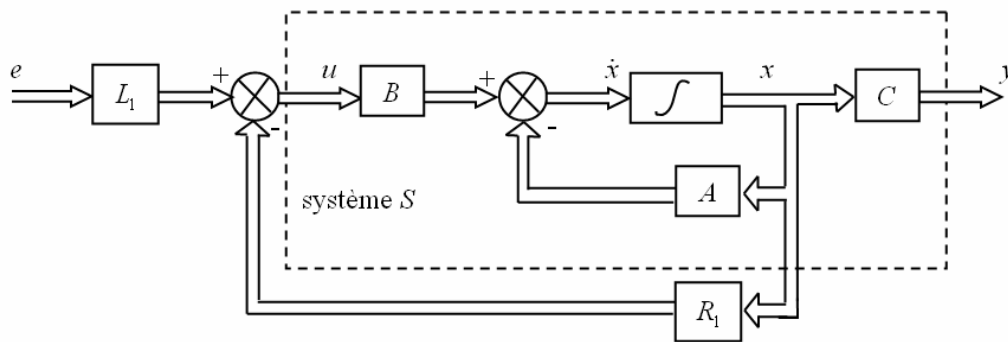


Figure III.24 Compensation du système S .

Le système S ainsi compensé peut être représenté par le système d'état (III.83) :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_d x + B_d e \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{III.82}$$

Où $A_d = A - BR_1$ et $B_d = BL_1$.

Le calcul de la matrice de transfert $Z_{BF}(s)$ liant les entrées $E(s)$ aux sorties $Y(s)$ s'obtient à partir de la relation :

$$Z_{BF}(s) = C[sI - A_d]^{-1} B_d \tag{III.83}$$

Où I représente la matrice identité de dimension $p \times p$.

Remarque : le calcul de la matrice de transfert du système \bar{S} compensé montrerait qu'elle est identique à la matrice $Z_{BF}(s)$ du système S .

La procédure qui met en œuvre la commande non-interactive sera aussi appelée découplage par retour d'état linéaire.

La commande non-interactive est appliquée à la structure de l'onduleur à 3 cellules en demi-pont monophasé puit sur un onduleur triphasé, et on verra par la suite que ces résultats obtenus pourront être étendus pour un onduleur p cellules.

III.4.5 Application à la structure de l'onduleur 3 cellules en demi pont

III.4.5.1 Structure et caractéristique de loi de commande

Dans le cas de l'onduleur à 3 cellules, la procédure de découplage est appliquée au modèle moyen linéarisé d'ordre 3, $\dot{\delta x} = A_2 \delta x + B_2 \delta u$ et $\delta y = C_2 = \delta x$ (la matrice C_2 est égale à la matrice identité (I)).

Le vecteur d'état est composé de $[\delta V_{c_1}, \delta V_{c_2}, \delta I_{ch}]$ et le vecteur de commande est quant à lui composé de $[\delta \alpha_1, \delta \alpha_2, \delta u_3]$.

Afin d'alléger les expressions, les matrices A_2 , B_2 et C_2 seront respectivement notées A , B et C :

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{pmatrix} \\
 B &= \begin{pmatrix} \frac{I_{ch0}}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{I_{ch0}}{C_2} & 0 \\ -\frac{V_{c_{1_0}}}{L_{ch}} & -\frac{V_{c_{2_0}}}{L_{ch}} & \frac{2 \cdot E}{L_{ch}} \end{pmatrix} \\
 C &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.84}$$

Et on obtient les matrices R_1 et L_1 sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \begin{pmatrix} -\frac{C_1 \cdot p_1}{I_{ch0}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{C_2 \cdot p_2}{I_{ch0}} & 0 \\ -\frac{C_1 \cdot p_1 \cdot V_{c1_0}}{E \cdot I_{ch0}} & -\frac{C_2 \cdot p_2 \cdot V_{c2_0}}{E \cdot I_{ch0}} & -\frac{L_{ch} \left(p_3 + \frac{R_{ch}}{L_{ch}} \right)}{E} \end{pmatrix} \\
 L_1 &= \begin{pmatrix} -\frac{C_1 \cdot p_1}{I_{ch0}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{C_2 \cdot p_2}{I_{ch0}} & 0 \\ -\frac{C_1 \cdot p_1 \cdot V_{c1_0}}{E \cdot I_{ch0}} & -\frac{C_2 \cdot p_2 \cdot V_{c2_0}}{E \cdot I_{ch0}} & -\frac{2 \cdot L_{ch} \cdot p_3}{E} \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.85}$$

Les matrices R_1 et L_1 sont fonction :

- des caractéristiques du convertisseur E , C_1 , C_2 ,
- Des caractéristiques de la charge R_{ch} , L_{ch} ,
- Du point de fonctionnement autour duquel a été effectuée la linéarisation de notre modèle V_{c1_0} , V_{c2_0} , I_{ch0} ,
- Des dynamiques imposées sur les variables d'état p_1 , p_2 , p_3 ,
 p_1 , p_2 dynamiques imposée sur les tensions condensateurs V_{c_i} ,
 p_3 dynamique imposée sur le courant de charge i_{ch} ,
sachant que les paramètres p_1 , p_2 , p_3 sont négatifs.

III.4.5.2 Mise en évidence de découplage

Le nouveau système d'état est régi par l'équation $\dot{\delta x} = (A - BR_1)\delta x + BL_1\delta u$ et qui peut être mise sous la forme :

$$\dot{\delta x} = A_d \delta x + B_d \delta u \tag{III.86}$$

Dans l'équation (III.86), les expressions des matrices A_d et B_d sont obtenues à partir des relations $A_d = A - BR_1$ et $B_d = BL_1$:

$$\begin{aligned}
 A_d &= \begin{pmatrix} p_1 & 0 & 0 \\ 0 & p_2 & 0 \\ 0 & 0 & p_3 \end{pmatrix} \\
 B_d &= \begin{pmatrix} -p_1 & 0 & 0 \\ 0 & -p_2 & 0 \\ 0 & 0 & -p_3 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.87}$$

La matrice de transition d'état A_d étant diagonale, le système S est bien découplée en boucle fermée. De plus, les valeurs propres de notre système correspondent aux valeurs p_1 , p_2 et p_3 .

D'autre part, si on calcule la matrice de transfert $Z_{BF}(s)$ du système bouclé (III.86), nous obtenons une matrice diagonale :

$$Z_{BF}(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{1 - \frac{1}{p_1} \cdot s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{1 - \frac{1}{p_2} \cdot s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{1 - \frac{1}{p_3} \cdot s} \end{pmatrix} \tag{III.88}$$

Les constantes de temps qui régissent l'évolution des grandeurs d'état sont définies par la relation : $\tau_i = -1/p_i$.

Cette matrice $Z_{BF}(s)$ nous permet de bien interpréter l'effet du découplage sur notre système.

En effet, les termes de couplage apparaissant sur la dernière ligne de la matrice de transfert en boucle ouverte (III.12) ont totalement disparu.

Nous avons imposé entre la sortie i et l'entrée i , une transmittance du 1^{er} ordre de la forme $\frac{1}{1 + \tau_i \cdot s}$. Le système se comporte alors comme trois sous système du premier ordre

évoluant en parallèle comme le montre la figure ci dessous :

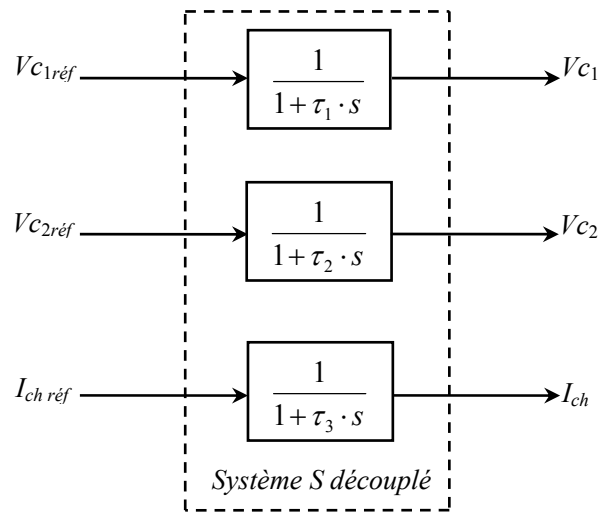


Figure III.25 Sous systèmes du 1^{er} ordre.

Dans un premier temps, le retour d'état est mis en œuvre à partir des expressions analytiques des matrices R_1 et L_1 de façon à bien apparaître la structure de la commande.

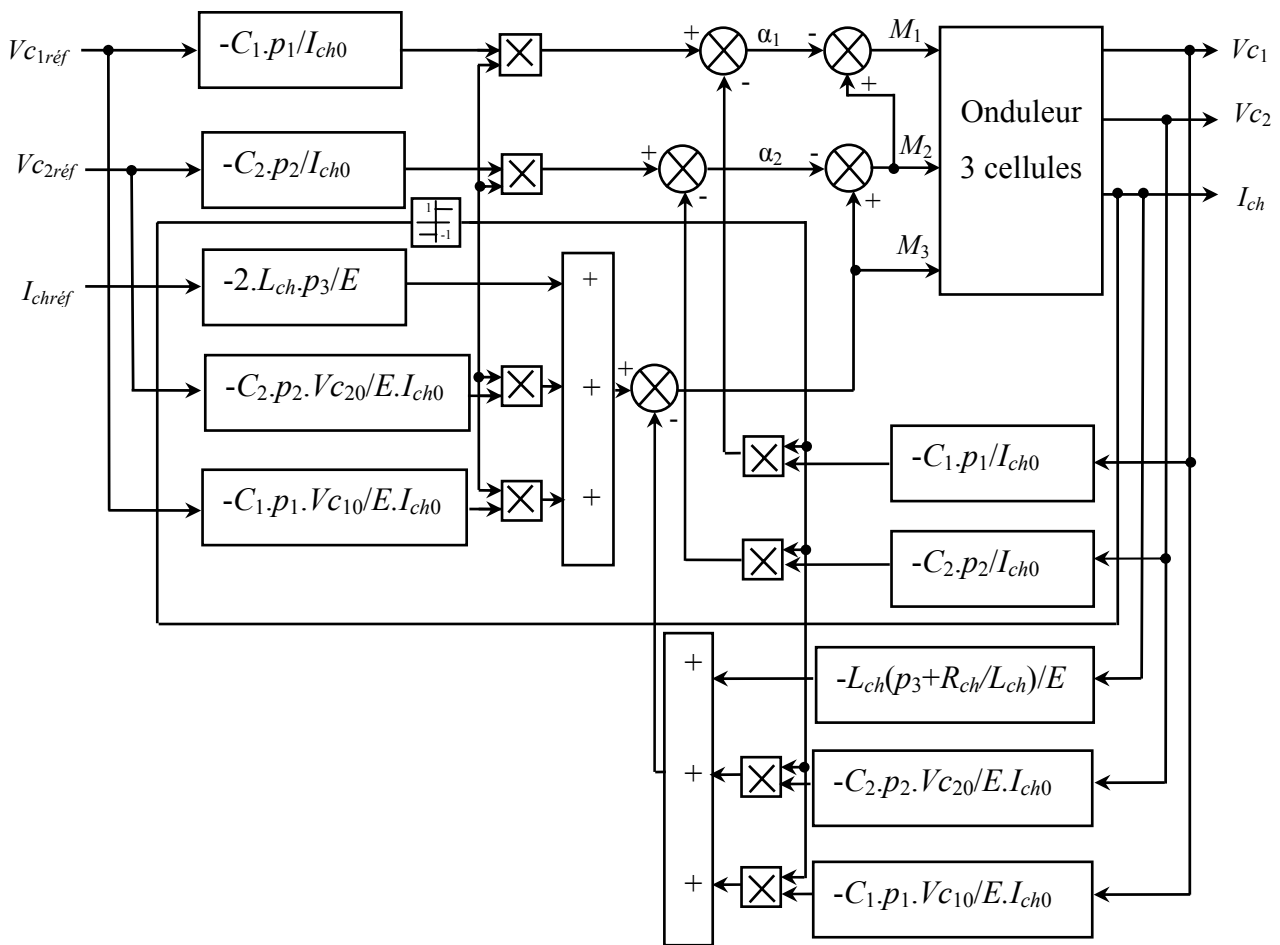


Figure III.26 Structure du retour d'état découplant

Dans un second temps, les matrices R_1 et L_1 ayant des composantes communes, la structure de commande peut être simplifiée grâce à la propriété définie à la figure (III.20) :

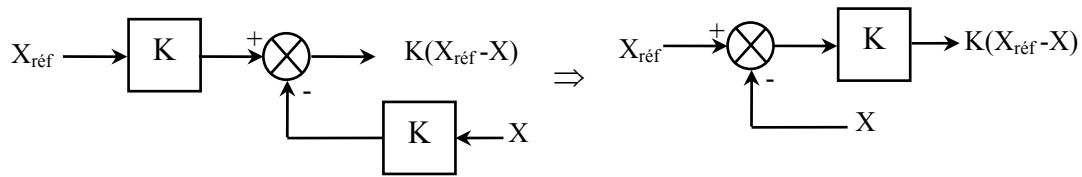


Figure III.27 Propriété simplificatrice de la structure de commande

La structure simplifiée de la loi de commande est présentée à la figure (III.21) :

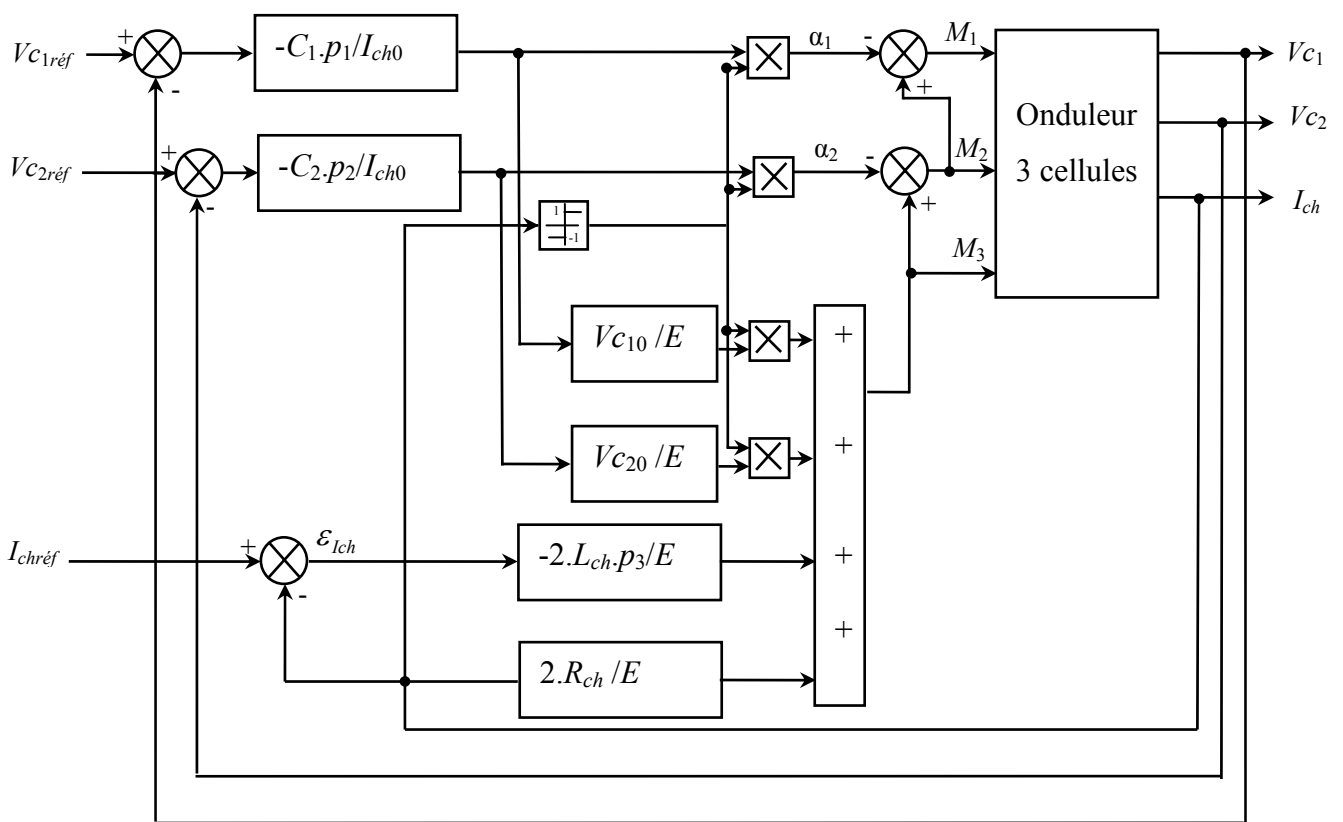


Figure III.26 Structure du retour d'état découplant simplifié

La mise en équation de cette loi de commande permet de définir les évolutions des modulantes M_i :

$$\begin{aligned}
M_3 &= -\frac{C_1 \cdot p_1 \cdot V_{c_{10}} \cdot \text{sig}(i_{ch})}{E \cdot I_{ch0}} \varepsilon_{vc1} - \frac{C_2 \cdot p_2 \cdot V_{c_{20}} \cdot \text{sig}(i_{ch})}{E \cdot I_{ch0}} \varepsilon_{vc2} - \frac{2 \cdot L_{ch} \cdot p_3}{E} \varepsilon_{ich} + \frac{2 \cdot R_{ch}}{E} I_{ch} \\
M_2 &= -\frac{C_1 \cdot p_1 \cdot V_{c_{10}} \cdot \text{sig}(i_{ch})}{E \cdot I_{ch0}} \varepsilon_{vc1} + \frac{C_2 \cdot p_2 \cdot \text{sig}(i_{ch})}{I_{ch0}} \cdot \left[1 - \frac{V_{c_{20}}}{E}\right] \cdot \varepsilon_{vc2} - \frac{2 \cdot L_{ch} \cdot p_3}{E} \varepsilon_{ich} + \frac{2 \cdot R_{ch}}{E} I_{ch} \\
M_1 &= +\frac{C_1 \cdot p_1 \cdot \text{sig}(i_{ch})}{I_{ch0}} \cdot \left[1 - \frac{V_{c_{10}}}{E}\right] \cdot \varepsilon_{vc1} + \frac{C_2 \cdot p_2 \cdot \text{sig}(i_{ch})}{I_{ch0}} \cdot \left[1 - \frac{V_{c_{20}}}{E}\right] \cdot \varepsilon_{vc2} - \frac{2 \cdot L_{ch} \cdot p_3}{E} \varepsilon_{ich} + \frac{2 \cdot R_{ch}}{E} I_{ch}
\end{aligned} \tag{III.89}$$

Ces équations prennent en compte les erreurs sur les grandeurs électriques du convertisseur

ε_{vci} et ε_{ich} définies respectivement par $\frac{i \cdot E}{p} - V_{c_i}$ et $I_{chref} - I_{ch}$.

III.4.5.3 Simulations et interprétations

Le point de linéarisation est choisi telles que les tensions condensateurs V_{ci0} soient égales à leurs valeurs d'équilibres $\frac{i \cdot E}{p}$ et le courant I_{ch0} soit égale au courant de référence

I_{chref} .

Nous rappelons les caractéristiques de l'onduleur en demi pont :

$$\begin{cases}
E = 1500V \\
C_1 = C_2 = 40\mu F \\
L_{ch} = 1.5mH \\
R_{ch} = 10\Omega \\
f_d = 16kHz \quad T_d = 62.5\mu s \\
I_{ch0} = 75A
\end{cases}$$

Nous avons appliqué un échelons de tension, ensuite une variation de tension dans le temps 0.04s, puis une variation de courant de charge dans le temps 0.08s, comme il est mentionné sur la figure (III.29)

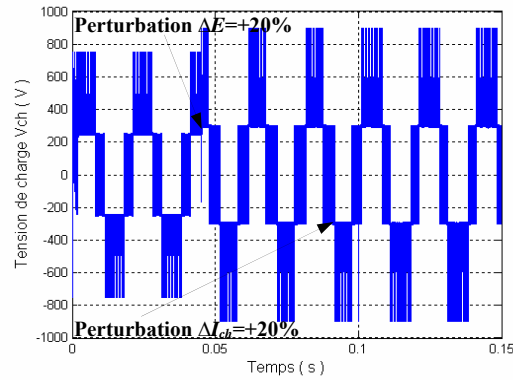


Figure III.29 Evolution de la tension de charge.

La dynamique p_3 caractérisant l'évolution du courant dans la charge et les dynamiques p_1, p_2 caractérisant les évolutions des tensions condensateurs sont choisies de manière à éviter toute saturation des modulante M_i , la figure (III.30) représente l'évolution des modulantes :

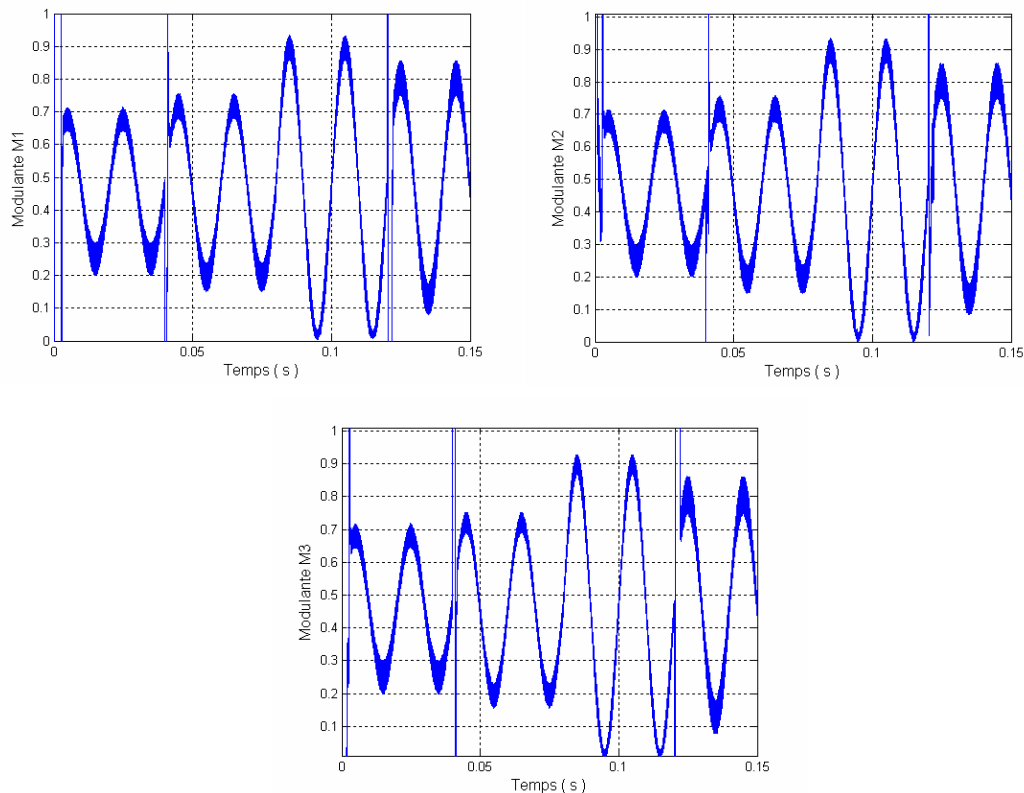


Figure III.30 Evolution des modulantes M_i .

La figure (III.31) montre l'évolution du courant de référence et le courant de charge qui tend à suivre asymptotiquement sa valeur de référence :

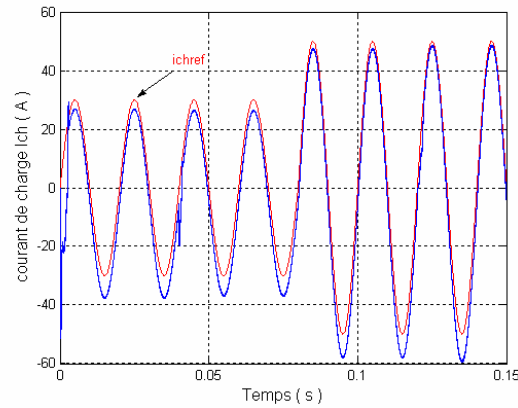


Figure III.31 Evolution du courant de charge.

L'évolution des tensions condensateurs est représentée sur la figure (III.32)

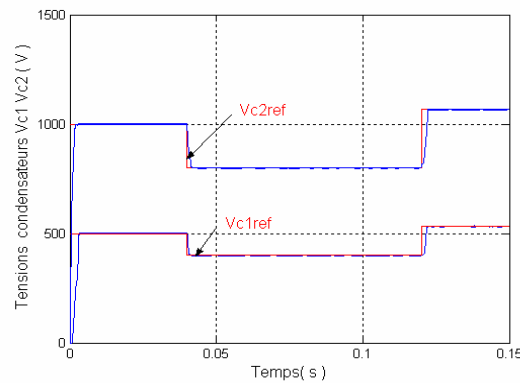


Figure III.30 Evolution des tensions condensateurs.

A partir d'un état d'équilibre où $V_{c1}=500V$, $V_{c2}=1000V$ les tensions condensateurs suivent leurs grandeurs de référence, et on remarque que lors d'une perturbation de tension ceci influe directement sur les tensions condensateurs.

III.4.5.4 Onduleur à trois cellules triphasé

On va faire notre étude pour une seule phase (premier bras), et les mêmes résultats pouvant être obtenus pour les autres phases.

La structure de commande dans ce cas est représentée sur la figure (III.33)

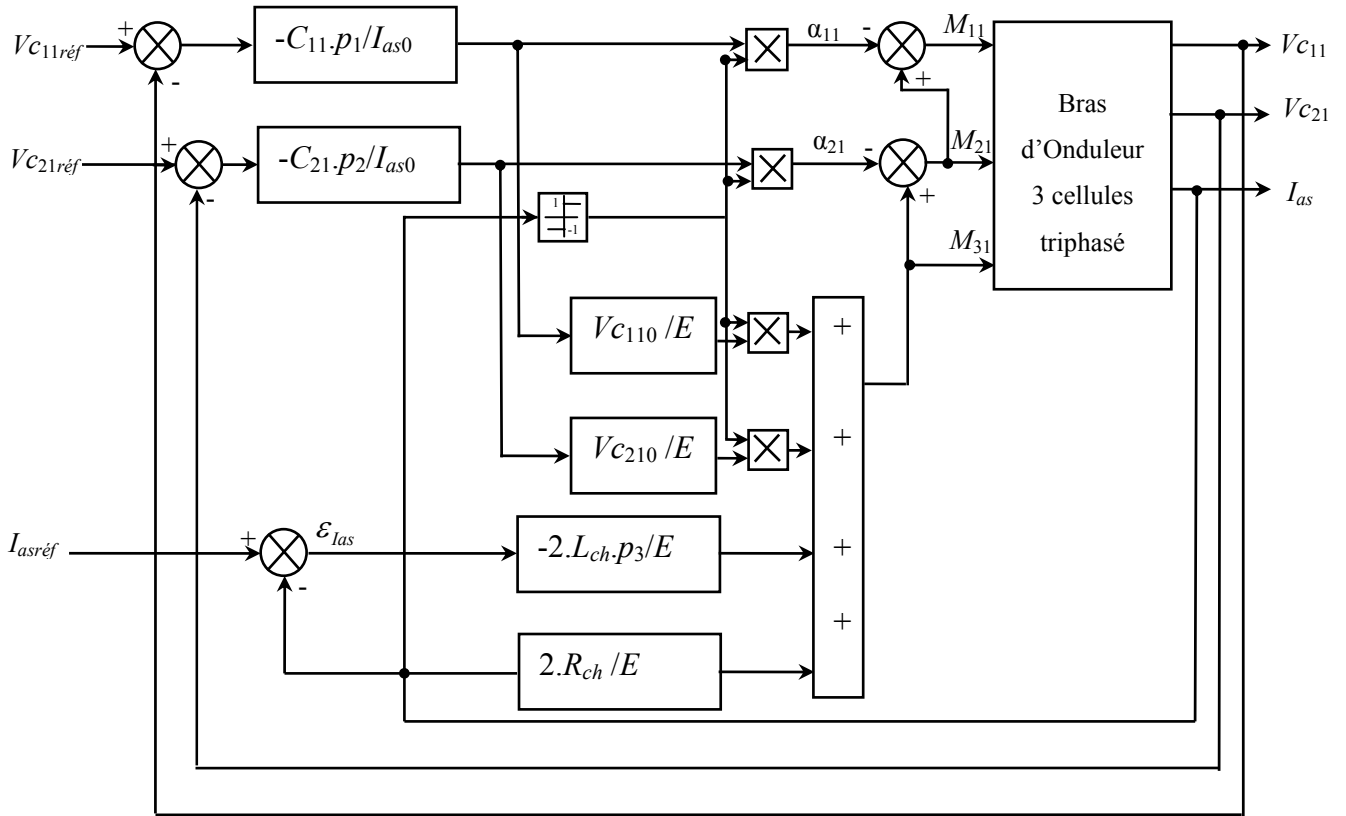


Figure III.33 Structure du retour d'état découplant simplifié dans le cas triphasé

La mise en équation de cette loi de commande permet de définir les évolutions des modulantes M_{ik} :

$$\begin{aligned}
 M_{31} &= -\frac{C_{11} \cdot p_1 \cdot V_{c11_0} \cdot \text{sig}(i_{as})}{E \cdot I_{as0}} \varepsilon_{vc11} - \frac{C_{21} \cdot p_2 \cdot V_{c21_0} \cdot \text{sig}(i_{as})}{E \cdot I_{as0}} \varepsilon_{vc21} - \frac{2 \cdot L_{ch} \cdot p_3}{E} \varepsilon_{ias} + \frac{2 \cdot R_{ch}}{E} I_{as} \\
 M_{21} &= -\frac{C_{11} \cdot p_1 \cdot V_{c11_0} \cdot \text{sig}(i_{as})}{E \cdot I_{as0}} \varepsilon_{vc11} + \frac{C_{21} \cdot p_2 \cdot \text{sig}(i_{as})}{I_{as0}} \cdot \left[1 - \frac{V_{c21_0}}{E}\right] \cdot \varepsilon_{vc21} - \frac{2 \cdot L_{ch} \cdot p_3}{E} \varepsilon_{ias} + \frac{2 \cdot R_{ch}}{E} I_{as} \\
 M_{11} &= +\frac{C_{11} \cdot p_1 \cdot \text{sig}(i_{as})}{I_{as0}} \cdot \left[1 - \frac{V_{c11_0}}{E}\right] \cdot \varepsilon_{vc11} + \frac{C_{21} \cdot p_2 \cdot \text{sig}(i_{as})}{I_{as0}} \cdot \left[1 - \frac{V_{c21_0}}{E}\right] \cdot \varepsilon_{vc21} - \frac{2 \cdot L_{ch} \cdot p_3}{E} \varepsilon_{ias} + \frac{2 \cdot R_{ch}}{E} I_{as}
 \end{aligned}
 \tag{III.90}$$

Les paramètres de simulation sont :

$$\begin{cases}
 E = 1500V \\
 C_{ik} = 40\mu F \\
 L_{ch} = 1.5mH \\
 R_{ch} = 10\Omega \\
 f_d = 16kHz \quad T_d = 62.5\mu s \\
 p_i = -40000rad/s \\
 I_{as0} = 75A
 \end{cases}$$

La tension de la première phase est représentée sur la figure (III.34), on a appliqué un échelon de tension ensuite une double variations positives de la tension d'alimentation à ($t = 0.04s$, et $t = 0.012s$), puis une variation du courant dans le temps $0.1s$.

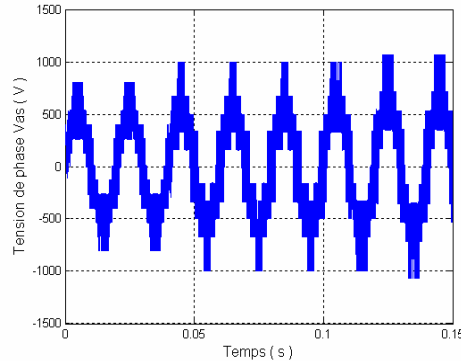


Figure III.34 Evolution de la tension de phase.

La figure (III.35) montre l'évolution du courant de référence et le courant de phase qui le suit.

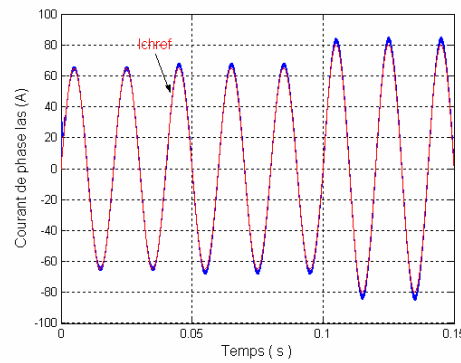


Figure III.35 Evolution du courant de phase.

La figure (III.36) représente l'évolution des tensions condensateurs qui suivent leurs grandeurs de référence, ainsi que les tensions de cellules qui se stabilisent autour de leurs valeurs d'équilibre.

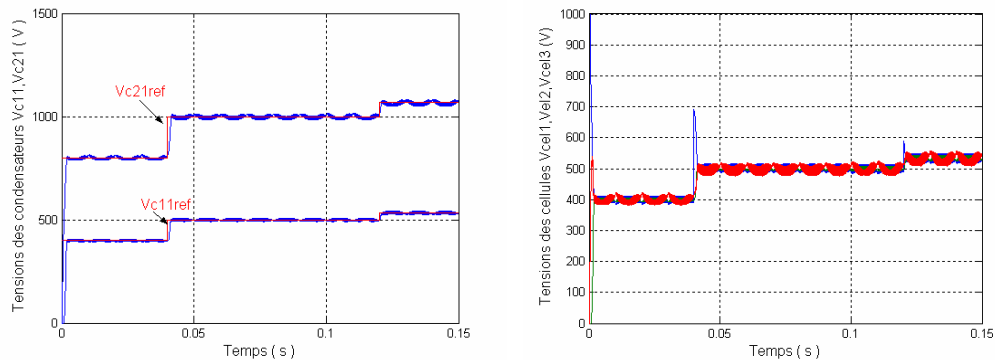


Figure III.36 Evolution des tensions condensateurs et les tensions des cellules.

III.4.5.5 Extension à p cellules de commutation

Le fait que la commande non-interactive soit généralisable à p cellules de commutation est une caractéristique importante de celle-ci.

La procédure de découplage est appliquée au modèle moyen linéarisé d'ordre p et les matrices composant le retour d'état sont :

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \begin{pmatrix} -\frac{C_1 \cdot p_1}{I_{ch0}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{C_2 \cdot p_2}{I_{ch0}} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{C_{p-1} \cdot p_{p-1}}{I_{ch0}} & 0 \\ -\frac{C_1 \cdot p_1 \cdot Vc_{10}}{E \cdot I_{ch0}} & \dots & \dots & -\frac{C_{p-1} \cdot p_{p-1} \cdot Vc_{p-10}}{E \cdot I_{ch0}} & -\frac{L_{ch} \left(p_3 + \frac{R_{ch}}{L_{ch}} \right)}{E} \end{pmatrix} \\
 L_1 &= \begin{pmatrix} -\frac{C_1 \cdot p_1}{I_{ch0}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{C_2 \cdot p_2}{I_{ch0}} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{C_{p-1} \cdot p_{p-1}}{I_{ch0}} & 0 \\ -\frac{C_1 \cdot p_1 \cdot Vc_{10}}{E \cdot I_{ch0}} & \dots & \dots & -\frac{C_{p-1} \cdot p_{p-1} \cdot Vc_{p-10}}{E \cdot I_{ch0}} & -\frac{L_{ch} \cdot p_3}{E} \end{pmatrix} \quad (III.91)
 \end{aligned}$$

Les matrices R_1 et L_1 sont fonction :

- des caractéristiques de convertisseur $E, C_1, \dots, C_i, \dots, C_{p-1}$,
- Des caractéristiques de la charge R_{ch}, L_{ch} ,
- Du point de fonctionnement autour duquel a été effectuée la linéarisation de notre modèle $Vc_{10}, \dots, Vc_{i0}, \dots, Vc_{p-10}, I_{ch0}$,
- Des dynamiques imposées sur les variables d'état $p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_{p-1}$,
- $p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_{p-1}$ dynamiques imposée sur les tensions condensateurs Vc_i ,
- p_p dynamique imposée sur le courant de charge i_{ch} ,
- sachant que les paramètre p_1, \dots, p_p sont négatifs.

$$Z_{BF}(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{1 - \frac{1}{p_1} \cdot s} & 0 & \dots & 0 \\ p_1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{1}{1 - \frac{1}{p_p} \cdot s} \end{pmatrix} \quad (\text{III.93})$$

Les constantes de temps qui régissent l'évolution des grandeurs d'état sont définies par la relation : $\tau_i = -1/p_i$ et le système se comporte alors comme p sous-systèmes du premier ordre évoluant en parallèle.

III.5 Conclusion

Au cours de ce troisième chapitre, nous avons présenté deux types de lois de commande basées sur une commande en durée.

La première loi de commande de type proportionnel permet de réguler les tensions condensateurs de l'onduleur, ainsi cette structure permet d'assurer l'équilibrage des tensions interrupteurs donc la survie du convertisseur.

La seconde loi de commande met en œuvre une commande non-interactive qui permet de minimiser les interactions entre les tensions condensateurs et le courant de charge, et d'imposer les dynamiques sur les grandeurs électriques.

Les dynamiques imposées sur les variables d'état ont été choisies afin de limiter les saturations des signaux de commande, qui entraîneraient une perturbation des transmittances du premier ordre liant chaque sortie à chaque entrée.

De plus, cette procédure est facilement applicable à diverse structure à cellules imbriquées et pouvant être généralisée à p cellules, nous avons mis en évidence que la loi de commande découplante était aisément généralisable à p cellules.

Chapitre IV

Commande non linéaire des onduleurs à cellules imbriquées

IV.1 Introduction

L'étude des différents modèles de représentation des systèmes à cellules imbriquées nous a montré qu'ils possèdent des non linéarités principalement dues que les commandes des différentes cellules ne sont pas indépendantes. Ceci nous oblige à envisager une commande découplante pour ce système.

Pour étudier une commande classique de type linéarisation entrées/sorties, plusieurs solutions s'offrent à nous. La première est de faire une linéarisation approchée autour d'un point d'équilibre du système, c'est à dire un découplage linéaire d'un modèle linéarisé du système.

La deuxième, qui est nommée linéarisation exacte entrées/sorties permet elle de grandes transitions du point d'équilibre, mais en revanche cette méthode peut faire apparaître des problèmes de singularités [01].

Dans ce chapitre nous allons étudier une commande non linéaire en choisissant la linéarisation exacte entrées/sorties, ensuite en verrant un autre type de commande basée sur la théorie de Lyapunov.

IV.2 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. Ainsi après transformation, toutes les techniques de régulation linéaire 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 [01].

Après quelques rappels nécessaires, nous appliquerons cette méthode au découplage de l'onduleur à trois cellules.

IV.2.1 Rappels

IV.2.1.1 Définitions de la modélisation du système non linéaire

Soit (Σ) , un système affine multi-entrées, multi-sorties (MIMO), qui peut être représenté par les équations d'état (IV.1) :

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

Où $X \in \Omega$ est le vecteur d'état avec $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$ et m le nombre d'entrées. Les fonctions f, g_1, \dots, g_m sont des applications vectorielle de Ω dans \mathfrak{R}^n et les fonctions h_j sont des fonctions de valeurs réelles définies sur Ω . Nous nous intéresserons plus particulièrement aux systèmes carrés donc on posera $p=m$.

Une représentation vectorielle peut être donné par :

$$f(X) = \begin{pmatrix} f_1(X) \\ \vdots \\ f_n(X) \end{pmatrix}, g_i(X) = \begin{pmatrix} g_{i1}(X) \\ \vdots \\ g_{in}(X) \end{pmatrix}, \text{ et } h_j(X) = \begin{pmatrix} h_1(X) \\ \vdots \\ h_m(X) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

Les éléments de f, g_i, h sont des fonctions indéfiniment dérivables par rapport à chacun de leurs arguments.

IV.2.1.2 Dérivée de Lie

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

$$\nabla h_j = \frac{\partial h_j}{\partial X} \quad (\text{IV.3})$$

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

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

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial X} \quad (\text{IV.4})$$

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

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 :

$$L_f h_j(X) = \sum_{i=1}^m \frac{\partial h_j(X)}{\partial x_i} f_i(X) = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} f(X) \quad (\text{IV.5})$$

IV.2.2 Résultat général

En reprenant le modèle du système donné par (IV.1), on peut écrire la première dérivée de y_i à l'aide de dérivées de Lie :

$$\dot{y}_j = \frac{\partial h_j(X)}{\partial x_i} \dot{X} = \frac{\partial h_j(X)}{\partial X} \left(f(X) + \sum_{i=1}^m g_i(X) u_i \right) \quad (\text{IV.6})$$

On obtient alors :

$$\dot{y}_j = L_f h_j(X) + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j(X)) u_i \quad (\text{IV.7})$$

Il intéressant de noter que si $L_{g_i} h_j(X) = 0$, 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_i . On a alors :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{(r_j)} h_j(X) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} (L_f^{(r_j-1)} h_j(X)) u_i \quad (\text{IV.8})$$

Les nombres obtenus r_j sont appelés les degrés relatifs.

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

$$\Delta(X) = \begin{pmatrix} L_{g1}L_f^{(r1-1)}h_1(X) & \cdots & L_{gm}L_f^{(r1-1)}h_1(X) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g1}L_f^{(rm-1)}h_m(X) & \cdots & L_{gm}L_f^{(rm-1)}h_m(X) \end{pmatrix} \quad (IV.9)$$

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

$$\Delta_0(X) = \begin{pmatrix} L_f^{(r1)}h_1(X) \\ \vdots \\ L_f^{(rm)}h_m(X) \end{pmatrix} \quad (IV.10)$$

Il est alors possible de réécrire l'équation (IV.8) en utilisant l'équation (IV.9) et (IV.10) :

$$Y = \begin{pmatrix} y_1^{(r1)} \\ \vdots \\ y_m^{(rm)} \end{pmatrix} = \Delta_0(X) + \Delta(X) \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix} \quad (IV.11)$$

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

Théorème :

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

$$\text{rang}\Delta(X) = m \quad \forall X \in \Omega \quad (IV.12)$$

- (b) si cette condition est satisfaite alors le retour d'état non-linéaire découple le système (Σ) sur Ω .

$$u(X) = \alpha(X) + \beta(X)v \quad \text{avec} \quad (IV.13)$$

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

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

$$y_i^{(rj)} = v_j \quad \forall j \in [1, \dots, m] \quad (IV.14)$$

On effectue sur le système ainsi linéarisé (figure IV.1) 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 correcteur linéaire pourront ainsi être utilisées.

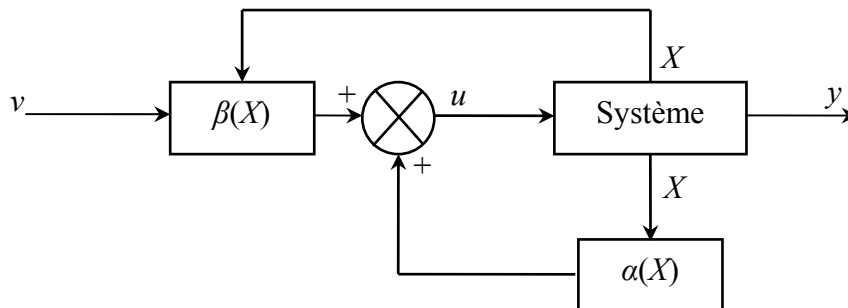


Figure IV.1 Représentation du découplage par linéarisation exacte.

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 dynamiques de zéros).

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

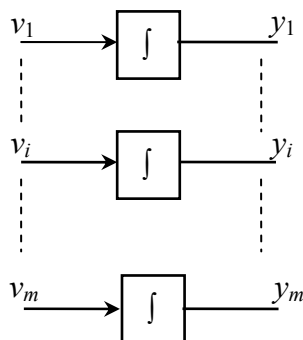


Figure IV.2 Système découplé.

IV.3 Application à un onduleur à trois cellules en demi pont

IV.3.1 Calcul du découplage

Nous allons maintenant appliquer cette méthode à un onduleur à trois 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 dans la charge I_{ch} .

Le modèle utilisé pour l'onduleur sera donc un modèle non linéaire affine donné par l'équation (III.36)

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 (III.37) et (III.38).

Les fonctions $g_{3i}(X)$ 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 :

$$h_3(X) = I_3 X \text{ avec } I_3 : \text{Matrice identité d'ordre 3} \quad (\text{IV.15})$$

On calcule alors le découplage pour le système (III.36), 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 :

$$E \neq 0 \quad \text{et} \quad x_3 \neq 0 \quad (\text{IV.16})$$

Le calcul du découplage conduit à des degrés relatifs égaux à $r_1 = r_2 = r_3 = 1$. Le système se trouve complètement découplé. Si $r_1 + r_2 + r_3 = 3 = n$ et chaque sortie peut être représentée par un intégrateur.

Sous les conditions exprimées dans (IV.16), les valeurs obtenues pour le calcul du découplage sont données par (IV.17).

$$\Delta_0(X) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -b_0 x_3 \end{pmatrix}, \Delta^{-1}(X) = \begin{pmatrix} \frac{x_1 - E}{a_1 \cdot E \cdot x_3} & \frac{x_2 - E}{a_2 \cdot E \cdot x_3} & \frac{1}{b_1 \cdot E} \\ \frac{x_1}{a_1 \cdot E \cdot x_3} & \frac{x_2 - E}{a_2 \cdot E \cdot x_3} & \frac{1}{b_1 \cdot E} \\ \frac{x_1}{a_1 \cdot E \cdot x_3} & \frac{x_2}{a_2 \cdot E \cdot x_3} & \frac{1}{b_1 \cdot E} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

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

$$\alpha(X) = -\Delta^{-1}(X)\Delta_0(X) = \begin{pmatrix} \frac{-b_0x_3}{b_1.E} \\ \frac{-b_0x_3}{b_1.E} \\ \frac{-b_0x_3}{b_1.E} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \beta(X) = \Delta^{-1}(X) \quad (\text{IV.18})$$

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

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = \dot{V}c_1 = V_1 \\ \dot{y}_2 = \dot{V}c_2 = V_2 \\ \dot{y}_3 = \dot{I}_{ch} = V_3 \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

IV.3.2 Boucle de régulation proportionnelle

IV.3.2.1 Calcul des dynamiques

Après le retour d'état non linéaire, nous obtenons donc trois sous-systèmes découplés, représentés par des intégrateurs comme il est montré sur la figure (IV.2). Nous allons mettre en place des correcteurs linéaire 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 (IV.21). La figure (IV.3) représente la boucle de régulation linéaire appliquée au système découplé.

$$v_i = K_{pi} (x_{iref} - x_i) \quad \text{avec} \quad 1 \leq i \leq m \quad \text{et} \quad K_p > 0 \quad (\text{IV.21})$$

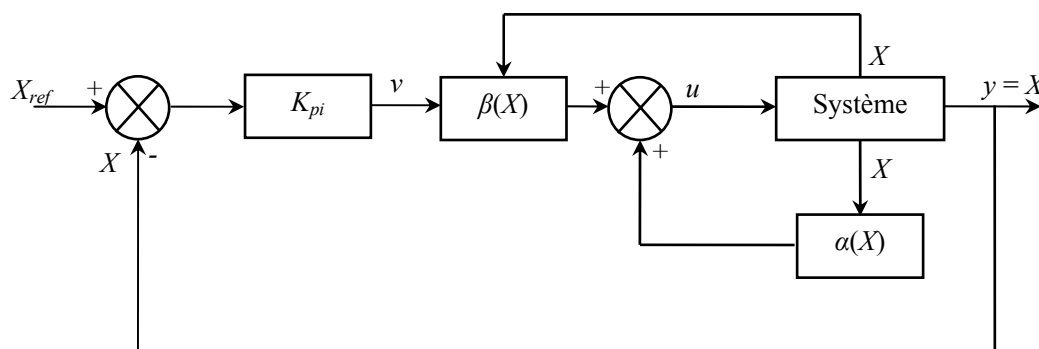


Figure IV.3 Boucle de régulation avec correcteur proportionnel.

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

$$T_{BOi}(s) = \frac{K_{pi}}{s} \quad (\text{IV.22})$$

et donc en boucle fermée :

$$T_{BFi}(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad \text{avec } \tau_i = \frac{1}{K_{pi}} \quad (\text{IV.23})$$

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

IV.3.2.2 Validation du découplage

Le but de cette simulation est de montrer le fonctionnement de la procédure de découplage.

IV.3.2.2.1 Onduleur monophasé en demi pont

Les paramètres de la simulation sont :

$$\left(\begin{array}{l} E = 1500V \\ K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = 7000 \\ C_1 = C_2 = 40\mu F \\ R = 10\Omega \\ L = 1.5mH \\ T_d = 62.5\mu s \end{array} \right.$$

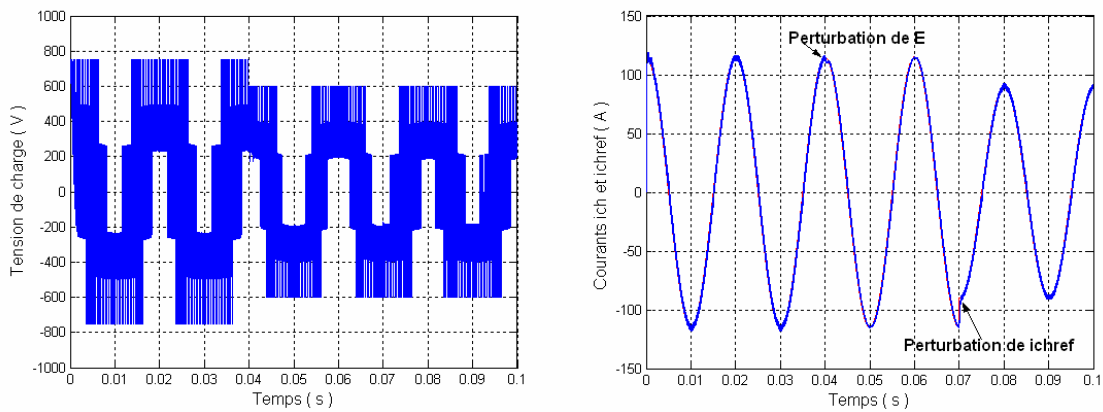


Figure IV.4 Evolution de la tension et le courant de charge.

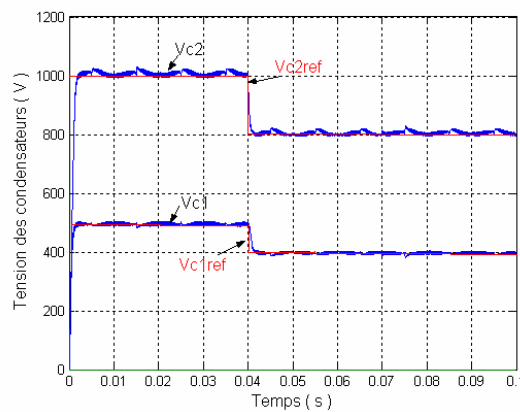


Figure IV.5 Evolution des tensions des condensateurs.

Le démarrage de l'onduleur est effectué dans le temps 0s avec $E=1500V$ et $I_{chref}=115A$, ensuite on a appliqué une perturbation de tension $E=1200V$ dans le temps 0.04s, et par la suite une perturbation du courant de charge $I_{chref}=90A$ dans le temps 0.07s.

Le calcul des dynamiques imposées aux variables d'état (IV.23) a été fait pour ne pas saturer les modulant qui restent compris dans l'intervalle $[-1,1]$. On note sur la figure (IV.4) et (IV.5) un bon découplage de toutes les grandeurs d'état.

La figure (IV.6) montre l'évolution des modulant qui ne sont pas saturées :

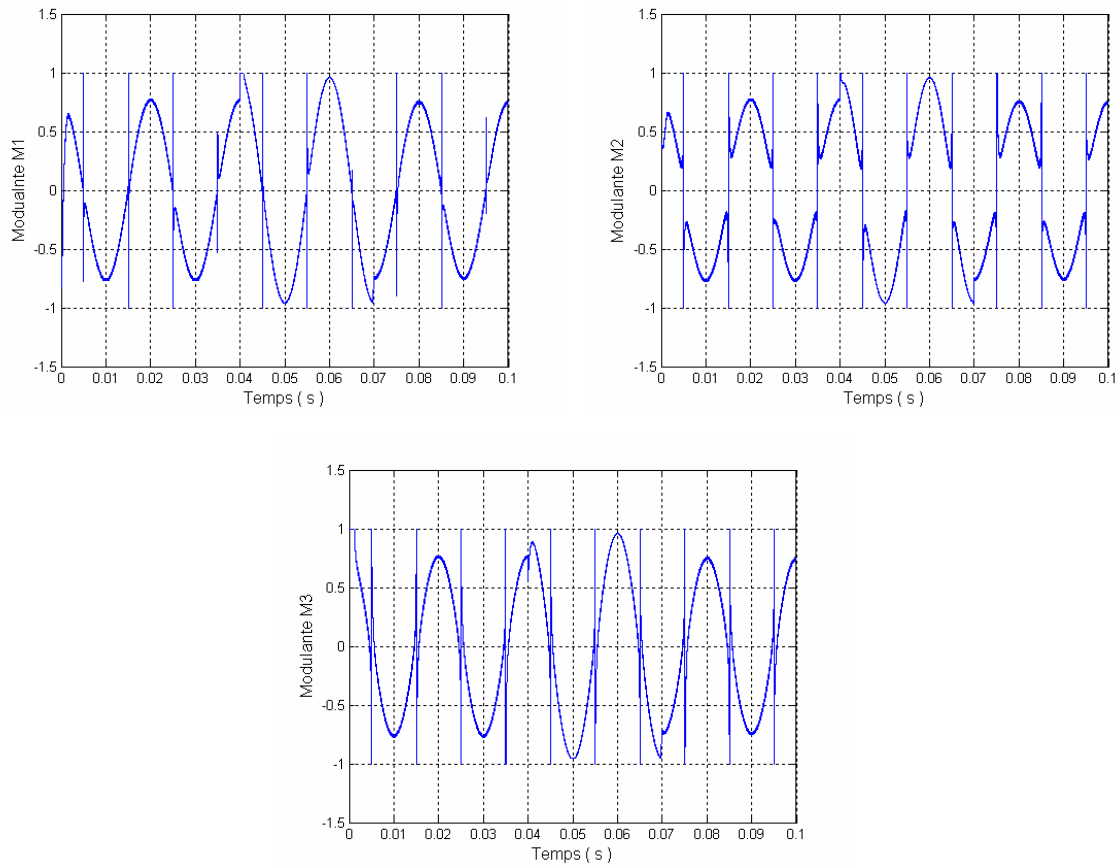


Figure IV.6 Evolution des modulant.

IV.3.2.2.2 Onduleur triphasé

Les paramètres de la simulation sont :

$$\left(\begin{array}{l} E = 1500V \\ K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = 7000 \text{ (pour chaque bras)} \\ C_{1k} = C_{2k} = 40\mu F \\ R = 10\Omega \\ L = 1.5mH \\ T_d = 62.5\mu s \end{array} \right.$$

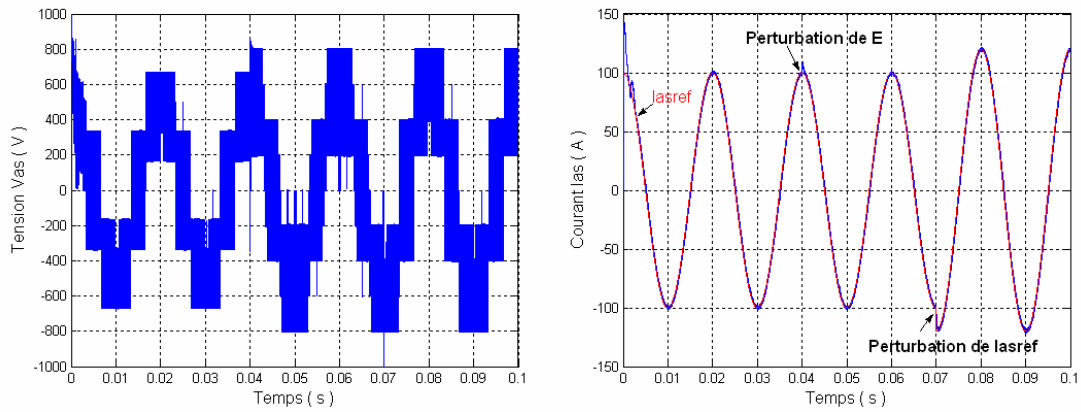


Figure IV.7 Evolution de la tension simple et le courant de la première phase.

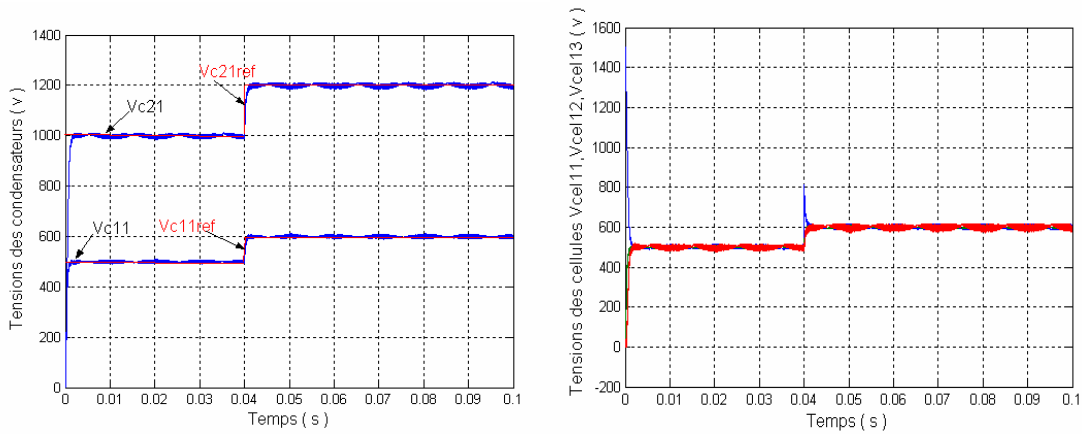


Figure IV.8 Evolution des tensions condensateurs et tensions des cellules du premier bras.

Le cycle imposé aux variables d'état est le suivant :

- à $t = 0s$: démarrage de l'onduleur avec $E=1500V$ et $I_{asref}=100A$.
- à $t = 0.04s$: variation de la tension d'alimentation $E=1800V$.
- à $t = 0.07s$: variation du courant de référence $I_{asref}=120A$.

La figure (IV.9) montre que les modulantes sont toujours compri dans l'intervalle $[-1,1]$:

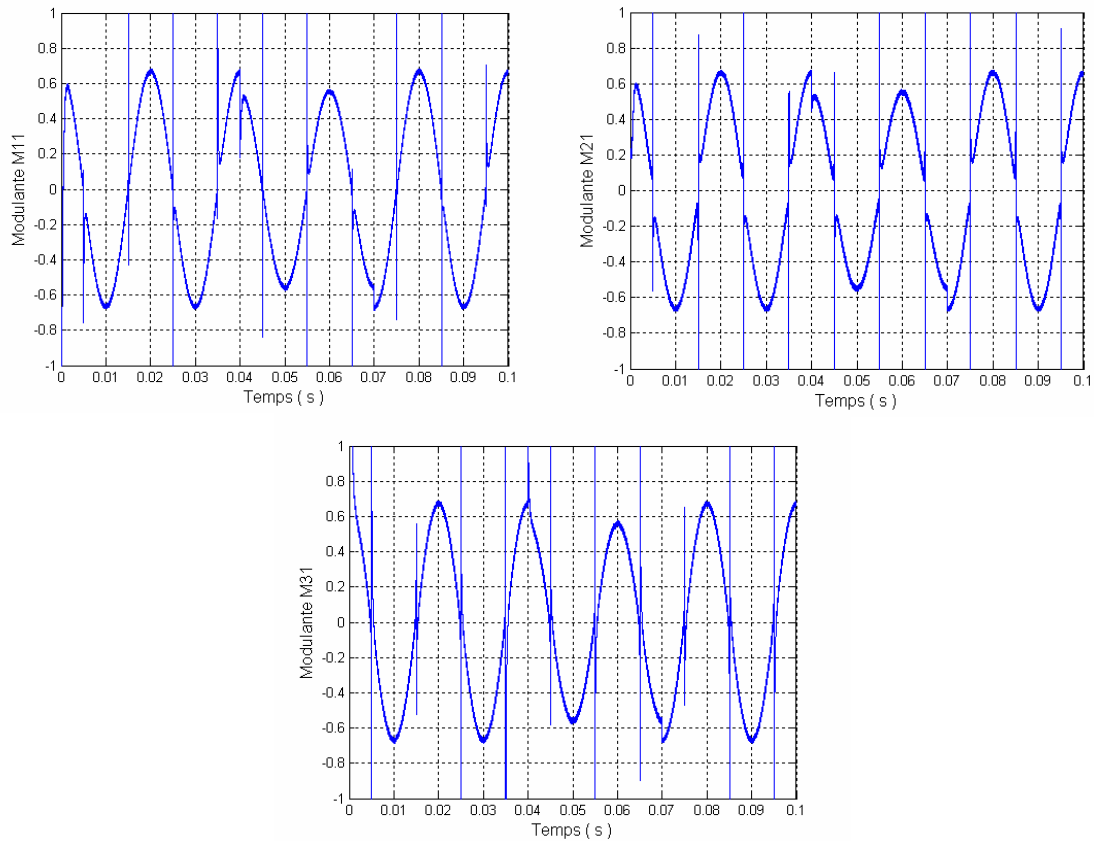


Figure IV.9 Evolution des modulant.

IV.4 Commande par la méthode directe de Lyapunov

Nous avons établie précédemment le fonctionnement d'une procédure de régulation par linéarisation exacte. Bien que donnant des résultats prometteurs, nous avons remarqué qu'une telle stratégie de commande nécessitait une bonne connaissance des paramètres du système.

Dans un convertisseur à cellules imbriquées, si certains paramètres (L, C_i) sont assez bien connus et généralement peu variables, la charge (R) peut être variable dans des proportions importantes. Il est alors légitime d'étudier une procédure de régulation qui limite l'effet de ces variations.

Nous effectuerons donc, dans cette partie, l'étude d'une procédure de commande utilisant les bases de la théorie de Lyapunov. Cette théorie, basée sur les fonctions positives, nous permettra d'abord d'effectuer la synthèse des boucles de régulation (tension et courant) qui seront alors construites afin d'assurer la stabilité du système en boucle fermée.

Nous étudions les performances obtenues avec ce type de commande pour un onduleur à trois cellules en demi pont, puis nous étendrons cette étude à un onduleur triphasé.

IV.4.1 Rappels sur les fonctions de Lyapunov

Nous allons dans cette partie rappeler quelques définitions utiles sur les fonctions de Lyapunov.

Notre but ici ne sera pas de faire un bilan exhaustif de la théorie de Lyapunov mais simplement de donner quelques résultats essentiels que nous utiliserons par la suite dans l'analyse de stabilité des convertisseurs à cellules imbriquées dans le cadre de la méthode directe de Lyapunov.

IV.4.2 Quelques rappels

On définit généralement pour les systèmes linéaire de la forme $\dot{X} = AX$, deux grandes classes qui sont les systèmes invariant dans le temps (*LTI*) et les systèmes variant dans le temps (*LTV*), suivant que la matrice A dépend ou non du temps.

Dans le cas plus général des systèmes non linéaires, on introduit alors la notion du système autonome ou non autonome. On définit comme suit un système autonome :

Définition 1 : le système non linéaire $\dot{X} = f(X, t)$, est dit autonome si f ne dépend pas explicitement du temps, c'est à dire que l'on peut le réécrire sous la forme :

$$\dot{X} = f(X)$$

Dans le cas contraire, le système sera qualifié de non-autonome.

Il est clair que les systèmes invariants dans le temps seront autonomes alors que les systèmes linéaires variant dans le temps seront considérés comme non-autonome.

D'autre part, un système de la forme $\dot{X} = f(X, u)$, à priori autonome, peut devenir non-autonome en boucle fermée par le choix d'une commande de type $u = g(X, t)$.

IV.4.3 Fonctions de Lyapunov, systèmes autonomes

IV.4.3.1 Définitions [01]

On définit d'abord B_R , une région de l'espace d'état que l'on peut exprimer par $\|X\| < R$.

On définit également S_R , la limite de cette région par $\|X\| = R$.

Définition 2 : une fonction scalaire $V(x)$ continue est dite localement définie positive si $V(0) = 0$ et si dans une région B_{R_0} :

$$X \neq 0 \Rightarrow V(x) > 0$$

Définition 3 : une fonction scalaire $V(x)$ continue est dite globalement définie positive si $V(0) = 0$ et si dans tout l'espace d'état :

$$X \neq 0 \Rightarrow V(x) > 0$$

On peut également définir une fonction positive semi-définie si V peut s'annuler dans l'espace d'état ailleurs qu'en $X=0$.

Définition 4 : une fonction scalaire $V(x)$ continue est dite positive semi-définie si $V(0) = 0$ et si dans tout l'espace d'état :

$$X \neq 0 \Rightarrow V(x) \geq 0$$

On définit alors de la façon suivante une fonction de Lyapunov.

Définition 5 : si dans une région B_{R_0} , la fonction $V(x)$ est définie positive et a une dérivée partielle continue et si sa dérivée suivant n'importe quelle trajectoire du système est négative semi-définie, c'est à dire :

$$\dot{V}(x) \leq 0$$

alors $V(x)$ est une fonction de Lyapunov.

Après ces quelques rappels sur les fonctions positives, nous allons rappeler quelques résultats sur l'analyse de la stabilité locale et globale par les fonctions de Lyapunov.

IV.4.3.2 Stabilité locale et globale pour les systèmes autonomes

Après avoir défini la fonction de Lyapunov, nous pouvons maintenant rappeler le premier théorème sur la stabilité locale [01].

Théorème 1 : si dans une région B_{R_0} , il existe une fonction $V(x)$ avec une dérivée partielle continue qui vérifie :

- $V(x)$ est défini positive (localement dans B_{R_0}),
- $\dot{V}(x)$ est négatif semi-défini (localement dans B_{R_0}),

Alors le point 0 est stable. Si de plus la dérivée $\dot{V}(x)$ est localement définie négative dans B_{R_0} , alors la stabilité est asymptotique.

Afin d'étendre ce résultat, il faut évidemment vérifier les conditions du théorème (1) non plus dans une région (B_{R_0}) mais dans l'espace d'état complet. Cette condition est nécessaire mais pas suffisante. On doit ajouter une autre condition sur V . Cette condition est que V ne doit pas être bornée, c'est à dire que $V(X) \rightarrow \infty$ lorsque $\|X\| \rightarrow \infty$.

On obtient alors le résultat suivant :

Théorème 2 : si $V(X)$ est une fonction scalaire de X , de dérivée partielle continue et que :

- $V(x)$ est définie positive,
- $\dot{V}(x)$ est définie négative,
- $V(X) \rightarrow \infty$ si $\|X\| \rightarrow \infty$,

Alors l'équilibre à l'origine est globalement asymptotiquement stable.

Ces deux premiers résultats seront d'une grande importance pour l'étude de la stabilité des boucles de commande ainsi que pour effectuer la synthèse de ces boucles.

IV.4.3.3 Fonctions de Lyapunov, systèmes non-autonomes

Nous allons dans cette partie étudier l'extension des résultats obtenus pour les systèmes autonomes aux systèmes non-autonomes. Les principes précédemment évoqués seront toujours applicables mais les conditions d'application seront souvent plus restrictives.

IV.4.3.3.1 Définitions

Pour l'étude des systèmes non-autonomes, il nous est nécessaire de faire apparaître une fonction scalaire dépendant du temps $V(X,t)$ alors que pour l'étude précédente une fonction $V(x)$ était suffisante.

La définition d'une fonction localement définie positive devient alors la suivante :

Définitions 6 : une fonction scalaire variant dans le temps $V(X,t)$ est localement définie positive si $V(0,t) > 0$ et s'il existe une fonction définie positive invariante dans le temps $V_0(X)$ telle que :

$$\forall t \geq t_0, \quad V(X,t) \geq V_0(X)$$

Ainsi une fonction définie positive variant dans le temps majorera toujours une fonction définie positive invariante dans le temps.

On pourra alors définir, comme précédemment, tous les autres concepts comme globalement définie positive, positive semi-définie, etc....

Pour l'analyse de Lyapunov pour les systèmes non-autonomes, il est nécessaire de définir la notion de fonction décroissante [01].

Définition 7 : une fonction scalaire $V(X,t)$ est dite décroissante si $V(0,t) = 0$ et s'il existe une fonction définie positive invariante dans le temps $V_1(X)$ telle que :

$$\forall t \geq 0, \quad V(X,t) \leq V_1(X)$$

Une fonction scalaire sera donc décroissante si elle est majorée par une fonction définie positive invariante dans le temps.

IV.4.3.3.2 Stabilité des systèmes non-autonomes

Les principaux résultats sur l'analyse de la stabilité par les fonctions de Lyapunov sont résumés par les trois théorèmes suivants :

Théorème 3 : si dans une région B_{R0} autour du point d'équilibre 0, il existe une fonction $V(X,t)$ de dérivée partielle continue telle que :

- 1- $V(X,t)$ est définie positive,
- 2- $\dot{V}(X,t)$ est négatif semi-défini,

Alors le point 0 est stable au sens de Lyapunov.

Théorème 4 : si en plus

3- $V(X,t)$ est décroissante,

Alors l'origine est uniformément stable. Si la condition 2 devient $\dot{V}(X,t)$ est négative définie, le point d'équilibre est uniformément asymptotiquement stable.

Théorème 5 : si la région B_{R0} est remplacée par l'espace d'état entier et que les conditions 1, 2, 3 et la condition

4- $V(X,t)$ n'est pas bornée,

Sont toutes vérifiées, alors l'origine est un point d'équilibre stable et le système est globalement uniformément stable.

IV.4.3.3 Utilisation du lemme de Barbalat

Les théorèmes précédents sont des outils puissants pour l'analyse de la stabilité des systèmes non-autonomes. Néanmoins, la stabilité des systèmes non-autonomes est généralement plus difficile à garantir de part le simple fait qu'il souvent plus difficile de trouver une fonction de Lyapunov dont la dérivé soit définie négative.

Afin de résoudre ce problème, nous utiliserons un résultat purement mathématique qui est le lemme de Barbalat qui peut être utilisé pour l'analyse de la stabilité et s'exprime sous la forme [01] :

Théorème 6 : soit $V(X,t)$ une fonction scalaire, si $V(X,t)$ vérifie les conditions suivantes :

- $V(X,t)$ est bornée inférieure,
- $\dot{V}(X,t)$ est négative semi-définie,
- $\dot{V}(X,t)$ est uniformément continue,

Alors $\dot{V}(X,t) \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$.

Ainsi, V tend vers une valeur V_∞ avec toujours $V_\infty < V(X(0),0)$. On pourra donc utiliser ce résultat pour des systèmes dynamiques non-autonomes. Pour montrer que $\dot{V}(X,t)$ est uniformément continue, on pourra montrer que $\ddot{V}(X,t)$ est bornée.

IV.4.4 Application à l'onduleur en demi pont

Après ces quelques rappels sur les fonctions de Lyapunov et leur utilisations pour l'analyse de la stabilité, nous allons faire l'étude d'une commande pour un onduleur à trois cellules en demi pont dont sa représentation est donnée par la figure (III.4).

Nous allons d'abord rappeler le modèle utilisé et nous ferons la synthèse des boucles de régulation de chaque variable d'état en utilisant la méthode directe de Lyapunov. Nous étudierons ensuite comment effectuer l'adaptation des paramètres de la loi de commande en fonction de l'évolution des paramètres de l'onduleur à trois cellules en demi pont.

IV.4.4.1 Modèle de connaissance

Nous allons utiliser dans cette section le modèle moyen par « séparation des modes » (équations III.41 et III.42). Ce modèle pour un onduleur à trois cellules en demi pont est le suivant :

$$\begin{cases} \sum x_1 : \dot{v}_{c1} = \dot{x}_1 = -a_1 x_3 \delta_1 \\ \sum x_2 : \dot{v}_{c2} = \dot{x}_2 = -a_2 x_3 \delta_2 \\ \sum x_3 : \dot{i}_{ch} = \dot{x}_3 = -b_o x_3 + b_1 (x_1 \delta_1 + x_2 \delta_2 + \frac{E}{2} u_3) \end{cases} \quad (IV.24)$$

Avec $\delta_1 = u_1 - u_2$, $\delta_2 = u_2 - u_3$, $a_i = \frac{1}{C_i}$, $b_o = \frac{R}{L}$ et $b_1 = \frac{1}{L}$.

On pose alors :

$$\gamma(x_1, x_2) = b_1 (x_1 \delta_1 + x_2 \delta_2) \quad (IV.25)$$

Ce qui nous permettons d'écrire (IV.25) sous la forme :

$$\begin{cases} \sum x_1 : \dot{v}_{c1} = \dot{x}_1 = -a_1 x_3 \delta_1 \\ \sum x_2 : \dot{v}_{c2} = \dot{x}_2 = -a_2 x_3 \delta_2 \\ \sum x_3 : \dot{i}_{ch} = \dot{x}_3 = -b_o x_3 + \gamma(x_1, x_2) + b_1 (E/2) u_3 \end{cases} \quad (IV.26)$$

On remarque que le terme $\gamma(x_1, x_2)$ correspond pour la boucle ($\sum x_3$) à une perturbation provenant des boucles ($\sum x_1$), et ($\sum x_2$). En effet, en régime équilibré, tous les rapports cycliques sont égaux, donc on a $\delta_1 = \delta_2 = 0$, et donc $\gamma(x_1, x_2) = 0$. Ce n'est que lorsque l'on agit sur δ_1 et δ_2 afin de rétablir l'équilibre des tensions v_{ci} que l'on vient perturber la boucle de courant ($\sum x_3$).

IV.4.4.2 Synthèse des boucles de régulation

Nous allons dans cette partie effectuer la synthèse des boucles de régulation pour chacune des variables d'état en utilisant les fonctions de Lyapunov.

IV.4.4.2.1 Régulation du courant de charge

On pose tout d'abord $\varepsilon_{x_3} = x_{3ref} - x_3$ l'erreur en courant entre le courant que l'on souhaite de imposer (x_{3ref}) et le courant réel (x_3).

On prend comme fonction de Lyapunov $V(\varepsilon_{x_3})$ définie positive, qui vérifie $V(0) = 0$ et qui s'exprime par :

$$V(\varepsilon_{x_3}) = \frac{1}{2} \varepsilon_{x_3}^2 \quad (\text{IV.27})$$

Le choix de cette fonction n'est pas unique. Ce choix particulier constitue un choix classique et permet d'obtenir, comme nous allons le découvrir, une structure de commande simple.

On calcule la dérivée de $V(\varepsilon_{x_3})$ et obtient avec l'équation (IV.26):

$$\begin{aligned} \dot{V}(\varepsilon_{x_3}) &= \varepsilon_{x_3} \dot{\varepsilon}_{x_3} \\ &= \varepsilon_{x_3} (\dot{x}_{3ref} - \dot{x}_3) \\ \text{d'ou } \dot{V}(\varepsilon_{x_3}) &= \varepsilon_{x_3} (\dot{x}_{3ref} + b_0(x_{3ref} - \varepsilon_{x_3}) - \gamma(x_1, x_2) - b_1(E/2)u_3) \end{aligned} \quad (\text{IV.28})$$

Afin de faire apparaître le signe de $\dot{V}(\varepsilon_{x_3})$, on réécrit (IV.28) sous la forme :

$$\dot{V}(\varepsilon_{x_3}) = -b_0 \varepsilon_{x_3}^2 + \varepsilon_{x_3} \underbrace{(\dot{x}_{3ref} + b_0 x_{3ref} - \gamma(x_1, x_2) - b_1(E/2)u_3)}_{\Gamma} \quad (\text{IV.29})$$

On s'aperçoit alors qu'il est très difficile de conclure sur le signe de $\dot{V}(\varepsilon_{x_3})$. On remarque néanmoins que Γ dépend de la commande u_3 . On peut alors simplement imposer :

$$\Gamma = -K_{x_3}\varepsilon_{x_3} \quad \text{avec } K_{x_3} > 0 \quad (\text{IV.30})$$

On obtient alors à partir de (IV.29), l'équation suivante :

$$\dot{V}(\varepsilon_{x_3}) = -(b_0 + K_{x_3})\varepsilon_{x_3}^2 \quad (\text{IV.31})$$

Si la condition (IV.30) est vérifiée, on peut aisément conclure sur le signe de $\dot{V}(\varepsilon_{x_3})$ et dire que cette dérivée est définie négative. D'autre part, on constate que $V(\varepsilon_{x_3}) \rightarrow \infty$ lorsque $\varepsilon_{x_3} \rightarrow \infty$.

Les trois conditions exprimées dans le théorème portant sur la stabilité globale sont donc vérifiées ce qui nous garantit, sous la condition (III.2.7), la stabilité asymptotique globale, ce qui signifie que $\varepsilon_{x_3} \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$, c'est à dire $x_3 \rightarrow x_{3ref}$.

L'analyse de la condition nous définit directement la loi de la commande u_3 que l'on peut écrire sous la forme :

$$u_3 = \frac{1}{b_1(E/2)} (K_{x_3}\varepsilon_{x_3} + \dot{x}_{3ref} + b_0x_{3ref} - \gamma(x_1, x_2)) \quad \text{avec } E \neq 0 \quad (\text{IV.32})$$

On peut représenter la commande du courant x_3 par la figure (IV.10):

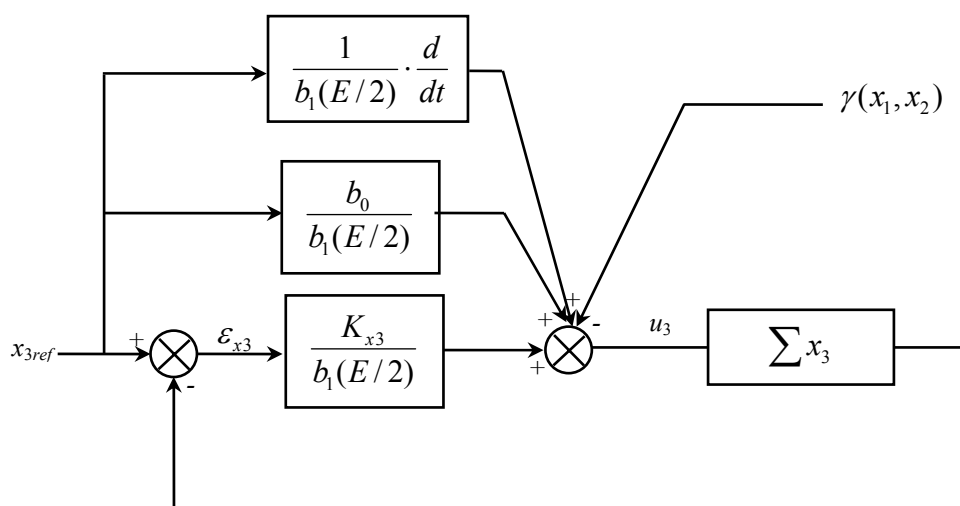


Figure IV.10 Régulation du courant par la méthode directe de Lyapunov.

Cette commande assure donc une convergence asymptotique de x_3 vers x_{3ref} dans la mesure où les paramètres du système sont bien identifiés. Nous étudierons plus loin l'effet de la méconnaissance de certains de ces paramètres sur la procédure de régulation.

La dynamique de convergence est ici fixée par K_{x3} que l'on devra choisir simplement positif.

Il est alors intéressant de déterminer la vitesse de convergence de x_3 vers x_{3ref} . On réécrit (IV.31) sous la forme :

$$\dot{V}(\varepsilon_{x3}) = -2(b_0 + K_{x3})V(\varepsilon_{x3}) \quad (\text{IV.33})$$

On peut donc écrire la solution de cette équation différentielle du premier ordre sous la forme temporelle suivante (IV.34) avec V_0 la valeur de V à l'instant $t = 0$ et $\alpha = -2(b_0 + K_{x3})$.

$$V(\varepsilon_{x3}) = V_0 \exp\left(\frac{-t}{\alpha}\right) \quad (\text{IV.35})$$

La vitesse de convergence est donc bien donnée par la commande au travers du paramètre K_{x3} .

Il est important de noter que la structure de la commande dépend essentiellement de la fonction de Lyapunov choisie. La solution présentée n'est donc pas la seule ni forcément la meilleure, mais sans doute une des plus simples. On aurait par exemple pu poser, au lieu de (IV.30), la condition suivante :

$$\Gamma = -K_{px3}\varepsilon_{x3} - K_{ix3} \int_0^t \varepsilon_{x3} dt \quad \text{avec } K_{px3} > 0 \text{ et } K_{ix3} > 0 \quad (\text{IV.36})$$

On conserve alors exactement les propriétés de positivité de $-\dot{V}(\varepsilon_{x3})$ tout en ayant l'équivalent d'un contrôleur avec action intégrale.

Avant de montrer quelques résultats de simulation, nous allons nous attacher à définir une structure de commande pour les boucles de tensions.

IV.4.4.2 Régulation des tensions des condensateurs

On rappelle que l'on a, pour un onduleur trois cellules en demi pont, deux tensions $x_1 = V_{c1}$ et $x_2 = V_{c2}$ commandées par les différences entre les rapports cycliques δ_1 et δ_2 . On présentera l'étude pour V_{c1} qui sera alors directement transposable pour V_{c2} .

On pose cette fois $\varepsilon_{x1} = x_{1ref} - x_1$ l'erreur de tension avec x_{1ref} la tension de référence fixée à $E/3$. Plus généralement, on fixe $x_{iref} - i \cdot E / p$ avec p le nombre de cellules.

Comme pour la boucle de courant, on pose comme fonction de Lyapunov :

$$V(\varepsilon_{x1}) = \frac{1}{2} \varepsilon_{x1}^2 \quad (\text{IV.37})$$

Par dérivation, et d'après (IV.26), on obtient :

$$\dot{V}(\varepsilon_{x1}) = \varepsilon_{x1} \underbrace{(\dot{x}_{1ref} + a_1 x_3 \delta_1)}_{\Gamma} \quad (\text{IV.38})$$

Afin d'assurer $\dot{V}(\varepsilon_{x1})$ définie négative, on impose alors :

$$\Gamma = -K_{x1} \varepsilon_{x1} \quad \text{avec } K_{x1} > 0 \quad (\text{IV.39})$$

On obtient alors facilement :

$$\dot{V}(\varepsilon_{x1}) = -K_{x1} \varepsilon_{x1}^2 \quad (\text{IV.40})$$

Comme précédemment, on obtient la convergence asymptotique de x_1 vers x_{1ref} . Il est évidemment possible d'ajouter une action intégrale à la boucle de régulation en posant

$$\Gamma = -K_{px1} \varepsilon_{x1} - K_{ix1} \int_0^t \varepsilon_{x1} dt \quad \text{avec } K_{px1} > 0 \text{ et } K_{ix1} > 0 \quad (\text{IV.41})$$

On obtient la structure de la boucle de régulation à l'aide de l'équation (IV.39):

$$\delta_1 = -\frac{1}{a_1 x_3} (K_{x1} \varepsilon_{x1} + \dot{x}_{1ref}) \quad \text{pour } x_3 \neq 0 \quad (\text{IV.42})$$

Le schéma de la procédure de régulation est représenté en figure (IV.11) :

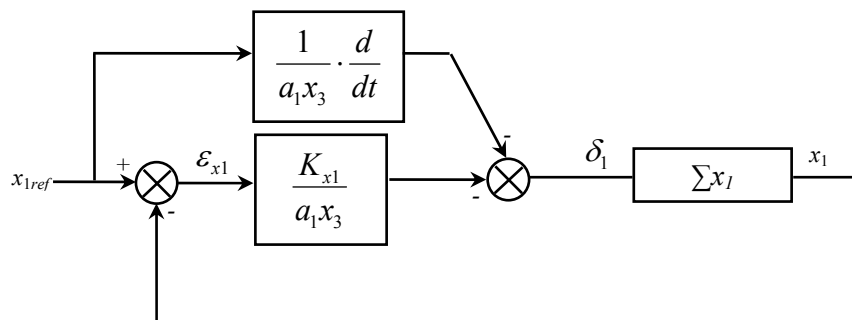


Figure IV.11 Régulation par la méthode directe de Lyapunov de l'une des tensions des condensateurs.

La condition $x_3 \neq 0$ est cette fois assez restrictive et pose problème notamment lors du démarrage du convertisseur. Lors de faibles courants, le gain augmente vers l'infini et les commandes se trouvent alors logiquement saturées. De plus, lorsque le courant est faible, les dynamiques imposables sur les tensions sont faibles. Nous avons donc choisi de limiter le gain $K(x_3) = \frac{Kx_1}{a_1x_3}$ comme la montre la figure (IV.12) :

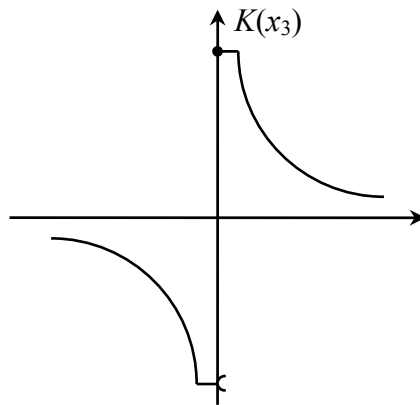


Figure IV.12 Limitation du gain pour la boucle de tension.

Le cas où x_3 est voisin de zéro est limité arbitrairement à un gain positif ou négatif.

IV.4.4.2.3 Schéma complet de la boucle de régulation

Nous allons maintenant présenter le schéma complet de la boucle de régulation pour les deux tensions et le courant. Sur ce schéma représenté en figure (IV.13), tous les liens ne sont pas forcément représentés par souci de clarté.

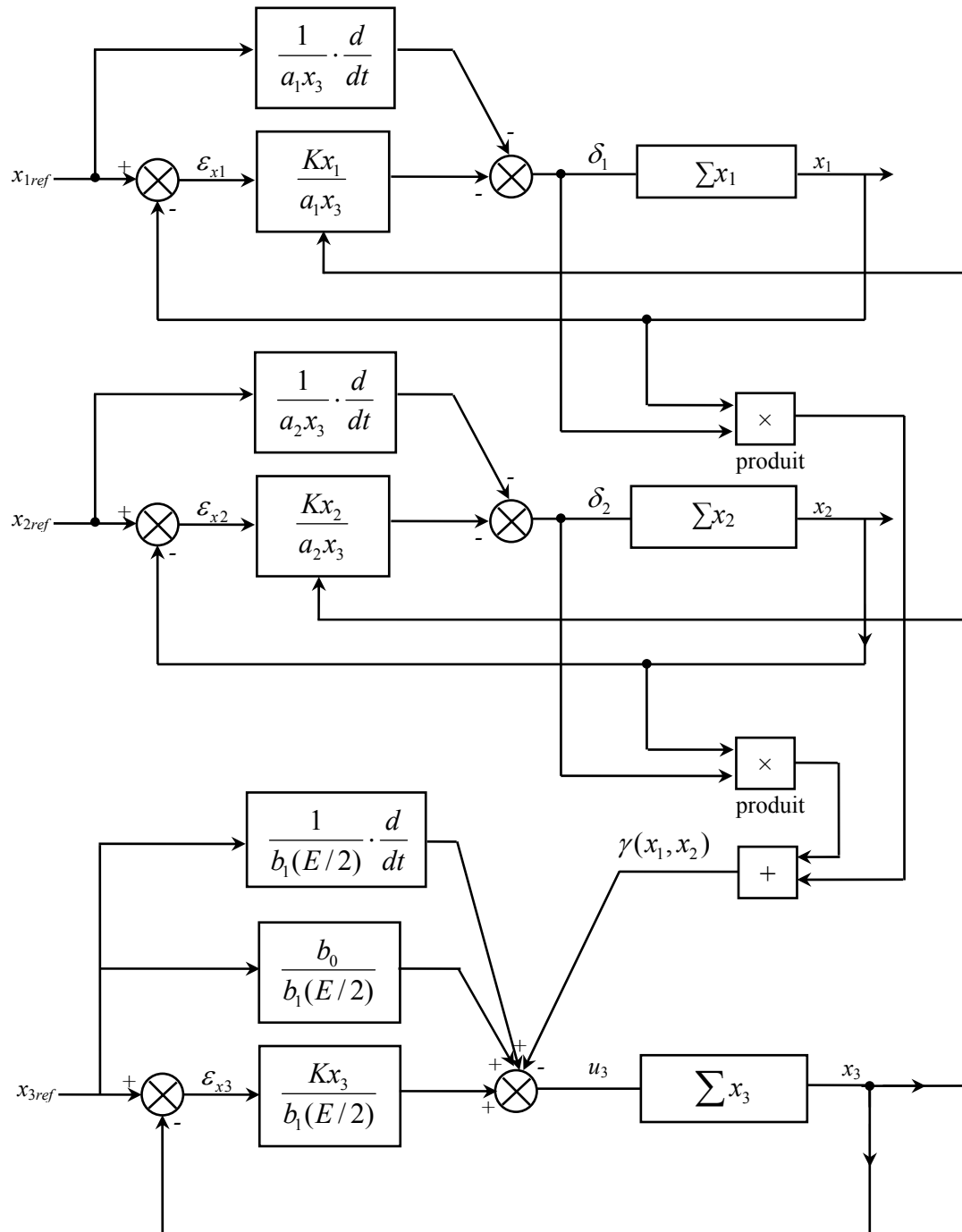


Figure IV.13 Schéma de la boucle de régulation .

On remarque clairement les interactions existantes entre les boucles de régulation. Le courant x_3 intervient dans les deux boucles de tension x_1 et x_2 . Les deux tensions et leurs commandes interviennent pour leur part dans la régulation de courant sous la forme $\gamma(x_1, x_2)$.

IV.4.5 Simulations

Les paramètres de simulation sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} E = 1500V \\ C_1 = C_2 = 40\mu F \\ K_{x1} = K_{x2} = K_{x3} = 5000 \\ L_{ch} = 1.5mH \\ R_{ch} = 5\Omega \\ f_d = 16kHz \quad T_d = 62.5\mu s \end{array} \right.$$

La figure (IV.14) montre l'évolution de la tension de charge, on a appliqué au début un échelon de tension puis une perturbation de tension positive $\Delta E = +20\%$ dans le temps 0.04s, puis une perturbation dans le courant de charge $\Delta I_{ch} = +50\%$ dans le temps 0.1s.

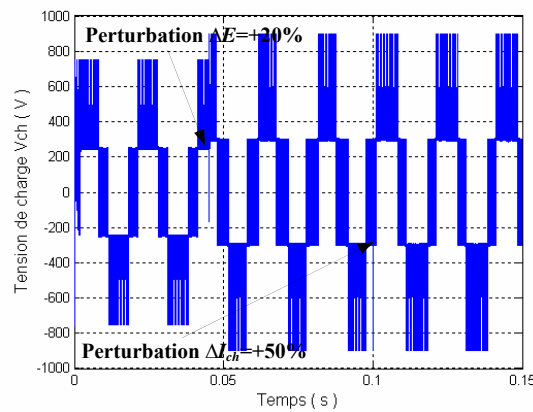


Figure IV.14 Evolution de la tension de charge.

Nous montrons sur la figure (IV.15) le courant de charge ainsi que sa référence, on remarque bien que les deux courants sont confondus.

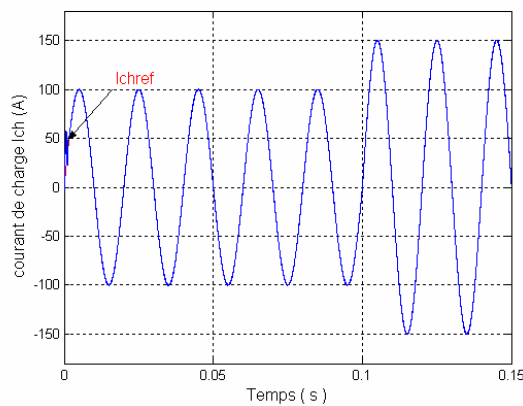


Figure IV.15 Evolution du courant de charge.

La figure (IV.16) montre le comportement des tensions condensateurs qui suivent leurs grandeurs de références, on voit clairement la variation de ces tensions en fonction de la tension d'alimentation lors de l'appliquer la perturbation.

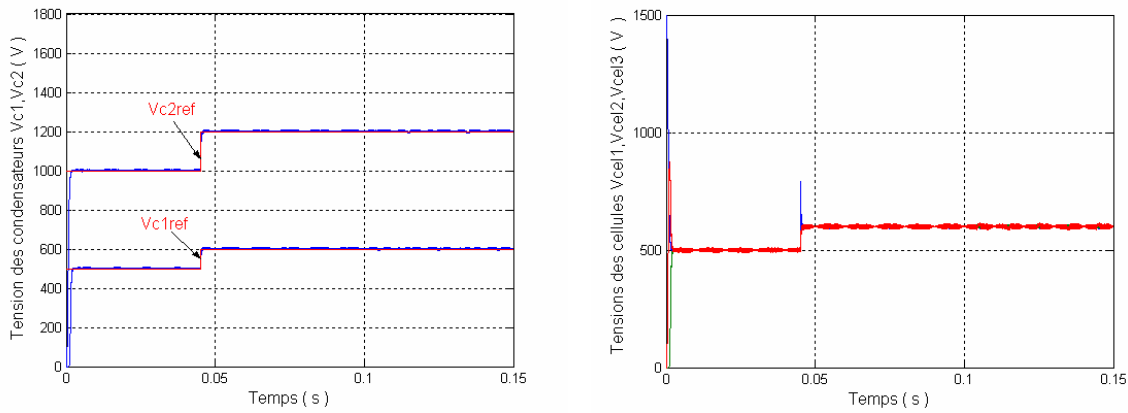


Figure IV.16 Evolution des tensions condensateurs.

Les résultats de simulation avec action intégrale sur x_1, x_2, x_3 sont montrés sur la figure (IV.17). Les paramètres utilisés sont :

$$K_{x1} = K_{x2} = K_{x3} = 5000$$

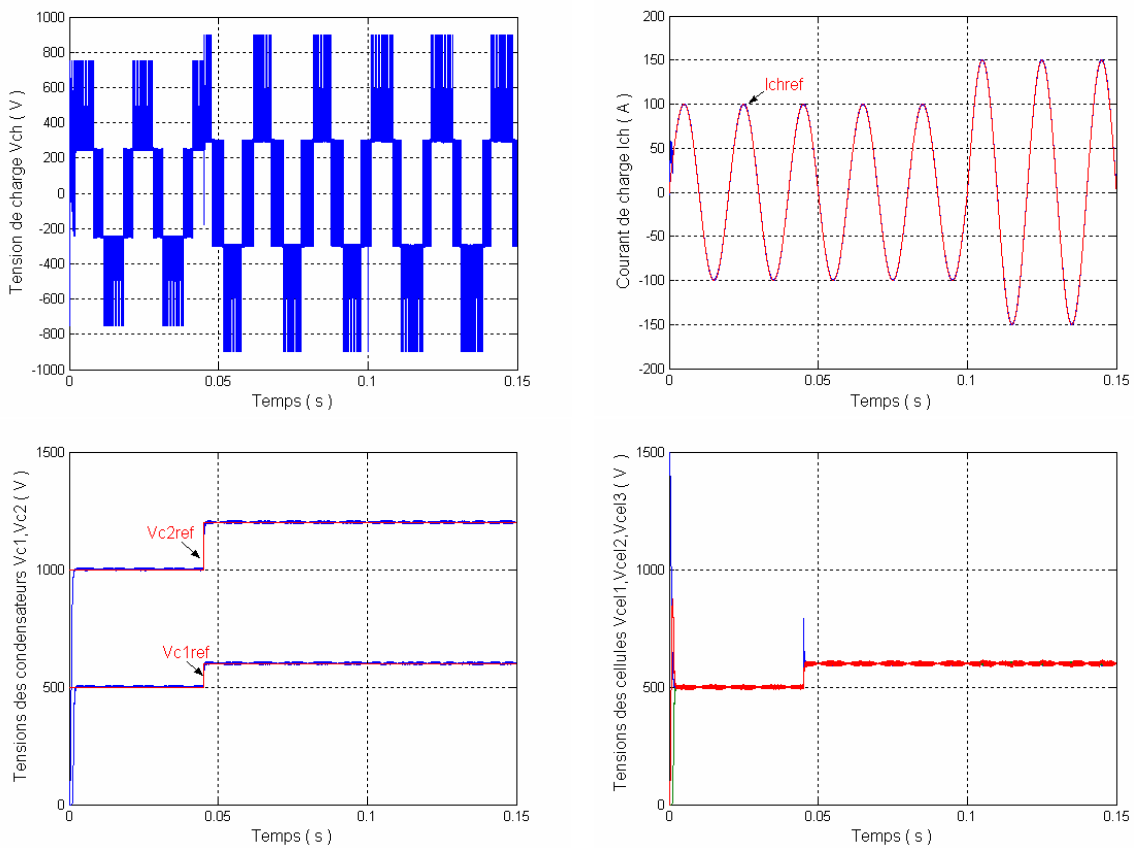


Figure IV.17 Simulation avec un correcteur intégrale.

IV.4.6 Application à un onduleur triphasé

Nous allons dans cette partie étendre les résultats obtenus pour l'onduleur à 3 cellules en demi pont au cas d'un onduleur triphasé à 3 cellules. On rappelle en figure (IV.18) le schéma de la structure triphasée :

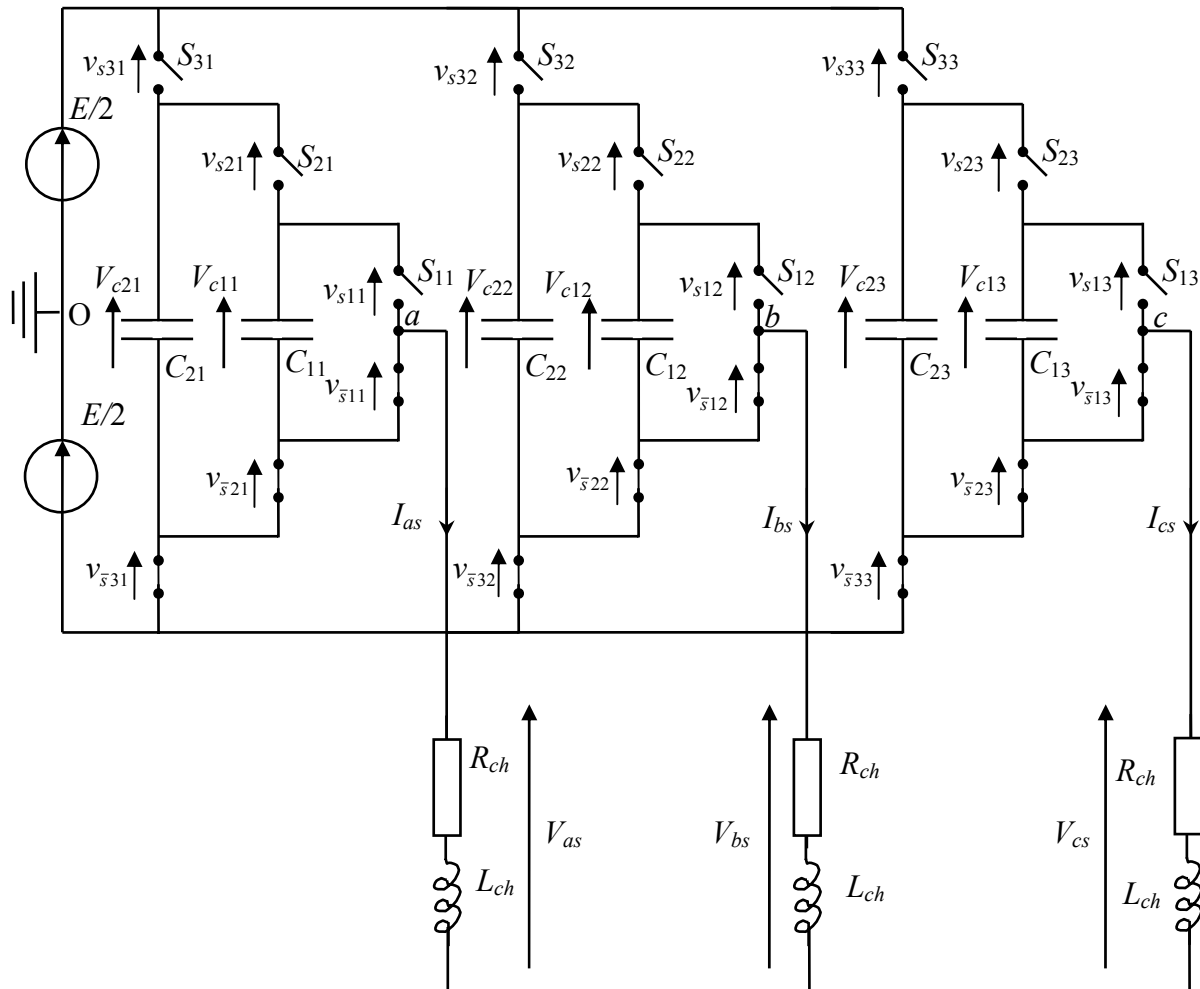


Figure IV.18 Onduleur à 3 cellules triphasé associé avec une charge R, L .

On fera notre étude pour une seule phase, des résultats identiques peuvent être obtenus pour les autres phases. On aura donc deux tensions condensateurs et un courant à réguler pour chaque bras.

On note le vecteur d'état X qui sera composé des trois composantes suivantes :

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{21} \\ x_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{c11} \\ V_{c21} \\ i_{as} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.43})$$

Le système ayant trois cellules de commutation, on aura donc pour le vecteur de commande u , trois commande aux valeurs moyennes :

$$u = \begin{bmatrix} u_{11} \\ u_{21} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.44})$$

IV.4.6.1 Rappel du modèle de connaissance

On rappelle que le modèle moyen par séparation des modes s'exprime par :

$$\begin{cases} \sum x_{11} : \dot{v}_{c11} = \dot{x}_1 = -a_{11}x_{31}\delta_{11} \\ \sum x_{21} : \dot{v}_{c21} = \dot{x}_2 = -a_{21}x_{31}\delta_{21} \\ \sum x_{31} : \dot{i}_{ch} = \dot{x}_{31} = -b_0x_{31} + b_1(x_{11}\delta_{11} + x_{21}\delta_{21} + \frac{E}{2}u_3) \end{cases} \quad (\text{IV.45})$$

Où :

$$\begin{cases} b_0 = R/L \\ b_1 = 1/L \\ a_{ij} = 1/C_{ij} \\ \delta_{11} = u_{11} - u_{21} \\ \delta_{21} = u_{21} - u_{31} \end{cases} \quad (\text{IV.46})$$

IV.4.6.2 Synthèse des boucles

Comme pour l'onduleur à trois cellules en demi pont, nous ferons la synthèse des boucles de régulation pour chacune des 3 variables d'état en utilisant les fonctions de Lyapunov.

IV.4.6.3 Régulation du courant

Le principe de synthèse est identique au cas de l'onduleur à 3 cellules en demi pont. Pour cette raison, on ne détaillera les calculs que si cela est vraiment nécessaire.

On peut écrire la loi de la commande u_3 sous la forme :

$$u_3 = \frac{1}{b_1 E} (K_{x_{31}} \varepsilon_{x_{31}} + \dot{x}_{31ref} + b_0 x_{31ref} - \gamma(x_1, x_2)) \quad \text{avec } E \neq 0 \quad (\text{IV.47})$$

En utilisant le même raisonnement que dans le cas de l'onduleur en demi pont monophasé, on trouve qu'avec cette commande, x_{31} converge de façon asymptotique vers x_{31ref} et que la vitesse de convergence est fixée par $K_{x_{31}}$.

IV.4.6.4 Régulation des tensions condensateurs

Pour la première phase, on a deux tensions $x_{11}=V_{c11}$ et $x_{21}=V_{c21}$ commandées par les différences entre les rapports cycliques δ_{11} , et δ_{21} . Les boucles de commande des tensions pour chaque bras de l'onduleur seront différentes.

On présentera les lois de commande pour les tensions x_{11} et x_{21} du premier bras, et on pourra en déduire aisément celles pour les deux autres bras.

Le calcul de la boucle de régulation est basé sur le même principe que celui présenté pour l'onduleur à 3 cellules en demi pont. On obtient pour la boucle de commande de la tension x_{11} l'équation suivante :

$$\delta_{11} = -\frac{1}{a_{11}x_{31}}(K_{x_{11}}\varepsilon_{x_{11}} + \dot{x}_{11ref}) \quad \text{pour } x_{31} \neq 0 \quad (\text{IV.48})$$

Le schéma de cette procédure de régulation est donc identique à celui de la figure (IV.11). De la même façon que pour l'onduleur en demi pont, nous limiterons le gain $K(x_{31}) = \frac{Kx_{11}}{a_{11}x_{31}}$ comme le montre la figure (IV.12).

Pour la boucle de commande de la tension x_{21} on obtient l'équation suivante :

$$\delta_{21} = -\frac{1}{a_{21}x_{31}}(K_{x_{21}}\varepsilon_{x_{21}} + \dot{x}_{21ref}) \quad \text{pour } x_{31} \neq 0 \quad (\text{IV.49})$$

IV.4.6.5 Schéma complet de la régulation

Afin de ne pas alourdir ce manuscrit nous avons opté de ne pas représenter le schéma complet. Néanmoins le principe de ce schéma peut être repris de la figure (IV.13) en ajoutant les deux autres bras. La régulation en courant reste identique, et la perturbation δ dépend des deux tensions condensateurs de chaque bras.

IV.4.6.6 Résultats de simulation

Les mêmes procédures sont appliquées pour ce type d'onduleur, on rappelle les paramètres de simulation :

$$\left\{ \begin{array}{l} E = 1500V \\ C_{ik} = 40\mu F \\ L_{ch} = 1.5mH \\ R_{ch} = 5\Omega \\ f_d = 16kHz \\ T_d = 62.5\mu s \\ K_{xik} = 7000 \end{array} \right.$$

Dans un premier temps, on applique un échelon de tension ensuite une perturbation de la tension d'alimentation $\Delta E = +20\%$ dans le temps 0.065s, puis une perturbation sur le courant de phase $\Delta I_{as} = +20\%$ dans le temps 0.12s.

La tension d'une phase de l'onduleur est représentée sur la figure (IV.18)

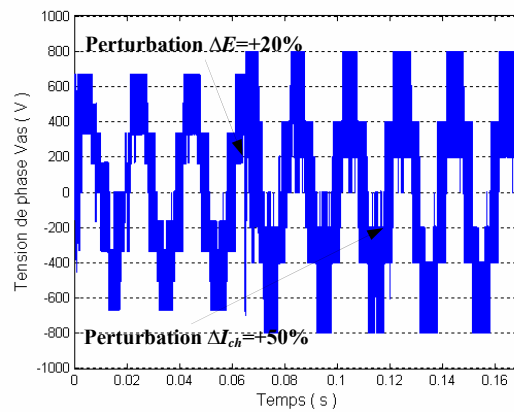


Figure IV.18 Evolution de la tension de phase.

La figure (IV.19) représente le courant de phase dans la charge R, L ainsi que sa référence, c'est un courant sinusoïdal. On remarque qu'au démarrage le courant suit asymptotiquement sa référence, ensuite il tend vers la valeur de référence.

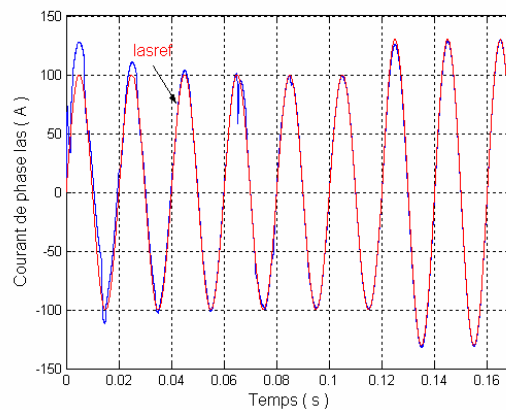


Figure IV.19 Evolution du courant de phase.

La figure (IV.20) montre l'évolution des tensions condensateurs qui tend vers leurs valeurs de références, ainsi les tensions des cellules qui tend vers leurs valeurs d'équilibre.

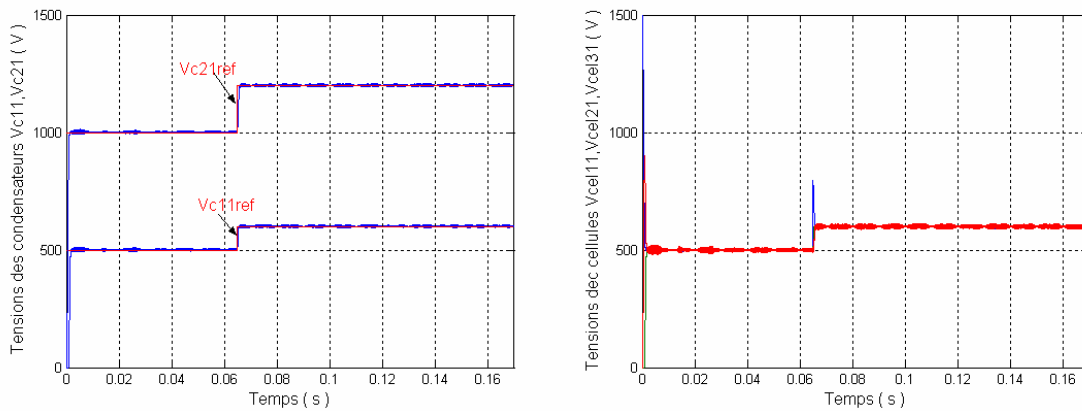


Figure IV.20 Evolution des tensions condensateurs et les tensions des cellules.

On présente sur la figure (IV.21) les résultats de simulation avec action intégrale sur les variables d'état x_1, x_2, x_3 :

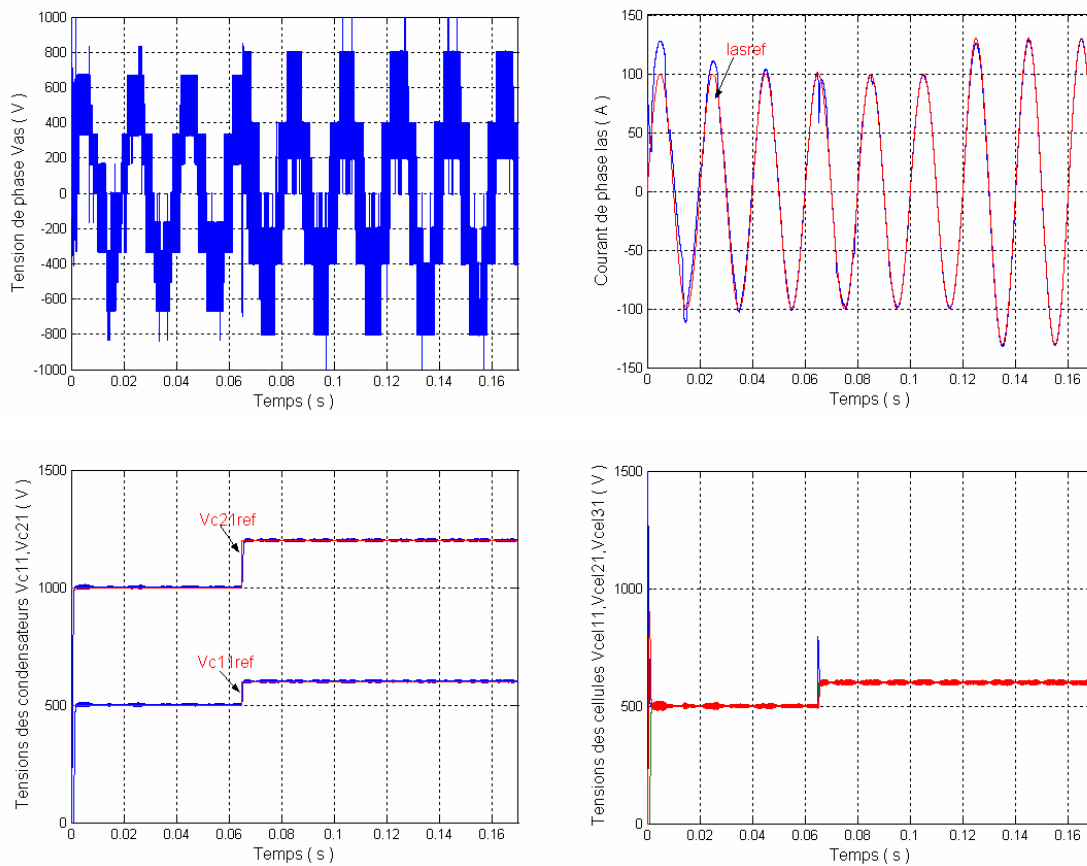


Figure IV.21 Résultats de simulation avec action intégrale.

IV.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre deux types de lois de commandes non linéaires, l'une est une loi de commande par linéarisation exacte entrées/sorties et l'autre basée sur la théorie de Lyapunov.

La méthode de linéarisation exacte utilisée lors de la commande non linéaire, permet par une transformation algébrique de découpler le fonctionnement de chaque variable d'état les une par rapports aux autres. Les résultats de cette méthode sont très suffisants en simulation.

Afin de limiter l'effet d'une méconnaissance des paramètres sur les performances des boucles de régulation, nous avons ensuite étudié une procédure de régulation basée sur les fonctions de Lyapunov. Cette étude a conduit à la synthèse de boucles de régulation basées sur des critères de stabilité. Ce type de commande permet d'obtenir des performances très acceptables et surtout de fonctionner correctement en ayant un minimum de connaissance sur les paramètres de convertisseur.

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire a été l'élaboration de lois de commande pour l'onduleur à cellules imbriquées ce qui nous a permis d'aborder plusieurs aspects entre autres : la modélisation des convertisseurs à cellules imbriquées, la synthèse et la validation par simulation des lois de commande proposées.

Nous avons d'abord commencé par la modélisation de l'onduleur à cellules imbriquées, en se basant sur son modèle aux valeurs instantanées. L'analyse de cette topologie montre qu'elle utilise les signaux de commande des interrupteurs comme les seules entrées du modèle.

Une des charges destinées à l'onduleur était la machine asynchrone, donc on a été amené à présenter son modèle mathématique en appliquant la transformation de Park, cette transformation permet de réduire le système d'équations d'état et d'éviter la complexité des équations différentielles. Vient ensuite l'association machine asynchrone - onduleur pour voir la variation des grandeurs de la machine asynchrone à savoir la tension, le courant statorique, le couple électromécanique et la vitesse.

L'étude de lois de commande dédiées aux onduleurs à cellules imbriquées a pour objectif de satisfaire d'une part par les contraintes en tensions appliquées sur les différents interrupteurs de l'association et d'autre part un contrôle satisfaisant du courant de charge.

Nous avons montré un autre modèle de représentation des convertisseurs à cellules imbriquées, c'est le modèle aux valeurs moyennes qui utilise le rapport cyclique comme seule information concernant la cellule de commutation, ainsi les équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs de l'onduleur.

Nous avons commencé par une simple commande de type proportionnel dédiée au contrôle des tensions condensateurs. Elle avait pour objectif unique d'assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs. Le calcul du gain a été effectué afin de limiter la saturation des signaux de commande dans la phase de démarrage.

Face à la structure multi-entrées multi-sorties de l'onduleur et disposant d'un modèle représentant fidèlement sa dynamique, l'idée dominante est de commander indépendamment chacune des variables d'état, en limitant les interactions existantes entre ces variables. Pour cela nous avons utilisé une méthode de linéarisation locale du modèle moyen lors de la commande non interactive. Cette dernière qui a permis de répondre à une des particularités des onduleurs à cellules imbriquées qui implique un fort couplage entre ses grandeurs

électriques. Cette loi de commande permet de contrôler les tensions condensateurs et le courant de charge.

Enfin, pour compléter notre étude, nous avons introduit une autre approche pour la commande des convertisseurs à cellules imbriquées en utilisant la méthode de linéarisation exacte entrées/sorties. Cette méthode nous permet par une transformation algébrique de découpler les variables d'état les unes par rapport aux autres. Les résultats obtenus par cette méthode sont très satisfaisants. La dernière loi de commande est basée sur la méthode directe de Lyapunov. Cette méthode nous permet d'effectuer à la fois la synthèse des boucles de régulation et les lois de commande obtenues possèdent une structure relativement simple et permettant de garantir la stabilité de fonctionnement de l'onduleur. Les performances statiques et dynamiques de l'onduleur sont alors très bonnes, comparables à celle obtenues avec le découplage non linéaire. L'avantage de cette procédure de régulation est qu'elle s'adapte aux variations des paramètres de la charge de l'onduleur permettant ainsi de compenser à la fois les variations et une mauvaise connaissance de ces paramètres.

Nous proposons comme perspectives d'autres techniques de commande à savoir commande directe, commande par mode glissement, commande de la machine asynchrone en tenant compte de la commande du convertisseur...etc.

Données relatives à la machine asynchrone monophasée utilisée

Puissance nominale	0.55 kW
Tension nominale	230 V
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 12.8 \Omega$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 6.28 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 316 \text{ mH}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 316 \text{ mH}$
Inductance mutuelle cyclique	$M_a = M_b = 287.56 \text{ mH}$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.0058 \text{ kgm}^2$
Frottement	$f = 493 \text{ e}^{-6} \text{ N.m.s/rad}$

Données relatives à la machine asynchrone triphasée utilisée

Tension nominale	$220/380V$
Courant nominal	$6.4/3.7A$
Puissance nominale	$1.5kW$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85\Omega$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805\Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.274H$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274H$
Inductance mutuelle cyclique	$L_m = 0.258H$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031kgm^2$
Vitesse nominale	$N = 1420tr / min$
Frottement	$f = 0.00114N.m.s / rad$

Bibliographie

- [01] Guillaume Gateau," Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaire série," Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [02] Olivier Tachon," Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaire série," Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 1998.
- [03] Afef Ben Abdelghani," Minimisation des courants de mode commun dans les variations de vitesse asynchrone alimentés par onduleurs de tension multicellulaires," Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [04] Philippe Carrere," Etude et réalisation des convertisseur multicellulaires série à IGBT :Equilibrage des condensateur flottants," Thèse doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [05] Miguel F. Escalente Guitierrez," Contribution à la définition de structure optimales d'onduleurs pour la commande de machine à courant alternatif par DTC, " Thèse doctorat, Ecole supérieur d'électricité, 2001.
- [06] Chouder adel et Benadel Messaoud," Commande non linéaire avec observateur d'état des hacheurs multicellulaires série," Mémoire de fin d'étude, Université de M'sila, département d'électrotechnique, 2006.
- [07] B. Abdessamed. Modélisation des machines électriques, Université de Batna.
- [08] J.P Carron. J.P Hautier," Systèmes électrotechniques, Application industrielle," Paris, 2000. Edition Technip.
- [09] Guy STRUTZER, Eddie SAMIGIEL, " Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones. Commande numérique par contrôleurs DSP," Ellipses, Mars 2000.

[10] J-Pierre, J-Paul Hautier, J-Faucher, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone,". Electrotechnique, France, 1995.

[11] Amirrouche Debiche et Abdelbasat Smati," Commande non linéaire adaptative avec observateur d'une MAS alimenté en courant," Mémoire de fin, Université de M'sila, département d'électrotechnique, 2005.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES D'INGENIORAT EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par : M^r S-BARKATI

Présenté par : BELDJEROU OMAR & BEGHOURA MOUFID

THEME: Modélisation et commande non linéaire des onduleurs à cellules imbriquées

RESUME

Cette étude porte sur la modélisation et la commande des onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées. Cette structure apparue au début des années 90, présente des caractéristiques très intéressantes pour de nombreuses applications de conversion d'énergie sous haute tension. La maîtrise parfaite du fonctionnement dynamique de cet onduleur représente un objectif essentiel dans le développement des applications industrielles.

Après une présentation des caractéristiques de cette topologie, nous avons développé un modèle aux valeurs instantanées de ce type de structure.

Ensuite, nous avons entamé la modélisation des machines asynchrones monophasée et triphasée suivie par l'association machine-onduleur, en présentant les différentes caractéristiques de fonctionnement.

La dernière partie de ce mémoire est consacrée à la présentation du modèle aux valeurs moyennes, et à l'étude d'une loi de commande non-interactive afin d'assurer le respect d'un certain nombre de contraintes dynamiques liées à ce type de structure à cellules imbriquées. Nous présenterons ainsi par la suite, deux autres lois de commande, l'une est basée sur la linéarisation exacte entrées/sorties et l'autre sur les fonctions de Lyapunov.

MOTS CLES :

Onduleur à cellule imbriquée série, Machine asynchrone, Commande découplante, Linéarisation exacte entrées/sorties, Fonction de Lyapunov.