



HAL
open science

Analyse géométrique et commande active sous observateur d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire sériz

Alain Donzel

► **To cite this version:**

Alain Donzel. Analyse géométrique et commande active sous observateur d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire sériz. Automatique / Robotique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2000. Français. NNT: . tel-00198509

HAL Id: tel-00198509

<https://theses.hal.science/tel-00198509>

Submitted on 17 Dec 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

____/____/____/____/____/____/____/____

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Discipline : AUTOMATIQUE - PRODUCTIQUE

préparée au Laboratoire d'Automatique de Grenoble

dans le cadre de l'Ecole Doctorale :

'Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunications, Traitement du signal'

présentée et soutenue publiquement

par

Alain DONZEL

Ingénieur ENSIEG

le 27 Septembre 2000

Titre :

**Analyse géométrique et commande active sous observateur
d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire série**

Directeur de thèse :

Guy BORNARD (LAG - INPG)

JURY :

M. A BARRAUD
M. G. BORNARD
M. C. IUNG
M. T. MEYNARD
M. J-L. THOMAS

Professeur
Directeur de recherche
Professeur
Professeur
Responsable du département PERT

Président
Examineur
Rapporteur
Rapporteur
Examineur

AVANT-PROPOS

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire d'Automatique de Grenoble (LAG). Je remercie vivement son directeur Monsieur Luc DUGARD de m'avoir permis d'effectuer ce travail dans les meilleures conditions.

J'aimerais également remercier Monsieur Alain BARRAUD pour avoir accepté de présider mon jury. Je tiens également à adresser ma sincère et profonde reconnaissance à Messieurs Thierry MEYNARD et Claude IUNG pour leur lecture consciencieuse de ce travail.

Je remercie également tous les membres du département PERT d'ALSTOM Technologies de Massy dont le directeur est Monsieur Jean-Luc THOMAS. Leur gentillesse et leurs compétences m'ont beaucoup apporté sur la plan humain et ont permis d'orienter ce travail, je pense notamment à Monsieur Serge POUILLAIN responsable du groupe contrôle et Monsieur Camal AIT MAHREZ ingénieur de recherche.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Guy BORNARD, Directeur de Recherche au CNRS et Directeur de thèse pour m'avoir conseillé et accompagné durant ces trois années de thèse, en me laissant toute la liberté nécessaire. Son objectivité, son honnêteté et ses qualités humaines m'ont permis de réaliser ce travail dans des conditions optimales.

Je remercie ma famille, surtout mes parents pour leur aide et soutien.

Un grand merci aux membres de l'équipe SysCo du LAG, et tous ceux, permanents ou thésards qui m'ont aidé et soutenu durant cette thèse.

Je n'oublie pas toutes celles et ceux qui s'attachent à rendre la vie des thésards plus facile. A commencer par le service informatique avec Olivier et Philippe, du côté administratif, je pense notamment à Marie-Thérèse, Marie-Rose, Isabelle, Marielle, Nadia, et pour la bibliothèque à Florence et Linda.

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

NOTATIONS UTILISÉES	15
INTRODUCTION GÉNÉRALE	19
CHAPITRE I STRUCTURE ET PROPRIÉTÉS DES CONVERTISSEURS	23
I.1. INTRODUCTION :	25
I.2. CHOIX DE LA STRUCTURE :	25
I.3. TOPOLOGIE ET PROPRIÉTÉS :	28
I.4. CHOIX DU POINT DE RÉFÉRENCE DES TENSIONS :	29
I.5. EVOLUTION DES TENSIONS DE CONDENSATEUR ET DE CELLULE :	31
I.6. CONTRÔLABILITÉ :	33
I.7. STRUCTURE EN TRIPHASÉ :	34
I.8. HYPOTHÈSES :	35
I.9. CONCLUSION :	35
CHAPITRE II MODÉLISATION	37
II.1. INTRODUCTION :	39
II.2. ETAT DE L'ART POUR LE CONVERTISSEUR :	40
II.2.1. MODÈLE EXACT :	40
II.2.2. MODÈLE MOYEN :	41
II.2.3. MODÈLE HARMONIQUE :	41
II.3. MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR :	43
II.3.1. APPROXIMATION AU 1 ^{ER} ORDRE : CHARGE RÉSISTIVE	43
II.3.1.1. Forme continue :	43
II.3.1.2. Forme discrète dans le cas monophasé :	49
II.3.1.3. Forme discrète dans le cas triphasé	52
II.3.2. MODÉLISATION EN FRÉQUENTIELLE (CAS MONOPHASÉ) :	55
II.4. MODÉLISATION DU MOTEUR :	59
II.5. MODÉLISATION CONJOINTE ONDULEUR+MOTEUR :	59
II.5.1. MODÈLE EXACT :	59
II.5.2. APPROXIMATIONS EN DISCRET :	61
II.6. CONCLUSION :	64
CHAPITRE III ANALYSE	67
III.1. INTRODUCTION :	69
III.2. COMMANDE NATURELLE :	69
III.2.1. GÉNÉRATION ET PROPRIÉTÉS :	69
III.2.2. ETUDE DES POINTS CRITIQUES :	72
III.2.2.1. Modèle utilisé :	72

III.2.2.2. Test temporel :	73
III.2.3. TENSION DE SORTIE ET TENSIONS DE CONDENSATEUR :	74
III.2.3.1. Régime final :	74
III.2.3.2. Trajectoires de l'état :	75
III.2.4. CYCLES DANS L'ESPACE DES PHASES :	78
III.2.5. ASPECT FRÉQUENTIEL :	80
III.2.5.1. Régime final de Vs et Vc :	80
III.2.5.2. Effet de la charge sur la dynamique :	81
III.3. CONDITION DE STABILITÉ POUR UNE COMMANDE PÉRIODIQUE :	82
III.4. ETUDE DES POINTS CRITIQUES AVEC LA COMMANDE NATURELLE	84
III.4.1. CAS MONOPHASÉ :	84
III.4.1.1. Introduction :	84
III.4.1.2. Propriétés de la TF des si :	85
III.4.1.3. Condition de Stabilité :	87
III.4.1.4. Détermination des points critiques :	91
III.4.1.5. Autre point de vue : aspect géométrique	92
III.4.1.6. Conclusion :	93
III.4.2. CAS TRIPHASÉ :	94
III.4.2.1. Introduction:	94
III.4.2.2. Commande naturelle : cycle à 3 ou 4 points	95
III.4.2.3. Commande naturelle : cycle à 3 points	101
III.4.2.4. Conclusion :	105
III.4.3. EXPLICATION PHYSIQUE DES POINTS CRITIQUES :	105
III.5. CONCLUSION :	107

CHAPITRE IV COMMANDE DU CONVERTISSEUR **109**

IV.1. INTRODUCTION :	111
IV.2. ETAT DE L'ART :	112
IV.2.1. PRÉSENTATION DES DIFFÉRENTES COMMANDES:	113
IV.2.2. AVANTAGES/INCONVÉNIENTS/PERSPECTIVES :	116
IV.3. COMMANDES PASSIVES : HORIZON LONG	119
IV.3.1. COMMANDE NATURELLE PERMUTÉE PASSIVE EN MONOPHASÉ :	119
IV.3.1.1. Effet des permutations :	120
IV.3.1.2. Idée de base de la commande :	123
IV.3.1.3. Choix des permutations :	124
IV.3.1.4. Essais :	126
IV.3.1.5. Conclusion commande passive monophasée :	127
IV.3.2. COMMANDE NATURELLE PERMUTÉE EN TRIPHASÉ :	128
IV.3.2.1. Introduction :	128
IV.3.2.2. Commande :	128
IV.3.2.3. Choix des permutations:	129
IV.3.2.4. Comparaison des dynamiques et stabilité :	129
IV.3.2.5. Etude en simulation	130
IV.3.2.6. Conclusion :	134
IV.4. COMMANDE ACTIVE : HORIZON COURT	135
IV.4.1. HYPOTHÈSES ET OBJECTIFS :	135
IV.4.2. CHOIX DU CRITÈRE :	136
IV.4.3. COMMANDE CVC ACTIVE DANS LE CAS MONOPHASÉ :	140
IV.4.3.1. Commande CVC active modifiée : réduction des commutations	141
IV.4.3.2. Choix de la variable n_{free} :	143
IV.4.3.3. Essais :	143
IV.4.4. COMMANDE CVC ACTIVE DANS LE CAS TRIPHASÉ :	145

IV.4.4.1. Adaptation au cas triphasé :	145
IV.4.4.2. Essais :	148
IV.4.5. CONCLUSION	150
IV.5. CONCLUSION	151

CHAPITRE V OBSERVATEUR **153**

V.1. INTRODUCTION :	155
V.2. ETAT DE L'ART :	158
V.2.1. OBSERVABILITÉ :	158
V.2.2. MÉTHODES DE RÉOLUTION :	160
V.3. AVEC CAPTEURS DE TENSION : CAS A	161
V.3.1. INTRODUCTION (MONOPHASÉ) :	161
V.3.2. ALGORITHME DE L'OBSERVATEUR "SANS DYNAMIQUE" :	162
V.3.3. OBSERVATEUR EN MONOPHASÉ : "AVEC ET SANS DYNAMIQUE"	163
V.3.4. OBSERVATEUR EN TRIPHASÉ : AVEC ET SANS DYNAMIQUE	165
V.3.5. ESSAI EN TRIPHASÉ :	166
V.4. AVEC CAPTEURS DE COURANT : CAS B	168
V.4.1. INTRODUCTION :	168
V.4.2. KALMAN NON STATIONNAIRE (RAPPEL) :	168
V.4.3. CHOIX DU MODÈLE :	170
V.4.4. ASPECT TEMPS RÉEL :	172
V.4.4.1. au niveau du modèle : variable intermédiaire	172
V.4.4.2. au niveau des équations de Kalman :	175
V.4.4.3. travail à des horizons de temps différents :	177
V.4.5. ESTIMATION DE VARIABLES SUPPLÉMENTAIRES :	179
V.4.6. ESSAIS DE L'OBSERVATEUR :	179
V.4.6.1. en condition normale :	180
V.4.6.2. estimation de la tension du bus (Ed) :	181
V.4.6.3. avec bruit de mesure :	181
V.4.6.4. avec offset des capteurs :	182
V.4.6.5. avec des perturbations paramétriques :	184
V.4.7. CONCLUSION GÉNÉRALE : AVEC CAPTEUR DE COURANT (CAS B)	185
V.5. CONCLUSION	186

CHAPITRE VI APPLICATION ONDULEUR ET MOTEUR **187**

VI.1. INTRODUCTION :	189
VI.2. ANALYSE GÉOMÉTRIQUE :	189
VI.2.1. TRANSFORMATION : TEMPORELLE – GÉOMÉTRIQUE	189
VI.2.2. ÉTUDE DES TRAJECTOIRES :	193
VI.3. COMMANDE DU MOTEUR :	196
VI.3.1. PRINCIPE	196
VI.3.2. COMPORTEMENT :	199
VI.4. COUPLAGE DES COMMANDES	201
VI.4.1. PRÉSENTATION DU SYSTÈME COMPLET :	201
VI.4.2. DÉROULEMENT DES TACHES POUR LE TEMPS RÉEL :	203
VI.4.3. SIMULATION DU SYSTÈME COMPLET :	205
VI.5. CONCLUSION :	210

CONCLUSION GÉNÉRALE **213**

ANNEXE A	PARAMETRES POUR SIMULATION AVEC MOTEUR	221
ANNEXE B	DISCRÉTISATION	225
ANNEXE C	FORME DES CYCLES DANS PARK	231
ANNEXE D	REPÈRE (α, β)	237
	HYPOTHÈSES ET CHANGEMENT DE BASE :	237
	MOTEUR ASYNCHRONE :	238
BIBLIOGRAPHIE		243

NOTATIONS UTILISEES

NOTATIONS UTILISEES

Symboles et grandeurs

C :	Capacité des condensateurs
Cell :	Cellule de commutation
E_d :	Tension de source
T :	Période MLI
f :	fréquence
I :	Courants
V :	Tensions
Z :	Impédance
φ :	Déphasage
ω :	Pulsation
t :	temps
N :	Nombre de cellule
R, α :	Rapport cyclique

Abréviations, Acronymes

CALC :	Circuit d'Aide à la Commutation
EPROM :	Electrically Programmable Read Only Memory
GTO :	Gate Turn Off thyristor
IGBT :	Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI :	Modulation par Largeurs d'Impulsions
MOS :	Metal Oxyde Semi-conductor transistor
R :	Circuit série comportant : une résistance
RL :	Circuit série comportant : une résistance, une inductance
RLC :	Circuit série comportant : une résistance, une inductance et un condensateur
MLI :	Modulation de Largeur d'Impulsion
SOCMLI :	Commande MLI optimale symétrique

Vocabulaire

Commande naturelle :

Elle correspond à la commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM) multiveaux classique.

Stabilité :

Par abus de langage, on appellera un système stable, un système où l'état converge dans une boule centrée sur le point de référence. Le rayon de cette boule dépend essentiellement de la fréquence de commutation utilisée. Par abus de langage, on parlera également de convergence asymptotique.

Etat de la cellule :

Elle correspond à l'état de la cellule de commutation. Celle-ci est déterminée par la variable de commande s_i correspondante.

BO :

commande en boucle ouverte

BF :

COMMANDE EN BOUCLE FERMEE

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La mise en œuvre d'un procédé industriel constitue une problématique complexe à cause des interactions et contraintes importantes entre les différentes composantes. Le convertisseur multiniveaux est présenté dans son contexte dans la figure suivante, dans le cas de l'alimentation d'une machine électrique avec sa charge mécanique [ROY97].

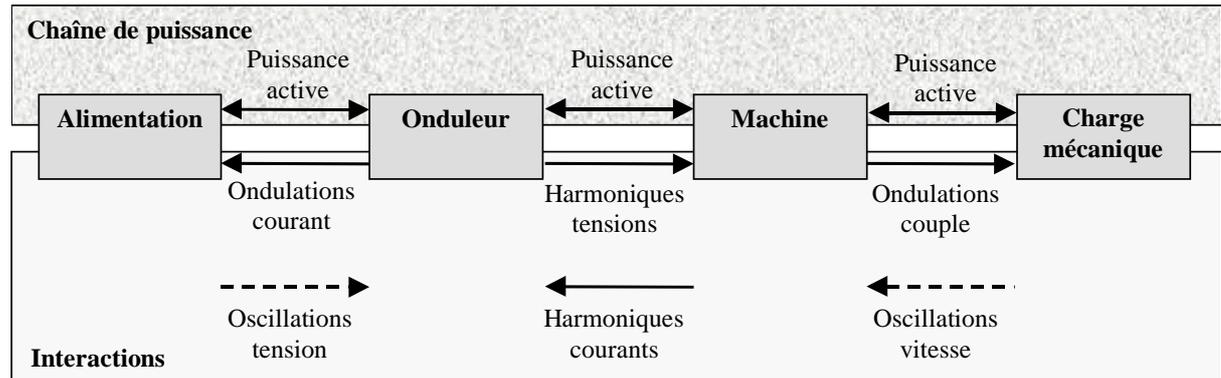


Figure I.1 Chaîne de puissance et interactions.

L'onduleur fait l'interface entre l'alimentation de haute tension continue et la charge à contrôler. Il permet la conversion « continu-alternative » afin d'appliquer la commande de la charge (par exemple un moteur asynchrone).

Dans les applications de haute puissance, on veut pouvoir utiliser des structures permettant d'une part d'obtenir une haute tension de sortie, et d'autre part de pouvoir la faire varier. Pour cela, il est possible d'utiliser des structures composées uniquement de composants de faible tension en les plaçant en série, ainsi les contraintes de tension sont réparties équitablement sur plusieurs commutateurs. Les composants de faible tension présentent de meilleures performances et ils sont également plus simples à réaliser que ceux de haute tension. En effet, l'amélioration de tenue en tension passe par une augmentation de l'épaisseur de silicium (plus difficile à maîtriser).

Parmi les différentes techniques de topologie possibles, le convertisseur multicellulaire série est très intéressant. Sa structure a été établie par Meynard et Foch (Brevet du Laboratoire LEEI à Toulouse). Elle est constituée par l'association de modules élémentaires (appelés 'cellules'). Chacun d'eux possède un condensateur flottant permettant d'approcher une source de tension. Cette structure permet d'augmenter la puissance et le nombre de niveaux de tension de sortie, simplement en ajoutant quelques modules élémentaires.

Les avantages sont :

- l'utilisation de semi-conducteurs de basse tension, améliorant ainsi les performances, comme la fréquence de commutation et la tension à l'état passant.
- la possibilité d'augmenter très facilement la puissance de l'équipement, en ajoutant le nombre de modules nécessaires (aspect modulaire).
- une amélioration des harmoniques due aux nombres importants de niveaux de tension en sortie. Cela se traduit par une amélioration de la qualité de l'alimentation et une amélioration de la longévité de la charge.

Afin de conserver un fonctionnement correct du convertisseur au cours du temps, sa commande doit assurer la régulation des tensions de condensateur. Ainsi, la régulation permet d'une part de répartir équitablement les contraintes sur chaque interrupteur, et d'autre part de conserver les mêmes caractéristiques du point de vue des niveaux de tension de sortie. Cette régulation doit respecter la fréquence de commutation maximum des cellules. Elle doit également appliquer la commande de la charge.

Il existe une commande passive (BO) très simple permettant d'assurer la stabilité de ce convertisseur. Le terme « commande passive » signifie que cette commande ne dépend pas de l'évolution des tensions de condensateur. Elle est connue sous le nom de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) ou commande dite « naturelle ». Elle permet l'approximation de la tension de référence de sortie par la réalisation d'une tension moyenne de même valeur sur une période, pour cela elle utilise une modulation temporelle des niveaux possibles les plus proches. Son profil de tension de sortie est très bon du point de vue harmonique. Cette commande permet en plus l'équilibrage naturel des tensions de condensateur.

Il apparaît cependant que pour **certains points de fonctionnement (points critiques)**, la commande dite naturelle **ne permet plus d'assurer la stabilité des tensions de condensateur**, ce qui peut conduire à la destruction de l'onduleur. Ce phénomène a déjà été souligné dans des travaux antérieurs [GAT97, CAR96], il n'a en revanche jamais été réellement analysé. Le besoin de mieux caractériser l'existence d'un tel fonctionnement rend nécessaire une analyse approfondie de la commande de ce type de convertisseur. La nouveauté des travaux présentés dans le mémoire consiste à s'appuyer sur une approche géométrique afin de faire cette analyse. Cette démarche originale permet alors une analyse aussi complète que possible. Cela a notamment permis de caractériser les points de fonctionnement critiques pour lesquels les tensions de condensateur ne sont plus naturellement contrôlées, notamment dans le cas triphasé avec la détermination de l'ensemble des points critiques dans deux cas différents. Cela a donc conduit au développement de commandes spécifiques afin d'assurer le contrôle des tensions de condensateur dans tous les cas de fonctionnement.

Pour pouvoir fonctionner sur les points de fonctionnement critiques, il est absolument nécessaire de développer de nouvelles commandes. Ces commandes peuvent être soit du même type que la commande passive MLI, soit actives (en boucle fermée) afin d'améliorer la dynamique de régulation. Les commandes actives contrairement aux passives prennent en compte l'évolution des tensions de condensateur. Jusqu'à présent, seul des travaux sur des commandes actives ont été effectués.

On peut classer l'ensemble des commandes développées en deux grandes catégories : celles à fréquence fixe et celles à fréquence variable. Les premières permettent de respecter la

fréquence de commutation mais donnent une dynamique assez faible par rapport à celle de la deuxième catégorie. Les secondes elles, donnent une très grande dynamique mais ne permettent pas de maîtriser le contenu harmonique et le taux de commutation. Les approches adoptées n'ont pas permis d'apporter une réponse satisfaisante à l'ensemble des objectifs.

L'approche du travail présenté dans ce manuscrit est tout à fait différente. Elle utilise un degré de liberté qui n'a jamais été utilisé auparavant. On exploite les équivalences entre configurations de commande par rapport à la tension de sortie. Comme on le verra, cette approche permet cette fois-ci d'atteindre tous les objectifs simultanément.

Dans ce cadre deux commandes sont développées : l'une passive et l'autre active. Afin d'obtenir des commandes de convertisseur découplées de celle de la charge, on s'est imposé la contrainte de respecter le profil de tension de sortie désirée, ainsi la tension de sortie a de bonnes propriétés harmoniques. Ces commandes permettent d'assurer la régulation des états internes du convertisseur pour n'importe quel nombre de cellules. On a voulu obtenir des commandes qui soient également utilisables avec la plupart des charges.

Pour pouvoir exploiter les commandes de type active, il est nécessaire de connaître les tensions de condensateur. Pour cela, il est possible soit de les mesurer, soit de les estimer. Pour des raisons technologiques, il est préférable de les estimer à l'aide de capteurs placés à la sortie de l'onduleur. C'est pourquoi, le problème de l'estimation a été traité suivant les deux types de mesures disponibles : les mesures de tension ou de courant. On verra que la complexité et l'approche adoptée ne sont pas les mêmes dans les deux cas. Pour celui où l'on dispose de mesures de tension, on peut estimer l'état du convertisseur sans avoir besoin d'une connaissance de la charge, par contre si l'on a seulement des mesures de courant, il est nécessaire de faire une estimation conjointe des deux états en utilisant un modèle représentant l'ensemble. La charge retenue dans le cadre des mesures de courant est la machine asynchrone.

Le présent mémoire est organisé comme suit :

Le chapitre I **structure et propriétés** rappelle très rapidement les différentes structures de convertisseurs possibles. Il donne la topologie et les propriétés du convertisseur multicellulaire.

Le chapitre II **Modélisation** présente les différents modèles existants et ceux qui seront exploités pour la commande et l'observation.

Le chapitre III **Analyse** permet d'approfondir les propriétés de la commande naturelle (MLI), notamment lors des points de fonctionnement singuliers où elle n'est plus capable d'assurer la régulation. Cette étude permet d'une part de mieux comprendre le fonctionnement du convertisseur et d'autre part, elle est à l'origine d'une commande passive (BO).

Le chapitre IV **Commande du convertisseur** présente les deux commandes qui sont développées. L'une est passive (BO), l'autre active (BF). Toutes deux exploitent les degrés de liberté fournis par les équivalences entre les diverses configurations de commandes relatives aux tensions de sortie du convertisseur. Dans le cas de la commande passive, le profil de

tension de sortie à respecter est celui de la commande naturelle, alors que pour la commande active celui-ci peut être quelconque.

Le chapitre V **Observateur** traite le problème de l'observation des tensions de condensateur associé à l'utilisation des commandes actives. Dans cette optique, deux cas sont traités suivant que l'on dispose ou non de mesures de tension de sortie du convertisseur. Dans le premier cas, un observateur monophasé d'abord puis triphasé ensuite est développé. Dans le second cas, la mesure des courants est alors disponible, un observateur est développé en triphasé en considérant que la charge est un moteur asynchrone.

Le chapitre VI **Application onduleur-moteur** permet la validation des commandes et des observateurs développés dans les chapitres précédents. Pour cela une commande de moteur asynchrone a été modifiée afin d'améliorer les performances de l'onduleur.

Les contraintes liées à une implantation en temps réel ont été une préoccupation constante tout au long de ce travail de thèse.

Ce travail a été effectué au Laboratoire d'Automatique de Grenoble.

CHAPITRE I

STRUCTURE ET PROPRIÉTÉS DES CONVERTISSEURS

Cette partie présente les différentes structures de convertisseurs possibles pour les applications de forte puissance, afin de situer celle qui va être utilisée par la suite : le convertisseur multicellulaire. Ce convertisseur permet d'utiliser pleinement les degrés de liberté qui sont offerts par l'accroissement du nombre d'interrupteurs. Son principe de base et ses propriétés seront présentés.

La structure dans le cas monophasé, puis celle dans le cas triphasé est donnée avec les notations correspondantes. Pour finir, on donne les hypothèses retenues par la suite.

CHAPITRE I

STRUCTURE ET PROPRIETES DES CONVERTISSEURS

I.1. Introduction :

On va tout d'abord voir rapidement les différentes structures de convertisseurs possibles permettant de monter en puissance, avec leurs avantages et leurs inconvénients. On présente ensuite la topologie du convertisseur multiniveaux choisi, c'est à dire le convertisseur multicellulaire série (structure Meynard&Foch). On donne les notations et on rappelle les propriétés de ce type de convertisseur. C'est un convertisseur modulaire avec un élément élémentaire qui se nomme : cellule. Chaque cellule est constituée d'interrupteurs et d'un condensateur. Par la suite, on va montrer qu'il faut réguler les tensions de condensateur pour pouvoir utiliser correctement ce convertisseur. C'est pourquoi, on va discuter du choix des tensions de référence. Comme on peut raisonner aussi bien avec les tensions de condensateur que celles de cellules, on verra comment elles évoluent en fonction de la commande. Ensuite, on présente la structure cette fois-ci dans le cas triphasé pour en donner les notations. Pour finir on donne les hypothèses faites sur : l'alimentation, le convertisseur et la charge.

I.2. Choix de la structure :

L'augmentation des gammes de puissance a amené les concepteurs à étudier de nouvelles structures basées sur l'association de plusieurs structures élémentaires. Il y a trois possibilités :

- associer plusieurs convertisseurs statiques
- associer directement les composants
- associer des cellules de commutation élémentaires

On peut trouver dans la littérature [DAL84, CAR94, PRI95] de nombreuses techniques d'**association de convertisseurs statiques**. Plusieurs techniques permettent de connecter en série des convertisseurs. Le cas de la mise en série d'onduleurs est donné à la Figure I.1 (cas a). Afin d'assurer l'équilibrage statique des tensions de condensateur, les commandes doivent être identiques à tout instant (synchrone), ce qui ne procure pas de degrés de liberté sur la commande. Ce type de solution possède également d'autres inconvénients qui sont le coût et le volume. Mais l'association de plusieurs convertisseurs permet néanmoins d'améliorer la tension de sortie du point de vue harmonique.

On peut également associer en **série des composants semi-conducteurs**. Afin d'augmenter la puissance, on utilise souvent une augmentation de la tension pour des raisons de rendement, mais il est difficile d'augmenter la tenue en tension des composants. C'est pourquoi, pour les applications haute tension, l'idée est de répartir cette contrainte sur plusieurs composants de

basse tension en les plaçant en série (Figure I.1 cas b). Ce type de structure permet d'obtenir une sorte de macrocomposant ayant des performances très supérieures à ceux le constituant. Mais pour éviter un déséquilibre des tensions aux bornes des composants, les commandes doivent être parfaitement synchrones, ce qui supprime encore les degrés de liberté.

Une troisième catégorie est l'association de **cellules de commutation**. Afin de garantir à la fois une bonne fiabilité dans la répartition de la tension et une commande simple, les convertisseurs appelés multicellulaires séries ont été développés. Ils ne nécessitent pas de transformateur d'isolement et la forme de la tension de sortie peut être nettement améliorée grâce à l'apparition de nouveaux niveaux de tension possibles. Maintenir une bonne répartition des contraintes sur les commutateurs permet d'utiliser des commutateurs basse tension ce qui conduit à des prix plus faibles et des performances accrues.

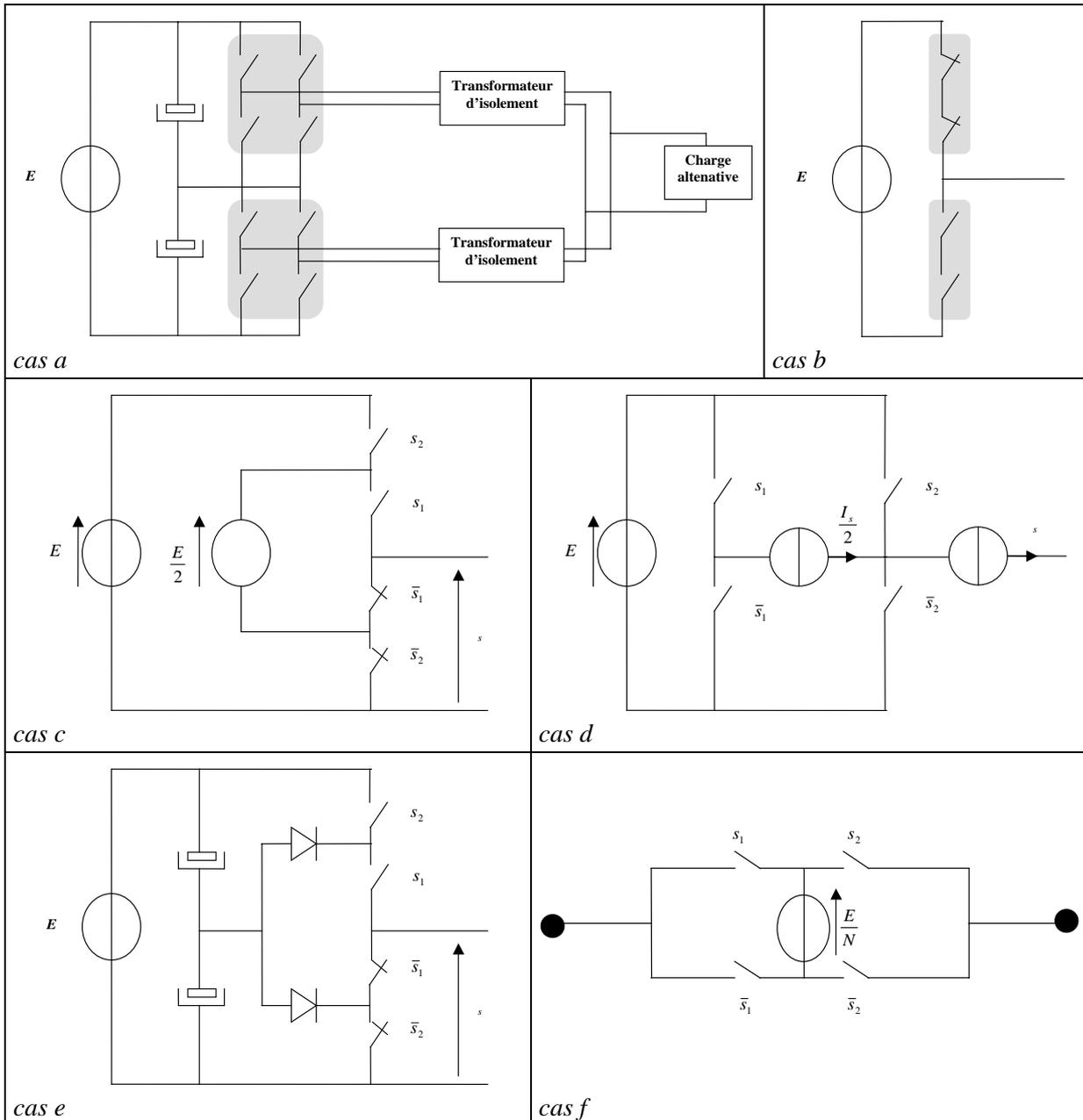


Figure I.1 Différentes structures de convertisseurs.

Les convertisseurs multiniveaux peuvent prendre plusieurs formes, en voici les trois plus connues :

- clampé
- multicellulaire
- en pont complet

Les caractéristiques de chacune de ces structures sont approfondies dans [LAI96, PEN96], la suite présente seulement quelques aspects.

La plus ancienne est appelée convertisseur « **clampé** » par le neutre (Figure I.1 cas e). Dans cette structure, des diodes servent à répartir la tension d'alimentation sur les composants. Elles sont reliées au point milieu capacitif. Comme on peut avoir une commande asynchrone sur les commutateurs, on peut obtenir des niveaux de tension de sortie différents, pour l'exemple donné on a trois niveaux de tension de sortie possibles : E , $E/2$ et 0 . Mais la commande devient rapidement très complexe car elle doit assurer la stabilité des sources intermédiaires.

Un autre type de structure est le « **convertisseur multicellulaire** ». Cette structure s'est développée au début des années 90, il existe deux types de convertisseurs multicellulaires : celui de type série et celui de type parallèle, faisant directement référence à leur structure.

Le premier permet la mise en série de commutateurs grâce à des sources de tension flottantes (Figure I.1 cas c). Ces tensions flottantes sont réalisées par des condensateurs. L'introduction de nouvelles sources de tension permet d'assurer une bonne répartition de la tension sur chaque interrupteur quel que soit le régime statique ou dynamique. Les états des cellules s_1 et s_2 sont complètement indépendants. On peut réaliser n'importe quelle combinaison sans réduire la durée de vie du système. De plus l'utilisation de composants ayant à tenir des tensions plus faibles permet d'augmenter les caractéristiques de commutation. Son aspect modulaire permet de monter en tension facilement en augmentant le nombre de cellules. Ses fonctions sont très variées : hacheur, onduleur de tension et commutateur de courant. Mais une bonne répartition des contraintes passe par une régulation des tensions flottantes.

Ce type de structure possède un montage dual qui s'appelle le convertisseur multicellulaire parallèle [DAV97] (Figure I.1 cas d). Avec cette structure chaque cellule de commutation n'est traversée que par une fraction du courant principal. La forme du courant de la source est améliorée ce qui facilite le filtrage au niveau de la source.

Depuis quelques années, il existe de nouvelles structures, comme la structure en **pont complet** [LAI96, PEN96, PEN97, TOL99, SCH98] (Figure I.1 cas f). Elle permet un contrôle très simple des tensions flottantes car on peut choisir le sens du courant dans chacune, indépendamment les unes des autres. Mais cette structure présente l'inconvénient de comporter beaucoup d'interrupteurs.

I.3. Topologie et propriétés :

Le type de convertisseur retenu est le convertisseur multicellulaire série. Sa structure nommée structure Meynard&Foch résulte de la connexion de N sources de tension flottantes placées en série de façon à obtenir $N+1$ niveaux discrets de tension de sortie, indexés de 0 à N (noté n). Les sources de tension sont la tension du bus d'alimentation (tension constante) E_d et $N-1$ condensateurs utilisés comme sources flottantes. Le système est représenté dans la Figure I.2. Avec la commande symétrique MLI (« naturelle »), cette structure présente les propriétés suivantes :

- stabilité naturelle.
- nombre de commutations minimum (seulement deux par cellule dans une période).
- taux d'harmonique faible.
- contraintes de tension réparties équitablement sur chaque commutateur.

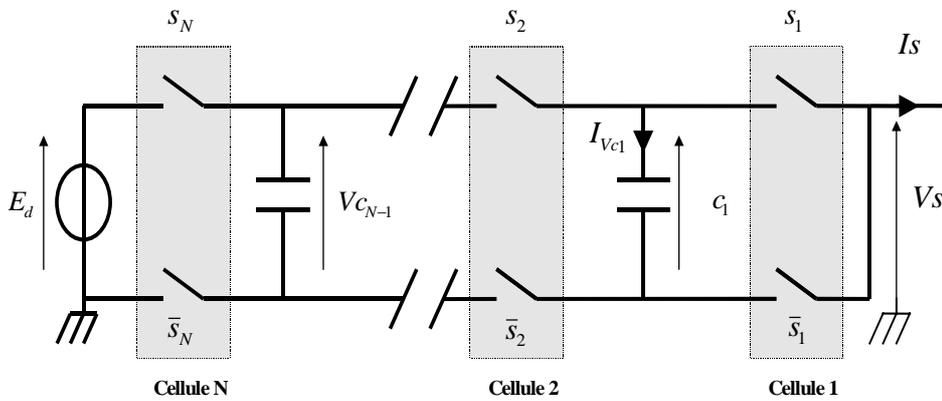


Figure I.2 Structure Meynard&Foch et les notations en monophasé.

Le convertisseur est constitué de N cellules. Chaque cellule est constituée de deux interrupteurs qui fonctionnent en complémentaire, quand l'un est passant l'autre est bloqué. A chaque cellule est associée un condensateur. La fonction de commutation de chaque cellule i est représentée par s_i . Le s_i sera également appelé état de la cellule i . Les tensions de condensateur sont notées par V_{C_i} , $i=1, \dots, N-1$, les tensions de cellule par V_{cel_i} , $i=1, \dots, N$ et la tension de sortie par V_s .

Voici deux exemples de configurations différentes donnant des tensions de sortie différentes.

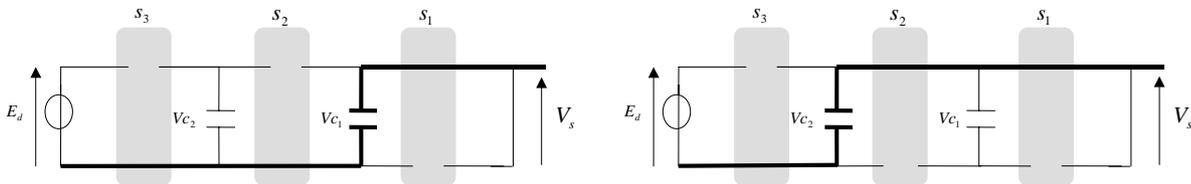


Figure I.3 Exemples de configurations possibles.

La commande par les s_i donne 2^N configurations différentes, mais le nombre de niveaux de tension de sortie est moindre en régime permanent ($N+1$).

La tension de sortie peut s'exprimer de deux manières, à l'aide des tensions de cellules ou des tensions de condensateur :

$$V_S = \sum_{i=1}^N s_i \cdot V_{cel_i} \quad (I.1)$$

$$V_S = - \sum_{i=1}^N \delta_i \cdot V_{c_i} \quad (I.2)$$

où :

$$\begin{aligned} V_{cel_i} &= V_{c_i} - V_{c_{i-1}}, \quad \delta_i = s_{i+1} - s_i \\ V_{c_0} &= 0, \quad V_{c_N} = E_d, \quad s_{N+1} = 0, \quad \delta_n = -s_i \end{aligned} \quad (I.3)$$

On peut passer des tensions de cellule aux tensions de condensateur et vice-versa.

En commandant chaque cellule avec un signal de forme carrée [GAT97, CAR96], on a les deux résultats suivants :

- avec un décalage identique entre chaque cellule, la tension de sortie utilise seulement deux niveaux et les harmoniques sont des multiples de $N.F_o$, le décalage est alors de :

$$\varphi_{\text{décalage}} = \frac{2\pi}{N} \quad (I.4)$$

- avec des rapports cycliques identiques, la tension de sortie moyenne ne dépend pas de l'état du convertisseur, mais seulement de la tension du bus et du rapport cyclique :

$$V_{S_{\text{moy}}} = R \cdot E_d \quad (I.5)$$

I.4. Choix du point de référence des tensions :

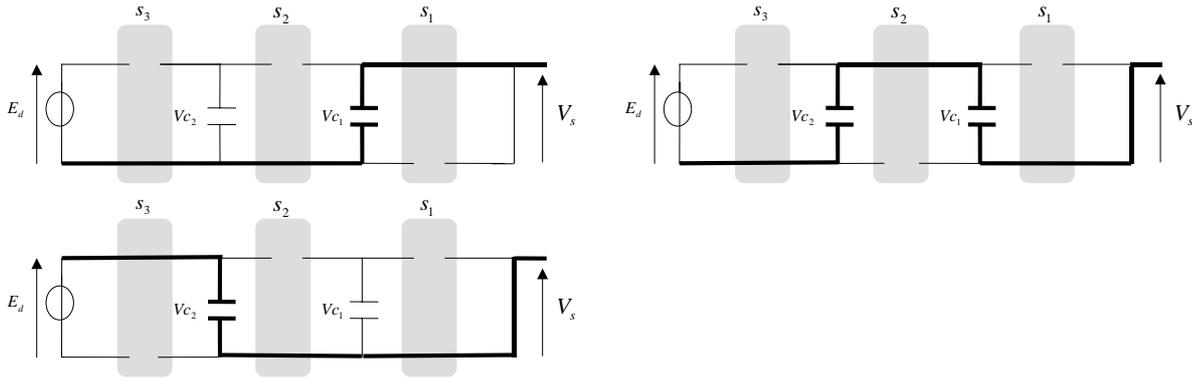
Une des contraintes sur les commutateurs est la tension inverse. Cette tension inverse est égale à la différence de tension entre deux condensateurs successifs. C'est donc par définition la tension de cellule. Afin d'avoir sur chaque commutateur les mêmes contraintes (E_d/N), la tension de référence des tensions de cellule doit être choisie égale à :

$$V_{cel_{ref}} = \frac{E_d}{N} \quad (I.6)$$

Ceci conduit pour les tensions de condensateur à une fraction croissante de la tension de la source en fonction de son rang comme suit :

$$V_{c_{i_{ref}}} = i \cdot \frac{E_d}{N} \quad (I.7)$$

On pourrait prendre des tensions de condensateur **identiques**. Ainsi on aurait beaucoup plus de niveaux de sortie mais la contrainte sur chaque commutateur ne serait pas la même. De plus, on ne pourrait plus exploiter les redondances de configuration au niveau de la tension de sortie. Par exemple avec $N=3$, lorsque les tensions de condensateur sont correctes (aux valeurs de référence), les trois configurations suivantes donnent la même tension de sortie, mais pas la même évolution des tensions de condensateur.

Figure I.4 Ensemble des configurations donnant $V_s=Ed/3$ pour $N=3$.

Le tableau suivant donne l'ensemble des configurations possibles pour chaque niveau de tension de sortie avec $N=3$:

V_s	s_3	s_2	s_1
0	0	0	0
1	0	0	1
	0	1	0
	1	0	0
2	0	1	1
	1	0	1
	1	1	0
3	1	1	1

Tableau I.1 Redondances des configurations suivant la tension de sortie ($N=3$).

Il y a trois configurations pour les niveaux $n=1$ et $n=2$, et une seule pour les niveaux $n=0$ et 3 .

En supposant des tensions de cellule constantes $V_{cel} = V_{cel_{ref}}$, on a :

$$V_s = n \frac{Ed}{N} \quad (I.8)$$

où n représente le numéro du niveau de tension donné par :

$$n = \sum_{i=1}^N s_i \quad (I.9)$$

Pour des tensions de cellule correctes, la tension de sortie dépend seulement de n . C'est pourquoi pour chaque niveau de tension de sortie possible (excepté pour 0 et N), plusieurs configurations peuvent être utilisées. Ce degré de liberté sera utilisé par les commandes qui seront développées par la suite.

Remarque : dans ce mémoire de thèse, les références de tension de condensateur sont supposées constantes. Mais les commandes actives peuvent suivre une référence qui varie dans le temps.

I.5. Evolution des tensions de condensateur et de cellule :

Pour connaître l'évolution d'une tension de condensateur (V_{C_i}), il faut tenir compte de l'état de ses deux cellules adjacentes ($i+1$ et i). La structure élémentaire déterminant l'évolution de la tension du condensateur est représentée sur la Figure I.5.

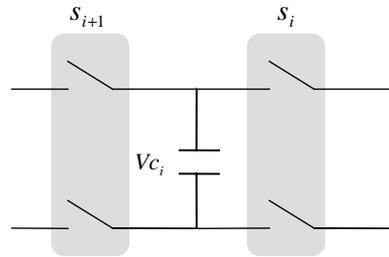


Figure I.5 Structure élémentaire agissant sur la tension du condensateur.

La dérivée de la tension de condensateur V_{C_i} est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{C_i} &= \frac{i_s}{C} \delta_i \\ &= \frac{i_s}{C} (s_{i+1} - s_i) \end{aligned} \quad (\text{I.10})$$

Le tableau suivant donne les différents cas possibles :

s_{i+1}	s_i	δ_i
0	0	0
0	1	-1
1	0	1
1	1	0

Tableau I.2 Différentes configurations de commande.

En prenant comme convention une convention récepteur pour le condensateur et un courant de sortie positif, les cas possibles sont :

- les deux cellules sont dans le même état : le courant de condensateur est **nul** (la tension reste constante).
- les deux cellules ne sont pas dans le même état, deux cas peuvent se présenter :
 - ◆ l'état de la cellule supérieure est 1 et l'autre 0 : le courant traversant est alors **positif** (la tension augmente)
 - ◆ l'état de la cellule supérieure est 0 et l'autre 1 : le courant traversant est alors **négatif** (la tension diminue).

La difficulté de contrôle des tensions de condensateur vient du fait que la commande d'une cellule agit sur plusieurs tensions de condensateur ce qui crée un couplage entre les variables (Tableau I.3).

n	s_3	s_2	s_1	signe de la dérivée de V_{C_2}	signe de la dérivée de V_{C_1}
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	-
	0	1	0	-	+
	1	0	0	+	0
2	0	1	1	-	0
	1	0	1	+	-
	1	1	0	0	+
3	1	1	1	0	0

Tableau I.3 Sens d'évolution des tensions de condensateur possibles suivant n ($N=3$).

On s'aperçoit que, pour chaque niveau de tension de sortie (excepté les cas $n=0$ et $n=N$), les trois signes (+, - et 0) de dérivée possible pour les tensions de condensateur existent. Mais les signes sont couplés, il est impossible de bénéficier des deux signes indépendamment l'un de l'autre pour chaque condensateur. Cependant, il est possible dans le temps de réguler les tensions de condensateur à la valeur souhaitée (voir I.6 p 33).

En ce qui concerne l'évolution d'une tension de cellule (V_{cel_i}), il faut tenir compte cette fois de l'état de commande de trois cellules adjacentes ($i+1$, i et $i-1$) comme sur le schéma suivant :

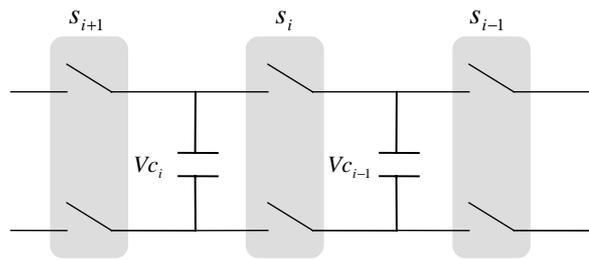


Figure I.6 Structure élémentaire agissant sur la tension d'une cellule.

La dérivée de la tension de cellule V_{cel_i} peut s'exprimer alors de différentes manières :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{cel_i} &= \frac{i_s}{C} (\delta_i - \delta_{i-1}) \\
 &= \frac{i_s}{C} (s_{i+1} + s_{i-1} - 2s_i) \\
 &= p_i \frac{i_s}{C}
 \end{aligned} \tag{I.11}$$

Le tableau suivant donne tous les cas possibles de commande des trois cellules, avec le coefficient p_i correspondant :

s_{i+1}	s_i	s_{i-1}	δ_i	δ_{i-1}	p_i
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	-1	1
0	1	0	-1	1	-2
0	1	1	-1	0	-1
1	0	0	1	0	1
1	0	1	1	-1	2
1	1	0	0	1	-1
1	1	1	0	0	0

Tableau I.4 Valeurs de p_i suivant les configurations possibles.

On peut résumer ces différents cas possibles, en distinguant deux cas de figures :

- les trois commandes sont identiques : la tension de cellule ne bouge pas, car aucun condensateur n'est utilisé.
- les trois commandes ne sont pas égales :
 - ◆ si $s_i = 1$, la tension de cellule V_{cel_i} augmente
 - ◆ si $s_i = 0$, la tension de cellule V_{cel_i} diminue

I.6. Contrôlabilité :

On va montrer dans cette partie qu'il est possible d'assurer l'équilibrage des tensions de condensateur pour n'importe quel niveau de tension de sortie demandé.

Lorsque la référence de la commande passive correspond à un palier de sortie (niveau n), elle utilise la configuration de base suivante :

$$s_{base} = \left[\begin{array}{cccc} 1 & 1 & 1 & 1 \end{array} \right] \left[\begin{array}{cc} 0 & 0 \end{array} \right] \quad (I.12)$$

$n \qquad N-n$

Les valeurs (0 et 1) représentent l'état des cellules dans l'ordre décroissant pour un intervalle donné. Durant un cycle complet toutes les configurations peuvent être obtenues en faisant les N permutations circulaires de la configuration de base. Pour chaque configuration (excepté pour $V_s=0$ et $V_s=E_d$) un ou deux condensateurs sont traversés par des courants non nuls. Parmi toutes les configurations donnant la même tension de sortie, il existe au moins une configuration conduisant à un courant positif et une autre à un courant négatif, et ceci pour chaque condensateur. Les sens du courant dans chaque condensateur suivant l'ordre décroissant peuvent être obtenus par N permutations circulaires de la séquence de base suivante :

$$\delta_{base} = \left[\begin{array}{ccc} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ \hline & N-n-1 & & n-1 & \\ \hline & & & & N-1 \end{array} \right] \quad (I.13)$$

en ne conservant uniquement que les $N-1$ premiers éléments.

Alors pour n'importe quel niveau de sortie désiré n , la commande naturelle donne suffisamment de possibilités qui vérifient les conditions suivantes :

$$\sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i \vec{V}_i = \vec{0} \text{ avec } \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i = 1 \text{ et } \alpha_i > 0 \quad (\text{I.14})$$

\vec{V}_i représente le sens d'évolution des tensions de capacité (dimension $N - 1$) et α_i représente la durée d'application des \vec{V}_i .

La commande naturelle fournit donc suffisamment de combinaisons pour assurer la contrôlabilité car l'enveloppe convexe des dérivées des tensions de condensateur contient le point zéro. Mais il existe suivant le nombre de cellules beaucoup d'autres configurations possibles. Par exemple, pour un convertisseur monophasé à 4 niveaux de sortie, les configurations possibles sont représentées sur la Figure I.7. Les combinaisons sont classées par niveau de tension de sortie afin de montrer que les tensions de condensateur sont contrôlables pour n'importe quel niveau de sortie.

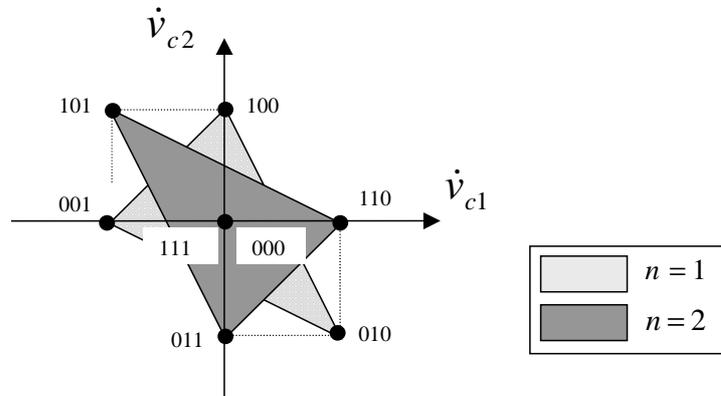


Figure I.7 : Représentation des vecteurs dérivées possibles pour un convertisseur ($N=3$).

I.7. Structure en triphasé :

La structure triphasée est composée pour chaque bras d'une structure Meynard&Foch. Il faut dissocier les notations pour les tensions de sortie par rapport à la référence de l'onduleur (Neutre onduleur) notées par Vs_i , et les tensions vues par la charge par rapport à son neutre (Neutre charge) notées par Vp_i .

En notant l'indice de la phase par 'j', on a la notation suivante :

- s_i^j pour la commande de la cellule 'i'
- Vc_i^j pour la tension de condensateur 'i'
- is_j pour le courant de sortie

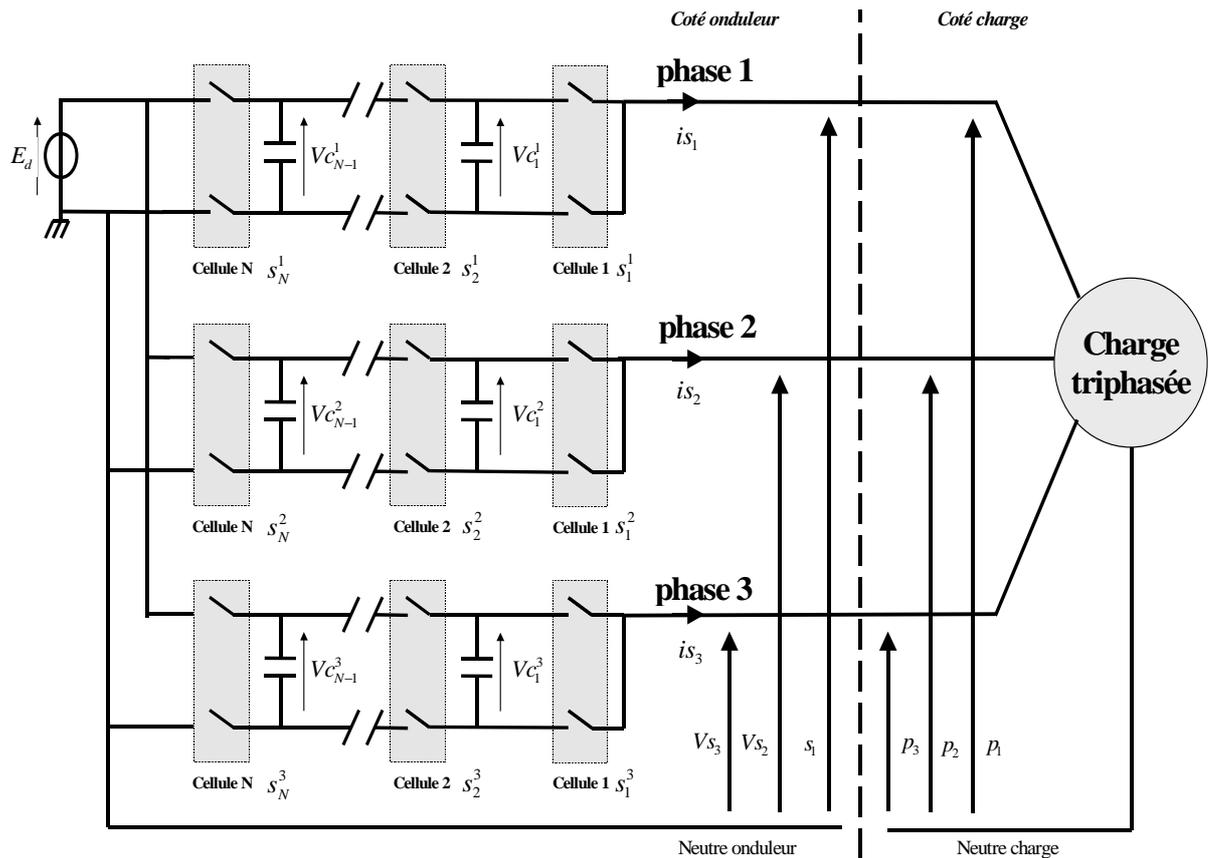


Figure I.8 Structure de l'onduleur multiniveaux.

I.8. Hypothèses :

Les hypothèses principales sur la source et les interrupteurs sont les suivantes :

- les commutateurs sont parfaits : pas de tension de saturation et de courant de fuite, temps de commutation et temps mort nuls.
- pour certaines commandes actives, le courant de sortie doit être du même signe sur un certain horizon, la charge doit alors être du type inductif.
- les sources de tension sont supposées parfaites : l'impédance série est nulle.

I.9. Conclusion :

On a vu les différentes structures de convertisseurs possibles pour les applications de forte puissance, afin de situer celle qui va être utilisée par la suite : le convertisseur multicellulaire. Il possède une structure modulaire, avec la mise en série de N cellules de commutations. Celle-ci permet d'utiliser pleinement les degrés de liberté qui sont offerts par l'accroissement du nombre d'interrupteurs. Cette structure a été présentée dans les cas monophasé, puis triphasé, afin de donner les notations correspondantes.

Son principe de base et ses propriétés ont été présentés. Avec la commande MLI, l'utilisation d'un déphasage régulier des signaux de commandes produit une tension de sortie qui est optimum du point de vue harmonique. En effet, avec ce déphasage, la fréquence apparente en sortie est égale à N fois la fréquence de commutation des interrupteurs.

On va voir par la suite comment modéliser ce convertisseur, et comment le commander afin de réguler les tensions de condensateur.

CHAPITRE II

MODÉLISATION

Ce chapitre présente les modèles qui seront utilisés pour la commande ou l'observation. Les modèles nécessaires sont ceux :

- *du convertisseur multiniveaux seul :*
 - ◆ *dans le domaine temporel avec un modèle du 1^{ier} ordre et charge résistive,*
 - ◆ *dans le domaine fréquentiel en utilisant une table de permutation*
- *du moteur asynchrone seul dans le domaine (α, β) ,*
- *du convertisseur avec le moteur, en continu et sous forme discrète au 2^e ordre.*

CHAPITRE II

MODELISATION

II.1. Introduction :

Ce chapitre présente les modèles qui seront utilisés pour la commande ou l'observation. Les modèles nécessaires sont ceux du convertisseur multiniveaux seul, du moteur asynchrone seul et du convertisseur avec le moteur.

Le convertisseur multiniveaux possède à la fois des variables continues (tensions, courants) et des variables discontinues (état des interrupteurs), ce qui le classe dans la catégorie des systèmes hybrides. On peut utiliser un modèle exact mais en général, des hypothèses sont faites sur la charge et la commande pour obtenir des modèles plus simples à exploiter, c'est pourquoi il existe de nombreux modèles différents, certains sont décrits dans l'état de l'art.

Afin de pouvoir étudier le phénomène du non équilibrage des tensions avec une commande périodique, un modèle temporel discret au 1^{er} ordre a été développé. Il contient suffisamment d'informations pour modéliser le phénomène de l'équilibrage naturel et ainsi permettre une étude détaillée sur ce qui se passe à la limite de stabilité : tension de sortie, tensions de condensateur possibles (sous-espaces critiques). Il est présenté tout d'abord sous sa forme continue, puis sous sa forme discrète, en monophasé puis triphasé.

On présente ensuite un modèle dans le domaine fréquentiel dans le cas monophasé. Il permet de donner l'évolution des tensions de condensateur (ou de cellules) sur une période dans le cas des commandes : naturelle, naturelle modifiée, permutée et fréquentielle [CAR96, MEY96]. Ces commandes utilisent toutes le même ensemble de déphasages de commande de cellule, la seule différence réside dans leurs répartitions entre les cellules. Cet ensemble de déphasages est celui des déphasages réguliers. Celui-ci permet de conserver le profil intéressant de la tension de sortie obtenu avec la commande naturelle. Le passage d'une commande à une autre revient à une permutation des références des numéros de cellules par rapport à la commande naturelle. Ainsi pour la modélisation, on va considérer une table de permutation. Cette formulation peut servir à développer une commande active, comme la commande fréquentielle, mais cette fois-ci, on peut considérer dans le critère l'état complet et plusieurs harmoniques.

Dans le chapitre « Observateur », on aura besoin d'utiliser deux modèles comportant un moteur asynchrone. Le premier rappelle le modèle du moteur asynchrone seul. Il est présenté sous sa forme continue dans le repère $\alpha\beta$, c'est à dire le repère fixe par rapport au stator de la machine. Le second modèle est un macro modèle du moteur avec l'onduleur sous la forme continue exacte. Ce dernier est également présenté sous sa forme discrète du 2^{ème} ordre pour être utilisé, lors de l'observation conjointe des états de l'onduleur et du moteur, dans le cas de mesures de courant (voir partie V.4, p168).

II.2. Etat de l'art pour le convertisseur :

En électrotechnique, on utilise souvent des modèles moyens, car le modèle exact n'est pas facilement exploitable. Ce type de modèle s'obtient en remplaçant les grandeurs discontinues (commutateurs) par leurs valeurs moyennes sur une période. Ceci n'est possible que lorsque cette période est très inférieure aux constantes de temps du système. On considère alors que les hautes fréquences en général ne modifient pas le fonctionnement du système. Mais pour ce système comme on le verra, les harmoniques ne sont pas à négliger car ce sont elles qui sont responsables du phénomène de l'équilibrage naturel, c'est pourquoi le modèle harmonique a été développé. Les différents modèles de représentation habituels sont les suivants :

- modèle direct ou instantané : ce modèle tient compte de toutes les commutations sur une période. Il contient toute l'information. Il sert en général pour valider des commandes.
- modèle aux valeurs moyennes : chaque grandeur est remplacée par sa valeur moyenne sur la période. Ce modèle est continu et permet de faire la synthèse des lois de commande.
- modèle harmonique : ce modèle modélise l'évolution du système en tenant compte d'une seule harmonique à la fois. On suppose que le régime transitoire est négligeable.

On va maintenant voir plus en détails chacun de ces trois types de modèles.

II.2.1. Modèle exact :

Ce modèle est utilisé en général uniquement pour valider des commandes, car il est difficile à exploiter pour élaborer des lois de commande. Mais il peut servir par exemple, pour les modes glissants lors de la génération des surfaces de glissement.

Voici un exemple, correspondant à un hacheur à 3 cellules (2 condensateurs). La charge est du type RL. Les expressions des dérivées sont :

$$\begin{cases} \dot{V}c_1 = \frac{i_s}{C_1}(s_2 - s_1) \\ \dot{V}c_2 = \frac{i_s}{C_1}(s_3 - s_2) \\ i_s = \frac{1}{L}[s_1 \cdot Vc_1 + s_2 \cdot (Vc_2 - Vc_1) + s_3 \cdot (Ed - Vc_2) - R \cdot i_s] \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

On peut utiliser la représentation non linéaire affine :

$$\dot{X} = f(X) + \sum_{j=1}^3 g_j(X) \cdot U_j \quad \text{avec} \quad \begin{cases} x_1 = Vc_1 \\ x_2 = Vc_2 \\ x_3 = i_s \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}^* = \begin{pmatrix} -a_1 x_3 & a_1 x_3 & 0 \\ 0 & -a_2 x_3 & a_1 x_3 \\ b_1 x_1 & b_1(x_2 - x_1) & b_1(Ed - x_2) \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -b_0 x_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

où les constantes sont : $b_0 = \frac{R}{L}$, $b_1 = \frac{1}{L}$, $a_1 = \frac{1}{C_1}$, $a_2 = \frac{1}{C_2}$.

II.2.2. Modèle moyen :

Le modèle instantané représente l'évolution du système. Son désavantage est d'être une représentation discontinue avec la commande binaire des commutateurs. On peut contourner ce problème en effectuant une modélisation aux valeurs moyennes du système. On suppose que le courant de sortie est constant pendant toute la période T , ce qui revient à considérer que la période de découpage est très faible devant les constantes de temps du système. On utilise les grandeurs moyennes pour les courants, les tensions et les états de cellules. L'entrée du système devient alors les rapports cycliques. Le modèle moyen est suffisant pour construire des lois de commande performantes en agissant sur les rapports cycliques. Néanmoins, la perte d'information n'est pas négligeable. En effet, ce modèle indique qu'il n'y a plus d'évolution du système lorsque le courant moyen est nul, alors qu'en réalité le système peut évoluer car le courant instantané n'est pas forcément nul (harmoniques de courant).

Ce modèle est utilisé par les commandes se servant du rapport cyclique afin d'effectuer la régulation active. Il montre que les tensions de condensateur évoluent si et seulement si les rapports cycliques ne sont pas les mêmes. On peut également remarquer que la tension de sortie moyenne est toujours correcte à αE_d si tous les rapports cycliques sont égaux, quelles que soient les valeurs des tensions de condensateur (commande naturelle par exemple).

II.2.3. Modèle harmonique :

Pour pouvoir décrire le phénomène de l'équilibrage naturel (avec la MLI), ou considérer une commande jouant sur les déphasages, on ne peut pas utiliser le modèle moyen. Le modèle nécessaire ne doit plus se limiter aux composantes continues présentes sur les variables d'états, il doit tenir compte de l'ensemble des harmoniques. Le modèle harmonique est alors très bien adapté. Cette modélisation est intéressante car elle permet d'intégrer très facilement n'importe quelle charge linéaire grâce à sa réponse fréquentielle.

Le modèle harmonique a été développé au sein du Laboratoire et détaillé dans [FAD96]. Les hypothèses de la modélisation sont les suivantes:

- les interrupteurs sont parfaits (temps mort nul, temps de commutation nul, courant de fuite nul, pas de tension de saturation)
- les tensions de condensateur sont supposées suffisamment dimensionnées pour être considérées comme constantes sur une période de découpage.
- la constante de la charge sera supposée inférieure à la période de découpage pour avoir à chaque période de découpage un courant en régime permanent.

Le modèle harmonique permet de fournir de nombreuses informations :

- en régime permanent: en fixant le rapport cyclique et le déphasage, il est possible d'extraire les points d'équilibre des tensions de condensateur sans passer par une simulation longue et fastidieuse:

$$\dot{X} = 0 \rightarrow X_{\infty} = -A_{(R,\phi)}^{-1} B_{(R,\phi)} E_d \quad (\text{II.4})$$

- en transitoire avec la détermination des constantes de temps : les valeurs propres de la matrice A permettent de caractériser les différentes constantes de temps pour chaque tension. Les résultats seront corrects seulement si les rapports cycliques appliqués aux cellules sont constants, sinon le modèle devient non linéaire et la notion de constante de temps n'a plus de signification.
- le diagramme de Bode (réponse fréquentielle)

[DAV97] contient les résultats sur le calcul et les propriétés des valeurs propres. Il montre que l'équilibrage naturel fonctionne uniquement pour un nombre premier de cellules. La commande fréquentielle basée sur ce modèle permet de réduire le nombre de filtres (brevet [MEY96]).

Pour construire le modèle d'état, on considère un courant sinusoïdal en sortie du bras de rang m . Ce courant est ensuite multiplié par un signal $\delta_i(t)$, puis le résultat est intégré exactement ce qui permet de construire la matrice A^m . Le modèle est un modèle temporel mais il ne tient compte que d'une harmonique de courant à la fois. C'est pourquoi pour obtenir un modèle suffisamment précis, il est nécessaire de faire la somme des matrices A^m et B^m pour les fréquences multiples du fondamental. Plus ce nombre est important plus la précision sera bonne.

Le modèle ne tenant compte que de l'harmonique m est donné ci-dessous :

$$\begin{cases} [\dot{V}_c^m] = A^m(R, \Phi)[V_c] + B^m(R, \Phi).Ed \\ [y] = [V_c] \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

avec

$$A^m(R, \Phi) = -2.Re \left\{ \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} |\Delta G_1^m|^2 & \dots & \frac{1}{C_1} (\Delta G_1^m) \cdot \Delta G_{N-1}^m \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{C_{p-1}} (\Delta G_{N-1}^m) \cdot \Delta G_1^m & \dots & \frac{1}{C_{N-1}} |\Delta G_{N-1}^m|^2 \end{bmatrix} \frac{1}{Z^m} \right\} \quad (\text{II.6})$$

et

$$B^m(R, \Phi) = -2.Re \left\{ \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} (\Delta G_1^m) \cdot G_N^m \\ \vdots \\ \frac{1}{C_{p-1}} (\Delta G_{N-1}^m) \cdot G_N^m \end{bmatrix} \frac{1}{Z^m} \right\} \quad (\text{II.7})$$

où :

$$\begin{cases} G_k^m = \frac{1}{m\pi} \cdot \sin(m\pi R_k) \cdot e^{jm\phi_k} \\ G_k^0 = \frac{R_k}{2} \end{cases} \quad \begin{cases} \Delta G_1^m = G_1^m - G_2^m \\ \Delta G_{N-1}^m = G_{N-1}^m - G_N^m \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Rapport cyclique et phase :

$$\begin{cases} R = [R_1, \dots, R_N]^T \\ \Phi = [\Phi_1, \dots, \Phi_N]^T \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Impédance de la charge :

$$Z^m = \frac{V_s^m}{I^m} \quad (\text{II.10})$$

Le modèle tenant compte des m_{\max} premiers harmoniques :

$$\begin{cases} [\dot{V}_c] = A(R, \Phi) \cdot [V_c] + B(R, \Phi) \cdot E_d \\ [y] = [V_c] \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

AVEC

$$\begin{aligned} A(R, \Phi) &= \sum_{m=0}^{m_{\max}} A^m(R, \Phi) \\ B(R, \Phi) &= \sum_{m=0}^{m_{\max}} B^m(R, \Phi) \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

II.3. Modélisation du convertisseur :

II.3.1. Approximation au 1^{er} ordre : charge résistive

II.3.1.1. Forme continue :

On va déterminer le modèle discret au 1^{er} ordre d'un bras du convertisseur multiniveaux sur une période. Pour cela, il faut déterminer le modèle continu exact sur un intervalle (commande constante).

En plaçant la tension du bus dans le vecteur des condensateurs pour simplifier la notation, la tension de sortie s'exprime par :

$$V_s(t) = -\delta \cdot V_c(t) \quad (\text{II.13})$$

avec $\delta = [\delta_1 \quad \dots \quad \delta_N]$.

Le courant de sortie est donné par :

$$I_s(t) = \frac{V_s(t)}{R} \quad (\text{II.14})$$

La dérivée de tension du condensateur 'p' sur l'intervalle est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{c_p} &= -\frac{\delta_p}{C} I_s(t) \\ &= -\frac{\delta_p \cdot \delta}{RC} \cdot V_c(t) \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Le modèle d'état continu valide sur l'intervalle est le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{c_1} \\ \vdots \\ V_{c_{N-1}} \\ E_d \end{bmatrix}^* = -\frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \delta_1 \delta_1 & \dots & \delta_1 \delta_{N-1} & \delta_1 \delta_N \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \delta_{N-1} \delta_1 & \dots & \delta_{N-1} \delta_{N-1} & \delta_{N-1} \delta_N \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c_1} \\ \vdots \\ V_{c_{N-1}} \\ E_d \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Ce qui peut s'exprimer sous la forme condensée :

$$A = -\frac{1}{RC} \delta^T \delta \quad (\text{II.17})$$

en annulant la dernière ligne.

En notant A_i la matrice du modèle continu sur l'intervalle 'i', la matrice discrète représentant l'évolution du système sur une période constituée des n morceaux de durée dt_1, \dots, dt_n est donnée par la concaténation des matrices discrètes de chaque morceau par :

$$\begin{aligned} A_d &= e^{A_n dt_n} \dots e^{A_1 dt_1} \\ &= (I + A_n dt_n + \dots) \cdot \dots \cdot (I + A_1 dt_1 + \dots) \\ &= I + (A_n dt_n + \dots + A_1 dt_1) + (A_n A_1 dt_n dt_1 + \dots) + \dots \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

en gardant seulement les termes du premier ordre, on a :

$$\begin{aligned} A_d &\approx I + (A_n dt_n + \dots + A_1 dt_1) \\ &\approx I + \sum_{i=1}^n A_i dt_i \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

En notant :

$$\Delta_i = -\frac{dt_i}{RC} \delta_i^T \delta_i \quad (\text{en annulant la dernière ligne}) \quad (\text{II.20})$$

on a :

$$A_d \approx I + \sum_{i=1}^n \Delta_i \quad (\text{II.21})$$

L'évolution des tensions sur la période est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{C_1} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_k + \left(\sum_i \Delta_i \right) \cdot \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ \vdots \\ Ed \end{bmatrix}_k \quad (\text{II.22})$$

L'approximation du premier ordre revient à fixer le vecteur d'état au début de la période, à calculer les évolutions sur chaque intervalle et à en faire la somme pour avoir l'évolution en fin de période. Chaque intervalle est traité indépendamment, il n'y a pas de notion d'ordre, mais on prend en compte la commande de chaque intervalle, contrairement à un modèle moyen où l'information est étalée sur l'ensemble des intervalles avec :

$$\delta_{moy} = \frac{\delta_n dt_n + \dots + \delta_1 dt_1}{T} \quad (\text{II.23})$$

Sans découper la période en intervalle, la somme discrète peut être remplacée par une intégrale sur la période :

$$\begin{bmatrix} Vc_1 \\ \vdots \\ Vc_{N-1} \end{bmatrix}_{k+1} = \left(I_{N-1} - \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \int_T \delta_i(t)\delta_j(t)dt & \dots \\ \vdots & \ddots \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} Vc_1 \\ \vdots \\ Vc_{N-1} \end{bmatrix}_k - \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} \int_T \delta_1(t)\delta_N(t)dt \\ \vdots \\ \int_T \delta_{N-1}(t)\delta_N(t)dt \end{bmatrix} \cdot E_d \quad (\text{II.24})$$

Cette formulation permet de calculer facilement les coefficients des matrices à partir de la forme des signaux $s_i(t)$.

Dans la suite, on va voir comment obtenir les coefficients du modèle correspondants à la commande naturelle. Afin de simplifier la notation le temps est implicite. On peut décomposer les signaux δ_i en s_i . Il faut distinguer deux cas suivant la valeur de j :

Pour $j < N$, on a :

$$\int_T \delta_i \delta_j = \int_T (s_{i+1} - s_i)(s_{j+1} - s_j) \quad (\text{II.25})$$

sinon

$$\int_T \delta_i \delta_N = \int_T (s_{i+1} - s_i)s_N \quad (\text{II.26})$$

On note les intercorrélations de s_i par :

$$\Gamma_{i,j}^\alpha = \int_T s_i s_j dt \quad (\text{II.27})$$

On a alors les propriétés suivantes :

$$\Gamma_{i+a,j+a}^\alpha = \Gamma_{i,j}^\alpha \text{ (décalage)} \quad (\text{II.28})$$

$$\Gamma_{i,j}^\alpha = \Gamma_{j,i}^\alpha \text{ (permutation)} \quad (\text{II.29})$$

ce qui donne pour $j < N$:

$$\int_T \delta_i \delta_j = 2\Gamma_{i,j}^\alpha - \Gamma_{i+1,j}^\alpha - \Gamma_{i,j+1}^\alpha \quad (\text{II.30})$$

et pour $j = N$:

$$\int_T \delta_i \delta_N = \Gamma_{N,i}^\alpha - \Gamma_{N,i+1}^\alpha \quad (\text{II.31})$$

Il ne reste plus qu'à déterminer l'intercorrélation $\Gamma_{i,j}^\alpha$. Pour cela, il faut prendre deux signaux $s_i(t)$ quelconques représentés sur la figure suivante.

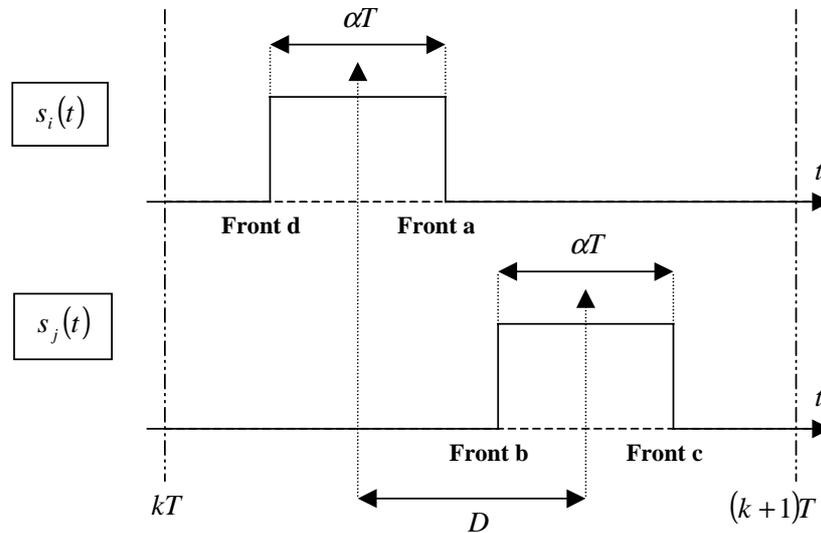


Figure II.1 Représentation des deux signaux s_i pour le calcul de l'intercorrélation.

On peut décomposer l'étude en trois parties, en prenant un rapport cyclique dans le sens croissant de 0 à 1 :

- zone 1 : les fronts 'a' et 'b' ne se sont pas encore croisés
- zone 2 : les fronts 'a' et 'b' se sont croisés mais pas encore les fronts 'c' et 'd'.
- Zone3 : les fronts 'a' et 'b' d'une part et les fronts 'c' et 'd' d'autre part se sont croisés.

On appellera B_{inf} le rapport cyclique correspondant à la simultanéité des fronts 'a' et 'b'. Le rapport cyclique correspondant à la simultanéité des fronts ('c' et 'd') nommé B_{sup} est le symétrique de B_{inf} par rapport à 0.5 soit :

$$B_{\text{sup}} = 1 - B_{\text{inf}} \quad (\text{II.32})$$

Le domaine d'excursion du rapport cyclique en fonction des zones est donné dans le tableau suivant :

Référence de la zone	Zone 1	Zone 2	Zone 3
Conditions sur α	$0 \leq \alpha < B_{\text{inf}}$	$B_{\text{inf}} \leq \alpha \leq 1 - B_{\text{inf}}$	$1 - B_{\text{inf}} < \alpha \leq 1$
$\Gamma_{B_{\text{inf}}}^\alpha$	0	$T(\alpha - B_{\text{inf}})$	$T(2\alpha - 1)$

Tableau II.1 $\Gamma_{B_{\text{inf}}}^\alpha$ en fonction de α et de B_{inf} .

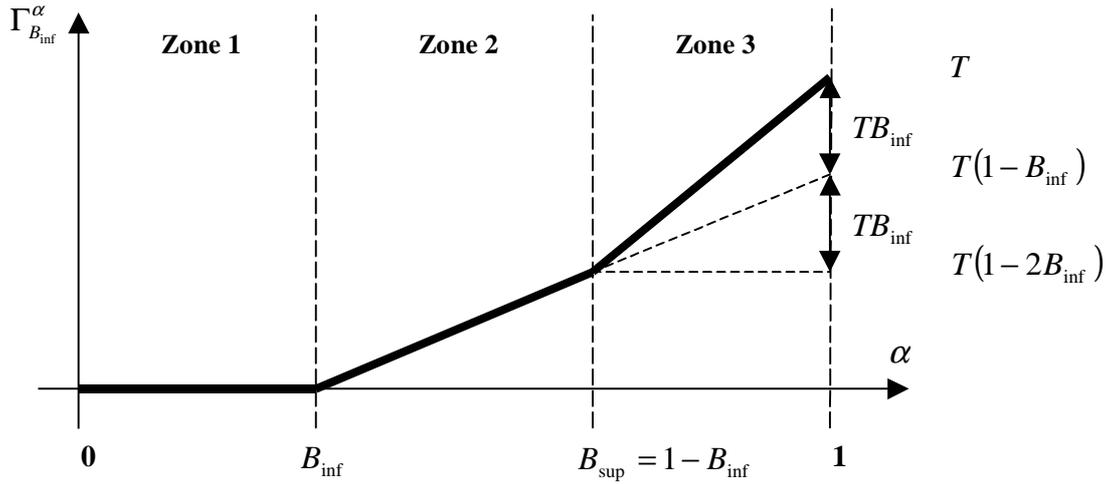


Figure II.2 Représentation graphique de l'évolution de $\Gamma_{B_{inf}}^\alpha$ en fonction de B_{inf} .

La borne B_{inf} dépend du décalage temporel entre les deux signaux s_i , ce décalage est directement lié à la différence entre les indices de s_i par :

$$D = \frac{T}{N}(i - j) \tag{II.33}$$

En notant cette différence d'indice par $d_{ij} = i - j$, le graphique suivant présente l'évolution de la borne B_{inf} .

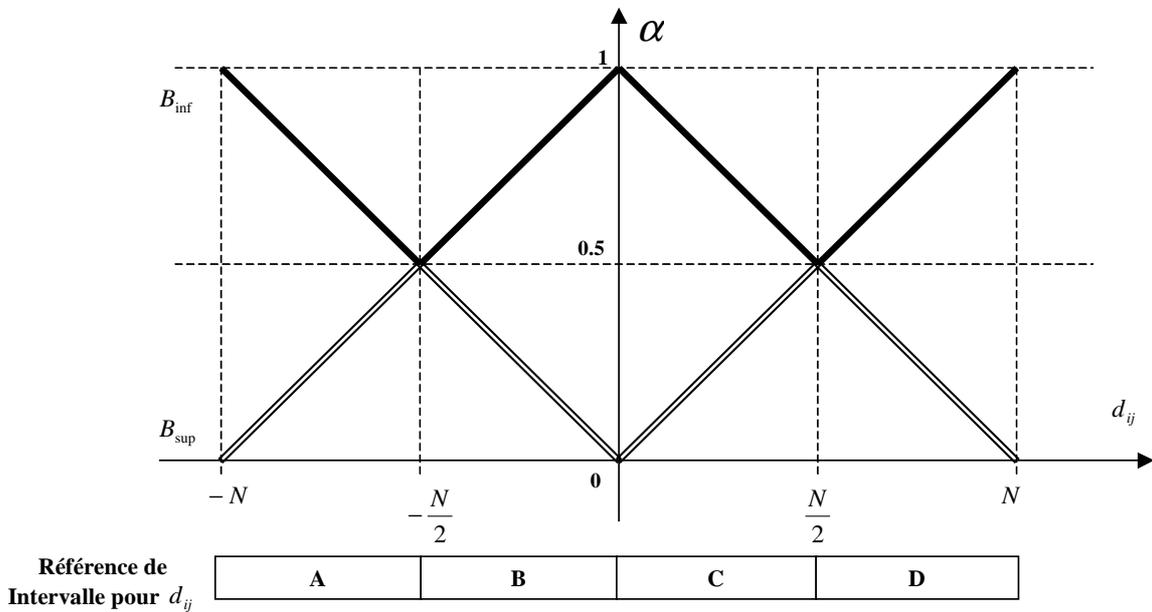


Figure II.3 Evolution de B_{inf} et B_{sup} en fonction de α et de d_{ij} .

Il faut distinguer 4 intervalles suivant les valeurs de d_{ij} . Les expressions de $\Gamma_{d_{i,j}}^\alpha$ en fonction de l'intervalle et du rapport cyclique sont données dans la partie grisée du tableau suivant :

intervalle	intervalle de d_{ij}	B_{inf}	Zone 1 $\alpha < B_{\text{inf}}$	Zone 2 $B_{\text{inf}} \leq \alpha \leq 1 - B_{\text{inf}}$	Zone 3 $1 - B_{\text{inf}} < \alpha$
A	$-N \leq d_{ij} \leq -\frac{N}{2}$	$1 + \frac{d_{ij}}{N}$	0	$T\left(\alpha - \frac{d_{ij}}{N} - 1\right)$	$T(2\alpha - 1)$
B	$-\frac{N}{2} \leq d_{ij} \leq 0$	$-\frac{d_{ij}}{N}$	0	$T\left(\alpha + \frac{d_{ij}}{N}\right)$	$T(2\alpha - 1)$
C	$0 \leq d_{ij} \leq \frac{N}{2}$	$\frac{d_{ij}}{N}$	0	$T\left(\alpha - \frac{d_{ij}}{N}\right)$	$T(2\alpha - 1)$
D	$\frac{N}{2} \leq d_{ij} \leq N$	$1 - \frac{d_{ij}}{N}$	0	$T\left(\alpha + \frac{d_{ij}}{N} - 1\right)$	$T(2\alpha - 1)$

Tableau II.2 $\Gamma_{d_{i,j}}^\alpha$ en fonction de d_{ij} et de α .

Les expressions dans le plan (d_{ij}, α) sont représentées dans la figure ci-dessous.

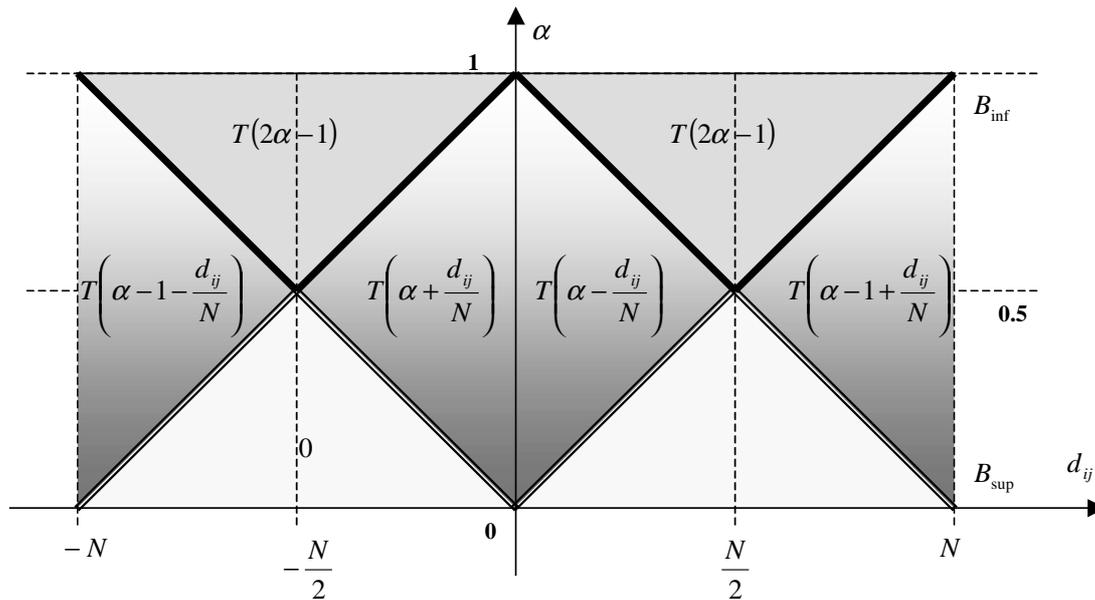


Figure II.4 Expression de $\Gamma_{d_{i,j}}^\alpha$ dans le plan (d_{ij}, α) .

La représentation de l'évolution des coefficients en fonction du rapport cyclique montre une forme de X posée sur le plan nul. Le premier coefficient est toujours le même car il représente l'autocorrélation du signal δ .

En dehors du premier coefficient, il y a deux coefficients conjoints qui peuvent prendre des valeurs non nulles.

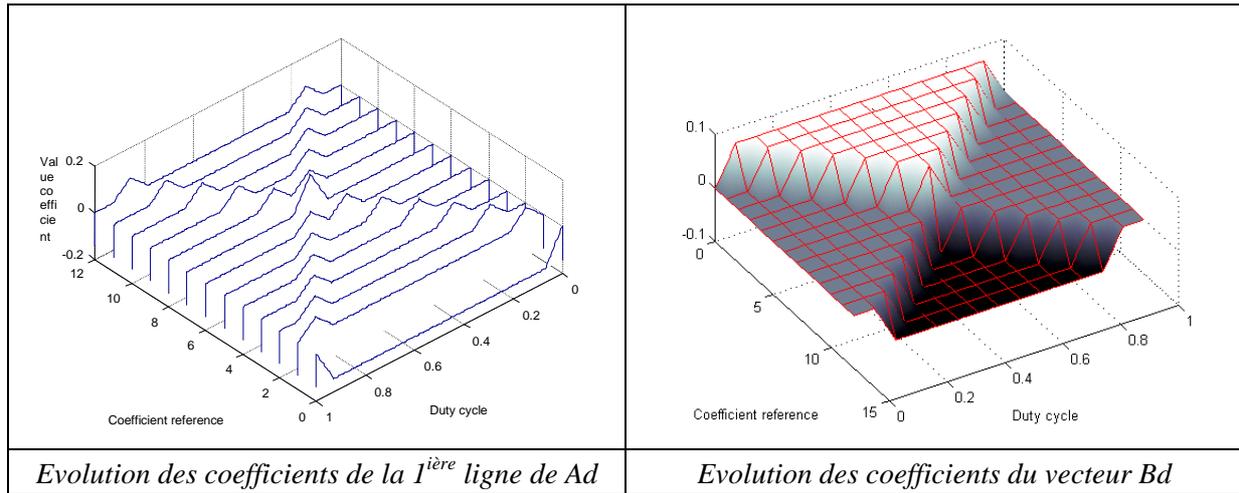


Figure II.5 Evolution des coefficients des matrices Ad et Bd suivant le rapport cyclique (N=14).

L'évolution des coefficients en fonction du rapport cyclique montre que la matrice A_d est symétrique et qu'elle est la même quand on prend deux rapports cycliques symétriques par rapport à 0.5. La dynamique du système est donc exactement la même pour des rapports cycliques α et $1-\alpha$. Les points critiques suivent la même règle.

II.3.1.2. Forme discrète dans le cas monophasé :

Nous considérons un onduleur de N cellules, ce qui correspond à $N + 1$ niveaux de tension de sortie et $N - 1$ condensateurs.

Avec la commande naturelle, nous avons vu précédemment que la séquence de commande pouvait être découpée en un certain nombre d'intervalles, chacun d'eux correspondant à une commande constante des interrupteurs.

La commande naturelle se décompose en $2N$ intervalles si la référence est entre deux niveaux de tension de sortie, et sinon de N . Dans la suite, les notations sont présentées pour le cas de $2N$ intervalles, il conviendra alors de modifier cette valeur suivant la situation. Les références vont de 1 à $2N$.

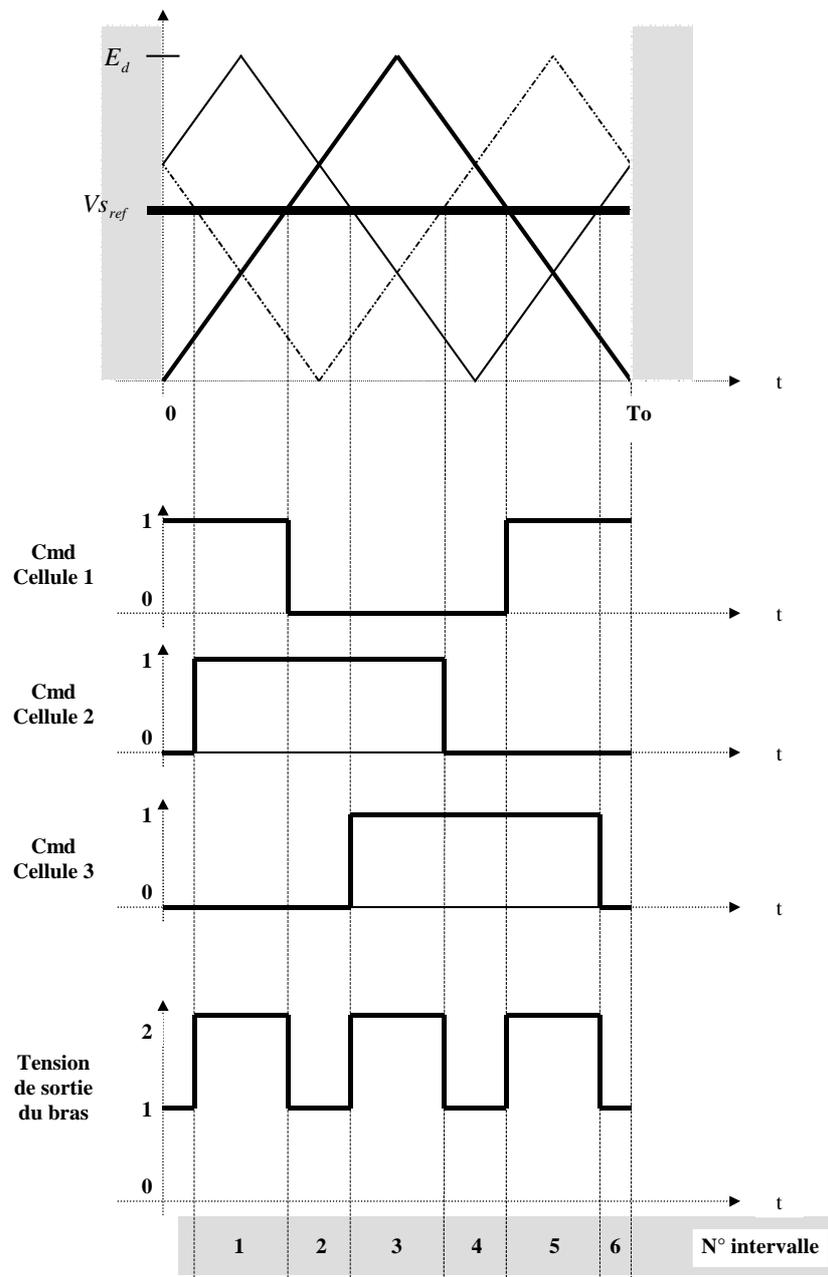


Figure II.6 Découpage en intervalles (commande constante) pour la modélisation.

On va définir les notations utilisées. Une variable comporte un certain nombre d'indices : le premier indice correspond à la référence de l'intervalle temporel (' i '), le deuxième indice lorsqu'il existe correspond à la référence de la variable (' j '), comme suit :

$$\delta_{ij}, s_{ij}, dt_i \quad (\text{II.34})$$

➤ Commande des condensateurs :

$$\delta = \begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & \dots & \delta_{1(N-1)} \\ \delta_{21} & \delta_{22} & \dots & \delta_{2(N-1)} \\ \vdots & \dots & \dots & \dots \\ \delta_{(2*N)1} & \delta_{(2*N)2} & \dots & \delta_{(2N)(N-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

(δ_{ij} vaut 1 ou -1 suivant le sens de passage du courant dans le condensateur et vaut 0 si aucun courant ne passe).

➤ Commande de la source :

$$s = \begin{bmatrix} s_{1N} \\ \vdots \\ s_{N(2*N)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

s_{ij} vaut 1 (l'interrupteur haut conduit) ou 0 (l'interrupteur bas conduit).

➤ Tension de condensateur :

$$Vc = \begin{bmatrix} Vc_1 \\ \vdots \\ Vc_{N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

V_0 : tension au début de la période

V_T : tension à la fin de la période (T)

➤ Durée de chaque intervalle :

$$T = \begin{bmatrix} dt_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & dt_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & dt_{2N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

➤ Etat des commutateurs :

$$S = \begin{bmatrix} s_{11} & \dots & s_{1N} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ s_{(2N)1} & \dots & s_{(2N)N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

s_{ij} vaut 1 (l'interrupteur haut conduit) ou 0 (l'interrupteur du bas conduit).

La somme des matrices Δ_i de chaque intervalle se transforme sous forme matricielle en :

$$\sum_{i=1}^{2N} \Delta_i = -\frac{1}{RC} \delta^T \cdot T \cdot \delta \quad (\text{II.40})$$

La variation de tension de condensateur sur la période est donnée par :

$$dVc_T = \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot V_s \quad (\text{II.41})$$

$$dVc_T = -\frac{1}{RC} (\delta^T \cdot T \cdot \delta \cdot Vc_0 - \delta^T \cdot T \cdot s \cdot Ed) \quad (\text{II.42})$$

La tension à la fin d'une période de commande est :

$$\begin{aligned} V_{c_T} &= V_{c_0} + dV_{c_T} \\ &= \left(Id - \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot \delta \right) \cdot V_{c_0} + \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot s \cdot Ed \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

Les matrices du modèle discret sont donc :

$$\begin{aligned} A_z &= Id - \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot \delta \\ B_z &= \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot s \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

Il est possible d'arranger le modèle en faisant apparaître le déplacement de l'état en fonction de son erreur. On définit alors la matrice de déplacement par :

$$A_\Delta = -\frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot \delta \quad (\text{II.45})$$

Elle permet d'avoir le déplacement du vecteur d'état sur une période en connaissant le vecteur d'erreur $V_{c_0} - V_{c_{ref}}$ en début de période :

$$dV_{c_T} = A_\Delta \cdot (V_{c_0} - V_{c_{ref}}) \quad (\text{II.46})$$

car V_{ref} est un état d'équilibre.

II.3.1.3. Forme discrète dans le cas triphasé

On utilise exactement les mêmes principes que précédemment les seules différences sont : l'augmentation des dimensions (on passe de 1 bras à 3), et l'effet triphasé avec la suppression de la composante homopolaire.

Chaque intervalle sera défini par une commande constante sur les trois bras. Le découpage d'une partie de la période en intervalles est représenté sur la figure suivante :

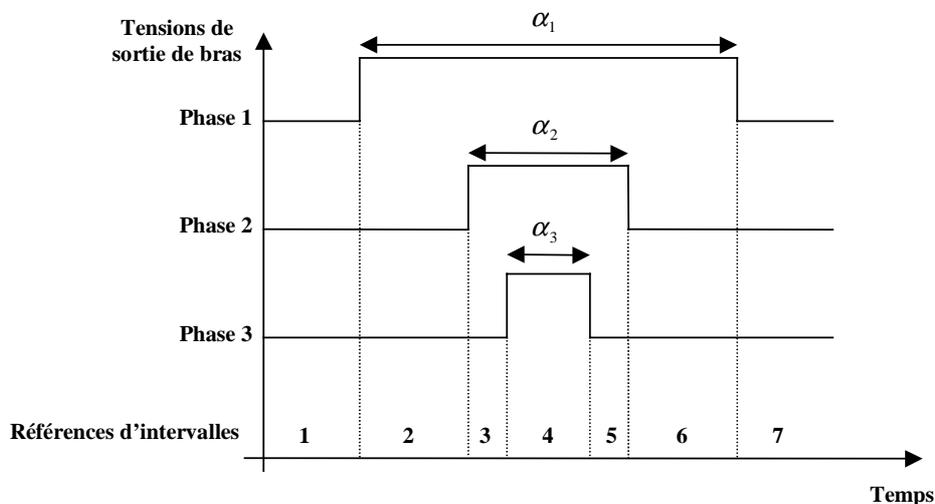


Figure II.7 Découpage en intervalles d'une petite période.

On a maintenant, l'apparition de la matrice M_{hT} qui supprime toute composante homopolaire. Les autres matrices augmentent de taille en concaténant la représentation de chaque phase successivement. La matrice de déplacement devient :

$$A_{\Delta} = -\frac{1}{RC} \cdot \delta_T^T \cdot T_T \cdot M_{hT} \cdot \delta_T \quad (\text{II.47})$$

La tension de sortie de bras :

$$Vs_T = -\delta_T \cdot Vc + s_T \cdot E_d \quad (\text{II.48})$$

Ce qui donne pour la tension de la charge :

$$Vp_T = M_{hT} \cdot Vs_T \quad (\text{II.49})$$

Le vecteur des tensions de sortie des trois bras et pour les 'n' intervalles se décompose ainsi :

$$Vs_T = \begin{bmatrix} Vs_T^1 \\ Vs_T^2 \\ Vs_T^3 \end{bmatrix} \text{ avec } Vs_T^i = [Vs_{i1} \quad Vs_{i2} \quad \dots \quad Vs_{in}]^T \quad (\text{II.50})$$

de même pour la tension de charge :

$$Vp_T = \begin{bmatrix} Vp_T^1 \\ Vp_T^2 \\ Vp_T^3 \end{bmatrix} \text{ avec } Vp_T^i = [Vp_{i1} \quad Vs_{i2} \quad \dots \quad Vs_{in}]^T \quad (\text{II.51})$$

Le vecteur des tensions de condensateur au début de la période 'k' :

$$Vc_{Tk} = \begin{bmatrix} Vc_{Tk}^1 \\ Vc_{Tk}^2 \\ Vc_{Tk}^3 \end{bmatrix} \text{ avec } Vc_{Tk}^i = [Vc_{i1}^i \quad Vc_{i2}^i \quad \dots \quad Vc_{(n-1)}^i]_k \quad (\text{II.52})$$

La matrice représentant les durées de chaque intervalle, est composée de trois blocs identiques :

$$T_T = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} dt_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & dt_n \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} dt_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & dt_n \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & 0 & \begin{bmatrix} dt_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & dt_n \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad dim = 3n * 3n \quad (\text{II.53})$$

La matrice de suppression de l'homopolaire, est composée de blocs diagonaux :

$$M_{hT} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad \dim = 3n * 3n \quad (\text{II.54})$$

La matrice des commandes de chaque bras est composée de trois colonnes, une par phase :

$$\delta_T = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_{T1}^1 \\ \vdots \\ \delta_{Tn}^1 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} \delta_{T1}^2 \\ \vdots \\ \delta_{Tn}^2 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & 0 & \begin{bmatrix} \delta_{T1}^3 \\ \vdots \\ \delta_{Tn}^3 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad \text{avec } \delta_{Tp}^i = [\delta_{1p}^i \quad \delta_{2p}^i \quad \dots \quad \delta_{(N-1)p}^i] \quad (\text{II.55})$$

Le vecteur des commandes de la cellule près de la source est représenté par :

$$s_{NT} = \begin{bmatrix} s_{NT}^1 \\ s_{NT}^2 \\ s_{NT}^3 \end{bmatrix} \quad \text{avec } s_{NT}^i = [s_{N1}^i \quad s_{N2}^i \quad \dots \quad s_{Nn}^i]^T \quad (\text{II.56})$$

L'équation donnant l'évolution des tensions de condensateur entre les périodes est la suivante :

$$V_{cT(k+1)} = \left(I_{3*(N-1)} - \frac{1}{RC} \cdot \delta_T^T \cdot T_T \cdot M_{hT} \cdot \delta_T \right) V_{cTk} + \frac{1}{RC} \cdot \delta_T^T \cdot T_T \cdot M_{hT} \cdot s_{NT} \cdot E_d \quad (\text{II.57})$$

La modélisation temporelle avec une charge résistive conduit aux matrices du modèle discret sur une période suivant :

$$\begin{aligned} Az &= I_{3*(N-1)} - \frac{1}{RC} \cdot \delta_T^T \cdot T_T \cdot M_{hT} \cdot \delta_T \\ Bz &= \frac{1}{RC} \cdot \delta_T^T \cdot T_T \cdot M_{hT} \cdot s_{NT} \end{aligned} \quad (\text{II.58})$$

II.3.2. Modélisation en fréquentielle (cas monophasé) :

Les modélisations permettent d'étudier l'évolution des tensions de condensateur sur une période dans le cas de la commande naturelle, naturelle modifiée et permutée, fréquentielle.

Les seules différences entre ces commandes sont les déphasages. Ils sont équivalents à une permutation des références des numéros de cellules. Pour la modélisation, on va considérer la table de permutation suivante :

$$ord = [o_1 \quad o_2 \quad \dots \quad o_N] \text{ avec } o_i \in [0 \quad N-1] \quad (\text{II.59})$$

signifiant que le signal généré par la commande naturelle normalement envoyé sur la cellule i , sera envoyé en fait sur la cellule o_i .

- avec la commande naturelle, on a :

$$o_i = i \quad (\text{II.60})$$

c'est à dire que les signaux de commutation sont envoyés successivement dans l'ordre croissant.

- avec la commande modifiée, on a une table quelconque qui est constante d'une période sur l'autre.
- avec la commande naturelle permutée et fréquentielle, la table peut varier d'une période sur l'autre.

Pour la modélisation, on suppose que les tensions de condensateur sont constantes sur une période. Les modèles sont discrets, ils permettent de connaître l'évolution des tensions au bout d'une période en fonction des permutations de numéro de cellule choisies. La charge est représentée par sa réponse fréquentielle.

Dans cette partie, les modèles sont obtenus en utilisant la transformée de Fourier discrète. On peut décomposer chaque fonction de commutation de cellule en une série de nombres complexes représentant la composante de Fourier aux fréquences discrètes $0, F_o, 2F_o, \dots$ avec $F_o = 1/T$. Le coefficient de Fourier de la variable V_x à la fréquence mF_o sera noté V_x^m . Afin de simplifier la représentation, on va travailler seulement avec un coefficient à la fois, celui de l'harmonique m . La charge est représentée par sa réponse fréquentielle. La modélisation met en œuvre les théorèmes de linéarité de la transformée de Fourier.

Le coefficient V_s^m peut s'exprimer de deux façons, soit à l'aide des tensions de condensateur ou des tensions de cellule. Dans ce dernier cas, le coefficient est donné par :

$$V_s^m = \sum_{i=1}^N s_{o_i}^m \cdot V_{celi} \quad (\text{II.61})$$

La transformée de Fourier discrète d'un signal carré centré en zéro et de rapport cyclique α est donnée ci-dessous :

$$s_1^m = Tf_m(s_1) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{\alpha T}{2}} s_1(t) e^{-jm\alpha t} dt = \frac{1}{\pi} \frac{\sin(m\alpha\pi)}{m} \quad (\text{II.62})$$

Les spectres des fonctions de commutation peuvent se déduire les uns des autres par l'ajout d'un retard en temporel. En Fourier, un retard de $t_{\text{retard}} = T/N$, se traduit pour la fréquence m en une multiplication par une exponentielle $e^{-j\omega t_{\text{retard}}} = e^{-j\frac{2\pi m}{N}}$. Les coefficients de Fourier $s_{o_i}^m$ peuvent s'obtenir à partir de la table de permutations et du coefficient s_1^m avec :

$$s_{o_i}^m = s_1^m \cdot e^{ja_m o_i} \quad (\text{II.63})$$

en posant :

$$a_m = -\frac{2\pi}{N} m \quad (\text{II.64})$$

En notant l'impédance de la charge sous la forme suivante :

$$Z_m = A_m e^{j\varphi_m} \quad (\text{II.65})$$

L'expression du courant de sortie est :

$$I_s^m = \frac{s_1^m \cdot e^{-j\varphi_m}}{A_m} \cdot \sum_{i=1}^N e^{ja_m o_i} \cdot V_{cel_i} \quad (\text{II.66})$$

Pour obtenir le courant moyen dans l'interrupteur du haut de chaque cellule, il faut faire une corrélation en fréquentiel entre la transformée de Fourier du signal de la cellule $s_{o_i}^m$ et celle du courant I_s^m . La valeur complète du courant moyen est donnée par la somme des effets des fréquences positives et des fréquences négatives. Comme tous les signaux sont réels, toutes les transformées de Fourier ont une amplitude paire et une phase impaire, ce qui revient à dire que $Tf_\omega = \overline{Tf}_{-\omega}$. Ceci donne une composante moyenne réelle. La composante à la fréquence nulle peut se calculer soit à partir des fréquences positives en prenant deux fois la partie réelle, ou bien en faisant la somme des effets des fréquences positives et négatives. :

$$\begin{aligned} {}_0 I_{cel_p}^m &= 2R_e \left(s_{o_p}^{-m} \cdot I_s^m \right) \\ &= s_{o_p}^m \cdot I_s^m + s_{o_p}^{-m} \cdot I_s^{-m} \end{aligned} \quad (\text{II.67})$$

On a :

$$\begin{aligned} {}_0 I_{cel_p}^m &= 2R_e \left(s_{o_p}^{-m} \cdot I_s^m \right) \\ &= 2R_e \left(\frac{|s_1^m|^2}{A_m} \cdot \sum_{i=1}^N e^{j(a_m [o_i - o_p] - \varphi_m)} \cdot V_{cel_i} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.68})$$

En notant l'argument de l'exponentiel pour l'harmonique m :

$$O_{ip}^m = a_m (o_i - o_p) - \varphi_m \quad (\text{II.69})$$

on a :

$${}_0 I_{cel_p}^m = \frac{2 \cdot |s_1^m|^2}{A_m} \cdot \sum_{p=1}^N V_{cel_p} \cos O_{ip}^m \quad (\text{II.70})$$

En notant :

$$C_{ip}^m = \cos O_{ip}^m \quad (\text{II.71})$$

ce terme est considéré nul s'il n'est pas défini (i ou p n'appartenant pas à $[1, N]$).

On peut exprimer les valeurs moyennes de courant de commutateur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 I_{cel_1}^m \\ 0 I_{cel_2}^m \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 I_{cel_N}^m \end{bmatrix} = \frac{2 \cdot |s_1^m|^2}{A_m} \begin{bmatrix} C_{11}^m & C_{12}^m & \dots & \dots & C_{1N}^m \\ C_{21}^m & C_{22}^m & \dots & \dots & C_{2N}^m \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ C_{N1}^m & C_{N2}^m & \dots & \dots & C_{NN}^m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{cel_1} \\ V_{cel_2} \\ \vdots \\ V_{cel(N-1)} \\ V_{cel_N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.72})$$

Pour connaître la variation des tensions de cellule sur la période, il faut calculer :

$$\Delta V_{cel_p}^m = \frac{T}{C} \cdot (0 I_{cel_{p+1}}^m + 0 I_{cel_{p-1}}^m - 0 I_{cel_p}^m \cdot 2) \quad (\text{II.73})$$

ce qui aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{cel_1}^m \\ \Delta V_{cel_2}^m \\ \vdots \\ \Delta V_{cel_{N-1}}^m \\ \Delta V_{cel_N}^m \end{bmatrix} = \frac{2 \cdot T \cdot |s_1^m|^2}{C \cdot A_m} \cdot A_{cel}^m \cdot \begin{bmatrix} V_{cel_1} \\ V_{cel_2} \\ \vdots \\ V_{cel(N-1)} \\ V_{cel_N} \end{bmatrix} \quad (\text{II.74})$$

avec la matrice carré ($N \times N$) :

$$A_{cel}^m = \begin{bmatrix} C_{21}^m - C_{11}^m & C_{22}^m - C_{12}^m & \dots & \dots & C_{2N}^m - C_{1N}^m \\ C_{31}^m + C_{11}^m - 2 \cdot C_{21}^m & \dots & \dots & \dots & C_{3N}^m + C_{1N}^m - 2 \cdot C_{2N}^m \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ C_{N1}^m + C_{(N-2)1}^m - 2 \cdot C_{(N-1)1}^m & \vdots & & \ddots & C_{NN}^m + C_{(N-2)N}^m - 2 \cdot C_{(N-1)N}^m \\ C_{(N-1)1}^m - C_{N1}^m & \dots & \dots & \dots & C_{(N-1)N}^m - C_{NN}^m \end{bmatrix} \quad (\text{II.75})$$

le terme général étant :

- $A_{cel_{i,j}}^m = C_{(i+1)j}^m + C_{(i-1)j}^m - 2 \cdot C_{ij}^m$ pour $1 < i < N$
- $A_{cel_{i,j}}^m = C_{(i+1)j}^m - C_{ij}^m$ si $i = 1$
- $A_{cel_{i,j}}^m = C_{(i-1)j}^m - C_{ij}^m$ si $i = N$

Remarque : On peut construire une commande active sur l'horizon d'une période dans le domaine fréquentiel, en considérant une ou plusieurs harmoniques. On peut passer des variations des tensions de cellule désirées sur la période aux courants moyens de cellule. Pour cela, il est nécessaire de fixer le courant moyen d'une des cellules pour pouvoir inverser

le système linéaire, en choisissant ${}_0 I_{cel_1}^m$, on obtient les courants moyens de référence suivants :

$$\frac{C.A_m}{2.T.|s_1^m|^2} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 2 & 1 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ N-1 & N-2 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_{cel_1}^m \\ \Delta V_{cel_2}^m \\ \vdots \\ \Delta V_{cel_{N-1}}^m \\ \Delta V_{cel_N}^m \end{bmatrix}_{Ref} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot {}_0 I_{cel_1}^m = \begin{bmatrix} {}_0 I_{cel_1}^m \\ {}_0 I_{cel_2}^m \\ \vdots \\ \vdots \\ {}_0 I_{cel_N}^m \end{bmatrix}_{Ref} \quad (II.76)$$

La commande devra alors déterminer les composantes du vecteur o (o_i), vérifiant le système non linéaire statique suivant :

$$\begin{bmatrix} {}_0 I_{cel_1}^m \\ {}_0 I_{cel_2}^m \\ \vdots \\ \vdots \\ {}_0 I_{cel_N}^m \end{bmatrix}_{Ref} = \frac{2.|s_1^m|^2}{A_m} \begin{bmatrix} C_{11}^m & C_{12}^m & \dots & \dots & C_{1N}^m \\ C_{21}^m & C_{22}^m & \dots & \dots & C_{2N}^m \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ C_{N1}^m & C_{N2}^m & \dots & \dots & C_{NN}^m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{cel_1} \\ V_{cel_2} \\ \vdots \\ V_{cel(N-1)} \\ V_{cel_N} \end{bmatrix} \quad (II.77)$$

La résolution devra se faire en fonction d'un critère à définir.

Pour connaître la variation des tensions de cellule sur la période, il faut calculer :

$$\Delta V_{c_p}^m = \frac{T}{C} \cdot ({}_0 I_{cel_{p+1}}^m - {}_0 I_{cel_p}^m) \quad (II.78)$$

En faisant un changement de variable entre les tensions de cellule et celles de condensateur, on obtient finalement :

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{c_1} \\ \Delta V_{c_2} \\ \vdots \\ \Delta V_{c_{(N-1)}} \end{bmatrix} = \frac{2.T.|s_1^m|^2}{C.A_m} \cdot A_{Vc}^m \cdot \begin{bmatrix} V_{c_1} \\ V_{c_2} \\ \vdots \\ V_{c_{(N-1)}} \\ E_d \end{bmatrix} \quad (II.79)$$

avec la matrice ((N-1)*N) suivante :

$$A_{Vc}^m = \begin{bmatrix} (C_{12}^m + C_{21}^m) - (C_{11}^m + C_{22}^m) & \dots & (C_{1N}^m + C_{2(N-1)}^m) - (C_{1(N-1)}^m + C_{2N}^m) & C_{2N}^m - C_{1N}^m \\ (C_{22}^m + C_{31}^m) - (C_{21}^m + C_{32}^m) & \dots & \vdots & C_{3N}^m - C_{2N}^m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (C_{(N-1)2}^m + C_{N1}^m) - (C_{(N-1)1}^m + C_{N2}^m) & \dots & (C_{(N-1)N}^m + C_{N(N-1)}^m) - (C_{(N-1)(N-1)}^m + C_{NN}^m) & C_{NN}^m - C_{(N-1)N}^m \end{bmatrix}$$

le terme général étant :

- $A_{Vc_i,j}^m = (C_{i(j+1)}^m + C_{(i+1)j}^m) - (C_{ij}^m + C_{(i+1)(j+1)}^m)$ si $j < N$
- $A_{Vc_i,j}^m = C_{(i+1)j}^m - C_{ij}^m$ si $j = N$

Pour la commande naturelle, il suffit d'utiliser la propriété suivante :

$$o_i - o_p = i - p \quad (\text{II.80})$$

ce qui conduit à :

$$C_{ip}^m = \cos[a_m(p-i) - \varphi_m] \quad (\text{II.81})$$

Remarque : si la charge est purement résistive, l'effet d'un condensateur sur un autre est le même car on a alors $C_{ip}^m = C_{pi}^m$ (la matrice est symétrique pour les condensateurs). Le signe négatif devant certain C_{ii}^m sur la diagonale permet la régulation naturelle hors point critique, en réalisant une contre réaction automatique.

II.4. Modélisation du moteur :

Pour simplifier l'écriture de la suite de l'étude, les coefficients du modèle d'état du moteur asynchrone ont été remplacés. Le modèle du moteur choisi est celui ayant pour variables d'état les courants et flux statoriques, dans le repère du stator. Le terme représentant la vitesse électrique n'a pas été modifié pour ne pas cacher les termes variables du modèle.

Le modèle utilisé est le suivant : modèle du moteur asynchrone (α, β) courants et flux statoriques

$$\dot{X}_M = A_{MC}(p_o) \cdot X_M + B_M \cdot V_{S_{\alpha,\beta}} \quad (\text{II.82})$$

avec :

$$A_{MC} = \begin{bmatrix} a & -p_o & b & cp_o \\ p_o & a & -cp_o & b \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_M = \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & c \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad X_M = \begin{bmatrix} I_{s_\alpha} \\ I_{s_\beta} \\ \phi_{s_\alpha} \\ \phi_{s_\beta} \end{bmatrix}, \quad V_{S_{\alpha,\beta}} = \begin{bmatrix} V_{s_\alpha} \\ V_{s_\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.83})$$

$$a = -\frac{R_s L_r + R_r L_s}{Q_{el}}, \quad b = \frac{R_r}{Q_{el}}, \quad c = \frac{L_r}{Q_{el}}, \quad p_o = p \cdot \Omega, \quad Q_{el} = L_r L_s - M^2 = \sigma L_r L_s \quad (\text{II.84})$$

II.5. Modélisation conjointe onduleur+moteur :

Ce modèle sert à l'observation des états de l'onduleur et de la charge (moteur asynchrone) dans le cas où l'on dispose uniquement de mesures de courant. La première partie permet d'obtenir le modèle d'état continu de l'ensemble onduleur-moteur. Il sera ensuite présenté sous sa forme discrète au 2^{ème} ordre afin de pouvoir être exploité par un ordinateur. Ce choix du 2^{ème} ordre a été longuement étudié dans la partie « Observation avec capteur de courant ». Les matrices seront explicitées afin de pouvoir accélérer le temps de calcul lors d'une application en temps réel.

II.5.1. Modèle exact :

Cette partie présente le modèle d'état continu de l'ensemble onduleur-moteur. Pour cela, il est nécessaire d'adopter une notation matricielle.

La matrice permettant d'avoir la tension de sortie de chaque phase est :

$$M_{\delta 1} = \begin{bmatrix} -s_N^1 & M_{\delta}^1 & 0 & 0 \\ -s_N^2 & 0 & M_{\delta}^2 & 0 \\ -s_N^3 & 0 & 0 & M_{\delta}^3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.85})$$

En développant tous les termes, on a :

$$M_{\delta 1} = \begin{bmatrix} \delta_N^1 & \delta_{N-1}^1 & \dots & \delta_1^1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \delta_N^2 & 0 & 0 & 0 & \delta_{N-1}^2 & \dots & \delta_1^2 & 0 & 0 & 0 \\ \delta_N^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_{N-1}^3 & \dots & \delta_1^3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.86})$$

Celle donnant le sens de variation des tensions de l'onduleur est :

$$M_{\delta 2} = \begin{bmatrix} 0 & M_{\delta}^1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{\delta}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_{\delta}^3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.87})$$

En développant tous les termes, on a :

$$M_{\delta 2} = \begin{bmatrix} 0 & \delta_{N-1}^1 & \dots & \delta_1^1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_{N-1}^2 & \dots & \delta_1^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_{N-1}^3 & \dots & \delta_1^3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.88})$$

Le vecteur d'état est supposé de la forme suivante :

$$X = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \phi_{s\alpha} \quad \phi_{s\beta} \quad E_d \quad Vc_{N-1}^1 \quad \dots \quad Vc_1^1 \quad Vc_{N-1}^2 \quad \dots \quad Vc_1^2 \quad Vc_{N-1}^3 \quad \dots \quad Vc_1^3]^T \quad (\text{II.89})$$

avec N le nombre de cellules de l'onduleur.

Les termes de ce modèle varient dans le temps car ils contiennent les positions des commutateurs. Mais ceux-ci sont constants par morceau, sur un intervalle (point dans Park). On considère un intervalle 'k'. On va exprimer le modèle en fonction des deux matrices suivantes. La première modélise l'effet de l'onduleur sur le moteur :

$$A_{1k} = -B_M \cdot M_{cb} \cdot M_{com} \cdot M_{\delta 1k} \quad \text{Dim}=4*(3N-2) \quad (\text{II.90})$$

La deuxième caractérise l'effet du moteur sur l'onduleur :

$$A_{2k} = \frac{1}{C} M_{\delta 2k}^T \cdot M_{icb} \quad \text{Dim}=(3N-2)*2 \quad (\text{II.91})$$

Le modèle continu exact complet valide sur l'intervalle 'k' est le suivant : (Moteur Onduleur Continu)

$$A_{MOCk} = \begin{bmatrix} A_{MC} & A_{1k} \\ A_{2k} & O^{(3N-2) \times (3N)} \end{bmatrix} \quad \text{Dim}=(3N+2)* (3N+2)* \quad (\text{II.92})$$

En développant, on a :

$$A_{MOCK} = \left[\begin{array}{cccc|ccc|cc} a & -p_o & b & cp_o & -\frac{c}{\sqrt{6}}(2\delta_N^1 - \delta_N^2 - \delta_N^3) & -\frac{2c}{\sqrt{6}}M_\delta^1 & \frac{c}{\sqrt{6}}M_\delta^2 & \frac{c}{\sqrt{6}}M_\delta^3 \\ p_o & a & -cp_o & b & -\frac{c}{\sqrt{2}}(\delta_N^2 - \delta_N^3) & O^{1 \times (N-1)} & -\frac{c}{\sqrt{2}}M_\delta^2 & \frac{c}{\sqrt{2}}M_\delta^3 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{6}}(2\delta_N^1 - \delta_N^2 - \delta_N^3) & -\frac{2}{\sqrt{6}}M_\delta^1 & \frac{1}{\sqrt{6}}M_\delta^2 & \frac{1}{\sqrt{6}}M_\delta^3 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}}(\delta_N^2 - \delta_N^3) & O^{1 \times (N-1)} & -\frac{1}{\sqrt{2}}M_\delta^2 & \frac{1}{\sqrt{2}}M_\delta^3 \\ \hline 0 & 0 & & & & & & \\ \hline \frac{2}{C\sqrt{6}}M_\delta^{1T} & & & & & & & \\ \hline -\frac{1}{C\sqrt{6}}M_\delta^{2T} & \frac{1}{C\sqrt{2}}M_\delta^{2T} & & & & & & \\ \hline -\frac{1}{C\sqrt{6}}M_\delta^{3T} & -\frac{1}{C\sqrt{2}}M_\delta^{3T} & & & & & & \end{array} \right] \quad (II.93)$$

$O^{(3N-2) \times 3N}$

II.5.2. Approximations en discret :

Afin d'utiliser le modèle précédent (A_{MOCK}) par un observateur sous forme discrète, il faut le discrétiser (A_{MODk}). On peut choisir au début plusieurs ordres (1^{er}, 2^{ième}, 3^{ième}) pour faire des comparaisons avec le modèle précédent et ainsi connaître l'ordre minimum nécessaire en fonction de la précision souhaitée.

Les ordres 1, 2 et 3 ont été essayés, leurs expressions dérivent de l'approximation de l'exponentielle :

$$A_{MODk} \cong \underbrace{I + T_e \cdot A_{MOCK}}_{1\text{ordre}} + \underbrace{\frac{T_e^2}{2} A_{MOCK}^2 + \frac{T_e^3}{6} A_{MOCK}^3}_{3\text{ordre}} \quad (II.94)$$

Les essais ont montré qu'un premier ordre est insuffisant, un deuxième représente bien le comportement du système et un troisième n'apporte plus grand chose. On va donc s'intéresser au deuxième ordre. Afin d'obtenir facilement la matrice A_{MODk} au second ordre, cette étude se décompose en deux parties : tout d'abord la forme de A_{MOCK} puis celle de A_{MOCK}^2 . Le résultat montre qu'en majorité les coefficients de la matrice A_{MODk} peuvent se mettre sous la forme d'un réel, facteur de la position d'un commutateur ou du produit de deux. Les réels dépendent du pas de discrétisation T_e et des valeurs des paramètres du moteur et de l'onduleur. Ils peuvent être calculés hors ligne ou en parallèle si l'on fait une identification en ligne des paramètres du moteur pour la commande. Ils seront tabulés pour un ensemble de pas d'échantillonnage T_e et de vitesses p_o . La construction de la matrice A_{MODk} sera très rapide car il suffira de changer correctement le signe des réels tabulés ou de les supprimer en fonction de la commande de l'onduleur.

En développant l'exponentiel jusqu'au deuxième ordre cela donne :

$$A_{MODk} \cong I_{3N+2} + T_e \cdot A_{MOCK} + \frac{T_e^2}{2} A_{MOCK} \cdot A_{MOCK} \quad \text{Dim}=(3N+2)^* (3N+2)^* \quad (\text{II.95})$$

La première étape consiste à déterminer la forme du carré de A_{MOCK} . Elle s'obtient en calculant les quatre matrices suivantes :

$$A_{MOCK}^2 = \begin{bmatrix} A_{MCK}^2 + \left[\frac{1}{C} B_{MC} \cdot M_{cb} \cdot M_{com} \cdot M_{\delta 1k} \cdot M_{\delta 2k}^T \cdot iM_{cb} \quad O^{4 \times 2} \right] & -A_{MCK} \cdot B_{MC} \cdot M_{cb} \cdot M_{com} \cdot M_{\delta 1k} \\ \frac{1}{C} M_{\delta 2k}^T \cdot iM_{cb} \cdot A_{MCK}(1:2,:) & -\frac{1}{C} M_{\delta 2k}^T \cdot iM_{cb} \cdot B_{MC}(1:2,:) \cdot M_{cb} \cdot M_{com} \cdot M_{\delta 1k} \end{bmatrix}$$

Voici finalement le développement complet avec les fonctions de commutation du modèle. Pour obtenir le modèle du premier ordre, il suffit d'annuler tous les termes facteurs de T_e^2 . Les résultats sont présentés avec la partition suivante :

$$A_{MODk} = \begin{bmatrix} A_{MODk11} & A_{MODk12} \\ A_{MODk21} & A_{MODk22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.96})$$

revenant à séparer les variables du moteur et celles de l'onduleur, comme ceci :

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \text{ avec } X_1 = \begin{bmatrix} Is_{\alpha,\beta} \\ \phi s_{\alpha,\beta} \end{bmatrix} \text{ et } X_2 = Vc_i \quad (\text{II.97})$$

Afin de construire rapidement la matrice d'état discrète de second ordre, les termes sont également présentés sous la forme de la multiplication entre deux matrices (quand c'est possible), l'une représentant les fonctions de commutation (M_{MODkij}), l'autre une matrice de poids (L_{MODkij}). Le produit entre ces deux matrices est le produit terme à terme. représenté par le signe \otimes , on a alors :

$$A_{MODkij} = L_{MODkij} \otimes M_{MODkij} \quad (\text{II.98})$$

Comme la matrice de commutation contient essentiellement des δ_i ne prenant que les trois valeurs suivantes (0,1,-1), la multiplication terme à terme avec L_{MODkij} revient juste à conserver ou non le terme et si oui, à modifier son signe correctement. Cette opération est donc très rapide.

Pour simplifier la notation, n_{bras_i} représente le nombre de condensateurs traversés par le courant de sortie pour la phase 'i'.

Il s'obtient avec :

$$n_{bras_i} = M_{\delta}^i M_{\delta}^{iT} \text{ avec } i \in [1, 2, 3] \quad (\text{II.99})$$

Partie 11 :

$$\begin{aligned}
 A_{MODk11} &= I_4 + \\
 &T_e \cdot \begin{bmatrix} a & -p_o & b & cp_o \\ p_o & a & -cp_o & b \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 &\frac{T_e^2}{2} \begin{bmatrix} a^2 - p_o^2 - bR_s & p_o(-2a - cR_s) & ab + cp_o^2 & p_o(-b + ac) \\ -p_o(-2a - cR_s) & a^2 - p_o^2 - bR_s & -p_o(-b + ac) & ab + cp_o^2 \\ -aR_s & p_oR_s & -bR_s & -cp_oR_s \\ -p_oR_s & -aR_s & cp_oR_s & -bR_s \end{bmatrix} \quad (II.100) \\
 &- \frac{T_e^2}{2.6.C} \begin{bmatrix} c(4n_{bras1} + n_{bras2} + n_{bras3}) & \sqrt{3}c(-n_{bras2} + n_{bras3}) & 0 & 0 \\ \sqrt{3}c(-n_{bras2} + n_{bras3}) & 3c(n_{bras2} + n_{bras3}) & 0 & 0 \\ (4n_{bras1} + n_{bras2} + n_{bras3}) & \sqrt{3}(-n_{bras2} + n_{bras3}) & 0 & 0 \\ \sqrt{3}(-n_{bras2} + n_{bras3}) & 3(n_{bras2} + n_{bras3}) & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Seules les deux premières colonnes de A_{MODk11} sont influencées par l'onduleur, où intervient seulement le nombre de condensateurs utilisés dans chaque phase avec n_{bras1} , n_{bras2} et n_{bras3} .

Partie 12 :

$$A_{MODk12} = L_{MODk12} \otimes M_{MODk12} \quad (II.101)$$

AVEC

$$M_{MODk12} = \begin{bmatrix} (2\delta_N^1 - \delta_N^2 - \delta_N^3) & M_\delta^1 & M_\delta^2 & M_\delta^3 \\ (\delta_N^2 - \delta_N^3) & O^{1 \times (N-1)} & M_\delta^2 & M_\delta^3 \\ (2\delta_N^1 - \delta_N^2 - \delta_N^3) & M_\delta^1 & M_\delta^2 & M_\delta^3 \\ (\delta_N^2 - \delta_N^3) & O^{1 \times (N-1)} & M_\delta^2 & M_\delta^3 \end{bmatrix} \quad (II.102)$$

et

$$L_{MODk12} = \frac{T_e}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} -\left((b+ac)\frac{T_e}{2} + c\right) & -2\left((b+ac)\frac{T_e}{2} + c\right) & \left((b+ac)\frac{T_e}{2} + c\right) & \left((b+ac)\frac{T_e}{2} + c\right) \\ -\sqrt{3}\left((b+ac)\frac{T_e}{2} + c\right) & O^{1 \times (N-1)} & -\sqrt{3}\left((b+ac)\frac{T_e}{2} + c\right) & \sqrt{3}\left((b+ac)\frac{T_e}{2} + c\right) \\ \left(cR_s\frac{T_e}{2} - 1\right) & 2\left(cR_s\frac{T_e}{2} - 1\right) & -\left(cR_s\frac{T_e}{2} - 1\right) & -\left(cR_s\frac{T_e}{2} - 1\right) \\ \sqrt{3}\left(cR_s\frac{T_e}{2} - 1\right) & O^{1 \times (N-1)} & \sqrt{3}\left(cR_s\frac{T_e}{2} - 1\right) & -\sqrt{3}\left(cR_s\frac{T_e}{2} - 1\right) \end{bmatrix} \quad (II.103)$$

La matrice L_{MODk12} contient plusieurs expressions identiques. De plus elle ne fait pas intervenir la vitesse. Ceci facilite la tabulation en fonction de T_e .

Partie 21 :

$$A_{MODk\ 21} = L_{MODk\ 21} \otimes M_{MODk\ 21} \quad (\text{II.104})$$

avec

$$L_{MODk\ 21} = \frac{T_e}{\sqrt{6C}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2\left(a\frac{T_e}{2} + 1\right) & -p_o T_e & bT_e & cp_o T_e \\ \left(-a + \sqrt{3}p_o\right)\frac{T_e}{2} - 1 & \left(\sqrt{3}a + p_o\right)\frac{T_e}{2} + \sqrt{3} & \left(-b - \sqrt{3}cp_o\right)\frac{T_e}{2} & \left(\sqrt{3}b - cp_o\right)\frac{T_e}{2} \\ \left(-a - \sqrt{3}p_o\right)\frac{T_e}{2} - 1 & \left(-\sqrt{3}a + p_o\right)\frac{T_e}{2} + \sqrt{3} & \left(-b + \sqrt{3}cp_o\right)\frac{T_e}{2} & \left(-\sqrt{3}b - cp_o\right)\frac{T_e}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.105})$$

et

$$M_{MODk\ 21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{\delta}^{1T} & M_{\delta}^{1T} & M_{\delta}^{1T} & M_{\delta}^{1T} \\ M_{\delta}^{2T} & M_{\delta}^{2T} & M_{\delta}^{2T} & M_{\delta}^{2T} \\ M_{\delta}^{3T} & M_{\delta}^{3T} & M_{\delta}^{3T} & M_{\delta}^{3T} \end{bmatrix} \quad (\text{II.106})$$

Partie 22 :

$$A_{MODk\ 22} = I_{3N-2} + L_{MODk\ 22} \otimes M_{MODk\ 22} \quad (\text{II.107})$$

avec

$$L_{MODk\ 22} = -\frac{T_e^2 c}{2.3C} \begin{bmatrix} 0 & O^{1 \times (N-1)} & O^{1 \times (N-1)} & O^{1 \times (N-1)} \\ 1 & 2 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 2 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.108})$$

et

$$M_{MODk\ 22} = \begin{bmatrix} 0 & O^{1 \times (N-1)} & O^{1 \times (N-1)} & O^{1 \times (N-1)} \\ \left(2\delta_N^1 - \delta_N^2 - \delta_N^3\right)M_{\delta}^{1T} & M_{\delta}^{1T} M_{\delta}^1 & M_{\delta}^{1T} M_{\delta}^2 & M_{\delta}^{1T} M_{\delta}^3 \\ \left(-\delta_N^1 + 2\delta_N^2 - \delta_N^3\right)M_{\delta}^{2T} & M_{\delta}^{2T} M_{\delta}^1 & M_{\delta}^{2T} M_{\delta}^2 & M_{\delta}^{2T} M_{\delta}^3 \\ \left(-\delta_N^1 - \delta_N^2 + 2\delta_N^3\right)M_{\delta}^{3T} & M_{\delta}^{3T} M_{\delta}^1 & M_{\delta}^{3T} M_{\delta}^2 & M_{\delta}^{3T} M_{\delta}^3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.109})$$

On voit apparaître dans la matrice $M_{MODk\ 22}$ des termes qui sont les produits de deux fonctions de commutation représentant l'effet des phases les unes sur les autres (intercorrélations des phases entre elles).

II.6. Conclusion :

Ce chapitre a présenté l'ensemble des modèles qui seront nécessaires dans les deux chapitres « commande » et « observateur ». Comme le convertisseur multiniveaux possède à la fois des variables continues et des variables discontinues, il se classe dans la catégorie des systèmes hybrides. Trois systèmes différents ont été modélisés.

Le premier système modélisé est le **convertisseur multiniveaux seul**. Son modèle est tout d'abord présenté dans le domaine temporel, puis dans le domaine fréquentiel :

- dans le domaine temporel avec un modèle du 1^{ier} ordre et charge résistive, afin de permettre l'étude de l'équilibrage naturelle avec une commande périodique. Il est présenté sous sa forme continue, puis sous sa forme discrète, en monophasé puis triphasé.
- dans le domaine fréquentiel, avec une formulation qui utilise une table de permutation des numéros de cellules avec une commande naturelle. Il peut être utilisé pour étudier les commandes : naturelle, naturelle modifiée, permutée, fréquentielle. Il peut également servir à développer une commande active considérant l'évolution de l'état complet, en raisonnant sur une ou plusieurs fréquences.

Le deuxième système présenté est le **moteur asynchrone seul** dans le domaine (α, β) (voir Annexe D).

Enfin, le troisième système modélisé est le **convertisseur avec le moteur asynchrone**, en continu et sous forme discrète au 2^e ordre.

CHAPITRE III

ANALYSE

Cette partie est consacrée à l'étude du comportement du convertisseur. Pour cela, la commande naturelle est étudiée. On va surtout s'intéresser à ce qui se passe à la limite de stabilité (points critiques). Après avoir présenté la condition de stabilité pour une commande périodique, l'ensemble des points critiques de la commande naturelle en monophasé, puis triphasé seront donnés.

Dans le cas triphasé, une modification de la commande naturelle permet de supprimer certains points critiques.

CHAPITRE III

ANALYSE

III.1. Introduction :

Afin de mieux comprendre le fonctionnement du convertisseur et de ses particularités, on va approfondir le comportement du système avec la commande naturelle (MLI). Cette commande a été choisie car elle est simple et capable d'assurer l'équilibrage des tensions de condensateur. Mais pour certains nombres de cellules (N), il existe des rapports cycliques pour lesquels le système est à la limite de stabilité, ces rapports cycliques particuliers sont appelés des points critiques. Cette commande a déjà été étudiée dans [GAT97, CAR96], mais le phénomène des points critiques n'a jamais été réellement analysé. Le besoin de mieux caractériser l'existence d'un tel fonctionnement rend nécessaire une analyse approfondie de cette commande. La nouveauté de ce travail consiste à s'appuyer sur une analyse géométrique pour réaliser cette étude. Cette démarche originale permet une analyse aussi complète que possible.

Pour cela, on a utilisé le modèle discret du 1^{er} ordre avec charge résistive (développé en II.3.1, p43). Il va permettre de trouver le régime final de la tension de sortie et des tensions de condensateur. On va ensuite déterminer la condition de stabilité pour une commande périodique dans les cas monophasé, puis triphasé. Pour cela, on utilisera le même modèle discret. Afin d'avoir un critère plus simple à utiliser, on va trouver une condition équivalente sur la matrice (S) qui est la même que celle permettant l'observabilité des tensions de l'onduleur à partir des seules tensions de sortie. Cette condition équivalente peut être testée soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine harmonique. Elle va être utilisée pour déterminer l'ensemble des points critiques de la commande naturelle, dans les cas monophasé et triphasé. Les points critiques dans le cas monophasé ont été abordés dans certains travaux [GAT97, CAR96], mais ici l'approche est différente et elle permet par extension de traiter le cas triphasé. Pour le cas triphasé, on va considérer deux cas particuliers de déphasage des commandes de chaque bras. Ces deux cas ont été choisis car ils se caractérisent dans le domaine de Park (voir partie VI.2.2, p193) par des formes de cycles particuliers.

Ces résultats sont à l'origine d'une commande passive qui sera décrite dans le chapitre *Commande du convertisseur : la commande permutée passive*.

III.2. Commande naturelle :

III.2.1. Génération et propriétés :

La commande « naturelle » ou la méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI), est la commande la plus simple assurant l'équilibre des tensions de condensateur. Cette méthode est dite passive (BO), car elle ne nécessite pas la connaissance des tensions de condensateur (aucune mesure). Elle dépend uniquement de la tension de sortie moyenne désirée à travers le rapport cyclique.

Les signaux de commande des cellules de commutation ont tous une forme de signal carré. Ils possèdent tous le même rapport cyclique avec un déphasage régulier de $2\pi/N$. En pratique, on peut réaliser ces signaux de commande en comparant des signaux de forme triangulaire (porteuses) avec la tension de sortie moyenne de référence $V_{s_{ref}}$. Le profil de la tension de sortie sur une période (T) peut être divisé en N périodes élémentaires qui seront appelées « petites périodes » par opposition à la période complète appelée « grande période » (Figure III.1). Durant un cycle complet (grande période), la tension de sortie prend alternativement N fois les deux niveaux possibles les plus proches de la tension moyenne désirée : $n\frac{Ed}{N}$ et $(n+1)\frac{Ed}{N}$ avec $n = \text{int}(\alpha N)$ ou α est le rapport cyclique $\alpha = V_{s_{ref}} / E_d$. Ce profil de tension de sortie sera considéré comme la référence, lorsque l'on parlera de profil correct ou incorrect. Par la suite, on appellera "intervalle" la durée pendant laquelle la commande du convertisseur est constante, elle correspond à un niveau de tension de sortie constant (voir Figure III.1).

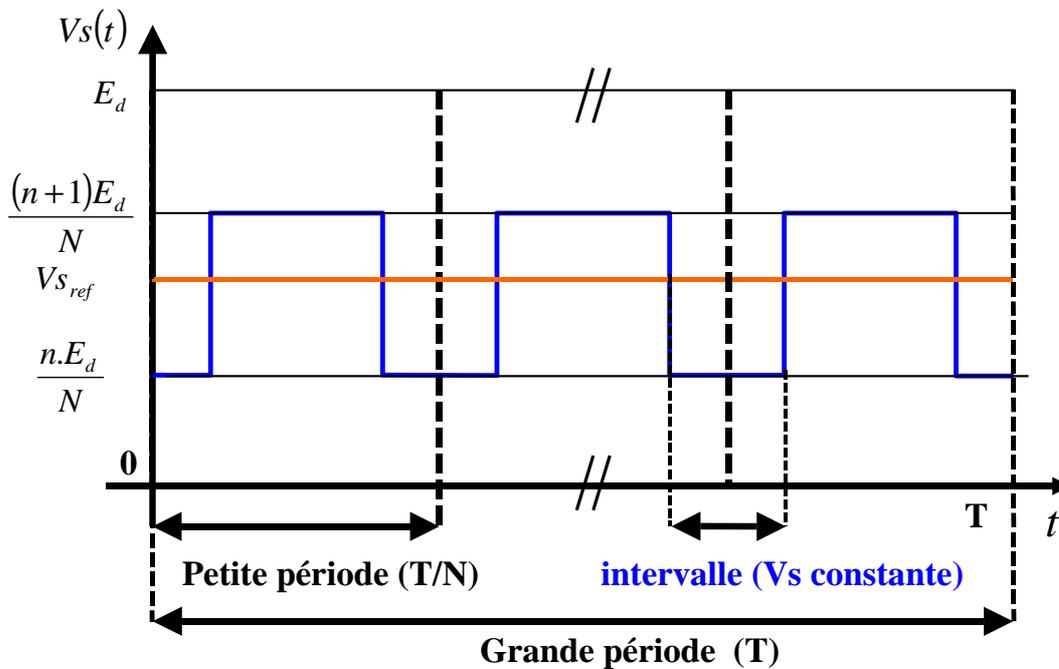


Figure III.1 : Profil général de la tension de sortie avec les définitions associées.

La commande « naturelle » possède les propriétés suivantes :

- même n_s et même rapport cyclique pour chaque petite période
- chaque commutateur change deux fois d'état sur une grande période
- le courant dans chaque condensateur est positif et négatif pendant la même durée en considérant une grande période.

Cette commande symétrique a pour caractéristiques :

- le meilleur compromis entre fréquence de commutation et contenu harmonique
- stabilité naturelle des tensions de condensateur

Cependant, la dynamique de régulation des tensions de condensateur varie beaucoup suivant la tension de sortie moyenne désirée (point de fonctionnement). Dans le cas des points critiques, la régulation n'est plus assurée, ce qui peut conduire à la destruction du convertisseur.

En effet, il a été montré dans différents travaux [GAT97, CAR96] que cette commande était capable d'assurer une régulation correcte uniquement dans le cas d'un nombre de cellules premier. Dans le cas contraire il existe des rapports cycliques pour lesquels les tensions de condensateur ne convergent pas vers celles désirées. On appelle ces rapports cycliques singuliers des points critiques.

Voici deux exemples de construction des signaux de commutation dans le cas d'un convertisseur à 3 cellules. Les deux exemples diffèrent dans l'intervalle de la tension de référence qui est : dans la première bande pour la Figure III.2 et dans la deuxième bande pour la Figure III.3.

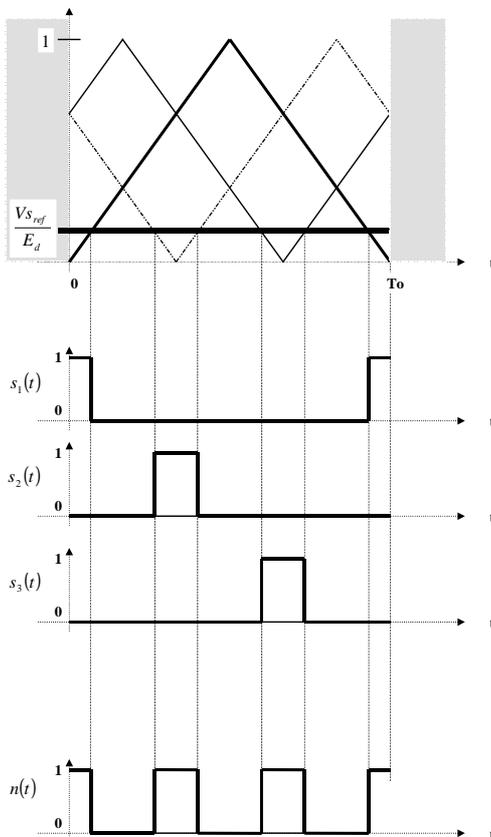


Figure III.2 : Exemple de construction des commandes de cellules et V_s avec V_{ref} dans la 1^{ère} bande.

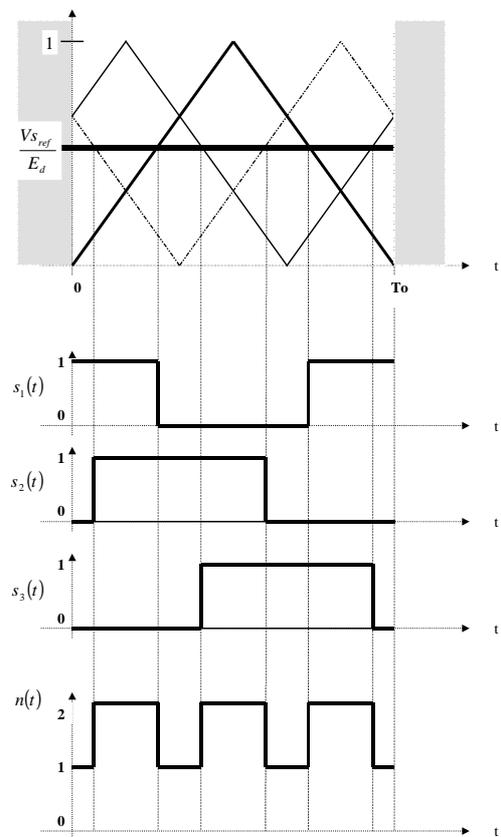


Figure III.3 : Exemple de construction des commandes de cellules et V_s avec V_{ref} dans la 2^e bande.

III.2.2. Etude des points critiques :

III.2.2.1. Modèle utilisé :

L'évolution des tensions de condensateur au bout d'une période (T) dépend du courant moyen sur cette période. Avec le modèle moyen, le courant moyen dans une capacité 'k' dépend du rapport cyclique des commandes des cellules voisines :

$$I_{c_{k\text{ moy}}} = I_s \cdot (\alpha_{k+1} - \alpha_k) \quad (\text{III.1})$$

Comme la commande naturelle utilise les mêmes rapports cycliques pour chaque cellule, l'utilisation du modèle moyen conduit à des courants moyens de condensateur tous nuls (voir (III.1)). En conséquence, les tensions de condensateur ont toujours les mêmes valeurs à la fin de chaque période.

Mais les expérimentations montrent que le système évolue, cela signifie que pour modéliser correctement le convertisseur, il est nécessaire de prendre en compte une information supplémentaire qui n'apparaît pas dans le modèle moyen. Le courant traversant chaque interrupteur est la somme des effets du courant moyen et des courants harmoniques. Comme l'effet du courant moyen sur les tensions est nul, l'évolution est due uniquement aux courants harmoniques. Pour pouvoir être utilisé lors de l'étude des points critiques, le modèle doit prendre en compte ce phénomène harmonique. On ne peut donc pas utiliser un modèle moyen ou une approximation du fondamental.

Il est nécessaire d'avoir suffisamment d'**informations** dans le modèle. Pour cela, on peut utiliser un modèle temporel avec une charge résistive ou la concaténation d'un nombre d'harmoniques suffisant (supérieur au nombre de cellules). La charge n'a pas beaucoup d'importance, ce qu'il faut c'est bien représenter tous les effets des condensateurs les uns par rapport aux autres, il faut tenir compte des **formes exactes** de la commande.

L'application du modèle temporel au 1^{er} ordre montre qu'il est suffisant pour modéliser le problème des points critiques. Les courbes suivantes (Figure III.4) montrent l'évolution du maximum de la partie réelle des valeurs propres (du modèle continu équivalent) suivant le rapport cyclique et le nombre de cellules du convertisseur. Ces courbes représentent ainsi la dynamique la plus lente du système dans le plan de Nyquist, elles ont été normalisées de façon à faciliter les comparaisons. Plusieurs nombres de cellules sont considérés afin de montrer l'évolution croissante de la complexité avec l'accroissement du nombre de cellules.

Les courbes sont toujours dans le demi-plan à partie réelle négative signifiant que le système peut se trouver dans deux situations, soit stable, soit à la limite de stabilité. Les valeurs du rapport cyclique pour lesquels la courbe s'annule sont les points critiques (absence de régulation)

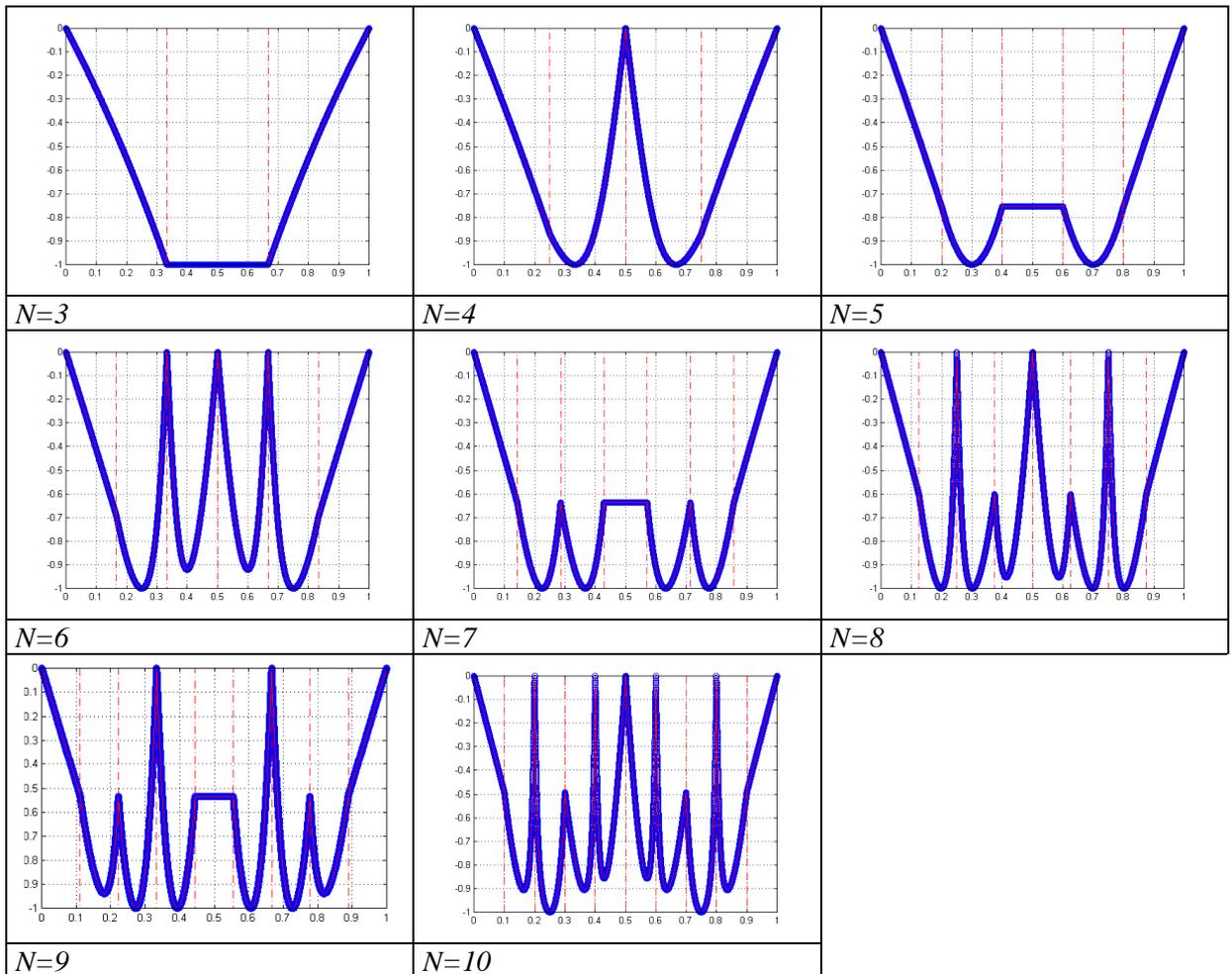


Figure III.4 Maximum de la partie réelle des valeurs propres normalisées (modèle temporel 1^{er} ordre).

III.2.2.2. Test temporel :

La condition de stabilité d’une commande périodique en temporel est équivalente à un test de rang d’une matrice S contenant l’ensemble des commandes s_i sur une période (voir partie III.3, p82). Avec cette matrice S , chaque ligne représente l’ensemble des commandes s_i sur un intervalle de tension de sortie (palier constant). Les cellules à l’état 1 sont toutes adjacentes à une permutation circulaire près. A l’intérieur d’une même période, à chaque fois que la tension de sortie prend le niveau ‘ i ’ la commande des cellules peut s’obtenir par un décalage circulaire du cas précédent. Dans le cas de la commande naturelle pour un niveau de sortie ‘ i ’, cette matrice à la forme représentée sur la Figure III.5.

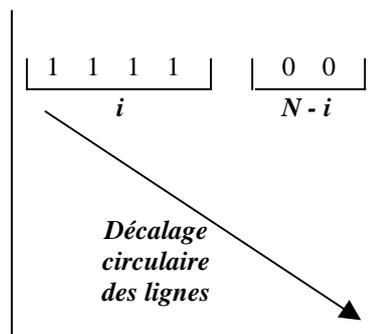


Figure III.5 Construction de la matrice S .

Si le déterminant est nul alors α est un point critique. Deux cas de figures peuvent se produire suivant la valeur de la tension de sortie désirée par rapport aux niveaux de tension de sortie directement délivrables par le convertisseur. La tension moyenne désirée peut soit être entre deux niveaux possibles, soit correspondre à un niveau de tension possible. Rappelons que les niveaux de tension possibles sont de la forme Ed/n avec $n \in [1 \dots N]$.

Si le niveau de sortie désiré est différent d'un niveau possible, la séquence de commande naturelle utilise alors successivement les deux niveaux adjacents qui encadrent la valeur moyenne désirée. Ceci conduit à une séquence de $2N$ intervalles dont la commande est suffisamment riche pour ne pas conduire à un point critique (rang(S) toujours plein).

Les points candidats à être des points critiques sont uniquement ceux donnant une tension de sortie constante de la forme Ed/n avec $n \in [1 \dots N]$, N étant le nombre de cellules du bras de l'onduleur. Pour tester un rapport cyclique potentiellement critique ($\alpha = \frac{i}{N}$, $i \in [1 \dots N]$), il suffit de construire la matrice circulaire correspondante et de tester son rang. On peut remarquer que les rapports cycliques « $\alpha = 0$ et $\alpha = 1$ » sont toujours des points critiques quel que soit le nombre de cellules (N).

Remarque : si la tension de sortie est égale à Ed/n avec $n \in [1 \dots N]$, la séquence de commande naturelle composée dans le cas général de $2N$ intervalles passe à seulement N intervalles sur un cycle. Ceci est dû à la commutation simultanée de deux interrupteurs. La matrice S devient alors carrée de dimension N .

On va maintenant voir quelques exemples de test de rapports cycliques potentiellement critiques dans le cas $N=4$, voici les différentes matrices S correspondantes :

$\alpha = 0$	$\alpha = 0.25$	$\alpha = 0.5$	$\alpha = 0.75$	$\alpha = 1$
$\begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} = 0$	$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \neq 0$	$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{vmatrix} = 0$	$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \neq 0$	$\begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} = 0$
Point critique	Point non critique	Point critique	Point non critique	Point critique

Tableau III.1: Test des points critiques $N=4$.

III.2.3. Tension de sortie et tensions de condensateur :

III.2.3.1. Régime final :

On va utiliser le résultat de la modélisation discrète temporel au 1^{er} ordre (II.3.1, p43). La variation des tensions de capacité sur une période est donnée par la matrice de déplacement (définie en II.3.1.2, p49):

$$dv_T = \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot V_s \quad (\text{III.2})$$

Le profil de la tension de sortie en régime permanent doit conduire à un déplacement nul de l'état, mais il doit également être le résultat de certaines combinaisons linéaires des tensions du convertisseur, respecter :

$$V_s = -\delta.V_c \quad (\text{III.3})$$

La réunion des deux conditions définit de façon unique le profil de la tension de sortie. Cette tension étant unique, elle correspond donc au profil correct. Elle est définie à partir de la seule tension du bus.

On peut montrer qu'en régime permanent, le profil de la tension de sortie correspond toujours au profil idéal décrit dans la partie III.2.1 (p69, voir Figure III.2), quel que soit le nombre de cellules et le rapport cyclique. Par contre, les tensions de condensateur peuvent être différentes des valeurs de référence.

Si le profil de la tension de sortie est correct sur un palier (v_1), la matrice de déplacement qui représente la variation de l'état au cours d'une période devient :

$$dv_T = \frac{v_1.T}{RC.N} \cdot \begin{bmatrix} \delta_{11} + \delta_{21} + \dots + \delta_{N1} \\ \delta_{12} + \delta_{22} + \dots + \delta_{N2} \\ \vdots \\ \delta_{1(N-1)} + \delta_{2(N-1)} + \dots + \delta_{N(N-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Pour que les tensions de condensateur soient équilibrées ($dv_T = 0$) lorsque la tension de sortie (V_s) est correcte, il faut que la somme des éléments d'une colonne de δ soit nulle. Physiquement, cela signifie que les temps de charge et de décharge de chaque condensateur doivent être égaux sur une période. Cette condition est **naturellement** réalisée par la commande naturelle.

Par contre les tensions de condensateur finales ne sont pas uniques sur un point critique. Elles peuvent être complètement erronées. Des essais montrent qu'elles peuvent être négatives et même parfois être supérieures à la tension d'alimentation, ce qui est un réel danger pour le système. L'étude théorique montre qu'elles appartiennent à un sous-espace obtenu en cherchant les solutions du système linéaire suivant :

$$V_{s_correcte} = -\delta.V_c \quad (\text{III.5})$$

Ce sous-espace sera appelé **sous-espace critique (SEC)**. Il est caractérisé par la commande appliquée sur la période. Chaque modification de la commande conduit à un nouveau SEC. Cette différence de SEC suivant la séquence sera directement exploitée par l'une des commandes présentées (commande permutée en IV.3.2, p128).

III.2.3.2. Trajectoires de l'état :

Afin de simplifier les explications, on va parler de convergence asymptotique vers un point final, alors qu'en réalité l'état tend vers un cycle limite. Les trajectoires exactes peuvent être décrites d'une façon rigoureuse, mais l'objectif ici n'est pas de caractériser la forme exacte des trajectoires, mais simplement de montrer la différence fondamentale entre le fait d'être ou

non sur un point critique. On va tout d'abord considérer le cas où le rapport cyclique est un point critique, on verra ensuite l'autre cas afin de pouvoir effectuer une comparaison.

On considère tout d'abord un rapport cyclique critique et un état initial n'appartenant pas au sous-espace critique. Initialement, la matrice de déplacement qui décrit la variation des tensions des condensateurs n'est pas nulle. Ainsi, le système évolue et l'état converge vers un point du sous-espace critique car il est attractif. Cette valeur finale n'est pas unique, elle dépend des conditions initiales. C'est pourquoi en général, elle ne correspond pas à celle souhaitée. Comme il n'y a pas de régulation, le système est très sensible aux perturbations. Il est donc dangereux d'appliquer la commande naturelle sur un point critique car les tensions de condensateur peuvent avoir une évolution destructrice (risque d'explosion des condensateurs, surtensions sur les commutateurs).

On peut montrer que plus l'on se rapproche du sous-espace critique plus la vitesse de déplacement diminue.

Dans l'exemple suivant, on montre ce qui se passe dans l'espace d'état pour un bras d'onduleur de quatre cellules ($N=4$) sur un point critique. Le rapport cyclique appliqué est $\alpha=0.5$ et le sous-espace critique est une droite passant par le point de référence (point O). Pour observer l'influence du sous-espace critique sur les variables d'état, il faut étudier les vecteurs dérivés autour de celui-ci.

La Figure III.6 représente les vecteurs dérivés dans une coupe perpendiculaire du SEC passant par le point O, pour une charge résistive.

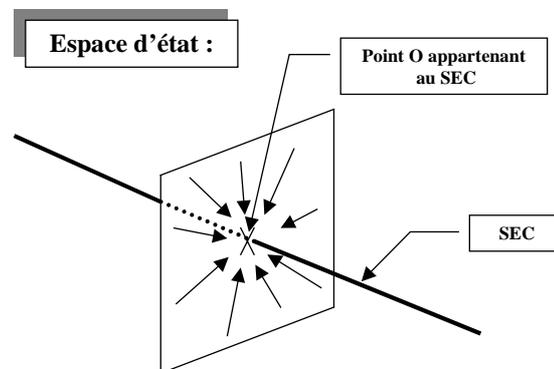


Figure III.6 : Vecteurs dérivés dans un plan perpendiculaire au S.E.C. (charge R)

Dans le cas d'une charge résistive, les directions sont presque des lignes droites en direction du point O. Le point O est donc un point attractif. Les formes de la trajectoire se rapprochent d'une ligne droite au voisinage du SEC comme représenté sur la Figure III.7 (cas a).

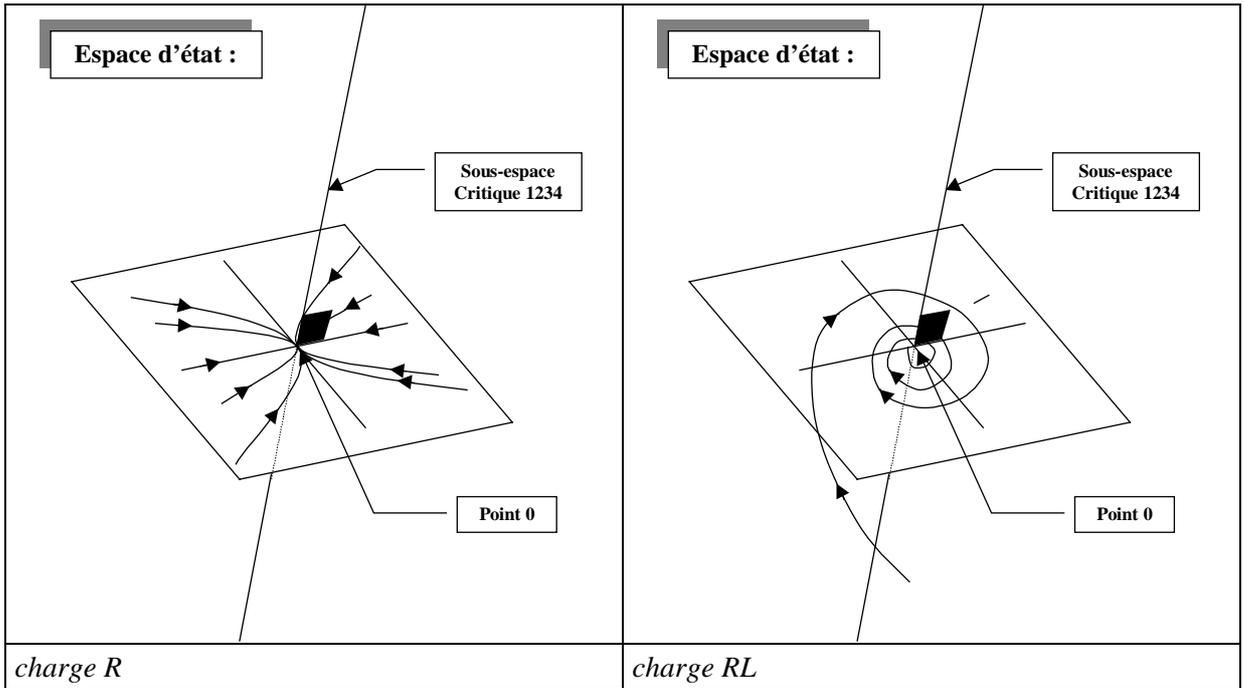


Figure III.7 : Trajectoires dans l'espace d'état en un point critique (Charge R et RL)

Lorsque la charge devient inductive, la trajectoire a tendance à s'enrouler autour du SEC comme représenté dans la Figure III.7 (cas b).

Si l'on regarde ce qui se passe cette fois dans le plan contenant le SEC (Figure III.8, cas a), on s'aperçoit que le champ des vecteurs dérivés est perpendiculaire à cette droite en tout point, le sous-espace critique est donc attractif. L'amplitude des dérivées augmentent avec la distance, c'est pourquoi l'état se dirige vers le sous-espace critique avec une vitesse qui diminue dans le temps.

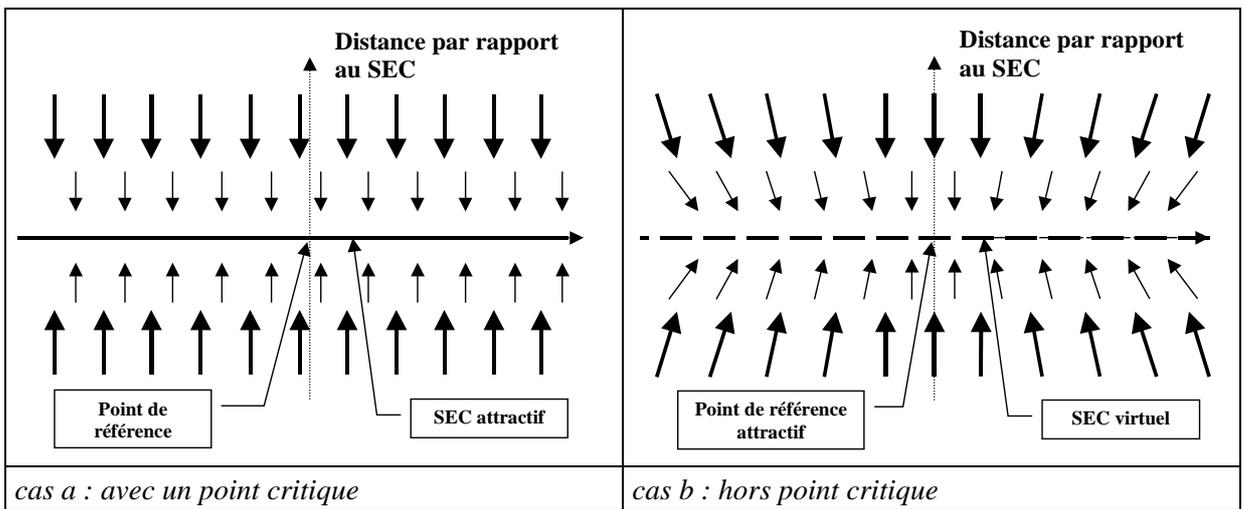


Figure III.8 : Vecteurs dérivés suivant la distance par rapport au SEC, sur et hors point critique (charge R).

Ici, le point final sera la projection des conditions initiales perpendiculairement au SEC.

Lorsque le point de fonctionnement n'est pas un point critique, il y a un certain nombre de modifications par rapport au cas précédent (Figure III.8 cas b). Les vecteurs dérivés qui étaient auparavant tous dans la même direction se sont tordus les uns par rapport aux autres.

Le SEC qui était une droite auparavant est réduit au point de référence (ici, l'origine). C'est pourquoi la régulation du bras est maintenant active. La commande naturelle peut donc être employée hors d'un point critique. L'état final est alors unique quelles que soient les conditions initiales.

La vitesse de convergence dépend beaucoup des conditions initiales. En pratique, l'état se dirige vers le SEC, puis il le longe en se dirigeant vers le point de référence. Plus le rapport cyclique est proche du point critique, plus la trajectoire passe près du SEC correspondant.

On va voir les trajectoires dans l'espace d'état avec une charge résistive. Les conditions initiales ont été choisies de façon à être très éloignées du point de référence :

$$V_{c1}^0 = 950, V_{c2}^0 = -1000, V_{c3}^0 = 1100 \text{ (V)}.$$

Les deux graphiques suivants illustrent bien le comportement pour un point critique (Figure III.9 : cas a) et proche d'un point critique (Figure III.9 : cas b).

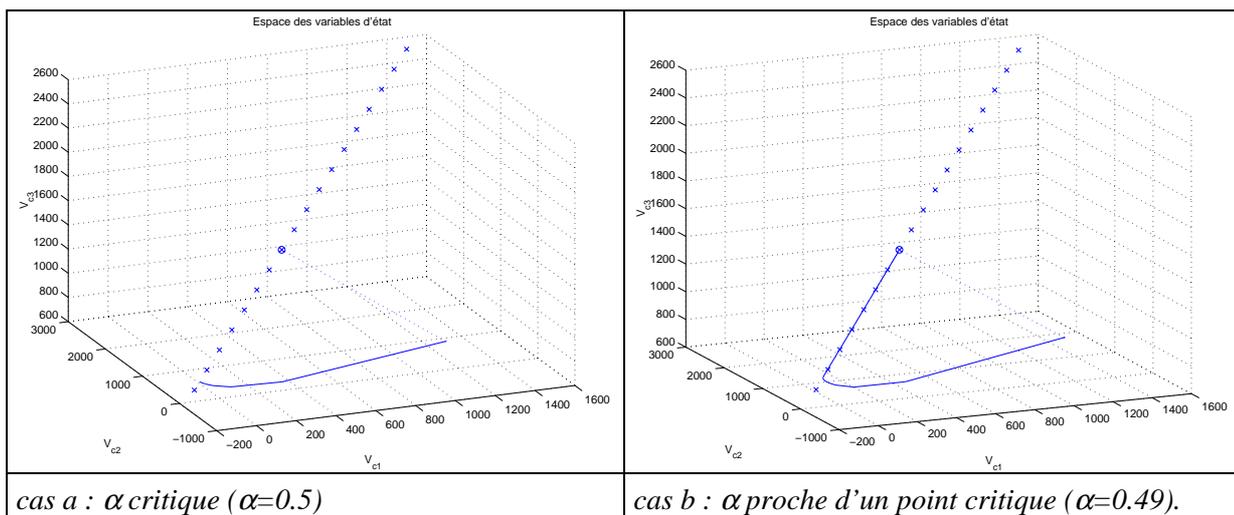


Figure III.9 : Commande naturelle : permutation 1 3 2 4 (N=4).

Le sous-espace critique (droite) est représenté par des étoiles. Le point de référence est symbolisé par une croix dans un rond.

III.2.4. Cycles dans l'espace des phases :

On va voir les cycles dans l'espace des dérivées de tension de condensateur. Dans l'exemple considéré le nombre de cellules est de 3. Deux dimensions correspondent aux dérivés des deux condensateurs, la troisième représente le niveau de tension de sortie. Chaque point correspond à une position différente des commutations. La référence de la tension de sortie peut se trouver dans l'une des trois couches suivantes : (0,1), (1,2) et (2,3). Les trois cycles de commande correspondants sont représentés sur la Figure III.10 (cas a, b, c). La trajectoire représentée par des flèches correspond à la commande naturelle sur une période. La tension de sortie change $2N$ fois de niveaux de tension de sortie, on le voit ici par le changement de

niveau entre deux points de commande successifs. Le nombre de changements d'état de chaque commutateur au cours d'une période est toujours de deux. On s'aperçoit que les dérivées instantanées des points utilisés durant le cycle sont non nulles. Mais sur la période, comme le temps d'application d'un point d'un même niveau est le même, la somme des dérivées pour chaque condensateur est nulle. C'est pourquoi, cette commande est insensible au courant moyen, l'équilibrage naturel s'il existe provient des phénomènes du second ordre et ceux d'ordres supérieurs.

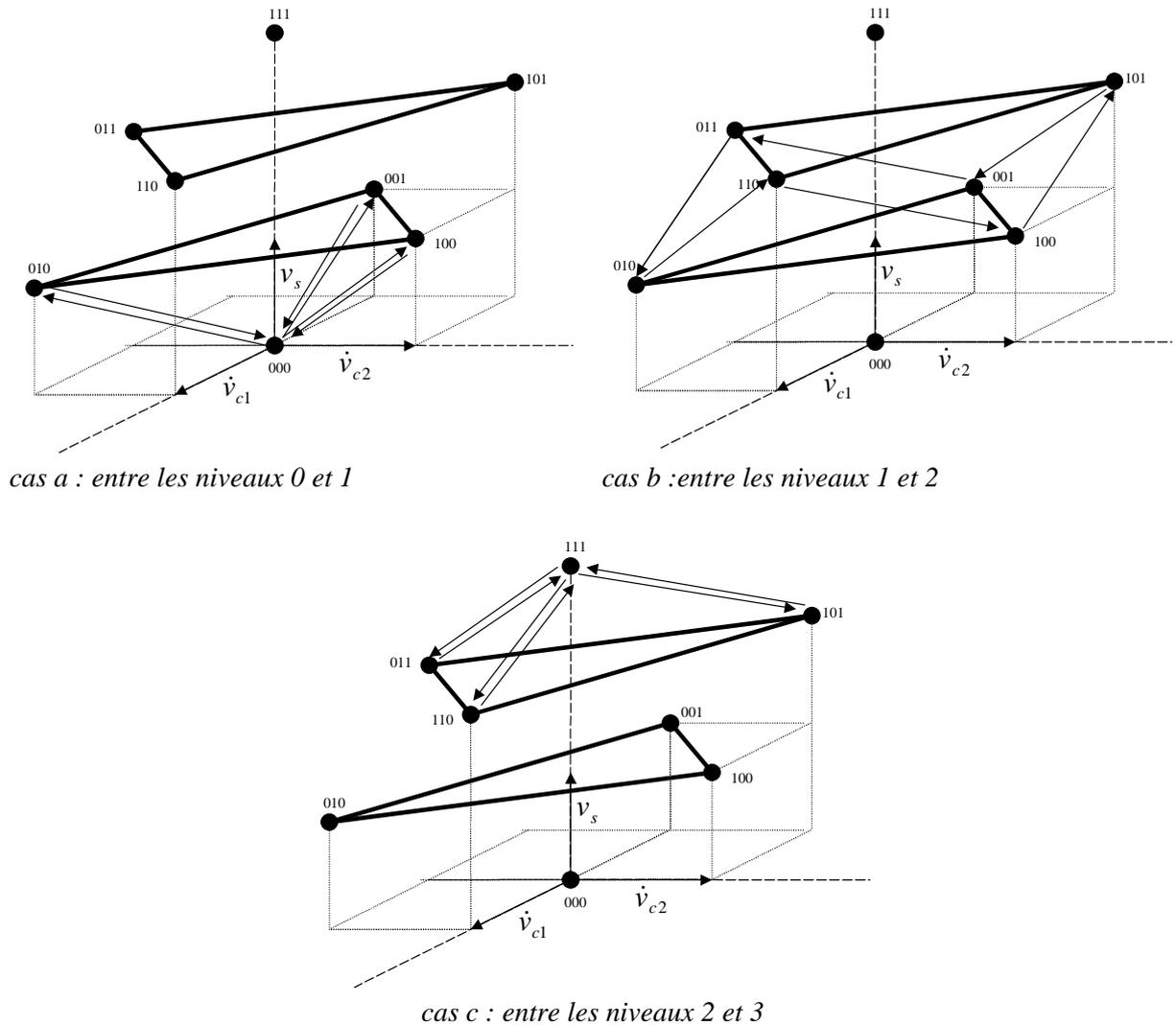


Figure III.10 Cycles de la commande naturelle dans l'espace des phases (N=3).

III.2.5. Aspect fréquentiel :

III.2.5.1. Régime final de Vs et Vc :

On va déterminer le régime final des courants harmoniques en fonction de la charge et de la commande pour un cas particulier mais on peut généraliser. On utilise la notation δ_i^n et i^n pour représenter les transformées de Fourier des signaux $\delta_i(t)$ et $i(t)$.

L'évolution de la tension de capacité (i) au bout d'une période est donnée par :

$$v_{ci}(T) = v_{ci}(0) + \frac{1}{C} \int_0^T \delta_i(u) i(u) du \quad (\text{III.6})$$

elle est équivalente à un produit scalaire (\bullet) entre deux vecteurs δ_i^n et i^n représentés par leur complexe :

$$v_{ci}(k+1) = v_{ci}(k) + \frac{T}{C} (i_k^n \bullet \delta_{ik}^n) \quad (\text{III.7})$$

En passant dans le domaine continu, on a :

$$\dot{v}_{ci} = \frac{1}{C} (i^n \bullet \delta_i^n) \quad (\text{III.8})$$

On va appliquer ce résultat au cas de $N = 3$ pour trouver les conditions de stabilité du courant harmonique. Le coefficient de Fourier de la tension de sortie du bras s'exprime de la façon suivante :

$$V_s^n = -\delta_1^n \cdot v_{c1}^n - \delta_2^n \cdot v_{c2}^n - \delta_3^n \cdot E_d \quad (\text{III.9})$$

La dérivée de la tension de sortie dans le domaine fréquentiel dépend des deux tensions de condensateur :

$$\dot{V}_s^n = -\delta_1^n \cdot \dot{v}_{c1}^n - \delta_2^n \cdot \dot{v}_{c2}^n \quad (\text{III.10})$$

On peut remplacer les dérivées des tensions par leurs valeurs exprimées sous forme de produit scalaire :

$$\dot{V}_s^n = -\delta_1^n \cdot \frac{1}{C} \left[\frac{\bar{i}^n \delta_1^n + i^n \bar{\delta}_1^n}{2} \right] - \delta_2^n \cdot \frac{1}{C} \left[\frac{\bar{i}^n \delta_2^n + i^n \bar{\delta}_2^n}{2} \right] \quad (\text{III.11})$$

Chaque harmonique de tension va créer une harmonique de courant dont le déphasage et l'amplitude seront déterminés par l'impédance de la charge à la fréquence considérée :

$$i^n = V_s^n \cdot A^n \quad (\text{III.12})$$

On peut alors construire un modèle d'état avec les deux complexes \bar{i}^n et i^n :

$$\begin{bmatrix} \bar{i}^n \\ i^n \end{bmatrix} = \frac{1}{2C} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{1}{2CA^n} (|\delta_1^n|^2 + |\delta_2^n|^2) & -\frac{1}{2CA^n} (\delta_1^{n2} + \delta_2^{n2}) \\ -\frac{1}{2CA^n} (\delta_1^{n2} + \delta_2^{n2}) & -\frac{1}{2CA^n} (|\delta_1^n|^2 + |\delta_2^n|^2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}^n \\ i^n \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Les coefficients de l'équation caractéristique sont tous réels. Pour avoir directement les conditions permettant d'avoir des pôles à partie réelle négative, on peut utiliser les résultats du critère de Routh. Il faut remplir deux conditions :

- la 1^{ère} condition est vérifiée pour $R_e(A^n) > 0$. Physiquement cela signifie que la charge ne doit pas avoir une impédance, tel que le déphasage soit supérieur à $\pi/2$ en valeur absolue (aux multiples de la fréquence de l'onduleur).
- la 2^{ème} condition est vérifiée si les vecteurs δ_1^n et δ_2^n forment une base.

Tous les harmoniques de rang multiple du nombre de cellules (xN) sont fixes car ils dépendent uniquement de la tension d'alimentation. Par contre les autres peuvent varier dans le temps. Si la charge produit un déphasage inférieur à $\pi/2$ au rang n alors cet harmonique converge vers 0.

Les propriétés des harmoniques de la tension de sortie sont les mêmes que ceux de courant. Les harmoniques de la tension de sortie sont nuls pour les rang xN et dépendant de la tension d'alimentation pour les autres. Le régime final de la tension de sortie est donc toujours celui désiré quelles que soit les tensions de condensateur.

On a montré que la tension de sortie converge toujours vers celle désirée. Mais un profil de tension de sortie correct n'implique pas obligatoirement un état correct des tensions de condensateur. En effet, quand la commande utilise un rapport cyclique critique, l'état n'est pas défini de façon unique, il appartient au sous-espace de l'espace d'état correspondant à la bonne tension de sortie.

III.2.5.2. Effet de la charge sur la dynamique :

La commande harmonique reposant sur le seul effet fréquentiel, la dynamique est très sensible à la réponse fréquentielle de la charge. La Figure III.11 illustre la fonction de transfert et le spectre de la MLI dans Bode. Si la charge a une forme de passe bas, plus les fréquences de la MLI seront grandes et plus les harmoniques de courant seront faibles conduisant à une diminution de la dynamique de régulation. C'est pourquoi, il ne faut pas utiliser une fréquence de commande trop grande par rapport à la fréquence de coupure pour assurer la régulation. Pour la régulation de l'onduleur, l'idéal est d'avoir des fréquences de commande basses à l'intérieur de la bande passante de la charge. Pour la charge, l'idéal est d'avoir des fréquences de commande élevées pour réduire les vibrations, les échauffements... Ces deux constatations amènent au résultat suivant : il faut perturber la charge pour permettre une dynamique rapide de régulation. Comme cela n'est pas envisageable en pratique, on peut résoudre le problème en plaçant un filtre en parallèle sur la charge permettant de laisser passer les fréquences utiles de commande sans les atténuer. Ainsi on ne perturbe pas la charge tout en améliorant la dynamique de régulation (brevet [MEY96]).

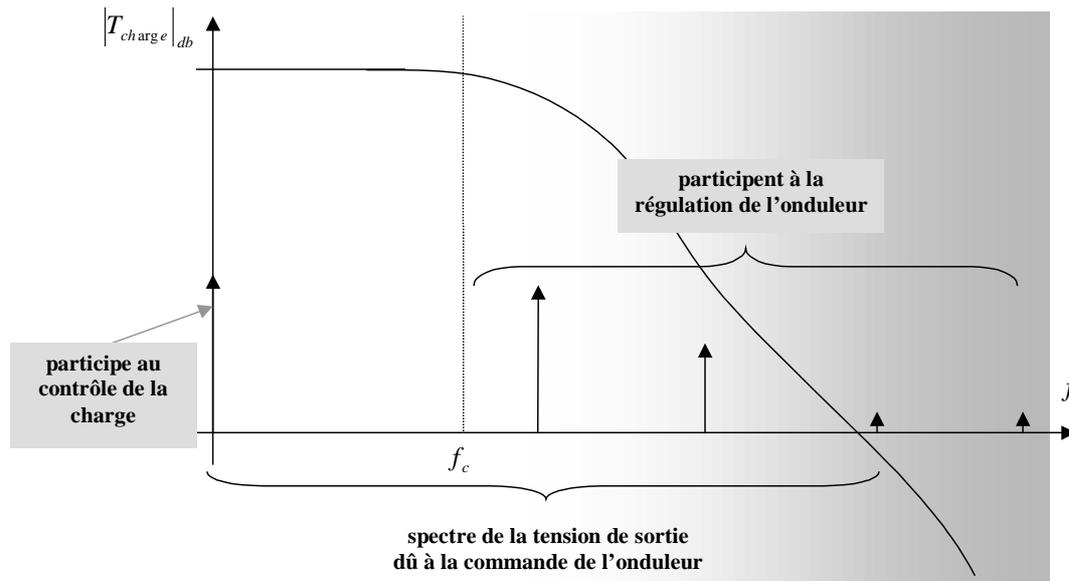


Figure III.11 Action des différentes fréquences (commande harmonique).

III.3. Condition de stabilité pour une commande périodique :

Dans cette première partie, on va tout d'abord déterminer la condition générale de stabilité du convertisseur avec une commande périodique. La nature de la charge n'étant pas à l'origine du phénomène des points critiques, on a considéré la plus simple : charge purement résistive.

Dans le cas monophasé, les matrices du modèle discret (déterminé en II.3.1.2, p49) sont rappelées ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 A_z &= Id - \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot \delta \\
 B_z &= \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot s
 \end{aligned}
 \tag{III.14}$$

avec les tensions de condensateur constituant le vecteur d'état. La matrice T est diagonale avec des éléments non nuls, tous positifs (durée d'intervalle). On suppose que la durée d'une période est petite devant la dynamique des tensions de condensateur.

En posant :

$$P = \sqrt{T} \delta \tag{III.15}$$

la matrice d'état discrète A_z peut s'écrire :

$$A_z = Id - \frac{1}{RC} \cdot P^T P \tag{III.16}$$

Pour avoir la stabilité, les valeurs propres de cette matrice doivent toutes être à l'intérieur du cercle unité. Comme les éléments de la matrice T sont beaucoup plus petits que la constante de temps RC . Le rang de la matrice P doit être maximum, cette matrice n'étant pas carrée. Comme la multiplication de la matrice δ par la matrice T ne modifie pas son rang, rechercher le rang de P revient à connaître celui de δ .

En monophasé, la matrice δ peut se construire à partir de la matrice S , avec :

$$\delta = S \cdot D \quad (\text{III.17})$$

$$\begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & \cdots & \delta_{1(N-1)} \\ \delta_{21} & \delta_{22} & \cdots & \delta_{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \delta_{(l-1)1} & \delta_{(l-1)2} & \cdots & \delta_{(l-1)(N-1)} \\ \delta_{l1} & \delta_{l2} & \cdots & \delta_{l(N-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1(N-1)} & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2(N-1)} & s_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{(l-1)1} & s_{(l-1)2} & \cdots & s_{(l-1)(N-1)} & s_{(l-1)N} \\ s_{l1} & s_{l2} & \cdots & s_{l(N-1)} & s_{lN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

On peut alors montrer que l'on a :

$$\text{rang}(\delta) = \text{rang}(S) - 1 \quad (\text{III.19})$$

Ce résultat signifie que le rang de la matrice δ est de rang plein si et seulement si la matrice S l'est aussi. Donc l'étude du rang de S est équivalente à l'étude de celui de la matrice δ .

Proposition : pour une commande périodique, le système en monophasé est stable si et seulement si la matrice S (construite sur une période) est de rang plein.

Remarque : comme le profil de la tension de sortie sur la période peut s'exprimer par :

$$V_s = S \cdot V_{cel} \quad (\text{III.20})$$

Pour une commande périodique, la condition de stabilité et d'observabilité des tensions de condensateur et de la tension du bus est la même en monophasé.

Dans le cas triphasé, le modèle discret au 1^{er} ordre avec une charge résistive est le suivant :

$$\begin{aligned} Az &= Id - \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot M_{om} \cdot \delta \\ Bz &= \frac{1}{RC} \cdot \delta^T \cdot T \cdot M_{om} \cdot s \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

avec comme vecteur d'état les tensions de condensateur.

On peut faire le même raisonnement que dans le cas monophasé. Cette fois la matrice P est la suivante :

$$P = \sqrt{T} \cdot M_{om} \cdot \delta \quad (\text{III.22})$$

et

$$P' = M_{om} \cdot \delta \quad (\text{III.23})$$

On montre que l'on a :

$$\text{rang}(M_{om} \delta) = \text{rang}(M_{om} S) - 3 \quad (\text{III.24})$$

donc l'étude du rang plein de la matrice $M_{om} \delta$ en triphasé est équivalente à l'étude du rang plein de la matrice $M_{om} S$ en triphasé.

Proposition : pour une commande périodique, le système en triphasé est stable si et seulement si la matrice $M_{om} \cdot S$ (construite sur une période) est de rang plein.

Remarque : comme le profil de la tension de charge en triphasé peut également s'exprimer à l'aide des tensions de cellule avec :

$$V_p = M_{om} \cdot S \cdot V_{cel} \quad (III.25)$$

on peut évoquer la même proposition en triphasé que pour le cas monophasé : pour une commande périodique, la condition de stabilité et d'observabilité des tensions de condensateur et de la tension du bus est la même en triphasé.

Dans la suite, on va donc travailler avec la matrice S en monophasé et $M_{om} \cdot S$ en triphasé. Cette matrice est construite à partir de la commande de chaque cellule (0 et 1) sur la période. Par la suite en triphasé, on ne va pas utiliser directement la matrice $M_{om} \cdot S$ mais

$$M_d = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \delta \text{ car elle contient autant d'information.}$$

Ces résultats montrent que la condition de stabilité du système est la même que celle de l'observation des tensions de l'onduleur (bus compris) à partir des tensions de sortie (voir partie V.3, p161). Comme le courant de sortie faisant évoluer les tensions de condensateur est directement déterminé par la tension de sortie, pour avoir la stabilité en BO, il est nécessaire que les tensions de condensateur soient lisibles dans cette tension de sortie. Le raisonnement dans le sens inverse n'est pas toujours vrai, cela dépend de la structure du système, en considérant un modèle au premier ordre, il y a équivalence.

III.4. Etude des points critiques avec la commande naturelle

Cette seconde partie détermine l'ensemble des rapports cycliques de la commande naturelle conduisant à la limite de stabilité (points critiques), tout d'abord dans le cas monophasé, puis dans le cas triphasé. Le cas monophasé a déjà été traité dans [GAT97, CAR96], mais l'approche est différente ce qui permet de traiter le cas triphasé. Pour cela, on utilise le résultat de la première partie qui a montré que la condition de stabilité est équivalente au rang plein de la matrice S . Pour déterminer ces points critiques, on va utiliser l'approche harmonique. Dans le cas monophasé, cela revient à étudier l'observabilité des tensions de cellules à partir de la tension de sortie, et dans le cas triphasé à partir des tensions interphases.

III.4.1. Cas monophasé :

III.4.1.1. Introduction :

Dans un premier temps, on va déterminer les propriétés de la transformée de Fourier discrète de la tension de sortie, ce qui permettra de réduire le problème dans l'étude en monophasé et triphasé. Ensuite deux règles simples sont déduites de la condition de stabilité afin d'obtenir directement le résultat sans étudier la matrice S . Un autre point de vue permet de faire un lien entre le déterminant de la matrice S sur un point critique en temporel et l'aspect harmonique.

III.4.1.2. Propriétés de la TF des si :

Comme on considère une commande périodique constante par morceaux, les signaux vont être représentés par leur transformée de Fourier. Avec une période de durée T , les coefficients de Fourier seront déterminés pour des fréquences multiples de $1/T$. On considère seulement les fréquences positives car le signal est réel. Pour obtenir les coefficients de Fourier, on utilise l'expression analytique de la transformée de Fourier, puisque les signaux sont constants par morceau.

Vocabulaire : on appellera fréquences primaires, toutes les fréquences ayant un rang appartenant à l'intervalle suivant : $0 \leq n \leq \frac{N}{2}$. La fréquence complémentaire de $xN + n$ sera celle correspondant à $(x+1)N - n$. Chaque groupe de fréquences de xN à $(x+1)N$ représente une famille (x entier). Le nombre x représente le numéro de la famille.

Les notations sont représentées graphiquement sur la figure suivante.

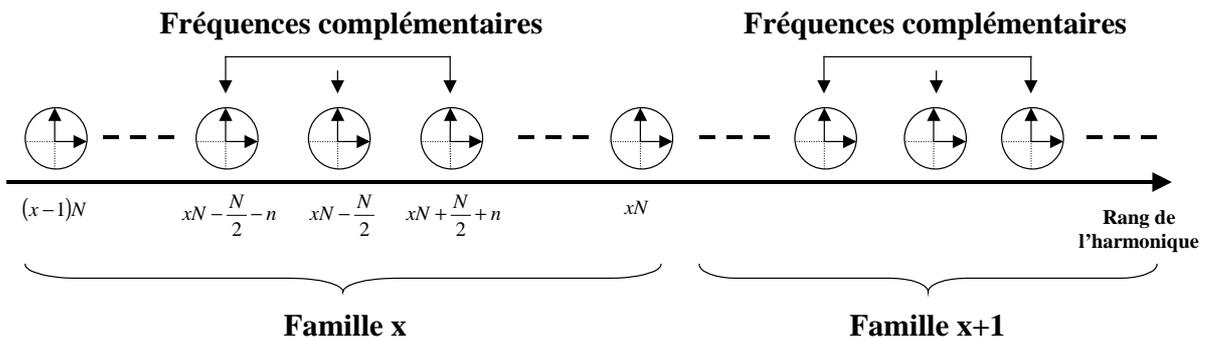


Figure III.12 Notations des fréquences.

Si l'on distingue les cas N pair ou impair, on a :

- **Cas N pair :**

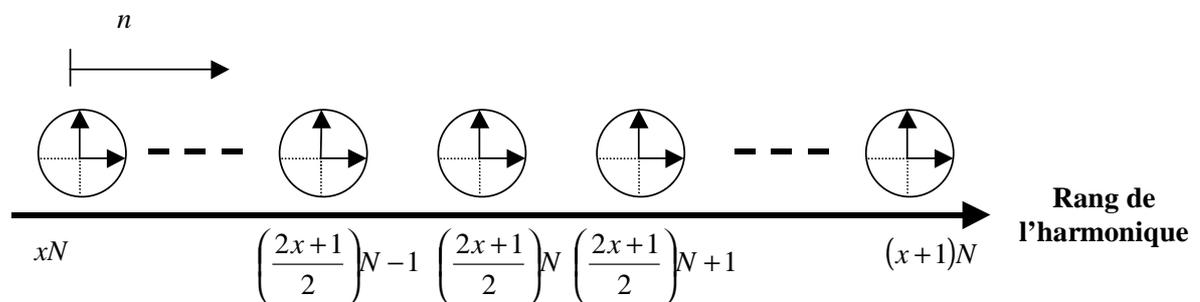


Figure III.13 Notations des fréquences (N pair).

• **Cas N impair :**

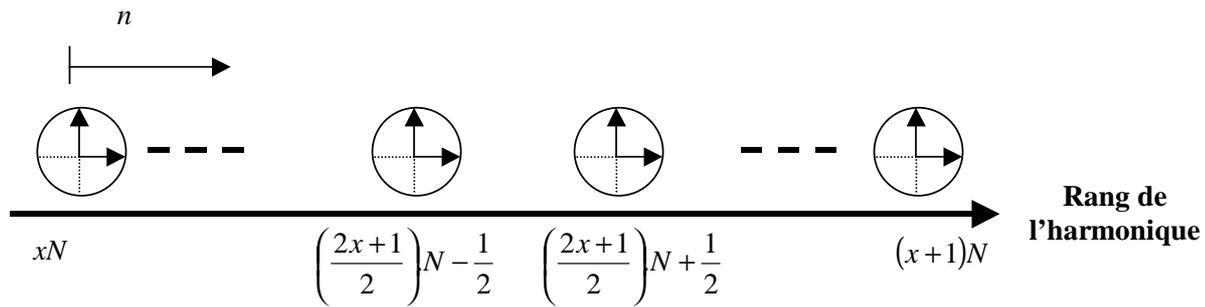


Figure III.14 Notations des fréquences (N impair).

On va d'abord étudier les propriétés d'angle de la transformée de Fourier de la tension de sortie en fonction des rangs.

L'expression de la transformée de Fourier du signal s_i pour le rang n (s_i^n) est la suivante :

$$s_i^n = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin(n\alpha\pi)}{n} e^{-(i-1)\frac{n2\pi}{N}j} \quad (\text{III.26})$$

Propriété entre $xN + n$ par $(x+1)N - n$:

On s'aperçoit que les vecteurs de rang $((x+1)N - n)$ ont des angles simplement opposés à ceux des vecteurs de certains rangs $(xN + n)$.

On a :

$$\begin{aligned} \text{Arg}(s_i^{(x+1)N-n}) &= -\text{Arg}(s_i^{xN+n}) \\ &= -\text{Arg}(s_i^n) \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

Remarque : la partie imaginaire du coefficient de Fourier pour le rang $N/2$ pour un onduleur avec N pair est donc toujours nulle.

Propriété entre n par $xN + n$:

Les angles de vecteur s_i^n d'un même rang n sont **périodiques** de période N rangs. En effet, si l'on remplace n par $n + xN$ dans l'expression des s_i^n , on obtient :

$$s_i^{xN+n} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin((xN+n)\alpha\pi)}{xN+n} e^{-(i-1)\frac{n2\pi}{N}j} \quad (\text{III.28})$$

Seule l'amplitude change, mais les angles sont les mêmes.

Les deux propriétés précédentes sont représentées sur le graphique suivant.

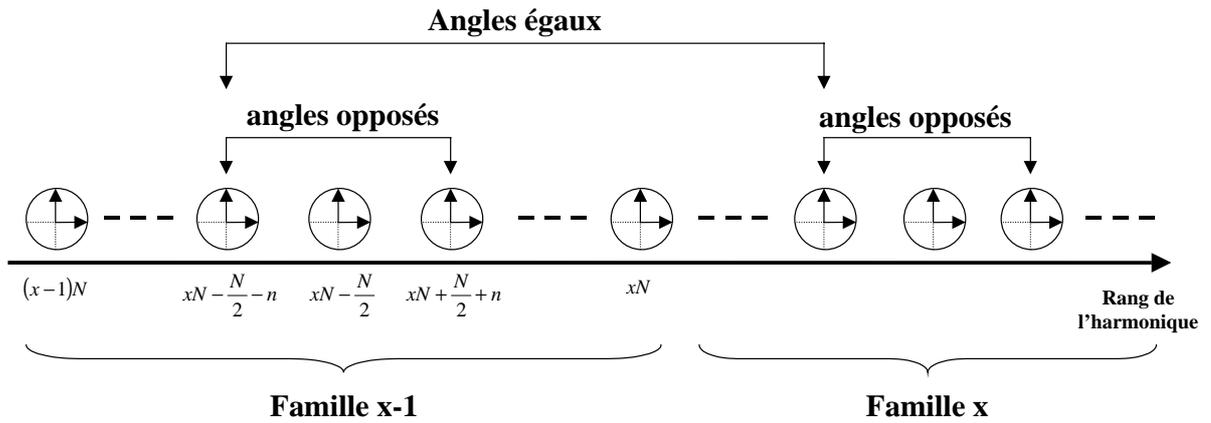


Figure III.15 Propriétés des composantes de Fourier (signal carré).

Le graphique suivant représente la position des coefficients de Fourier suivant le rang pour un nombre de cellules $N = 6$.

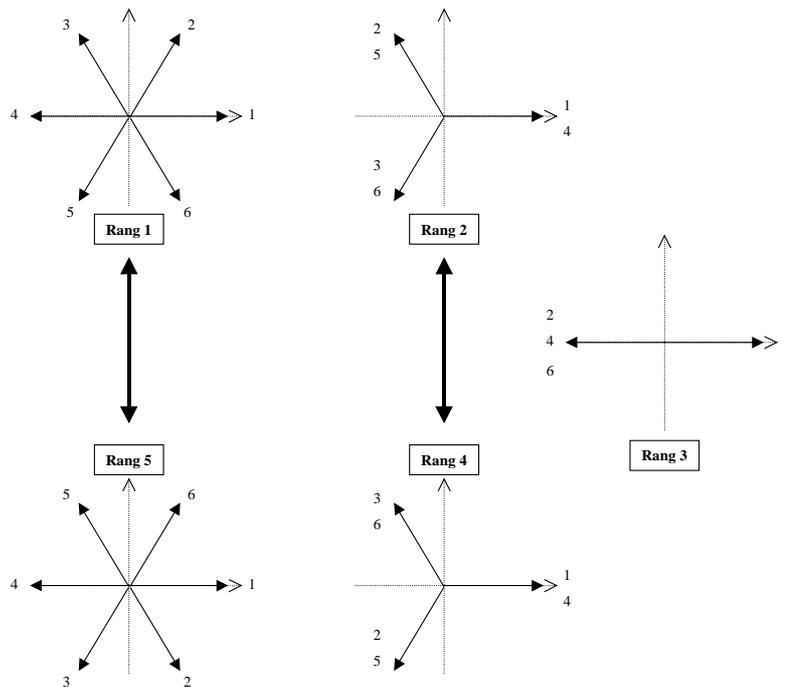


Figure III.16 Représentation des angles des coefficients de Fourier s_i^n pour $N = 6$.

III.4.1.3. Condition de Stabilité :

On a vu précédemment que la condition de stabilité en monophasé est le rang plein de la matrice S . On va déterminer l'ensemble des rapports cycliques pour lesquels son rang n'est pas plein (points critiques) à partir de la matrice S_n , l'équivalent fréquentiel de la matrice S temporelle.

Cette matrice est obtenue en considérant le système fréquentiel équivalent au suivant :

$$V_s = S \cdot V_{cel} \quad (\text{III.29})$$

soit :

$$V_{S_h} = S_h \cdot V_{cel} \quad (\text{III.30})$$

Le vecteur V_{S_h} représente la transformée de Fourier de la tension de sortie sur une période, pour les rangs 0 à l'∞.

La matrice S_h contient les coefficients de la transformée de Fourier des signaux de commande. Elle s'obtient à partir du lien entre les tensions de cellule et la transformée de Fourier de la tension de sortie. Cette dernière est obtenue en ajoutant les TFD des signaux de commande de chaque cellule, chacune modulée en amplitude par la tension de cellule correspondante. Ainsi, l'harmonique n de tension en sortie du bras créée par la cellule k est donnée par :

$$V_{S_h}^n = \sum_{k=1}^{k=N} s_k^n \cdot V_{cel_k} \quad (\text{III.31})$$

$$\text{avec } s_i^n = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin(n\alpha\pi)}{n} e^{-j((i-1)(v-1))\frac{2\pi}{N}j} \quad (\text{III.32})$$

Afin de faciliter l'étude du rang de la matrice S_h , on décompose la matrice contenant les s_i^n en deux matrices H_N et $K_{\alpha,N}^j$:

- la première représente les déphasages dus aux décalages des signaux de commande de chaque cellule,
- la seconde représente la TF du signal de commande de la première cellule (s_1^n).

Le spectre de la tension de sortie s'obtient maintenant par :

$$V_{S_h}^j = K_{\alpha,N}^j \cdot H_N \cdot V_{cel} \quad (\text{III.33})$$

On note X_h^j la TF de la grandeur X correspondant au bras d'indice j . Cet indice j servira notamment dans le cas triphasé, mais il est utilisé en monophasé car le cas triphasé ne sera pas complètement explicité.

L'étude du rang de la matrice S_h va se décomposer par celui des matrices $K_{\alpha,N}^j$ et H_N séparément. On va voir plus en détails la forme des deux matrices H_N et $K_{\alpha,N}^j$. La matrice H_N est composée de complexes, le coefficient (u, v) s'obtient par :

$$H_{uv} = e^{-j((u-1)(v-1))\frac{2\pi}{N}} \quad (\text{III.34})$$

ou $u-1$ représente le rang de l'harmonique (0, ...) et v représente la référence de cellule.

En explicitant chaque composante, la matrice contenant les déphasages devient la suivante :

$$H_N = \begin{bmatrix} e^{-j(0 \times 0) \frac{2\pi}{N}} & e^{-j(0 \times 1) \frac{2\pi}{N}} & \dots & e^{-j(0 \times (N-1)) \frac{2\pi}{N}} \\ e^{-j(1 \times 0) \frac{2\pi}{N}} & e^{-j(1 \times 1) \frac{2\pi}{N}} & \dots & e^{-j(1 \times (N-1)) \frac{2\pi}{N}} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ e^{-j((m-1) \times 0) \frac{2\pi}{N}} & e^{-j((m-1) \times 1) \frac{2\pi}{N}} & \dots & e^{-j((m-1) \times (N-1)) \frac{2\pi}{N}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

avec $m-1$ le rang maximum de l'harmonique considéré ($H_N \in \mathfrak{R}^{m \times N}$).

Dans la partie précédente consacrée à l'étude des phases des coefficients de Fourier du signal de commande, on a montré que les s_i^n ont une périodicité de N rangs, avec pour les fréquences complémentaires les complexes conjugués des fréquences primaires, c'est pourquoi, il en est de même pour les lignes de la matrice H_N .

Dans la suite, on appelle V_h^j le vecteur des complexes représentant l'effet seul des déphasages et des tensions de cellule pour chaque harmonique :

$$V_h^j = H_N \cdot V_{cel} \quad (\text{III.36})$$

La matrice $K_{\alpha, N}^j$ contient l'amplitude de chaque harmonique :

$$K_{\alpha, N}^j = \begin{bmatrix} h_0^j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_1^j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_{m-1}^j \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

avec $K_{\alpha, N}^j \in \mathfrak{R}^{m \times m}$. Cette matrice est carrée et diagonale à coefficients réels positifs, car ils représentent le module des composantes de Fourier. Le coefficient h_i^j représente le module de la transformée de Fourier du signal $s(t)$ pour le rang i . Ces coefficients dépendent uniquement du rapport cyclique choisi :

$$\begin{cases} h_n^j = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin(n\alpha_j\pi)}{n} & \text{pour } n \neq 0 \\ h_0^j = \alpha_j & \text{pour } n = 0 \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Maintenant, on va étudier le rang de la matrice H_N . Pour cela, on va utiliser les propriétés des coefficients de Fourier liés aux profils des signaux de commande utilisés. Comme la matrice H_N possède une périodicité de N lignes, pour l'étude du rang de la matrice H_N , on va retenir seulement les N premières lignes. Le rang de la matrice résultante est directement obtenu en utilisant la formule donnant la transformée de Fourier discrète d'un signal périodique. En effet, elle correspond à la matrice permettant d'obtenir la TFD d'un signal échantillonné :

- sur une fenêtre de N échantillons, composés des N tensions de cellule
- pour les rangs de 0 à $N-1$.

La transformée de Fourier discrète étant bijective, le rang de la matrice H_N est toujours de rang plein. On peut ainsi énoncer le théorème suivant :

Théorème: *la matrice H_N est toujours de rang plein quels que soient la commande et le nombre de cellules.*

Le rang du produit $K_{\alpha,N}^j \cdot H_N$ est uniquement lié à celui de la matrice $K_{\alpha,N}^j$. Comme elle dépend du rapport cyclique utilisé, il faut maintenant déterminer pour quels rapports cycliques la matrice est de rang plein. Son rang plein est équivalent au fait de pouvoir trouver tous les V_h^j à partir des coefficients de Fourier de la tension de sortie. Le système précédent peut être mis sous la forme plus simple suivante en regroupant les harmoniques correspondant au même V_n^j :

$$M_n^j \cdot V_n^j = \begin{bmatrix} h_{a_n(0)}^j \\ \vdots \\ h_{a_n(\infty)}^j \end{bmatrix} \cdot V_n^j = \begin{bmatrix} V_{a_n(0)}^j \\ \vdots \\ V_{a_n(\infty)}^j \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

avec l'ensemble $a(\)$ représentant tous les rangs d'harmoniques qui correspondent au même V_n^j , soit :

$$a_n(\) = xN \pm n \text{ pour } x \in [0, \infty[\quad (\text{III.40})$$

La condition pour obtenir le V_n^j à partir du spectre de $V_{a_n}^j$ est d'avoir M_n^j de rang unitaire. On peut alors énoncer le théorème suivant :

Théorème: *la matrice $K_{\alpha,N}^j \cdot H_N$ est de rang plein si et seulement si toutes les matrices M_n^j avec $n \in [0 \ N/2]$ sont de rang plein.*

Pour avoir un rang M_n^j nul, la seule possibilité est d'avoir pour tous les harmoniques d'amplitude nulle. Pour annuler le terme h_n^j c'est à dire l'harmonique de rang n , il faut avoir un rapport cyclique α tel que :

$$\sin(n\alpha\pi) = 0 \quad (\text{III.41})$$

ce qui correspond à :

$$\alpha = \frac{k}{n} \text{ avec } k = 0,1,2,\dots,n \quad (\text{III.42})$$

Pour annuler toutes les fréquences de toutes les familles, il faut donc avoir :

$$(xN \pm n)\alpha = k_1 \text{ avec } k_1 \text{ entier} \quad (\text{III.43})$$

ce qui amène finalement à la condition pour avoir un point critique en monophasé.

Théorème: *s'il existe un entier n différent de 1, diviseur de N , alors tout rapport cyclique annulant le rang n sera un rapport cyclique critique. L'ensemble des rapports cycliques annulant le rang n (points critiques) sont obtenus en faisant varier k_1 dans :*

$$\alpha_{crit} = \frac{k_1}{n} \text{ avec } k_1 = 0,1,2,\dots,n \quad (\text{III.44})$$

Théorème: *un rapport critique vérifie simultanément les deux conditions suivantes :*

$$\alpha_{crit} = \frac{q_1}{n} \text{ et } \alpha_{crit} = \frac{q_2}{N} \text{ avec } q_1 \text{ et } q_2 \text{ entier} \quad (\text{III.45})$$

Pour un nombre de cellules N non premier, il n'existe aucun point critique en monophasé.

III.4.1.4. Détermination des points critiques :

On va voir comment trouver tous les points critiques avec la commande naturelle pour un nombre de cellules N . Il faut tout d'abord déterminer l'ensemble des diviseurs de N , pour cela il faut décomposer ce nombre en élément simple :

$$N = \prod_{i=1}^{n_t} c_i^{p_i} \quad (\text{III.46})$$

Le terme p_i représente la multiplicité du nombre premier c_i (n_t est le nombre de facteurs premiers différents).

On calcule les coefficients α qui annulent chaque rang n :

$$\alpha = \frac{k}{n} \text{ avec } k = 0,1,2,\dots,n \quad (\text{III.47})$$

avec n prenant toutes les valeurs des diviseurs de N .

Il faut ensuite concaténer tous ces rapports cycliques pour obtenir l'ensemble des points critiques associés à un nombre de cellules N .

Le tableau suivant rassemble les différentes étapes d'obtention des points critiques pour un nombre de cellules variant de 3 à 13.

N	décomposition en éléments simples	n	α annulant le rang n	Points critiques
3	nombre premier			<i>aucun</i>
4	2 * 2	2	0, 1/2, 1	0, 1/2, 1
5	nombre premier			<i>aucun</i>
6	2 * 3	3	0, 1/3, 2/3, 1	0, 1/3, 1/2, 2/3, 1
		2	0, 1/2, 1	
7	nombre premier			<i>aucun</i>
8	2 * 2 * 2	4	0, 1/4, 1/2, 3/4, 1	0, 1/4, 1/2, 3/4, 1
		2	0, 1/2, 1	
9	3 * 3	3	0, 1/3, 2/3, 1	0, 1/3, 2/3, 1
10	2 * 5	5	0, 1/5, 2/5, 3/5, 4/5, 1	0, 1/5, 2/5, 1/2, 3/5, 4/5, 1
		2	0, 1/2, 1	
11	nombre premier			<i>aucun</i>
12	2 * 2 * 3	6	0, 1/6, 1/3, 1/2, 2/3, 5/6, 1	0, 1/6, 1/4, 1/3, 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 1
		3	0, 1/3, 2/3, 1	
		4	0, 1/4, 1/2, 3/4, 1	
		2	0, 1/2, 1	
13	nombre premier			<i>aucun</i>

Tableau III.2 Ensemble des points critiques pour N=3 à 13.

III.4.1.5. Autre point de vue : aspect géométrique

En monophasé, les points critiques correspondent toujours à une tension de sortie correspondant à un palier possible, c'est à dire de la forme $\alpha_{crit} = i/N$. Dans ce cas la commande sur un intervalle s'obtient par une permutation circulaire des numéros de cellules par rapport à l'intervalle précédent. La matrice constituée par la commande de chaque cellule (colonne) sur chaque intervalle (ligne) est une matrice circulante à coefficient réel (voir [DOB98]).

Avec une matrice circulante, le déterminant est donné par le produit des valeurs propres, soit :

$$\det(A) = \prod_{p=1}^n (x_1 + x_2 \omega_p + x_3 \omega_p^2 + \dots + x_n \omega_p^{n-1}) \quad (\text{III.48})$$

avec :

$${}_n \omega_p = e^{\frac{2i\pi p}{n}} \quad (\text{III.49})$$

Rappel : en calculant la transformée de Fourier du signal de commande d'une cellule, l'harmonique de rang n du signal s_i est :

$$s_i^n = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin(n\alpha\pi)}{n} e^{-(i-1)\frac{n2\pi}{N}} \quad (\text{III.50})$$

Il est intéressant de noter que cette transformée de Fourier du signal de commande de cellule peut s'écrire sous la forme suivante :

$$s_i^n = h_n^j \cdot \bar{\omega}_n^{i-1} \quad (\text{III.51})$$

avec $h_n^j = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin(n\alpha\pi)}{n}$.

La somme des s_i^n ($i=1$ à N) représente dans Fourier pour chaque rang (n) une valeur propre de la matrice S temporelle, à un facteur multiplicatif près.

Par exemple pour $N=4$:

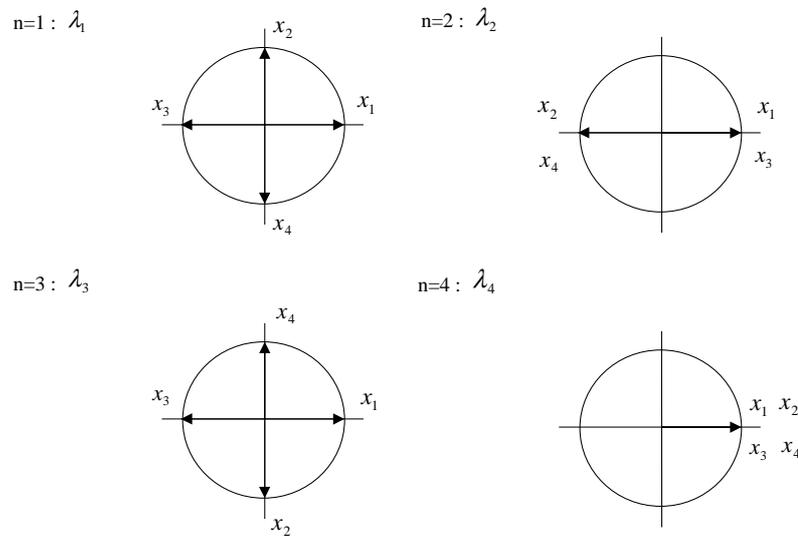


Figure III.17 Aspect géométrique : points critiques ($N=4$).

Comme les valeurs des x_i possibles sont soit 1 soit 0, pour annuler une des valeurs propres, il suffit

- pour $n=1$ et 3 de prendre $x_1 = x_2 = x_3 = x_4$ donc les x_i à 1 .
- Pour $n=2$, il suffit que $x_1 = x_2$ ou $x_3 = x_4$, soit $\alpha = 0.5$.
- Pour $n=4$, il suffit de prendre les x_i à 0 .

Les points critiques correspondant à $N=4$ sont donc $\alpha_{crit} = 0, 0.5, 1$

III.4.1.6. Conclusion :

La stabilité du système en boucle ouverte grâce à la commande naturelle n'est pas assurée pour n'importe quel nombre de cellules. En effet, pour certains rapports cycliques α critiques, le système est à la limite de stabilité. Il existe toujours au moins deux points critiques $\alpha = 0$ et $\alpha = 1$ correspondant à aucune utilisation des condensateurs. Ces cas ne sont pas du tout gênant puisque l'état reste fixe et la tension de sortie est correcte. Mais pour des nombres de cellules non premiers, il existe d'autres points critiques. Ce fait est très important car il signifie que seul une commande modifiée en boucle fermée ou une commande en boucle

ouverte peut alors stabiliser le système. Les points susceptibles d'être critiques sont les rapports cycliques qui correspondent aux paliers de tension de sortie possibles du convertisseur, donc de la forme i/N avec $i \in [0 \ N]$ entier. Des tests permettent d'avoir un résultat très facilement.

III.4.2. Cas triphasé :

III.4.2.1. Introduction:

L'étude de la stabilité en triphasé est faite dans le cas de la commande naturelle. L'ensemble des points critiques en triphasé est beaucoup plus important que dans le cas monophasé, puisque l'interaction entre les phases en produit de nouveaux. Ces derniers dépendent des déphasages entre les signaux de commande de chaque phase. C'est pourquoi, on a considéré deux cas particuliers de déphasage. Dans le premier cas, les phases de chaque signal de commande sont les mêmes pour chacun des bras, cela correspond à utiliser les mêmes porteuses pour chaque bras. Les cycles correspondants dans le domaine de Park sont alors formés de 3 ou 4 points. Dans le second cas, le déphasage des signaux de commande entre chaque bras est choisi de façon à avoir les profils de tension de sortie symétriques avec le même sens de variation sur une demie petite période (forme de la MLI vectorielle [ROY97]). Cela revient à modifier le déphasage des porteuses d'une des phases de $T/2N$. Ce second cas correspond à la réalisation de cycles triangulaires fermés dans le domaine de Park (voir Annexe C). Ce second cas se différencie du premier par le fait de produire uniquement des cycles à 3 points dans Park (voir partie VI.2.2, p193).

L'étude commence par les cycles à 3 ou 4 points (1^{er} cas), car les résultats avec ceux à 3 points (2^e cas) peuvent se déduire facilement des précédents. La démarche est la même que celle du cas monophasé à la différence que la condition de stabilité est plus complexe. Cette fois on va déterminer l'ensemble des points critiques triphasés contenus dans le cube représenté ci-dessous, où chaque axe représente le rapport cyclique d'une phase.

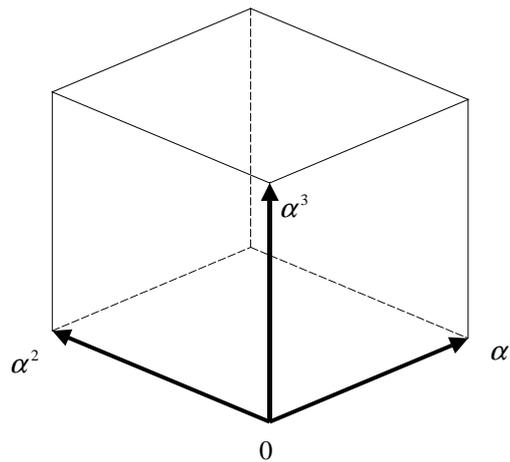


Figure III.18 Espace des rapports cycliques de phase (domaine d'étude des points critiques).

III.4.2.2. Commande naturelle : cycle à 3 ou 4 points

On va considéré le premier cas de déphasage entre les signaux de commande de bras. Les phases de chaque signal de commande sont choisies égales pour chacun des bras.

La condition de stabilité est équivalente au problème de l'observabilité des tensions de cellule à partir cette fois-ci des tensions de la charge (V_p). Les tensions de la charge (V_p) sont obtenues à partir des tensions de sortie de phase avec :

$$V_p = M_{om} \cdot V_s \quad (\text{III.52})$$

La matrice M_{om} n'est pas de rang plein, son image est de dimension 2. On peut alors considérer seulement deux composantes. On pourrait travailler directement avec les tensions V_p^1 et V_p^2 , mais on va utiliser les tensions interphases v_{s12} et v_{s23} avec :

$$\begin{bmatrix} v_{s12} \\ v_{s32} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.53})$$

pour la forme particulière de la matrice.

L'ensemble $a_n(\)$ a été défini en (III.40), il correspond à l'ensemble des rangs d'harmoniques qui possèdent la même phase V_n^j (de rang n). Cet ensemble est infini mais on considère les $m1$ premiers éléments.

En procédant comme dans le cas monophasé, en prenant uniquement un harmonique n , on a le système suivant :

$$\begin{bmatrix} h_{a_n(0)}^1 & -h_{a_n(0)}^2 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{a_n(m1)}^1 & -h_{a_n(m1)}^2 & 0 \\ 0 & -h_{a_n(0)}^2 & h_{a_n(0)}^3 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & -h_{a_n(m1)}^2 & h_{a_n(m1)}^3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_n^1 \\ V_n^2 \\ V_n^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} VS_{a_n(0)}^{1,2} \\ \vdots \\ VS_{a_n(m1)}^{1,2} \\ VS_{a_n(0)}^{2,3} \\ \vdots \\ VS_{a_n(m1)}^{2,3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.54})$$

Pour avoir une solution, il faut que le rang de cette matrice non carrée soit d'au moins 3. Il faut trouver 2 lignes indépendantes dans la demi-partie supérieure (phase 1 et 2) ou inférieure (phase 2 et 3), et avoir au moins un élément non nul dans la colonne complémentaire. Pour avoir un rang de 3, il faut avoir au moins trouver trois lignes vérifiant les conditions suivantes :

- $\begin{vmatrix} h_{a_n(t)}^p & h_{a_n(t)}^q \\ h_{a_n(u)}^p & h_{a_n(u)}^q \end{vmatrix} \neq 0$ avec $t, u \in [0 \ m1]$ et p et q deux éléments parmi 1,2,3
- $h_i^r \neq 0$ pour r complémentaire à $(p$ et $q)$ et $i \in a_n(\)$

Physiquement ces conditions correspondent au cas où les rapports cycliques sont tels que les harmoniques complémentaires et ceux de chaque famille sont égaux à un facteur près. Cette perte d'information conduit à un rang de S_h triphasée non plein.

La condition pour être un point critique est d'avoir :

$$\frac{\sin[v\alpha^p \pi]}{v} \frac{\sin[w\alpha^q \pi]}{w} - \frac{\sin[w\alpha^p \pi]}{w} \frac{\sin[v\alpha^q \pi]}{v} = 0 \quad (\text{III.55})$$

pour tout couple (p, q) parmi 1,2,3 et tout couple de fréquences (v, w) correspondant aux rangs $a_n(\)$ (voir (III.40)).

Les solutions sont données par les cas suivants :

- cas 1 :

$$\begin{cases} v(\alpha^p \pm \alpha^q) = k \\ w(\alpha^p \pm \alpha^q) = k' \end{cases} \text{ avec } (k, k') \text{ tous deux entiers de même parité} \quad (\text{III.56})$$

- cas 2 :

$$\begin{cases} (v-w)\alpha^p = b \\ (v-w)\alpha^q = b' \end{cases} \text{ avec } (b, b') \text{ tous deux entiers de même parité} \quad (\text{III.57})$$

- cas 3 :

$$\begin{aligned} v\alpha^p = k \text{ et } w\alpha^p = k' \\ \text{ou} \\ v\alpha^q = k \text{ et } w\alpha^q = k' \\ \text{avec } (k, k') \text{ tous deux entiers} \end{aligned} \quad (\text{III.58})$$

Pour traiter le cas 1, on va considérer pour α^p et α^q , deux points critiques monophasés. On peut alors les écrire sous les formes suivantes :

$$\alpha_{crit}^p = \frac{b_p}{N} \text{ et } \alpha_{crit}^q = \frac{b_q}{N} \quad (\text{III.59})$$

voir (III.45).

On peut montrer que la seule condition à vérifier pour que le couple (α^p, α^q) vérifie le cas 1 est que :

$$b_p \pm b_q \quad (\text{III.60})$$

soit pair.

Comme toute variation de même valeur absolue des deux rapports cycliques vérifie encore le cas 1, tous les couples de rapports cycliques (α^p, α^q) tel que :

$$\pm \alpha^p \pm \alpha^q = \pm \alpha_{crit}^p \pm \alpha_{crit}^q \text{ avec } b_p \pm b_q \text{ pair} \quad (\text{III.61})$$

sont solutions du cas 1.

La Figure III.19 montre l'ensemble des sous-espaces critiques autour d'un couple de points critiques monophasés vérifiant la condition (III.61).

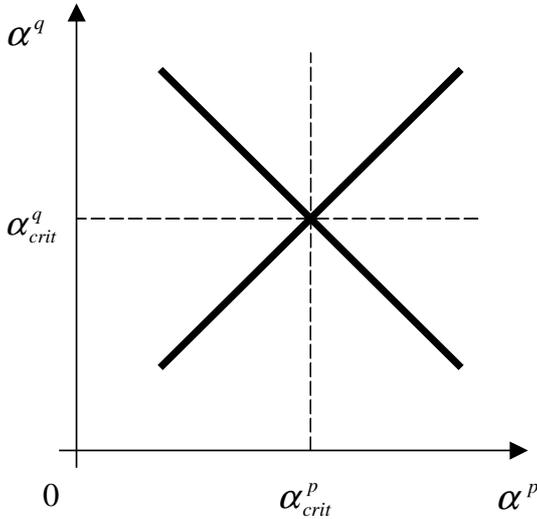


Figure III.19 Forme des points critiques dans le plan (α^p, α^q) autour d'un point $(\alpha^p_{crit}, \alpha^q_{crit})$ vérifiant le cas 1.

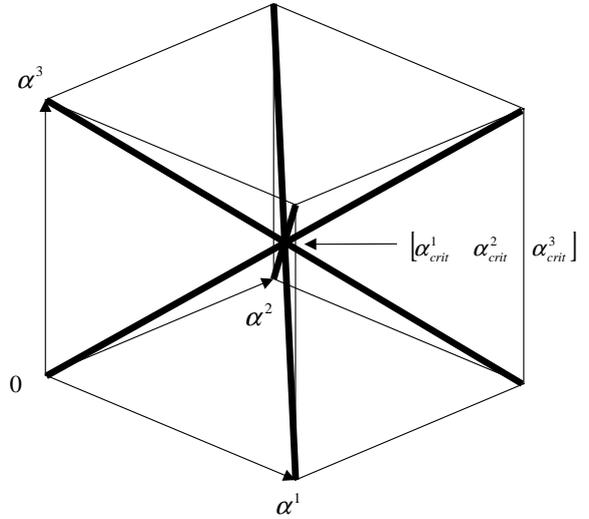


Figure III.20 Forme des points critiques dans l'espace $(\alpha^1, \alpha^2, \alpha^3)$ autour d'un point $(\alpha^1_{crit}, \alpha^2_{crit}, \alpha^3_{crit})$ vérifiant le cas 1.

Comme ces conditions doivent être vérifiées par tous les couples (p, q) , c'est à dire pour :

p	q
1	2
2	3

Tableau III.3 Couples p et q .

la solution du cas 1 est de la forme suivante :

$$\begin{cases} \alpha^1 = \alpha^1_{crit} \pm h \\ \alpha^2 = \alpha^2_{crit} \pm h \\ \alpha^3 = \alpha^3_{crit} \pm h \end{cases} \quad (\text{III.62})$$

avec h un réel positif tel que les α^i soient dans le cube ($0 \leq \alpha^i \leq 1$).

et les couples $(\alpha^1_{crit}, \alpha^2_{crit})$ et $(\alpha^2_{crit}, \alpha^3_{crit})$ vérifiant $b_1 \pm b_2$ et $b_2 \pm b_3$ pairs avec $\alpha^i_{crit} = \frac{b_i}{N}$

Dans le plan des rapports cycliques, les sous-espaces critiques sont donc trois droites se croisant au point critique vérifiant la condition précédente, comme représenté sur la Figure III.20.

Pour le cas 2, on a tous les points correspondant à des paliers de tension possibles pour les trois phases :

$$\begin{cases} \alpha^p = \frac{k}{N} \\ \alpha^q = \frac{k'}{N} \end{cases} \text{ avec } (k, k') \text{ tous deux entiers} \tag{III.63}$$

Les conditions du cas 2 sont vérifiées par les points représentés dans la figure suivante.

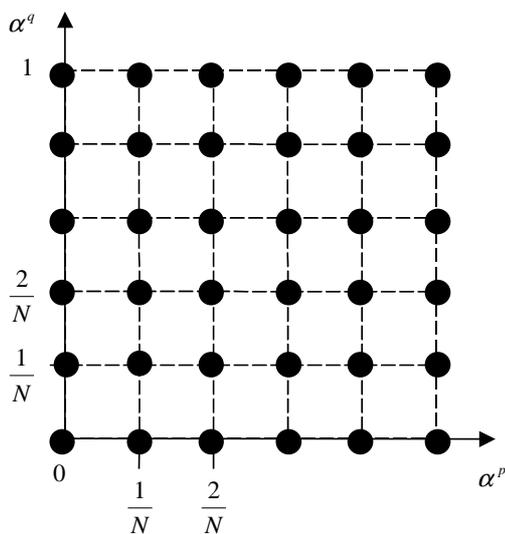


Figure III.21 Points critiques dans le plan (α^p, α^q) vérifiant le cas 2.

Le cas 3 est vérifié par des plans passant par les rapports cycliques critiques monophasés de chaque phase :

$$\alpha^p = \alpha_{crit1} \text{ et/ou } \alpha^q = \alpha_{crit2} \tag{III.64}$$

avec $(\alpha_{crit1}, \alpha_{crit2}) \in C_N$ l'ensemble des points critiques en monophasé

Les représentations graphiques en 2 et trois dimensions sont les suivantes : (cas 3)

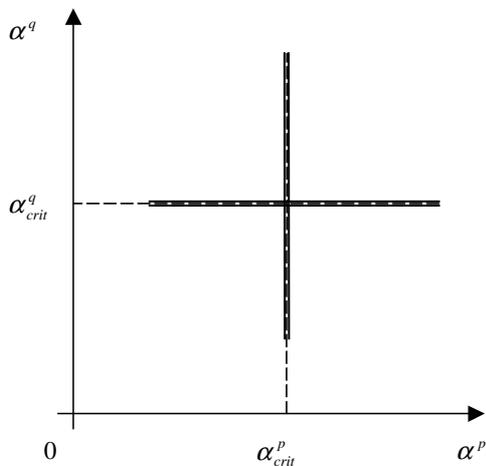


Figure III.22 Forme des points critiques dans le plan (α^p, α^q) autour d'un point $(\alpha^p_{crit}, \alpha^q_{crit})$.

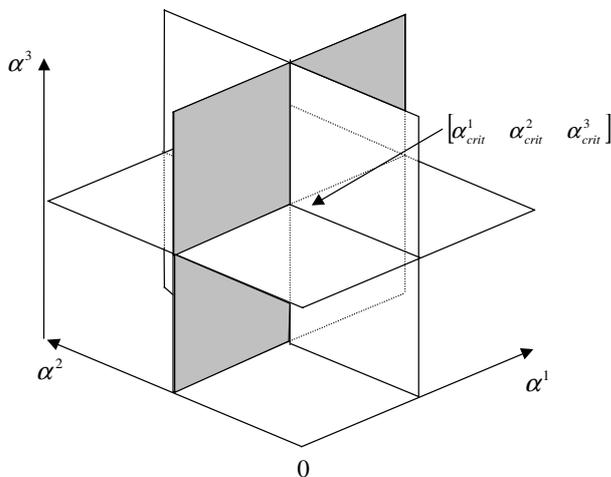


Figure III.23 Forme des points critiques dans l'espace $(\alpha^1, \alpha^2, \alpha^3)$ autour d'un point $(\alpha^1_{crit}, \alpha^2_{crit}, \alpha^3_{crit})$.

En rassemblant les résultats pour les cas 1, 2 et 3, on obtient le tableau suivant qui donne l'ensemble des points critiques en triphasé selon le nombre de cellules de chaque phase de l'onduleur. On peut distinguer trois cas différents :

Forme des points critiques	N pair : $N = 2,4,6,8,10,12,14,\dots$	N impair et premier : $N = 1,3,5,7,11,13,\dots$	N impair et non premier : $N = 9,15,\dots$
plans	$\alpha^1 = \alpha_{crit1}$ ou $\alpha^2 = \alpha_{crit2}$ ou $\alpha^3 = \alpha_{crit3}$ avec $(\alpha_{crit1}, \alpha_{crit1}, \alpha_{crit3}) \in C_N$		$\alpha^1 = \alpha_{crit1}$ ou $\alpha^2 = \alpha_{crit2}$ ou $\alpha^3 = \alpha_{crit3}$ avec $(\alpha_{crit1}, \alpha_{crit1}, \alpha_{crit3}) \in C_N$
droites	$\begin{cases} \pm \alpha^1 \pm \alpha^2 = \pm \alpha_{crit}^1 \pm \alpha_{crit}^2 \\ \pm \alpha^2 \pm \alpha^3 = \pm \alpha_{crit}^2 \pm \alpha_{crit}^3 \end{cases}$ avec $b_1 - b_2$ et $b_2 - b_3$ pairs avec $\alpha_{crit}^i = \frac{b_i}{N}$	$\alpha^1 = \alpha^2 = \alpha^3$	$\begin{cases} \pm \alpha^1 \pm \alpha^2 = \pm \alpha_{crit}^1 \pm \alpha_{crit}^2 \\ \pm \alpha^2 \pm \alpha^3 = \pm \alpha_{crit}^2 \pm \alpha_{crit}^3 \end{cases}$ avec $b_1 - b_2$ et $b_2 - b_3$ pairs avec $\alpha_{crit}^i = \frac{b_i}{N}$
points		$\begin{cases} \alpha^1 = \frac{p}{N} \\ \alpha^2 = \frac{p'}{N} \\ \alpha^3 = \frac{p''}{N} \end{cases}$ avec p, p', p'' entiers naturels	$\begin{cases} \alpha^1 = \frac{p}{N} \\ \alpha^2 = \frac{p'}{N} \\ \alpha^3 = \frac{p''}{N} \end{cases}$ avec p, p', p'' entiers naturels

Tableau III.4 Ensemble des points critiques de la commande naturelle en triphasé suivant N.

Voici des exemples en deux dimensions pour $N=2$ à 5 :

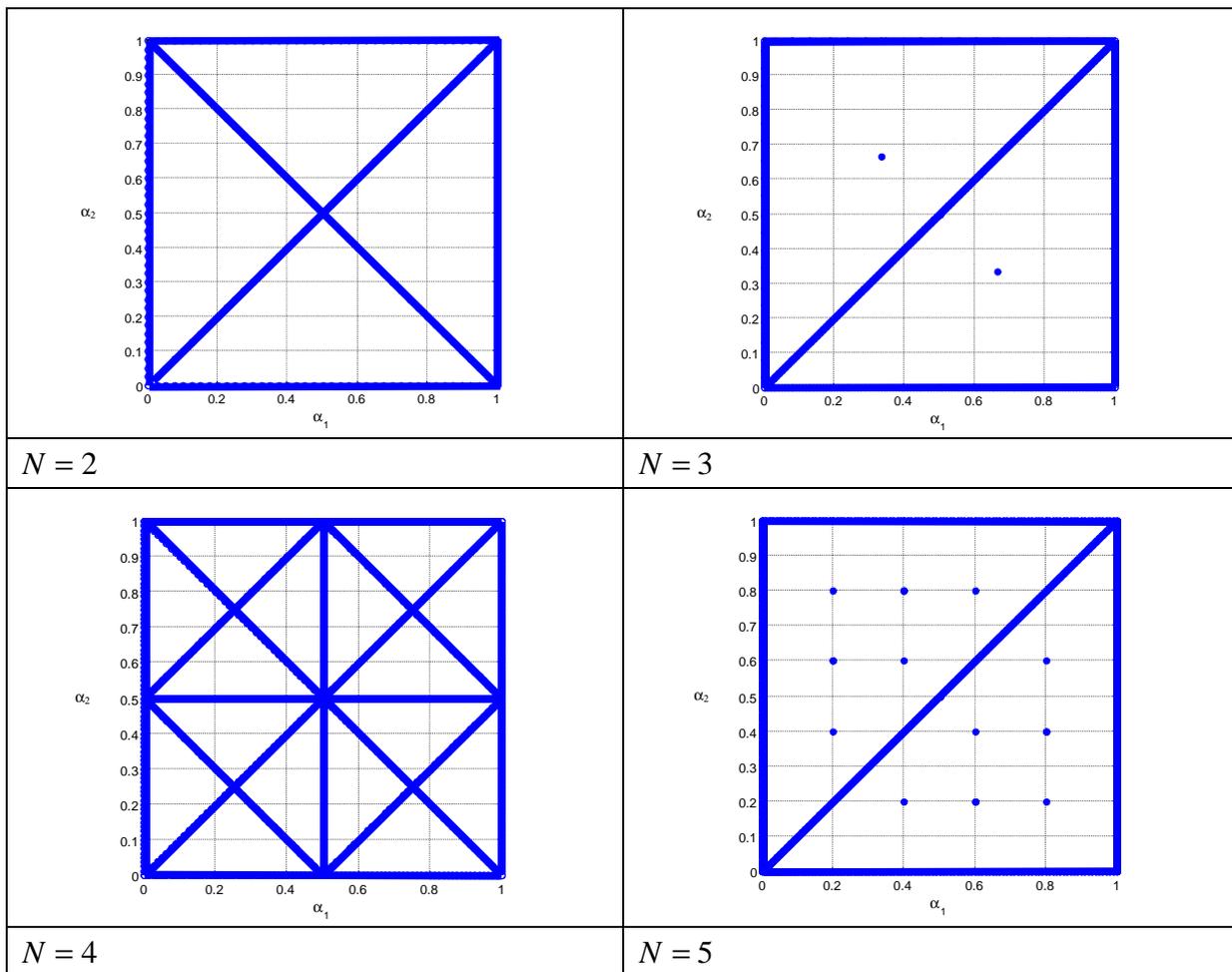


Figure III.24 Représentation en deux dimensions de l'ensemble des points critiques pour $N=2$ à 5.

Les points critiques peuvent être classés en deux catégories :

- les points critiques dus à l'effet monophasé: on trouve des plans parallèles aux faces du cube. Le nombre de plans dépend du nombre de points critiques. Par exemple pour $N=4$, il y a 3 plans, chaque plan est référencé par $\alpha^i = 0.5$.
- les points critiques dus à l'effet triphasé représentés par des droites et points.

Pour passer des rapports cycliques de chaque phase au domaine de Park, il suffit de faire une projection du domaine à trois dimensions sur un plan passant par l'origine et perpendiculaire à la composante homopolaire.

Le schéma suivant illustre ce changement de repère.

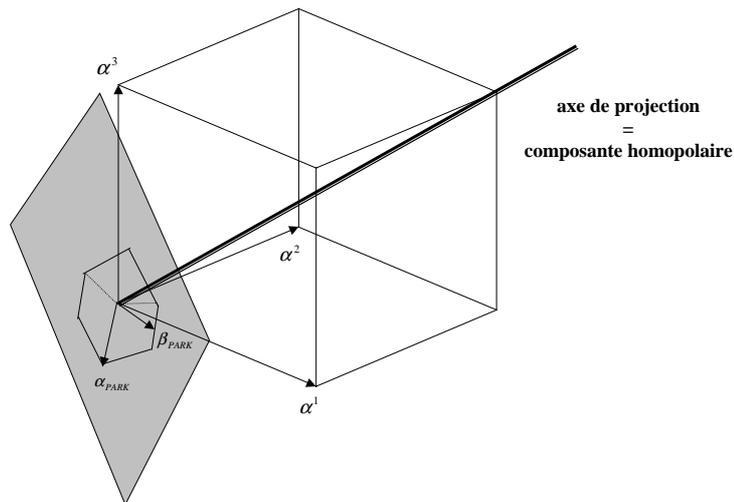


Figure III.25 Passage de l'espace des rapports cycliques de phase au plan de Park.

Ainsi, dans le domaine de Park, il y a trois catégories de points :

- ceux qui ne sont pas critiques.
- ceux qui sont critiques pour certaines composantes homopolaires.
- ceux qui sont critiques quelle que soit la valeur de l'homopolaire.

III.4.2.3. Commande naturelle : cycle à 3 points

On va maintenant déterminer les points critiques de la commande naturelle en triphasé dans le second cas de déphasage. Dans ce second cas, le déphasage des signaux de commande entre chaque bras est choisi de façon à avoir les profils de tension de sortie centrés avec le même sens de variation sur une demi-petite période (forme MLI vectorielle [ROY97]) (voir Figure III.26). Ce second cas correspond à la réalisation de cycles triangulaires fermés dans le domaine de Park (voir Annexe C). Par rapport au cas précédent, cela revient à modifier le déphasage des porteuses d'une des phases de $T/2N$ lorsque le cycle est à 4 points (voir partie VI.2.2, p193). Pour cela, on va voir comment déterminer facilement ces points critiques en fonction de ceux du 1^{er} cas.

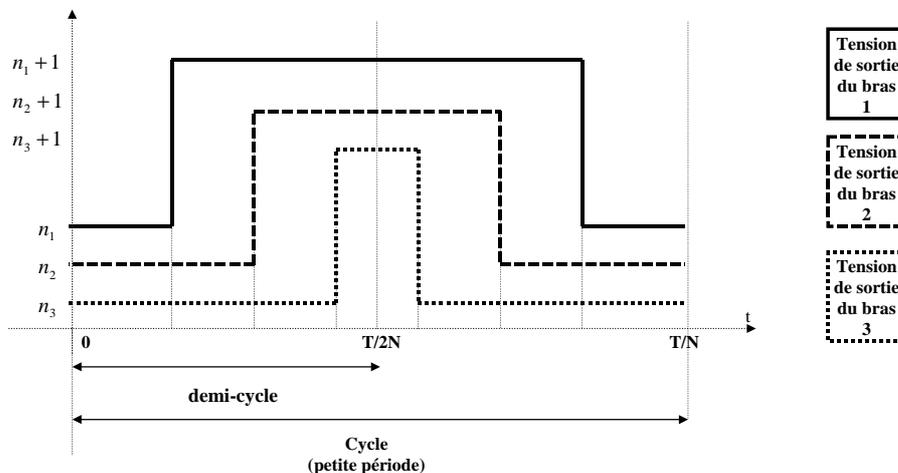


Figure III.26 : Superposition des trois tensions de bras pour les cycles à 3 points dans Park.

Pour obtenir des cycles triangulaires, il est nécessaire d'avoir les profils de tension de sortie centrés aux mêmes instants pour les trois phases, pour cela il est parfois nécessaire de faire un décalage des signaux de commande d'une phase (voir triphasé). Ce décalage temporel est de :

$$dt = \frac{T}{2N} \quad (\text{III.65})$$

Le décalage dépend de la parité des sous-porteuses. Le tableau suivant donne les décalages relatifs à chaque phase, suivant la parité des trois bras.

Parité de la phase1	Parité de la phase2	Parité de la phase3	décalage relatif
paire	paire	paire	$[0 \ 0 \ 0]$
impaire	impaire	impaire	$[0 \ 0 \ 0]$
impaire	impaire	paire	$[0 \ 0 \ -dt]$
impaire	paire	impaire	$[0 \ -dt \ 0]$
paire	impaire	impaire	$[-dt \ 0 \ 0]$
paire	paire	impaire	$[0 \ 0 \ +dt]$
paire	impaire	paire	$[0 \ +dt \ 0]$
impaire	paire	paire	$[+dt \ 0 \ 0]$

Tableau III.5 Décalages temporels des signaux de phase pour des cycles à 3 points avec la CN.

On effectue un décalage relatif de $\pm dt$ pour la phase de parité différente des deux autres. En faisant cela, on ne change que les déphasages des harmoniques de la phase modifiée. Ce déphasage est proportionnel au rang de l'harmonique, il s'exprime de la façon suivante :

$$d\varphi_n = e^{-j2\pi \frac{n}{N}} \quad (\text{III.66})$$

La matrice H_N en triphasé est constituée de trois matrices H_N monophasées. Ici, deux des trois matrices restent inchangées par rapport au cas à 4 points précédents, mais la troisième est différente (déphasage différent).

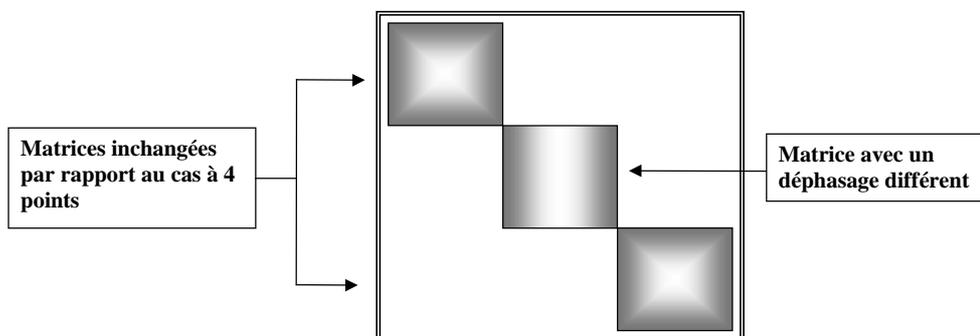


Figure III.27 Représentation de la matrice H_N .

Dans le cas où les trois sous-porteuses sont de même parité, les trois matrices constituant la matrice H_N sont les mêmes, ce qui induit exactement les mêmes résultats sur les points critiques que dans le cas naturel (sans déphasage). Par contre lorsque les phases n'ont pas la

même parité, le fait de modifier cette matrice fait que le nombre de points critiques diminue. En effet, on peut toujours à partir de la mesure entre une phase non décalée et celle décalée retrouver les tensions de cellule des deux bras. On peut ensuite à partir de la deuxième mesure interphase retrouver les tensions de cellule du troisième bras.

Dans les graphiques suivants, chaque carré foncé représente la zone où les niveaux demandés sur les phases 1 et 2 conduisent à des parités différentes. Ces carrés foncés représentent donc les zones où il ne peut pas y avoir de points critiques. En revanche les carrés blancs ont le même comportement vis-à-vis des points critiques dans le cas des cycles à 4 points. Maintenant si l'on superpose les points critiques dans le cas à 4 points avec cette grille, on obtient par exemple dans le cas $N = 5$, le graphique de gauche suivant (Figure III.28, cas a).

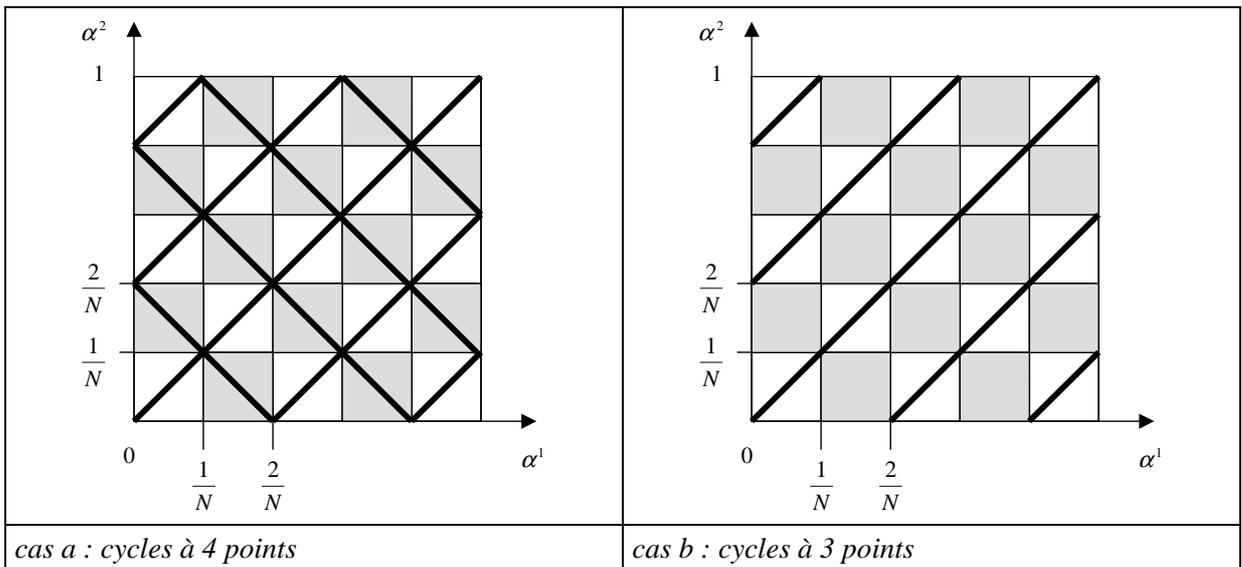


Figure III.28 Ensemble des points critiques pour $N=5$ suivant le type de cycle.

En supprimant les points critiques contenus dans les zones sombres, on obtient le graphique de droite (Figure III.28, cas b). On remarque qu'il ne reste plus que les cas où l'on a une évolution de même sens pour les deux rapports cycliques. En faisant de même pour les trois phases, les quatre droites qui passaient par trois points critiques monophasés sont réduites à une seule, définie par :

$$\begin{cases} \alpha^1 = \alpha_{crit_1} + h \\ \alpha^2 = \alpha_{crit_2} + h \\ \alpha^3 = \alpha_{crit_3} + h \end{cases} \quad (III.67)$$

avec h un réel tel que les α^i soient dans le cube ($0 \leq \alpha^i \leq 1$).

Les deux figures ci-dessous montrent l'effet du passage des cycles à 4 points aux cycles à 3 points sur la forme élémentaire des points critiques.

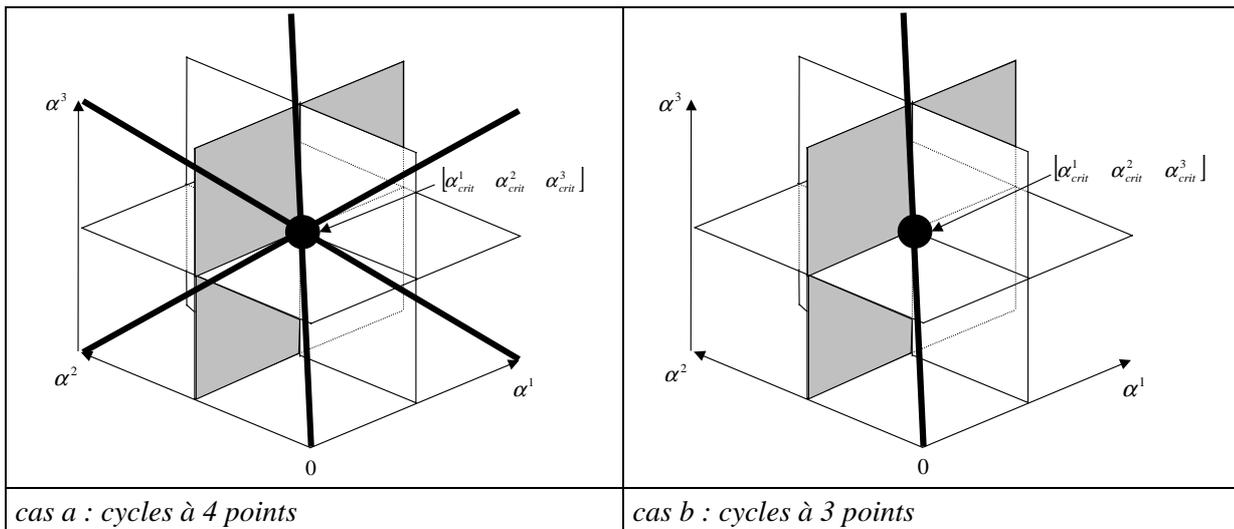


Figure III.29 Forme élémentaire des points critiques en trois dimensions suivant le cycle.

Les figures suivantes montre les différences pour des nombres de cellules : N=2,3 et 4.

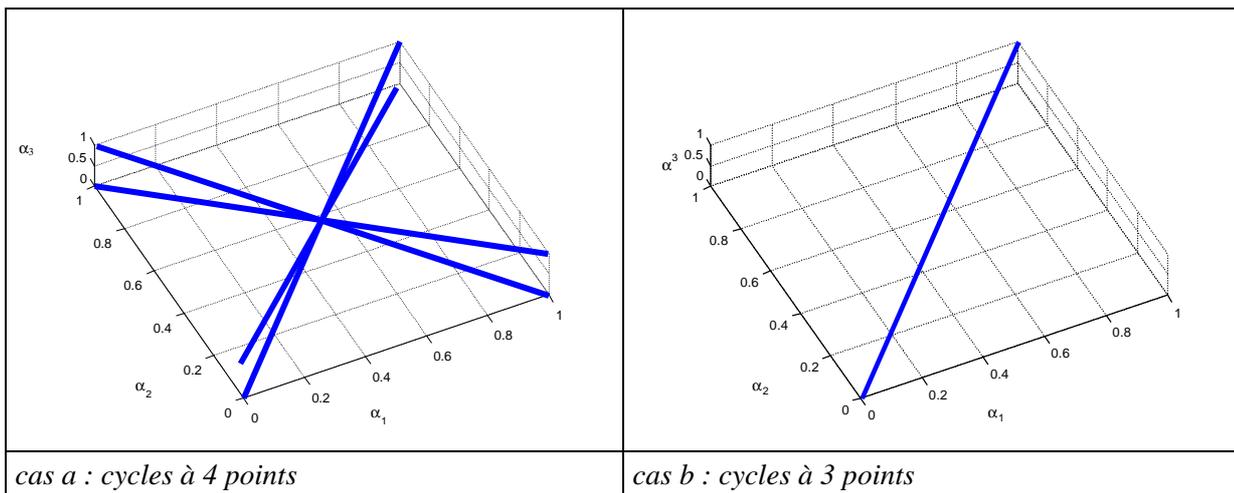


Figure III.30 Comparaison des points critiques suivant les cycles pour N=2.

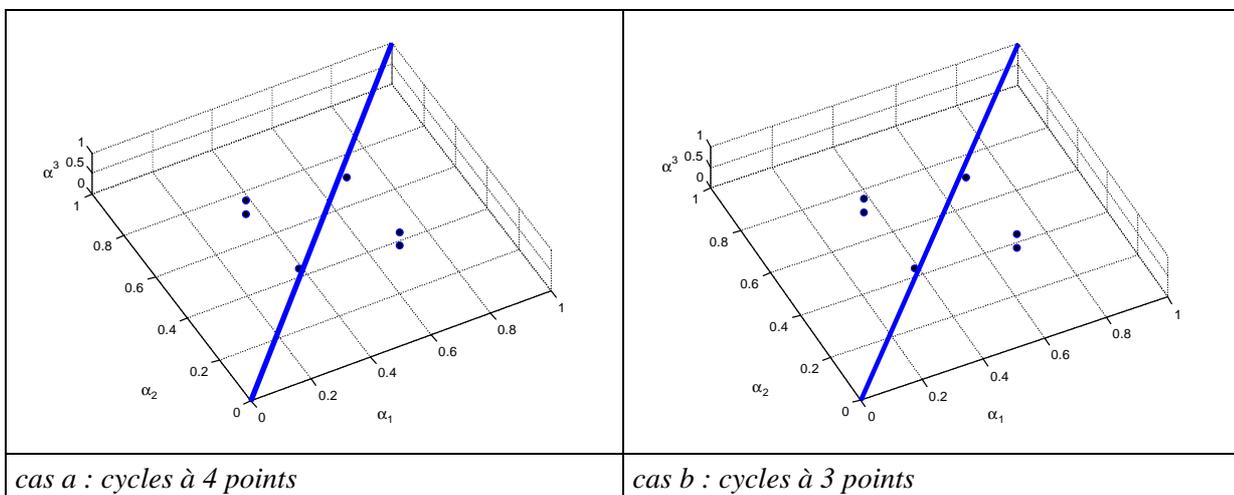


Figure III.31 Comparaison des points critiques suivant les cycles pour N=3.

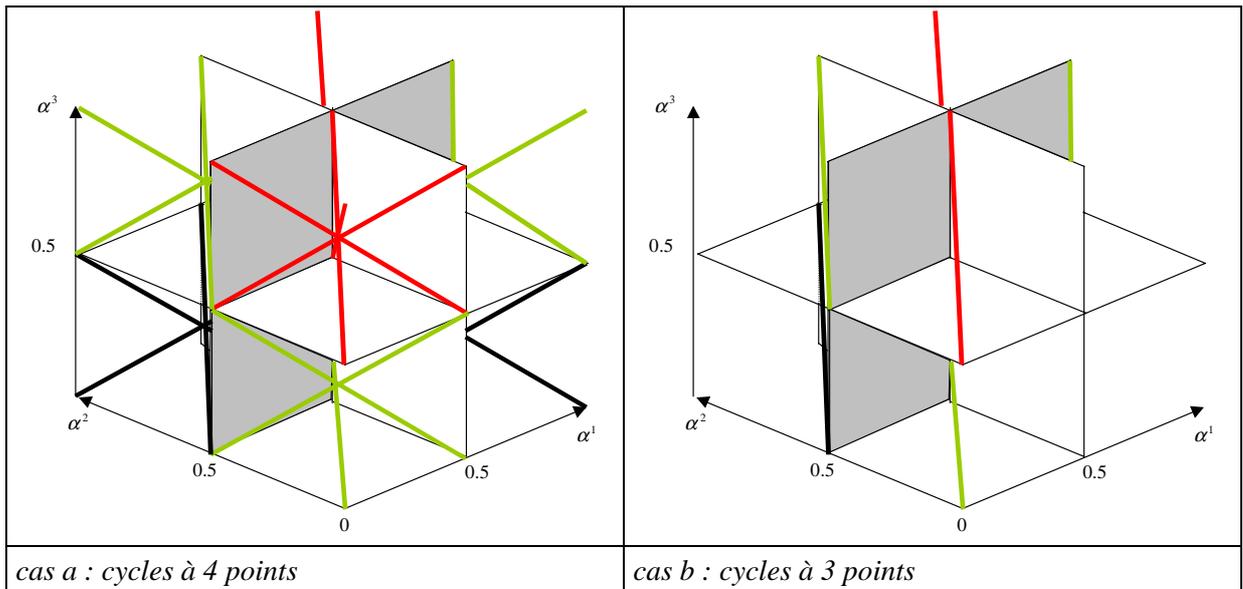


Figure III.32 Comparaison des points critiques suivant les cycles pour $N=4$.

Pour les cas N premier, l'ensemble des points critiques n'est pas modifié par le changement de cycle. Par contre pour tous les autres nombres de cellules, il y a une différence.

III.4.2.4. Conclusion :

On a vu comment déterminer l'ensemble des points critiques pour n'importe quel nombre de cellules, tout d'abord dans le cas de la commande naturelle (cycle à 4 points), puis avec la modification (cycle à 3 points). Dans les deux cas, il existe trois types de sous-espaces critiques : les plans, les droites et les points. On peut les déterminer facilement à partir de la connaissance des points critiques en monophasé. En effet, on peut définir les plans et droites à partir des formes élémentaires, qui sont centrées sur des rapports cycliques tous critiques en monophasé. L'ensemble des points critiques augmente rapidement avec le nombre de cellules, ce qui procure une dynamique de plus en plus faible. En déphasant les commandes d'une des phases pour obtenir des cycles triangulaires, on supprime toutes les droites qui ne sont pas dans la direction de l'homopolaire, les points et plans restent inchangés.

Il faut noter que le comportement du système concernant les points critiques est le même quelle que soit la charge si elle est équilibrée. Il est dû uniquement à la commande et à la structure triphasée.

III.4.3. Explication physique des points critiques :

La tension de sortie d'un bras est fonction de la commande et des tensions de cellule. A chaque changement d'état du commutateur de la cellule i , la tension de sortie varie de la tension de la cellule considérée :

$$\Delta V_s = V_{cel_i} \cdot \Delta s_i \quad (\text{III.68})$$

En monophasé, le problème des points critiques est lié au changement simultané, de l'état de plusieurs cellules. Dans certains cas, la résultante des variations de la tension de sortie dues à chaque cellule peut être nulle, il est alors impossible de remonter aux tensions de cellule.

Dans le domaine fréquentiel, on retrouve ce phénomène de compensation lorsque les amplitudes de certains harmoniques sont annulées avec le rapport cyclique correspondant.

La Figure III.33 représente les signaux de commutation, ainsi que les variations de la tension de sortie après chaque intervalle. On voit bien que les tensions de cellule (1, 3) d'une part et (2, 4) d'autre part ne sont pas discernables puisque $\Delta V_{s_1} = -\Delta V_{s_3}$ et $\Delta V_{s_2} = -\Delta V_{s_4}$.

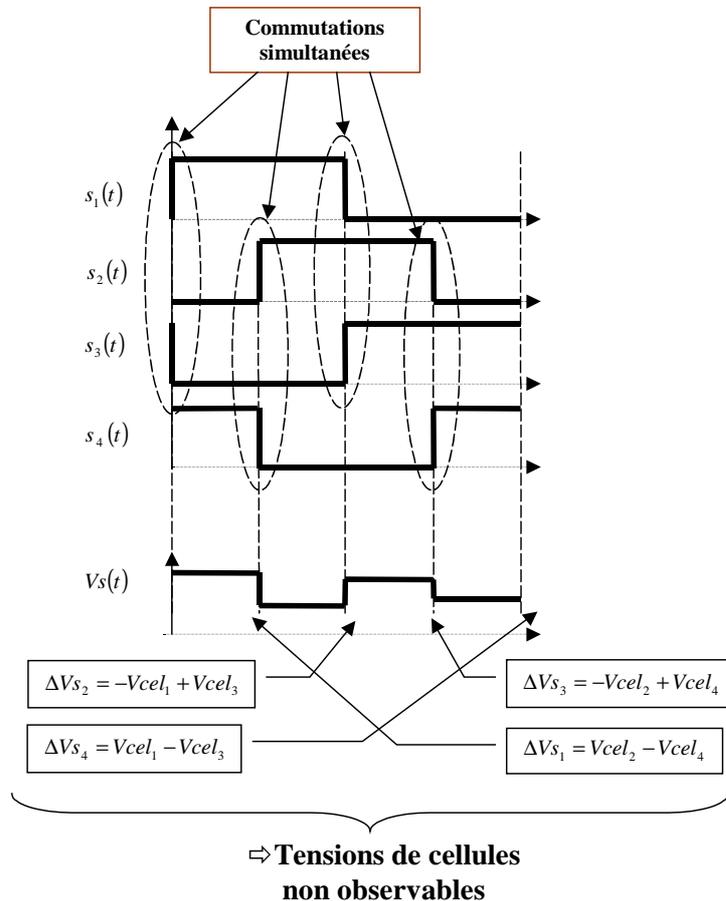


Figure III.33 Commutations simultanées conduisant à des points critiques en monophasé.

Dans le cas triphasé, on retrouve bien sûr les points critiques monophasés sous la forme de plans dans l'espace des rapports cycliques. Mais il existe beaucoup plus de points critiques qu'en monophasé à cause des interactions des phases entre elles. Le phénomène est le même qu'en monophasé à la différence que les commutations simultanées ne sont pas obligatoirement dans le même bras, elles peuvent être cette fois-ci entre phases. Il peut alors arriver que plusieurs tensions de cellule appartenant à plusieurs phases ne puissent pas être différenciées. La Figure III.34 représente les signaux de commutation de deux phases. On voit bien que si les commutations représentées provoquent des points critiques alors une variation de même amplitude des deux rapports cycliques peut également être critique, c'est ce qui se passe pour les droites critiques. Ce qui est particulier dans le cas triphasé, c'est qu'il existe des nouveaux points critiques quel que soit le nombre de cellules de l'onduleur. Même quand le nombre de cellules est premier, il existe une infinité de points critiques. Le nombre de points critiques augmente avec le nombre de cellules de l'onduleur car le nombre de commutations augmente.

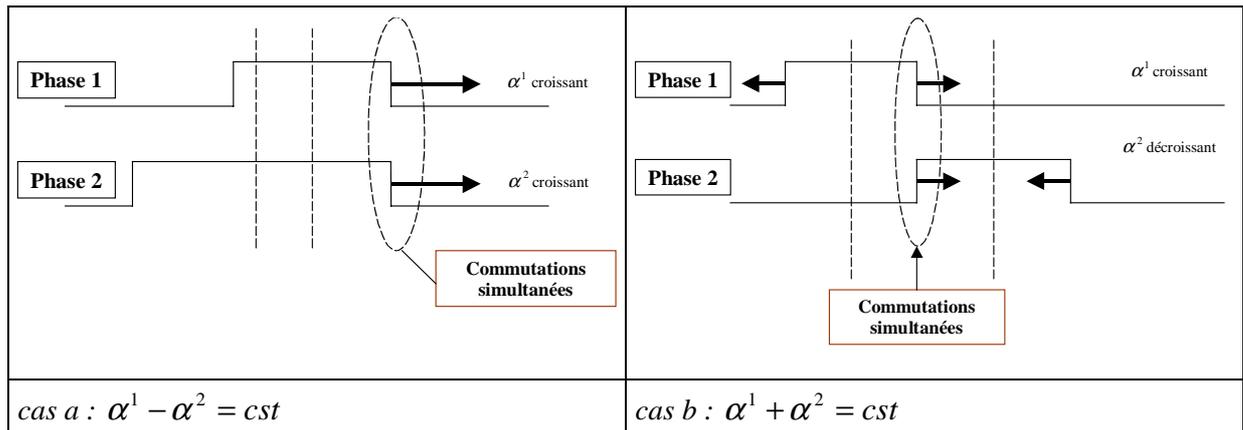


Figure III.34 Commutations simultanées conduisant à des points critiques en triphasé.

III.5. Conclusion :

Ce chapitre a permis de mieux comprendre le fonctionnement et les propriétés du convertisseur. Pour cela, on a approfondi le comportement du convertisseur avec la commande naturelle. La commande naturelle (MLI) est connue pour ses deux propriétés principales, d'une part elle délivre un profil de tension de sortie très avantageux du point de vue harmonique et d'autre part elle permet l'équilibrage naturel des tensions de condensateur. Mais pour certains points de fonctionnement (points critiques) la régulation n'est plus assurée, ce qui peut avoir des conséquences dramatiques (destruction). Bien que ce phénomène ait déjà été souligné dans des travaux précédents [GAT97, CAR96], il n'a en revanche jamais été réellement analysé. C'est pourquoi ce chapitre présente une analyse approfondie de la commande naturelle. La nouveauté du travail présenté est d'utiliser une approche géométrique qui permet une analyse très complète.

On a utilisé pour cela un modèle discret temporel au 1^{er} ordre avec une charge résistive. Le phénomène des points critiques est lié à la commande et non pas à la charge, c'est pourquoi on a choisi la charge qui donne le modèle le plus simple. On a montré que sur un point critique, la tension de sortie tend toujours vers le bon profil, mais ce n'est pas le cas pour l'état du convertisseur (tensions de condensateur). En effet, il va se diriger vers le sous-espace critique correspondant à la commande. L'état final dépend alors des conditions initiales. Cela correspond à un problème réel, car il se peut que l'état final sorte des possibilités technologiques du convertisseur, pouvant conduire à sa destruction.

On a ensuite déterminé la condition de stabilité du convertisseur dans le cadre d'une commande périodique. On a montré que cette condition est équivalente au rang plein de la **matrice S** en monophasé et de la **matrice M_{om}.S** en triphasé. Ces matrices sont construites à partir de la commande des cellules sur une période. On peut remarquer que cette condition est équivalente à celle de l'observabilité des tensions de cellules à partir de la tension de sortie. L'étude du rang de ces deux matrices peut se faire soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel. Dans le domaine temporel, chaque ligne correspond à la commande des cellules pour chaque intervalle de temps où la commande est constante. Le nombre d'intervalles dans la période est fini, par conséquent le nombre de lignes des matrices l'est aussi. Dans le domaine fréquentiel, les lignes ne correspondent pas à la commande sur un intervalle de temps, mais elles représentent la transformée de Fourier des signaux de commande à une fréquence particulière. Comme l'étendue du spectre des signaux de commande est infinie, le nombre de lignes des matrices est alors infini, mais on peut exploiter

certaines propriétés harmoniques des signaux de commande (ex : forme carrée) pour réduire le problème. Le domaine fréquentiel permet de raisonner directement sur une période à la fois, contrairement au domaine temporel qui raisonne intervalle par intervalle. C'est pourquoi, il est parfois plus simple d'utiliser les profils des signaux de commande que de définir la commande correspondante à chaque intervalle de temps sur une période, surtout en triphasé.

On a choisi d'utiliser l'approche fréquentielle pour appliquer la condition de stabilité à la commande naturelle, afin de déterminer l'ensemble de ses points critiques dans les cas monophasé et triphasé. **En monophasé**, lorsque le nombre de cellules est non premier, il existe des points critiques autres que ceux correspondant à 0 et 1. Ces points critiques représentent un ensemble fini, car les points potentiellement critiques correspondent à une tension de sortie constante. **Dans le cas triphasé**, l'ensemble des points critiques est beaucoup plus important car on retrouve les cas monophasés et ceux dus à l'interaction entre les phases. Ces derniers dépendent des déphasages entre les signaux de commande de chaque phase. On a considéré deux cas particuliers. Dans le premier cas, les phases de chaque signal de commande sont les mêmes pour chacun des bras, cela correspond à utiliser les mêmes porteuses pour chaque bras. Dans le second cas, le déphasage des signaux de commande entre chaque bras est choisi de façon à avoir les profils de tension de sortie symétriques avec le même sens de variation sur une demi-petite période (forme SOCMLI). Cela revient à modifier le déphasage des porteuses d'une des phases de $T/2N$. Ce second cas correspond à la réalisation de cycles triangulaires fermés dans le domaine de Park (voir Annexe C). Dans l'espace des rapports cycliques de phase (3 dimensions), les formes élémentaires des points critiques sont variées. On trouve des plans dus aux points critiques monophasés, des droites dues à l'interaction de deux phases et des points correspondant à l'interaction de trois phases. On a montré comment trouver cet ensemble à partir des seuls points critiques monophasés, et cela quel que soit le nombre de cellules. Le deuxième cas est plus intéressant que le premier, car le passage du premier au second permet de supprimer toutes les droites qui ne sont pas dans la direction de l'homopolaire. Ainsi, le deuxième cas possède moins de points critiques, mais il en reste encore.

Les résultats de ce chapitre vont être utilisés pour développer une commande passive (BO) supprimant tous les points critiques en travaillant sur plusieurs périodes. Elle se nomme la **commande permutée passive monophasée et triphasée** (voir chapitre *Commande*).

CHAPITRE IV

COMMANDE DU CONVERTISSEUR

On va présenter deux commandes de type différent : l'une est passive et l'autre active. Toutes deux exploitent les équivalences entre configurations de commande du point de vue de la tension de sortie.

Afin d'être compatible avec n'importe quelle commande de la charge, on s'est imposé la contrainte de respecter le profil de tension de sortie admissible désiré : pour la commande passive c'est celui de la commande naturelle, pour la commande active il peut être quelconque.

Elles sont toutes les deux à fréquence fixe pour obtenir de bonnes propriétés harmoniques et une fréquence de commutation maîtrisée. Elles produisent un taux de commutation proche de celui de la commande naturelle.

Ces commandes permettent d'assurer la régulation des états internes de l'onduleur pour n'importe quel nombre de cellules. Elles sont très simples à implémenter et très rapides. La première est la commande permutée passive. Elle travaille sur plusieurs périodes. La seconde commande qui est active travaille, elle, au niveau d'un intervalle de niveau de tension constant. Sa version modifiée permet d'obtenir un taux de commutation égal à celui de la commande naturelle en régime permanent.

Toutes deux sont présentées dans les cas monophasé, puis triphasé.

CHAPITRE IV

COMMANDE DU CONVERTISSEUR

IV.1. Introduction :

La commande naturelle est une commande passive (BO), qui donne un profil de tension de sortie très intéressant du point de vue harmonique et permet l'équilibrage naturelle des tensions de condensateur. Mais différents papiers [CAR96, GAT97] ont montré que cette commande n'était pas capable de stabiliser le système pour certains rapports cycliques. En plus lorsqu'elle fonctionne, c'est à dire pour des nombres de cellules premiers, la dynamique de régulation dépend beaucoup du point de fonctionnement et elle est en général assez faible. C'est pourquoi, d'autres méthodes de commande ont été développées afin d'assurer la régulation pour tous les points de fonctionnement.

Les commandes possibles sont de deux types, soit passives comme la commande naturelle, soit actives. Les commandes actives contrairement aux passives prennent en compte l'évolution des tensions de condensateur. Elles sont plus difficiles à mettre en œuvre, car elles nécessitent soit la mesure directe des tensions de condensateur, soit un observateur. Mais elles procurent une dynamique plus élevée que les passives.

Jusqu'à présent, seul des travaux sur des commandes actives ont été effectués. On peut les classer en deux grandes catégories : celles à fréquence fixe et celles à fréquence variable. Les premières permettent de respecter la fréquence de commutation mais donnent une dynamique assez faible par rapport à celle de la deuxième catégorie. Les secondes donnent une très grande dynamique mais ne permettent pas de maîtriser le contenu harmonique et le taux de commutation. Les approches adoptées n'ont pas permis d'apporter une réponse satisfaisante à l'ensemble des objectifs.

L'approche des commandes développées dans ce chapitre est tout à fait différente, car elle utilise un degré de liberté qui n'a jamais été utilisé auparavant. On exploite les équivalences entre configurations de commande par rapport à la tension de sortie. Comme on le verra, cette approche permet cette fois-ci d'atteindre tous les objectifs simultanément.

Les deux méthodes proposées ici (passive et active) sont des commandes à fréquence fixe. Elles permettent l'équilibrage des tensions de condensateur quel que soit le nombre de cellules. La forme de la tension de sortie désirée est considérée comme une contrainte à respecter, ainsi les propriétés intéressantes sur les harmoniques de la tension de sortie sont conservées et le contrôle de la charge n'est en rien modifié. La première commande présentée est une commande passive et se nomme commande permutée, la seconde est une commande active nommée commande CVC active [DOF00]. Chaque commande est présentée d'abord dans le cas monophasé, puis elle est étendue au cas triphasé. Ces deux commandes ne nécessitent aucune connaissance sur la charge. Cela permet une grande souplesse vis à vis de l'implantation et de l'utilisation.

La **commande permutée passive** travaille sur un horizon de plusieurs périodes. Elle est basée sur la commande naturelle, mais elle permet de supprimer le phénomène des points critiques. Le profil de la tension de sortie considérée est celui de la commande naturelle pour ses

propriétés harmoniques. Elle produit un nombre de commutations proche de celui de la commande naturelle.

La **commande active** travaille elle, au niveau d'un intervalle de niveau de tension constant. Ainsi le profil de la tension de sortie peut être quelconque ce qui permet des variations plus rapides au niveau de la commande de la charge. Le taux de commutation peut être important en transitoire mais il reste borné puisque la commande ne peut changer qu'au rythme du profil de la tension de sortie. Afin d'avoir le taux minimum de commutation en régime permanent, une version modifiée est proposée.

L'état de l'art présente l'ensemble des avantages et inconvénients des différentes commandes développées jusqu'à présent. Ensuite les commandes proposées sont développées. Le principe de chacune de ces commandes est suivi de résultats de simulation.

IV.2. Etat de l'art :

L'équilibrage des tensions internes à l'onduleur est très important. En effet, si la tension de la source E_d augmente, les semi-conducteurs de la dernière cellule doivent supporter une tension plus élevée. Ceci peut conduire à une destruction du matériel. Le rééquilibrage permet de répartir équitablement l'évolution de la tension de source E_d et permet d'assurer des tensions inter-cellules égales entre elles en régime permanent.

La commande passive la plus simple (commande naturelle), n'est pas toujours capable d'assurer cette régulation. De plus sa dynamique est assez lente. C'est pourquoi, il a été développé des commandes fonctionnant en boucle ouverte ou fermée, ayant les propriétés suivantes:

- fonctionnent pour un nombre de cellule N non premier
- améliorent la dynamique en transitoire

Dans la partie suivante, les différentes commandes existantes sont classées en fonction de leurs points communs de façon à en tirer les avantages et les inconvénients.

Remarque : *il existe également des moyens techniques permettant d'augmenter la dynamique des commandes basées sur les harmoniques (circuit auxiliaire[CAR96], brevet[LAV94]).*

IV.2.1. Présentation des différentes commandes:

Les différentes commandes de convertisseurs multiniveaux sont classées dans le Tableau IV.1. Les différentes caractéristiques qui ont servi au classement sont reprises plus en détail par la suite. Chaque catégorie de commande est référencée par une lettre de A à J.

Ce convertisseur possède des non-linéarités dues aux couplages entre les différentes entrées du convertisseur. C’est pourquoi les **types de commandes** actives sont extrêmement variés, puisqu’il y a des méthodes du linéaire et du non linéaire :

- *Découplage matricielle avec régulateur P (D)*
- *Lois de commande non linéaires classiques :*
 - Linéarisation exacte entrées/sorties (E)
 - Fonctions de Lyapunov (E)
- *Utilisation de la logique floue :*
 - Commande floue à partir d’un modèle moyen (E)
 - Inversion du modèle harmonique (H)
- *Modes glissants : à fréquence fixe ou variable (F,J)*
- *Autres méthodes :*
 - Optimisation harmonique par classement (G)
 - commande à visée optimale (I)

Le tableau suivant donne une classification des différentes commandes, il récapitule les principales caractéristiques des commandes qui vont être présentées plus en détail par la suite.

fréquence	fixe								variable	
Type commande	passive			active					active	
Horizon commande	période		plusieurs périodes	période				intervalle	temps continu	
Catégorie	D constant discret R constant		D constant R variable	D constant R variable		R constant D variable		niveau cellule	niveau cellule	
Caractéristique	D ordre croissant	D ordre qcq	D varie chaque période	R peu	R qcq		D discret	D qcq	discret	cellule qcq
Entrée de contrôle cmd	aucune	aucune	aucune	R			D		cellule	cellule
Type de modèle	Harmonique	1ier ordre	1ier ordre	moyen (is cst)		instantané	harmonique		1er ordre	instantané
Contrôle charge	R	R	R	R_base	Is	Is	R	R	Profil Vs	Is
Commande	-naturelle	naturelle modifiée	-naturelle permutée passive	-matrice découplage -modification modulatrice	-découplage par bouclage statique -découplage E/S exact -Lyapunov -Flou E/De	-mode glissant	fréquentielle = permutée active	inversion modèle par le Flou	CVC	-mode glissant basé sur critère de Lyapunov -cmd à topologie variable
Vs moy Vs charge	Bonne	Bonne	Bonne	Approchée	Qcq	Qcq	Bonne	Bonne	Bonne	inconnu
Is moy	Inconnu	Inconnu	Inconnu	inconnu	Bon	Bon	Inconnu	Inconnu	Inconnu	bon
Vs forme (harmonique)	Bonne	Bonne	Bonne	Approchée	Qcq	Qcq	Bonne	Qcq	Bonne	Qcq
Référence	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J

Tableau IV.1 Classement des différentes commandes par points communs.

Les commandes sont tout d’abord classées en deux grandes catégories suivant la fréquence de travail : **fréquence fixe ou fréquence variable**. Celles à fréquence fixe produisent une fréquence de commutation qui est fixe. Les secondes à fréquence variable peuvent générer des fréquences quelconques.

Ensuite, elles peuvent être : **actives ou passives**. Les passives sont basées sur une séquence de commande périodique, c'est pourquoi elles sont toutes dans la catégorie des commandes à fréquence fixe. Les commandes dites actives peuvent appartenir à l'une ou l'autre de ces catégories.

L'horizon de travail des différentes commandes s'étend du temps continu à plusieurs périodes. Les commandes basées sur un signal de commande de forme carrée travaillent au niveau de la période. D'autres utilisant des formes de commandes plus complexes utilisent soit l'intervalle (I), soit le temps continu (J).

Les commandes sont basées sur des formes de **signaux de commande différents** : soit de forme carrée (A, B, C, D, E, F, G, H), soit de forme plus complexe (I) ou quelconque (J).

Les premières utilisent toutes les mêmes formes de signaux de commande que ceux de la commande naturelle (A). Ces signaux de commande sont de type carré, avec le même rapport cyclique (noté R) et déphasés régulièrement entre eux (déphasage noté D). Cette forme de signal carré est intéressante car elle garantit un nombre de commutations de 2 par cellule dans une période, tout en produisant un contenu harmonique avantageux pour la tension de sortie dans certaines conditions (R égaux et déphasages réguliers). Comme on peut agir sur les rapports cycliques et les déphasages, le nombre d'entrées est supérieur au nombre de variables à contrôler. Afin de limiter le nombre d'entrées, les commandes utilisent soit les rapports cycliques, soit les déphasages.

Les commandes (I) et (J) travaillent au niveau de la cellule, c'est pourquoi elles peuvent utiliser des profils de signaux de commande beaucoup plus complexes. Pour mieux les différencier des autres types de commande, elles sont appelées « commandes en amplitude ». Une des différences entre ces deux commandes est l'instant de changement de configurations. Dans le cas de la commande (I), la configuration change à des instants déterminés par la commande de la charge, alors que dans le second cas (J), la configuration peut changer à tout moment.

Les amplitudes de variation des commandes autour de la valeur nominale de la commande naturelle peuvent être **plus ou moins variables**. C'est pourquoi les commandes peuvent influencer plus ou moins certaines caractéristiques comme le contenu harmonique de la tension de sortie. Par exemple les commandes (D et E) agissent toutes deux sur le rapport cyclique, mais l'ondulation de la tension de sortie est moindre pour la (D) car elle ne doit modifier que légèrement les rapports cycliques autour de ceux de la commande naturelle.

Chaque loi de commande est élaborée à partir d'un **modèle**. Les quatre modèles qui ont été utilisés par l'ensemble des commandes sont : l'instantané (exact), celui au 1^{er} ordre (approximation), le moyen (approximation) et l'harmonique (approximation). Les commandes en amplitude (I, J) ont besoin de connaître l'évolution à court terme, c'est pourquoi elles utilisent le modèle instantané et celui du 1^{er} ordre. Celles qui utilisent des signaux de forme carrée (A, B, C, D, E, F, G, H) travaillent au niveau d'une période, elles considèrent alors le modèle moyen (R variable) et celui harmonique (D variable).

Le phénomène de saturation :

Les commandes actives qui agissent sur le rapport cyclique pour assurer la régulation (D,E,F) présentent un problème de saturation du rapport cyclique. En effet, celui-ci est borné entre 0 et 1, mais ces commandes n'en tiennent pas compte.

Les causes de cette saturation sont :

- un courant de sortie trop faible : ce qui a tendance à augmenter le rapport cyclique
- un gain du correcteur trop élevé.

Les conséquences de cette saturation sont multiples :

- augmentation considérable du temps de réponse, par rapport à celui calculé sans saturation, car lorsque des cellules adjacentesaturent en même temps, le condensateur correspondant n'évolue plus.
- de fortes perturbations des modulantes lors du passage par zéro du courant.
- perte de découplage (pour les commandes découplantes).
- Difficulté de réglage des boucles de régulation.

Afin d'éviter cet inconvénient, on peut :

- choisir des gains de façon à ne pas saturer les rapports cycliques.
- recalculer les commandes de façon à assurer un minimum de dynamique sur toutes les variables comme dans le cas du découplage non-linéaire.

cela revient à réduire la dynamique des tensions.

Le contrôle de la charge :

On contrôle la charge en tension mais certaines commandes utilisent le courant. On peut bien entendu passer de l'une à l'autre en connaissant les caractéristiques de la charge mais la commande est basée sur l'un ou l'autre. Les commandes utilisant des fonctions de commutation de forme carrée peuvent agir soit sur les rapports cycliques, soit sur les déphasages pour assurer la régulation du convertisseur :

- si la commande modifie les déphasages alors la tension de sortie change de forme mais la tension moyenne est conservée. Ainsi, le contrôle de la charge se fait correctement par la tension moyenne.
- si la commande utilise les rapports cycliques, cette fois-ci la tension moyenne de sortie ne peut plus être assurée directement. Deux cas sont possibles suivant l'amplitude des variations autour du nominal (définie par la commande naturelle) : soit elle est suffisamment faible pour ne pas modifier le fonctionnement de la charge, soit elle est trop importante il est alors nécessaire de contrôler le courant dans la charge (is) afin de garder le contrôle de celle-ci.

IV.2.2. Avantages/inconvénients/perspectives :

Les commandes C et I seront présentées dans la suite de ce chapitre. On va ici, donner rapidement les avantages et les inconvénients des commandes existantes.

Type A : [GAT97, CAR96]

Cette commande appelée commande naturelle, correspond à la MLI multiniveaux. C'est une commande passive, elle n'est pas capable d'assurer la régulation du convertisseur pour tous les rapports cycliques, lorsque le nombre de cellules n'est pas premier. De plus sa dynamique est assez faible, ce qui a contribué au développement d'autres commandes, supprimant ses deux inconvénients.

Type B : [GAT97, CAR96]

La commande naturelle modifiée utilise les signaux de commande de la commande naturelle, mais la distribution des déphasages peut être différente. Elle présente les mêmes problèmes que la commande naturelle avec en plus une ondulation des tensions de condensateur plus élevée.

Type D : [MEY95, CAR96]

Un principe de régulation en boucle fermée a été déduit du modèle moyen. Ce principe consiste à utiliser les rapports cycliques pour assurer la régulation. Ainsi le courant moyen traversant chaque condensateur peut être asservi pour ramener la tension de chaque condensateur à son nominal. Ce type de régulation fonctionne seulement pour un courant de charge non nul.

Type E : [GAT97, PIN00]

Cette commande permet de contrôler séparément chaque tension de condensateur. Pour cela, elle utilise une des méthodes de découplage : la **linéarisation exacte entrée/sortie** ou le **découplage par bouclage statique**. Ces méthodes permettent par une transformation algébrique de découpler les variables d'état les unes par rapport aux autres. Les résultats ont été très satisfaisants en simulation et en expérimentation. Ces méthodes ont permis de mettre en évidence deux types de problèmes :

- la saturation des commandes
- des problèmes de point singulier (courant nul et tension nulle).

Ce problème de singularité a été résolu en utilisant un découplage partiel : **découplage par séparation des modes** entre le courant de sortie et les tensions de condensateur. Mais les commandes par linéarisation sont sensibles aux paramètres du modèle utilisé qui ne sont pas parfaitement connus. Afin de résoudre ce problème de connaissance de paramètres, une nouvelle commande basée sur la **méthode directe de Lyapunov** a été élaborée. Cette méthode permet à la fois d'effectuer la synthèse *des boucles de régulation* et la synthèse *d'une loi d'adaptation paramétrique*. Les lois de commande obtenues sont simples. Les performances sont très bonnes, comparables à celles obtenues avec le découplage non

linéaire. L'adaptation paramétrique permet de compenser les variations et incertitudes des paramètres de la charge.

Après ces deux types de commande, une loi basée sur la **commande floue** a été testée sur le modèle moyen. Pour cela un contrôleur flou de type classique (E, dE) pour le courant et de type proportionnel non linéaire pour les tensions a été utilisé. L'avantage de cette approche est la facilité et la rapidité pour les essais en simulation. Les trois principaux désavantages sont:

- l'absence de découplage car les boucles ont été conçues indépendamment les unes des autres.
- le temps important de développement de l'aspect temps réel pour avoir une vitesse d'exécution suffisamment rapide.
- la complexité de la base de règle qui augmente très rapidement en fonction du nombre de cellules.

Type H : [CAR96]

Afin de connaître l'effet de la modulation de phase des signaux de commande, un modèle harmonique a été développé. Ce modèle est très intéressant car il permet de traiter à la fois les rapports cycliques et les déphasages. Néanmoins ce type de modèle est assez complexe puisqu'il résulte de l'analyse harmonique des signaux de commande de cellule. Son exploitation dans un esprit de commande est difficile, c'est pourquoi, la commande basée sur ce modèle est une commande utilisant **le flou**. Elle effectue une inversion du modèle afin d'obtenir les déphasages de commande. Cette méthode donne de bons résultats et elle permet la commande quel que soit le type de fonctionnement: en charge ou à vide avec un filtre auxiliaire. Mais l'inconvénient de cette méthode est lié au domaine de validité du modèle utilisé qui est assez restreint.

Type G :

Une régulation a été développée ([CAR96], brevet [MEY96]) de façon à limiter le nombre de circuits de rééquilibrage à un unique circuit RLC, et ceci quel que soit le nombre de cellules. La commande fait en sorte d'avoir un courant maximum à la fréquence de résonance du filtre. Pour cela elle redistribue les déphasages. Ainsi, le fonctionnement du convertisseur n'est jamais dégradé car les rapports cycliques sont tous identiques et les déphasages entre les commandes de cellules sont réguliers.

Type F, J : [PIN00]

La commande par mode glissant possède une dynamique de régulation nettement supérieure aux autres, car elle travaille au niveau des interrupteurs. Mais l'inconvénient majeur de cette méthode est de créer un régime chaotique en régime permanent, elle ne possède donc pas un régime stationnaire (cycle limite). En effet les déphasages entre cellules peuvent être quelconques, ce qui n'est pas acceptable car on obtient des oscillations importantes du courant de la charge. Pour fixer le cycle limite, on peut modifier les fonctions de commutation mais il n'est pas possible de généraliser à un nombre de cellules quelconque.

Méthode matérielle : [CAR96], brevet[LAV94]

L'utilisation d'un circuit auxiliaire (circuit RLC) permet d'augmenter la dynamique de rééquilibrage en augmentant le courant harmonique. Il peut être associé aux commandes harmoniques passives (commande naturelle) ou des commandes actives comme le type G.

Les principaux inconvénients des méthodes actives présentées précédemment sont :

- Tension de sortie non maîtrisée : contenu harmonique ?
- Problème de saturation
- Découplage pas toujours assuré
- Sensibilité aux erreurs paramétriques
- Sur-commutations par rapport à la commande naturelle
- Problèmes d'exécution en temps réel

Les commandes à fréquence fixe permettent de respecter la fréquence de commutation mais donnent une dynamique assez faible par rapport au mode glissant. Elles posent en plus des problèmes de saturation. Les commandes qui travaillent au niveau de l'état des interrupteurs permettent d'exploiter pleinement les possibilités du convertisseur. Cela permet à la fois d'obtenir des performances élevées et de supprimer le problème de saturation puisque l'on prend en compte directement l'aspect binaire de la commande. Pour cela, les modes glissants constituent une approche intéressante mais il faudrait rendre compatible les contraintes en régime transitoire et celles en régime permanent (déphasage). C'est à dire trouver une loi de commande qui fixe naturellement les déphasages inter-cellules.

Les approches adoptées n'ont donc pas permis d'apporter une réponse satisfaisante à l'ensemble des objectifs. L'approche du travail présenté dans la suite est tout à fait différente. Elle utilise un degré de liberté qui n'a jamais été utilisé auparavant. On exploite les équivalences entre configurations de commande par rapport à la tension de sortie. Comme on le verra, cette approche permet cette fois-ci d'atteindre tous les objectifs simultanément.

Afin d'être insensible aux paramètres de la charge, l'idéal est de ne pas s'en servir. C'est pourquoi, la commande (I) ne prend en compte que le sens du courant de sortie. Afin de conserver des harmoniques intéressantes, le profil de la tension de sortie a été considéré comme une contrainte. La réduction des commutations peut se faire en utilisant une commande à fréquence fixe. Pour cela la commande (I) ne peut changer la configuration que lors d'un changement du niveau de la tension de sortie. Ainsi elle est synchronisée sur la commande de la charge.

La commande du convertisseur utilisée dans l'article [MAR99], apparaît comme un cas particulier de la commande active CVC [DOF00] qui va être présentée dans la suite.

IV.3. Commandes passives : horizon long

La commande naturelle ne peut pas assurer la régulation pour certains rapports cycliques (points critiques) lorsque le nombre de cellules est non premier. Ce phénomène ainsi que d'autres aspects ont été approfondis dans le chapitre Analyse (III). Ces résultats sont à l'origine du principe de la commande qui va être présenté maintenant : la **commande permutée passive**. Celle-ci permet d'assurer la régulation quel que soit le nombre de cellules, tout en conservant les propriétés de la commande naturelle, comme le taux de commutation faible et le contenu harmonique. Elle travaille sur plusieurs périodes. Pour l'étudier, on va utiliser le modèle discret du 1^{er} ordre avec charge résistive (développé en II.3.1 p43).

IV.3.1. Commande naturelle permutée passive en monophasé :

Avec la commande naturelle, chaque cellule est commandée avec le même signal de commande mais avec un déphasage différent. Ce déphasage est proportionnel à la référence du numéro de cellule, comme illustré dans la Figure IV.1.

La tension de sortie (lorsque la régulation est correcte) est donnée par :

$$V_s = \frac{E_d}{N} \sum_{i=1}^N s_i \tag{IV.1}$$

c'est pourquoi toute permutation des références de cellule i en j , c'est à dire $s_j \rightarrow s_i$ et $s_i \rightarrow s_j$ ne modifie pas la tension de sortie, ainsi la charge n'est pas perturbée. La permutation des références de cellules est un degré de liberté vis à vis de la tension de sortie. Ce degré de liberté est exploité par la commande permutée passive (Figure IV.2).

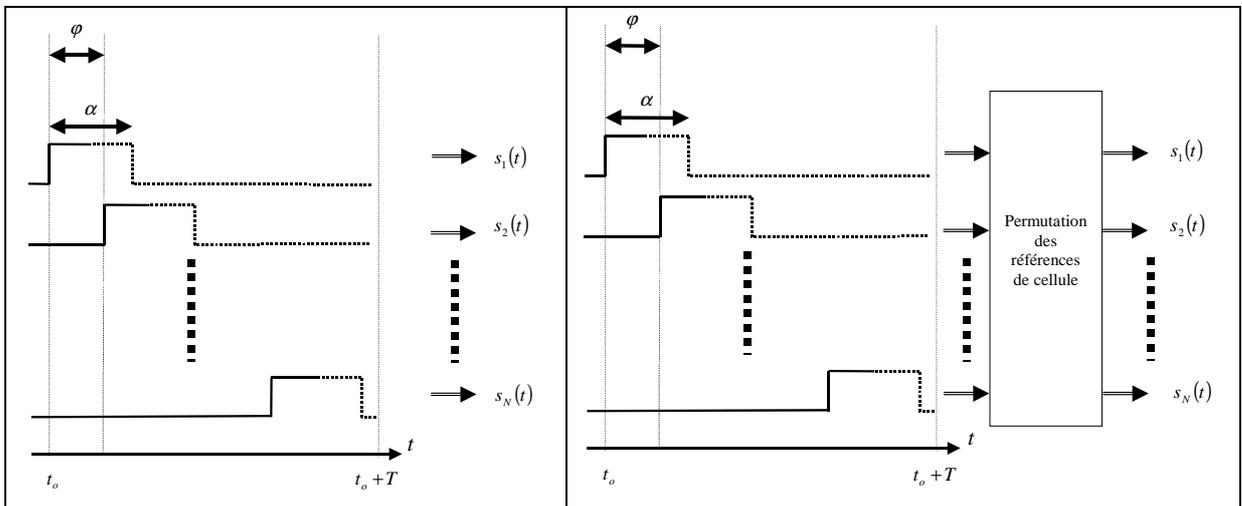


Figure IV.1 Génération de la commande naturelle.

Figure IV.2 Modification pour la commande permutée.

Avec la commande naturelle sur un point critique, l'état est attiré vers un sous-espace critique (SEC). Lorsqu'il l'atteint, il reste bloqué car sa vitesse de déplacement devient alors nulle. Une étude des SEC montre qu'ils sont différents suivant les permutations de référence de cellule. Avec une permutation différente des références de cellule, l'état va tendre vers un autre SEC. Comme le seul point commun à tous les SEC est le point de référence, le principe de cette commande est de changer de permutation à chaque période, de façon à réduire le SEC

au seul point de référence. Ainsi l'état va toujours tendre vers le point désiré, quelles que soient les conditions initiales. Cette commande est passive (en BO), car elle ne dépend pas de l'état du système. Elle est caractérisée par une séquence de permutation sur plusieurs périodes. Elle est appliquée cycliquement, le schéma suivant montre le principe de génération de la commande permutée.

Tout d'abord, une étude sur les effets des permutations sur les sous-espaces critiques permettra de dégager le principe de la commande. Pour cela, la charge n'étant pas à l'origine de ce phénomène, on prendra la charge la plus simple : une résistance. Le modèle utilisé est un modèle temporel au 1^{er} ordre décrit dans la partie modélisation (II.3.1, p43). Ensuite le choix des permutations est discuté. Enfin des résultats de simulation montrent que cette commande a totalement supprimé le problème des points critiques.

IV.3.1.1. Effet des permutations :

Dans cette partie, on va considérer une charge résistive. L'utilisation d'une autre charge ne change rien au principe. Dans tous les cas, le principe de la commande naturelle est respecté c'est à dire des rapports cycliques identiques pour toutes les cellules, seuls les décalages varient. Ceci revient alors à permuter les colonnes de la matrice S (voir partie III.3, p82). Comme la permutation de ligne ou de colonne ne modifie pas le rang d'une matrice, elle ne modifie pas la singularité au point de fonctionnement considéré. Si celui-ci est critique à l'origine, alors il le restera pour toutes les permutations.

La commande naturelle permutée passive consiste à permuter régulièrement les références de numéros des cellules. La commande naturelle s_i est envoyée à la cellule dont la référence est o_i . La commande sur une période est caractérisée par un vecteur ligne, dont les composantes représentent l'ensemble des correspondances pour toutes les cellules. Par exemple avec $N=3$, chaque commande aura la forme suivante :

$$n_{perm} = [o_1 \quad o_2 \quad o_3] \quad (IV.2)$$

Le modèle du bras d'onduleur avec une charge résistive est sensible aux permutations des $s_i(t)$ mais pas à des permutations d'intervalles à l'intérieur d'une période. C'est pourquoi pour restreindre l'étude, on peut éliminer toutes les permutations circulaires de N éléments (ex : « 1234 » et « 2341 ») et les ordres inverses (ex : « 1234 » et « 4321 »).

Remarque : ces deux propriétés se vérifient facilement à partir du modèle harmonique présenté en II.3.2 (p55) d'une part avec la différence entre les déphasages de cellules pour l'argument des cosinus et d'autre part avec la propriété de parité de la fonction cosinus (correspond à un ordre inverse).

Les cas significatifs sont rassemblés pour $N=3,4,5$ dans les tableaux suivants :

- avec $N=3$:

N° possibilités	1	2	3
1	1	2	3
2	1	3	2

Tableau IV.2 Ensemble des permutations pour $N=3$.

- avec $N=4$:

N° possibilités	1	2	3	4
1	1	2	3	4
2	1	2	4	3
3	1	3	2	4

Tableau IV.3 Ensemble des permutations pour $N=4$.

- avec $N=5$:

N° possibilités	1	2	3	4	5
1	1	2		4	5
2	1	2	3	5	4
3	1	2	4	3	5
4	1	2	4	5	3
5	1	2	5	3	4
6	1	2	5	4	3
7	1	3	2	4	5
8	1	3	2	5	4
9	1	3	4	2	5
10	1	3	5	2	4
11	1	4	2	3	5
12	1	4	3	2	5

Tableau IV.4 Ensemble des permutations pour $N=5$.

Dans un cas quelconque, le nombre de permutations possibles est de $N!$ au total. Mais en enlevant les cas redondants, le nombre de choix est restreint à : $\frac{N!}{2N} = \frac{(N-1)!}{2}$ pour $N \geq 3$.

Ce nombre augmente très vite avec la factorielle. Il y a de plus en plus de possibilités lorsque le nombre de cellules augmente. On utilisera seulement le nombre nécessaire qui sera de l'ordre de N . Le petit tableau suivant donne le nombre de possibilités différentes en fonction du nombre de cellules de l'onduleur :

Nombre de cellules	2	3	4	5	6	7	8
Nombre de cas différents	1	1	3	12	60	360	2520

Tableau IV.5 Nombre de cas possibles suivant le nombre de cellules.

Pour chaque permutation significative, le modèle est différent. On appellera « sous-espace critique » le sous-espace qui contient les vecteurs d'état donnant un déplacement nul (pas d'évolution des tensions de condensateur). Ce sous-espace est de dimension inférieure ou

égale à $N-2$ et contient le point de référence (point d'équilibre pour les tensions de condensateur).

On va prendre un exemple avec un convertisseur de 4 cellules. Le seul point critique est $\alpha = 0.5$. La recherche des points critiques est donnée dans la partie III.4 (p84), les sous-espaces critiques dans le Tableau IV.6. La détermination des sous-espaces critiques va se faire simplement en cherchant le sous-espace des tensions de condensateur qui vérifie le profil de la tension de sortie correcte. Avec le rapport cyclique pris, la tension de sortie correcte est constante à $E_d/2$. Le système à résoudre est donc le suivant :

$$\begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & \delta_{13} & \delta_{14} \\ \delta_{21} & \delta_{22} & \delta_{23} & \delta_{24} \\ \delta_{31} & \delta_{32} & \delta_{33} & \delta_{34} \\ \delta_{41} & \delta_{42} & \delta_{43} & \delta_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c_1} \\ V_{c_2} \\ V_{c_3} \\ E_d \end{bmatrix} = \frac{E_d}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

Le système est sous déterminé, c'est pourquoi la tension du condensateur n°1 a été choisie libre. En fonction des permutations, on obtient les sous-espaces (SEC) définis dans le tableau suivant :

permutation ordre 1 2 3 4	permutation ordre 1 2 4 3	permutation ordre 1 3 2 4
$V_{c_2} = \frac{E_d}{2}$	$V_{c_2} = \frac{E_d}{2}$	$V_{c_2} = 2.V_{c_1}$
$V_{c_3} = V_{c_1} + \frac{E_d}{2}$	$V_{c_3} = E_d - V_{c_1}$	$V_{c_3} = \frac{E_d}{2} + V_{c_1}$

Tableau IV.6 Sous-espaces de tension de condensateur critiques.

Le tableau suivant rassemble les différentes matrices de déplacement (F_i), et les directions des sous-espaces critiques en fonction des permutations :

ordre de permutation	ordre 1 2 3 4 :	ordre 1 2 4 3	ordre 1 3 2 4
matrice de déplacement	$F_1 = \frac{\Gamma_{1,1}}{RC} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{pmatrix}$	$F_2 = \frac{\Gamma_{1,1}}{RC} \begin{pmatrix} -1 & 1 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \\ -1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$	$F_3 = \frac{\Gamma_{1,1}}{RC} \begin{pmatrix} -2 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & -2 \end{pmatrix}$
vecteur directeur des sous-espaces critiques	$v_1 = [1 \ 0 \ 1]^T$	$v_2 = [1 \ 0 \ -1]^T$	$v_3 = [1 \ 2 \ 1]^T$

Tableau IV.7 Matrice de déplacement et vecteurs directeurs du SEC selon les permutations.

On peut énoncer le théorème suivant :

Théorème :

Les sous-espaces de tension critiques et les champs de dérivée ne sont pas les mêmes suivant l'ordre de permutation choisie. Un sous-espace critique sera caractérisé par le rapport cyclique et la séquence de permutation.

Dans cet exemple, chaque matrice F_i a pour image un plan. On s'aperçoit que les vecteurs v_i sont orthogonaux aux plans F_i . En plus les vecteurs v_1 et v_2 sont perpendiculaires, de même pour les vecteurs v_2 et v_3 . Le cas de deux permutations est représenté sur la Figure IV.3. Les sous-espaces critiques sont représentés par des droites qui se croisent toutes en un seul point : le point de référence.

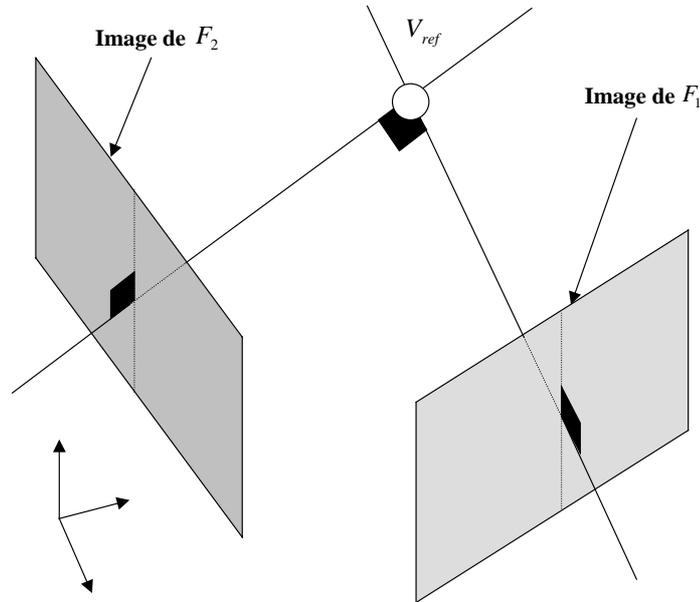


Figure IV.3 : Plans des déplacements relatifs à deux permutations différentes (N=4).

IV.3.1.2. Idée de base de la commande :

Lorsque le rapport cyclique est un point critique, alors il existe un sous-espace critique des tensions de condensateur dans lequel le système n'évolue plus. Ce sous-espace étant attractif, l'état part de sa condition initiale pour tendre vers un point du SEC. On vient de voir que ce sous-espace critique dépend des permutations choisies. De plus le seul point commun aux sous-espaces critiques est le point de référence. C'est pourquoi, le principe de cette commande passive est d'alterner à chaque période une permutation différente. Ainsi l'état va se diriger pendant un temps vers un sous-espace, puis vers un autre et ainsi de suite. Comme le seul point commun entre les sous-espaces est celui de référence, il est impossible que le système reste bloqué en chemin. A chaque fois, l'état va se rapprocher un peu plus de celui de référence. Le principe de cette commande est représenté graphiquement pour le cas précédent $N=4$ (Figure IV.4).

Comme la commande est totalement passive, la durée entre deux changements de permutation est choisie constante. Plus cette durée est courte est plus la trajectoire de l'état sera rectiligne, c'est à dire une meilleure répartition des contraintes de tension inverse sur les commutateurs. La durée minimum possible sans perturber le régime permanent est d'une période MLI, c'est celle qui sera retenue pour la suite.

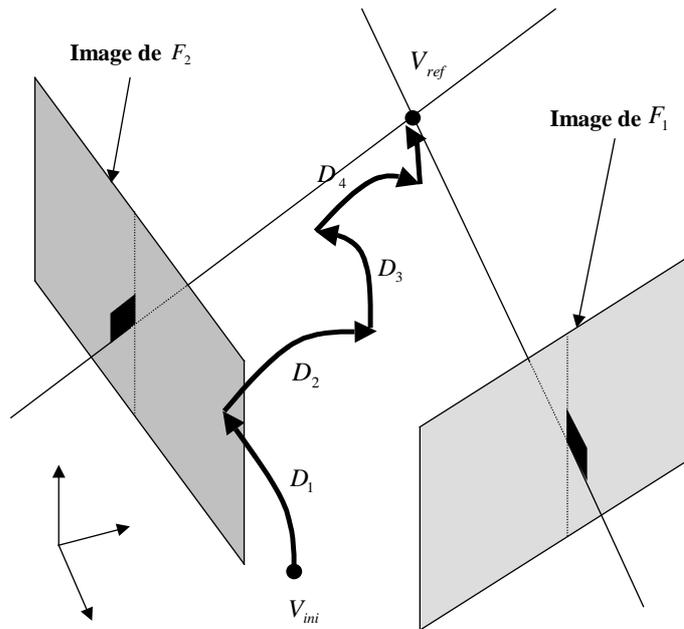


Figure IV.4 : Trajectoire obtenue en appliquant successivement F1 et F2

IV.3.1.3. Choix des permutations :

La commande naturelle permutée fonctionne (pour un rapport cyclique fixé) seulement avec des permutations correctement choisies. Pour obtenir l'équilibrage il est nécessaire d'avoir une séquence de permutation suffisamment riche. Riche dans le sens où il n'y a pas d'indétermination sur l'état du convertisseur donnant la bonne tension de sortie. Le choix des permutations doit vérifier la condition de stabilité d'une commande périodique définie dans le chapitre Analyse (chap III). Cette condition revient à vérifier l'unicité du point final, en faisant l'intersection des sous-espaces critiques correspondants aux différentes permutations utilisées au cours de la période. On vérifie facilement que pour différents N , il est facilement possible de construire de telles séquences.

On peut alors utiliser des critères d'optimisation. Il est intéressant par exemple de choisir les enchaînements de séquences qui donnent le minimum de sur-commutations pour passer d'une séquence à une autre, et également le minimum de permutations (durée de séquence complète courte) afin d'avoir une commande plus robuste par rapport aux perturbations du système. Une étude [DOE00] a montré qu'une utilisation cyclique de l'ensemble des permutations possibles permettait d'obtenir les mêmes dynamiques de régulation pour chaque condensateur. On peut également agir sur le nombre de périodes de l'onduleur constituant la période de la commande. Mais plus ce nombre est important, plus le système va être sensible aux perturbations car l'horizon de travail est plus long.

Les résultats peuvent ensuite être enregistrés dans des tables qui seront simplement lues lors d'une application temps réel. Dans le cas général, on veut supprimer tous les sous-espaces critiques possibles, on obtient alors une séquence qu'on peut qualifier de "séquence universelle" dans le sens où elle fonctionne quels que soient les rapports cycliques.

Cette commande peut générer des sur-commutations non pas à l'intérieur d'une période, mais entre deux périodes successives. Mais en général, il est possible d'obtenir une séquence sans ou avec quelques sur-commutations. L'exemple suivant montre un cas sans sur-commutation, avec $N=3$ et $\alpha \in [1/3, 2/3]$, utilisant une permutation des signaux $s_2(t)$ et $s_3(t)$ à chaque période

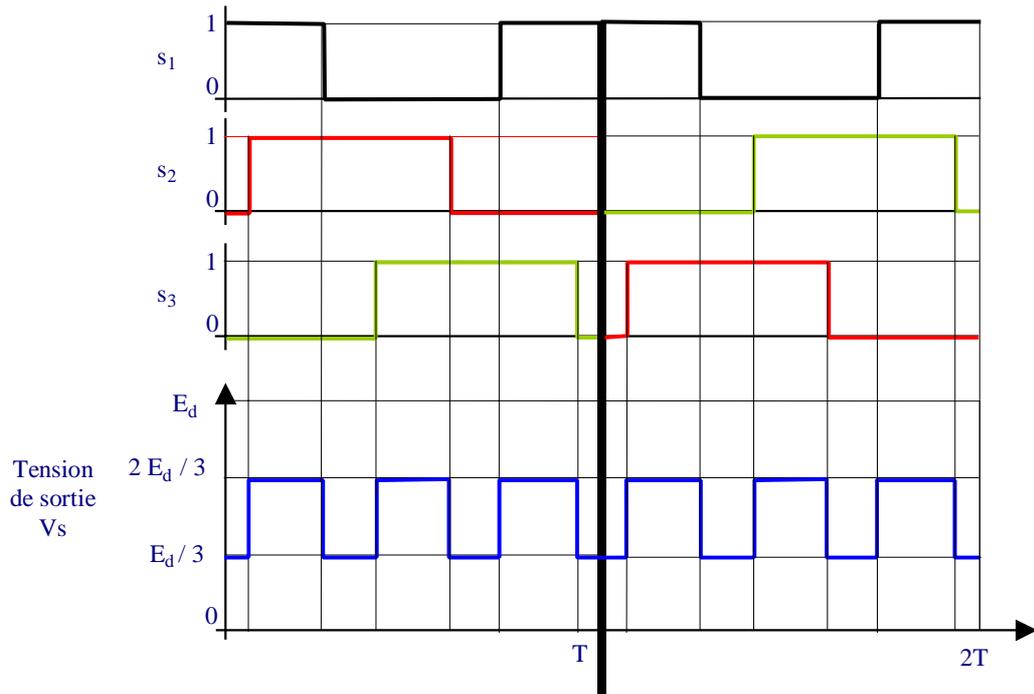


Figure IV.5 Séquences de commande et tension de sortie dans le cas $N=3$ et $\alpha \in [1/3, 2/3]$, en permutant les signaux $s_2(t)$ et $s_3(t)$ à chaque période.

Quand on génère la séquence des permutations, il faut également veiller à utiliser des permutations qui n'augmentent pas trop l'amplitude des oscillations des tensions de condensateur. Avec la commande naturelle, on a un temps de charge et de décharge de chaque condensateur qui est le même, il correspond également au temps minimum possible en considérant toutes les permutations (voir Figure IV.6).

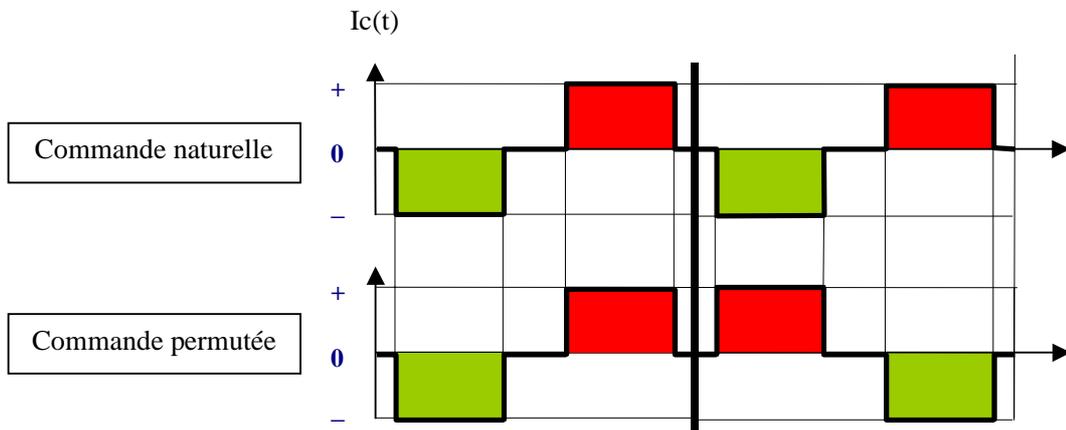


Figure IV.6 Comparaison du courant traversant un condensateur dans les cas de la commande naturelle et permutée.

La séquence assure l'alternance entre une durée de charge et de décharge. Quand on fait des permutations, on a des temps de charge et de décharge égaux sur la grande période, mais différents à l'intérieur. Ces temps différents peuvent créer plusieurs charges à la suite, ou des temps de charge supérieurs ou inférieurs à celui de la dernière décharge, créant une excursion plus importante des tensions à réguler.

IV.3.1.4. Essais :

Ces essais montrent le comportement de la commande permutée et de la commande naturelle sur un point critique. La comparaison des deux permet de bien voir les améliorations de la commande permutée.

Les résultats de chaque commande sont donnés dans deux domaines différents. Les tensions de condensateur sont représentées, à la fois dans le domaine temporel et celui de l'espace d'état respectivement sur la Figure IV.7 et Figure IV.8. Dans l'espace d'état, la ligne correspond à la trajectoire joignant l'état de départ et celui de référence.

La charge utilisée est une charge RL : $R=50\Omega$ $L=1mH$. La commande permutée est construite en permutant les numéros des cellules 3 et 4 à chaque période. Le rapport cyclique est de $\alpha = 0.5$, correspondant à une tension de sortie constante de valeur $E_d/2$. Le convertisseur est un 5 niveaux, avec 3 condensateurs ($N = 4$). La tension du bus est de $E_d = 2000(V)$, ce qui donne les tensions de référence suivantes :

$$V_{C_{1ref}} = \frac{E_d}{4} = 500(V), \quad V_{C_{2ref}} = \frac{E_d}{2} = 1000(V), \quad V_{C_{3ref}} = \frac{3.E_d}{4} = 1500(V)$$

Au démarrage, toutes les tensions de condensateur sont nulles. La forme de l'évolution des tensions est aperiodique pour les deux essais. Les résultats avec la commande permutée sont corrects puisque l'état du convertisseur rejoint bien celui de référence. Au contraire, avec la commande naturelle l'état final est complètement différent de celui désiré puisque l'on a :

$$V_{C_{1finale}} = -500(V), \quad V_{C_{2finale}} = 1000(V), \quad V_{C_{3finale}} = 500(V)$$

L'état a été attiré par un sous-espace critique associé à la séquence de commande.

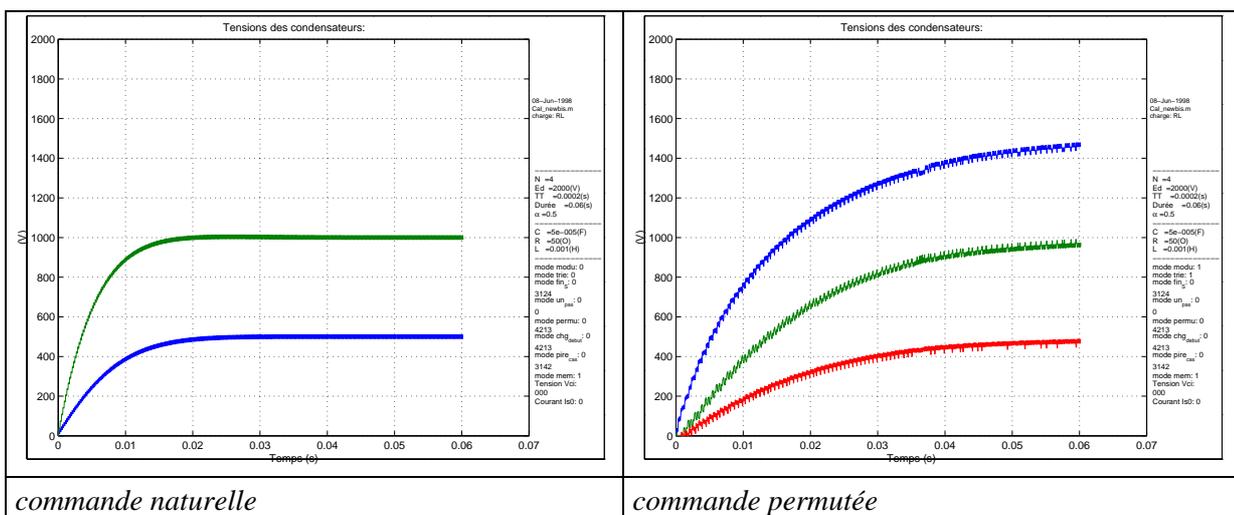


Figure IV.7 Dans le domaine temporel.

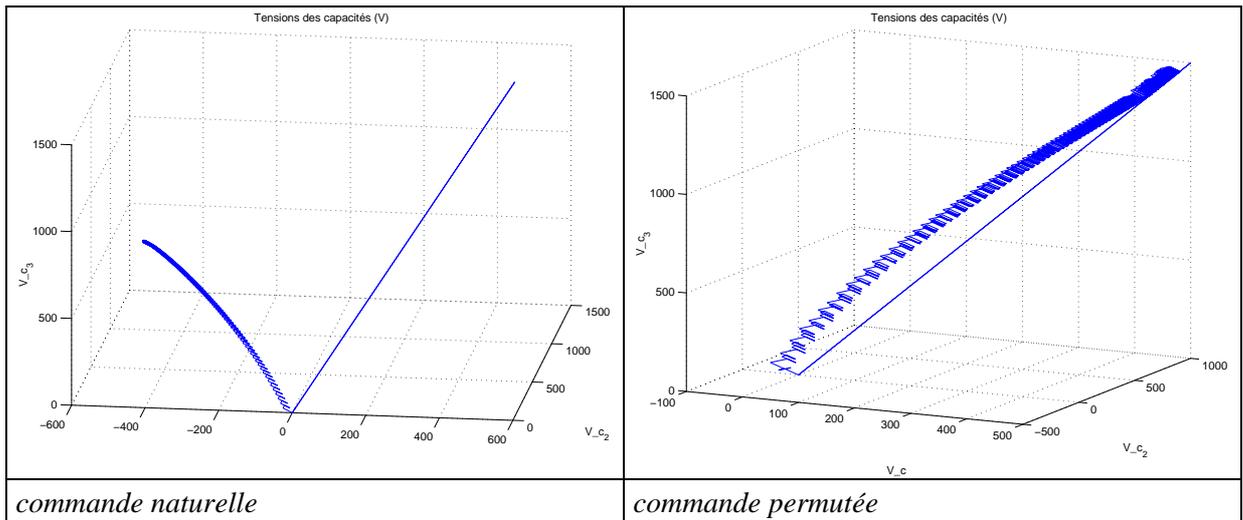


Figure IV.8 Dans l'espace d'état.

IV.3.1.5. Conclusion commande passive monophasée :

Cette commande est basée sur les résultats de l'étude approfondie du phénomène des points critiques de la commande naturelle (rapports cycliques singuliers) dans le chapitre « Analyse ». C'est une commande périodique passive (BO) comme la commande naturelle, mais son avantage fondamental est de supprimer l'ensemble des points critiques. Elle utilise pour cela un degré de liberté qui n'a jamais été utilisé auparavant. Elle exploite les équivalences entre configurations de commande par rapport à la tension de sortie. En fixant la tension de sortie, ce degré de liberté revient à utiliser des permutations des signaux de commande s_i . Le profil de la tension de sortie qui est utilisé est celui de la commande naturelle pour ses propriétés harmoniques, ainsi la charge n'est en rien perturbée.

Pour un rapport cyclique critique, on a toujours le phénomène singulier quelle que soit la permutation choisie. Mais les sous-espaces critiques ne sont pas les mêmes suivant la permutation effectuée, ils sont attractifs et leur seul point commun est le point de référence. Ces résultats indiquent qu'il est possible de construire une commande passive supprimant le problème des points critiques. Une des possibilités est d'utiliser des permutations différentes à chaque période. En faisant cela, on rend plus complexe la séquence de commande ce qui permet de réduire les sous-espaces critiques au seul point de référence. Ainsi les valeurs finales seront toujours correctes quels que soient le rapport cyclique et le nombre de cellules. Elle présente deux inconvénients, elle peut d'une part produire quelques sur-commutations et d'autre part donner une amplitude de variations des tensions de condensateur plus élevée que la commande naturelle. Mais la séquence peut être optimisée hors ligne et utilisée comme base de données lors d'une application en temps réel. Il est également possible de générer une séquence permettant d'avoir des dynamiques égales pour tous les condensateurs [DOE00]. Cette commande est aussi simple à mettre en œuvre que la commande naturelle et ne nécessite pas de connaissance sur la charge.

IV.3.2. Commande naturelle permutée en triphasé :

IV.3.2.1. Introduction :

Cette partie concerne le comportement de la commande naturelle et de la commande naturelle permutée passive en triphasé, notamment sur un point critique de la commande naturelle.

Pour cela la première partie théorique donne les notations et des informations sur les commandes. Elle présente les modifications à apporter à la commande naturelle permutée passive monophasée, pour fonctionner en triphasé.

Une étude sur les sur-commutations permettant de comprendre comment elles sont générées a été faite dans le rapport interne [DOE00], ainsi on peut les réduire facilement.

La deuxième partie présente des essais de simulation. Elle permet d'une part de vérifier certains résultats théoriques et d'autre part de faire des comparaisons entre les comportements des deux types de commande.

IV.3.2.2. Commande :

Le principe de la commande est le même que dans le cas du monophasé. La seule différence est l'accroissement du nombre de permutations possibles du au passage de 1 à 3 bras. Pour définir la commande, on donnera le vecteur ligne des permutations pour chaque phase sur une période.

Le cas monophasé est beaucoup plus simple à traiter que celui du triphasé. En effet pour le cas monophasé, il suffit d'avoir suffisamment de permutations pour supprimer les points critiques. En triphasé, ça se complique puisque les phases agissent les unes sur les autres. Cet effet augmente considérablement le nombre de sous-espaces critiques.

Pour mieux comprendre, il suffit de prendre un exemple simple. Si l'on a des tensions de condensateur identiques entre phases avec la même commande, les tensions de sortie des trois phases seront toujours identiques. A cause de l'homopolaire, la tension vue par la charge sera toujours nulle, de même pour les courants de phase, c'est pourquoi le système n'évoluera pas. Il est donc nécessaire d'appliquer des séquences différentes pour chaque phase afin d'éviter ce phénomène. Il faut qu'une erreur de tension de condensateur apparaisse sur le courant de façon à faire évoluer la tension dans le bon sens.

La commande doit permettre de différencier l'effet de chaque phase : en appliquant des permutations différentes pour chaque phase à cause de l'homopolaire, et également utiliser suffisamment de permutations différentes afin de supprimer les points critiques. Pour cela, on peut utiliser un certain nombre de séquences de permutation, et les appliquer sur chaque phase en incluant un décalage et quelques modifications (pour l'homopolaire).

Voici un exemple possible qui sera utilisé en simulation pour un onduleur à 4 cellules :

	phase 1	phase 2	phase 3
période 1	2 1 3 4	1 3 2 4	1 2 3 4
période 2	1 2 3 4	2 3 1 4	1 3 2 4
période 3	1 3 2 4	1 2 3 4	2 1 4 3

Tableau IV.8 Exemple de commande permutée en triphasé pour N=4.

Ce n'est pas une séquence universelle, mais elle fonctionne pour les rapports cycliques utilisés pour les essais.

IV.3.2.3. Choix des permutations:

Le phénomène des points critiques en triphasé est seulement lié aux rapports cycliques car la commande dépend seulement d'eux, comme en monophasé. Le test de validité de la séquence est celui défini en III.3 (cas triphasé). On peut obtenir une séquence réduite (par rapport à celle universelle) qui supprime seulement les points critiques dans un voisinage des rapports cycliques en cours. Dans ce cas, il faut appliquer un test uniquement pour les rapports cycliques appartenant à ce voisinage. On peut définir ainsi des séquences pour chaque zone de rapport cyclique.

La complexité doit être à peu près la même pour chaque phase de façon à avoir un comportement régulier quel que soit le point de fonctionnement dans le domaine de Park. Mais l'utilisation d'une même séquence décalée sur chaque phase ne marche pas toujours. Comme il peut y avoir des redondances entre les phases, la séquence des signaux de commande doit vérifier la condition de stabilité dans le cas triphasé (Chap III) pour être viable.

Il est possible d'utiliser des déphasages non égaux entre les phases (pour les porteuses) afin d'obtenir des cycles triangulaires dans le domaine de Park. Dans ce cas, il faut bien tenir compte de ce décalage lors du test de validité de la séquence.

IV.3.2.4. Comparaison des dynamiques et stabilité :

Afin de comparer la stabilité et les dynamiques obtenues avec les commandes, naturelle et permutée, on va étudier le maximum des parties réelles des valeurs propres normalisé à 1 en étudiant une partie des rapports cycliques. Pour obtenir les valeurs propres en continu, on calcule la matrice échantillonnée exacte qui permet de passer du début à la fin de la périodicité de la commande ($N_{\text{période}}$), en utilisant la concaténation du modèle exact sur chaque intervalle (voir Annexe B). On calcule ensuite les valeurs propres correspondantes, puis on effectue la conversion de ces valeurs propres discrètes en valeurs propres continues avec la formule suivante :

$$P_{\text{pole}} = \frac{\ln(z_{\text{pole}})}{T \cdot N_{\text{période}}} \quad (\text{IV.4})$$

Pour la suite, on note les rapports cycliques de chaque phase par le triplet suivant :

$$[r1 \ r2 \ r3] \quad (\text{IV.5})$$

Dans l'exemple suivant, on a considéré une charge RL triphasée, voici les paramètres : $R=1\Omega$, $L=1 \cdot 10^{-5}\text{H}$, $C=2 \text{ mF}$, $N=4$, $T=0.001\text{s}$. On va balayer l'espace des rapports cycliques dans une direction, en fixant deux des rapports cycliques. Ces deux valeurs ont été choisies équidistantes du point critique monophasé (0.5), le triplet des rapports cycliques sera de la forme suivante : $[x \ 0.5938 \ 0.4063]$.

La périodicité de la commande permutée choisie pour cet exemple est de 3 périodes (voir Tableau IV.8).

Le graphique de gauche représente le maximum de la partie réelle des valeurs propres. La courbe supérieure (rouge) représente le résultat de la commande naturelle et celle inférieure (en bleu) représente le cas de la commande permutée. Avec la commande naturelle, la courbe est symétrique par rapport à 0.5, ce n'est pas le cas pour la commande naturelle permutée. Le graphique en trois dimensions (à droite) représente l'ensemble des points critiques en triphasé avec la commande naturelle. Dans ce graphique, la partie étudiée est définie par une droite, et les intersections de cette droite avec les points critiques sont représentées par des boules. On peut noter que ces intersections correspondent aux rapports cycliques annulant les valeurs propres de la commande naturelle.

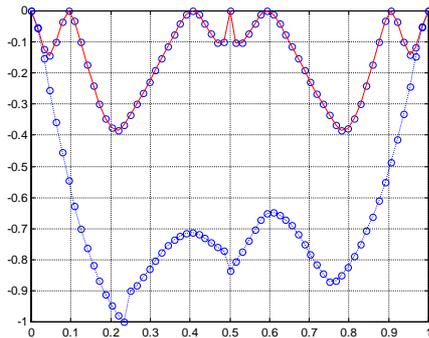


Figure IV.9 Maximum de la partie réelle des valeurs propres en continu.

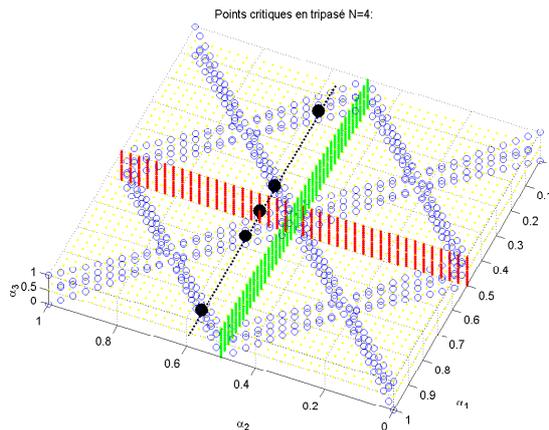


Figure IV.10 Zone d'étude dans l'espace des rapports cycliques

Les points critiques au nombre de 5 sans compter les deux habituels (0 et 1), sont donnés par $(r_2 - 0.5)$ ou $(0.5 - r_3)$ (r_3) (0.5) (r_2) ($1.5 - r_2$ ou $0.5 + r_3$). On peut les retrouver dans l'étude des points critiques en triphasé (Analyse III.4.2, p94).

Les points critiques de la commande naturelle en triphasé sont beaucoup plus nombreux qu'en monophasé. La valeur propre évolue de façon continue. Lorsqu'elle s'annule, on est en présence d'un point critique, cela signifie que plus la commande est proche d'un point critique plus la dynamique de régulation devient faible. On peut le vérifier facilement sur les essais temporels.

Avec la commande permutée, les valeurs propres s'annulent uniquement pour des rapports cycliques de 0 et 1 (inévitables). Tous les autres points critiques ont été supprimés. De plus les valeurs propres sont toujours inférieures à celles de la commande naturelle, la dynamique obtenue est donc supérieure dans la zone d'étude. Les discontinuités de valeurs propres sont dues aux décalages brusques des déphasages des signaux de commande afin d'avoir toujours des cycles triangulaires dans le domaine de Park.

IV.3.2.5. Etude en simulation

Lors de ces essais le nombre de cellules utilisées est de quatre. Ce nombre de cellules a été choisi de façon à avoir des points critiques en triphasé et à faciliter la comparaison des commandes : naturelle et permutée.

La référence des différentes commandes est un point fixe dans Park, de façon à mieux voir le comportement des commandes, sans être perturbé par la trajectoire de la référence suivie.

En ce qui concerne les commandes utilisées, il y a la commande naturelle et la commande naturelle permutée, de façon à permettre la comparaison.

Dans les exemples suivants, le nombre de commutations par cellule avec la commande permutée est entre 1 à 3 par période, la moyenne est de 2. En général, on n'a peu ou pas de sur-commutations par rapport à la commande naturelle.

Quatre essais ont été réalisés, la différence entre eux réside dans le nombre de phases sur un point critique : 0 ou 1. Les paramètres de la charge sont les mêmes pour tous les essais : $R=20\Omega$, $L=0.1\text{mH}$, $C=0.8\text{mF}$, $N=4$, $T=0.5 \cdot 10^{-3}\text{s}$. Les tensions de condensateur sont toutes nulles au démarrage. Le tableau suivant rassemble les conditions d'essais ($N=4$) :

N° essai	Nbr point critique	Rapport cyclique	Type de commande	Type de fonctionnement
1	1	[0.5 0.25 0.75]	permutée passive	Correct
2	1	[0.5 0.25 0.75]	<i>Naturelle</i>	Incorrect
3	0	[0.42 0.25 0.75]	permutée passive	Correct
4	0	[0.42 0.25 0.75]	<i>Naturelle</i>	Correct

Tableau IV.9 Conditions d'essais et résultats.

Les séquences de permutation de la commande permutée sont données par le Tableau IV.8.

Essais avec une phase critique : (essais 1 et 2)

Pour la commande naturelle (**essai 2**), on peut remarquer une énorme erreur sur l'état final pour l'un des condensateurs. Cette erreur finale dépend des conditions initiales, c'est pourquoi l'erreur peut être plus ou moins faible, mais la régulation est inexistante. Les tensions de charge (V_{pi}) désirées sont correctes, bien que l'état ne le soit pas. La tension de charge désirée se calcule avec :

$$M_{om} \cdot [0.5, 0.25, 0.75] \cdot 4000 = [0, -1000, 1000] \text{ (V)}$$

Par contre, avec la commande permutée (**essai 1**), la régulation est correcte quelles que soient les conditions initiales.

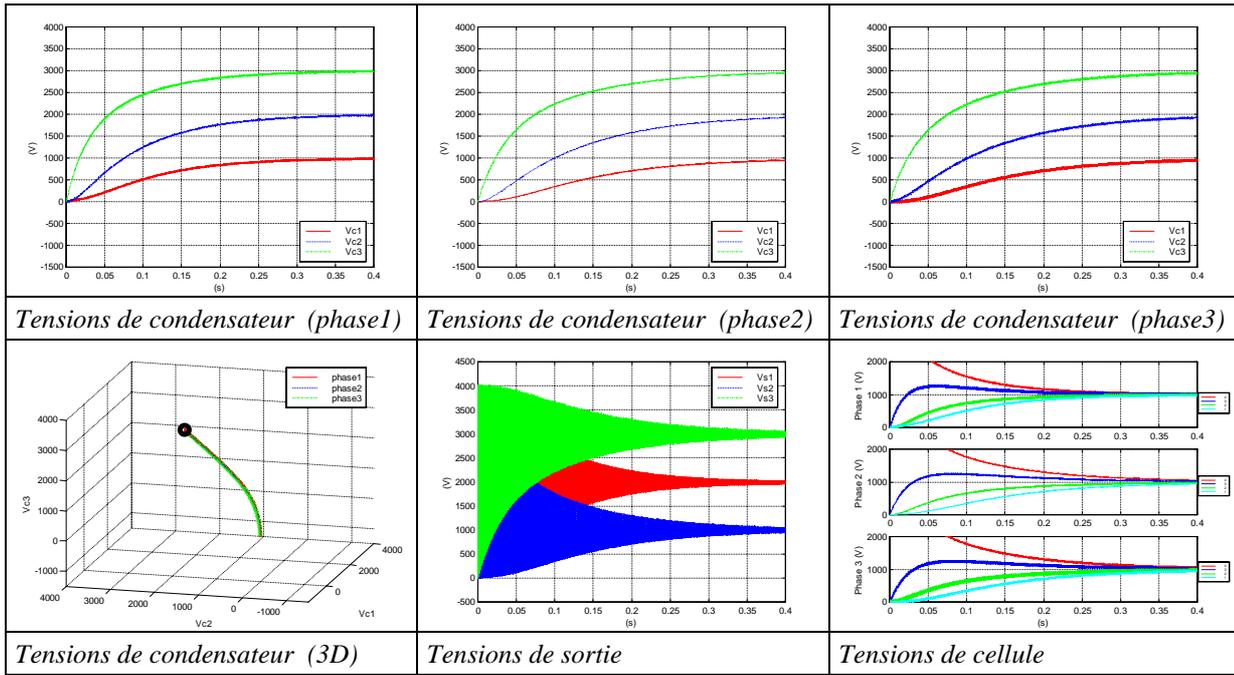


Figure IV.11 Essai n°1.

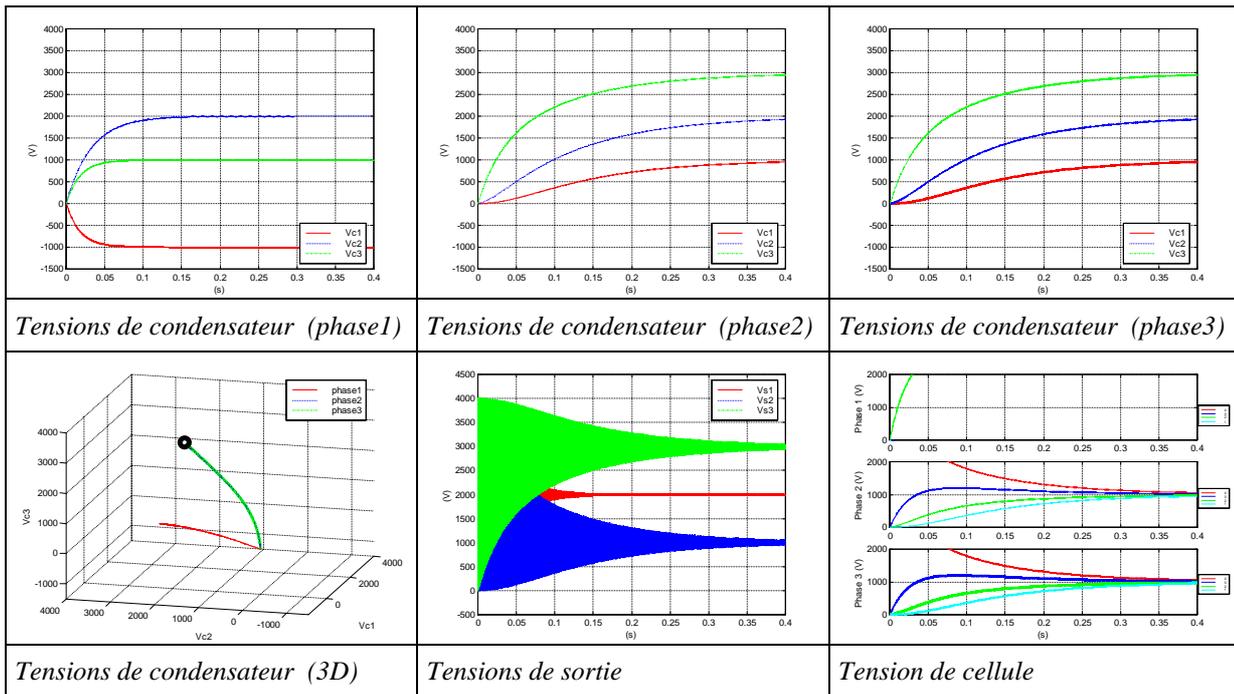


Figure IV.12 Essai n°2.

Essais sans point critique : (essais 3 et 4)

Ces deux essais permettent d'une part de vérifier que le phénomène de l'équilibrage naturel existe également en triphasé (pour certains rapports cycliques), et d'autre part de faire des comparaisons sur le temps de réponse lorsque la commande naturelle fonctionne correctement.

Les paramètres de simulation sont identiques mais le temps de réponse pour la commande permutée (essai 3) est de 0.35(s) alors qu'il est de 0.45(s) pour la naturelle (essai 4). Plus l'on se rapproche de rapports cycliques critiques plus cette différence de dynamique augmente.

En étudiant les trajectoires dans l'espace d'état des tensions avec la commande naturelle, on voit que l'état converge vers le sous-espace critique, puis il bifurque et reste légèrement décalé pour le longer afin d'atteindre le point désiré. En se rapprochant du sous-espace critique, la vitesse de déplacement de l'état diminue expliquant les fortes variations de temps de réponse.

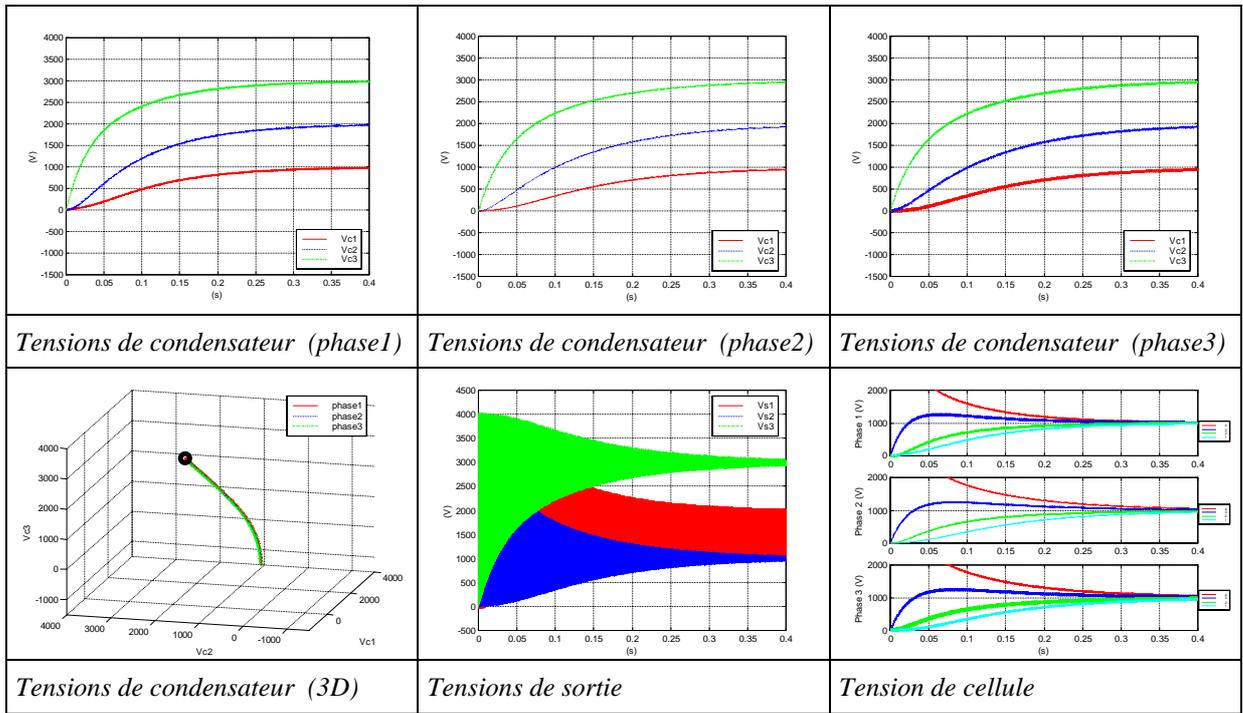


Figure IV.13 Essai n°3.

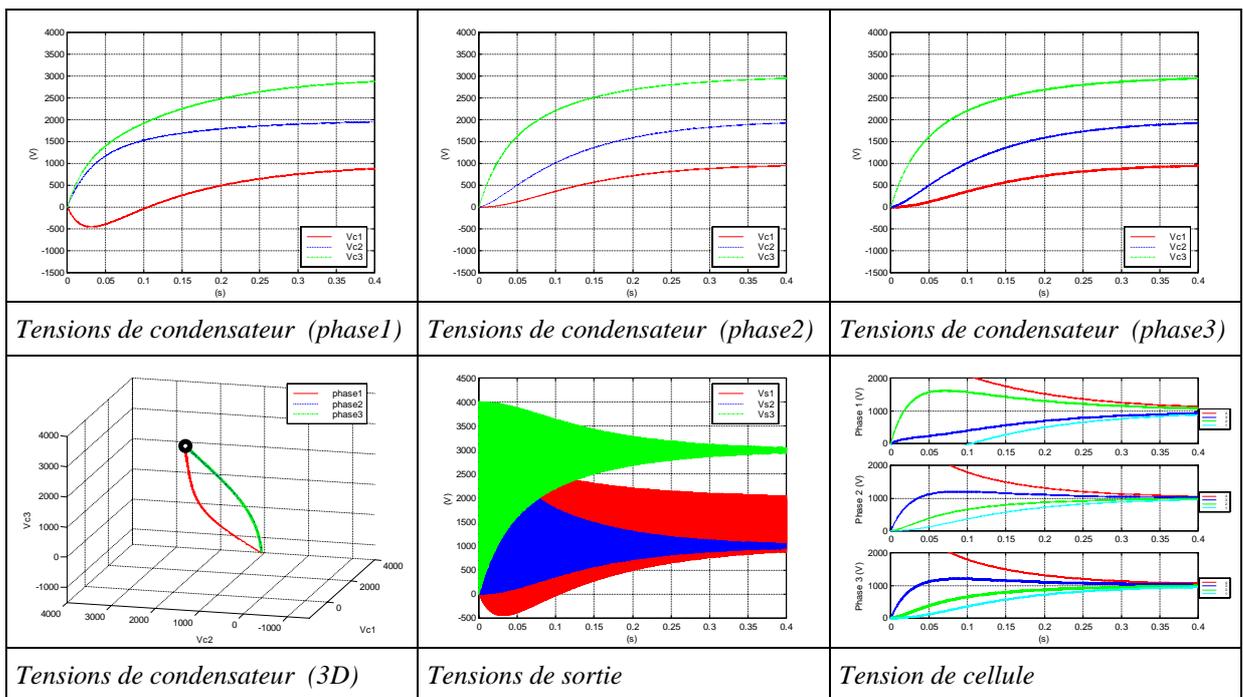


Figure IV.14 Essai n°4.

IV.3.2.6. Conclusion :

La commande naturelle permutée est une commande qui fonctionne en boucle ouverte. Elle utilise un degré de liberté qui n'a jamais été exploité jusqu'à présent. Elle utilise des permutations de numéros de cellules différentes à chaque période. Elle est équivalente à une commande reposant sur les déphasages. Mais sa particularité est de ne pas modifier le profil de la tension de sortie, ainsi la charge n'est pas perturbée.

Cette partie présente les modifications à apporter à la commande naturelle permutée passive monophasée, pour fonctionner en triphasé. Elle montre son bon fonctionnement quel que soit le rapport cyclique, tout en produisant peu de sur-commutations. Une étude complète sur les sur-commutations [DOE00] permet de mieux comprendre comment elles sont générées, ce qui permet par la suite de les réduire. Les commutations ont toujours lieu aux mêmes instants que ceux de la commande naturelle. Ainsi l'implantation reste inchangée.

L'intérêt de cette commande pour un onduleur est moins important que pour un hacheur. En effet, les points critiques étant des points de fonctionnement très ponctuels, il est rare d'y rester longtemps. Le fait d'avoir une consigne de tension qui tourne induit des rapports cycliques qui varient régulièrement, cela permet d'être suffisamment longtemps hors d'un point critique et d'avoir le phénomène d'équilibrage naturel, mais la dynamique reste faible.

Contrairement à la commande naturelle, la commande permutée passive peut permettre de conserver une dynamique à peu près constante quel que soit le point de fonctionnement. Elle tend grâce à ses permutations à homogénéiser les différentes dynamiques.

Son grand avantage est de ne pas nécessiter la connaissance des tensions de condensateur, ce qui évite de les mesurer ou bien de les observer. Elle peut être utilisée en mode normal, c'est à dire comme commande passive, ou bien assurer la régulation lorsque le mode actif n'est plus possible, par exemple lors d'une défaillance d'un capteur.

Voici les principaux avantages de la commande naturelle permutée passive :

- suppression des points critiques
- peu de sur-commutations
- pas besoin de connaître l'état (pas de mesures à faire)
- homogénéisation des dynamiques entre les cellules quel que soit le point de fonctionnement.

Son inconvénient est une augmentation de l'amplitude des variations de tension de condensateur. Mais le séquence peut être optimisée hors ligne suivant le nombre de sur-commutations et les variations de tension.

Cette commande peut être optimisée en tant que commande passive ou bien utilisée en tant que commande active, à ce moment là on tombe sur le principe de la commande fréquentielle [CAR96]. Le critère est redéfini dans la partie II.3.2 (p55).

Dans sa version passive, il est intéressant pour une implantation en temps réel de constituer des bases de données.

On peut :

- générer des séquences universelles optimisées par rapport au nombre de commutations et l'amplitude de variation des tensions de condensateur pour des onduleurs à 3, ...,5 cellules.
- générer des séquences réduites correspondant à chaque zone du domaine de Park.

IV.4. Commande active : horizon court

On a vu dans la partie précédente que la commande passive permutée permet de supprimer les rapports cycliques critiques en travaillant sur plusieurs périodes. Cette commande fonctionne bien, mais elle procure une dynamique faible (relativement aux commandes actives) car elle n'utilise pas la connaissance des tensions de condensateur. Pour augmenter la dynamique de rééquilibrage des tensions, il est nécessaire de se tourner du côté des commandes actives (BF). Contrairement aux passives, elles nécessitent de connaître les tensions de condensateur soit directement en les mesurant, soit en les observant.

De nombreuses commandes actives ont déjà été développées (voir état de l'art), mais aucune n'a permis d'apporter une réponse satisfaisante à l'ensemble des objectifs. L'approche de la commande active qui va être présentée dans la suite est tout à fait différente. Comme on le verra elle permet d'atteindre cette fois-ci tous les objectifs simultanément.

Cette commande est une commande à fréquence fixe, qui fonctionne quel que soit le nombre de cellules [DOF00]. Elle utilise les équivalences entre configurations de commande par rapport à la tension de sortie, comme la « commande passive permutée ». Mais cette fois-ci on va travailler au niveau d'un intervalle de tension de sortie constante. C'est pourquoi le profil de la tension de sortie à suivre peut être d'une forme quelconque, ce qui permet des variations plus rapides au niveau du contrôle de la charge. Le fait de travailler au niveau d'un intervalle n'empêche pas en régime permanent d'obtenir de bonnes propriétés au niveau du nombre de commutations (avec la version modifiée). Cette commande n'exploite pas les harmoniques de courant mais seulement la valeur instantanée du courant. Celle-ci dépend du point de fonctionnement, mais en général, elle est très supérieure aux harmoniques.

Cette commande est élaborée pour un convertisseur avec un nombre quelconque de cellules (N). Elle ne nécessite aucune information sur la charge et est facile à implémenter.

IV.4.1. Hypothèses et objectifs :

La tension de sortie est considérée comme une contrainte pour les commandes afin de ne pas perturber la commande de la charge. Les commandes utilisent les différents degrés de liberté à l'intérieur de cette contrainte.

Pour des raisons techniques, on suppose que le signe du courant de sortie est conservé pour un intervalle. Cette hypothèse signifie que l'inertie de la charge est suffisamment importante pour éviter de trop brusques variations de courant sur un intervalle. Sinon aucune autre supposition n'est faite sur la forme du courant de sortie ou sur la charge.

Le but de la commande est de donner une dynamique supérieure à la commande naturelle tout en conservant ses bonnes propriétés en régime permanent (peu de commutations). Ainsi les perturbations seront vite rejetées et la fréquence de commutation sera N fois moins rapide que les harmoniques générés au niveau de la charge.

De plus, les instants de changement d'état du convertisseur et des niveaux de tension de sortie sont ceux de la commande passive, ce qui permet une implémentation très facile sur une installation existante par exemple et ne modifie en rien l'algorithme de commande de la charge ce qui permet de gagner du temps. La commande active du convertisseur est complètement transparente vue de l'extérieur.

IV.4.2. Choix du critère :

Les critères ont été définis dans l'espace des phases de dimension $N - 1$ (avec N cellules). Les critères sont définis sous forme vectorielle, chaque composante représentant une tension de condensateur.

On va maintenant voir différents critères possibles, pour aboutir à celui qui a été retenu.

Critère de la meilleure direction de déplacement :

Le premier critère est celui de la meilleure direction dans l'espace des phases. Il a été présenté dans [HOL98] dans un cadre général. En définissant les trois vecteurs suivants :

- V_c : tensions de condensateur
- $V_{c_{ref}}$: état de référence
- d_i : ensemble des directions possibles pour l'état

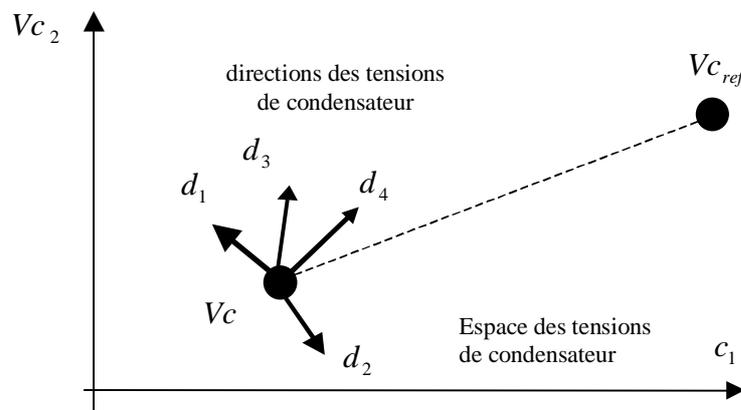


Figure IV.15. Principe de choix du vecteur de contrôle optimal dans l'espace d'état.

ce critère revient à chercher le meilleur vecteur au sens du plus proche de la direction souhaitée. Dans cette optique, il est possible de minimiser l'angle entre les vecteurs de commande et la direction souhaitée.

Pour connaître l'angle entre les vecteurs, on peut utiliser la formule du produit scalaire :

$$\cos \alpha = \frac{(V_{c_{ref}} - V_c)^T \cdot d_i}{|V_{c_{ref}} - V_c| \cdot |d_i|} \quad (\text{IV.6})$$

$$d_i = I_s \cdot [\delta_{N-1} \quad \dots \quad \delta_2 \quad \delta_1]^T \text{ avec } \delta_i = s_{i+1} - s_i \quad (\text{IV.7})$$

Minimiser l'angle α revient à maximiser le $\cos \alpha$. Le vecteur de commande D_i doit être choisi parmi toutes les possibilités qui dépendent des niveaux de tension de sortie souhaités.

En appelant A l'ensemble de ces possibilités, et comme $|V_{C_{ref}} - V_c|$ est fixe dans l'espace de recherche, on aboutit finalement à :

$$\text{Max}_{i \in \{A\}} (V_{C_d} - V_c)^T \cdot D_i \quad (\text{IV.8})$$

$$\text{avec } D_i = \frac{d_i}{|d_i|} \quad (\text{IV.9})$$

Les vecteurs de déplacement s'expriment en fonction des δ_i et du sens du courant. Le résultat optimal n'est pas immédiat puisqu'il est nécessaire d'essayer toutes les configurations qui respectent le niveau de tension de sortie.

Ce critère de la meilleure direction n'est pas applicable ici. En effet une étude sur la direction des dérivées des tensions de condensateur en prenant différents cas de permutations [DOB98] montre que dans certains cas, la direction est optimale pour des états proches des sous-espaces critiques. Cela signifie que la commande va avoir tendance à rapprocher l'état du sous-espace critique. Malheureusement l'amplitude de la vitesse de déplacement devient de plus en plus faible à mesure que l'on se rapproche des sous-espaces critiques. Il peut donc arriver que l'état reste bloqué au lieu de tendre vers le point de référence, l'état final sera alors incorrect. C'est pourquoi, il est nécessaire d'inclure la vitesse dans le critère afin d'éviter ce problème.

Critère de la meilleure vitesse de déplacement :

On peut alors construire une commande qui consisterait à choisir le modèle qui donne la meilleure direction instantanée. Mais la remarque précédente montre qu'il faut parfois faire des choix entre plusieurs modèles donnant le même critère. Si on choisit le modèle 2 alors le déplacement sera trop faible pour être acceptable. Par contre si l'on prend l'un ou l'autre des modèles 1 et 3, on fait le meilleur choix possible à un pas (direction optimale et amplitude différente de zéro).

Pour éviter ce genre de problème, on peut développer un deuxième critère, tenant compte de la direction mais également de l'amplitude du déplacement. Dans ce critère, le poids apporté au terme de l'amplitude devra être légèrement supérieur à celui donné au terme de direction, pour éviter que l'état reste bloqué.

Le critère de la meilleure vitesse de déplacement donne des trajectoires qui ne sont pas très rectilignes. C'est pourquoi, le critère retenu est un compromis entre la meilleure direction et la meilleure vitesse. Ce critère est la meilleure vitesse de déplacement dans la direction de référence.

Critère de la meilleure vitesse de déplacement dans la direction de référence :

Ce critère permet d'obtenir une trajectoire qui est assez rectiligne, ce qui signifie que les tensions inter-cellules sont bien réparties. De plus, il supprime tout blocage de l'état.

Ce critère dans cette commande est présenté dans l'équation (IV.10) dans un contexte général. Parmi toutes les configurations de commutations possibles, la meilleure est celle qui maximise la projection du déplacement sur la direction désirée dans l'espace des tensions de condensateur : l'espace d'état. La direction désirée est celle qui relie l'état actuel à l'état de référence en cours. Le principe est montré sur la Figure IV.16: V_c est un vecteur contenant les tensions de condensateur, V_{C_d} est le vecteur du point de référence et les d_i représentent les

éléments de l'ensemble D contenant toutes les directions instantanées admissibles de l'évolution dans l'espace d'état.

L'ensemble D est obtenu en prenant toutes les configurations qui conduisent au bon niveau de sortie V_s courant.

Le critère à maximiser est donné dans l'expression suivante :

$$J = (V_{c_{ref}} - V_c)^T \cdot d_i \quad (IV.10)$$

sous les contraintes (1.6) et (1.8), les d_i sont obtenues à l'aide de (1.10) :

$$d_i = I_s \cdot [\delta_{N-1} \quad \dots \quad \delta_2 \quad \delta_1]^T \quad (IV.11)$$

La méthode a été appliquée sur un convertisseur monophasé à 4 niveaux (Figure IV.17). Le Tableau IV.10 donne la table de décision correspondante.

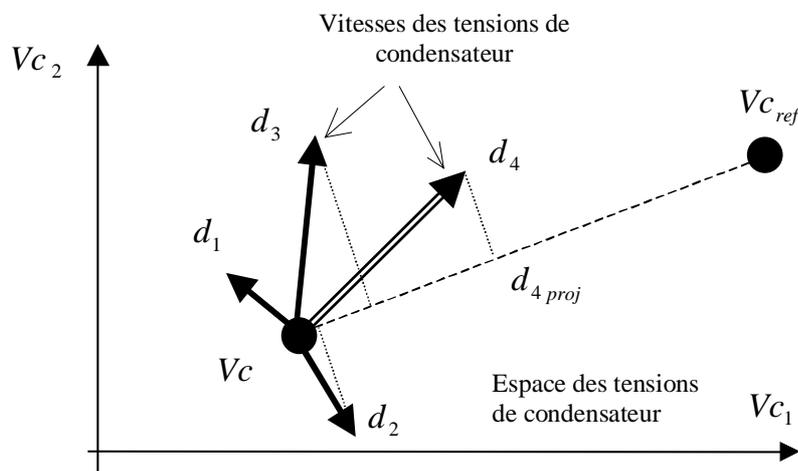


Figure IV.16. Principe de choix du vecteur de contrôle optimal dans l'espace d'état.

N°	1	2	3	4	5	6	7	8
Conf	000	001	010	100	011	110	101	111

n	sec1	sec2	sec3	sec4	sec5	sec6
0	1	1	1	1	1	1
1	4	4	2	2	3	3
2	6	7	7	5	5	6
3	8	8	8	8	8	8

n	sec1	sec2	sec3	sec4	sec5	sec6
λ (degrés)	26.6 63.4	63.4 135	135 206.6	206.6 243.4	243.4 315	315 26.6

Tableau IV.10 Configurations possibles (correspondances).

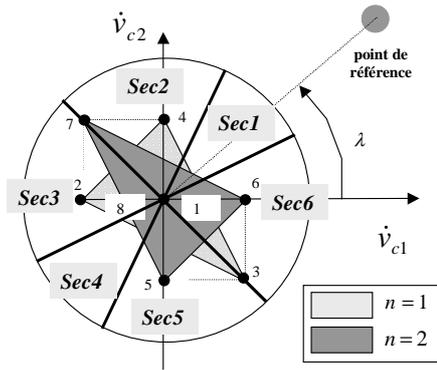


Figure IV.17. Principe de choix du vecteur optimal de commande dans l'espace des dérivées des états.

La Figure IV.18 illustre cet algorithme pour un bras d'onduleur de trois cellules (N=3). Elle représente les vecteurs dérivés possibles suivant la tension de sortie dans l'espace des tensions de condensateur. La trajectoire a une forme irrégulière due aux changements brusques de direction.

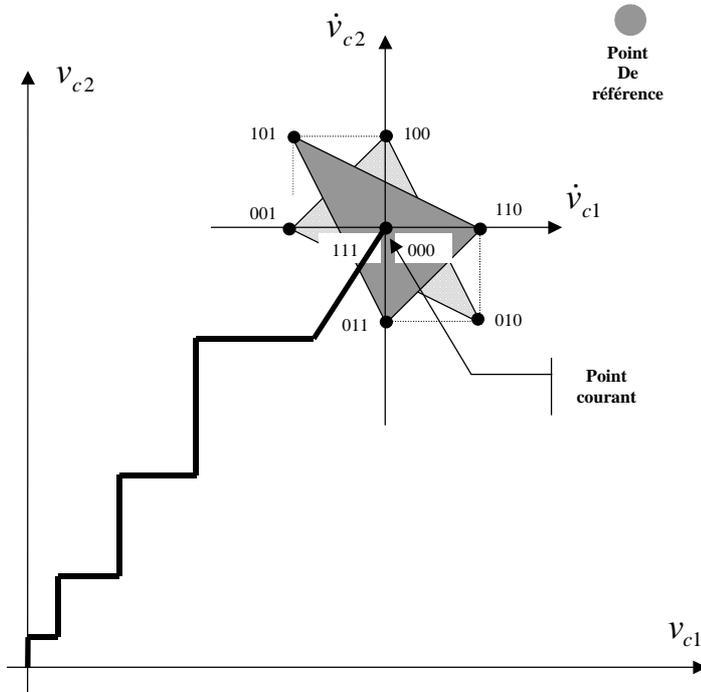


Figure IV.18 : Trajectoire de commande à 'un pas' dans l'espace des phases.

En considérant les équations (I.1) (I.2), et (IV.10) (IV.11), le critère peut également s'exprimer comme :

$$J = -I_s \cdot eV_c^T \cdot \delta \tag{IV.12}$$

$$J = I_s \cdot eV_s \tag{IV.13}$$

$$J = I_s \cdot eV_{Cel}^T \cdot S \tag{IV.14}$$

ou l'on a : $eV_c = V_c - V_{Cd}$, $eV_s = V_s - V_{sd}$, $eV_{Cel} = V_{Cel} - V_{Cel,d}$, $\delta = [\delta_{N-1} \dots \delta_2 \delta_1]^T$,
 $S = [s_{N-1} \dots s_2 s_1]^T$.

La formulation avec l'équation (IV.14) est plus naturelle que celle de l'équation (IV.12) :

- les s_i sont directement les positions des commutateurs
- la contrainte peut directement s'exprimer comme une fonction des s_i à travers les équations (I.8) et (I.9).

La réponse la plus rapide est obtenue en choisissant la configuration produisant l'erreur maximale sur la tension de sortie, voir (IV.13).

La tension de sortie s'exprime comme une combinaison linéaire des s_i avec les V_{cel_i} :

$$eVs = s_1.eV_{cel_1} + \dots + s_N.eV_{cel_N} \quad (IV.15)$$

Il faut chercher parmi les configurations telles que $\sum_{i=1}^{i=N} s_i = n_{désiré}$, celles qui maximisent la tension de sortie. Comme un s_i appartient à l'ensemble $\{0, 1\}$, l'algorithme est très simple, il découle directement de l'équation (IV.15). En supposant que le courant de sortie soit positif, il faut :

- classer les références de cellules dans l'ordre décroissant des erreurs de tensions de cellule eV_{Cel} .
- choisir des 1 pour les s_i qui correspondent au n premières cellules.

Lorsque le signe du courant de sortie est négatif, il suffit de remplacer l'ordre décroissant par un ordre croissant.

Cet algorithme peut facilement s'implanter dans un environnement en temps réel.

IV.4.3. Commande CVC active dans le cas monophasé :

Les résultats de la commande pour un convertisseur à 4 niveaux ($N=3$) sont représentés sur la Figure IV.19 et la Figure IV.20. Ces deux figures représentent les vecteurs de dérivées des tensions de condensateur pour les niveaux 1 et 2. Le Tableau IV.11 donne les commandes en fonction des secteurs.

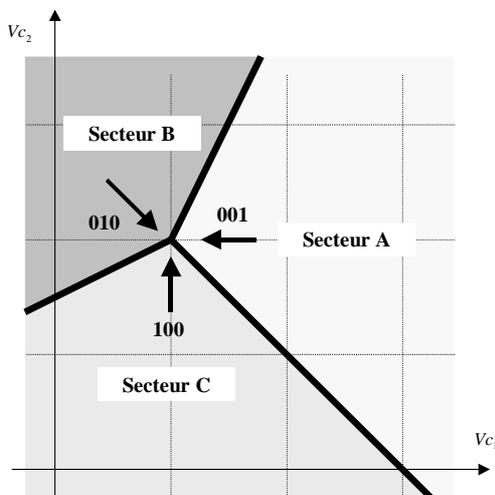


Figure IV.19 Commande pour le niveau 1.

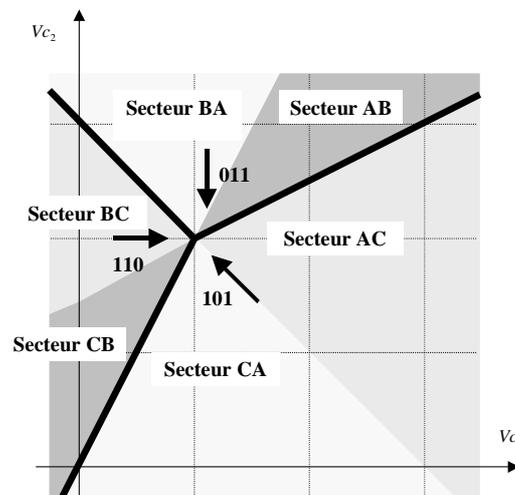


Figure IV.20 Commande pour le niveau 2.

Pour les deux couches 1 et 2, l'espace d'état peut être décomposé en secteurs suivant le classement des erreurs de tensions de cellule obtenues avec toutes les configurations admissibles.

Pour le niveau 2, les références des secteurs utilisent deux lettres : la première représente la couche la plus haute et la deuxième celle qui vient en deuxième position.

En récapitulant, on obtient la table suivante :

s_3	s_2	s_1	δ_2	δ_1	
0	0	0	0	0	
0	0	1	0	-1	A
0	1	0	-1	1	B
1	0	0	1	0	C
0	1	1	-1	0	BA
1	1	0	0	1	CB
1	0	1	1	-1	CA
1	1	1	0	0	BCA

Tableau IV.11 Correspondances entre secteurs et commandes.

IV.4.3.1. Commande CVC active modifiée : réduction des commutations

Le nombre de commutations peut être très important. C'est pourquoi il est nécessaire de modifier l'algorithme de base pour réduire celui-ci. Dans la version de base, tous les commutateurs peuvent changer d'état à chaque itération ce qui permet une excellente régulation mais on perd l'avantage de ce type d'onduleur. En effet chaque commutateur peut commuter à une fréquence N fois moins vite que la fréquence de sortie, ce qui amène à seulement 2 commutations par cellule par période. Dans le pire des cas le nombre de commutations peut être de $2N$ par cellule dans une période.

L'idée de base est de freiner les variations de configuration de certains et de laisser les autres libres. Ceci doit être fait en respectant le niveau de tension de sortie demandée par la commande de la charge, celle-ci peut changer à chaque itération. Ceci amène à différents niveaux de priorité pour le changement d'état de cellule.

Le nombre de cellules libres est défini par une variable nommée n_{free} . Cette variable peut être modifiée dans le temps afin d'effectuer un compromis entre la dynamique de régulation et un nombre réduit de commutations. En effet une grande dynamique est nécessaire pour de grandes erreurs ce qui nécessite plus de commutations et vice-versa.

Les cellules libres sont choisies de façon à réduire les erreurs de cellule les plus importantes. Pour cela, on sélectionne n_{free} références de cellule qui ont les plus grandes erreurs en valeur absolue. Une comparaison de ces erreurs avec les autres permet de savoir s'il est préférable de les mettre à 1 ou 0 en fonction du critère.

Les références de cellules non libres doivent rester en priorité dans le même état que celui de l'itération précédente.

L'algorithme modifié est construit de telle façon que :

- le nombre de commutations simultanées est limité par un paramètre n_{free} .
- le nombre moyen de commutations sera plus faible.

En supposant un courant de sortie positif, pour une valeur du paramètre n_{free} l'algorithme modifié est défini par les étapes suivantes :

- Ordonner la valeur absolue des erreurs de tension de cellule dans l'ordre décroissant, prendre les n_{free} premières références correspondantes. Ces éléments constituent le sous-ensemble A, les autres éléments le sous-ensemble B.
- Décomposer le sous-ensemble A en deux autres suivant le signe : les éléments positifs dans A_p et les éléments négatifs dans A_n .
- Décomposer le sous-ensemble B de références de cellule en deux autres suivant leurs états à l'itération précédente : celles qui étaient à un dans B_o et celles qui étaient à zéro dans B_z .
- Réordonner les erreurs à l'intérieur de chacun des sous-ensembles dans le sens décroissant : A_p, A_n, B_o, B_z .
- Rassembler ces sous-ensembles dans l'ordre suivant :

$$C = \{ A_p, B_o, B_z, A_n \}$$

- mettre les n premiers éléments de l'ensemble C à 1, et les $N-n$ autres à 0.

Remarque : Lorsque le courant de sortie est négatif, il suffit de remplacer le classement par ordre décroissant par l'ordre croissant avec l'ensemble suivant :

$$C = \{ A_n, B_o, B_z, A_p \}$$

On peut noter que les sous-ensembles A_n et A_p , dont le nombre d'éléments est défini par n_{free} sont à la même place que dans l'algorithme de base. Les cellules correspondantes sont totalement libres de commuter.

Les sous-ensembles B_o et B_z sont placés de façon à minimiser le nombre de changements d'états pour ces sous-ensembles.

Il est facile de voir que le pire des cas conduit à $2 n_{free} + 1$ commutations. Mais la moyenne est proche de $n_{free} + 1$.

Ce paramètre n_{free} permet de spécifier le compromis entre une grande dynamique de régulation et un nombre faible de commutations. Il peut varier dans le temps de façon à obtenir un transitoire court et une basse fréquence de commutation en régime permanent.

Cette commande modifiée ainsi que celle de base, fonctionnent parfaitement pour n'importe quel nombre de cellules.

IV.4.3.2. Choix de la variable n_{free} :

Ce choix est un degré de liberté qui permet d'augmenter ou de réduire le nombre de commutations simultanées. Afin de pouvoir obtenir une dynamique de régulation importante lors de grandes erreurs, elle doit être importante, mais elle doit être faible dans le cas contraire. Elle doit être toujours entière entre 0 et N, on peut par exemple adopter la formule suivante :

$$n_{free} = \text{round} \left(c \cdot \left[\max_i (|e_{v_{cel_i}}|) - d_{\min} \right] + .5 \right) \quad (\text{IV.16})$$

Le paramètre d_{\min} représente l'erreur maximum de tension de cellule donnant n_{free} nul. Il doit être choisi supérieur à la variation de tension de cellule obtenue avec la commande naturelle de façon à avoir de bonnes propriétés en régime permanent (peu de commutations et d'harmoniques, stabilité naturelle, ...). Le paramètre positif c permet de faire le compromis entre la régulation et la fréquence de commutation pour des erreurs de tension supérieures à d_{\min} .

La valeur théorique minimale du nombre de commutations avec le choix de n_{free} est égale à celle de la commande naturelle. Les simulations montrent que cette borne est généralement atteinte en pratique.

Remarque : dans le cas particulier le niveau de tension de sortie désiré reste constant d'un intervalle sur l'autre, il est nécessaire de prendre n_{free} au moins à 1 pour pouvoir encore réguler.

IV.4.3.3. Essais :

Etude en temporelle :

Pour bien comprendre le comportement de la commande CVC. Trois essais ont été effectués. Deux permettent de voir le comportement de la CVC modifiée par rapport à celle de base, un essai supplémentaire montre les résultats obtenus à l'aide de la commande passive (commande naturelle) afin de voir l'amélioration des commandes actives. Le système choisi pour ces essais est un convertisseur monophasé alimentant une charge R. Le nombre de cellules utilisé est de 4 (5 niveaux). La consigne de tension de sortie est constante à 1500V pendant tous les essais et les conditions initiales des tensions de condensateur sont choisies presque nulles (100V) de façon à bien montrer le comportement transitoire et permanent des différentes commandes. Les paramètres de simulation sont les suivants :

$$R=15 \Omega, T= 2.8 \text{ ms}, N=4, C=1 \text{ mF}, E_d=4000\text{V}$$

La Figure IV.21 permet de faire une comparaison entre la dynamique de la commande naturelle et celle du CVC dans le cas de base et celui modifié. On peut remarquer la grande différence de temps de réponse qui est de 0.4s pour la commande passive et seulement de 0.04s pour la CVC, soit un rapport de 10. Les taux de commutations de la CVC de base et de celle modifiée sont représentés dans les cas a,b de la Figure IV.23. Celui obtenu avec la commande naturelle n'est pas représenté puisqu'il est constant à 2. Le nombre de commutations avec la CVC de base (cas a) est entre 0 et 7 dans la partie transitoire mais il reste supérieur à 4 en régime permanent. Avec la CVC modifiée (cas b), on voit bien que le transitoire est similaire mais qu'en régime permanent le nombre de commutations n'est plus que de 2 par cellule et par période, ce qui est le minimum possible en répartissant les

contraintes sur toutes les cellules compte tenu de la forme de la tension de sortie. La CVC modifiée remplit donc bien son rôle : une grande dynamique en transitoire et peu de commutations en régime permanent.

On peut remarquer la réduction progressive de cette fréquence à mesure que les erreurs de cellule diminuent. Le cycle limite obtenu a de bonnes propriétés (stabilité naturelle, nombre de commutations, forme de sortie).

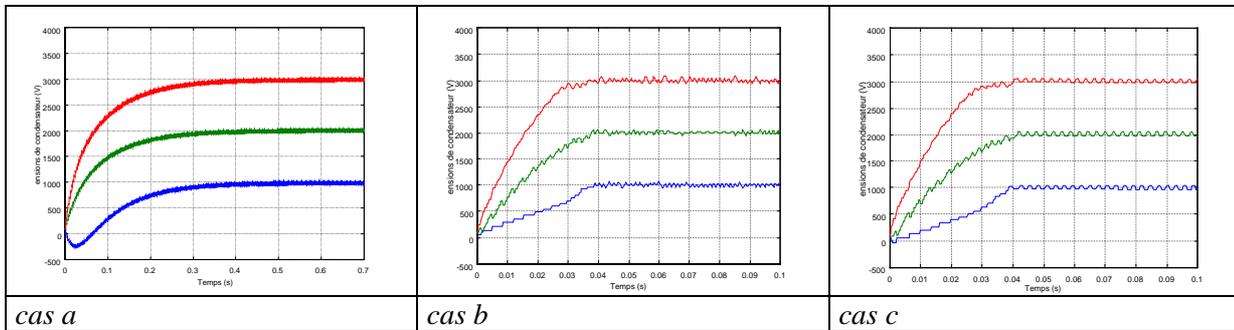


Figure IV.21 Comparaison des dynamiques entre la commande passive (a), la commande active de base (b), la commande active modifiée (c).

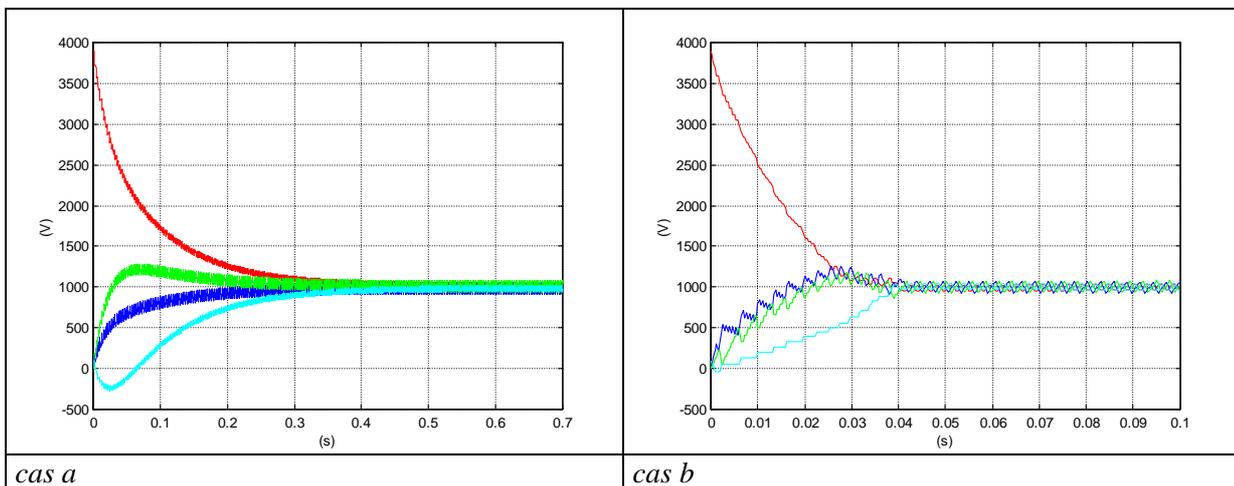


Figure IV.22 Comparaison des tensions de cellule entre la commande passive (a), la commande active modifiée (b).

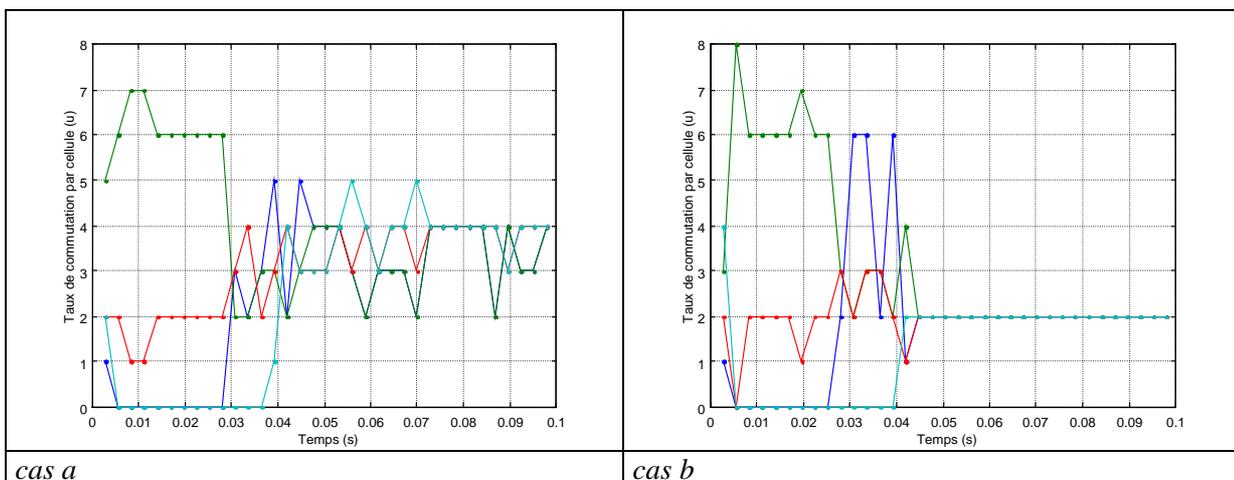


Figure IV.23 Comparaison du nombre de commutations par cellule durant une période entre la commande active de base (cas a) et la commande active modifiée (cas b).

Trajectoire dans l'espace d'état :

Cet essai montre la trajectoire des tensions de condensateur dans le plan des phases, pour $N=3$. La charge est du type RL avec un rapport cyclique de 0.5. La tension d'alimentation est de 300V. Les deux commandes utilisées sont la naturelle et l'active modifiée. On remarque qu'avec la commande naturelle la trajectoire a une forme de serpent qui s'enroule autour du point de référence. Plus la charge est inductive et plus ce phénomène est important. Avec la commande active proposée, la trajectoire est presque rectiligne puis elle se stabilise autour du point de fonctionnement avec un cycle limite.

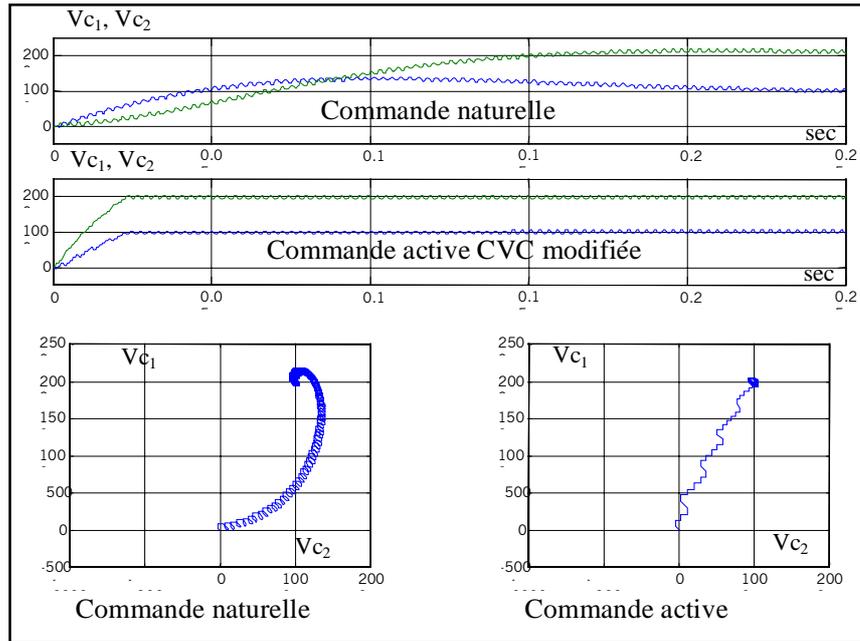


Figure IV.24 Comparaison de la trajectoire dans l'espace d'état.

IV.4.4. Commande CVC active dans le cas triphasé :

IV.4.4.1. Adaptation au cas triphasé :

La Figure IV.25 représente les interactions entre les commandes (charge et onduleur) et les observateurs (charge et onduleur) du système complet. Dans le cas présenté, la charge est un moteur asynchrone. La commande de la charge se sert du couple et flux de référence et de l'état du moteur pour générer la commande. Cette commande est constituée de consignes de tension dans Park et des durées correspondantes.

Comme dans le cas monophasé, le profil de la tension de sortie est fourni par le bloc commande de la charge. Ce profil est géré comme une contrainte par la stabilisation des tensions internes de l'onduleur.

La tension de sortie désirée est maintenant définie dans le domaine de Park. La grande différence avec le cas monophasé est le nouveau degré de liberté : l'homopolaire. En effet, il existe plusieurs triplets de niveaux de tension donnant le même vecteur dans Park. Le choix de l'homopolaire ne va pas être discuté, car elle n'est pas une contrainte pour la commande de

l'onduleur. Elle peut être utilisée pour de futures améliorations. Par exemple son utilisation peut permettre de réduire le nombre de commutations ou d'améliorer les harmoniques, etc.

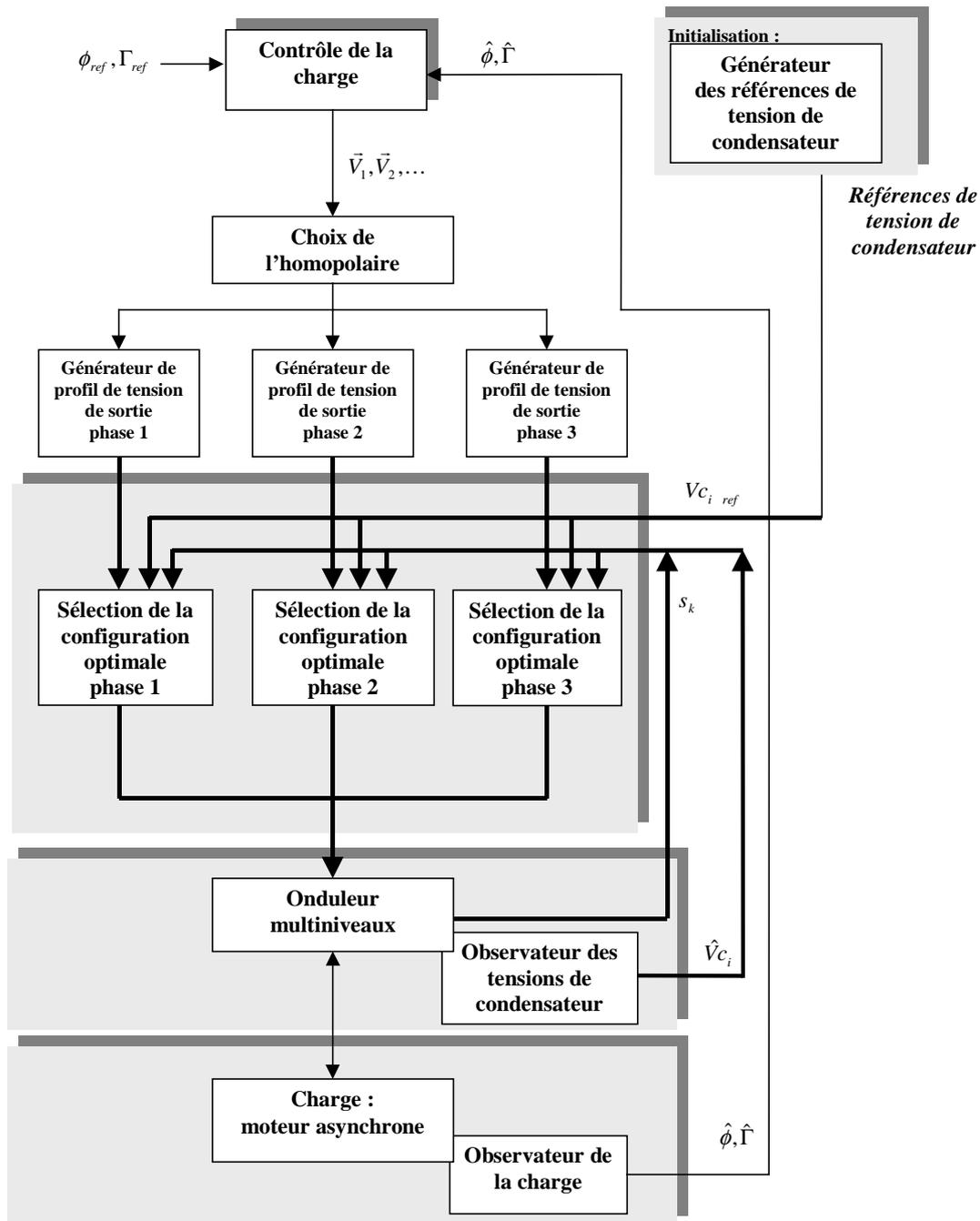


Figure IV.25 Schéma en triphasé des commandes de l'onduleur et de la charge.

Les vecteurs des tensions de sortie pour un onduleur à 4 niveaux sont présentés sur la Figure IV.26. Avec la commande de la charge utilisée par la suite, la tension moyenne désirée est transformée sous forme d'un demi-cycle (voir Figure IV.27). Ce cycle conduit à une forme de tension de sortie semblable à celle du cas monophasé, elle utilise les deux niveaux de tension possibles les plus proches comme représentés sur la Figure IV.28.

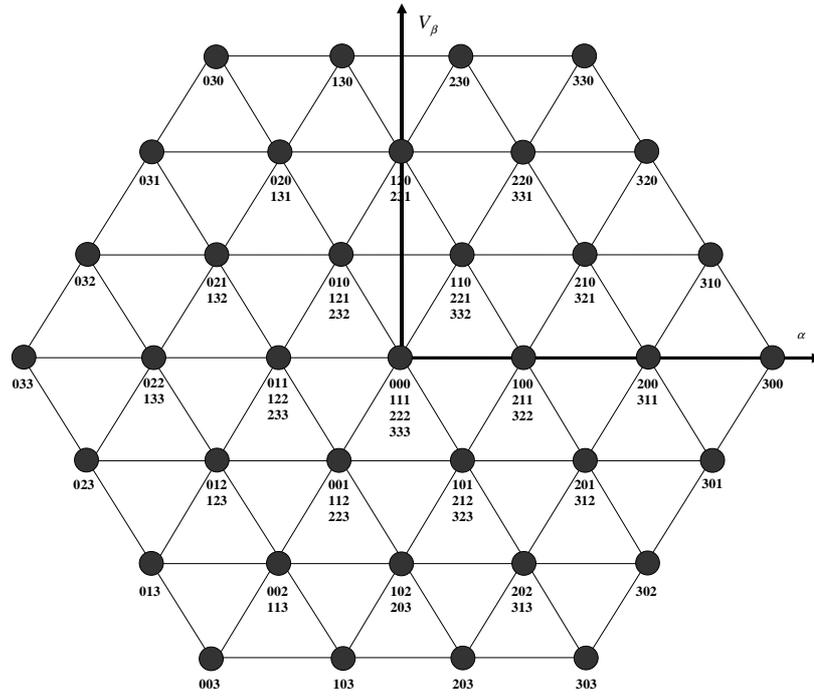


Figure IV.26. Vecteurs des tensions de sortie pour un onduleur à 4 niveaux dans Park.

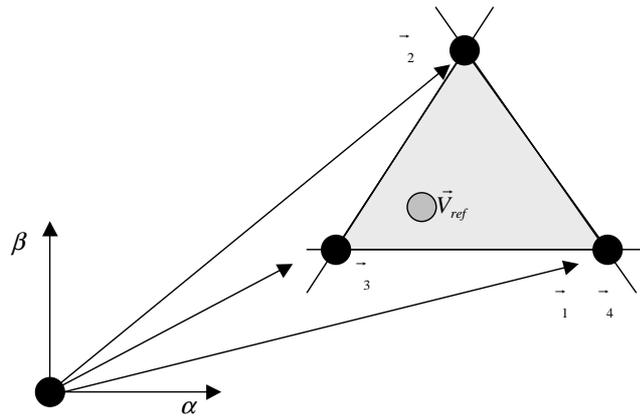


Figure IV.27. Sélection des vecteurs dans le domaine de Park (contrôle de la charge).

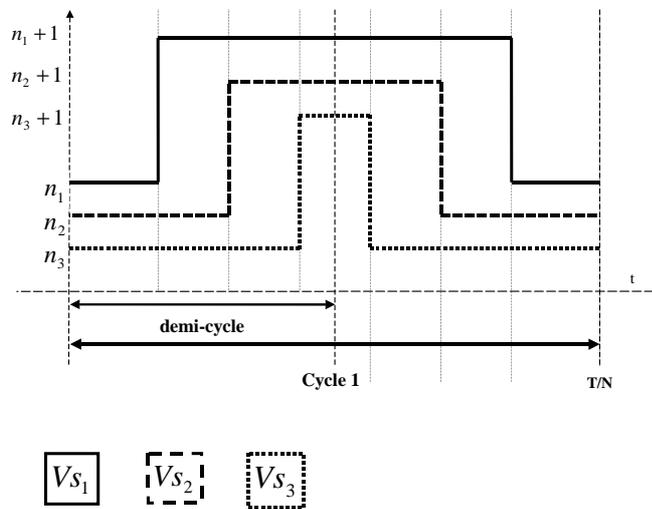


Figure IV.28. Formes des tensions de phase au cours d'un cycle.

Une fois le profil de la tension de sortie déterminé, chaque bras de l'onduleur est contrôlé indépendamment en utilisant la commande du cas monophasé.

Chaque bloc de commande de bras a besoin de 3 types d'informations différentes :

- signe du courant de phase
- consigne de tension de sortie (niveaux et durées)
- tension de cellule de référence (si trajectoire à suivre)
- tensions de condensateur mesurées ou estimées.

IV.4.4.2. Essais :

L'essai en triphasé est effectué avec la commande de la charge qui est un moteur asynchrone. Cette commande est décrite dans le chapitre *application onduleur-moteur*. Un onduleur à 4 niveaux est utilisé. On va comparer les résultats de la commande CVC active avec la commande naturelle.

Le profil du couple de référence est représenté en trait continu à la Figure IV.29. Il ne correspond à aucune situation réelle, il est formé d'échelons importants avec des pentes et des paliers afin de bien montrer le comportement des commandes de l'onduleur dans tous les régimes de fonctionnement. La référence du module du flux est constante à 1 Wb.

Les paramètres de simulation sont les suivants :

- paramètres du moteur : $R_s=0.0595(\Omega)$, $R_r=0.0616(\Omega)$, $M=0.0236(H)$, $L_s=0.0242(H)$, $L_r=0.0242(H)$, $N_{Poles}=2$;
- $\omega_m=31.4$ rd/s (300tr/mn)
- Tension du bus : $E_d=600$ (V)
- Paramètres de l'onduleur : $C=0.5e-3(F)$, $N=3$ (4 niveaux).

La valeur des condensateurs a été sous évaluée de façon à rendre le système plus instable. Les commandes de la charge et de l'onduleur sont totalement indépendantes.

La Figure IV.30 (cas a) montre le bon comportement de la régulation du CVC modifiée. Les tensions de condensateur de référence sont 400V et 200V pour V_{c2} et V_{c1} respectivement. Elles sont bien respectées malgré les changements de consignes de tension de sortie. Les amplitudes de variation de tension sont proportionnelles au module du courant de phase. La Figure IV.30 (cas b) montre une instabilité avec la commande naturelle car sa dynamique n'est pas assez rapide.

Le taux de commutation moyenné sur deux périodes est représenté sur la Figure IV.32. Ce taux est entre 1 et 3 comme la commande naturelle. Il y a un pic en 0.18(s) correspondant à une forte variation du couple. Les changements brutaux du couple de référence créent des sur-commutations permettant la correction immédiate des tensions de cellule.

La Figure IV.29 (cas a) montre le couple et le module de flux obtenus avec la CVC modifiée. Les consignes moyennes sont bien respectées. La Figure IV.29 (cas b) permet de faire une comparaison avec les résultats de la commande naturelle. La dynamique de régulation de la commande naturelle n'est pas suffisante pour éviter l'instabilité (à partir de 0.2s).

La Figure IV.31 montre les courants de phase qui subissent des variations très importantes.

Le taux de commutation et les performances obtenues avec la commande CVC modifiée sont suffisamment encourageants pour envisager des essais sur un banc expérimental.

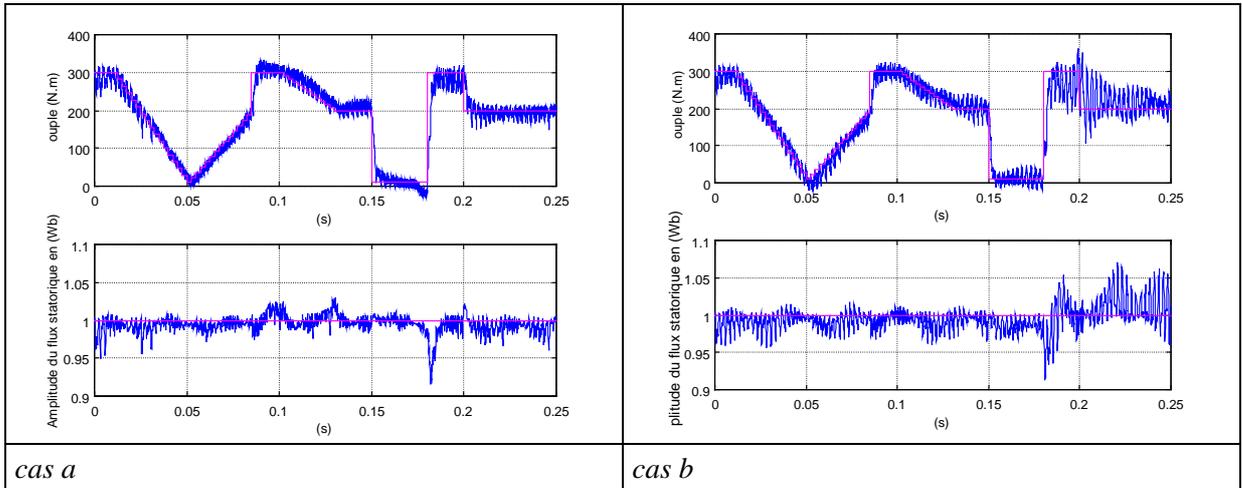


Figure IV.29. Régulation du couple et flux statorique: comparaison entre la commande active modifiée (cas a) et la commande naturelle (cas b).

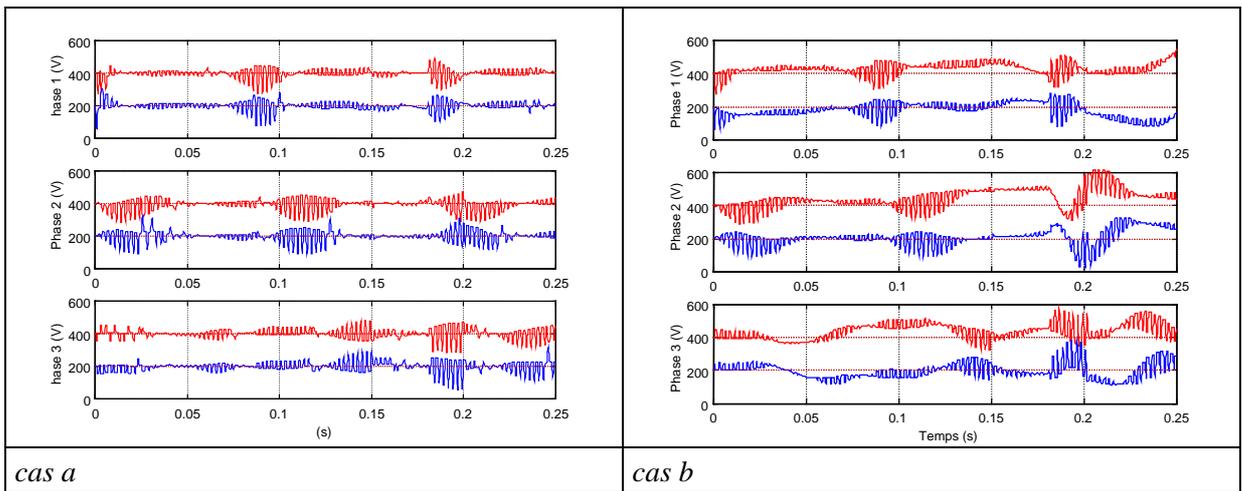


Figure IV.30. Représentation temporelle des tensions de condensateur : avec la commande modifiée (cas a) et la commande naturelle (cas b).

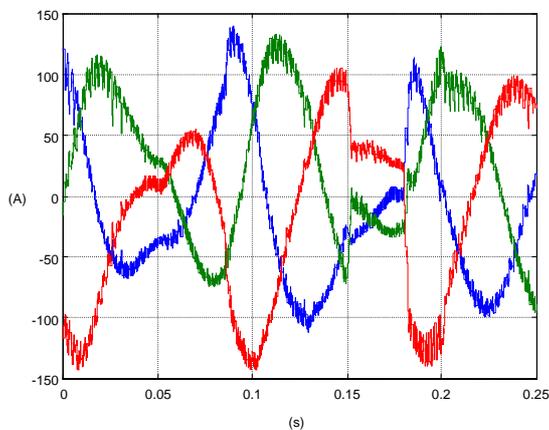


Figure IV.31. Forme du courant de sortie de phase avec la commande active.

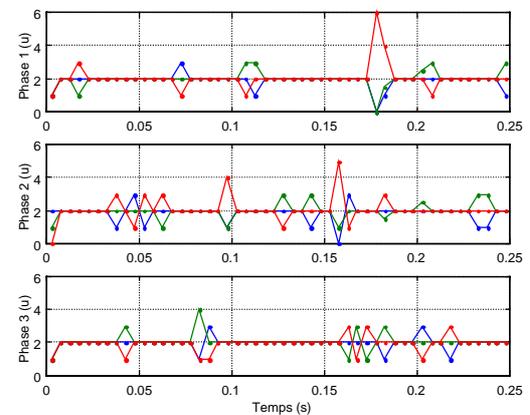


Figure IV.32. Nombre de commutations pour chaque cellule moyenné sur deux périodes.

IV.4.5. Conclusion

La commande active présentée permet d'assurer la régulation des états internes de l'onduleur pour n'importe quel nombre de cellules. C'est une commande en boucle fermée ce qui nécessite de connaître les tensions de condensateur en les mesurant ou en les estimant. C'est pourquoi la qualité de fonctionnement du système complet dépend essentiellement de la qualité de l'observateur. L'algorithme proposé conserve n'importe quel profil de tension de sortie. Ainsi la commande de la charge et celle de l'onduleur sont complètement découplées. Le fait de travailler au niveau d'un intervalle de tension constant permet des variations rapides au niveau de la commande de la charge. Elle travaille à fréquence fixe car elle ne peut changer qu'au rythme du profil de la tension de sortie. Dans le cas triphasé, chaque phase travaille indépendamment les unes des autres.

Le profil de la tension de sortie désiré est découpé en intervalles correspondant à chaque niveau constant. Les tensions de condensateur de chaque intervalle sont contrôlées en choisissant en fonction d'un critère, la meilleure configuration respectant le niveau de tension de sortie désiré. Pour chaque intervalle, il correspond un ensemble de configurations possibles k . Pour chacune de ces configurations, il est possible de calculer les dérivées des tensions de condensateur temporelles d_k correspondantes en utilisant le signe du courant instantané. Le critère choisi est la projection maximum des dérivées des tensions de condensateur sur la droite reliant la tension actuelle V_c à la tension de référence $V_{c,ref}$. Cette approche qui sélectionne toujours la configuration donnant la vitesse la plus rapide vers la cible, peut être comparée à l'approche des modes glissants. Elle procure un temps de réponse court et une grande stabilité.

Avec la version de base, les propriétés de symétrie de la commande passive ne sont pas toujours conservées, car le régime permanent ressemble à un régime chaotique (comme les modes glissants). En effet le nombre de commutations peut être de 2 par petite période au lieu de 2 par grande période (commande naturelle). Ce défaut de comportement est éliminé dans la version modifiée en introduisant dans la procédure de sélection une contrainte supplémentaire sur le nombre de commutations. La formulation du critère permet de le faire très facilement et les performances dynamiques ne sont pas affectées. Un paramètre de réglage permet de contrôler la fréquence moyenne de commutation.

Les propriétés générales sont les suivantes :

- les transitoires sont très rapides avec une grande stabilité.
- en régime permanent, la commande converge vers la commande naturelle modifiée, avec toutes les propriétés associées : peu de commutations, peu d'harmoniques.
- l'implémentation repose sur une fréquence de commande fixe : un rapport cyclique déterminé au début de chaque période. Les instants de changement de commande de l'onduleur ne sont pas modifiés par rapport à ceux de la commande naturelle. L'implantation est ainsi plus simple.

En pratique, la commande est implémentée comme la commande naturelle (MLI), sur une demi petite période de façon à pouvoir remettre à jour le rapport cyclique aussi souvent que possible.

Comme la régulation peut se faire pour n'importe quelle composante homopolaire dans Park, on peut utiliser celle-ci de façon à améliorer les harmoniques ou le taux de commutation.

La figure suivante résume le principe de la commande :

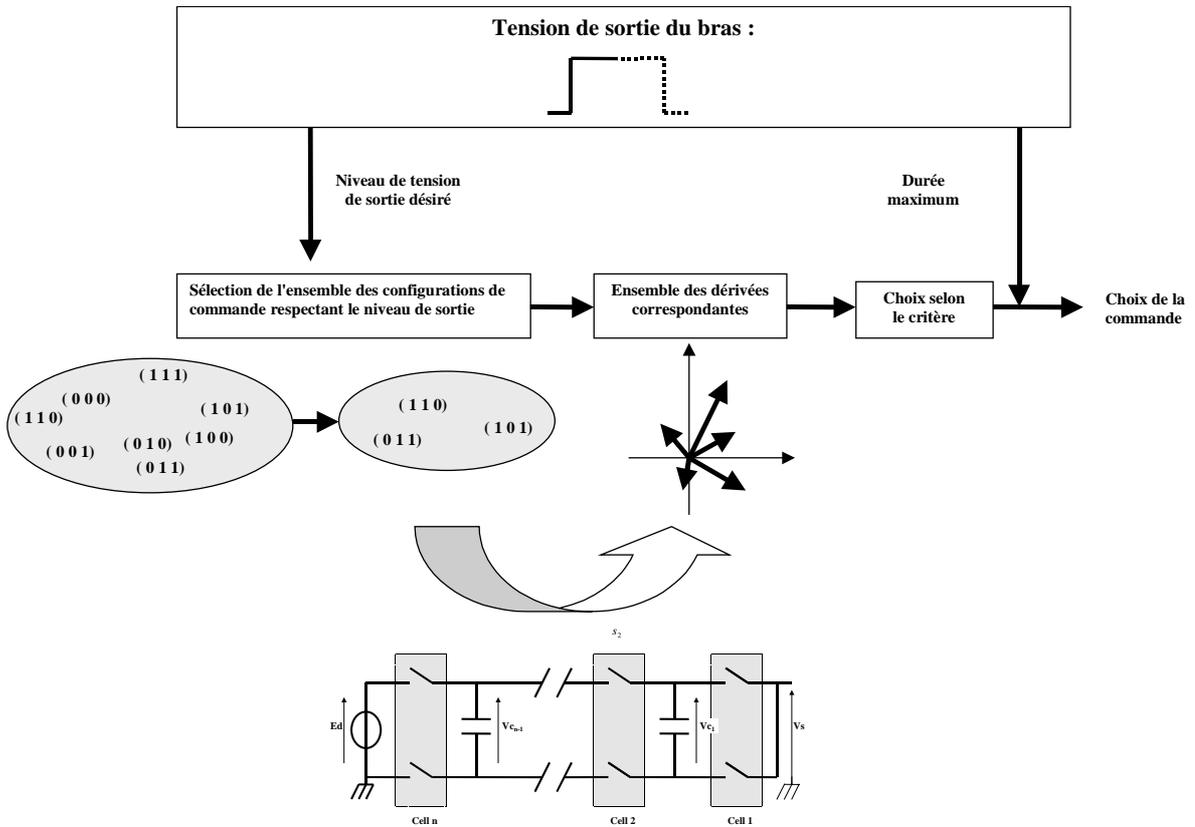


Figure IV.33 : Méthode de commande active (CVC active).

IV.5. Conclusion

On a présenté deux commandes qui permettent d’assurer l’équilibre des tensions des condensateurs. Elles sont de deux types : l’une est passive et l’autre active. Toutes deux exploitent les équivalences entre configurations de commande, mais pas de la même manière.

Afin d’être compatible avec n’importe quelle commande de la charge, on s’est imposé la contrainte de respecter le profil de tension de sortie admissible désiré : pour la commande passive c’est celui de la commande naturelle, pour la commande active il peut être quelconque.

Elles sont toutes les deux à fréquence fixe pour obtenir de bonnes propriétés harmoniques et une fréquence de commutation maîtrisée. Elles produisent un taux de commutation proche de celui de la commande naturelle. Ces commandes permettent d’assurer la régulation des états internes de l’onduleur pour n’importe quel nombre de cellules. Elles ne nécessitent aucune connaissance sur la charge. Elles sont très simples à implémenter. Toutes deux sont présentées dans les cas monophasé, puis triphasé.

La première est la **commande permutée passive**. Elle travaille sur plusieurs périodes. Elle reprend le principe de la commande naturelle en exploitant le fait que des permutations, judicieusement choisies, au niveau des signaux de commande, n’engendrent pas de conséquences sur la tension en sortie de bras, mais modifie la condition de stabilité de la

commande. Il est ainsi possible, en permutant judicieusement les séquences de la commande naturelle, de supprimer les points de fonctionnement critique. Elle permet d'avoir un taux de commutation très proche ou même égal à celui de la commande naturelle. Elle ne nécessite aucune mesure. Son seul inconvénient est l'augmentation de l'ondulation des tensions de condensateur. La séquence des permutations sur plusieurs périodes peut être optimisée hors ligne de façon à améliorer le taux d'ondulation et celui des commutations.

La seconde commande permet d'allier les performances des meilleures méthodes connues avec le respect des contraintes de fréquence de commutation. Elle est active et travaille au niveau d'un intervalle de niveau de tension constant. Les tensions de condensateur sont contrôlées en choisissant pour chaque intervalle parmi les configurations donnant la bonne tension de sortie, la configuration correspondant à la projection maximum des dérivées possibles sur la direction reliant la tension actuelle V_c et la tension de référence $V_{c_{ref}}$. Elle procure un temps de réponse court et une grande stabilité. Elle travaille à fréquence fixe car elle est basée sur la fréquence constante de la tension de sortie.

L'inconvénient de sa version de base qui est le taux de sur-commutations en régime permanent, a été résolu dans la version modifiée en introduisant dans la procédure de sélection une contrainte supplémentaire sur le nombre de commutations. Ainsi, le taux de commutation est égal à celui de la commande naturelle en régime permanent.

Comme la régulation peut se faire pour n'importe quelle composante homopolaire dans Park, on peut utiliser celle-ci de façon à améliorer les harmoniques ou le taux de commutation.

Les instants de changement de commande de l'onduleur ne sont pas modifiés par rapport à ceux de la commande naturelle. L'implantation est ainsi plus simple. Cette commande nécessite de connaître les tensions de condensateur soit en les mesurant, soit en employant un observateur.

CHAPITRE V

OBSERVATEUR

Afin de pouvoir utiliser des commandes actives, il est nécessaire de connaître l'état du convertisseur (tensions de condensateur). Pour cela il est possible soit de le mesurer, soit de l'estimer. Pour des raisons technologiques, il est préférable de l'estimer à partir de mesures à la sortie du convertisseur. On a traité les deux types de mesures possibles : les mesures de tension ou de courant.

Dans le cas où l'on dispose de mesures de tension de sortie, on peut estimer l'état du convertisseur sans avoir besoin d'une connaissance sur la charge, par contre si l'on a seulement des mesures de courant, il est nécessaire de faire une estimation conjointe de l'état du convertisseur et de la charge en utilisant un seul modèle représentant l'ensemble.

Dans le cas de mesures de tension, une méthode à relaxation a été employée.

Dans le cas de mesures de courant, la charge retenue a été le moteur asynchrone. On a utilisé un filtre de Kalman car celui-ci est sous forme récursive et convient bien au problème. Le modèle choisi est un modèle discret du second ordre. Les nombreuses améliorations et simplifications de l'algorithme apportées permettent de réduire le nombre de calculs, afin de le rendre implémentable.

Des résultats de simulation montrent le bon fonctionnement des deux méthodes proposées.

CHAPITRE V

OBSERVATEUR

V.1. Introduction :

Pour pouvoir exploiter les commandes actives, il est nécessaire de connaître les tensions de condensateur. Pour cela, il est possible soit de les mesurer, soit de les estimer. Pour des raisons technologiques, il est préférable de les estimer à l'aide de capteurs placés à la sortie du convertisseur.

L'installation peut comporter différents types de capteurs. En général, dans les applications industrielles, on utilise souvent des mesures de courant pour contrôler la charge, comme dans le cas de la commande du moteur asynchrone. Afin de faciliter l'observation des tensions de condensateur, il est possible de mettre des capteurs de tension. Le schéma suivant montre le synoptique du système triphasé complet, avec les commandes de la charge et de l'onduleur.

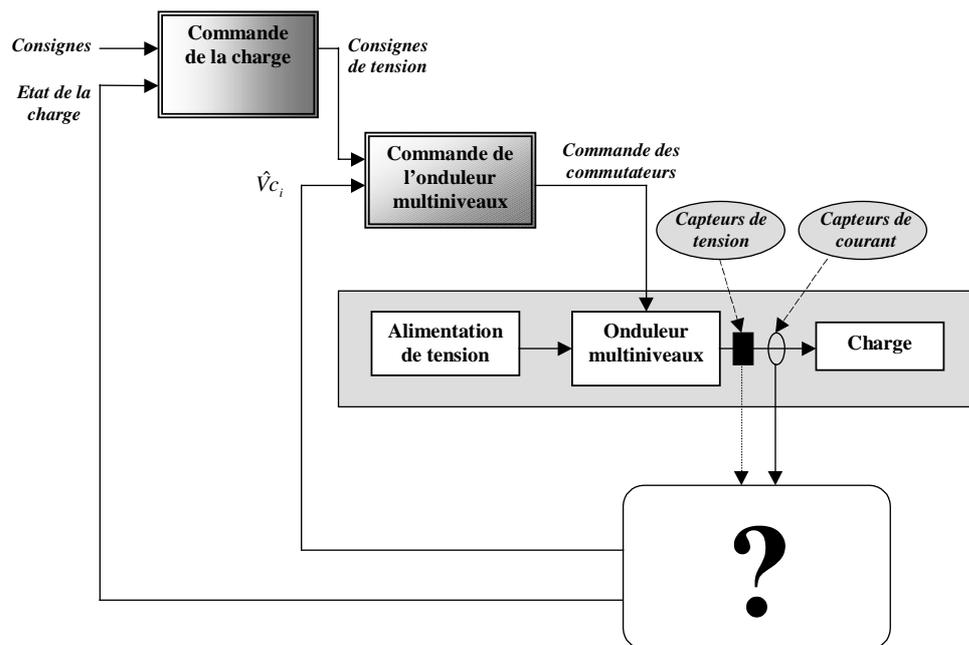


Figure V.1 Synoptique du système complet : exemple triphasé avec un moteur asynchrone.

Les capteurs de tension sont compliqués à mettre en œuvre sur les systèmes haute tension. En effet, il est nécessaire d'isoler le capteur de la partie commande. Cet isolement nécessite un développement important et induit souvent des perturbations sur les mesures qui peuvent gêner la commande, comme les non-linéarités ou des constantes de temps. Par contre, un capteur de courant est plus simple à mettre en œuvre car il n'est pas en contact direct avec la haute tension, puisqu'il est en général de type effet Hall.

C'est pourquoi, le problème de l'estimation a été traité suivant les deux types de mesures disponibles : les mesures de tension (*cas a*) ou de courant (*cas b*). **La difficulté du problème**

de l'observation des tensions de condensateur n'est pas la même suivant le type de mesures à sa disposition :

- **mesures de tension de sortie** : c'est le cas le plus favorable puisqu'on n'utilise pas d'information sur la charge. En effet la tension de sortie du bras est une combinaison linéaire des tensions recherchées. On peut les estimer à partir des tensions de sortie et de la commande simplement en résolvant un système linéaire. Différentes techniques ont été développées dans le cas monophasé avec la commande naturelle [GAT97, CAR96]. Elles présentent plus ou moins de calculs et sont plus ou moins rapides. Elles supposent toutes une dynamique des tensions de condensateur faible ce qui n'est pas toujours le cas. En effet, on a tendance à diminuer la valeur des capacités afin de réduire le prix du convertisseur.
- **mesures de courant de sortie** : le problème est plus compliqué car il faut reconstituer, à partir de la seule information des courants de charge, les tensions de condensateur. Pour cela, il faut utiliser les modèles de la charge et de l'onduleur et exploiter la commande de l'onduleur. L'observation devient plus délicate car il est parfois nécessaire d'estimer des états supplémentaires (ceux de la charge) en utilisant un modèle de la charge. Comme ce type de capteur est le plus répandu dans les applications industrielles, l'étude d'observateur avec capteurs de courant tient une grande place dans ce chapitre.

Pour l'observation des tensions de condensateur à partir de mesures de courant de sortie, on peut imaginer *deux approches différentes* :

- la première est une méthode qui permet de se ramener au cas des capteurs de tension. On passe des courants aux tensions de la charge en utilisant un capteur logiciel. On peut ainsi appliquer toutes les techniques associées au cas des capteurs de tension. Elle se fait en deux étapes. La première consiste à reconstituer les tensions de phases de la charge, puis avec celles-ci on retrouve les tensions de condensateur lors de la deuxième étape. On utilise les modèles du moteur et de l'onduleur séparément, l'un après l'autre. Cette méthode permet d'utiliser un observateur qui fonctionne avec des capteurs de tension. Elle sépare bien la charge et l'onduleur permettant plus de souplesse au niveau d'une mise en œuvre industrielle. Malheureusement elle est très délicate à mettre en œuvre car il faut être capable de reconstituer le profil exact des tensions de la charge. En général, cela est impossible car les variations de courants utilisées pour cela sont du même ordre de grandeur que le bruit. Cette méthode n'est donc pas utilisable pour notre système. C'est pourquoi, ce cas ne sera pas traité ici. Les cas d'une charge 3RL et du moteur asynchrone sont traités dans [DOC99]. Pour remédier à ce problème, il faut travailler sur un horizon plus long. Pour cela, il faut tenir compte simultanément des modèles de la charge et de l'onduleur, ce qui amène à la deuxième approche.
- la deuxième approche consiste à observer les variables de l'onduleur en tenant compte simultanément des modèles de l'onduleur et de la charge, on raisonne ainsi d'une façon globale. On utilise ainsi explicitement le fait que la tension d'alimentation de la charge n'est pas quelconque mais résulte d'une combinaison linéaire des variables d'état de l'onduleur. Cette information n'apparaissait pas dans la technique précédente. On a choisi d'utiliser un filtre de Kalman temps variant car il est sous forme récursive et convient bien au problème. Les résultats étant positifs, cette méthode a été retenue pour l'essai complet (chapitre *application onduleur-moteur*)

Le tableau et le graphique suivants résument les différents cas de figures qui sont traités ici, suivant le type de capteur disponible :

type de capteur	connaissance de la charge	référence du cas
V	non	cas a
I	oui	cas b

Tableau V.1 Représentation des différents cas suivant le type de capteur.

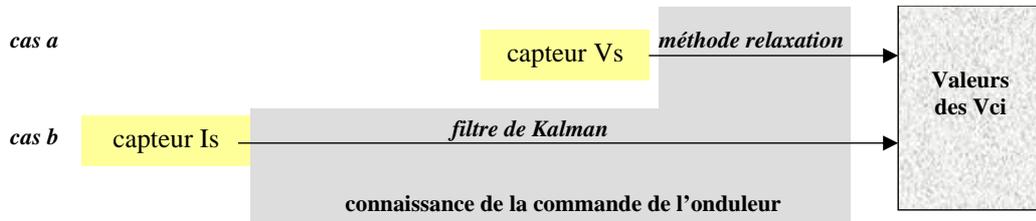


Figure V.2 Représentation des différents cas suivant le type de capteur.

Dans le *cas a*, la commande active de la charge nécessite un observateur propre, puisque celui de l'onduleur est autonome. Dans le *cas b*, l'observateur estime conjointement les états de la charge et ceux de l'onduleur. Il n'y a pas besoin d'observateur supplémentaire. Le graphique suivant montre les deux cas de figure sur le schéma général. Les différentes parties de cette étude sont organisées dans l'ordre *cas a* (en monophasé et triphasé), puis *cas b* seulement pour le cas triphasé avec une application au moteur asynchrone.

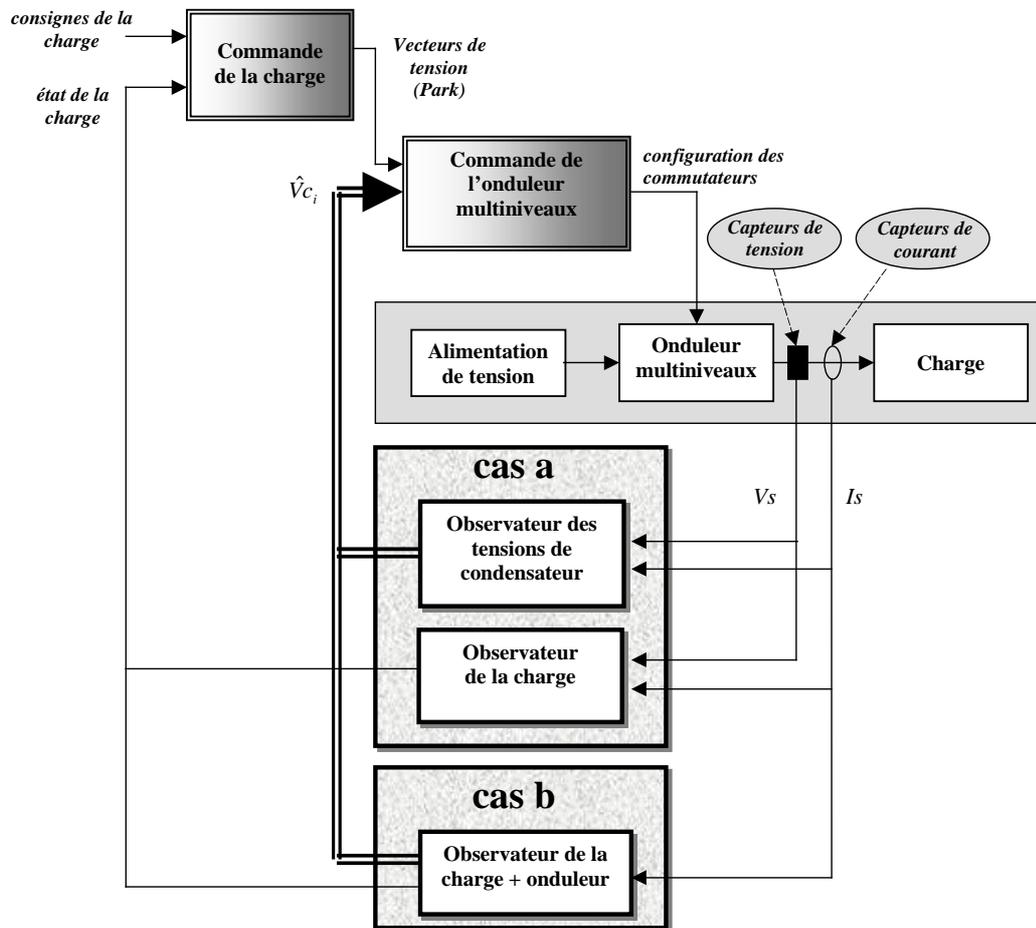


Figure V.3 Représentation des observateurs dans le schéma général selon le type de capteur.

V.2. Etat de l'art :

Les commandes actives ont besoin de connaître précisément les tensions de condensateur pour augmenter les performances de régulation.

L'onduleur multiniveaux est un système multidimensionnel, il faut donc se préoccuper du problème de l'observation à l'aide d'un nombre limité de capteurs. Pour effectuer la régulation des condensateurs, l'idéal est de connaître chaque tension de condensateur. Un bras d'onduleur avec N cellules est formé de $N-1$ condensateurs. Le coût lié aux capteurs de l'onduleur et les problèmes techniques sont alors proportionnels au nombre de cellules. Pour réduire le nombre de capteurs, on va voir qu'il est possible de connaître les tensions des condensateurs flottants à l'aide d'un seul capteur de tension placé à la sortie du bras. La tension du bus continu est souvent mesurée, on peut l'estimer si nécessaire. Il faut noter que la tension du bus sert à fixer la référence de la régulation, elle est donc absolument nécessaire.

Des travaux [GAT97, CAR96] ont abordé le problème de l'observation dans le cas monophasé à partir des mesures de la tension du bus et celle de la tension de sortie. Les deux méthodes développées sont présentées en détails dans les *méthodes de résolution*.

V.2.1. Observabilité :

Le système considéré peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(u(t))x(t) + B(u(t))E_d \\ y(t) &= C(u(t))x(t) + D(u(t))E_d\end{aligned}\tag{V.1}$$

avec $y(t)$ la tension de sortie, $x(t)$ les tensions de condensateur et E_d la tension d'alimentation.

A toute entrée admissible correspond le système linéaire à paramètres variables dans le temps où $A(t) = A(u(t))$, $B(t) = B(u(t))$, $C(t) = C(u(t))$, $D(t) = D(u(t))$ suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)E_d \\ y(t) &= C(t)x(t) + D(t)E_d\end{aligned}\tag{V.2}$$

avec $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ bornées uniformément sur le domaine des entrées admissibles.

La condition d'observabilité sur un horizon T de l'état est alors donnée par l'observabilité complète uniforme ci-dessous.

Définition (Observabilité complète uniforme, [FOS93])

Le système (V.2) est dit complètement uniformément observable s'il existe $T > 0$, $\eta > 0$ et $t_o > 0$ tels que pour tout $t \geq t_o$, le grammien d'observabilité :

$$W^o(t, t+T) = \int_t^{t+T} \phi^T(\tau, t) C^T(\tau) C(\tau) \phi(\tau, t) d\tau\tag{V.3}$$

vérifie $W^o(t, t+T) \geq \eta I_n > 0$ avec $\phi(\tau, t)$ représentant la matrice de transition du système.

Physiquement, le grammien d'observabilité $W^o(t, t+T)$ quantifie l'information fournie par la sortie sur l'intervalle $[t, t+T]$.

Remarque : En considérant une commande périodique, si celle-ci est universelle, alors elle est également une entrée régulièrement persistante, ce qui est une propriété requise pour reconstruire un observateur. Toute entrée régulièrement persistante appliquée au système affine en l'état engendre un système linéaire à paramètres variables dans le temps complètement uniformément observable [FOS93, p188].

Dans notre cas, la matrice de sortie $C(u, t)$ contient la commande sous la forme des $\delta_i(t)$ qui peuvent prendre trois valeurs possibles : 1, -1 et 0. Contrairement à d'autres systèmes, le fait de réduire la durée d'observation n'engendre pas forcément une diminution du grammien d'observabilité, car on n'a pas besoin d'exploiter la dynamique de l'état. Le système peut être observable sur un temps arbitrairement court, si la commande est suffisamment rapide.

En supposant que les tensions de condensateur soient lentement variables devant la durée nécessaire à l'observation, le profil de la tension de sortie peut s'exprimer soit en fonction des tensions de condensateur, soit en fonction des tensions de cellule avec :

$$V_s = S \cdot V_{cel} \quad (\text{V.4})$$

avec la matrice S en monophasé définie en II.3.1.2.

En triphasé, le profil de la tension de charge peut s'obtenir à partir des tensions de cellule par :

$$V_p = M_{om} \cdot S \cdot V_{cel} \quad (\text{V.5})$$

avec la matrice S en triphasé définie en II.3.1.3.

La condition de stabilité revient simplement en approximation à une condition de rang des matrices S dans le cas monophasé et $M_{om} S$ dans le cas triphasé.

Avec la commande naturelle, les travaux précédents [GAT97, CAR96] ont montré que l'acquisition d'une mesure par intervalle permettait d'assurer l'observabilité sur la période complète. Les seuls cas où ce n'est pas possible sont ceux liés aux points critiques. En effet un point critique est un rapport cyclique pour lequel la commande naturelle n'assure plus la stabilité et le chapitre III.3 a montré que la condition de stabilité est équivalente à celle de l'observabilité des tensions du convertisseur à partir de la ou des tensions de sortie. Si le rapport cyclique n'est pas un point critique alors l'observabilité est assurée.

Pour toutes les commandes qui ne sont pas périodiques ou pseudo-périodiques, comme par exemple les modes glissants ou la commande active développée dans cette thèse (voir chapitre « commande du convertisseur »), le problème est beaucoup plus complexe. Dans ce cas, pour avoir une précision suffisante de l'état il faut que la commande soit suffisamment persistante dans une fenêtre glissante. Si ce n'est pas le cas il faut alors modifier un peu la commande afin d'y remédier. Pour améliorer l'observabilité d'une tension de condensateur, il suffit qu'elle apparaisse dans la tension de sortie, pour cela il faut que la prochaine commande utilise ce condensateur.

En pratique, la commande assure un découplage entre les tensions de condensateur pour réguler chacune d'elles autour de sa propre référence. Ce comportement a tendance à produire une séquence de commande qui conduit naturellement à une entrée régulièrement persistante.

Par exemple si une tension V_{ci} est fortement incorrecte, elle sera souvent utilisée par la commande afin de la ramener à sa valeur de référence. Les autres tensions seront maintenues autour de leur référence. Ce découplage conduit naturellement à une bonne estimation.

Remarque : *l'observation des tensions de condensateur ne peut pas être assurée en permanence. En effet, l'observation passe en second plan lorsqu'il y a des transitoires importants sur la charge car la commande doit réagir très vite, elle ne peut pas être modifiée pour garantir l'observation. Par contre en régime permanent, il y a plus de souplesse au niveau des séquences de commande de l'onduleur.*

V.2.2. Méthodes de résolution :

En supposant que la dynamique des condensateurs soit très lente devant la période d'échantillonnage (capacité suffisamment grande), on peut exploiter l'équation reliant la tension de sortie (V_s) aux tensions dans le bras à travers la commande. En effet, on peut utiliser le fait que la tension de sortie soit une combinaison linéaire des tensions à rechercher. Ces combinaisons dépendent de la commande, celles-ci sont composées uniquement des éléments suivants : +1, 0 et -1. Procéder ainsi est très intéressant puisque l'estimation de l'état du convertisseur ne nécessite aucune information sur la charge. Une mesure de V_s n'est pas suffisante pour en déduire toutes les valeurs recherchées. Il faut travailler sur un horizon plus long. Lorsque la commande est en moyenne suffisamment riche (observabilité vérifiée), et en supposant que la dynamique des tensions soit faible (par rapport à la durée d'estimation), il suffit de résoudre le système linéaire à coefficients réels suivant :

$$\underbrace{V_s - S_N E_d}_{\text{mesures}} = - \underbrace{\delta}_{\text{commande}} \cdot \underbrace{V_c}_{\text{inconnue}} \quad (\text{V.6})$$

où la matrice δ contient la commande sur l'horizon de travail. Chaque ligne de cette matrice est constituée des signaux de commande δ_i correspondant à chaque intervalle temporel (durée de commande constante). Le vecteur V_s est composé des mesures de tension de sortie pour chaque intervalle.

Pour avoir unicité de la solution, il faut que le rang de la matrice δ soit de rang plein, c'est à dire de $N-1$. Comme la commande ne fait intervenir que quelques tensions de condensateur à la fois dans la tension de sortie, il est nécessaire d'exploiter un nombre d'intervalles suffisant pour rendre le système inversible.

Le problème est en général bien conditionné car les coefficients de la matrice δ ne peuvent prendre que trois valeurs dont deux font apparaître directement la tension de condensateur en sortie (+ ou -) et la dernière ne l'utilise pas (*0). La tension de sortie représente uniquement des sommes et différences des valeurs recherchées.

Remarque : *La tension du bus est en général mesurée, mais si ce n'est pas le cas son estimation est tout à fait possible, seul la taille des matrices augmente d'une dimension et la commande doit être plus riche. Ceci peut être intéressant pour faire du diagnostic par exemple.*

Cette technique nécessite de connaître la tension de sortie pour chaque changement de commande du convertisseur. C'est pourquoi, il faut faire des mesures avec un échantillonnage supérieur à la période de travail (Figure V.4). Il faut être capable de travailler en continu ou de maîtriser les instants d'échantillonnage. Mais un échantillonnage très rapide n'est pas forcément nécessaire.

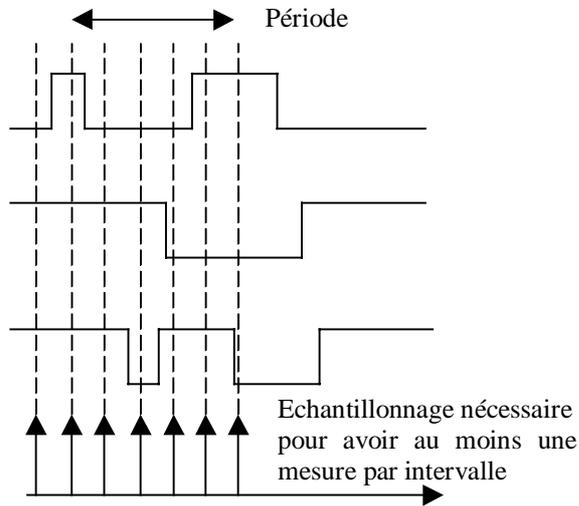


Figure V.4 Echantillonnage de la tension de sortie nécessaire.

Les deux observateurs qui ont été développés dans [GAT97, CAR96] exploitent tous deux le principe précédent pour trouver les tensions de condensateur (V_c), mais ils utilisent des techniques de résolution différentes :

- la première est une méthode directe, elle procède à une inversion du système dès que possible. C'est une méthode rapide, mais le nombre de calculs est important (inversion)
- la seconde est une méthode indirecte, car elle donne une nouvelle approximation sans faire d'inversion. Cette méthode est plus lente mais les calculs sont simples (pas d'inversion)

$$\hat{V}_{c_{k+1}} = \hat{V}_{c_k} + K \cdot \delta^T \cdot (V_s + \delta \cdot \hat{V}_c) \text{ avec } K \text{ facteur de réglage} \quad (\text{V.7})$$

V.3. avec capteurs de tension : cas a

V.3.1. Introduction (monophasé) :

On pourrait générer des séquences de commande dont on sait qu'elles rendent les tensions observables, cela permettrait de pré-calculer les matrices inverses et de les placer dans une base de données pour une application temps réel. Cette méthode serait très efficace mais elle limiterait considérablement les performances de régulation possibles. Pour ne pas imposer de contrainte supplémentaire sur la commande, la méthode adoptée ne doit faire aucune supposition sur la forme de la commande.

Elle doit être itérative et posséder les propriétés suivantes :

- être facilement implémentable (peu de calculs),
- être suffisamment efficace pour permettre un fonctionnement correcte du système, tolérance suffisante,
- permettre une grande souplesse au niveau de la gestion du nombre de mesures,
- suivre les variations lentes des estimées au cours du temps,
- ne pas perturber inutilement les valeurs estimées des tensions de condensateur pour lesquelles on n'a pas d'information (qui ne sont pas utilisées).

La dernière propriété est extrêmement importante car elle garantit qu'en cas de non observabilité temporaire, l'estimation ne divergera pas. Ainsi, cette méthode permettra d'avoir un résultat correct dès que l'entrée sera suffisamment persistante.

Dans un premier temps, on a considéré les tensions de condensateur constantes. On a alors rapidement examiné les méthodes qui permettent de résoudre un système linéaire $AX=B$ de façon indirecte. Après avoir choisi une méthode et fixé son degré de liberté, on l'a ensuite appliquée à notre système pour obtenir l'observateur appelé "*sans dynamique*". On verra ensuite la modification à apporter pour intégrer les variations de tension, pour obtenir alors l'observateur dit "*avec dynamique*".

Les observateurs sont présentés dans les cas monophasé, puis triphasé. Enfin, des résultats de simulation montrent le bon fonctionnement.

V.3.2. Algorithme de l'observateur "*sans dynamique*" :

Pour résoudre le système $AX=B$ sans inverser la matrice A, il existe deux types de méthodes itératives : les stationnaires et les non stationnaires [BAR94] :

- **Méthodes stationnaires** : les méthodes itératives qui peuvent s'exprimer sous la forme simple suivante :

$$x_{k+1} = B.x_k + c \quad (V.8)$$

avec B et c ne dépendant pas du nombre d'itération sont appelées méthodes itératives stationnaires. Voici quatre méthodes de ce type : Jacobi, Gauss-Seidel, SOR (Successive OverRelaxation), SSOR (Symmetric Successive OverRelaxation) [BAR94, DOC99].

- **Méthodes non-stationnaires** : ces méthodes diffèrent des méthodes stationnaires car le calcul nécessite des informations qui changent à chaque itération. Par exemple pour le gradient conjugué, le calcul est de la forme suivante :

$$x_{k+1} = x_k + \alpha_k \cdot p_{k+1} \quad (V.9)$$

Les méthodes les plus connues sont présentées en [BAR94, DOC99] : Conjugate Gradient (CG), Minimum Residual (MINRES) et Symmetric LQ (SYMLQ), Conjugate Gradient on Normal Equation : CGNE and CGNR, Generalized Minimal Residual (GMRES), BiConjugate Gradient (BiCG), Quasi-Minimal Residual (QMR), Conjugate Gradient Squared (CGS), Biconjugate Gradient Stabilized (Bi-CGSTAB), Chebyshev Iteration

La méthode choisie est une méthode stationnaire : la méthode de relaxation. Elle traite toutes les variables à estimer simultanément pour éviter des divergences et utilise successivement les informations du vecteur B . Le fait de traiter une ligne de B à la fois est pratique pour l'implantation car cette matrice contiendra les mesures qui arrivent séquentiellement. Ainsi à chaque fois qu'une nouvelle mesure arrive, on aura une nouvelle estimation.

On utilise successivement toutes les lignes du système, les unes après les autres de la manière suivante :

pour ' i ' de 1 au nombre de ligne de A

$$\hat{X}_{k+1} = \hat{X}_k + P_i \cdot [B_i - A_i \cdot \hat{X}_k] \text{ avec } P_i = \frac{A_i^T}{|A_i|^2} \quad (V.10)$$

fin pour

La forme de l'équation récurrente est la même que celle utilisée dans (V.7), mais on a explicité le gain de l'observateur.

Avec le gain choisi, la vitesse de convergence est rapide et la stabilité est assurée. L'erreur d'estimation $B - A \cdot \hat{X}_k$ est multipliée par un gain d'adaptation P pour donner la correction sur le vecteur \hat{X}_k . On peut montrer que si le rang de la matrice A est plein, le résultat obtenu est la solution. On améliore à chaque itération l'estimation des variables qui interviennent dans le système. Une variable qui n'intervient pas n'est pas modifiée. Le calcul est extrêmement simple. Pour notre système, la matrice A contient les coefficients "1, -1 et 0" ce qui rend le système linéaire bien conditionné.

Chaque ligne de la matrice A avec le coefficient correspondant du vecteur B définit une contrainte. Les itérations utilisent dans l'ordre chacune de ces contraintes. Plus le nombre d'itérations est grand et plus l'estimation est bonne. La vitesse de convergence dépend de la corrélation (couplage) entre les contraintes. Plus les contraintes sont orthogonales entre elles, plus cette vitesse est accélérée.

V.3.3. Observateur en monophasé : "avec et sans dynamique"

On va appliquer la méthode précédente, à notre système. L'algorithme travaille sur un seul intervalle à la fois, c'est à dire :

$$V_{S_k} = -\delta_k \cdot \hat{V}_{C_k} \quad (V.11)$$

où V_{S_k} représente la tension de sortie à l'instant ' k '. La commande du convertisseur correspondante est contenue dans le vecteur ligne δ_k .

L'estimation à l'instant ' k ' à partir de la mesure en ' k ' et de l'estimation précédente est donnée par :

$$\hat{V}_{C_{k|k}} = \underbrace{\hat{V}_{C_{k|k-1}}}_{\text{estimation précédente}} - \underbrace{\frac{\delta_k^T}{|\delta_k|^2} \cdot (V_{S_k} + \delta_k \cdot \hat{V}_{C_k})}_{\text{terme correctif pour le début de l'intervalle}} \quad (V.12)$$

Il y a deux possibilités pour la prédiction de l'estimée suivant que l'on tient compte de la dynamique ou non :

- si la dynamique des tensions est faible devant celle de la charge. On a simplement :

$$\hat{V}_{c_{k+1}|k} = \hat{V}_{c_{k|k}} \quad (\text{V.13})$$

- si la dynamique des tensions est trop grande pour être négligée, car le courant est trop important par rapport au dimensionnement des capacités, la phase de prédiction doit ajouter à chaque condensateur son évolution entre les deux mesures.

Quand on applique une commande, on fait évoluer les tensions de certains condensateurs. On connaît très bien dans quel sens elles vont varier (cela dépend uniquement de la commande), le module dépend de l'intégrale du courant traversant les condensateurs. Pour un condensateur, on a :

$$dv_c = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_c(t) dt \quad (\text{V.14})$$

Si le courant est mesuré, il permet donc de connaître les variations de tensions sur l'intervalle.

La prédiction de l'estimée à la fin de l'intervalle se fait avec :

$$\hat{V}_{c_{k+1}|k} = \hat{V}_{c_{k|k}} + \delta_k^T \cdot \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_s(t) dt \quad (\text{V.15})$$

Les deux équations avec et sans dynamique (phase de correction et prédiction) sont les suivantes :

- sans la dynamique :

$$\hat{V}_{c_{k+1}|k} = \underbrace{\hat{V}_{c_{k|k-1}}}_{\text{estimation précédente}} - \underbrace{\frac{\delta_k^T}{|\delta_k|^2} \cdot (V_{S_k} + \delta_k \cdot \hat{V}_{c_k})}_{\text{terme correctif pour le début de l'intervalle}} \quad (\text{V.16})$$

- avec la dynamique

$$\hat{V}_{c_{k+1}|k} = \underbrace{\hat{V}_{c_{k|k-1}}}_{\text{estimation précédente}} - \underbrace{\frac{\delta_k^T}{|\delta_k|^2} \cdot (V_{S_k} + \delta_k \cdot \hat{V}_{c_k})}_{\text{terme correctif pour le début de l'intervalle}} + \underbrace{\delta_k^T \cdot \frac{I}{C}}_{\text{terme correctif donnant la variation au cours de l'intervalle}} \quad (\text{V.17})$$

$$\text{avec } I = \int_0^t i_s(t) dt \quad (\text{V.18})$$

L'observateur proposé donne une nouvelle estimation à chaque nouvelle mesure. Il permet de tenir compte ou non de la dynamique. L'intégrale du courant peut être remplacée par une intégrale discrète.

Remarque : les calculs sont simplifiés en pratique car la matrice de commande contient seulement les éléments 1, 0 et -1. On a alors $|\delta_k|^2$ égale au nombre de condensateurs traversés par le courant de sortie.

V.3.4. Observateur en triphasé : avec et sans dynamique

En triphasé, on a plusieurs mesures possibles, mais le principe est le même qu'en monophasé. Il faut simplement que les informations, dans la matrice M et le vecteur Vm soient cohérentes. Le système à résoudre à l'instant 'k' est le suivant :

$$Vm_k = -M \cdot \delta_k \cdot \hat{V}c_k \quad (V.19)$$

Par rapport au cas monophasé, on a ici plusieurs mesures au même instant. Le vecteur Vm_k peut contenir des mesures ou des combinaisons linéaires entre elles. La notation Vm_{k_i} représente la mesure 'i' de l'intervalle 'k'. La matrice M représente les combinaisons des tensions de sortie de bras correspondant à chaque élément du vecteur Vm_k . Par exemple, si l'on prend pour la matrice M , la matrice de suppression de l'homopolaire (M_{om}), alors les mesures seront les tensions de phase Vp_k . Le choix de la matrice M et du vecteur Vm_{k_i} est présenté dans la suite. Il permet de réduire les calculs et par conséquent les erreurs de calcul.

En triphasé, le vecteur des tensions de condensateur est la concaténation des vecteurs de tension de condensateur des trois phases :

$$\hat{V}c_k = [\hat{V}c_k^1 \quad \hat{V}c_k^2 \quad \hat{V}c_k^3]^T \quad (V.20)$$

La matrice de commande est composée des vecteurs lignes de commande de chaque phase :

$$\delta_k = \begin{bmatrix} \delta_k^1 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_k^2 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_k^3 \end{bmatrix} \quad (V.21)$$

Afin de traiter les mesures disponibles, une boucle 'Pour' a été ajoutée par rapport au cas monophasé. L'algorithme en triphasé est donc le suivant :

- **Initialisation :**

$$\hat{V}c_{k|k_0} = \hat{V}c_{k|k-1} \quad (V.22)$$

- **Pour $i=1$ à m (le nombre de lignes du vecteur Vm_k)**

$$\hat{V}c_{k|k_i} = \underbrace{\hat{V}c_{k|k-1}}_{\text{estimation précédente}} - \underbrace{\frac{\delta_k^T M_i^T}{|M_i \cdot \delta_k|^2} \cdot (Vm_{k_i} + M_i \cdot \delta_k \cdot \hat{V}c_k)}_{\text{terme correctif pour le début de l'intervalle}} \quad (V.23)$$

fin Pour.

- **Prédiction de l'estimée pour l'intervalle suivant :**

$$\hat{V}c_{k+1|k} = \hat{V}c_{k|k_m} + \delta_k^T \cdot \frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} \int_0^t i_1(t) dt \\ \int_0^t i_2(t) dt \\ \int_0^t i_3(t) dt \end{bmatrix} \quad (V.24)$$

On va maintenant faire un choix de la matrice M . A chaque intervalle on a les mesures des trois tensions de phase (V_{p_i}). Le sous-espace engendré par ces trois tensions est de dimension deux, car la somme des trois tensions est toujours nulle quelle que soit la charge si elle est équilibrée :

$$\begin{bmatrix} V_{p_1} \\ V_{p_2} \\ V_{p_3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s_1} \\ V_{s_2} \\ V_{s_3} \end{bmatrix} \quad (\text{V.25})$$

En faisant la soustraction de deux lignes successives, on ne fait apparaître que deux bras à la fois à la place de trois :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_{p_1} - V_{p_2} \\ V_{p_2} - V_{p_3} \\ V_{p_3} - V_{p_1} \end{bmatrix}}_{V_{m_k}} = \frac{1}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_M \cdot \begin{bmatrix} V_{s_1} \\ V_{s_2} \\ V_{s_3} \end{bmatrix} \quad (\text{V.26})$$

Les deux premières lignes contiennent toute l'information puisque la troisième se déduit des deux premières. Mais la méthode adoptée vérifie les contraintes (lignes considérées), les unes après les autres, le résultat final dépend donc à la fois des contraintes utilisées (lignes) et de l'ordre d'utilisation de celles-ci.

La considération de l'aspect temps réel va permettre de faire le choix :

- si le temps de calcul doit être réduit au minimum, on peut utiliser seulement les deux premières lignes.
- si on a un peu plus de temps, il est intéressant d'utiliser les trois lignes, on augmente ainsi la vitesse de convergence et chaque bras est traité de la même manière.

Remarque : En considérant la matrice M précédente, on a alors $|M_i \cdot \delta_k|^2$ égale au nombre total de condensateurs utilisés en prenant les deux phases correspondantes aux éléments non nuls de la ligne M_i .

V.3.5. Essai en triphasé :

Cet essai en triphasé montre le comportement de l'observateur en triphasé précédent (méthode à relaxation). Il utilise les tensions interphases. La vitesse du moteur est de 600tr/mn avec une tension de bus de 600V, la charge est un moteur asynchrone de 47KW dont le couple est de 400N.m et le module du flux de 1Wb. Les capacités sont toutes égales à 4mF. La commande de l'onduleur est une commande active utilisant l'état réel du système. L'observateur est donc en boucle ouverte ce qui permet d'en vérifier le comportement seul. L'onduleur est un onduleur à 4 niveaux (2 condensateurs par phase). La grande période de commande de l'onduleur est de 2.5ms. Les conditions initiales de l'estimation sont nulles alors que les valeurs réelles sont de 200V et 400V pour chaque phase.

La Figure V.5 représente les erreurs d'estimation des tensions de condensateur par phase. La partie de gauche est un zoom sur le transitoire, la partie de droite montre le comportement à plus long terme (régime permanent). Sur la partie de gauche, on voit bien la forme en escalier de l'erreur d'estimation. Cette forme résulte d'une correction à chaque fois que le condensateur correspondant est utilisé dans la commande. Les erreurs passent de 400V à $5.10^{-3}V$ en 20ms c'est à dire en 8 périodes de commande. On remarque que l'erreur reste constante grâce au terme tenant compte de la dynamique, car les tensions varient de plus de 25V sur certains intervalles.

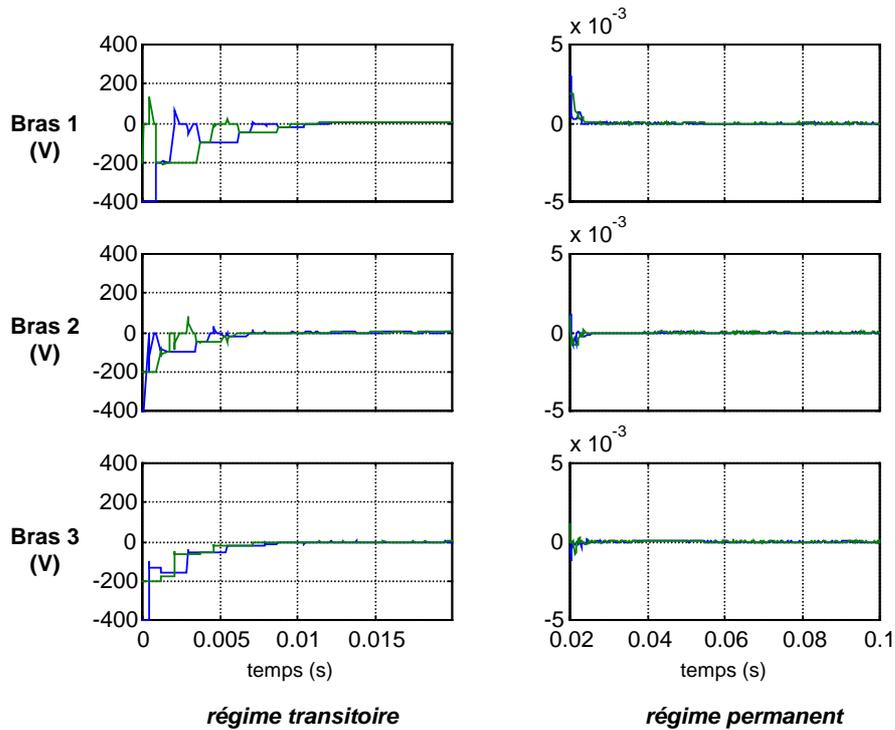


Figure V.5 Erreurs d'estimation des V_{ci} en triphasé avec capteurs de tension.

Les deux figures suivantes représentent l'évolution des tensions réelles et estimées au cours du temps.

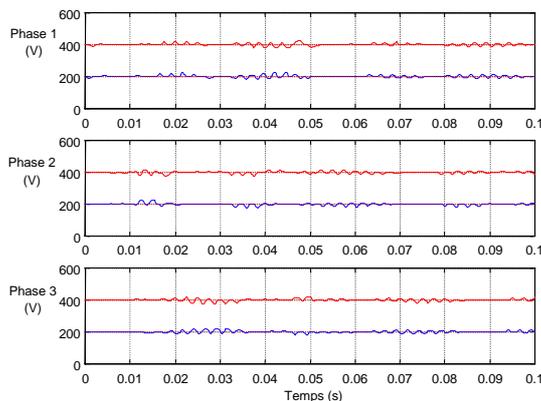


Figure V.6 Tensions de condensateur réelles en temporel.

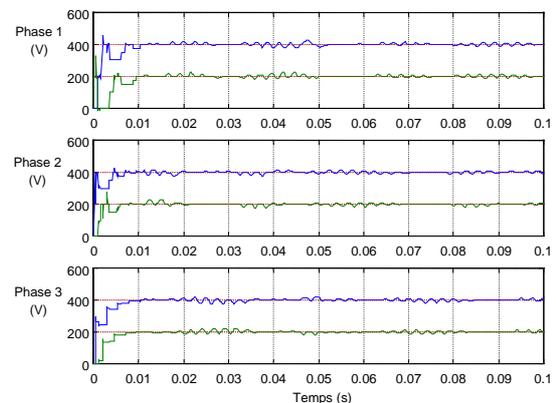


Figure V.7 Tensions estimées en temporel (méthode de relaxation)

On voit bien la phase de convergence jusqu'à 10ms. Cet observateur a une dynamique suffisamment rapide pour être utilisé par une commande active.

V.4. avec capteurs de courant : cas b

V.4.1. Introduction :

Dans cette partie, on va développer un observateur qui utilise les courants de phase pour connaître l'état de l'onduleur multiniveaux. Pour cela, le modèle doit intégrer à la fois l'onduleur et la charge qui est ici un moteur asynchrone. On obtient du même coup l'état du moteur. Avec un modèle complet, on exploite le fait que la tension à l'entrée du moteur résulte de l'utilisation de certains condensateurs qui changent dans le temps en fonction de la commande de l'onduleur. L'observateur va être un filtre de Kalman (temps variant) pour sa facilité de mise en œuvre et d'autres avantages qui peuvent être exploités.

Après un rappel sur le filtre de Kalman non stationnaire temps variant [AND79, GEL92], on va déterminer le modèle discret qui sera utilisé. Il doit être un bon compromis entre le nombre de calculs et la précision nécessaire. Afin de réduire le temps de calcul, ce modèle est ensuite utilisé partiellement en utilisant une variable intermédiaire : l'intégrale du courant.

Pour réduire encore le temps d'exécution, on va étudier en détail les équations du filtre de Kalman. On verra que l'on peut considérablement diminuer les calculs en utilisant un modèle simplifié pour la mise à jour de la covariance. Ce modèle est différent de celui qui sert pour la prédiction de l'état car on ne modélise que les courants et on suppose les autres variables constantes. On peut également exploiter les simplifications dues à la forme de la matrice de sortie C . Il existe encore d'autres moyens pour alléger l'algorithme : on peut utiliser les équations du filtre à des fréquences différentes, ou encore n'utiliser que quelques mesures dans un cycle de commande.

Une série d'essais a permis de valider le modèle choisi et d'en tester les performances et limites, lors de perturbations de différents types : bruit de mesures, offsets des capteurs, erreurs paramétriques. Des essais montrent que l'on peut estimer des variables supplémentaires comme les offsets des capteurs de courant et la tension d'alimentation. Cela peut servir dans un contexte de détection de panne.

V.4.2. Kalman non stationnaire (rappel) :

On cherche à estimer l'état présent x_t à partir des informations disponibles qui sont :

- la connaissance de l'entrée u_t et de la sortie y_t .
- la connaissance du modèle, c'est à dire des matrices A_t , B_t et C_t pour tout t .

Les équations décrivant le comportement du système sont les suivantes :

$$\begin{cases} x_{t+1} = A_t \cdot x_t + B_t \cdot u_t + v_t \\ y_t = C_t \cdot x_t + w_t \end{cases} \text{ avec } v_t \sim N(0, Q_t) \text{ et } w_t \sim N(0, R_t) \quad (\text{V.27})$$

Le vecteur v_t représente le bruit d'état qui correspond à la partie non déterministe, comme par exemple les erreurs de modélisation, les imperfections des actionneurs, les perturbations externes.

Le vecteur w_t lui est un bruit de mesure qui représente les imperfections des capteurs.

On suppose que tous les bruits sont centrés tel que :

$$\begin{aligned} E[v_t w_k^T] &= 0 \\ E[v_t v_k^T] &= Q_t \delta_{tk} \\ E[w_t w_k^T] &= R_t \delta_{tk} \end{aligned} \quad (\text{V.28})$$

Les matrices Q_t et R_t sont définies positives connues et où δ_{tk} vaut '1' si $t = k$ et '0' sinon.

Certaines hypothèses peuvent être remplacées par d'autres moins restrictives comme :

- des bruits v_t et w_t à moyenne non nulle,
- des bruits v_t et w_t corrélés entre eux,
- des bruits correspondant à une matrice W_t non inversible,
- des bruits v_t et w_t colorés.

Pour les techniques utilisables, voir par exemple (Borrie, 1992 ; Jazwinski, 1970 ; Labarrère, Krief et Gimonet, 1978 [WAL97]).

L'algorithme peut se décomposer en deux grandes parties. La première est utilisée à chaque fois qu'une nouvelle mesure est disponible, la seconde effectue une mise à jour à la fois de l'état estimé et de sa covariance entre deux acquisitions de mesure.

▪ *Phase de correction:*

- calcul du gain de Kalman :

$$K_{t+1} = P_{t+1|t} \cdot C_{t+1}^T \cdot [R_{t+1} + C_{t+1} \cdot P_{t+1|t} \cdot C_{t+1}^T]^{-1} \quad (\text{V.29})$$

- correction de l'état estimé :

$$\hat{x}_{t+1|t+1} = \hat{x}_{t+1|t} + K_{t+1} [y_{t+1} - C_{t+1} \cdot \hat{x}_{t+1|t}] \quad (\text{V.30})$$

- mise à jour de la covariance de l'erreur d'estimation :

$$P_{t+1|t+1} = (I - K_{t+1} C_{t+1}) P_{t+1|t} \quad (\text{V.31})$$

▪ *Simulation en boucle ouverte :*

- prédiction de l'état estimé :

$$\hat{x}_{t+2|t+1} = A_{t+1} \hat{x}_{t+1|t+1} + B_{t+1} u_{t+1} \quad (\text{V.32})$$

- prédiction de la covariance de l'erreur d'estimation :

$$P_{t+2|t+1} = A_{t+1} P_{t+1|t+1} A_{t+1}^T + Q_{t+1} \quad (\text{V.33})$$

Il faut noter que la matrice de covariance correspondant à un vecteur d'état de n variables est carrée et symétrique définie positive. Les éléments diagonaux de cette matrice représentent les variances des erreurs sur chaque variable. Les éléments non diagonaux sont des indicateurs

des variances d'erreur conjointes entre les variables. C'est pourquoi, le calcul de cette matrice donne une indication sur la qualité de l'estimation.

Le grand intérêt du filtre de Kalman est son caractère récursif, qui le rend facilement implémentable en temps réel. De plus, certains calculs peuvent être préparés à l'avance pour gagner le maximum de temps, par exemple la confiance que l'on va avoir dans une mesure peut être obtenue avant même qu'elle ait lieu.

C'est paradoxalement en l'absence de bruit de mesure que des difficultés apparaissent et nécessitent alors un traitement particulier.

La mise en œuvre du filtre sur un ordinateur à une grande influence sur la précision et la stabilité des résultats. Par exemple la factorisation U-D de Bierman (1977) permet de maintenir la propriété de matrice définie positive symétrique de la matrice de covariance.

Le bloc diagramme du filtre de Kalman avec un bruit de mesure nul est donné ci-dessous ([BRO91], p238).

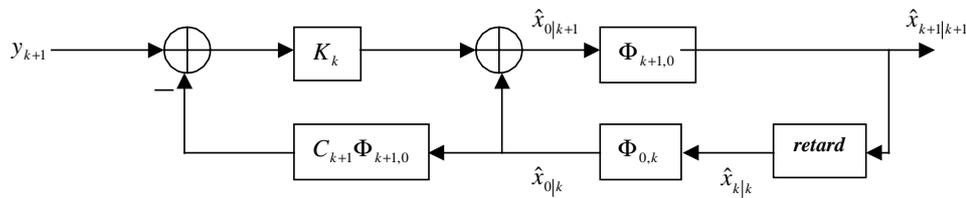


Figure V.8 Estimation de l'état courant à partir des mesures jusqu'à 'k+1'.

A l'aide de l'ensemble des mesures (de y_0 à y_{k+1}), le filtre de Kalman fait une estimation de l'état initial $\hat{x}_{0|k+1}$ au sens des moindres carrés sur l'erreur de sortie. Dans ce critère, l'erreur de sortie est pondérée par la matrice R qui représente le bruit de mesure. Une fois l'état initial estimé, il en déduit l'état courant $\hat{x}_{k+1|k+1}$ à l'aide de la matrice de transition $\Phi_{k+1,0}$. Tout ceci se fait sous forme récursive, ainsi seulement la dernière mesure est utilisée ce qui évite de traiter toutes les mesures sur une large fenêtre et permet d'ajouter du bruit sur l'état représentant une erreur de modèle.

V.4.3. Choix du modèle :

On va choisir le modèle qui va être exploité par le filtre de Kalman. Ce modèle doit être discret, de façon à pouvoir être utilisé en temps réel. La première étape consiste à choisir le modèle et la seconde à l'exploiter de façon à rendre son utilisation la plus rapide possible.

Toute commande est constante par morceau à cause de l'aspect booléen des états des commutateurs. Comme la commande de l'onduleur apparaît dans le modèle continu, il est plus simple de faire la discrétisation du modèle sur chaque intervalle. On verra dans la suite que l'on peut travailler sur plusieurs intervalles à la fois ([HAS99]).

Le modèle discret recherché doit être à la fois simple, et d'une précision suffisante sur son intervalle. La précision doit être très supérieure aux variations des tensions de condensateur, pour que le résultat de l'observateur puisse être utilisé efficacement par une commande active.

Pour cela un certain nombre de modèles ont été essayés : en faisant des hypothèses sur les dynamiques internes, ou en discrétisant le modèle exact à des ordres différents. Le choix s'est effectué à partir des résultats de simulation, le meilleur compromis a été le modèle discrétisé au second ordre (voir essais V.4.6.1, p180). En effet, celui du premier ordre est insuffisant pour représenter correctement les tensions de condensateur, et celui du troisième ordre n'apporte plus suffisamment d'information. Les modèles continus et discrets sont donnés dans la partie II.5.

Une fois le modèle choisi, il faut voir comment l'utiliser au mieux. Pour l'aspect temps réel, il faut obtenir un temps d'exécution le plus petit possible, pour cela il faut réduire le nombre de calculs au maximum. Pour mieux situer la difficulté due au cas multiniveaux, il faut repartir du cas de l'onduleur à 2 niveaux. Dans le cas d'un onduleur à deux niveaux, chaque point dans Park correspond à une position des commutateurs bien définie, ce qui permet d'utiliser des modèles discrets calculés hors ligne et placés en mémoire.

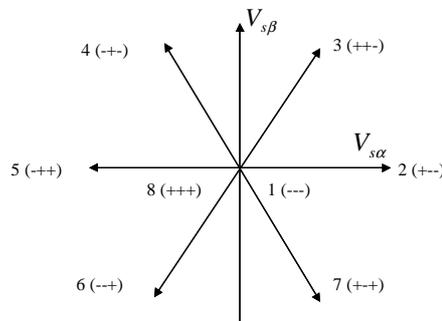


Figure V.9 Points dans le domaine de Park avec un onduleur à 2 niveaux.

Lorsqu'on connaît la forme du cycle de la commande dans Park, on peut obtenir un modèle discret permettant de passer de l'état au début du cycle à celui de fin. Pour cela, on peut discrétiser le modèle, en balayant toutes les durées possibles pour l'application de chaque point du cycle avec un pas suffisant. Par exemple, avec un cycle de type SOCMLI (triangulaire) de séquence (V_1, V_2, V_3) , on peut représenter la discrétisation du temps d'application des vecteurs $(V_2$ et $V_3)$ sous la forme d'un quadrillage du triangle utilisé (Figure V.10). Les axes η_1 et η_2 représentent les durées normalisées d'utilisation de chacun d'eux dans le cycle. On a un modèle discret exact pour chaque point du quadrillage.

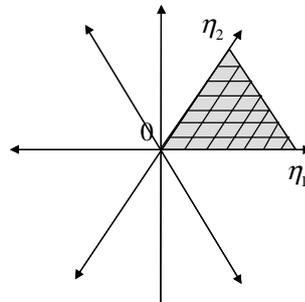


Figure V.10 Points de discrétisation en temps du modèle.

On peut ainsi rassembler ces modèles dans une base de données (hors ligne). Cette base de données peut ensuite être utilisée en temps réel, en faisant une interpolation des modèles

correspondant aux points les plus proches si nécessaire. Cette technique permet d'effectuer le maximum de calculs hors ligne, de façon à accélérer l'algorithme temps réel. Cela est très efficace et ne pose pas de problème particulier car la mémoire n'est pas un point critique de nos jours (prix, dimension,...).

Malheureusement dans le cas d'un onduleur multiniveaux, chaque point dans Park peut correspondre à un ensemble de commandes de l'onduleur. En effet à chaque point dans Park, on peut associer un ensemble de triplets de tensions de sortie et chaque tension de sortie peut elle même être réalisée à partir de différentes configurations. C'est pourquoi le nombre de cas à traiter augmente rapidement avec le nombre de cellules, ce qui rend difficile l'application de la méthode précédente. Le nombre de cas à traiter peut être réduit en utilisant certaines symétries, ou encore en introduisant des contraintes sur la politique de gestion des commutations, mais on ne veut pas introduire de contrainte de façon à exploiter au mieux les possibilités de cet onduleur. Pour la suite, on va garder cette idée, qui consiste à pré-calculer certaines parties du modèle. Mais on va voir que l'on peut réduire le nombre de calculs en n'utilisant pas le modèle sous sa forme matricielle.

V.4.4. Aspect temps réel :

Lors des essais qui ont permis de choisir le modèle utilisé, on a vu que le filtre de Kalman temps variant permettait d'obtenir de bons résultats. Mais l'inconvénient principal est la dimension importante du modèle qui doit être obtenu en temps réel (à chaque intervalle). Afin d'obtenir un algorithme rapide, plusieurs approches ont été étudiées :

- utiliser le modèle sans complètement l'expliquer
- simplifier le modèle pour la prédiction de la covariance
- utiliser la forme de la matrice de sortie : C
- travailler sur plusieurs intervalles (demi-petite période)

V.4.4.1. au niveau du modèle : variable intermédiaire

On va voir dans cette partie comment obtenir les flux et V_{ci} sans construire la matrice échantillonnée du deuxième ordre complète. Pour cela, on va utiliser une variable intermédiaire qui est l'intégrale du courant sur l'intervalle. Elle évite de construire et d'utiliser le modèle d'état avec les intercorrélations de la commande.

On va exploiter les matrices du modèle discret du second ordre définies en II.5.2. La partie de la matrice A_{MODk11} permettant de passer des courants et flux aux courants au bout de T_e est rappelée ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 W_1 &= I_2 + T_e \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} a & -p_o & b & cp_o \\ p_o & a & -cp_o & b \end{bmatrix}}_{W3} \\
 &\frac{T_e^2}{2} \begin{bmatrix} a^2 - p_o^2 - bR_s & p_o(-2a - cR_s) & ab + cp_o^2 & p_o(-b + ac) \\ -p_o(-2a - cR_s) & a^2 - p_o^2 - bR_s & -p_o(-b + ac) & ab + cp_o^2 \end{bmatrix} \\
 &\underbrace{-\frac{T_e^2}{2.6.C} \begin{bmatrix} c(4n_{bras1} + n_{bras2} + n_{bras3}) & \sqrt{3}c(-n_{bras2} + n_{bras3}) & 0 & 0 \\ \sqrt{3}c(-n_{bras2} + n_{bras3}) & 3c(n_{bras2} + n_{bras3}) & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{W4}
 \end{aligned} \tag{V.34}$$

La partie de la matrice A_{MODk12} permettant de passer des Vci aux courants est rappelée ci-dessous :

$$W_2 = \underbrace{-T_e \cdot c \cdot M_{cb} \cdot M_{com}}_{W5} \cdot M_{\delta 1k} - \underbrace{\frac{T_e^2}{2} (a \cdot c + b) M_{cb} \cdot M_{com}}_{W6} \cdot M_{\delta 1k} \quad (V.35)$$

Comme les tensions de sortie de l'onduleur s'obtiennent par :

$$V_{S123k} = -M_{\delta 1k} \cdot V_{Cik} \quad (V.36)$$

la prédiction du courant au premier ordre est donnée par :

$$\begin{aligned} {}^1 I_{S\alpha\beta_{k+1}} &= \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}_{k+1} \\ &= W_3 \begin{bmatrix} I_{s\alpha\beta} \\ \phi_{s\alpha\beta} \end{bmatrix}_k - W_5 \cdot V_{S123k} \\ &= I_2 + T_e \cdot \begin{bmatrix} a & -p_o & b & cp_o \\ p_o & a & -cp_o & b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha\beta} \\ \phi_{s\alpha\beta} \end{bmatrix}_k + T_e \cdot c \cdot M_{cb} \cdot M_{com} \cdot V_{S123k} \end{aligned} \quad (V.37)$$

Ainsi, la prédiction du courant au second ordre peut alors s'exprimer à partir de celui du premier par :

$$\begin{aligned} {}^2 I_{S\alpha\beta_{k+1}} &= \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}_{k+1} \\ &= W_1 \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha\beta} \\ \phi_{s\alpha\beta} \end{bmatrix}_k + W_2 \cdot V_{Cik} \\ &= (W_3 + W_4) \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha\beta} \\ \phi_{s\alpha\beta} \end{bmatrix}_k - (W_5 + W_6) \cdot V_{S123k} \\ &= \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}_{k+1} + W_4 \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha\beta} \\ \phi_{s\alpha\beta} \end{bmatrix}_k - W_6 \cdot V_{S123k} \\ &= \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}_{k+1} + W_4 \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha\beta} \\ \phi_{s\alpha\beta} \end{bmatrix}_k + \frac{T_e^2}{2} (a \cdot c + b) \underbrace{M_{cb} \cdot M_{com}}_{M_{cbcom}} \cdot V_{S123k} \end{aligned} \quad (V.38)$$

Pour obtenir la prédiction au second ordre des flux et Vci, on peut utiliser l'intégrale du courant sur l'intervalle. Pour cela, il suffit de prendre le courant au début et celui prédit à la fin de l'intervalle (au premier ordre) :

$${}^1 I_k = \frac{T_e}{2} \left(\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}_{k+1} + \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}_k \right) \quad (V.39)$$

Pour les flux et V_{ci} , on a les deux expressions suivantes :

- pour les flux statoriques :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix}_k - R_s ({}^1I_k) - T_e \underbrace{M_{cb} \cdot M_{com}}_{M_{cbcom}} \cdot V_{S_{123k}} \quad (\text{V.40})$$

- pour les tensions de condensateur :

$$V_{C_{k+1}} = V_{C_k} + M_{\delta 2k}^T \cdot \frac{M_{icb}}{C} \cdot ({}^1I_k) \quad (\text{V.41})$$

Comme on a :

$$M_{\delta 2k}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ M_{\delta}^{1T} & 0 & 0 \\ 0 & M_{\delta}^{2T} & 0 \\ 0 & 0 & M_{\delta}^{3T} \end{bmatrix} \quad (\text{V.42})$$

en notant :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \frac{M_{icb}}{C} \cdot ({}^1I_k) \quad (\text{V.43})$$

on a finalement :

$$V_{C_{k+1}} = V_{C_k} + \begin{bmatrix} a_1 \cdot M_{\delta}^{1T} \\ a_2 \cdot M_{\delta}^{2T} \\ a_3 \cdot M_{\delta}^{3T} \end{bmatrix} \quad (\text{V.44})$$

ce qui revient seulement à des additions ou soustractions suivant les signes contenus dans les matrices de commande $M_{\delta}^{i,T}$ (1, -1, 0).

Les différentes étapes de calculs sont rappelées ci-dessous :

- Calculer $V_{S_{123k}}$ avec (V.36)
- Calculer ${}^1I_{s_{\alpha\beta_{k+1}}}$ avec (V.37)
- Calculer 1I_k avec (V.39)
- Calculer $\phi_{s_{\alpha\beta_{k+1}}}$ avec (V.40)
- Calculer $V_{C_{k+1}}$ avec (V.43) et (V.44)
- Calculer ${}^2I_{s_{\alpha\beta_{k+1}}}$ avec (V.38)

On commence par calculer le courant en 'k+1' au premier ordre. Ensuite, on utilise cette valeur et celle au début de l'intervalle pour obtenir l'intégrale du courant, en faisant une approximation linéaire (bloqueur d'ordre 1). Cette intégrale est utilisée pour la remise à jour

des variables d'état du flux et des tensions de condensateur. Pour finir, on calcul le courant au second ordre, pour avoir toutes les variables au même ordre.

Les expressions sont très simples. La commande apparaît sous la forme la plus condensée possible contrairement à la matrice d'état dans laquelle la commande est répartie un peu de partout. Certaines parties peuvent être tabulées en fonction du pas d'échantillonnage T_e et de la vitesse du moteur p_o . On peut remarquer que la vitesse du moteur intervient seulement lors du calcul du courant.

V.4.4.2. au niveau des équations de Kalman :

Utilisation d'un modèle simplifié pour la prédiction de l'état :

La matrice qui est utilisée pour la prédiction de l'état n'est pas obligatoirement la même que celle utilisée dans la prédiction de la covariance. La prédiction de la covariance se fait avec :

$$P_{t+1|t} = A_t \cdot P_{t|t} \cdot A_t^T + Q_t \quad (\text{V.45})$$

On ne va pas utiliser la matrice d'état A_t entière mais seulement les deux premières lignes. Le reste de la matrice est l'identité. En faisant cela, on considère le courant variable d'une part et les flux et tensions de condensateur constants d'autre part. Cette matrice contient suffisamment d'information pour permettre un fonctionnement correct.

Remarque : la dynamique non exploitée dans la prédiction de la covariance est utilisée lors de la prédiction de l'état.

Le graphique suivant explicite la structure des matrices :

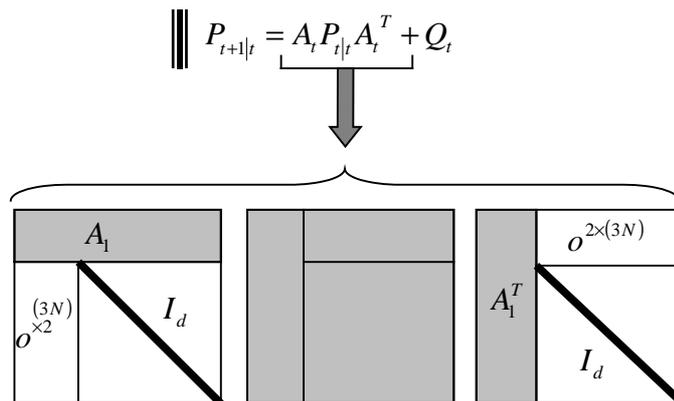


Figure V.11 Structure des matrices pour la prédiction de P_t .

où A_1 représente seulement les deux premières lignes du modèle discret du second ordre (dynamique du courant).

Pour calculer la matrice de covariance (une itération) avec une prédiction et une remise à jour, le nombre de multiplications est donné pour différents nombres de cellules :

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$
N_x	115	256	451	700

Tableau V.2 Nombre de multiplications pour P (avec modèle simplifié).

Par rapport à l'utilisation de la matrice A_t entière, la réduction du nombre de calculs pour différents N est de :

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$
N_x	1,5	2,2	3	3,9

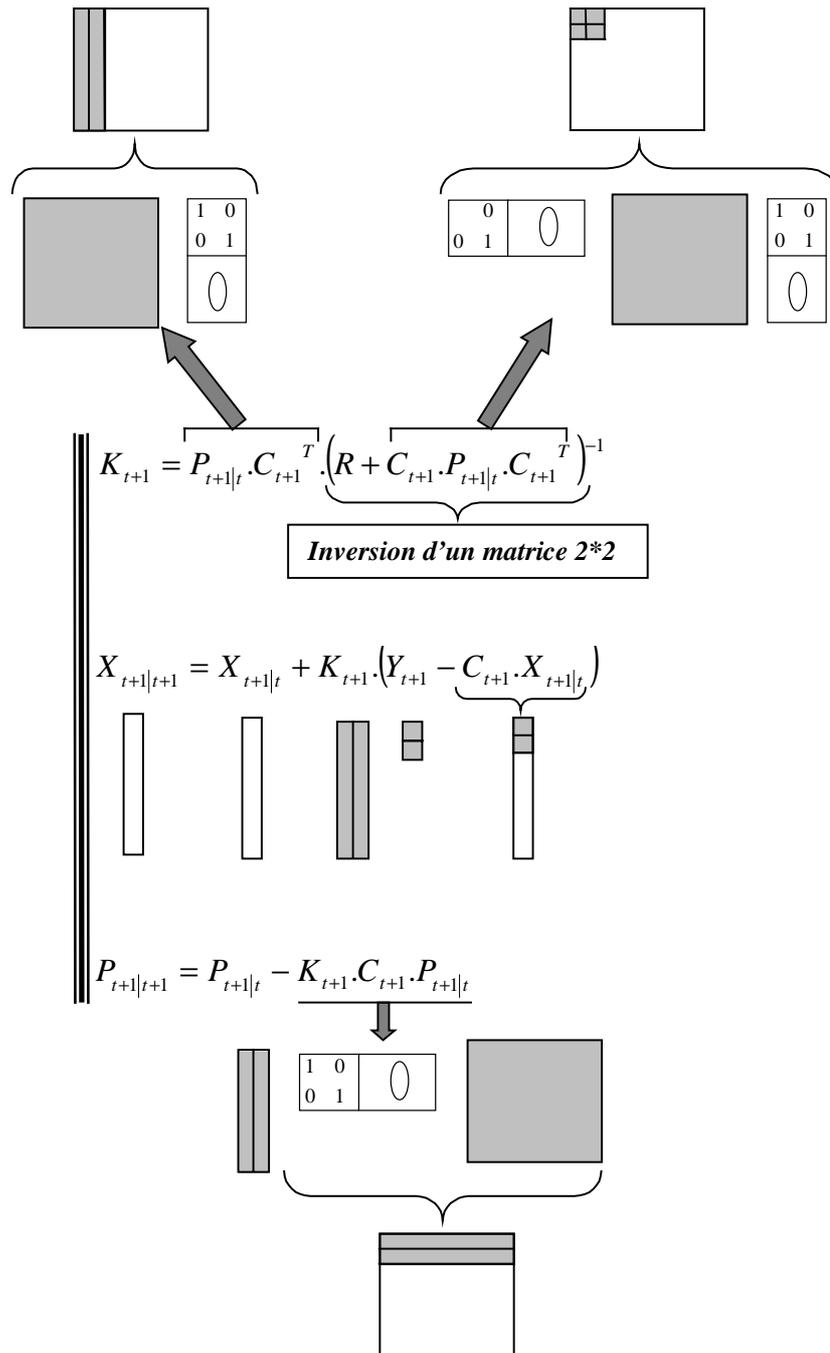
Tableau V.3 Réduction du nombre de calculs pour P avec le modèle simplifié par rapport au complet.

Plus le temps d'exécution de l'algorithme est rapide, plus il y aura de temps pour d'autres tâches. Un petit calcul montre l'applicabilité de l'algorithme. La simplification effectuée est donc très utile du point de vue de l'implantation en temps réel.

Simplification dues à la forme de C_t :

En exploitant la forme simple de la matrice de sortie C_t , on peut réduire le nombre de calculs. Cette forme simple est due au fait que l'on mesure les courants statoriques qui sont également des variables d'état du moteur. La Figure V.12 montre les simplifications apportées par la forme de C_t , pour les trois équations de Kalman où intervient cette matrice, c'est à dire :

- le gain de Kalman K_{t+1}
- la correction de l'état X_{t+1} à postériori
- la mise à jour de P_{t+1} à postériori

Figure V.12 Simplifications de calculs dues à la forme de la matrice C_t .

V.4.4.3. travail à des horizons de temps différents :

Mise à jour du gain :

On peut remettre à jour le gain de Kalman (K_t) et la matrice de covariance (P_t) à des niveaux temporels différents. On peut garder le même gain de Kalman plusieurs fois de suite et faire la remise à jour avec P_t à une fréquence plus faible (de temps en temps). Ce principe a été utilisé en [HAS99] afin d'obtenir un filtre de Kalman très rapide. Cet aspect n'a pas été exploité.

Fréquence des mesures :

Jusqu'à présent, on a supposé que l'on disposait d'une mesure d'une façon asynchrone à la fin de chaque intervalle (point dans Park). De nos jours, il existe des capteurs de courant pouvant donner des mesures toutes les $50\mu s$. Mais cette vitesse est limitée par la vitesse d'acquisition de la carte DSP qui fonctionne de façon synchrone. Peut-on alors n'exploiter que quelques mesures au lieu des 4 par demi-petite période et cela de façon synchrone ?. La réponse est favorable.

La figure suivante représente deux types de mesures : mesures asynchrones et mesures synchrones.

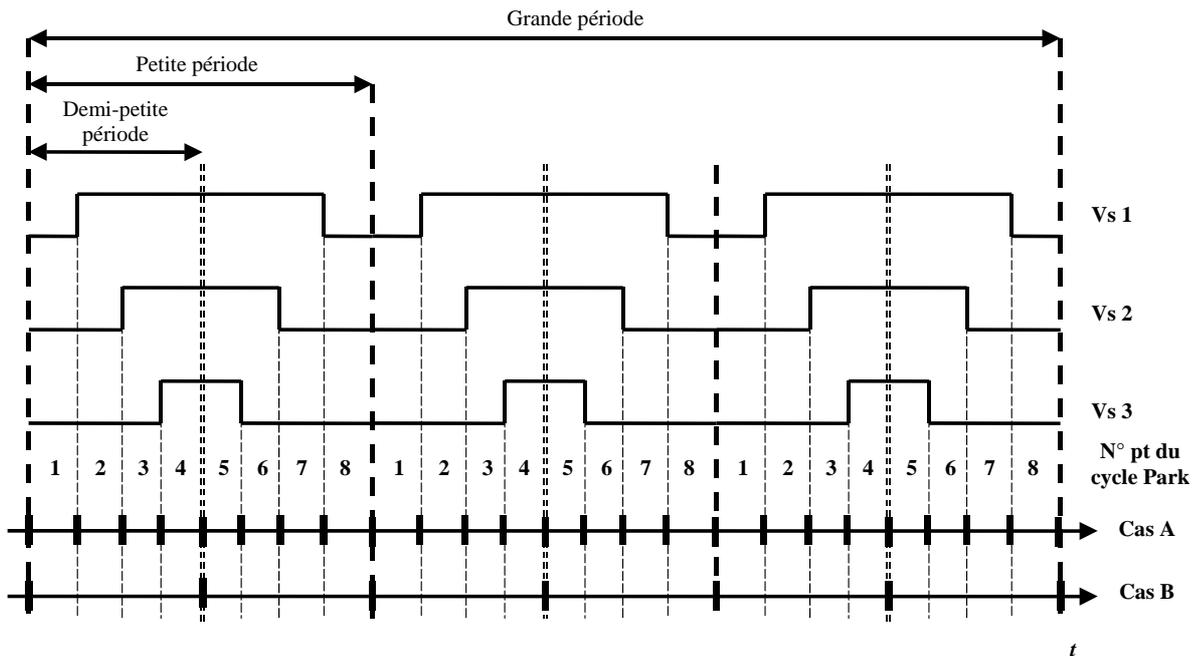


Figure V.13 Représentation des instants de mesure par rapport à la tension de sortie et cycle dans Park.

Les mesures asynchrones s'effectuent à chaque changement de point dans le cycle de Park (cas A), contrairement aux mesures synchrones qui s'effectuent chaque demi-petite période (cas B). Le choix final s'est porté sur le cas synchrone, car il permet une estimation suffisamment correcte et donne une fréquence d'échantillonnage égale à la période de commande du moteur (demi-petite période). Des études sont en cours au LAG pour optimiser les instants d'échantillonnage afin d'être plus robuste par rapport à une erreur de l'instant d'échantillonnage.

On peut alors refaire la mise à jour de P_t toutes les demi-petites périodes en fonction de la commande de l'onduleur sur cet horizon. Pour cela, il est possible de faire une moyenne de la partie onduleur sur le modèle complet du premier ordre. Mais l'état estimé est calculé pour chaque intervalle, car la commande active (CVC active) travaille au niveau de l'intervalle. Des résultats de simulation sont donnés en V.4.6.

V.4.5. Estimation de variables supplémentaires :

Offsets de courant :

Le filtre de Kalman essaye de trouver l'état qui explique au mieux la valeur des sorties aux sens des moindres carrés. S'il y a une erreur sur les mesures due à une partie non modélisée ou une non linéarité de capteur, il donnera un état qui sera erroné, ce qui conduira à des variations très importantes sur l'erreur d'innovation mais il arrivera très bien à suivre le courant biaisé.

Pour ne plus être sensible aux offsets de courant, il est nécessaire de les estimer conjointement à l'état moteur+onduleur. En ayant une estimation de ces offsets, on peut les corriger. Un moyen simple est de filtrer les offsets estimés par un passe-bas, puis de les soustraire aux mesures entrant dans l'observateur. Ce courant corrigé peut ensuite être exploité par les commandes par exemple.

Le schéma bloc pour compenser les offsets des capteurs de courant est le suivant :

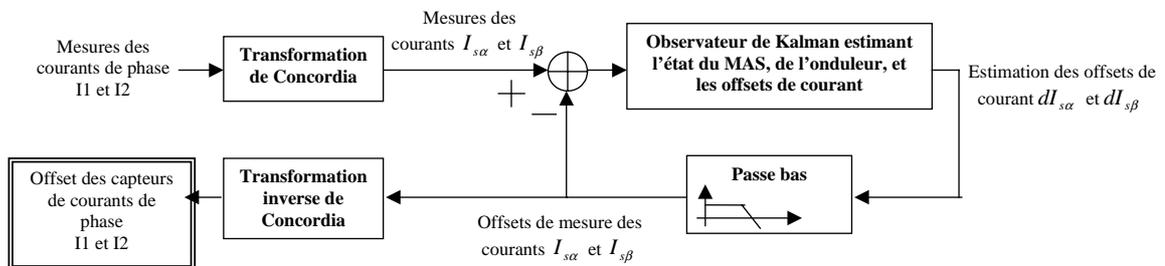


Figure V.14 Principe d'estimation et de compensation des offsets des capteurs de courant.

Un essai montre le comportement de l'estimée sans et avec estimation des offsets de courant, pour cela voir l'essai intitulé « avec offset des capteurs : » à la page 182.

Tension du bus (Ed) :

La tension du bus est généralement mesurée. Mais son estimation peut être intéressante d'un point de vue diagnostic du capteur, et pour le remplacer lorsqu'il est considéré comme défaillant. La défaillance peut être détectée en comparant les deux résultats.

V.4.6. Essais de l'observateur :

De nombreux essais avec différentes précisions de modèle lors de la prédiction de l'état ou de la covariance ont été effectués. Ceci afin de déterminer quel modèle est le meilleur compromis entre le nombre de calculs et la précision des résultats. (voir la partie V.4.3)

Ensuite on montre qu'il est possible non seulement d'estimer les variables du moteur et de l'onduleur, mais également la tension du bus d'alimentation de l'onduleur (voir la partie V.4.6.2) et les offsets des capteurs de courant si nécessaire (voir la partie V.4.6.4).

Ensuite la robustesse de l'observateur a été testé en présence :

- de bruit de mesure
- d'erreurs paramétriques

Tous les essais ont été réalisés en utilisant une mesure par demi-petite période. Cela correspond à $2N$ mesures synchrones durant une grande période de l'onduleur (DTML). La durée entre deux mesures successives est de $DTML/2N$ (s). Dans tous les essais, on a pris $DTML = 2.5ms$, ce qui donne une mesure toutes les $0.4167ms$, soit une fréquence fixe de $2400Hz$. Un capteur seul peut fournir une mesure toutes les $50 \cdot 10^{-6}s$, on fonctionne donc à une fréquence 8 fois plus faible que les possibilités du capteur. Les mesures étant synchrones, on a un temps fixe pour calculer les gains, les prédictions... de l'observateur. Le nombre de calculs est lié à la dimension du vecteur d'état, la durée d'exécution disponible pour l'observateur déterminera le nombre maximum de cellules qui peut être pris en compte.

Les essais sont effectués pour un onduleur à 3 cellules (4 niveaux). On a deux variables d'état représentant les tensions de condensateur par phase. La tension du bus est considérée ici comme une variable d'état. Ainsi, on peut l'estimer ou non en modifiant la covariance associée. En estimant que les tensions de condensateur et l'état du moteur, le nombre de variables est au total de $3.(N-1)+4$. Le modèle du moteur asynchrone est celui en (α, β) en prenant comme variables d'état : les flux et courants statoriques. Les composantes du vecteur d'état sont au nombre de 11, avec :

$$X = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \phi_{s\alpha} \quad \phi_{s\beta} \quad E_d \quad Vc_2^1 \quad Vc_1^1 \quad Vc_2^2 \quad Vc_1^2 \quad Vc_2^3 \quad Vc_1^3]^T \quad (V.46)$$

Les paramètres du moteur et de l'onduleur pour ces essais sont donnés en Annexe A.

Le modèle utilisé pour Kalman est un deuxième ordre pour la prédiction de l'état est un premier ordre simplifié pour la prédiction de la covariance.

Les consignes du moteur et les tensions de condensateur de l'onduleur réelles sont représentées dans les deux figures suivantes :

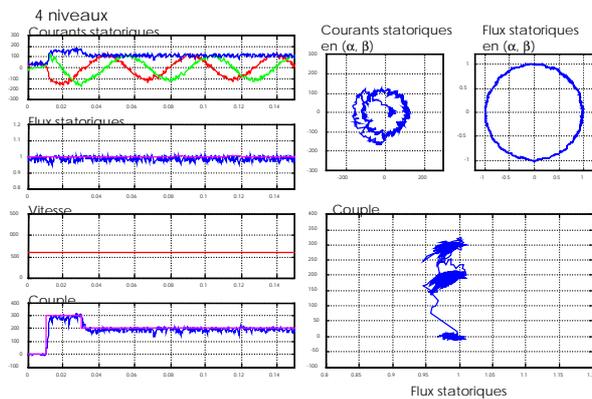


Figure V.15 Régulation du flux et du couple du moteur

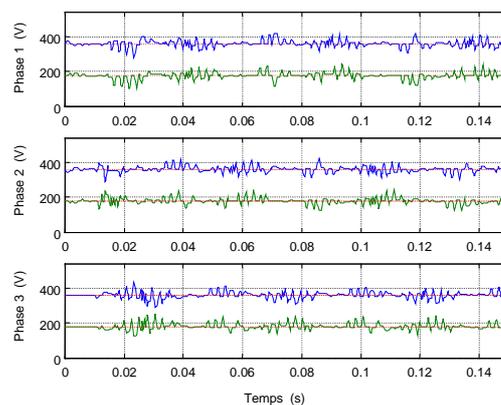


Figure V.16 Régulation des tensions de condensateur

V.4.6.1. en condition normale :

Cet essai donne les erreurs d'estimation du flux et des V_{ci} dans un contexte idéal. On peut remarquer que le modèle retenu et les modifications du Kalman donnent de bons résultats.

Les coefficients des matrices de Kalman sont : $R=0.001$, $Q(\text{moteur})=0.0001$, $Q(\text{onduleur})=0.0001$.

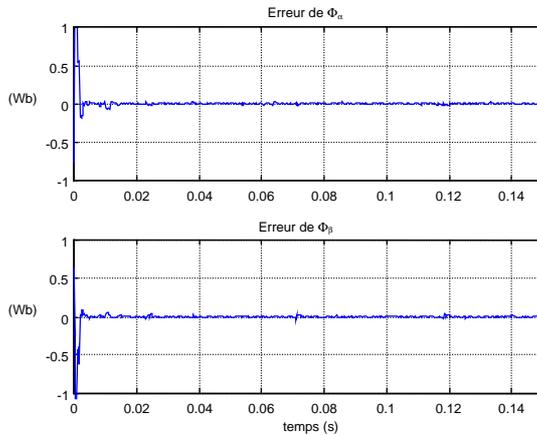


Figure V.17 Erreurs sur le flux statorique.

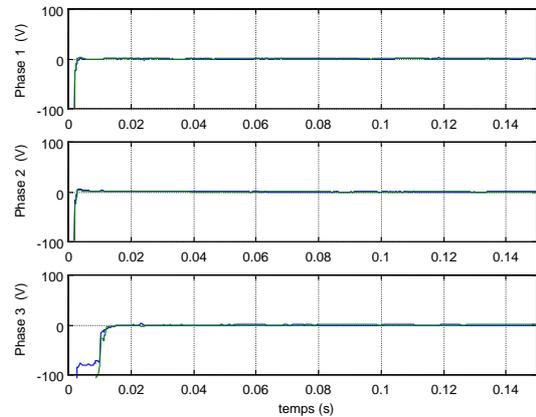


Figure V.18 Erreurs sur les V_{ci} .

V.4.6.2. estimation de la tension du bus (Ed) :

Dans cette partie, on estime une variable supplémentaire : la tension du bus. Les coefficients des matrices de Kalman sont : $R=0.00001$, $Q(\text{moteur})=0.0001$, $Q(\text{onduleur})=1$.

On voit que l'observateur arrive bien à l'estimer. Il n'y a aucune erreur statique. Les estimations de courants et flux sont très sensibles à l'erreur sur la tension du bus, car ils convergent seulement une fois l'erreur de tension suffisamment faible.

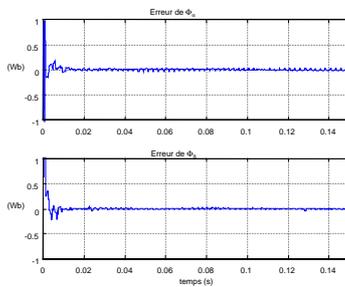


Figure V.19 Erreurs sur le flux statorique.

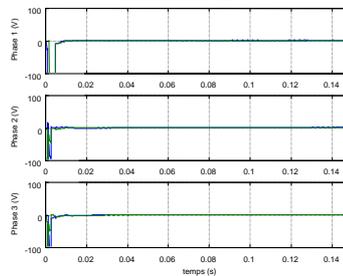


Figure V.20 Erreurs sur les V_{ci} .

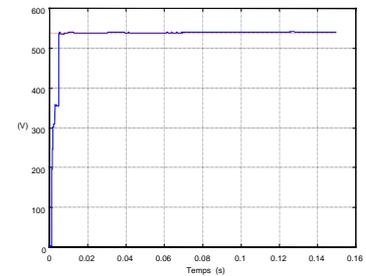


Figure V.21 Tension du bus estimée.

V.4.6.3. avec bruit de mesure :

Ce test permet de vérifier que l'observateur se comporte bien en présence de bruit sur les mesures. Pour cela l'observateur a été soumis à une perturbation de type aléatoire additionnée à une sinusoïde.

Les coefficients des matrices de Kalman sont : $R=25$, $Q(\text{moteur})=0.0001$, $Q(\text{onduleur})=0.01$.

Cet essai permet de voir le comportement devant une perturbation à deux échelles de temps différentes : à la fois très rapide (aléatoire) et très lente (sinusoïde) devant la fréquence de l'onduleur. On perturbe les deux courants de phase I1 et I2, le troisième est l'opposé de la somme des deux autres, car on suppose le système équilibré. Le signal aléatoire a un écart

type de 5A et l'amplitude du signal sinusoïdal est de 5A avec un déphasage de π entre I1 et I2. La perturbation résultante varie entre $\pm 15A$. Les courants de phase varient entre $\pm 100A$, ce qui fait une perturbation totale de 15%.

La matrice R a été augmentée de façon à filtrer d'avantage le bruit de mesure. L'erreur de courant ressemble plutôt au signal sinusoïdal du bruit de mesure, car la perturbation aléatoire a été très atténuée. Les erreurs d'estimation convergent rapidement et correctement (car R n'est pas excessif), puis restent stables avec une petite ondulation acceptable (réglable par R).

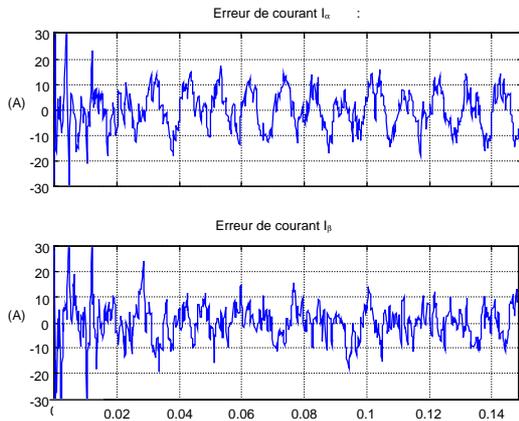


Figure V.22 Erreur sur le courant.

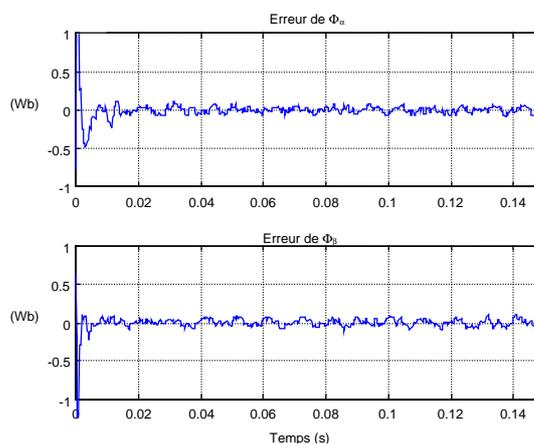


Figure V.23 Erreurs sur le flux statorique.

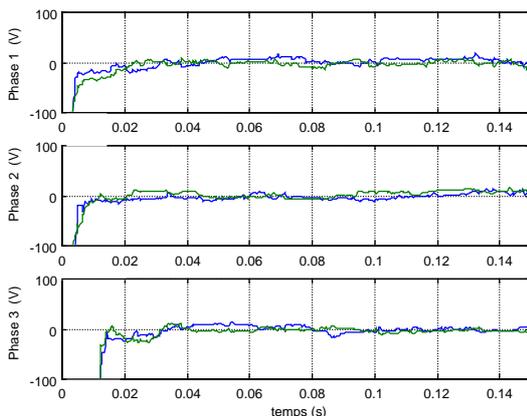


Figure V.24 Erreurs sur les V_{ci} .

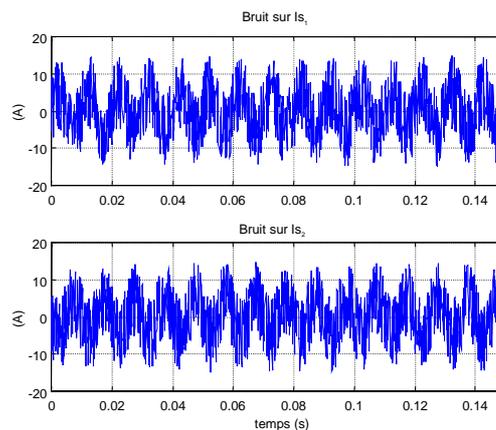


Figure V.25 Perturbations des courants.

V.4.6.4. avec offset des capteurs :

Les perturbations de l'essai précédent sont à valeur moyenne nulle, c'est pourquoi dans cet essai on simule cette fois-ci une perturbation constante sur un des deux capteurs de courant de phase, ce qui correspond à un offset de capteur de courant. L'amplitude du décalage constant sur le courant de phase I1 est de 10A, soit 10% de sa valeur maximum, et nulle pour I2. Comme on suppose les courants équilibrés cela correspond à un décalage de courant de phase si l'on avait trois capteurs de :

- pour I1 de 10 (A)
- pour I2 de 0 (A)
- pour I3 de -10 (A)

Cela correspond à un décalage pour le courant de Park donné par : $Mcb*[10;0;-10]$, soit 12.24 (A) pour $I_{s\alpha}$ et 7.07 (A) pour $I_{s\beta}$.

Sans estimation du biais de courant :

On voit que les tensions et flux convergent correctement avec un léger décalage pour le flux statorique $I_{s\beta}$, cela dépend de la phase de l'offset que l'on introduit. L'erreur d'estimation des deux courants statoriques, par rapport aux courants sans offset montre qu'il existe un décalage de 12.3(A) pour $I_{s\alpha}$ et de 7(A) pour $I_{s\beta}$. On retrouve bien les valeurs d'erreur de courant qui ont été introduites. Le filtre de Kalman cherche l'état qui explique au mieux le courant erroné, c'est pourquoi l'estimation du flux et des Vci est perturbée.

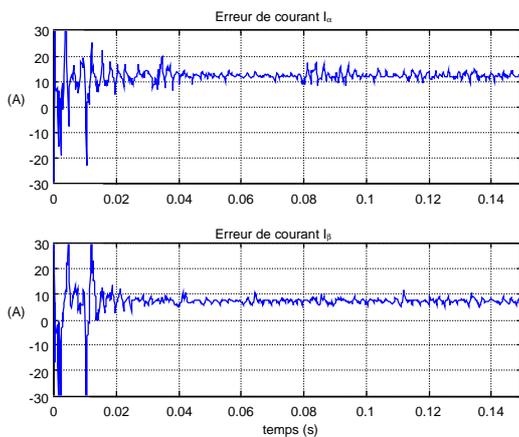


Figure V.26 Erreurs sur le courant.

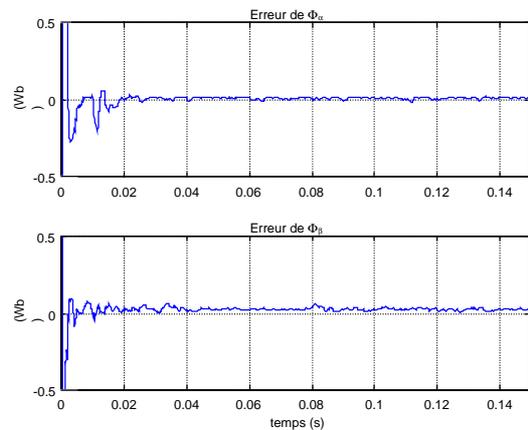


Figure V.27 Erreurs sur le flux statorique.

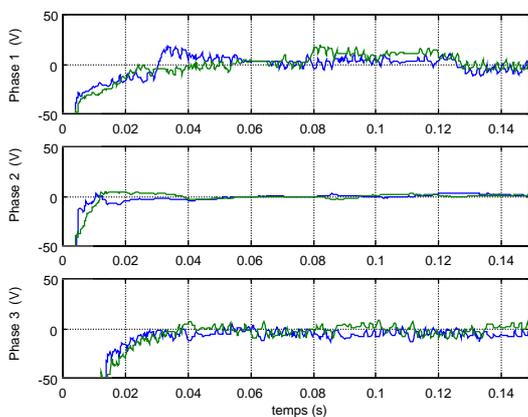


Figure V.28 Erreurs sur les Vci.

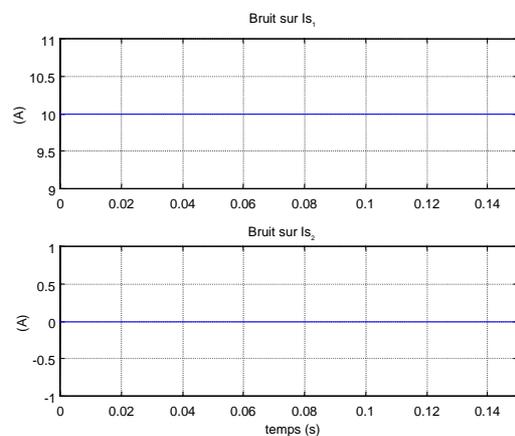


Figure V.29 Perturbations de courants.

Avec estimation du biais de courant :

En estimant les deux offsets de courant, on obtient cette fois-ci une erreur d'estimation des courants nulle. Les erreurs pour le flux et les Vci sont plus lisses et surtout centrées. On a retrouvé un comportement correct.

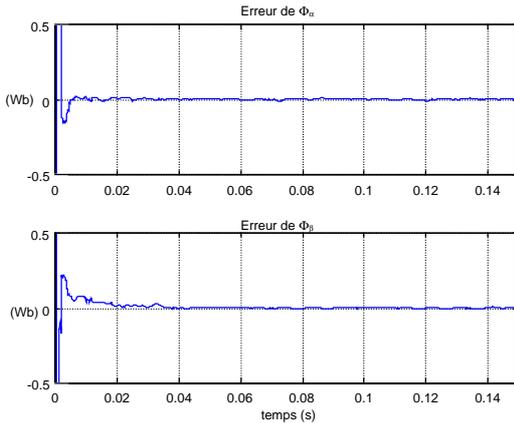


Figure V.30 Erreurs sur le flux statorique.

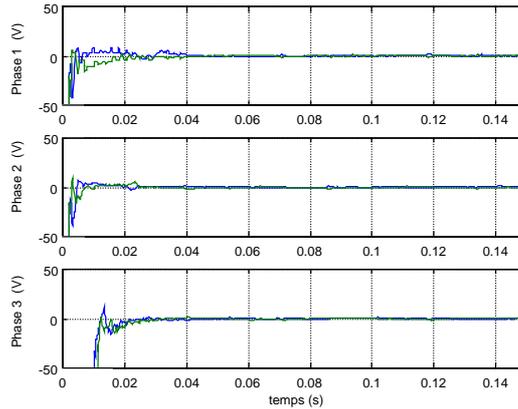


Figure V.31 Erreurs sur les Vci.

V.4.6.5. avec des perturbations paramétriques :

Dans cette partie, on va étudier le comportement de l'observateur en présence d'erreurs paramétriques. Pour chaque essai, on fait varier un paramètre du modèle de l'observateur par rapport au vrai modèle du système. Le premier essai est testé avec du bruit.

Paramètres	Symboles	Figure V.33	Figure V.34	Figure V.35	Figure V.36	Figure V.37
résistance rotorique	Rr	+100%	0	0	0	0
résistance statorique	Rs	0	+100%	0	0	0
inductance de fuite rotorique	Lfr	0	0	+50%	0	0
inductance de fuite statorique	Lfs	0	0	0	+50%	0
mutuelle inductance	M	0	0	0	0	+50%

Figure V.32 Conditions de simulation (perturbations paramétriques).

Les coefficients des matrices de Kalman sont : $R=10$, $Q(\text{moteur})= 0.00001$, $Q(\text{onduleur})= 0.000001$. Pour chaque cas, la figure de gauche représente l'erreur d'estimation de flux dans l'intervalle $[-0.5 ; +0.5]$ (Wb), et celle de droite correspond aux erreurs sur les tensions de condensateur $[-50 ; +50]$ (V).

Ces résultats montrent que l'observateur est suffisamment robuste aux erreurs paramétriques.

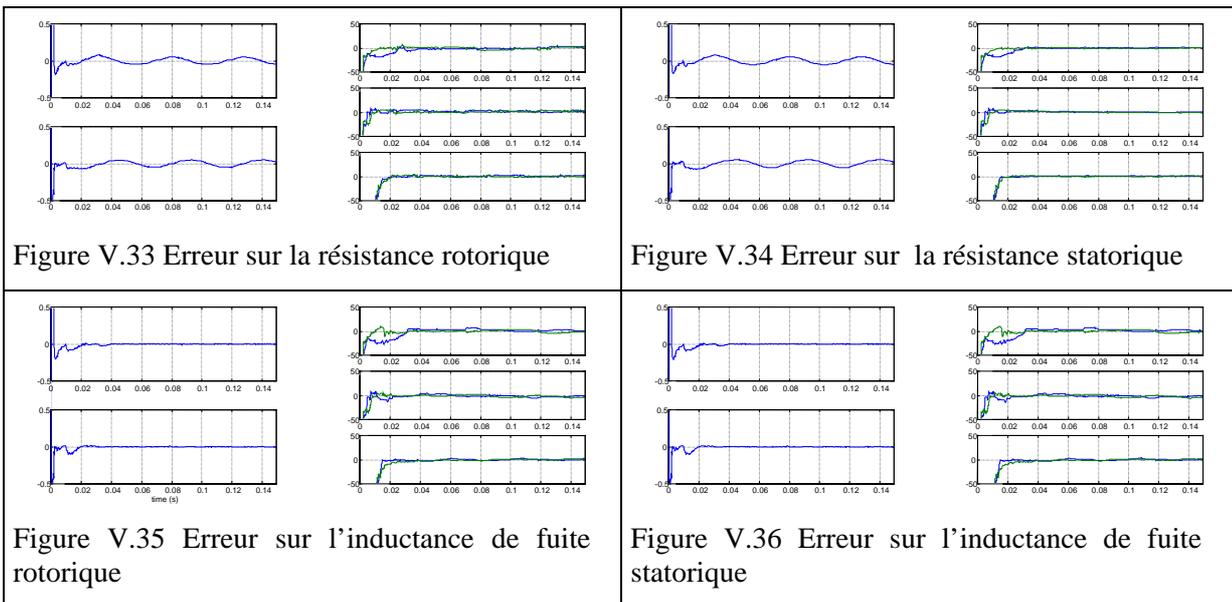
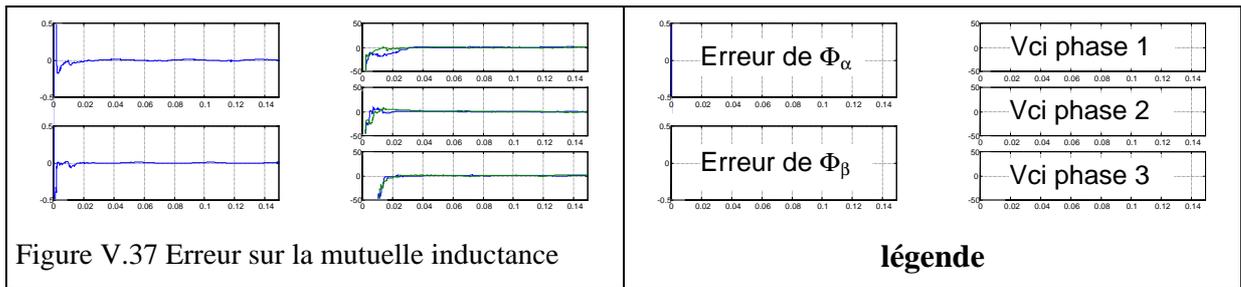


Figure V.33 Erreur sur la résistance rotorique

Figure V.34 Erreur sur la résistance statorique

Figure V.35 Erreur sur l'inductance de fuite rotorique

Figure V.36 Erreur sur l'inductance de fuite statorique



V.4.7. Conclusion générale : avec capteur de courant (cas b)

En séparant l'observateur de la charge et celui de l'onduleur, on peut avoir des résultats à condition d'avoir beaucoup de mesures dans un intervalle, ce qui n'est pas le cas en pratique. C'est pourquoi il faut estimer conjointement les états de la charge et de l'onduleur. Ainsi l'observateur est plus robuste et la fréquence des mesures peut être beaucoup plus faible. Comme le modèle devient plus complet, cela permet d'avoir une vitesse et une précision beaucoup plus importantes.

De nombreux essais ont permis de choisir l'ordre de discrétisation nécessaire pour avoir suffisamment de précision et pouvoir l'exploiter facilement (temps de calcul), la précision étant jugée par rapport à la variation des tensions de condensateur. Cette dernière est importante car elle va agir sur le fonctionnement des commandes actives de l'onduleur et de la charge.

Afin de pouvoir utiliser l'observateur en temps réel, différents axes ont été essayés : modèles différents pour la prédiction de l'état et de la matrice de covariance, simplification de calculs des équations de Kalman, travail à des horizons temporels différents (mesures).

On a un nombre de paramètres à estimer important car on est obligé d'estimer conjointement les variables d'état du moteur et de l'onduleur pour avoir plus de robustesse. Mais la matrice discrète du second ordre a été complètement explicitée. Elle peut être obtenue très rapidement avec une tabulation en fonction de la vitesse du moteur et du pas d'échantillonnage. Une autre façon pour obtenir la prédiction de l'état est de passer par une variable intermédiaire permettant de ne pas construire la matrice discrète complète avec toutes les intercorrélations des positions des commutateurs. Le nombre de calculs est ainsi limité.

Les calculs du filtre de Kalman ont été réduits en ne prenant en compte que la partie modélisation du courant et en considérant les autres variables d'état comme des constantes. Ce résultat est important du point de vue application car il réduit considérablement le nombre de calculs à effectuer.

L'observateur obtenu a été testé en présence d'erreurs paramétriques et de bruit afin de le valider en simulation. Il montre de bonnes performances.

Les essais ont été réalisés en prenant une mesure toutes les demi-petites périodes. Ces essais ont montré d'une part qu'il n'est pas nécessaire d'avoir une mesure à chaque point dans Park, d'autre part que la qualité des estimées ne s'en ressent pas tellement, seule la vitesse de convergence par rapport au temps diminue mais celle par rapport aux nombres de mesures reste la même. Cette fréquence de mesure a été choisie car elle permet d'avoir des acquisitions de données synchrones, à une fréquence suffisamment élevée.

On peut également estimer des variables supplémentaires comme les offsets de capteurs de courant ou la tension du bus. On peut ainsi compenser un décalage du réglage du zéro des capteurs de courant, ou bien faire le diagnostic du capteur de tension du bus.

En ce qui concerne l'observabilité, l'utilisation de Kalman permet d'avoir accès aux covariances des estimées. Ainsi, il est possible d'agir sur la commande de façon à rendre le système suffisamment observable en moyenne. Un autre moyen pour avoir une idée de l'observabilité serait de regarder le rang de la matrice S construite à l'aide de la commande de l'onduleur, mais un travail plus complet doit être fait sur le nombre de mesures et les instants judicieux par rapport à la commande.

V.5. Conclusion

La difficulté du problème de l'observation des tensions de condensateur n'est pas la même suivant le type de capteur à sa disposition : *capteurs de tension ou capteurs de courant*. Dans le cas où l'on dispose de mesures de tension, on peut estimer l'état du convertisseur sans avoir besoin d'une connaissance de la charge, par contre si l'on a seulement des mesures de courant, il est nécessaire de faire une estimation conjointe de l'état du convertisseur et de sa charge en utilisant un seul modèle représentant l'ensemble. Les deux cas ont été traités.

Avec des **capteurs de tension**, l'observation revient à résoudre un système linéaire car la tension de sortie du bras est une combinaison linéaire des tensions recherchées. La méthode utilisée est une méthode indirecte : méthode à relaxation. Elle est sous forme itérative et elle travaille avec une seule mesure à la fois (correspondant à une seule ligne du système). Une nouvelle estimation se fait sans utiliser les mesures précédentes et avec peu de calculs. Comme elle utilise une mesure à la fois, il est ainsi facile de passer du cas monophasé au cas triphasé. Afin de tenir compte des variations de tension de condensateur, on peut inclure un terme représentant la dynamique. Pour avoir un résultat correct, il suffit d'avoir une observabilité moyenne suffisante. Ainsi les contraintes sur la commande sont à peu près nulles, ce qui permet d'utiliser les performances de ce type de convertisseur. La précision atteinte est largement suffisante pour une commande active. Elle ne modifie l'estimation d'une variable que si elle intervient dans la mesure, ainsi il n'y a pas de divergence lorsque l'observabilité n'est plus assurée durant un temps.

Avec des **capteurs de courant**, il faut raisonner d'une façon globale, en utilisant le fait que la tension d'alimentation de la charge n'est pas quelconque mais résulte d'une combinaison linéaire des variables d'état de l'onduleur. Pour réaliser l'estimation simultanée des variables de la charge et du convertisseur, on a utilisé un filtre de Kalman car celui-ci est sous forme récursive et convient bien au problème. Le modèle choisi est un modèle discret du second ordre. Les nombreuses améliorations et simplifications de l'algorithme apportées permettent de réduire le nombre de calculs, afin de le rendre implémentable. Des résultats de simulation montrent son bon fonctionnement même en présence de perturbations paramétriques de la charge. Cet observateur sera utilisé lors de la simulation du système global en VI.4.3 (p205).

CHAPITRE VI

APPLICATION ONDULEUR ET MOTEUR

Ce chapitre permet de présenter une commande de moteur asynchrone et de valider l'approche qui a été faite tout au long de l'étude. Les commandes et observateurs qui ont été testés indépendamment dans les chapitres précédents ont été validés cette fois-ci ensembles, au sein d'un même système. La simulation présente le cas d'une commande active de l'onduleur (CVC active) et de l'observateur sans capteur de tension. La charge est un moteur asynchrone soumis à un couple résistant afin d'avoir une vitesse variable au cours du temps. Les résultats de cette simulation montrent que les performances atteintes sont très satisfaisantes pour considérer une validation en banc d'essais.

La commande multiniveaux du moteur asynchrone est une commande par cycles limites contrôlés sous contraintes fréquentielles. Les deux premières parties permettent de comprendre son fonctionnement. Elle permet une grande dynamique du couple tout en travaillant à fréquence fixe, ce qui permet de limiter le taux de commutations de l'onduleur.

CHAPITRE VI

APPLICATION ONDULEUR ET MOTEUR

VI.1. Introduction :

Ce chapitre est consacré à une commande multiniveaux du moteur asynchrone et à son application avec celle de l'onduleur et de l'observateur dans un système complet. Cette commande du moteur est une commande par cycles limites contrôlés sous contraintes fréquentielles [BOR00, THO00]. Elle est basée sur l'utilisation de cycles dans le domaine (α, β) .

C'est pourquoi, la première partie (analyse géométrique) est consacrée à l'étude des cycles de la commande naturelle dans ce domaine. Cette commande passive a été choisie pour deux raisons : sa capacité à stabiliser l'onduleur (sauf dans certains cas), et son nombre minimum de commutations (voir III.2.1). Pour cela, on rappelle tout d'abord la transformation permettant de passer du domaine triphasé en (α, β) pour obtenir la représentation de l'onduleur multiniveaux. Ensuite, on présente les cycles de la commande naturelle. On verra quel type de forme sera retenu pour la commande du moteur.

La deuxième partie est consacrée à la présentation de la commande du moteur multiniveaux. On va tout d'abord voir son principe qui repose sur l'utilisation de cycles particuliers et du calcul des temps exacts d'application des points du cycle. Elle travaille sur une période fixe et permet une grande dynamique de couple. Lors du calcul, elle suppose que la vitesse du moteur est constante sur la période, et que l'onduleur multiniveaux est un onduleur parfait. Deux simulations avec des onduleurs de différents niveaux permettront de valider son bon fonctionnement.

La dernière partie concerne le couplage des deux commandes (moteur+onduleur) lors d'une simulation du système complet. Le système est composé des éléments développés durant cette thèse : la commande du moteur, une commande active de l'onduleur (CVC active en IV.4.3) et l'observateur utilisant seulement les mesures de courant (étudié en V.4). Après une présentation du système, l'ordre des opérations entre les différents blocs est étudié. Ensuite, la simulation montre un bon fonctionnement entre les différentes fonctions et des résultats performants au niveau du contrôle final du moteur.

VI.2. Analyse géométrique :

Dans un premier temps, cette partie présente le passage du domaine temporel au domaine de Park (aspect géométrique). Cela permet dans un deuxième temps d'étudier les cycles de la commande dans le domaine de Park et la modification permettant d'obtenir seulement des cycles triangulaires.

VI.2.1. Transformation : temporelle – géométrique

L'approche temporelle consiste à analyser les grandeurs caractéristiques de l'onduleur en considérant leur évolution dans le temps comme un paramètre explicite. Il faut alors tenir

compte de la structure de l'onduleur et de la commande de chaque bras. L'approche géométrique, par opposition, consiste à analyser les grandeurs caractéristiques de l'onduleur en éliminant le temps. Cela s'effectue en se plaçant dans un repère (α, β) lié au stator de la machine. Ce domaine permet d'analyser les comportements de la machine et facilite la mise en place des différentes fonctions de la commande.

Le passage de l'approche temporelle à l'approche géométrique se fait par une transformation que l'on développe par la suite.

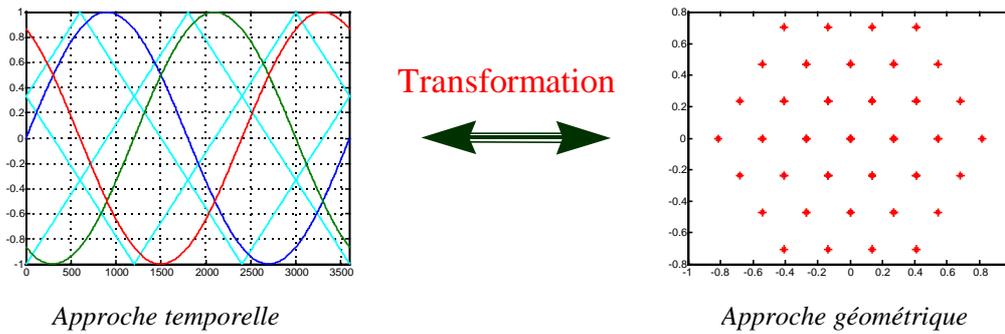


Figure VI.1 Comparaison approche temporelle et approche géométrique.

Le schéma ci-dessous montre le lien entre l'onduleur et la charge (moteur asynchrone). On notera que les neutres des deux éléments ne sont pas reliés. Pour pouvoir exprimer les grandeurs de l'onduleur dans le repère (α, β) (repère fixe lié au stator de la MAS), il faut utiliser la transformation de Concordia.

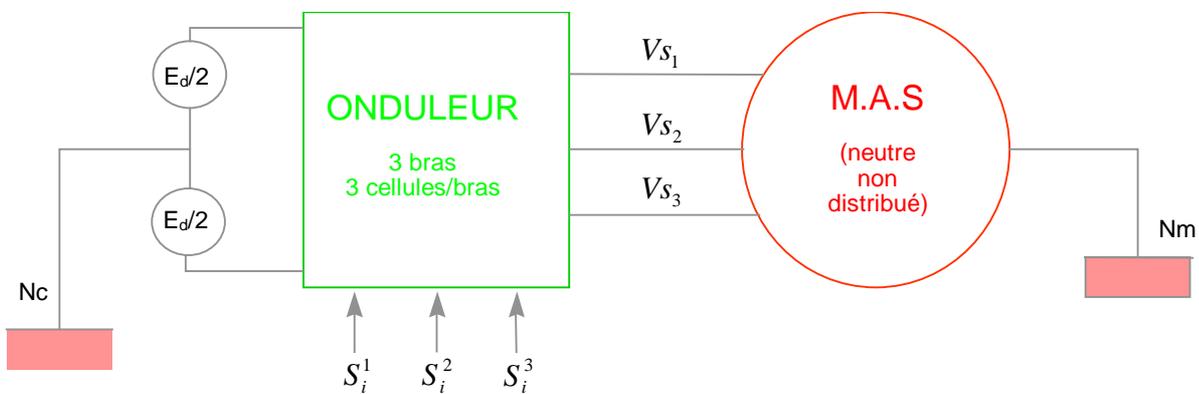


Figure VI.2 : Onduleur + MAS (neutres non reliés).

Elle permet de passer du domaine triphasé $(V_{1,2,3})$ à un domaine de dimension deux $(V_{\alpha, \beta})$ en supposant que le système soit équilibré. Cette transformation correspond à une projection des grandeurs triphasées sur un plan dans la direction de la composante homopolaire. C'est pourquoi, elle supprime l'homopolaire et introduit un facteur multiplicatif permettant de conserver la puissance dans le domaine (α, β) .

Pour une grandeur V (courant ou tension de sortie), son expression est la suivante :

$$V_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} M_{32} V_{123} \tag{VI.1}$$

avec

$$V_{123} = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix}, M_{32} = \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \quad (\text{VI.2})$$

En notation complexe, elle correspond à :

$$V_{\alpha\beta} = V_\alpha + j.V_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[V_1 + V_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_3 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{VI.3})$$

cela correspond géométriquement à la figure ci-dessous.

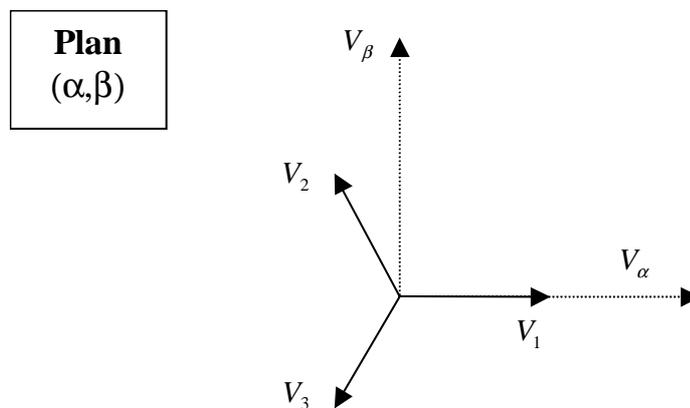


Figure VI.3 Passage du domaine triphasé au domaine (α, β) .

On va maintenant étudier les tensions de sortie de l'onduleur multiniveaux dans le domaine (α, β) dans le cas où les tensions de condensateur sont correctes. La tension de sortie d'un bras s'exprime alors au moyen de la relation suivante :

$$V_s(t) = \frac{E_d}{N} \cdot \sum_{i=1}^N s_i(t) \quad (\text{VI.4})$$

où s_i représente le signal de commande de chaque cellule (0 ou 1).

Chaque cellule peut se trouver dans 2 états, il existe donc 2^N combinaisons par bras, ce qui fait 8 avec 3 cellules par bras. Avec les redondances, la tension de sortie d'un bras peut prendre $N+1$ niveaux, ce qui donne en triphasé $(N+1)^3$ triplets de tension différents. Chacune de ces combinaisons est représentée après la transformation de Concordia par un point dans le repère (α, β) . Chaque point est un vecteur de commande possible pour le contrôle de la charge. C'est une référence de tension de sortie pour l'onduleur et une tension d'entrée pour la charge. Mais le nombre de vecteurs disponibles est en réalité nettement inférieur, car les combinaisons équivalentes à une composante homopolaire près se projettent en un même point. Pour un 4 niveaux, cela correspond à 64 triplets possibles dont 37 points distincts. Dans un cas général, un onduleur de tension caractérisé par p phases et n niveaux amène à considérer n^p états, dont $n^p - (n-1)^p$ sont distincts.

Le nombre de triplets de tension correspondant au même point en (α, β) dépend de la couche à laquelle il appartient. Les couches ont toutes une forme d'hexagone centré en 0, mais de

tailles différentes. Pour un onduleur à N cellules, il existe $N+1$ couches (de 0 à N), elles sont représentées ci-dessous :

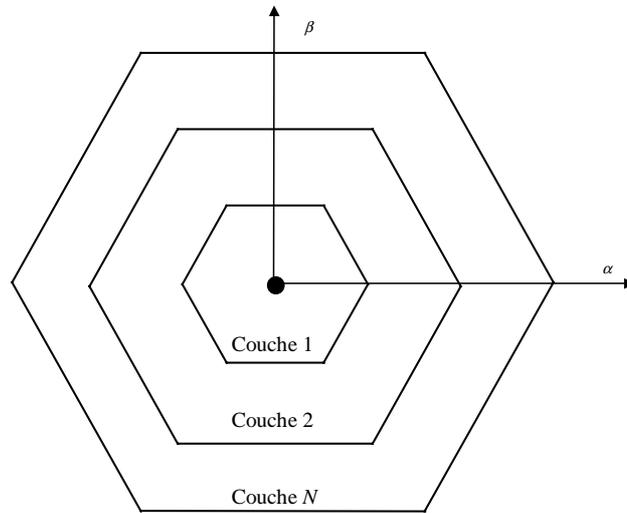


Figure VI.4 Représentation des couches de points dans Park.

Un point appartenant à la couche ' i ' possède $N+1-i$ combinaisons pour être réaliser.

Pour un onduleur à deux niveaux, on retrouve 8 vecteurs de commande dont 7 sont différents. La relation entre la position des commutateurs et les points dans Park est bien définie sauf pour le vecteur neutre (n° 1 et 8).

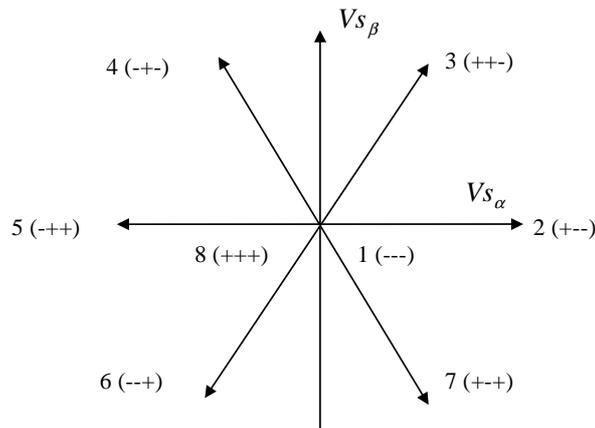


Figure VI.5 Vecteurs de commande en (α, β) avec un onduleur à 2 niveaux.

Avec un multiniveaux ce n'est plus le cas, à cause des nombreuses redondances. Pour un onduleur à 4 niveaux, les vecteurs disponibles sont représentés sur la figure ci-dessous par des ronds noirs. A chaque vecteur correspond un ou plusieurs triplets représentant chaque niveau de tension de sortie référencé de 0 à N . Il y a en tout 64 combinaisons mais seulement 37 vecteurs distincts.

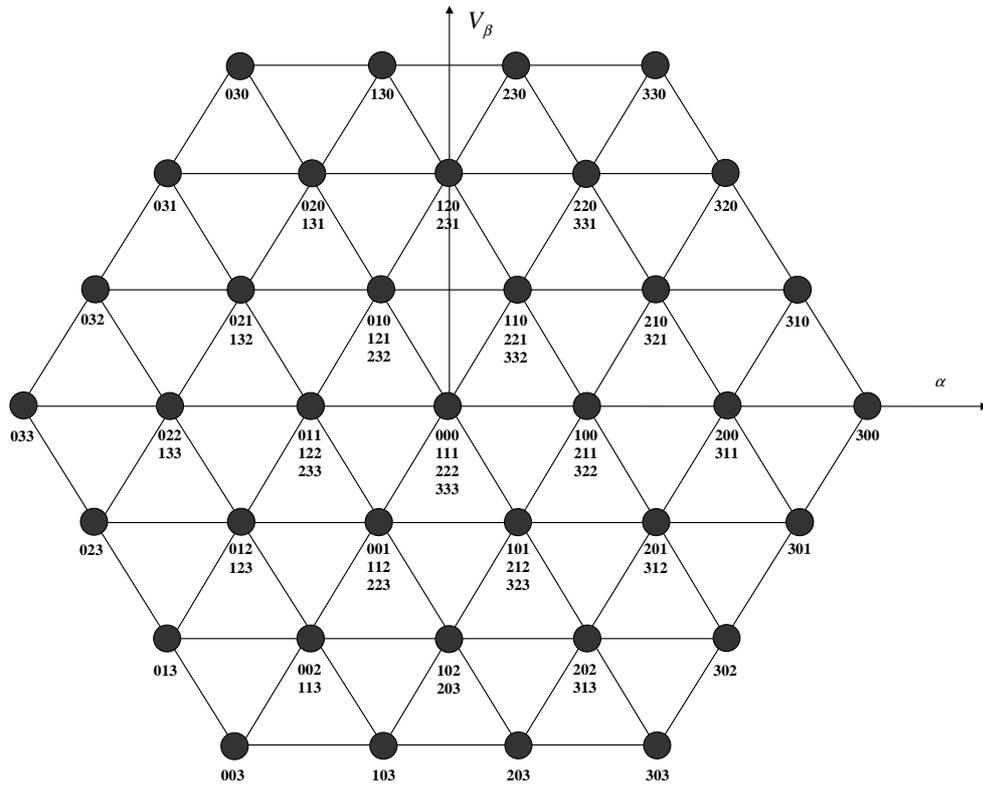


Figure VI.6 Différents vecteurs de tension de sortie en (α, β) ($N=3$).

VI.2.2. Etude des trajectoires :

Il est intéressant d'étudier la forme des trajectoires générées, dans le repère (α, β) par la commande naturelle (MLI intersective) car elle est capable d'assurer la régulation des tensions de l'onduleur. Cette commande est étudiée dans la partie III.2. Les signaux de commande peuvent être obtenus en comparant des signaux triangulaires (porteuses) avec le niveau de tension moyen désiré dans la période. Le profil de la tension de sortie généré a une forme de créneaux d'amplitude unitaire, utilisant les deux niveaux possibles les plus proches. Par rapport à l'origine du temps choisie, la tension de sortie peut commencer par augmenter d'un niveau (front montant) ou diminuer d'un niveau (front descendant). Le sens d'évolution dépend directement de l'intervalle (couche) auquel appartient la tension de référence. Pour mieux le voir, on peut transformer les N porteuses d'amplitude N en N signaux triangulaires d'amplitude unitaire (sous-porteuses) comme représenté sur la figure ci-dessous.

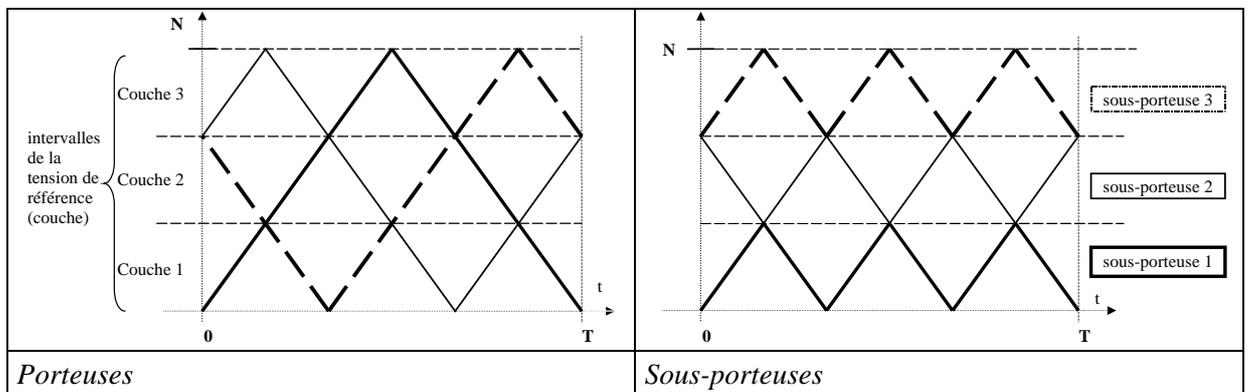


Figure VI.7 Passage des porteuses aux sous-porteuses ($N=3$).

Les sous-porteuses peuvent être classées en deux catégories : paire et impaire. Une sous-porteuse est dite paire si sa pente est négative et impaire dans le cas contraire. Cette parité donne le sens de variation de la tension de sortie en considérant la sous-porteuse correspondant à la couche de la tension de référence. Elle commence par un front montant dans le cas d'une sous-porteuse paire, et front descendant, sinon. Le graphique suivant montre les deux situations.

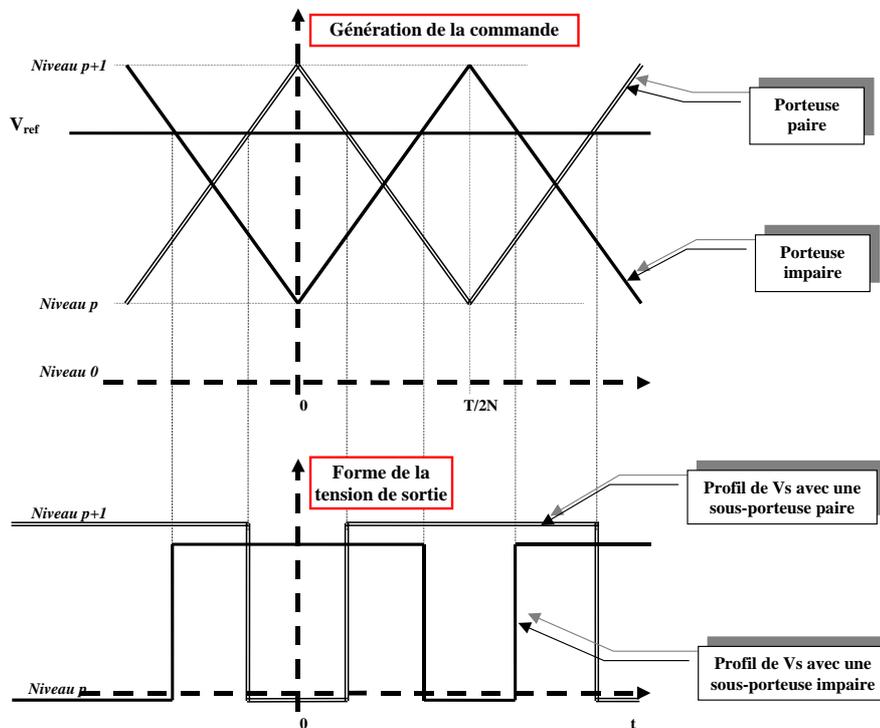


Figure VI.8 : Porteuse impaire et porteuse paire

On va déterminer le nombre de cycles possibles en (α, β) avec cette commande naturelle. En raisonnant en triphasé, la sous-porteuse de chaque bras peut être paire ou impaire. Ce qui donne $2^3=8$ combinaisons de parité différentes. Comme au cours d'une demi-petite période ($T/2N$), les commutations des trois tensions de phase peuvent s'enchaîner de six façons différentes :

$$\text{Chronologie} = (123, 132, 213, 231, 312, 321) \quad (\text{VI.5})$$

on a 48 ($6 \cdot 8$) cycles différents. En ne tenant pas compte du sens de parcours, il reste 24 formes de cycles possibles. Les cycles sont tous inscrits dans un hexagone élémentaire, comme c'est le cas pour un onduleur à deux niveaux. Ils sont tous constitués de quatre points parcourus dans un sens puis dans l'autre au cours d'une petite période. Ces cycles élémentaires sont répétés N fois à l'intérieur d'une grande période. On peut les classer en deux grandes catégories suivant la forme de la trajectoire :

- trajectoire ouverte
- trajectoire fermée (forme triangulaire)

Les différentes formes de cycles sont représentées en Annexe C.

Tous les cycles triangulaires de l'hexagone peuvent être réalisés dans n'importe quel sens, et peuvent s'enchaîner sans aucune sur-commutation.

Si les sous-porteuses sont toutes de même parité alors la trajectoire du cycle est fermée (triangulaire), sinon elle est ouverte. Ainsi, pour obtenir seulement des formes triangulaires, il suffit d'effectuer un décalage temporel de $T/2N$ sur la porteuse de parité différente des deux autres. Ainsi les signaux retrouvent alors les cycles classiques de type SOCMLI. Ce résultat est important car il signifie que ce type de cycle peut être généré par la commande naturelle. C'est pourquoi, il préserve toutes les propriétés associées à cette commande en particulier la stabilité des tensions de condensateur. Ce type de cycle sera retenu pour la commande du moteur décrite dans la suite, ainsi elle pourra être compatible aussi bien avec une commande de l'onduleur passive (commande naturelle), qu'une commande active.

Avec des cycles triangulaires, les tensions de sortie de chaque phase sont en phase :

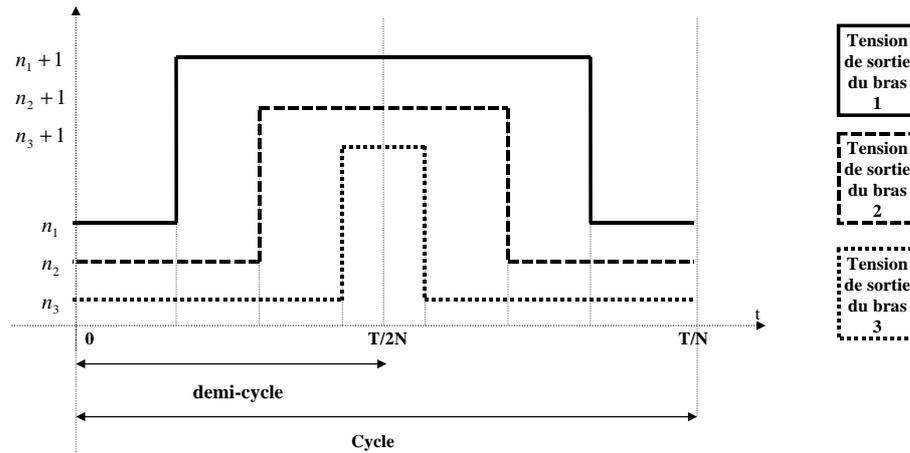


Figure VI.9 : Superposition des trois tensions de bras avec des porteuses paires.

Les formes de cycles sont les mêmes que celles de la MLI vectorielle pour un onduleur 2 niveaux. La seule différence est la taille de l'hexagone qui est divisée par le nombre de cellules. Par exemple, pour un onduleur à 4 niveaux, la figure ci-dessous représente l'hexagone et le cycle utilisés pour réaliser un vecteur de référence.

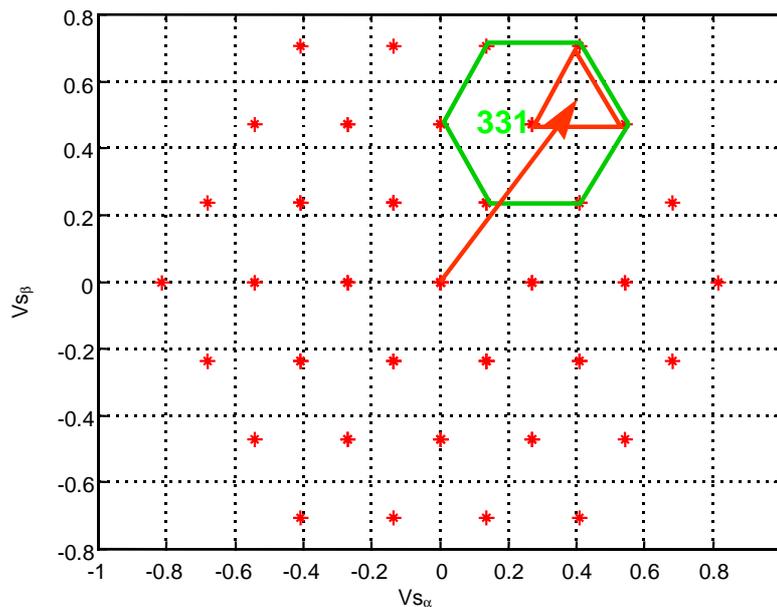


Figure VI.10 Représentation de l'hexagone et du cycle (cycle triangulaire).

VI.3. Commande du moteur :

Cette commande du moteur est une commande par cycles limites contrôlés sous contraintes fréquentielles [BOR00, THO00]. Elle permet d'avoir une grande dynamique de couple avec une fréquence de travail constante. La commande est réalisée en suivant une approche discrète exacte. Le système à résoudre ne comporte donc aucune approximation. Le fait de ne pas faire d'approximation à priori autorise la diminution de la fréquence d'échantillonnage. La commande peut être obtenue sur différents horizons suivant le type de commande de l'onduleur utilisé. Comme elle utilise des cycles SOCMLI, elle est directement compatible avec la commande naturelle. C'est pourquoi son couplage avec les commandes d'onduleur ne pose pas de gros problèmes. Pour son étude l'onduleur est supposé parfait, on verra par la suite les performances obtenues avec une commande active de l'onduleur. Elle est définie quel que soit le nombre de cellules de l'onduleur, elle peut ainsi être utilisée aussi bien en deux niveaux, qu'en multiniveaux. Cette partie présente tout d'abord son principe, puis son comportement avec des résultats de simulation.

VI.3.1. Principe

Le modèle standard du moteur asynchrone est donné par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\omega)x + BV_S \\ y &= x^T Qx \end{aligned} \quad (\text{VI.6})$$

ou:

$$x = [I_{s_\alpha}, I_{s_\beta}, \phi_{s_\alpha}, \phi_{s_\beta}] \quad (\text{VI.7})$$

et A, B, Q sont les matrices qui définissent le modèle (I_s, ϕ_s) dans le repère de Park (α, β) .

La plupart des stratégies de contrôle [THO98] (flux orienté, découplage non linéaire,...) utilise le temps continu à travers l'utilisation de la MLI. Cela limite les performances dynamiques possibles, puisque le temps de réponse doit être significativement plus grand que la période de commutation.

La méthode DTC [VAS98] (Direct Torque Control) permet de grandes dynamiques sur le flux et le couple en utilisant la technique des modes glissants. Mais la fréquence de commutation est empiriquement contrôlée à l'aide d'une bande morte et aucune forme d'onde particulière n'est utilisée.

Pour les applications de haute puissance, pour lesquelles la fréquence de commutation est un point très important, il est nécessaire d'utiliser une méthode permettant d'avoir la même dynamique que celle obtenue avec le DTC et en plus d'optimiser les harmoniques sous la contrainte d'une fréquence de commutation fixée.

L'algorithme de contrôle détermine la commande sur un horizon de durée fixe (durée d'optimisation), qui dépend de la commande de l'onduleur. A chaque fois, l'objectif de la commande est d'atteindre les consignes de flux et de couple désirées à la fin de cet intervalle de temps. Pour cela, elle utilise des cycles de type MLI vectorielle et effectue un calcul exact des temps. Ainsi à partir de l'état du moteur (courant et flux) et des consignes de couple et de flux, elle fournit à chaque période, les points du cycle dans Park (α, β) et les durées d'application de chaque point.

Choix de l'horizon d'optimisation :

La durée de la grande période dépend de la fréquence maximum de commutation de l'onduleur. Durant cette période, le cycle élémentaire est utilisé N fois. Il est possible de travailler sur des durées plus petites afin d'augmenter la dynamique de la commande. Les trois durées peuvent être :

- la demi-petite période
- la petite période
- la grande période

Cet horizon est choisi en fonction de celui de la commande de l'onduleur. Si la commande de l'onduleur est une commande passive comme la commande naturelle, il faut prendre une grande période. Par contre, lorsqu'on utilise une commande pouvant travailler au niveau d'un intervalle de tension, on peut choisir la demi-petite période. L'algorithme est présenté sous la forme générale d'une grande période avec un onduleur à N cellules, ce qui correspond à la répétition de N cycles élémentaires. Pour obtenir le résultat sur des horizons plus courts, il suffit de modifier le nombre N représentant le nombre de petites périodes considérées.

Choix des cycles utilisés:

Les formes de cycles ont été choisies de façon à être compatible avec la commande naturelle. Elles pouvaient être à 3 ou 4 points suivant les phases utilisées pour chaque bras. Seules celles à trois points ont été retenues car elles donnent les plus petits cycles possibles (triangulaires), et elles permettent également la généralisation de la forme de cycles obtenus en 2 niveaux au cas multiniveaux.

Le changement de cycle a été optimisé de façon à réduire le nombre de sur-commutations de l'onduleur, en réduisant les variations de niveaux sur les tensions de phase. Ainsi, la transition entre deux cycles ne produit aucune sur-commutation, lorsque le point de référence se déplace à l'intérieur de l'hexagone élémentaire centré sur le point de début du cycle. Cela permet d'avoir le minimum de commutation en régime permanent. Dans le même hexagone, on peut réaliser N cycles complets (aller-retour) avec seulement deux commutations par cellule par grande période.

La séquence complète de durée T est constituée par N séquences élémentaires de durée $T_{cel} = T/N$ de la forme :

$$\{(u_1, t_1/2), (u_2, t_2), (u_3, t_3), (u_1, t_1/2), (u_3, t_3), (u_2, t_2), (u_1, t_1/2)\} \quad (VI.8)$$

où les t_i déterminent les temps d'application des vecteurs de tension u_i formant le triangle élémentaire choisi en (α, β) . Le triangle sélectionné contient la solution exacte si elle est à l'intérieur du grand hexagone, dans le cas contraire on prend le triangle le plus proche.

Pour avoir un temps de cycle constant, les temps d'application doivent respecter la condition suivante :

$$t_1 + t_2 + t_3 = \frac{T_{cel}}{2} \quad (VI.9)$$

C'est pourquoi par la suite, la durée t_1 peut être substituée en fonction de t_2 et t_3 .

Dans le plan (α, β) , on a par exemple le demi-cycle suivant :

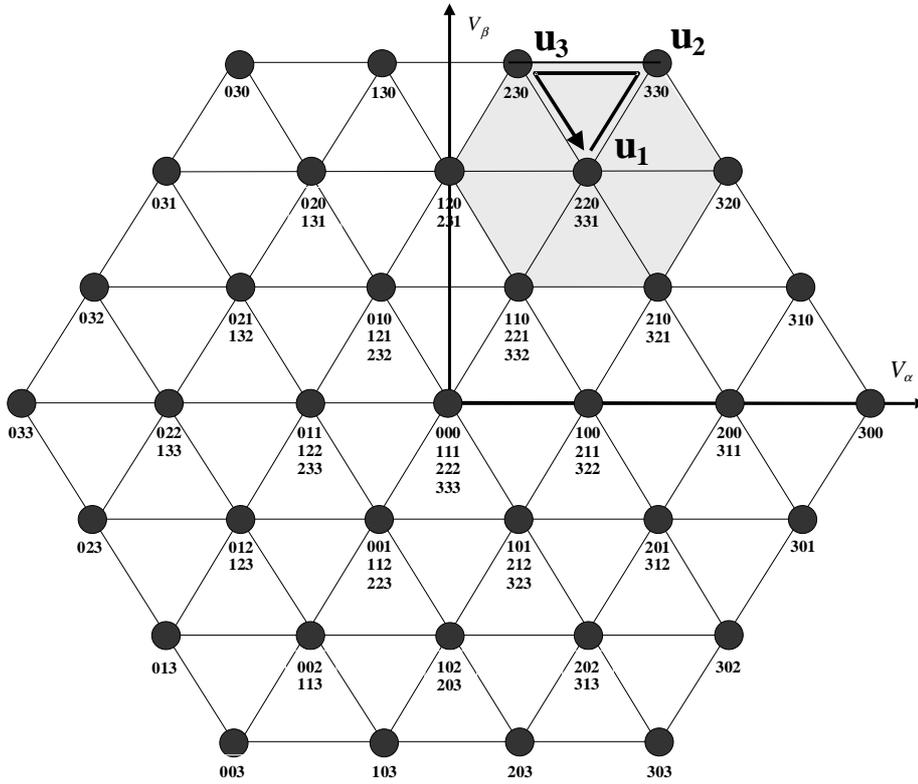


Figure VI.11 Demi-cycle possible dans le cas d'un onduleur à 4 niveaux.

Calcul de la commande : calcul des temps

L'état du moteur à la fin de N petites périodes (horizon T) à partir de l'état initial est donné par :

$$x_T = A_T x_0 + B_T u_1 + B_2(t_2, t_3)(u_2 - u_1) + B_3(t_2, t_3)(u_3 - u_1) \quad (\text{VI.10})$$

où A_τ et B_τ sont les matrices d'état discrètes correspondant à un pas d'échantillonnage de τ , avec :

$$B_2(t_2, t_3) = \left(\sum_{k=0}^{N-1} \exp(kAT_{cel}) \right) \left(\exp\left(A \left(t_3 + \frac{t_1}{2} + \frac{T_{cel}}{2} \right) \right) + \exp\left(A \left(\frac{t_1}{2} \right) \right) \right) B_{t_2} \quad (\text{VI.11})$$

$$B_3(t_2, t_3) = \left(\sum_{k=0}^{N-1} \exp(kAT_{cel}) \right) \left(\exp\left(A \left(\frac{t_1}{2} + \frac{T_{cel}}{2} \right) \right) + \exp\left(A \left(t_2 + \frac{t_1}{2} \right) \right) \right) B_{t_3} \quad (\text{VI.12})$$

La commande détermine les deux durées t_2 et t_3 afin d'avoir le flux et le couple désirés à la fin de la période en cours, le flux et le couple s'obtenant par :

$$\Phi^2 = x^T F_\Phi x \quad (\text{VI.13})$$

$$\Gamma = x^T F_\Gamma x \quad (\text{VI.14})$$

où F_Φ et F_Γ définissent les formes quadratiques idoines.

VI.3.2. Comportement :

Les principales caractéristiques de cet algorithme sont les suivantes :

- près du régime permanent, la commande correspond aux formes d'ondes obtenues avec la MLI vectorielle, avec seulement deux commutations par commutateur.
- lors de grands transitoires, elle permet le plus rapide déplacement en direction des consignes.
- le même algorithme est utilisé à la fois pour obtenir les configurations de commutateurs possibles et les instants de changement de ces configurations à l'intérieur de chaque période.
- les caractéristiques globales sont le mode glissant en ce qui concerne les dynamiques et la méthode MLI pour ce qui concerne la fréquence de commutation et le contenu harmonique.

Le temps de réponse court associé à une grande stabilité provient d'une dynamique des zéros stable pour le moteur asynchrone.

On va maintenant voir les résultats de deux essais de simulation, tout d'abord avec un onduleur classique (2 niveaux: Figure VI.12) puis avec un 4 niveaux (Figure VI.13). Ils permettent de voir les performances de cette commande. Le moteur est celui de 47KW décrit en Annexe A. Les conditions initiales et les consignes sont les mêmes dans les deux essais, seul le nombre de niveaux de l'onduleur passe de 2 (essai 1) à 4 (essai 2). La fréquence de commutation des cellules de l'onduleur est de 400Hz, ce qui donne une durée pour la grande période de $T=2.5\text{ms}$. La référence et le module du flux statorique sont représentés dans la deuxième fenêtre de gauche, la référence est choisie constante à 1Wb. La consigne de couple à une forme en escalier : avec un palier à 0N.m pendant 10ms, puis 300N.m pendant 20 ms, pour finir à 200N.m (4^e fenêtre de gauche). Comme la commande fonctionne pour n'importe quelle vitesse, elle a été choisie constante à 600tr/mn (3^e fenêtre de gauche). La fenêtre en haut à gauche représente les courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ et le module du vecteur courant dans le temps. Les deux graphiques en haut à droite représentent la forme des courants et flux en (α,β) . Le graphique en bas à droite représente la trajectoire dans le plan Couple-Flux.

On peut noter le bon suivi des consignes et la réduction des oscillations de courant, de flux et de couple lors du passage de l'onduleur deux niveaux au quatre niveaux. Les consignes sont bien atteintes à la fin de chaque période. On peut remarquer que les cycles utilisés permettent d'avoir des cycles symétriques dans le plan Couple-Flux. Ces cycles sont les plus petits possibles.

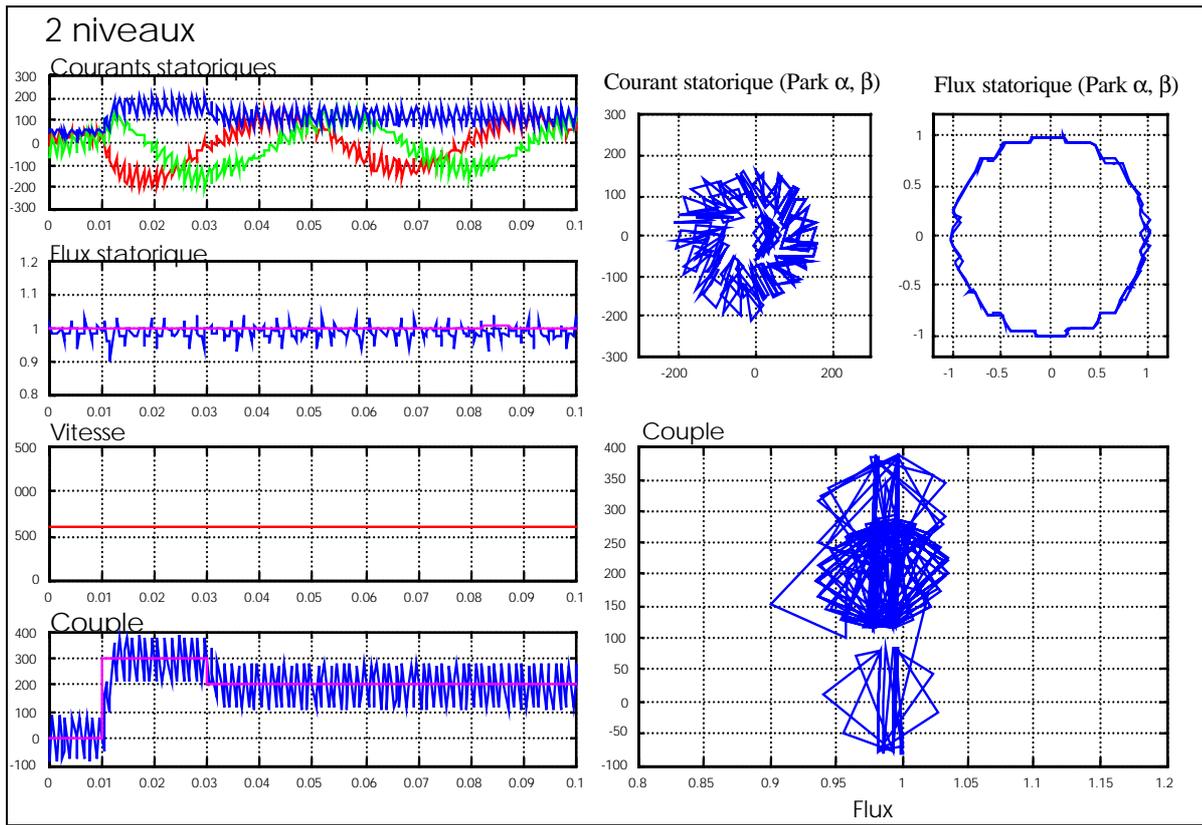


Figure VI.12 Commande du moteur avec un onduleur à 2 niveaux (essai 1).

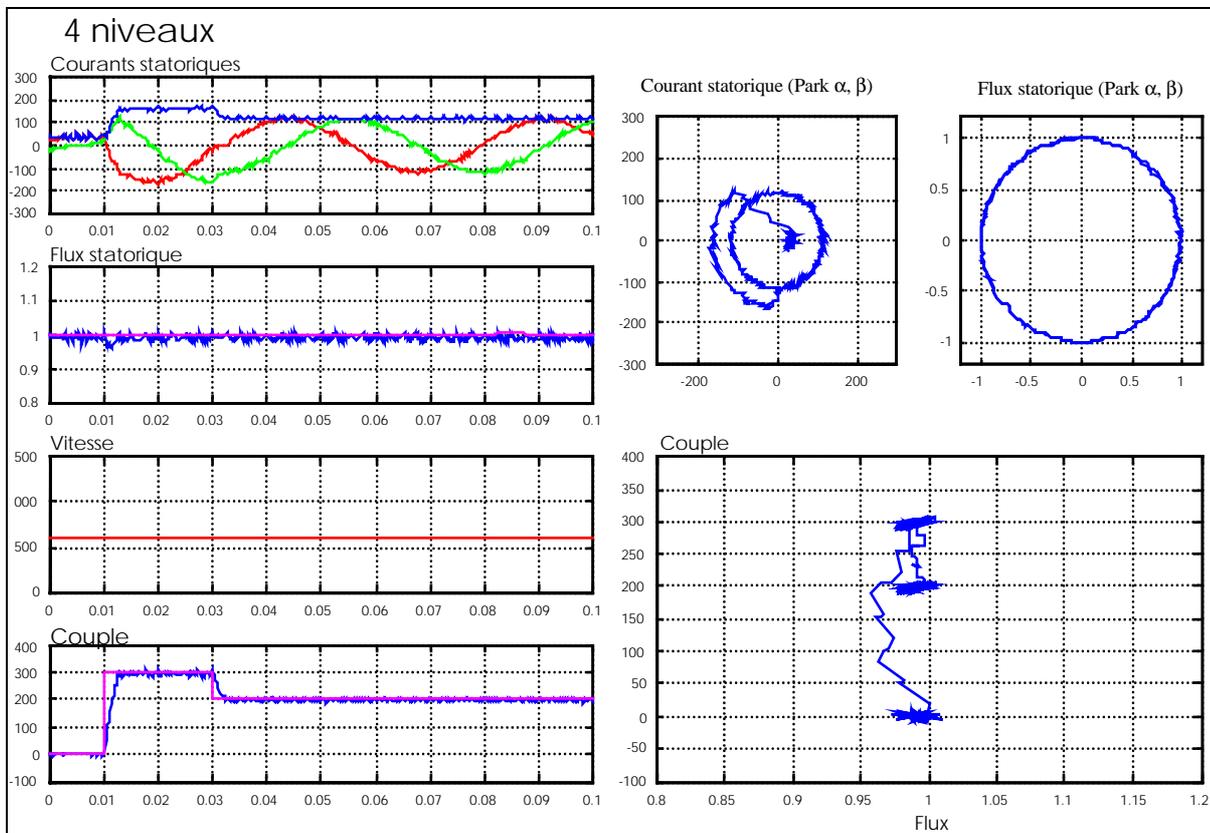


Figure VI.13 Commande du moteur avec un onduleur à 4 niveaux (essai 2).

VI.4. Couplage des commandes

VI.4.1. Présentation du système complet :

Le système complet est représenté à la Figure VI.14. On peut voir les liens entre la commande du moteur, celle de l'onduleur et l'observateur.

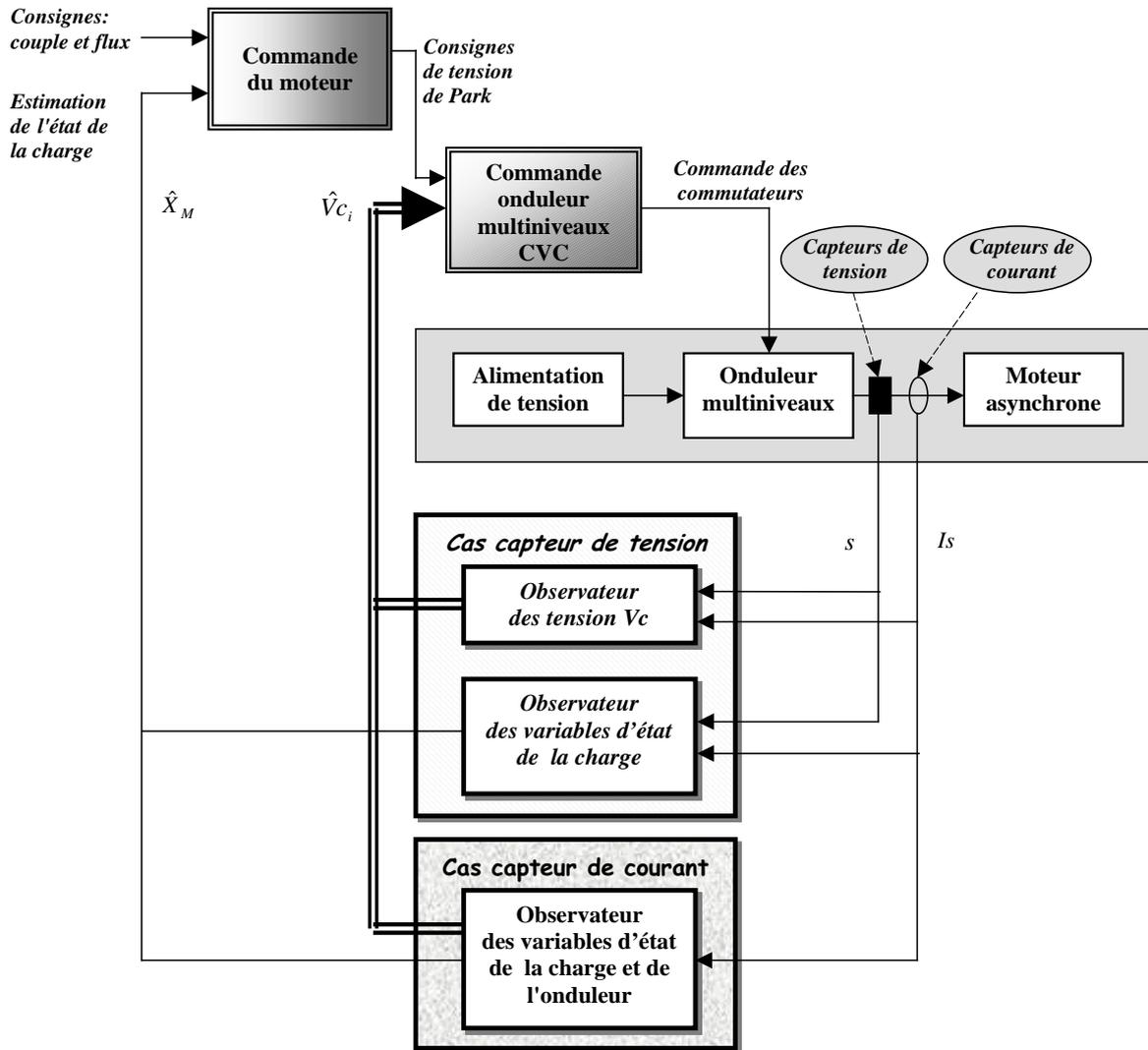


Figure VI.14 Synoptique du système complet.

La commande du moteur employée est celle décrite dans la partie précédente. A partir des consignes du moteur (couple et flux) et de l'état courant de la machine, elle fournit des vecteurs dans Park et leurs temps d'application. Ce résultat doit être ensuite transformé en tension de sortie de référence par un bloc qui n'est pas représenté ici. Ce bloc doit faire un choix de la composante homopolaire, il est décrit dans la partie simulation. Une fois les profils de tension des trois phases obtenus, la commande de l'onduleur peut déterminer la séquence de commande de chaque cellule. Elle utilise l'estimation de l'état de l'onduleur si c'est une commande active. La commande employée dans la suite est la commande CVC active.

Pour l'implémentation des lois de commande du moteur et de l'onduleur, les états des deux sous-systèmes doivent être obtenus soit à l'aide de mesures, soit par estimation.

La tension du bus d'alimentation ainsi que les courants statoriques sont supposés mesurés, deux cas sont alors possibles :

- les tensions interphases sont mesurées. Dans ce cas deux observateurs de Kalman sont utilisés pour faire l'estimation indépendante des tensions de l'onduleur et de l'état du moteur,
- les tensions interphases ne sont pas mesurées. Il est alors nécessaire de faire une estimation conjointe des deux états dans un seul observateur de Kalman.

Pour les deux cas une formulation adaptée et des simplifications ont été faites afin d'obtenir un temps d'exécution suffisamment rapide pour permettre l'implémentation en temps réel. Dans la suite seul le cas 'avec capteur de courant' a été traité, car c'est celui qui est le plus délicat.

La commande du moteur est obtenue en considérant que les condensateurs sont parfaitement équilibrés. Dans la réalité, ces tensions vont fluctuer autour de leurs points d'équilibre. Par conséquent les points utilisés dans le repère (α, β) vont avoir tendance à se déplacer autour du point idéal pour ainsi former une surface d'incertitude. Ces fluctuations auront pour influence de déformer les trajectoires de la commande du moteur. Le graphique représente les trajectoires dans Park au cours du temps en faisant un zoom.

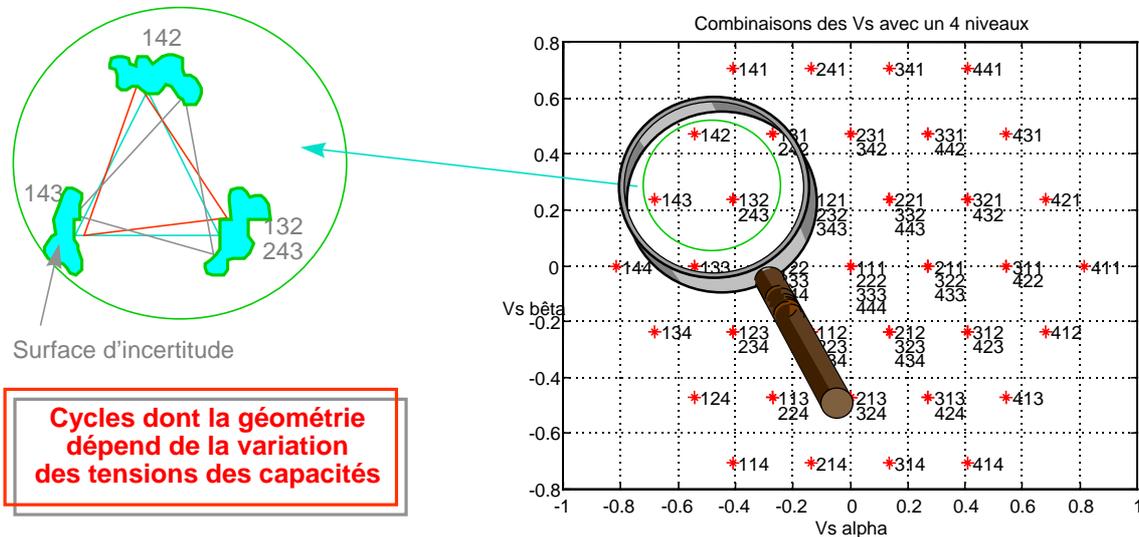


Figure VI.15 : Complexité du problème dans Park.

La simulation de ce système complet présentée dans la suite montre que les performances atteintes sont très bonnes bien que les commandes aient été étudiées séparément.

VI.4.2. Déroulement des taches pour le temps réel :

Cette partie traite deux aspects : d'une part elle donne l'ordre des opérations entre les différents blocs (commande et l'observateur), d'autre part elle montre comment traiter le fait d'avoir une itération de retard à cause de l'aspect temps réel.

En simulation, on peut au début de la période, calculer la commande qui sera appliquée au cours de celle-ci. En temps réel cela est impossible car il faut un certain temps pour calculer cette commande. La commande calculée ne peut ainsi être réellement appliquée que lors de la période suivante. Ainsi pour avoir un résultat correct, il faut non pas calculer la commande sur l'état instantané, mais sur celui prédit au début de la prochaine période. Ainsi la commande d'une période est parfaitement définie au moment de son application.

Voici l'ordre des opérations sur une période 'k'. Avec la dernière mesure Y_k , l'observateur fait une correction de l'état estimé $\hat{X}_{k|k}$. Puis en utilisant la commande qui est en train d'être appliquée C_k , il peut faire une prédiction de l'état à la fin de la période en cours $\hat{X}_{k+1|k}$. Cet état est ensuite utilisé avec les consignes de flux et de couple par la commande du moteur, afin d'obtenir les consignes de tension dans Park sur la période 'k+1' : $C_{\text{PARK } k+1}$. Ces consignes et l'état de l'onduleur sont ensuite utilisés par la commande active de l'onduleur, afin d'obtenir la séquence de commande des interrupteurs correspondante $C_{\text{CVC } k+1}$. Ensuite cette commande est stockée afin d'être appliquée en 'k+1'.

Le tableau suivant récapitule les grandes lignes du traitement de la commande dans la période courante 'k'.

Côté calcul de la commande	Côté application
<ul style="list-style-type: none"> • acquisition des mesures en 'k': Y_k • calcul de $\hat{X}_{k k}$ • calcul de $\hat{X}_{k+1 k}$ à partir de l'état $\hat{X}_{k k}$ et la commande C_k • calcul de $C_{\text{PARK } k+1}$ à partir l'état $\hat{X}_{k+1 k}$ et les consignes moteur en 'k' • Calcul de $C_{\text{CVC } k+1}$ à partir de $C_{\text{PARK } k+1}$ et $\hat{X}_{k+1 k}$ • envoie de la commande $C_{\text{CVC } k+1}$ 	<ul style="list-style-type: none"> • mesures dans Y_k • application de $C_{\text{CVC } k}$

Tableau VI.1 Ordre des opérations de la période courante 'k'.

On peut représenter le déroulement des tâches par l'organigramme ci-dessous :

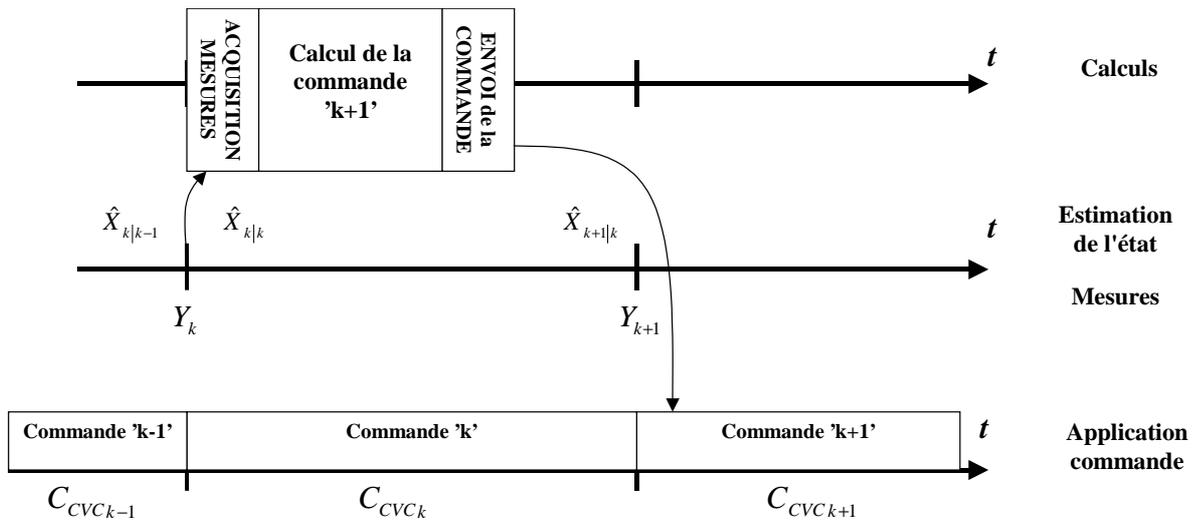


Figure VI.16 Organigramme des opérations dans le temps.

Voici un résumé graphique des liens entre les différents domaines lors d'un cycle triangulaire élémentaire (T/N) : domaine de Park, l'espace des dérivés des tensions de condensateur, les tensions de sortie.

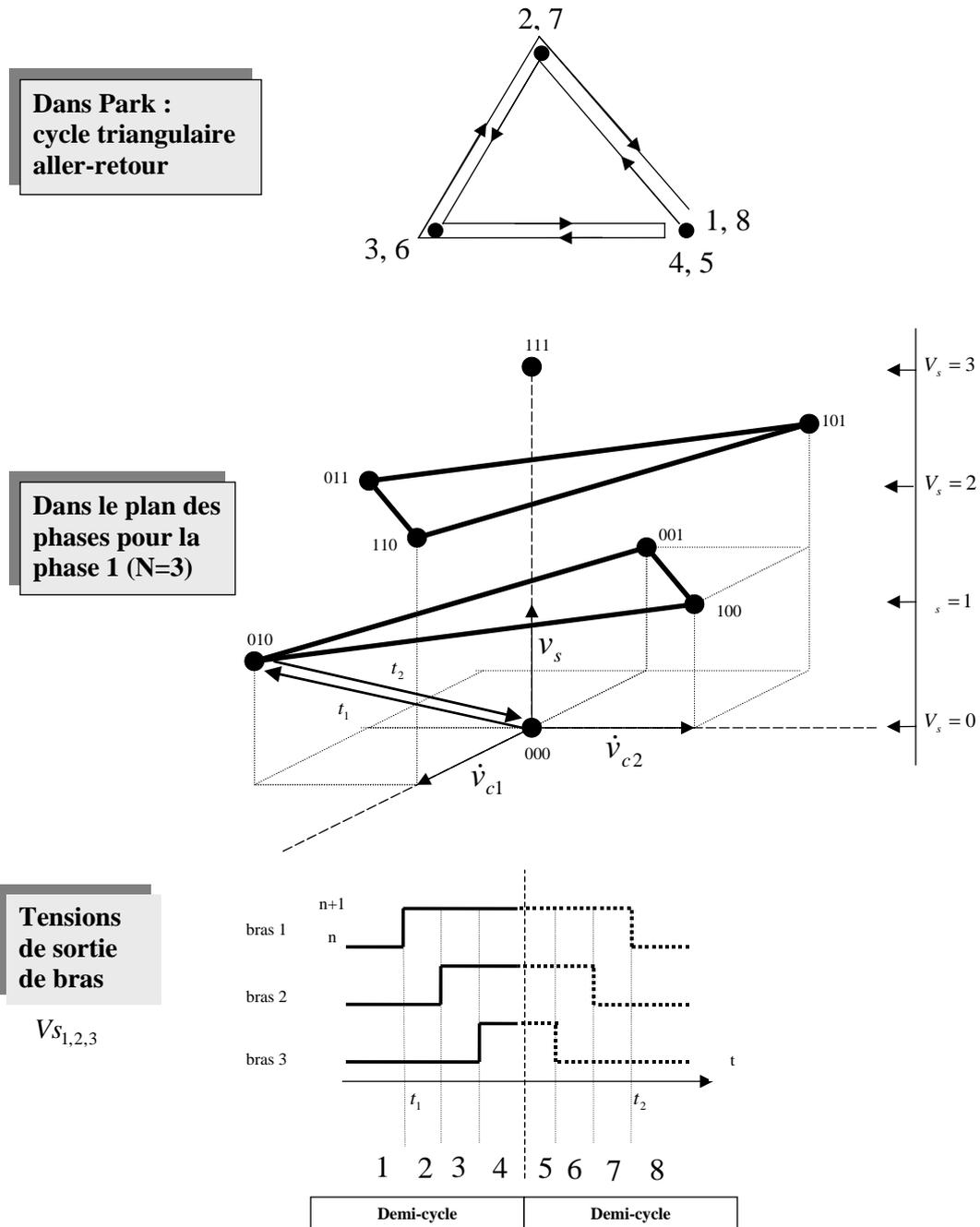


Figure VI.17 Résumé d'un cycle élémentaire dans différents domaines.

VI.4.3. Simulation du système complet :

Cette simulation permet de connaître les performances que l'on obtient avec les commandes et observateurs développés. C'est à dire la commande active CVC modifiée pour la commande de l'onduleur, la commande du moteur asynchrone décrite dans la partie précédente, et finalement l'observateur avec capteur de courant. Avant de voir les conditions de simulation et les résultats, voici comment est fait le choix de l'homopolaire.

Choix de l'homopolaire :

Les profils des tensions de sortie sont fixés afin de limiter les commutations à l'intérieur d'une période (voir la Figure III.26, p101). C'est pourquoi, les variations d'homopolaire au cours de la période sont déjà fixées. Par contre l'homopolaire au début de la période peut être choisi librement. Le modifier correspond à effectuer un décalage vertical de l'ensemble des profils de tension de sortie. Pour le choisir, on peut considérer différents aspects comme : les sur-commutations, la qualité de la régulation. On a choisi de minimiser le nombre de commutations entre deux périodes. Ce choix consiste à prendre l'homopolaire minimum possible compte-tenu des profils des tensions de sortie. En faisant cela en régime permanent, on a parfois une sur-commutation lorsque le cycle de la commande du moteur change d'hexagone pour un autre voisin, et sinon aucune. Ce choix permet d'avoir le même nombre de commutations pour la commande active de l'onduleur, que pour la commande naturelle (MLI). La composante homopolaire varie d'un niveau au cours d'un cycle triangulaire dans Park, comme représenté dans la figure suivante :

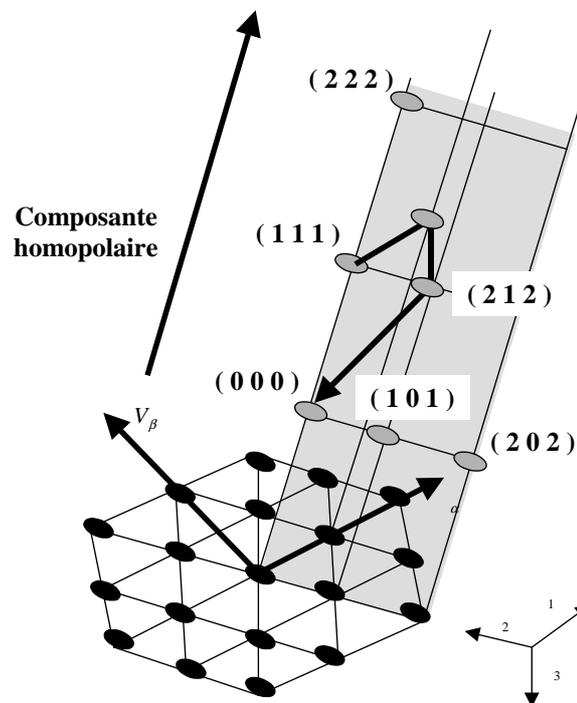


Figure VI.18 Forme de cycle triangulaire dans Park avec représentation de la composante homopolaire.

Conditions de simulation

Les consignes permettent de voir le comportement en régime transitoire et permanent. Durant le régime stationnaire, la boucle est soumise à deux types de perturbations :

- perturbation de l'état réel du système, avec l'ajout de 50V en 0.06s, au condensateur 2 de la phase 1 (simulant une perturbation externe)
- perturbation de l'état estimé, avec l'ajout de 0.2Wb en 0.04s sur le flux Φ_α (simulant une erreur d'estimation)

afin de vérifier la stabilité de l'ensemble et le bon fonctionnement des commandes et de l'observateur. Cela permet également d'obtenir les temps de réponse respectifs.

Dans la figure suivante, les éclairs représentent les points où sont introduites les perturbations.

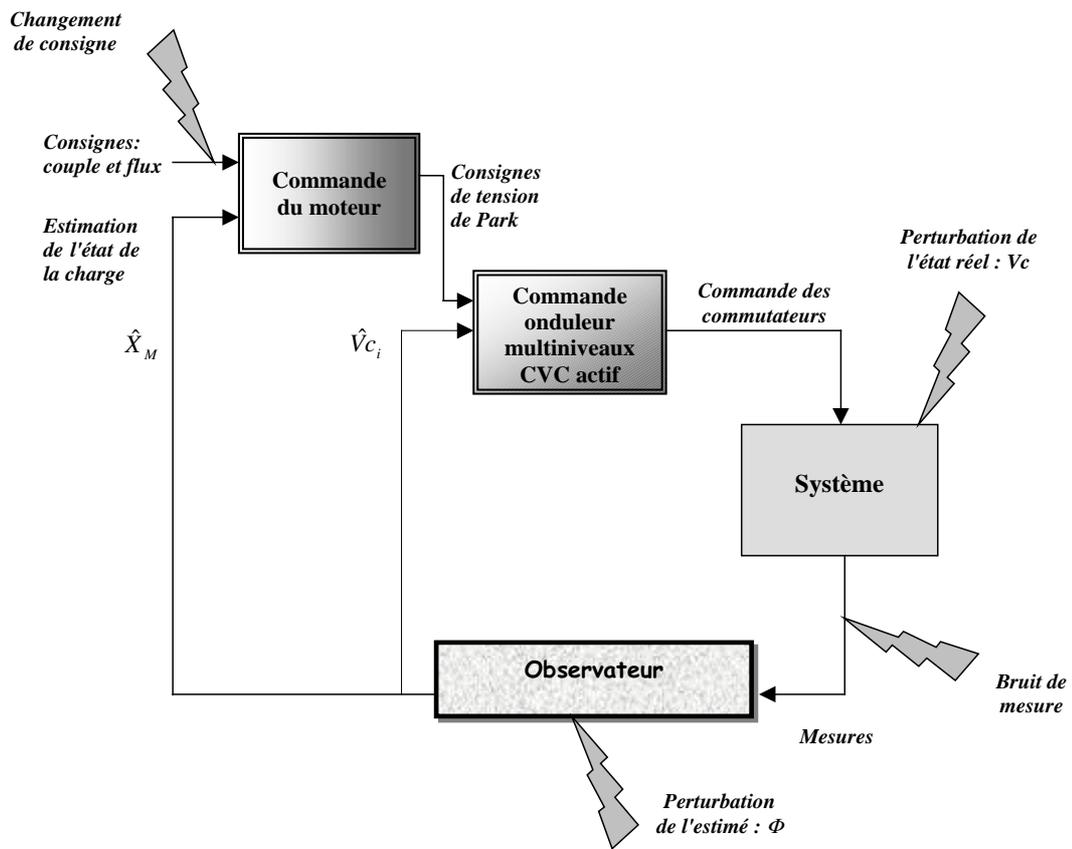


Figure VI.19 Entrées de perturbations pour tester le fonctionnement en BF.

En ce qui concerne l'observateur, la tension du bus continu, la vitesse et les courants sont mesurés. Les mesures sont bruitées à l'aide d'un bruit Gaussien d'écart type 1.5A ce qui correspond à un bruit de $\pm 3A$ (95%). Ce bruit représente à peu près 1 % de l'amplitude du signal mesuré. Le réglage de Kalman est le suivant : $Q(\text{moteur})=0.0001$, $Q(\text{onduleur})=1$, $R=20$.

Le moteur asynchrone alimente une charge qui offre un couple résistant constant de 300 (N.m). La vitesse est donc variable. On peut ainsi vérifier les hypothèses sur l'élaboration de la commande du moteur (STARS) à vitesse constante sur la période. La simulation utilise un modèle de machine asynchrone de 47 KW. Ces caractéristiques sont données en Annexe A.

L'onduleur utilisé possède 4 niveaux (2 condensateurs). La fréquence de commutation est limitée à 400 Hz pour chaque cellule de commutation (grande période de 2.5ms). L'horizon de travail des deux commandes est le même, d'une demi-petite période soit 312.5 μs . La tension d'alimentation de l'onduleur est constante à 538V.

Les variables à contrôler sont le flux, le couple et les tensions de condensateur. La vitesse n'est pas régulée de façon à montrer qu'elle ne représente pas une perturbation pour le contrôle du moteur. La référence de couple a une forme en escaliers pour bien voir le temps de réponse : les trois niveaux sont 100, 350, puis 250N.m. La consigne du module du flux est constante à 1Wb. Concernant les conditions initiales, les tensions de condensateur sont toutes correctes (valeur nominal), l'état du moteur est un état correspondant aux consignes. Ainsi, tout est en régime établi au début de la simulation.

Résultats de simulation :

La Figure VI.20 représente tout ce qui concerne l'état du moteur : couple, flux, courants, vitesse. Le temps de réponse sur le couple est inférieur à 1 ms. Ce temps contient le temps mort dû au retard d'une demi-petite période (0.312ms) simulant le temps réel, puis la réponse du moteur.

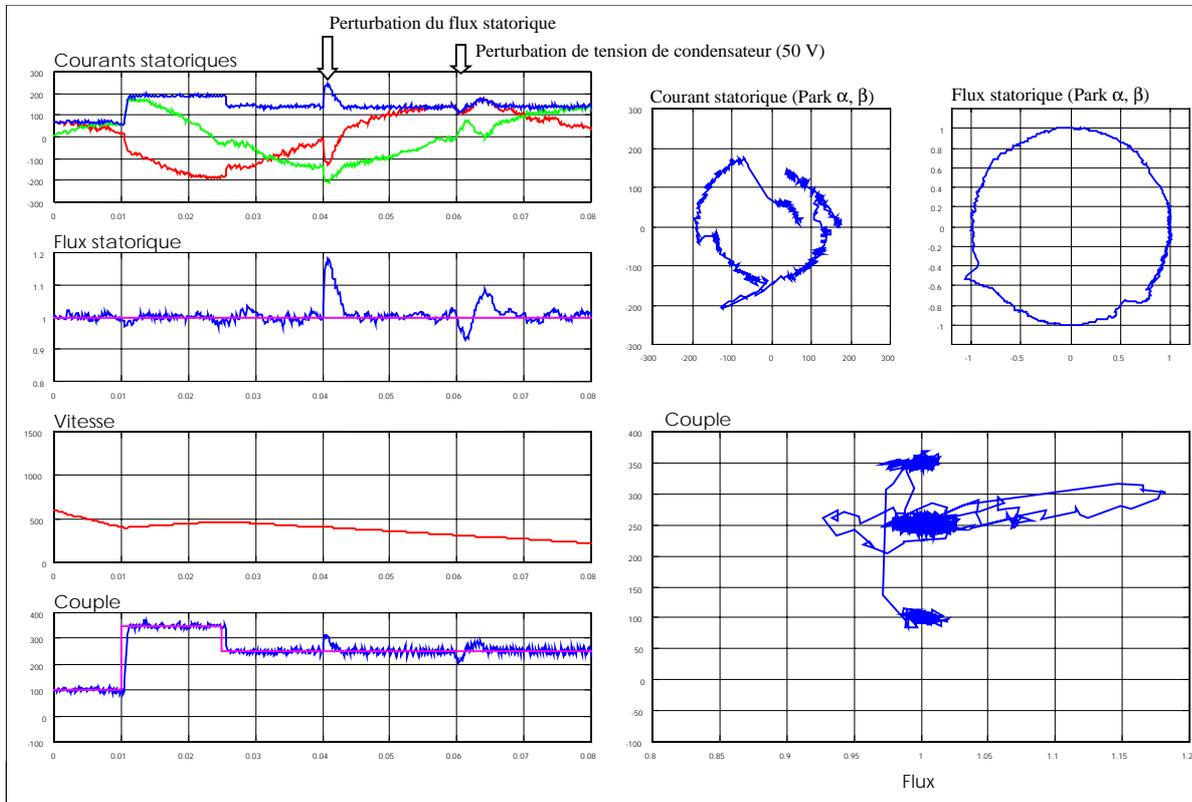


Figure VI.20 Contrôle du moteur asynchrone.

La Figure VI.21 montre les tensions de sortie dans deux domaines. La partie de gauche présente la trajectoire des tensions de sortie en (α, β) . On peut remarquer la forme des cycles triangulaires. La partie de droite représente les profils des tensions de sortie en temps après avoir choisi l'homopolaire.

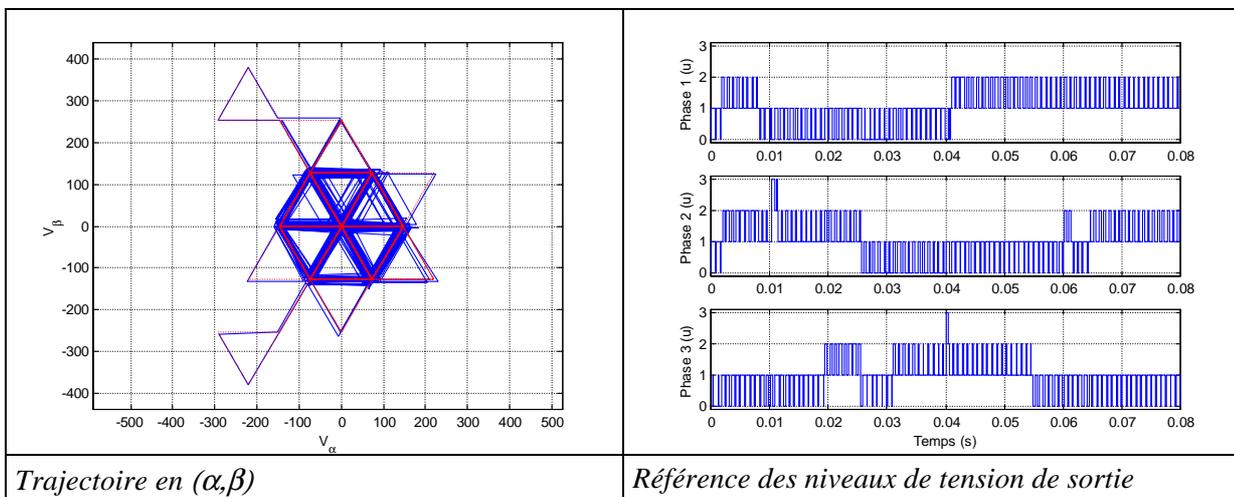


Figure VI.21 Génération des profils de tension de sortie (consigne de la CVC active).

La Figure VI.22 concerne l'onduleur. La partie de gauche montre la régulation des tensions de condensateur au cours du temps, celle de droite le nombre de commutations par cellule dans une grande période. On peut remarquer que ce dernier a une moyenne très proche de 2 en régime permanent, ce qui est le minimum possible. La perturbation introduite en 0.06s est bien traitée par la commande de l'onduleur. Celle-ci est très efficace car elle réagit à peu près à la même vitesse que l'observateur.

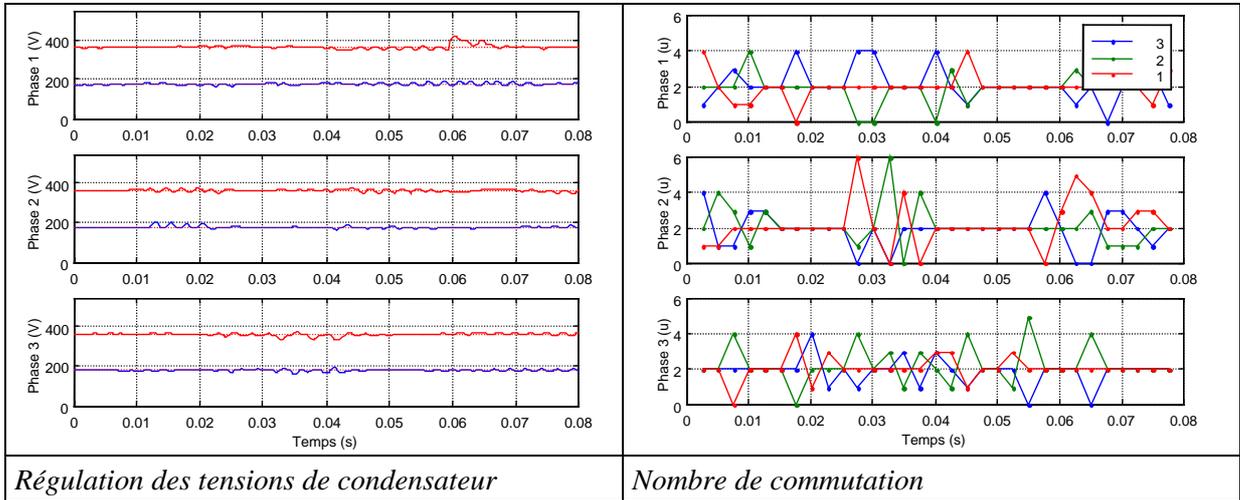


Figure VI.22 Régulation des tensions de condensateur (CVC active).

Enfin, la Figure VI.23 présente les erreurs d'estimation de l'observateur. En régime permanent, l'erreur de flux maximum est de 0.025Wb et l'erreur sur les tensions de condensateur est de 7V. Pour le flux, on voit bien la perturbation de l'estimation du flux introduite en 0.04s par un saut positif de 0.2Wb et l'influence de la perturbation des V_{ci} en 0.06s. Pour les erreurs d'estimation des condensateurs, on a un saut négatif de 50V en 0.06s. A chaque fois, les erreurs d'estimation retournent bien autour de zéro.

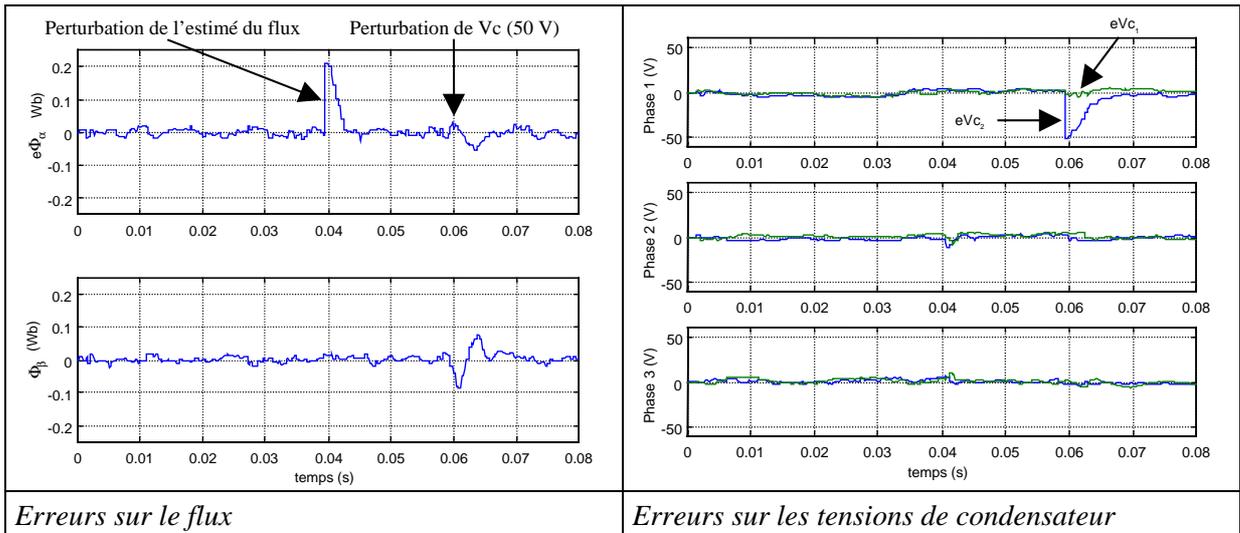


Figure VI.23 Erreurs d'estimation (résultats de l'observateur).

L'utilisation conjointe des commandes (du moteur et de l'onduleur) et de l'observateur développé montrent les grandes performances qui peuvent être atteintes. C'est pourquoi, ce système va maintenant être validé sur banc d'essais.

VI.5. Conclusion :

Une commande multiniveaux du moteur asynchrone a été développée : commande par cycles limites contrôlés sous contraintes fréquentielles [BOR00, THO00]. Elle permet d'avoir une grande dynamique de couple tout en travaillant à fréquence fixe. Cette commande a été étudiée indépendamment de celle de l'onduleur mais les cycles qu'elle utilise ainsi que leurs enchaînements ont été choisis de façon à réduire au maximum le nombre de changements de niveaux, ce qui revient à limiter le nombre de commutations au niveau de l'onduleur. Ces cycles ont été obtenus en étudiant ceux de la commande naturelle. On a vu que la commande naturelle produit toujours des cycles élémentaires à 4 points qui sont réalisés dans un sens puis dans l'autre, et cela N fois durant une grande période. Ces cycles élémentaires peuvent être classés en deux catégories : ceux fermés et ceux ouverts. Il est toujours possible de se ramener à ceux fermés. Ces cycles de forme triangulaire permettent d'avoir le meilleur compromis taux de commutation-ondulation, c'est pourquoi ils ont été retenus pour la commande du moteur. Ils rendent cette commande directement compatible avec la commande naturelle et du même coup avec celle permutée. Elle peut travailler à différents horizons de temps en répétant le cycle élémentaire le nombre suffisant de fois. Pour avoir la dynamique la plus rapide, il faut travailler sur une demi petite période. Une fois le cycle connu, elle calcule les temps exacts d'application de chaque point de ce cycle, afin d'avoir les bons couple et flux à la fin de la période. Le fait de travailler sur un horizon fixe sans approximation permet d'avoir une fréquence d'échantillonnage fixe et plus faible que dans le cas contraire.

Ce chapitre a également permis de vérifier le bon fonctionnement des différentes commandes d'onduleur et des observateurs qui ont été développés dans les chapitres précédents, au sein d'un système complet. Avant de présenter les résultats de simulation, on a donné l'enchaînement des opérations entre l'observateur et les différentes commandes au cours du temps. On a tenu compte du retard d'une itération qui serait présent lors d'une implantation en temps réel. La simulation qui est présentée utilise la commande active (CVC) et l'observateur *sans capteur de tension* qui est le cas le plus défavorable. L'horizon temporel pour les commandes a été choisi égal à une demi petite période. Des perturbations des états réels et estimés du système permettent de valider le bon fonctionnement global. Les performances finales au niveau du moteur sont bonnes, c'est pourquoi il est prévu de valider la solution sur banc d'essais.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Afin de mieux comprendre le fonctionnement du convertisseur et de ses particularités, on a approfondi la commande naturelle (MLI) car elle est simple et permet d'assurer la stabilité avec peu de commutations. On a notamment revisité le phénomène des points critiques, c'est à dire l'ensemble des points de fonctionnement qui conduisent à la limite de stabilité. Pour cela, on a développé un modèle simple contenant suffisamment d'information : **un modèle discret temporel au 1^{er} ordre** avec une charge résistive. Le fait de prendre une charge résistive ne restreint nullement la généralité des résultats car elle influe seulement sur la dynamique. On a vu que la tension de sortie tend toujours vers le profil correct. Mais lorsque le rapport cyclique est un point critique, il n'y a plus bijection entre la tension de sortie et les tensions internes du convertisseur. A ce moment là, l'état se dirige vers un sous-espace critique de plus en plus lentement. On a vu comment déterminer le sous-espace critique à partir de la séquence de commande sur une période. Ce phénomène peut conduire à la destruction du convertisseur.

Dans le contexte plus général d'une commande périodique, on a donné le critère de stabilité dans les cas monophasé, puis triphasé. Pour cela, on a utilisé le même modèle discret au 1^{er} ordre. Afin d'avoir un critère plus simple à utiliser, on a montré que cette condition de stabilité est équivalente à l'étude du rang de la **matrice S** en monophasé et de la **matrice $M_{om.S}$** en triphasé. Il se trouve que ces matrices sont les mêmes que celles permettant l'observabilité des tensions de l'onduleur à partir des seules tensions de sortie. L'étude du rang de ces deux matrices peut se faire soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel selon la facilité. Ce résultat a été appliqué avec une approche fréquentielle au cas de la commande naturelle, afin de déterminer l'ensemble de ses points critiques dans les cas monophasé et triphasé. En monophasé, il existe des points critiques autres que 0 et 1, seulement dans le cas d'un nombre de cellules non premier. Ces points critiques constituent un ensemble discret fini. Les points potentiellement critiques correspondent à une tension de sortie constante. Dans le cas triphasé, l'ensemble des points critiques est beaucoup plus important puisque les phases interagissent entre elles. Dans l'espace des rapports cycliques de phase (3 dimensions), on trouve des plans dus aux points critiques monophasés, des droites dues à l'interaction de deux phases et des points correspondant à l'interaction de trois phases. On peut construire cet ensemble à partir des seuls points critiques monophasés quel que soit le nombre de cellules. Ensuite, on a vu qu'en modifiant le déphasage d'une des phases pour obtenir des cycles à 3 points dans le domaine de Park, on supprime par rapport au cas normal (cycles à 4 points) toutes les droites qui ne sont pas dans la direction de l'homopolaire. Comme supprimer des points critiques augmente la dynamique, les cycles à 3 points sont plus intéressants que la commande naturelle classique.

Cette étude a permis de formaliser le cadre, et notamment les limites, de la stabilité de la commande naturelle. Elle est à l'origine d'une commande passive travaillant sur plusieurs périodes appelée : la **commande permutée passive monophasée et triphasée**.

On a développé deux types de commandes : une passive et une active. Afin d'obtenir des commandes de convertisseur découplées de celle de la charge, on s'est imposé la contrainte de respecter le profil de tension de sortie admissible désiré : pour la commande passive c'est celui de commande naturelle, pour la commande active il peut être quelconque. Elles sont toutes les deux à fréquence fixe pour obtenir de bonnes propriétés harmoniques et une fréquence de commutation maîtrisée. Toutes deux exploitent les degrés de liberté fournis par les équivalences entre configurations de commande. Ces commandes permettent d'assurer la régulation des états internes de l'onduleur pour n'importe quel nombre de cellules. Elles sont très simples à implémenter et très rapides.

La première, nommée **commande naturelle permutée passive** est basée sur celle de la commande naturelle, mais elle permet de supprimer le phénomène des points critiques en travaillant sur plusieurs périodes. Elle exploite le fait que des permutations de référence de cellule avec une commande naturelle n'engendrent pas de conséquences sur la tension de sortie de bras. L'intérêt de ces permutations est de modifier les conditions de stabilité de la commande. Il est ainsi possible, en permutant judicieusement les séquences de la commande naturelle, de supprimer les points de fonctionnement critiques et d'augmenter la dynamique. La séquence des permutations doit vérifier la condition de stabilité établie pour les commandes périodiques. Le principe est aussi simple que celui de la commande naturelle. Elle fonctionne dans les cas monophasé et triphasé. Elle permet d'avoir un taux de commutations très proche ou même égal à celui de la commande naturelle. Son seul inconvénient est l'augmentation de l'ondulation des tensions de condensateur. La séquence des permutations sur plusieurs périodes peut être optimisée hors ligne de façon à améliorer le taux d'ondulation et celui des commutations.

La deuxième commande nommée **commande CVC active**, est une commande de nature active. Elle permet d'allier les performances des meilleures méthodes connues avec le respect des contraintes de fréquence de commutation. Elle travaille au niveau d'un intervalle c'est à dire d'un niveau de tension de sortie constant. L'algorithme proposé conserve n'importe quel profil de la tension de sortie et ne modifie pas les durées d'intervalles comme variables de contrôle. Cette commande utilise systématiquement les redondances de configurations. Les tensions de condensateur sont contrôlées en choisissant pour chaque intervalle parmi les configurations donnant la bonne tension de sortie, la configuration donnant la projection maximum des dérivées possibles sur la direction reliant la tension actuelle V_c et la tension de référence $V_{c_{ref}}$. On a besoin pour cela du signe du courant instantané. Cette approche qui sélectionne toujours la configuration donnant la vitesse la plus rapide, peut être comparée à l'approche des modes glissants. Elle procure un temps de réponse court et une grande stabilité. Elle travaille à fréquence fixe car elle est basée sur la fréquence de la tension de sortie constante.

Deux versions ont été obtenues, la version de base et celle modifiée.

Avec la version de *base*, le régime permanent peut ressembler à un régime chaotique (comme les modes glissants). En effet la fréquence de commutation peut être de 2 par petite période au lieu de 2 par grande période (commande naturelle).

Avec la version *modifiée*, ce problème est éliminé en introduisant dans la procédure de sélection une contrainte supplémentaire sur le nombre de commutations. La formulation du critère permet de le faire très facilement et les performances dynamiques ne sont pas affectées. Un paramètre de réglage permet de contrôler la fréquence moyenne de commutation.

Les propriétés générales sont les suivantes :

- les transitoires sont très rapides avec une grande stabilité.
- en régime permanent, la commande converge vers la commande naturelle modifiée, avec toutes les propriétés associées : peu de commutations, peu d'harmoniques.
- l'implémentation repose sur une fréquence de commande fixe : un rapport cyclique déterminé au début de chaque période. Les instants de changement de commande de l'onduleur ne sont pas modifiés par rapport à ceux de la commande naturelle. L'implantation est ainsi plus simple.

En pratique, la commande est implémentée comme la commande naturelle (MLI), sur une demi petite période de façon à pouvoir remettre à jour le rapport cyclique aussi souvent que possible.

Dans le cas triphasé, on utilise trois modules indépendants, un pour chaque phase. Comme la régulation peut se faire pour n'importe quelle composante homopolaire dans Park, on peut utiliser celle-ci de façon à améliorer les harmoniques ou le taux de commutation.

Cette commande est une commande en boucle fermée ce qui nécessite de connaître les tensions de condensateur en les mesurant ou en les estimant. C'est pourquoi la qualité de fonctionnement du système complet dépend essentiellement de la qualité de l'observateur.

Afin de pouvoir utiliser des commandes actives, on a développé des observateurs. Mais la **difficulté du problème** de l'observation des tensions de condensateur n'est pas la même suivant le type de mesures disponibles : *mesures de tension ou mesures de courant*. Les deux cas ont été traités. Dans le cas où l'on dispose de mesures de tension, on peut estimer l'état du convertisseur sans avoir besoin d'une connaissance de la charge, par contre si l'on a seulement des mesures de courant, il est nécessaire de faire une estimation conjointe de l'état du convertisseur et de sa charge en utilisant un seul modèle représentant l'ensemble.

Le cas des **mesures de tension** est le plus simple. Dans un premier temps, on a supposé que les tensions de condensateur étaient lentement variables sur l'horizon d'observation. Ainsi, l'estimation revient à résoudre un système linéaire car la tension de sortie du bras est une combinaison linéaire des tensions recherchées. Pour le résoudre, on a choisi d'utiliser une méthode indirecte : **méthode à relaxation**. Elle correspond à la structure d'un observateur établie dans [CAR96], mais on a choisi le gain de façon à avoir une dynamique très rapide tout en conservant la stabilité. Elle est sous forme itérative, c'est pourquoi elle nécessite très peu de calculs. Comme elle travaille avec une seule mesure à la fois, on peut passer du cas monophasé au cas triphasé très facilement. Une nouvelle estimation est donc disponible sans utiliser les mesures précédentes. Dans le cas où il faut tenir compte de la dynamique, on peut ajouter un terme représentant l'évolution de l'état estimé entre deux mesures, mais à ce moment là il faut avoir en plus des mesures de courant. Comme elle est sous forme itérative, elle ne nécessite pas d'avoir périodiquement l'observabilité, il suffit qu'elle soit en moyenne suffisante. Ainsi les contraintes sur la commande sont faibles, ce qui permet d'exploiter au mieux les performances de ce type de convertisseur. Elle ne modifie que les variables pour lesquelles elle a de l'information, ainsi il n'y a pas de divergence lorsque l'observabilité n'est plus assurée durant un temps. La précision de l'estimation atteinte est largement suffisante pour une commande active.

Avec des **mesures de courant**, il faut utiliser simultanément les modèles de l'onduleur et de la charge. On utilise le fait que la tension d'alimentation de la charge n'est pas quelconque mais résulte d'une combinaison linéaire des variables d'état de l'onduleur. On a utilisé un filtre de Kalman car il est sous forme récursive et convient bien au problème. La charge qui a été utilisée est un moteur asynchrone. Une étude sur le choix du modèle (second ordre) et de nombreuses simplifications et modifications ont permis de réduire le nombre de calculs afin de le rendre implémentable. On peut également estimer des variables supplémentaires comme la tension du bus, ou des offsets de capteurs de courant. Des résultats de simulation montrent son bon fonctionnement même en présence de perturbations paramétriques de la charge. Cet observateur a également été testé en boucle fermée lors de la simulation du système global du dernier chapitre.

Dans le cadre du projet de recherche, une commande relevant des méthodes de commande directe a été développée : **commande par cycles limites contrôlés sous contraintes fréquentielles**. Elle permet d'avoir une grande dynamique de couple et travaille à fréquence fixe. Elle commande le flux statorique et le couple par action directe sur les instants de commutation des interrupteurs de l'actionneur. Elle permet de choisir les vecteurs de commande et leur durée d'application pour atteindre les références de flux et de couple à la fin de sa période de travail. Le fait de travailler sur un horizon fixe sans approximation permet d'avoir une fréquence d'échantillonnage fixe et plus faible que dans le cas contraire. Elle est basée sur l'utilisation de formes de cycles de type SOCMLI qui permettent d'obtenir le meilleur compromis entre la fréquence de commutation et le taux d'ondulation. Cette commande nécessite l'état complet du moteur et a pu être étudiée indépendamment de celle de l'onduleur mais les cycles qu'elle utilise ainsi que leurs enchaînements ont été choisis de façon à réduire au maximum le nombre de changements de niveaux de tension, ce qui revient à limiter le nombre de commutations de l'onduleur. On a vu que ces cycles peuvent être obtenus par la commande naturelle. Ils permettent une généralisation de la forme des cycles avec un onduleur à deux niveaux et la rende directement compatible avec la commande naturelle et du même coup avec la commande permutée passive. Elle peut travailler à différents horizons de temps en répétant le cycle élémentaire le nombre suffisant de fois. Elle se généralise très facilement pour n'importe quel nombre de niveaux de l'onduleur.

Pour valider les résultats précédents en boucle fermée, on a effectué une simulation d'un système complet comprenant : la commande *CVC active* et l'observateur *sans capteur de tension* qui est le cas le plus défavorable. Des perturbations des états réels et estimés du système permettent de valider le bon fonctionnement global. Les performances finales au niveau du moteur sont très bonnes, c'est pourquoi ce système va être testé sur banc d'essais à Alstom.

Les principales perspectives de ce travail peuvent être résumées de la manière suivante :

- utiliser l'homopolaire de façon à réduire le taux de commutation et augmenter la dynamique de régulation.
- traiter globalement les commandes du moteur et de l'onduleur afin de contrôler précisément le taux de commutation et être plus performant.
- trouver pour la commande permutée, une manière de synthétiser directement la séquence des permutations en optimisant le taux de commutation ainsi que les variations des tensions de condensateur.
- voir si des améliorations au niveau du Kalman sont encore possibles pour l'observateur avec mesures de courant.
- prendre en compte le nombre de commutations ou les harmoniques dans la commande du convertisseur
- étudier le fonctionnement du convertisseur en mode défaillant, par exemple avec le fonctionnement incorrect de certains interrupteurs.

ANNEXE A

PARAMETRES POUR SIMULATION AVEC MOTEUR

ANNEXE A

PARAMETRES POUR SIMULATION AVEC MOTEUR

Voici les caractéristiques du moteur et de l'onduleur :

- pour le moteur asynchrone :

Paramètres	Notation	Valeur	Unité
Puissance nominale	P	37	kW
Tension nominale	U_n	380	V
Courant nominal	I_{sn}	69	A
Facteur de puissance	$\cos \varphi_n$	0.88	
Résistance rotorique	R_r	0.0616	Ω
Résistance Statorique	R_s	0.0595	Ω
Inductance rotorique	L_r	0.0323	H
Inductance statorique	L_s	0.0317	H
Mutuelle inductance	M	0.0236	H
Nbr paires de pôles	p	2	u
Vitesse nominale	ω_n	1468.2π	rpm
Flux moyen	ϕ_n	1	Wb

Tableau VI.2 Caractéristiques du moteur.

- pour l'onduleur :

Paramètres	Notation	Valeur	Unité
Capacité	C	0.001	F
Nombre de cellules	N	3	u
Tension du bus	E_d	538	V

Tableau VI.3 Caractéristiques de l'onduleur.

ANNEXE B

DISCRETISATION

ANNEXE B

DISCRÉTISATION

Passage du modèle d'état continu au modèle d'état discret :

- matrice discrète A_z du modèle d'état continu A avec un pas d'échantillonnage de T_e :

$$A_z = e^{A.T_e} \quad (\text{VI.15})$$

- matrice discrète B_z du modèle d'état continu A, B avec un pas d'échantillonnage de T_e :

$$\begin{aligned} B_z &= \int_0^{T_e} e^{A_c \cdot \tau} \cdot B_c \cdot d\tau \\ &= \left[\frac{e^{A_c \cdot \tau}}{A} \right]_0^{T_e} \cdot B_c \\ &= A_c^{-1} \cdot e^{A_c \cdot T_e} \cdot B_c - A_c^{-1} \cdot B_c \\ &= A_c^{-1} \cdot [e^{A_c \cdot T_e} - I] \cdot B_c \\ &= A_c^{-1} \cdot [A_z - I] \cdot B_c \end{aligned} \quad (\text{VI.16})$$

Passage des conditions initiales au début de l'intervalle k (X_k) à celles au début de l'intervalle $k+n+1$ (X_{k+n+1}) en fonction des modèles discrets correspondants à la commande de chaque intervalle (concaténation) :

$$\begin{bmatrix} X_{k+1} \\ X_{k+2} \\ \vdots \\ X_{k+n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_k & 0 & \dots & 0 \\ A_{k+1} \cdot B_k & B_{k+1} & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \dots & 0 \\ A_{k+n} \dots A_{k+1} \cdot B_k & A_{k+n-1} \dots A_{k+2} \cdot B_{k+1} & \dots & B_{k+n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_k \\ u_{k+1} \\ \vdots \\ u_{k+n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_k \\ A_{k+1} \cdot A_k \\ \vdots \\ A_{k+n} \dots A_k \end{bmatrix} \cdot X_k \quad (\text{VI.17})$$

Gestion d'un changement de modèle entre deux pas d'échantillonnages :

Quand on a un système non stationnaire et que la commande peut être asynchrone par rapport aux instants d'échantillonnage, on peut avoir un changement de modèle entre deux mesures. Pour ne pas entraîner de perturbation de modèle sur les observateurs, il faut utiliser un modèle équivalent sur la période d'échantillonnage considérée.

Supposons qu'au début, le modèle du système soit un modèle qui sera appelé modèle n°1. Puis entre les instants d'échantillonnage 1 et 2, on change de modèle pour passer au numéro n°2.

Voici un schéma montrant le domaine de validité des modèles en fonction du temps.

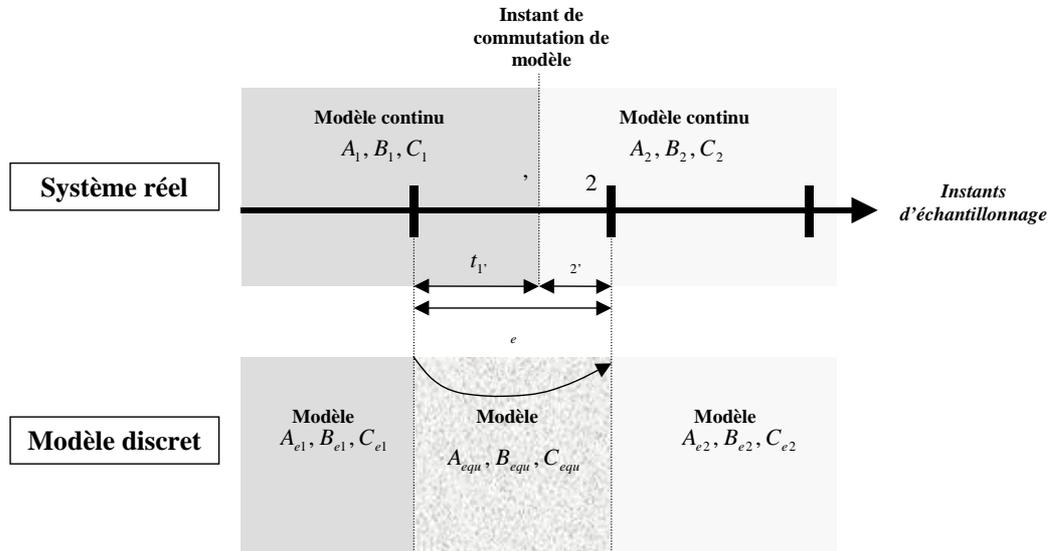


Figure VI.24 : Passage de deux modèles continus à un modèle équivalent discret.

Les états du système entre les instants 1 et 2 s'écrivent :

$$\begin{cases} x_1 = A_1 x_1 + B_1 u_1 \\ x_2 = A_2 x_1 + B_2 u_2 \end{cases} \quad (\text{VI.18})$$

Les matrices A_1 , et B_1 , représentent la discrétisation du modèle continu n°1 sur la durée t_1 . De même pour les matrices A_2 , et B_2 , qui représentent le modèle continu n°2 sur le reste de l'intervalle d'une durée t_2 .

Les sorties étant :

$$\begin{cases} y_1 = C_1 x_1 \\ y_2 = C_2 x_2 \end{cases} \quad (\text{VI.19})$$

Le modèle équivalent pour la période d'échantillonnage est donc :

$$\begin{aligned} x_2 &= A_2 A_1 x_1 + A_2 B_1 u_1 + B_2 u_2 \\ &= A_{equ} x_1 + B_{equ} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{VI.20})$$

Le modèle équivalent est donc donné par :

$$\begin{aligned} A_{equ} &= A_2 A_1 \\ B_{equ} &= [A_2 B_1 \quad B_2] \end{aligned} \quad (\text{VI.21})$$

Pour une application temps réel, une approximation des matrices équivalentes au premier ordre donne :

$$\begin{aligned} A_{equ} &= (I + A_2 t_2)(I + A_1 t_1) \\ B_{equ} &= [(I + A_2 t_2)B_1 t_1 \quad B_2 t_2] \end{aligned} \quad (\text{VI.22})$$

ANNEXE C

FORME DES CYCLES DANS PARK

ANNEXE C

FORME DES CYCLES DANS PARK

Les différentes trajectoires sont classées de la façon suivante :

A chaque triplet de commande $S(s_1, s_2, s_3)$ est associé un couplet (n_1, n_2) résultant de la comparaison deux à deux des éléments de S . Le résultat de cette comparaison est relatif à la parité de la transition des éléments de S . Si s_i et s_{i+1} sont de même parité alors $n_i=1$ sinon $n_i=0$.

Quatre familles de trajectoires sont ainsi définies (voir tableau ci-dessous) :

n° de cas	Triplet (s_1, s_2, s_3)	
	<i>Commençant par pair</i>	<i>Commençant par impair</i>
0 (0,0)	(pair pair pair)	(impair impair impair)
1 (0,1)	(pair pair impair)	(impair impair pair)
2 (1,0)	(pair impair impair)	(impair pair pair)
3 (1,1)	(pair impair pair)	(impair pair impair)

Tableau VI.4 Quatres familles de trajectoires.

Etude du cas n° 0 :

Dans ce cas, les porteuses sont toutes en phase. Les trajectoires sont définies de la façon suivante :

Nom du cycle	Enchaînement
a	$S_1 S_2 S_3$
b	$S_1 S_3 S_2$
c	$S_2 S_1 S_3$
d	$S_2 S_3 S_1$
e	$S_3 S_1 S_2$
f	$S_3 S_2 S_1$

Tableau VI.5 Correspondances entre cycles et enchaînements.

Les trajectoires obtenues sont alors les suivantes :

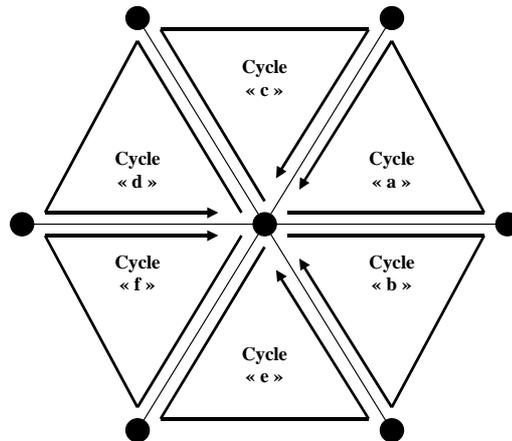


Figure VI.25 : Formes des trajectoires dans le cas n° 0

Etude du cas n° 3 :

Le signal s_1 étant choisi impair, nous définissons les trajectoires de la façon suivante :

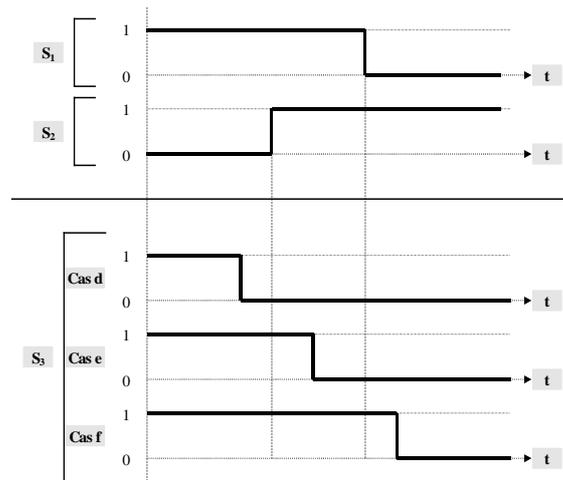
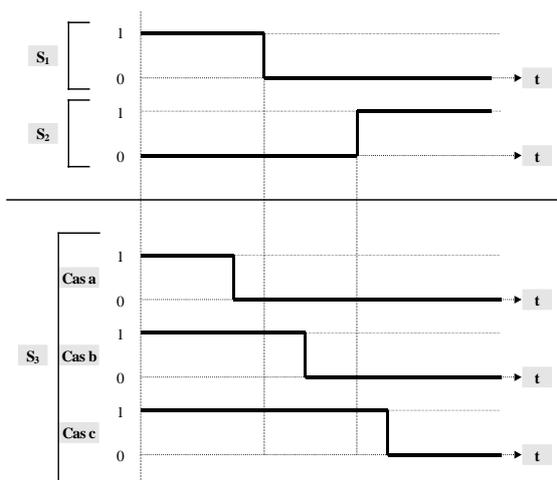
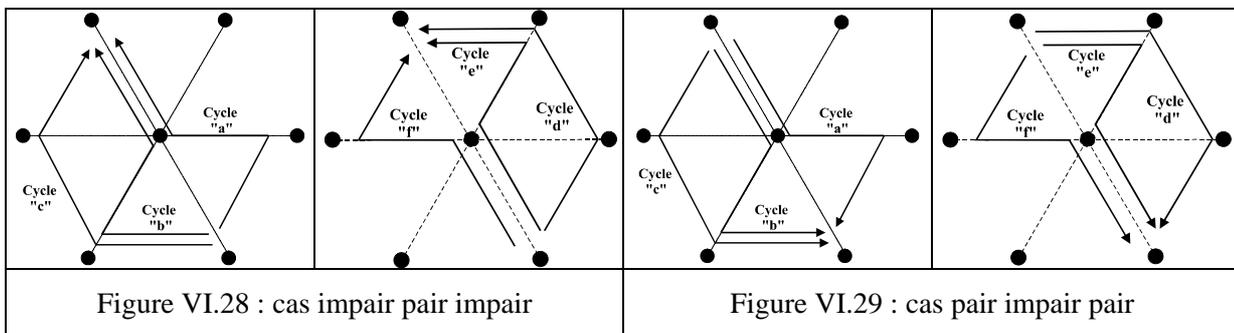


Figure VI.26 : Profil des tensions de sortie de bras Figure VI.27 : Profil des tensions de sortie de bras

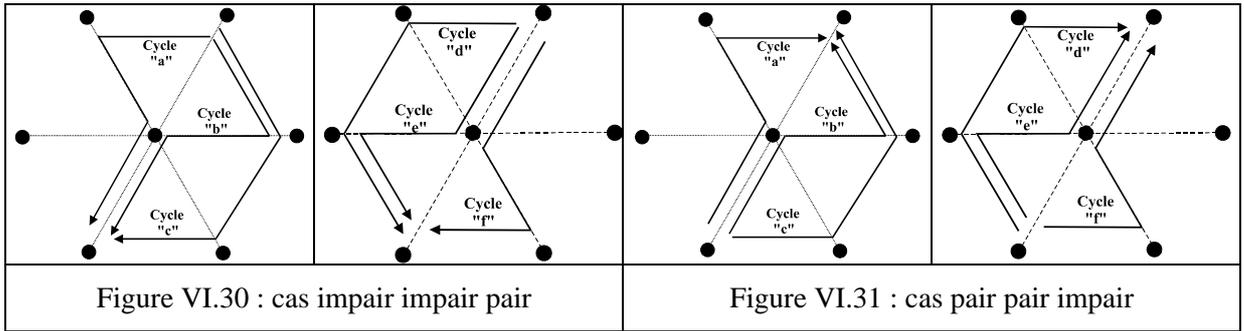
Les trajectoires obtenues sont alors les suivantes :



Le fait de démarrer par un signal pair ou impair ne modifie pas la trajectoire mais inverse son sens de parcours.

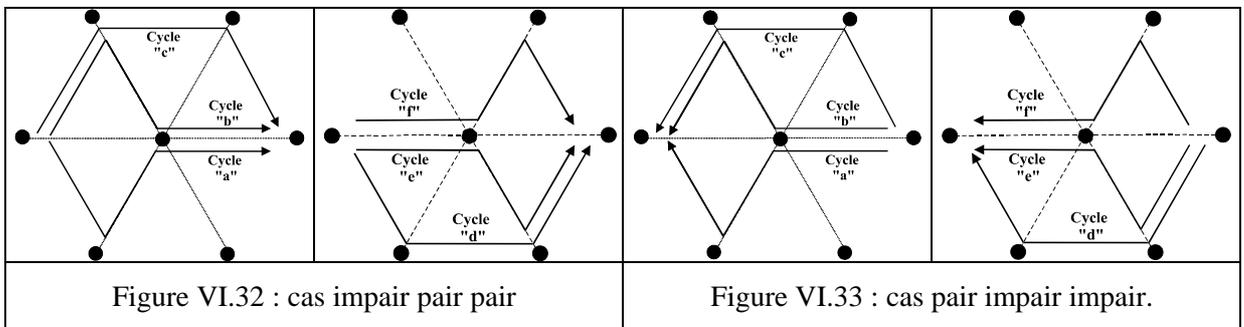
Etude du cas n° 1 :

Les cycles se déduisent de ceux du « cas 3 », par une rotation de $2\pi/3$.



Etude du cas n° 2 :

Les cycles se déduisent de ceux du « cas 3 », par une rotation de $4\pi/3$.



ANNEXE D

REPERE (α, β)

ANNEXE D

REPÈRE (α, β)

Hypothèses et changement de base :

Les hypothèses permettant la mise en place du modèle de Park sont:

- Parfaite symétrie de construction., l'entrefer est parfaitement lisse.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage.
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.
- les pertes fer sont négligeables

On peut définir les flux en fonction des courants à l'aide d'inductances propres et mutuelles.

Les couplages en étoiles des bobinages permettent de dire que la somme des courants est nulle.

Au stator comme au rotor, les courants triphasés parcourant des enroulements triphasés créent des champs magnétiques pulsatoires triphasés dont la superposition génère un champ magnétique tournant.

On peut associer au champ tournant une représentation par un vecteur tournant.

$$V = k \cdot \left[v_1 + v_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_3 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{VI.23})$$

Le coefficient k dépend de la grandeur considérée :

- $k = \frac{2}{3}$ pour une représentation conservant les amplitudes
- $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une représentation conservant les puissances.

On définit un modèle vectoriel ramené au stator dans le référentiel lié au stator.

Equation de Concordia :

La transformation de a,b,c en α,β,o est la suivante:

$$\begin{bmatrix} X_o \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{VI.24})$$

X_o est la composante homopolaire.

La transformation permettant de passer de α,β,o en a,b,c est:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_o \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{VI.25})$$

Ce domaine permet d'analyser les comportements de la machine et facilite la mise en place des différentes fonctions de la commande.

Passage du triphasé au domaine de Concordia :

$$M_{cb} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.26})$$

Passage du domaine de Concordia au triphasé :

$$M_{icb} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.27})$$

Moteur asynchrone :

Avant d'utiliser le modèle du moteur dans un référentiel de Park, il est nécessaire de vérifier certaines hypothèses [RAU94]. Pour un repère (d,q) général, le modèle avec les courants statoriques et flux statoriques est le suivant :

$$A(\Omega) = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s \cdot L_r + R_r \cdot L_s)}{Q_{el}} & \omega_s - \omega & \frac{R_r}{Q_{el}} & \omega \frac{L_r}{Q_{el}} \\ -(\omega_s - \omega) & -\frac{(R_s \cdot L_r + R_r \cdot L_s)}{Q_{el}} & -\omega \frac{L_r}{Q_{el}} & \frac{R_r}{Q_{el}} \\ -R_s & 0 & 0 & \omega_s \\ 0 & -R_s & -\omega_s & 0 \end{bmatrix} \text{ et } B = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{Q_{el}} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{Q_{el}} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.28})$$

$$X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

avec :

$$Q_{el} = L_s \cdot L_r - M^2 \quad (\text{VI.29})$$

On se place dans un repère particulier en choisissant les vitesses ω et ω_s .

Dans le cas où (d,q) est le repère a,b,c du stator, on a :

- $\omega = p \cdot \Omega$
- $\omega_s = 0$

Dans le cas où (d,q) est le repère a,b,c du rotor, on aurait :

- $\omega = p \cdot \Omega$
- $\omega_s = p \cdot \Omega$

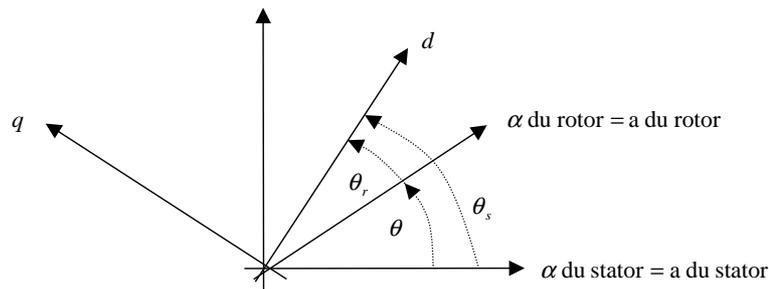


Figure VI.34 Notation pour le repère (d,q).

La figure suivante montre les différents repères avec les angles associés par rapport au stator de la machine.

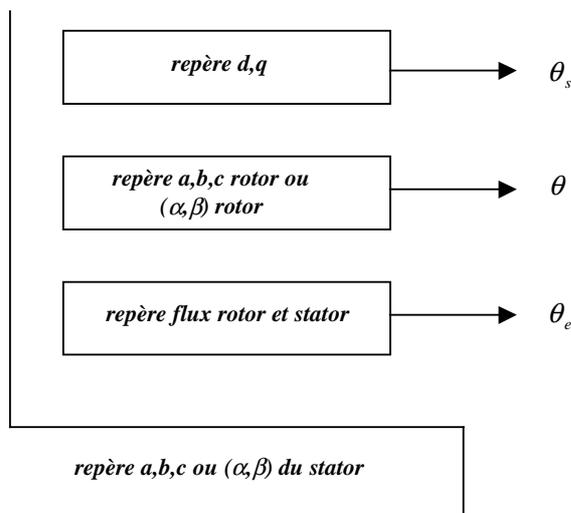


Figure VI.35 Les différents repères possibles.

Avec une transformation conservant la puissance instantanée, dans le repère lié au stator ($\omega_s = 0$), on obtient :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s \cdot L_r + R_r \cdot L_s)}{Q_{el}} & -p \cdot \Omega & \frac{R_r}{Q_{el}} & \frac{p \cdot L_r \cdot \Omega}{Q_{el}} \\ p \cdot \Omega & -\frac{(R_s \cdot L_r + R_r \cdot L_s)}{Q_{el}} & -\frac{p \cdot L_r \cdot \Omega}{Q_{el}} & \frac{R_r}{Q_{el}} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{Q_{el}} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{Q_{el}} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.30})$$

$$\text{avec } X = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Puissance mécanique :

$$P_m = U_c \cdot I = V_{s\alpha} \cdot I_{s\alpha} + V_{s\beta} \cdot I_{s\beta} = [x_1 \quad x_2] \cdot U \quad (\text{VI.31})$$

Couple électromagnétique :

$$\Gamma = p \cdot (\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) = p \cdot (x_2 x_3 - x_1 x_4) \quad (\text{VI.32})$$

Module du flux :

$$\|\phi_s\|^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{VI.33})$$

Notations :

L_s : inductance cyclique statorique

L_r : inductance cyclique rotorique

R_s : résistance statorique

R_r : résistance rotorique

Ω : vitesse mécanique angulaire du rotor (Rd/s)

p : nombre de paire de pôle de la machine

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [AND79] B.D.O. Anderson, J.B. Moore, "Optimal Filtering", Book, Prentice-Hall Information and System Sciences Series, edited by Tomas Kailath. 1979.
- [BAR94] R. Barrett, M. Berry, T.F. Chan, J. Demmel, J.M. Donato, J. Dongarra, V. Eijkhout, R. Pozo, C. Romine, H. Van der Vorst, "Templates for the solution of linear systems: Building blocks for iterative methods", publisher Siam, Philadelphia, 1994.
- <http://www.netlib.org/templates/Templates.html>
- [BOR00] G. Bornard, J.L. Thomas, S. Poullain, "Commande par cycles limites sous contraintes fréquentielles", book, "La commande des moteurs asynchrones", Chap. 7, Coord. C. Canudas, Hermes, série "Traité Information, Commande, Communication", 2000.
- [BRO91] W.L. Brogan, "Modern Control Theory", Book ,Third Edition, edited by Prentice-Hall International, Inc, 1991.
- ISBN 0-13-590415-3
- [CAR94] P. Carrère, "Convertisseurs multicellulaires", Rapport de Thèse de Doctorat n° d'ordre: 1201, I.N.P. Toulouse, 1996.
- [CAR96] P Carrere, "Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT, équilibrage des condensateurs flottants", PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), ENSEEIHT, Toulouse, 1996.
- [CHE97] Y. Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, and B-T Ooi, "Regulating and Equalizing DC Capacitance Voltages in Multilevel Statcom", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 12, No 2, pp. 901-907, April 1997.
- [DAL84] J.L. Dalmasso, "Tome 2, traitement de l'énergie électrique", Book, Belin, 1984.
- [DAV97] P. Davancens and T.A. Meynard, "Etude des convertisseurs multi-cellulaires parallèles, première partie: modélisation", *J.phys III*, 1997.
- [DOA97] A. Donzel, "Harmoniques injectés dans le réseau par un système redresseur-onduleur", Rapport de D.E.A., I.N.P. Grenoble, 1997.
- [DOB98] A. Donzel, "Commande des Machines à Courant Alternatif", Annexe I, "Analyse et Commande des système Multiniveaux", Collaboration AAR-LAG, Technical report, LAG, Grenoble, December 1998.
- [DOC99] A. Donzel, "Observateur pour convertisseur multiniveaux : cas mesures de tension", Technical report, LAG, Grenoble, December 1999.

- [DOC99] A. Donzel, "Observateur pour convertisseur multiniveaux : cas mesures de courant", Technical report, LAG, Grenoble, December 1999.
- [DOD99] A. Donzel, "Réduction de la taille des condensateurs", Technical report, LAG, Grenoble, December 1999.
- [DOE00] A. Donzel, "Commande permutée passive dans les cas monophasé et triphasé", Technical report, LAG, Grenoble, December 2000.
- [DOF00] A. Donzel, G. Bornard, "New Control Law for Capacitor Voltage Balance in Multilevel Inverter", IEEE-IAS Conference, Rome, October 8-12, 2000.
- [FAD96] M. Fadel and T.A. Meynard, "Équilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série: Modélisation", E.P.F'96, Grenoble, pp. 115-120, 1996.
- [FOS93] A.J. Fossard, D. Normand-Cyrot, "Système non linéaire", book, Modélisation-estimation, série automatique, edition Masson, 1993.
- [GAT97] G. Gateau, "Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série", PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), ENSEEIHT, Toulouse, 1997.
- [GEL92] Technical Staff, "Applied Optimal Estimation", book, The Analytic Sciences Corporation, edited by Arthur Gelb. 1992.
- [HAS99] I. El Hassan, "Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple", PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), ENSEEIHT, Toulouse, 1999.
- [HOL98] W. Holderbaum, G. Dauphin-Tanguy, and P. Borne, "Tracking control problem for switching linear systems", CESA'98 IMACS-IEEE/SMC, Hammamet, proc vol1, pp 935-940, 1998.
- [LAI96] J. Lai and F.Z. Peng, "Multilevel Converters A New Breed of Power Converters" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, No 3, pp. 509-517, May/June 1996.
- [LAV94] J.P. Lavieville, O. Béthoux, P. Carrère and T.A. Meynard, "dispositif électronique de conversion d'énergie électrique", French Patent n°94.15865, December 1994.
- [MAR99] C.A. Martins, X. Roboam, T.A. Meynard and A.S. Carvalho, "DiCoIF : a DTC Strategy with Imposed Switching Frequency for Multi-Cell VSI fed Induction Motor Control", EPE 99, Ireland, 1999.
- [MEY95] T.A. Meynard, J.P. Lavieville, P. Carrère, J. Gonzalez and O. Béthoux, "Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique", French Patent n°95.02818, March 1995.

- [MEY96] T.A. Meynard, P. Carrère, J.P. Lavieville and J.L. Thomas., "Dispositif électronique de conversion de l'énergie électrique", French Patent n°96.10047, August 1996.
- [MEY97] T.A. Meynard, M. Fadel and N. Aouda, "Modelling of multilevel converters", *IEEE Trans. on Ind. electronics*, vol. 44, No 3, June 1997.
- [PEN96] F. Z. Peng, J. Lai, J-W. McKeever and J. VanCoevering, "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, No 5, pp. 1130-1138, Sept./Oct. 1996.
- [PEN97] F.Z. Peng and J. Lai, "Dynamic Performance and Control of a Static Var Generator Using Cascade Multilevel Inverters", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, No 3, pp. 748-755, May/June 1997.
- [PIN00] D. Pinon, "Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement", PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), ENSEEIHT, Toulouse, 2000.
- [PRI95] L. Prisse, "Etude, conception et mise en œuvre de convertisseurs multicellulaires série à I.G.B.T.", Rapport de Thèse de Doctorat, I.N.P. Toulouse, 1995.
- [RAU94] T. Von Raumer, "Commande Adaptative Non Linéaire de Machine Asynchrone", PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 1994.
- [ROY97] D. Roye "Etat de l'art de la commande à flux orienté", in *Ecole d'été d'Automatique de Grenoble*, Commande des machines à courant alternatif, Grenoble, September 8-12th, 1997.
- [SCH98] N.P. Schibli, T. Nguyen, and A.C. Rufer, "A Three-Phase Multilevel Converter for High-power Induction Motors", *IEEE Trans. Power Electronics.*, vol. 13, No 5, pp. 978-986, Sept. 1998.
- [THO94] J.L. Thomas, "Variateur multiniveaux", Technical report, Alcatel Alsthom Recherche, Marcoussis, December 1994.
- [THO98] J.L. Thomas, "Future Practical Developments in Vector Control Principles", *IEE Colloquium – Power Division*, "Vector Control Revisited", London, February 1998.
- [THO00] J.L. Thomas, S. Poullain, A. Donzel, G. Bornard, "Advanced Torque Control of Induction Motors Fed by a Floating Capacitor Multilevel VSI Actuator", *IEE Colloquium – Power Division*, London, May 2000.
- [TOL99] L.M. Tolbert, F.Z. Peng and T.G. Habetler, "Multilevel Converters for large Electric Drives" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, No 1, pp. 36-41, Jan./Feb. 1999.
- [VAS98] P. Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", *Oxford University Press*, 1998.

[WAL97] E. Walter and L. Pronzato, “Identification de modèles paramétriques à partir de données expérimentales”, book, MASC, edited by Springer Verlag, Masson, 1997.

ISBN 2-225-84407-0

Résumé :

Un onduleur multicellulaire série (structure Meynard-Foch) est utilisé pour les applications haute tension et permet l'amélioration des formes d'onde de la tension de sortie, tout en conservant une bonne répartition des contraintes de commutateur.

La stabilité du système soumis à une commande périodique est étudiée, en particulier l'ensemble des singularités liées à la commande MLI symétrique est exhibé dans le cas triphasé.

La commande a pour objet de réguler les tensions de condensateur de la structure tout en respectant un profil imposé de tension de sortie. La commande proposée permet d'obtenir simultanément une dynamique rapide (comparable à celle des modes glissants) et un contenu harmonique intéressant tout en respectant les contraintes de commutation. Cette commande active à fréquence fixe, est basée sur une exploitation des configurations équivalentes du point de vue de la tension de sortie. Une commande périodique passive est également présentée. Ces deux commandes s'appliquent à un nombre quelconque de cellules.

La mise en œuvre des commandes actives nécessite l'observation des tensions de condensateur. Deux cas sont traités selon que les mesures de tension ou de courant sont disponibles.

Pour finir, le tout est validé en simulation par la commande multiniveaux d'un moteur asynchrone. L'aspect temps réel a été un soucis permanent.

Mots-clés : Onduleur multiniveaux, Structure multicellulaire série, Stabilité, Equilibrage des tensions de condensateur, Commande active, Moteur asynchrone.

Geometric analysis and active control law with observer of a Flying Capacitor Multilevel Inverter

Abstract :

The flying capacitor inverter (Meynard-Foch's structure) is used for high-voltage applications. It allows an improvement of the output voltage waveform with the inverse voltage constraints equally distributed.

Stability properties under periodic control laws are studied in detail, especially the singularities set with a symmetric PWM control law is exhibited in the three-phase case.

The control law is used to regulate the capacitor voltages with an imposed output voltage waveform. The control law proposed permits to have both a high dynamic response (similar to sliding mode ones) and good harmonic properties, while satisfying the switching frequency constraints. This active control law with fixed switching frequency is based on the use of the freedom degree provided by the equivalence between switching configurations according to an imposed output voltage. A periodic passive control law is also presented. These two control laws work for any number of cells.

Using active control laws needs capacitor voltage estimation. Two cases are studied depending on the availability of voltage or current measurements.

Afterwards, all results are validated in simulation by using a multilevel induction motor control law. The real time implementation aspect has always been a constant preoccupation.

Key words : Multilevel inverters, Multilevel flying-capacitor inverter, Stability, DC capacitance voltage equalisation, Active control law, Induction motor.

Discipline : Automatique – Productique

Laboratoire d'Automatique de Grenoble – BP 46, 38402 Saint-Martin d'Hères, FRANCE.