REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

**OPTION : ELECTROMECANIQUE**

THEME

---

# COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOUE D'UN D-STATCOM MULTINIVEAUX

---

Proposé et dirigé par:

Monsieur: Said BARKAT

Présenté par :

BOUZIDI Ali
&
BOUCHAREB Mohammed

Année Universitaire : 2010 / 2011

# *Remerciement*

*Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse terminé ce travail.*

*Je tiens tout particulièrement à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Said BARKAT, Docteur à l'université de M'sila, pour m'avoir encadré pendant la réalisation de ce travail et surtout les conseils avisés qu'il m'a prodigué, témoignant de ses qualités scientifiques et humaines.*

*Aussi, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Monsieur Mansour BOUZIDI pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements incessants durant la préparation de ce travail.*

*Nous remercions tous les membres du jury qui acceptent de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils l'ont porté.*

*Un grand merci à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception.*

# Sommaire

Introduction générale .....1

***Chapitre I : Généralités sur le D-STATCOM***

Introduction.....4
I.1 Qualité d'énergie dans les réseaux .....5
I.2 Concept générale et définition des *FACTS*.....5
I.2.1 Application des *FACTS*.....6
I.2.2 Différentes catégories des *FACTS* .....6
I.2.2.1 Dispositifs séries .....7
I.2.2.2 Dispositifs shunts .....7
I.2.2.3 Dispositifs hybrides série-shunt .....7
I.3 Structure des principaux dispositifs *FACTS*.....8
I.3.1 Dispositifs parallèle.....8
I.3.1.1 *SVC* (Static Var Compensator).....8
I.3.1.2 *STATCOM* .....9
I.3.2 Dispositifs séries .....11
I.3.2.1 *TCSC* (Thyristor Controlled Series Capacitor) .....11
I.3.2.2 *SSSC* (Static Synchronous Series Compensator) .....11
I.3.3 Dispositifs hybrides.....12
I.3.3.1 *UPFC* (Unified Power Flow Controller) .....12
I.4 Static Synchronous Compensator (*STATCOM*).....13
I.4.1 Description .....13
I.4.2 Principe de fonctionnement .....15
1.4.3 Description en repère tournant .....18
I.5 Conclusion .....21

***Chapitre II : Onduleurs multiniveaux : Modélisation et modulation vectorielle***

Introduction....22
II.1 Onduleur de tension à deux niveaux....23
II.1.1 Modélisation de l'onduleur....23
II.1.1.1 Structure générale....23
II.1.1.2 Fonction de commutation....24
II.1.1.3 Commande complémentaire des interrupteurs....24
II.1.1.4 Tension de sortie....24
II.1.1.5 Représentation vectorielle....26
II.1.2 Modulation vectorielle....28
II.1.2.1 Principe de la *MLI* vectorielle....28
II.1.2.2 Localisation du vecteur de référence....28
II.1.2.3 Calcul des temps de commutation....30
II.1.2.4 Génération des impulsions de commande....31
II.1.3 Schéma bloc da la *MLI* vectorielle....32
II.2.Onduleur à trois niveaux....32
II.2.1 Modélisation de l'onduleur....32
II.2.1.1 Structure générale....32
II.2.1.2 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur....33
II.2.1.3 Fonction de commutation....34
II.2.1.4 Commande complémentaire des interrupteurs....35
II.2.1.5 Tension de sortie....35
II.2.1.6 Représentation vectorielle....36
II.2.2 Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux....38
II.2.2.1 Localisation du vecteur de référence....38
II.2.2.2 Calcul des temps de commutation....39
II.2.2.3 Génération des impulsions de commande....40
II.2.3 Equilibrage des tensions des condensateurs....42
II.2.3.1 Equations des courants d'entée de l'onduleur....42
II.2.3.2 Choix de la redondance à appliquer....43
II.3 Onduleur à cinq niveaux....44
II.3.1 Modélisation de l'onduleur....44
II.3.1.1 Structure générale....44

II.3.1.2 Contraintes imposées aux semi-conducteurs ..... 45
II.3.1.3 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur ..... 45
II.3.1.4 Fonctions de commutation et de connexion ..... 46
II.3.1.5 Tension de sortie ..... 47
II.3.1.6 Représentation vectorielle ..... 48
II.3.2 Modulation vectorielle de l'onduleur ..... 51
II.3.2.1 Localisation du vecteur de référence ..... 51
II.3.2.2 Calcul des temps de commutation ..... 52
II.3.2.3 Génération des impulsions de commande ..... 53
II.3.3 Equilibrage des tensions des condensateurs ..... 54
II.3.3.1 Conditions des courants côté alternative ..... 59
II.3.3.2 Cas de déviations ..... 59
II.3.3.3 Effets des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs ..... 59
II.3.3.4 Choix des redondances ..... 61
II.4 Résultats des simulations ..... 62
II.5 Conclusion ..... 68

***Chapitre III : Modélisation et commande du D-STATCOM multiniveaux***

Introduction ..... 69
III.1 Modélisation du *D-STATCOM* ..... 70
III.1.1 Structure d'un *D-STATCOM* ..... 70
III.1.2 Modèle équivalent du bus continu ..... 71
III.1.3 Schéma simplifié du *D-STATCOM* ..... 72
III.1.4 Modélisation dans le repère (*abc*) ..... 72
III.1.5 Modélisation dans le repaire (*dq*) ..... 73
III.2 Commande du *D-STATCOM* ..... 75
III.2.1 Synthèse des régulateurs des courants ..... 76
III.2.2 Synthèse du régulateur de la tension continue ..... 77
III.2.3 Calcul de la référence du courant réactif ..... 79
III.3 Simulations numériques ..... 79
III.3.1 Paramètres du système ..... 79
III.3.2 Résultats des simulations ..... 81
III.4 Conclusion ..... 87

### *Chapitre IV : Commande par logique floue du D-STATCOM*

Introduction ..... 88
IV.1 Généralités sur la logique floue ..... 89
IV.1.1 Variables linguistiques et ensembles flous ..... 89
IV.1.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance ..... 91
IV.1.3 Opérateurs ..... 92
IV.1.3.1 Intersection et union des sous-ensembles flous ..... 92
IV.1.3.2 Complément d'un sous-ensemble flou ..... 93
IV.1.4 Inférences flous ..... 93
IV.2 Présentation d'un régulateur par logique floue ..... 94
IV.2.1 Eléments de base d'un contrôleur flou ..... 94
IV.2.1.1 Interface de fuzzification ..... 94
IV.2.1.2 Base de connaissance ..... 95
IV.2.1.3 Interface de défuzzification ..... 95
IV.1.2.3.1 Méthode du centre de gravité ..... 95
IV.1.2.3.2 Méthode de maximum et de moyenne des maximums ..... 95
IV.2.2 Contrôleur de Mamdani ..... 96
IV.2.2.1 Structure du contrôleur flou ..... 96
IV.2.2.2 Caractéristiques principales du contrôleur flou utilisé ..... 97
IV.2.3 Application du contrôleur flou au *D-STATCOM* ..... 98
IV.3 Simulations numériques ..... 100
IV.4 Conclusion ..... 106

### *Chapitre V : Commande par mode glissant du D-STATCOM*

Introduction ..... 107
V.1 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable ..... 108
V.2 Commande par mode de glissement ..... 109
V.3 Conception de la commande par mode glissant ..... 109
V.3.1 Choix de la surface de glissement ..... 110
V.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant ..... 110
V.3.2.1 Fonction discrète de commutation ..... 110
V.3.2.1 Fonction de Lyapunov ..... 110

V.3.3 Calcul de la commande ..... 111
V.3.3.1 Commande équivalente ..... 112
V.3.3.2 Commande discontinue ..... 112
V.3.4 Elimination du phénomène du broutement (Chattering) ..... 112
V.3.5 Mode de glissement avec action intégrale ..... 113
V.4 Commande par mode glissant d'un *D-STATCOM* ..... 113
V.4.1 Régulation des courants du *D-STATCOM* $i_{fd}$ *et* $i_{fq}$ ..... 114
V.4.2 Régulation de la tension continue $v_{dc}$ ..... 115
V.5 Simulations numériques ..... 116
V.6 Commande par mode glissement floue ..... 122
V.6.1 Principe de la commande par mode glissant floue ..... 123
V.6.2 Détermination de la commande floue $u_{floue}$ ..... 123
V.6.2.1 Structure du contrôleur flou utilisé ..... 123
V.6.2.2 Caractéristiques principales du contrôleur flou utilisé ..... 123
V.7 Simulations numériques ..... 124
V.8 Conclusion ..... 130

***Conclusion générale*** ..... 131

***Bibliographie*** ..... 133

# *Liste des symboles*

$i_{abc}$ : Les courants de l'onduleur.
$i_{fabc}$ : Les courants du *D-STATCOM.*
$i_{f\alpha\beta}$ : Les courants du *D-STATCOM* dans le repère ($\alpha\beta$).
$i_{fdq}$ : Les courants du *D-STATCOM* dans le repère ($dq$).
$i_{fdq}^{*}$ : Les courants de références du *D-STATCOM* dans le repère ($dq$).
$i_{sabc}$ : Les courants de la source.
$i_{sdq}$ : Les courants de la source dans le repère ($dq$).
$i_{chabc}$ : Les courants de la charge.
$i_{chdq}$ : Les courants de la charge dans le repère ($dq$).
$i_{céq}$ : Le courant équivalent de la côté continue.
$i_{céq}^{*}$ : La référence du courant équivalent de la côté continue.
$i_{ci}$ : Le courant dans le condensateur $C_i$.
$i_{di}$ : Les courants des branches d'entrée de l'onduleur.
$v_{xo}$ : La tension entre la phase $x$ de l'onduleur et le point milieu $o$.
$v_{xy}$ : La tension entre les phases $x$ et $y$.
$v_{abc}$ : Les tensions de sortie de l'onduleur.
$v_{abc}^{*}$ : Les tensions de référence.
$v_{\alpha\beta}$ : Les tensions de sortie de l'onduleur dans le repère ($\alpha\beta$).
$v_i$ : Le vecteur tension de la sortie de l'onduleur.
$v_{\alpha\beta i}$ : Les projections du vecteur $v_i$ sur les axex $\alpha$ et $\beta$.
$v_i^{rd}$, $rd = a,b,c$ ou $d$ : La redondance $rd$ du vecteur $v_i$.
$v^{*}$ : Le vecteur tension de référence.
$v_m^{*}$ : L'amplitude du vecteur tension de référence.
$v_{max}^{*}$ : La valeur maximale du vecteur de sortie.
$v_{\alpha\beta}^{*}$ : Les projections du vecteur $v^{*}$ sur les axes $\alpha$ et $\beta$.
$v_{fabc}$ : Les tensions de sortie du *D-STATCOM.*
$v_{f\alpha\beta}$ : Les tensions de sortie du *D-STATCOM* dans le repère ($\alpha\beta$).
$v_{fdq}$ : Les tensions de sortie du *D-STATCOM* dans le repère ($dq$).
$v_{fdq}^{*}$ : Les références de tensions de sortie du *D-STATCOM* dans le repère ($dq$).
$v_{sabc}$ : Les tensions de la source.
$v_{sdq}$ : Les tensions de la source dans le repère ($dq$).
$v_{chabc}$ : Les tensions de la charge.
$v_{chdq}$ : Les tensions de la charge dans le repère ($dq$).
$v_{dc}$ : La tension globale du bus continu.
$v_{dc}^{*}$ : La tension de référence du bus continu.
$v_{ci}$ : La tension partiel aux bornes du condensateur $C_i$.
$S$: La puissance apparente.
$P$: La puissance active.
$Q$: La puissance réactive.

$\theta$ : L'angle de tension du *PCC*.
$L_f$ : L'inductance du filtre.
$R_f$ : La résistance du filtre.
$Z_f$ : L'impédance du filtre.
$X_f$ : La réactance du filtre.
$L_s$ : L'inductance de la source.
$R_s$ : La résistance de la source.
$L_{ch}$ : L'inductance de la charge.
$R_{ch}$ : La résistance de la charge.
$C_{ch}$ : La capacité de la charge.
$L_1$, $L_2$ : Les inductances du primaire et de secondaire du transformateur.
$R_1$, $R_2$ : Les résistances du primaire et de secondaire du transformateur.
$m_t$ : Le rapport de transformation du transformateur.
$C_i$ : La capacité du condensateur *i*.
$C_{éq}$ : La capacité équivalente du bus continu.
$t$ : Le temps.
$t_i$ : Le temps d'application du vecteur $v_i$.
$T_h$ : La période de commutation.
$f_h$ : La fréquence de commutation.
$N$ : Nombre des intervalles de commutation.
$T_e$ : La période d'échantillonnage.
$f_e$ : La fréquence d'échantillonnage.
$\omega$ : La pulsation électrique.
$m$ : L'indice de modulation.
*FP* : Facteur de puissance.
$K$ : Semi-conducteur bidirectionnel.
$D$ : Diode de clamp.
$S$ : Fonction de commutation.
$F$ : Fonction de connexion.
$s_i$, $i=1...6$ : Secteur de localisation du vecteur $v^*$.
$r$ : Région triangulaire dans les secteurs.
$k_{pdc}$, $k_{idc}$: Les gains du régulateur *PI* de la tension continue.
$\omega_{ndc}$: La pulsation de coupure régulateur *PI* de la tension continue.
$k_{pc}$, $k_{ic}$: Les gains du régulateur *PI* des courants actif et réactif.
$\omega_{nc}$: La pulsation de coupure du régulateur *PI* des courants actif et réactif.
$\zeta$ : Coefficient d'ammortissement.
$u(t)$: La commande.
$p$: L'opérateur de *Laplace*.
$A$ : Sous-ensemble flou.
$x(k)$ : L'entrée du régulateur flou.
$\mu_A$ : Fonction d'appartenance de sous-ensemble $A$.
$R$ : Règle floue.
$e(k)$ : L'erreur discrétisé.
$u(k)$ : La commande discrétisée.
$G_e$, $G_{\Delta e}$, $G_u$: Les gains de normalisation de l'erreur, de sa variation et de la commande.
$s(x)$ : La surface de glissement.
$u_{éq}$: La commande équivalente.

$u_{dis}$: La commande discontinue.
$u_{floue}$: La commande floue.
*V(x)* : La fonction de *Lyapunov*.
$k_{pdc}$, $k_{idc}$, $k_{sdc}$ Les gains du régulateur *SMC* de la tension continue.
$k_{pd}$, $k_{id}$, $k_{sd}$ Les gains des régulateurs *SMC* des courants actif et réactif.
$u_{vs}$, $u_{vc}$: L'univers de discourt de l'entrée et de la sortie.

# *Abréviations*

*FACTS:* Flexible AC Transmission Systems.
*STATCOM:* STATic COMpensator.
*D-STATCOM:* Distributed STATic COMpensator.
*SVC:* Static Var Compensator.
*TCSC:* Thyristor Controlled Series Capacitor.
*DVR:* Dynamic Voltage Restorer.
*SSSC:* Static Synchronous Series Compensator.
*SPS:* Static Phase Shifter.
*UPFC:* Unified Power Flow Controller.
*HVDC:* High Voltage Direct Current.
*TCR:* Thyristor Controlled Reactor.
*TSC:* Thyristor Swithed Capacitor.
*IGBT:* Insulated Gate Bipolar Transistors.
*IGCT:* Insulated Gate Commutated Thyristors.
*GTO:* Gate turn-Off Thyristor.
*AC:* Alternative Current.
*DC:* Direct Current.
*NPC*: Neutral Point Clamped.
*SVM:* Space Vector Modulation.
*THD*: Total harmonic distorsion.
*SMC:* Sliding Mode Controller.
*FLC:* Fuzzy Logic Controller.
*SMFC:* Sliding Mode Fuzzy Controller.
*PI:* Proportionnel Intégral.
*MLI:* Modulation de Largeur d'Impulsion.

# *Introduction générale*

La consommation de l'énergie électrique est en hausse progressive et cette tendance augmente avec l'industrialisation et la croissance de la population [1]. De plus, on vue aujourd'hui dans l'ère de l'électronique et de l'informatique, et toute les charges sont très sensibles aux perturbations et fluctuations qui surviennent sur leurs alimentations : une perte d'alimentation peut causer l'interruption des différents processus de production; et devant des consommateurs qui deviennent de plus en plus exigeants et en même temps ils sont plus vulnérables. Ils veulent plus d'énergie électrique, et de meilleure qualité [2]. Pour assurer la qualité, des standards sont imposés et bien définies; les plus importants sont reliés à la tension et à la fréquence. Étant un système dynamique, le système électrique ne facilite pas le respect de ces standards. Différentes charges sont branchées et débranchées à différents moments, et cela introduit des différents niveaux de stress au réseau [3]. De nombreuses charges industrielles sont non linéaires (donc, elles ont un comportement de génératrice des harmoniques [2]). De plus, le système électrique est soumis aux caprices de la nature [3]. Ce système qui doit conduire de grandes quantités de l'énergie en l'absence de dispositifs de contrôle sophistiqués et adéquats beaucoup de problèmes peuvent survenir sur ce réseau tel que le transit de puissance réactive excessif dans les lignes, les creux de tension entre différentes parties du réseau…etc. et de ce fait le potentiel de l'interconnexion du réseau ne sera pas exploiter [2].

La plupart des charges ont tendance à introduire le déphasage entre la tension et le courant, et ce déphasage empêche le transport de la puissance active qui est indispensable pour son fonctionnement. Les connotations sont claires. La capacité de réseau de transport est affaiblie et, il faut savoir que, pour garder la stabilité de système, toutes les lignes de transport opèrent déjà au-dessous de leur limite thermale. Pour remédier à ce problème il n'y a que deux solutions possibles: d'ajouter des nouvelles lignes de transport ou bien, augmenter l'utilisation de capacité déjà installée [3]. Il coûte cher d'ajouter des nouvelles lignes et parfois c'est impossible. Par contre, il est faisable et moins coûteux d'augmenter l'utilisation de la capacité déjà existante. Cela demande l'installation de nouveaux équipements. La manière conventionnelle de faire face à ce problème est l'installation de compensateurs séries [2, 4] et de compensateurs shunts [2-4]. Les premiers sont un banc de condensateurs installés en série avec la ligne de transport dont le rôle est de diminuer l'impédance totale de la ligne en permettant l'augmentation de sa capacité de transport de puissance active. Les deuxièmes sont, en général, des condensateurs et des inductances connectés en parallèle avec le système de transport et ils contrôlent, soit l'échange de puissance réactive entre la charge et la source, soit la tension de la ligne. Leur désavantage principal est leur impossibilité à répondre rapidement aux changements. Le temps de réponse est habituellement quelques cycles de changement de la tension alternative, et de plus, ils sont connectés au réseau via les disjoncteurs qui introduisent leur propre bruit. Simplement, les compensateurs classiques ne sont pas capables de réagir rapidement et de répondre effectivement aux

phénomènes transitoires dans le système électro-énergétique [2].

Durant ces vingt dernières années, le progrès réalisé dans les composants semi-conducteurs de puissance entièrement commandables, les thyristors *GTO* et les *IGBT* en particulier, a permis la mise en pratique d'une nouvelle solution de compensation dont le principe a été proposé dans le début des années soixante-dix. Elle consiste à utiliser un convertisseur de puissance, assimilable à une source de courant qui permet un meilleur contrôle d'écoulement de la puissance et du système électrique presque entier. Tout cela permet une meilleure exploitation de la capacité des lignes de transport qui sont déjà installées. Un nouveau terme est forgé [5] **:** *FACTS* (Flexible AC Transmission Systems), un nouveau concept est mis sur pied et une nouvelle avenue est ouverte.

Le nouveau contexte énergétique a dans un second temps ouvert des possibilités très larges au niveau de la distribution électrique. Les nouveautés sont essentiellement la dérégulation du marché de l'électricité et la politique énergétique visant à promouvoir les énergies renouvelables. Ainsi l'électronique de puissance a un potentiel énorme pour entre autres [6] :

- l'interfaçage des producteurs au réseau, comme par exemple pour : les systèmes éoliens, les systèmes photovoltaïques, les micro-turbines, les piles à combustibles... ;
- l'interfaçage de réseaux et la distribution en courant continu;
- l'amélioration de la qualité d'énergie du réseau. Ces dernières permettent de résoudre certains problèmes liées aux perturbations en tension ou courant pouvant être néfastes pour les producteurs et/ou au bon fonctionnement du réseau en lui-même;
- le réglage des flux énergétiques actifs et réactifs transitant dans les lignes.

L'un des dispositifs *FACTS* les plus connus est le *STATCOM* (*STATic COMpensator*) qui a été proposé par [8] en 1976. C'est une source à base de semi-conducteurs capable de fournir ou d'absorber d'énergie réactive [3, 7-8]. La commande de ce dispositif est effectuée pour maintenir la tension de réseau, pour compenser la puissance réactive ou pour les deux au même temps [2]. Le *D-STATCOM* (*Distributed STATic COMpensator*), destiné pour les réseaux de distribution, réalise les mêmes fonctions que le *STATCOM*. Cependant, la fréquence de commutation des *IGBT* permettent d'assurer des trajectoires de courant plus élaborées, ouvrant donc des possibilités plus larges : filtrage actif de courant, réglage découplé des puissances active et réactive échangées avec le réseau [5].

L'objectif de ce travail est d'étudier la compétence du *D-STATCOM* multiniveaux dans la compensation de la totalité de puissance réactive demandée par la charge afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire côté source. Dans un deuxième volet, l'intérêt est porté sur l'amélioration des performances de ce dispositif en le contrôlant par des commandes non linéaires tel que la commande par logique floue, la commande par mode glissant et enfin la commande hybride entre elles.

Ce mémoire est organisé en cinq chapitres, comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présenterons les dispositifs *FACTS* : leurs définitions et conceptions générales, leurs applications et leurs catégories. Nous introduirons quelques dispositifs en citant le rôle important qu'ils jouent dans l'exploitation et la gestion des réseaux électriques, tout en donnant pour chacun d'entre eux sa configuration, son principe de fonctionnement et ses applications. Dans la deuxième section de ce chapitre, nous baserons sur la description de la structure du dispositif *D-STATCOM*. Une explication détaillée de son principe de fonctionnement en modes inductif et capacitif sera envisagée.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation et la modulation vectorielle des onduleurs conventionnels et multiniveaux. Nous développerons l'algorithme de la modulation vectorielle dans le cas des onduleurs à deux, à trois et à cinq niveaux. Dans le cas des onduleurs multiniveaux, le problème de déséquilibre des tensions des condensateurs sera traité. Nous allons profiter des états

redondants de l'onduleur pour assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs de la source continue. Ces états redondants produisent le même vecteur tension de sortie, mais avec des courants déférents, ce qui provoque des effets opposés sur les tensions des condensateurs à l'entrée de l'onduleur.

L'exploitation du *D-STATCOM* multiniveaux dans la compensation de la totalité d'énergie réactive dans un réseau de distribution sera l'objet du troisième chapitre. Les différents modèles mathématiques du dispositif seront développés. La stratégie de commande par des régulateurs *PI* adoptée pour le contrôle des courants actif et réactif et de la tension de bus continu sera expliquée.

Dans le quatrième chapitre, nous intéresserons à la technique de commande par logique floue, où un contrôleur flou sera élaboré. Les régulateurs linéaires de type *PI* seront substitués par des régulateurs flous pour régler les courants actif et réactif, ainsi que la tension continue. Ce chapitre sera finalisé par la représentation des résultats de simulations effectuées.

Le cinquième chapitre sera divisé en deux parties. La première concernera l'étude de la commande par mode glissant et l'application de cette méthode de commande sur le *D-STATCOM*. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous aborderons la commande hybride (commande par mode glissant floue). On terminera par la présentation et l'interprétation des résultats obtenus.

# Chapitre I

# Généralités sur le D-STATCOM

***Introduction***

L'industrialisation et la croissance de la population sont les premiers facteurs pour lesquels la consommation de l'énergie électrique augmente régulièrement. Ainsi, pour avoir un équilibre entre la production et la consommation, il est nécessaire d'augmenter le nombre de centrales électriques, de lignes, de transformateurs etc…, ce qui implique une augmentation de coût et une dégradation du milieu naturel. En conséquence, il est aujourd'hui important d'avoir des réseaux maillés et de travailler proche des limites de stabilité afin de satisfaire ces nouvelles exigences.

Les réseaux maillés, soumis à des boucles de puissance indésirables entre zones interconnectées, subissent des surcharges de lignes, des problèmes de stabilité et de toute manière un accroissement des pertes. Les moyens classiques de contrôle des réseaux (transformateur à prises réglables en charge, transformateurs déphaseurs, compensateurs série ou parallèle commutés par disjoncteurs, modification des consignes de production, changement de topologie du réseau et action sur l'excitation des générateurs) pourraient dans l'avenir s'avérer trop lents et insuffisants pour répondre efficacement aux perturbations du réseau, compte tenu notamment des nouvelles contraintes. Il faudra donc compléter leur action en mettant en œuvre des dispositifs électroniques de puissance ayant des temps de réponse

courts, connus sous l'appellation *FACTS* (*Flexible Alternative Current Transmission Systems*) pour le contrôle des réseaux [9]. Le développement des dispositifs *FACTS* a ouvert de nouvelles perspectives pour une exploitation plus efficace des réseaux par action continue et rapide sur les différents paramètres (déphasage, tension, impédance). Ainsi, les transits de puissance seront mieux contrôlés et les tensions mieux régulées, ce qui permettra d'augmenter les marges de stabilité ou de tendre vers les limites thermiques des lignes. Le maintien de l'équilibre entre la production et la consommation nécessite alors une surveillance permanente du système afin d'assurer la qualité du service (problème de conduite), garantir sa sécurité (problème de protection) et sa stabilité (problème de réglage).

Dans la première section de ce premier chapitre, nous introduisons quelques dispositifs *FACTS* et citons le rôle important qu'ils jouent dans l'exploitation et la gestion des réseaux électriques, en donnant pour chacun d'entre eux sa configuration, son principe de fonctionnement et ses applications. La deuxième section est consacrée à la description de la structure de dispositif *D-STATCOM*, une explication en détail des principes de leurs fonctionnements et puis la contribution de ce dernier et son effet dans le contrôle des réseaux électriques est montrée.

### *I.1 Qualité d'énergie dans les réseaux*

Le terme de qualité d'énergie est largement utilisé lorsque des phénomènes perturbants sont présents sur le réseau électrique. La détérioration de la qualité de l'énergie sur le réseau peut avoir plusieurs causes et effets [2, 10], comme par exemple :

- les charges ayant un facteur de puissance trop bas. Le transit inutile d'énergie réactive sur les lignes peut alors augmenter fortement les pertes en lignes et faire chuter la tension aux nœuds de raccordement des charges;
- les charges non-linéaires, comme par exemple les redresseurs à diodes. Les harmoniques absorbés ou générés accélèrent le vieillissement de certains matériels, perturbent les systèmes de contrôle... ;
- les déséquilibres en courant et/ou en tension du fait d'un déséquilibre de charges : provoquent par exemple dans les machines tournantes des champs tournants inverses produisant des couples parasites;
- les transitoires rapides essentiellement provoqués par des enclenchements déclenchements de charges (ou de compensateurs) et de manœuvre;
- les creux de tension qui peuvent avoir pour origine le réseau amont (court circuits, foudre) ou aval (démarrage de grosses machines...). La profondeur du creux peut aller jusqu'à 90% de la tension et durer d'un demi cycle à 30 cycles.

Il existe des solutions préventives et curatives aux problèmes de la qualité de l'énergie. Des solutions préventives vont vers l'immunisation des charges (alimentation régulée), d'autres vers le confinement des sources perturbantes (éloignement électrique des sources perturbantes des charges sensibles) et certaines vers la conversion « propre » (redressement à prélèvement sinusoïdal). Les solutions curatives s'insèrent dans des architectures déjà existantes et se basent sur la compensation (filtrages passifs et/ou actifs, compensation de réactif...), parmi les dispositifs largement utilisés dans les systèmes de compensation on trouve les *FACTS* qui fait l'objet de ce chapitre.

### *I.2 Concept générale et définition des FACTS*

D'après *IEEE*, *FACTS* qui est l'abréviation de *«Flexible AC Transmission Systems»* est défini comme suit : Les systèmes de transmission du courant alternatif incorporant des contrôleurs à base d'électronique de puissance et autres contrôleurs statiques afin d'améliorer la contrôlabilité des réseaux électriques ainsi que la capacité de transfert des lignes [2]. La technologie *FACTS* n'est pas limitée en un seul dispositif mais elle regroupe une collection de dispositifs à base de l'électronique de puissance implantés dans les réseaux électriques afin de mieux contrôler le flux de puissance et augmenter la capacité de transit de leurs lignes. Par action de contrôle rapide de ces systèmes sur l'ensemble des

paramètres du réseau : tension, impédance, déphasage…etc. ils permettent d'améliorer les marges de stabilité et assurer une meilleure flexibilité du transfert d'énergie.

### *I.2.1 Application des FACTS*

Les *FACTS* permettent de contrôler dynamiquement l'écoulement de puissance moyennant l'utilisation des divers composants de l'électronique de puissance [11].

L'aidée principale des *FACTS* peut être expliquée par l'équation de base (I.1) de la puissance active $P$ transitée entre deux réseaux de tensions $v_1$ et $v_2$ présentant un angle de transport $\delta$ (déphasage entre $v_1$ et $v_2$) et connectés par une liaison d'impédance $X$ est donnée par l'équation suivante :

$$P = \frac{v_1 v_2}{X} \sin \delta \tag{I.1}$$

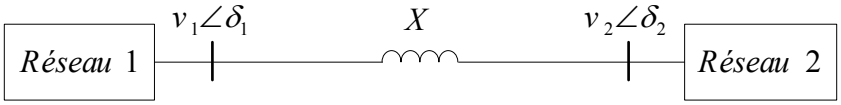



Figure (I.1) : Circuit équivalent de deux réseaux avec la ligne de transmission entre eux

Cette équation montre qu'il est possible d'augmenter la puissance active transitée entre deux réseaux soit en augmentant la tension des systèmes, soit en augmentant l'angle de transport entre les deux systèmes, soit en réduisant artificiellement l'impédance de la liaison. En jouant sur un ou plusieurs de ces paramètres, les *FACTS* permettent un contrôle précis des transits de puissance réactive, une optimisation des transits de puissance active sur les installations existantes et une amélioration de la stabilité dynamique du réseau. Ils permettent aussi aux consommateurs industriels de réduire les déséquilibres de charges et de contrôler les fluctuations de tensions crées par des variations rapides de la demande de puissance réactive et ainsi d'augmenter les productions, de réduire les coûts et d'allonger la durée de vie des équipements.

### *I.2.2 Différentes catégories des FACTS*

L'organigramme de la figure (I.2) représente les grandes catégories des dispositifs de contrôle des réseaux électriques [2]; la colonne sur la gauche contient les systèmes conventionnels constitues de composant de base (*R, L et C*) et transformateurs de valeurs fixes (compensation fixe) ou variable commandés par des interrupteur mécaniques. Les dispositifs *FACTS* continents également les mêmes composants mais rapidement commander avec des interrupteurs statiques et convertisseurs de l'électronique de puissance. La colonne gauche des systèmes *FACTS* présente les contrôleurs à base des convertisseurs à thyristors tel que le *SVC* et le *TCSC* qui sont connu depuis plusieurs dizaines d'années à titre de compensateurs shunt et série respectivement et qui ont prouvés leurs fiabilités dans le contrôle des réseaux. Les dispositifs dans la colonne de droite sont la technologie la plus avancée des *FACTS* avec des convertisseurs de sources de tension à base des interrupteurs statiques tels que les *IGBT* (Insulated Gate Bipolar Transistors) ou bien les *IGCT* (Insulated Gate Commutated Thyristors) pour donner naissance à des nouveaux dispositifs comme le *STATCOM*, le *SSSC* et *l'UPFC*. Ces convertisseurs de source de tension fournissent ou injectent une tension totalement contrôlable en amplitude et en phase en série ou en parallèle, dans le réseau selon les exigences de contrôle.

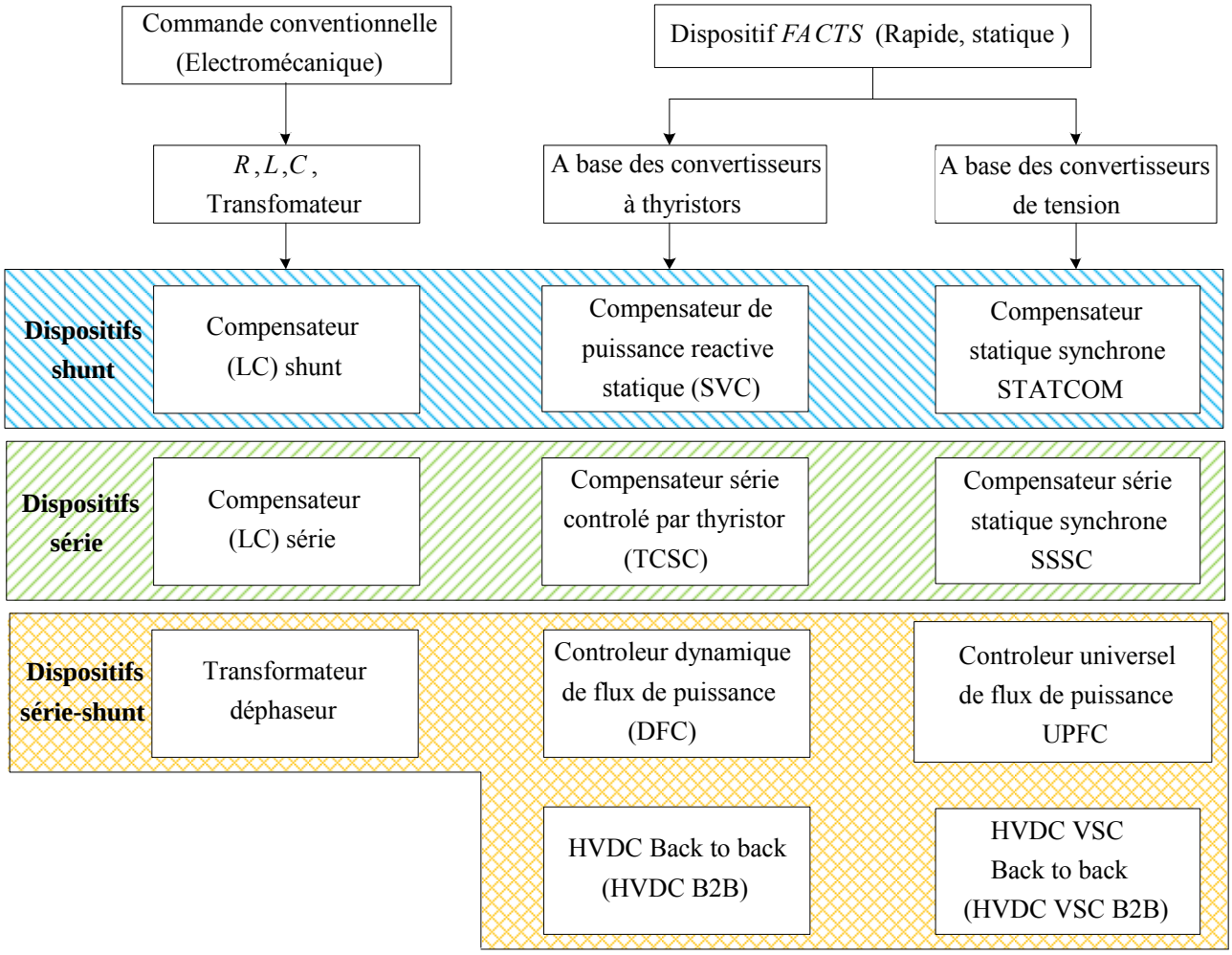



Figure (I.2) : Grandes catégories des dispositifs de contrôle des réseaux électriques

Chaque élément de colonnes de figure (I.2) peut être structuré selon sa connexion au réseau, en général les *FACTS* sont devisé en trois grandes catégories principales :

### *I.2.2.1 Dispositifs séries*

Ces dispositifs sont connectés en série avec le réseau comme une impédance variable (inductive ou capacitive) ou une source de tension variable. Utilisés pour la compensation série de la puissance réactive et par leur influence sur l'impédance effective des lignes ils interviennent dans le contrôle du flux de puissance et la stabilité de ce dernier. En général ces dispositifs séries injectent une tension en série avec la ligne de transmission [9].

### *I.2.2.2 Dispositifs shunts*

Ils consistent en une impédance variable, source variable ou une combinaison des deux. Ils injectent un courant dans le réseau à travers le point de connexion. Ils sont principalement pour la compensation de la puissance réactive et par conséquence contrôler de tension des nœuds [9].

### *I.2.2.3 Dispositifs hybrides série-shunt*

C'est une combinaison des dispositifs séries et shunts commandé d'une manière coordonné afin d'accomplir un contrôle prédéfini. Ils permettent un contrôle multivariables, ils servent à contrôler le flux de puissance active et réactive, la tension et l'angle de transport de l'énergie.
Le tableau (I.1) montre les applications de ces dispositifs en fonction de leur type de connexion avec le

réseau [4].

| Type de connexion | Application |
|---|---|
| Série | Réduction des creux et déséquilibres de tensions, compensation harmonique de tension, réglage d'impédances de lignes et de flux de puissance...etc. |
| Shunt | Filtrage actif de courant, réglage de plan de tension, compensation de réactif, soutien de réseau, réduction de l'effet de Flicker, équilibrage de charge...etc. |

Tableau (I.1) : Type de connexion et applications associées

### *I.3 Structure des principaux dispositifs FACTS*

#### *I.3.1 Dispositifs shunts*

##### *I.3.1.1 SVC (Static Var Compensator)*

Appartenant à la famille des compensateurs parallèles à base de thyristors, le dispositif *SVC* est un moyen shunt de compensation réactive. Il est utilisé pour sa grande influence sur la tension. Le terme « statique » indique que le *SVC* ne contient pas de parties tournantes ou mécaniques [1].

La structure de base de ce contrôleur est l'association des dispositifs *TCR* et *TSC* en parallèles connectés au réseau à travers un transformateur de couplage comme le montre la figure (I.3) :

- *TCR* (*Thyristor Controlled Reactor*): c'est une réactance en série avec un gradateur, sa valeur est continuellement variable selon l'angle d'amorçage des thyristors.
- *TSC* (*Thyristor Swithed Capacitor*): des capacités commandées par thyristors fonctionnant en pleine onde.

Le premier *SVC* installé sur une ligne de transport d'énergie était en 1979 en Afrique du sud [2].

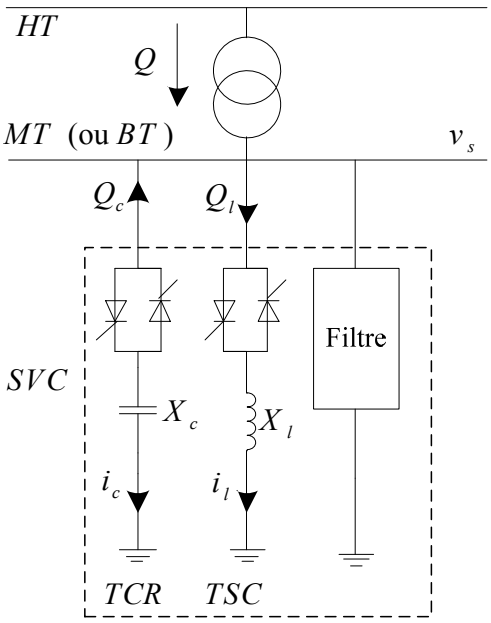



Figure (I.3) : Structure d'un SVC

Le compensateur statique de puissance réactive est considéré comme un commutateur qui peut fixer le signe de la puissance réactive. Cette dernière est positive lorsqu'elle est absorbée par le compensateur

(comportement inductif). Par contre lorsque le compensateur fournit de la puissance réactive (comportement capacitif), le courant et la puissance réactive prennent un signe négatif.

Les compensateurs statiques de puissance réactive (*SVC*) permettent de stabiliser la tension de réseau à la valeur de consigne. La tension mesurée est comparée avec la valeur de référence. Si la tension change à la suite d'une manœuvre ou d'une instabilité de réseau, l'erreur est détectée par le système de commande. Celui-ci réajuste automatiquement la puissance réactive absorbée ou générée, en sélectionnant le nombre approprié de condensateurs ou d'inductances à mettre en service et la valeur de l'angle d'amorçage α des thyristors. Ceci a pour effet d'améliorer la qualité de service et contribue à l'amélioration de la stabilité du réseau. L'action rapide des thyristors fait que le temps de réponse du compensateur statique (*SVC*) est très court [12].

D'après la figure (I.3), la puissance réactive absorbée sur cette branche est telle que :

$$Q = \frac{v_s^2}{X_l} - \frac{v_s^2}{X_c} \tag{I.2}$$

Les courants qui circulent dans l'inductance et dans le condensateur sont réglés de façon continue par les thyristors. En pratique, l'effet inductif du *SVC* est petit par rapport à son effet capacitif. La figure (I.4) représente la caractéristique tension-courant du *SVC*. Si on débranche le condensateur du compensateur statique le courant dans les inductances est alors à sa valeur maximale. La droite le montre la relation entre la tension $v_s$ et le courant $i$. Lorsque l'inductance est débranchée et que le condensateur est en service, on donne au courant capacitif le signe (-) pour le distinguer du courant capacitif. La relation entre le courant et la tension est une nouvelle droite désignée *C*. Les droites *L* et *C* forment une courbe en V qui correspond aux limites inductives et capacitives du compensateur statique.

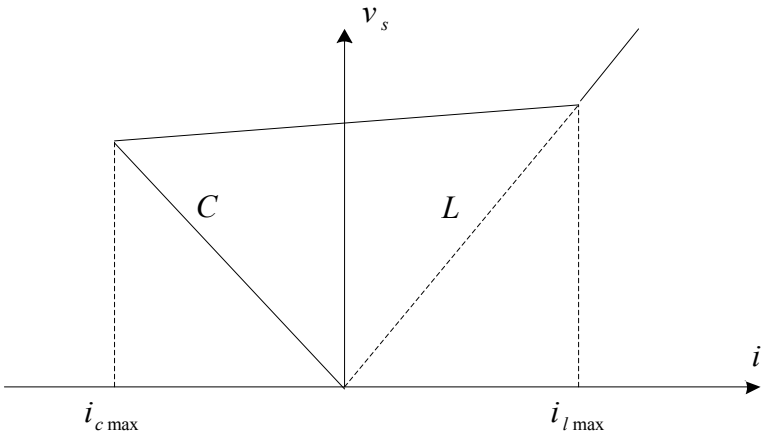



Figure (I.4) : Caractéristique V-I d'un SVC

### *I.3.1.2 STATCOM*

C'est en 1990 que le premier *STATCOM* a été conçu, c'est un convertisseur de tension à base de *GTO* ou de *IGBT* alimenté par des batteries de condensateur, l'ensemble est connecté parallèlement au réseau à travers un transformateur de couplage comme le montre la figure (I.5). Ce dispositif est l'analogue d'un compensateur synchrone; et comme c'est un dispositif électronique il n'a pas d'inertie mécanique présentant alors de meilleures caractéristiques telles que sa dynamique rapide et son faible coût d'installation et de sa maintenance devant les compensateurs synchrones [9].

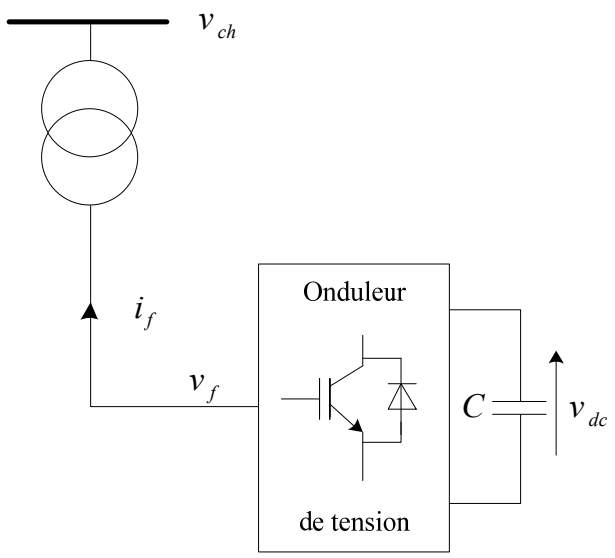



Figure (I.5) : Structure d'un STATCOM

Le *STATCOM* permet le même contrôle qu'un *SVC* mais avec plus de robustesse. L'avantage de ce dispositif est de pouvoir échanger de l'énergie de nature inductive ou capacitive uniquement à l'aide d'une inductance. Contrairement au *SVC*, il n'y a pas d'élément capacitif qui puisse provoquer des résonances avec des éléments inductifs du réseau. Comme on peut le voir de la figure (I.6), ce dispositif peut travailler avec son courant nominal même à des tensions réduites. Donc, sa puissance réactive varie linéairement avec la tension. Par contre, le courant injecté par le *SVC* diminue linéairement avec la tension et par conséquent la puissance réactive diminue quadratiquement. Cette caractéristique induit que le *STATCOM* est mieux adapté aux transitoires comme les creux de tension.

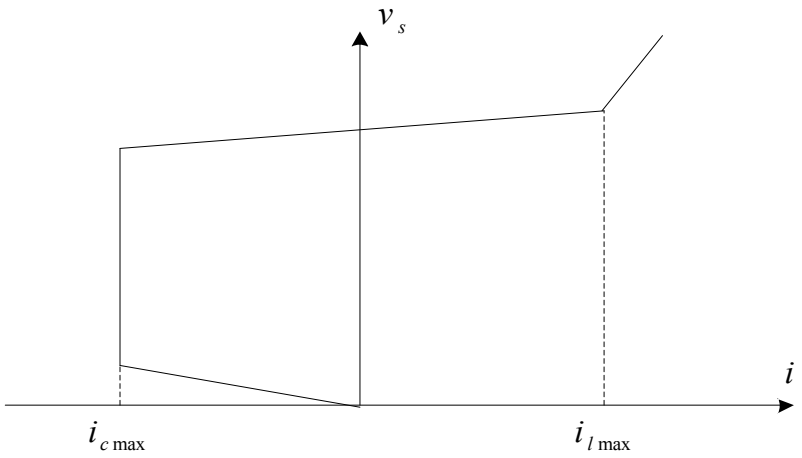



Figure (I.6) : Caractéristique V-I d'un *STATCOM*

Les principales applications des compensations shuntes sont [12] :

- Soutien de la tension en régime permanent ;
- Compensation rapide de la puissance réactive ;
- Stabilisation statique et transitoire de la tension ;
- Réduction des risques de résonance hyposynchrone ;
- Equilibrage dynamique des charges ;
- Amélioration de la stabilité synchrone.

### *I.3.2 Dispositifs séries*

#### *I.3.2.1 TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor)*

Il est constitué d'une inductance en série avec un gradateur et l'ensemble en parallèle avec une capacité comme le montre la figure (I.4). Le *TCSC* placé en série dans une ligne de transport permet de contrôler le flux de puissance et d'élever la capacité de transfert des lignes en agissant sur la réactance $X_{TCSC}$ qui varie selon l'angle de retard à l'amorçage des thyristors $\alpha$.

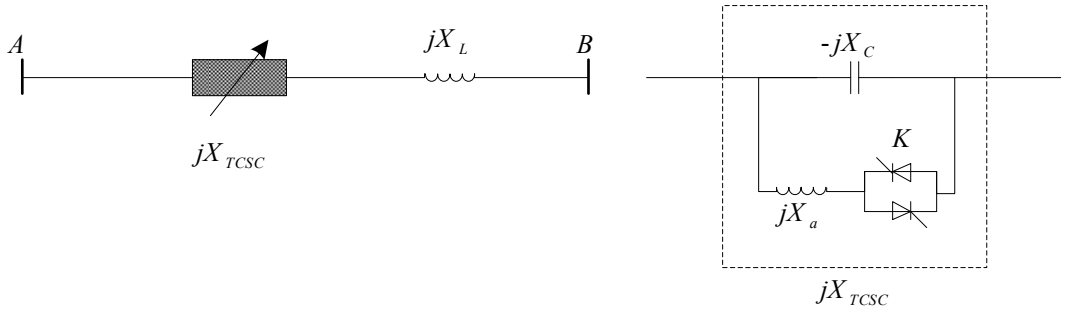



Figure (I.7) : (a) Schéma d'une ligne équipée d'un *TCSC,* (b) Structure d'un *TCSC*

La nouvelle réactance du réseau $X_t$ variée en fonction de la réactance $X_{TCSC}$, ce qui permet, après l'équation (I.1), de contrôler la puissance transitée par la ligne de transport.

Le condensateur série commandé par thyristors peut donc produire plusieurs valeurs distinctes de $X_t$. Par conséquent, pour un angle de déphasage δ donné, la puissance active P peut aussi avoir plusieurs valeurs distinctes. Le changement d'une puissance à l'autre se fait presque instantanément car l'amorçage des valves s'effectue en moins d'un demi-cycle. Ce changement ultra-rapide de la puissance constitue un avantage lorsqu'on doit maintenir la stabilité de l'un ou l'autre des deux réseaux connectés aux deux extrémités de la ligne.

#### *I.3.2.2 SSSC (Static Synchronous Series Compensator)*

C'est l'un des plus important dispositifs *FACTS*; similaire à un *STATCOM* mais avec une tension de sortie injectée en série dans la ligne, son schéma de principe est donné par la figure (I.8). Ce dispositif appelé aussi *DVR* (*Dynamic Voltage Restorer*) est utilisé généralement dans les réseaux de distribution afin de résoudre les problèmes de qualité d'énergie tel que les creux de tensions et maintenir ces dernières à des niveaux constants [9].

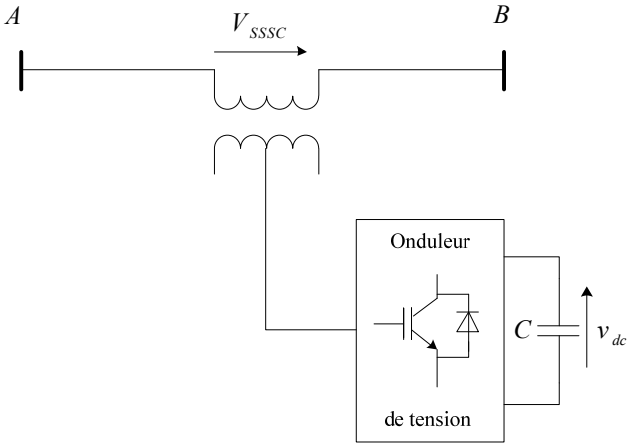



Figure (I.8) : Structure d'un SSSC

Dans le but d'un fonctionnement stable, ce dispositif performe les mêmes fonctions d'un *SPS* (Static Phase Shifter) ou d'une impédance série variable de compensation. Il injecte une tension en quadrature avec la tension des extrémités de la ligne pour contrôler le flux de puissance active. Et comme ce système ne consomme pas du réactive à partir du réseau et possède son propre énergie réactive stockées dans les batteries de condensateur il a l'aptitude de contrôler à la fois la puissance active et réactive.

Les principales applications de la compensation série sont [12]:

- L'augmentation du transit de puissance sur les lignes ;
- La compensation du déséquilibre des courants de charge ;
- L'amélioration de la stabilité dynamique ;
- L'amortissement des oscillations de puissance ;
- La réduction des risques de résonance hyposynchrone ;
- L'interconnexion des réseaux ;
- La stabilisation de la tension.

### *I.3.3 Dispositifs hybrides*

#### *I.3.3.1 UPFC* (*Unified Power Flow Controller*)

Le contrôleur de puissance universel *UPFC* (Unified Power Flow Controler) appelé aussi variateur de charge universel est représenté par la figure (I.9). Il est constitué de deux onduleurs triphasés de tension qui partagent le même condensateur dans leurs côtés continus et possédant un système de commande unifié, l'onduleur 1 qui est connecté en parallèle au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur $T_1$ fonctionne comme un redresseur quatre quadrants afin de maintenir la tension fixe sur les condensateurs, l'onduleur 2 est connecté en série avec le réseau et permet d'injecter une tension série avec la ligne à travers le transformateur $T_2$ [13].

Le premier concept a été présenté par *Gyugyi* en 1999. L'originalité de ce compensateur est de pouvoir contrôler simultanément la puissance active, la puissance réactive et les tensions aux extrémités de la ligne.

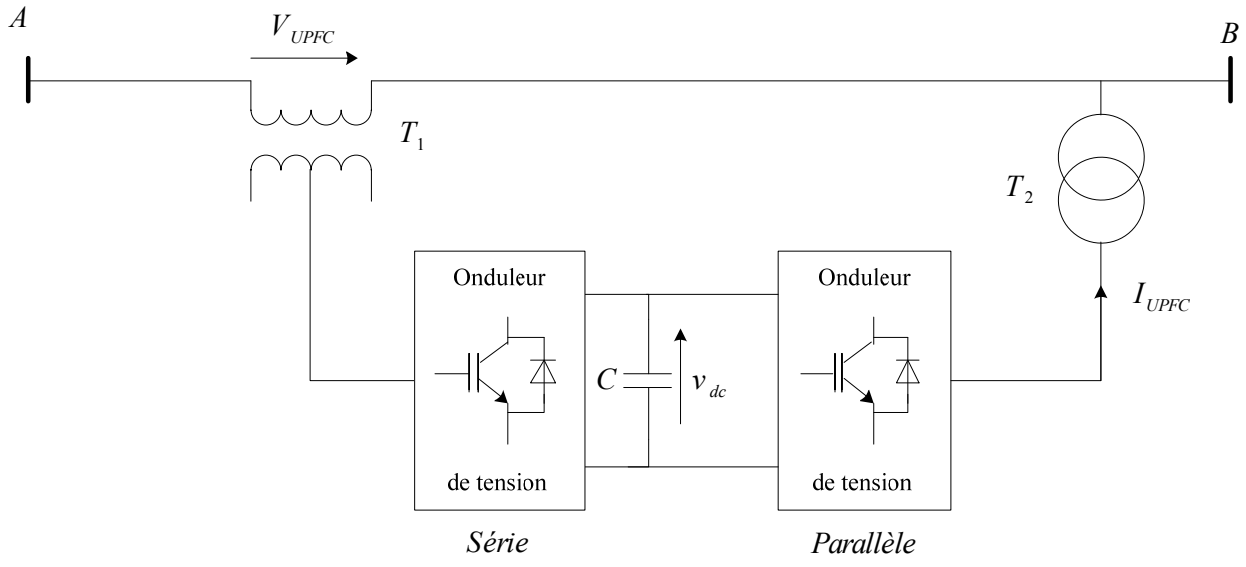



Figure (I.9) : Structure d'un UPFC

L'onduleur 1 redresse la puissance à *AC* provenant du transformateur $T_1$ et l'envoie au circuit de liaison à *DC*. L'onduleur 2 transforme cette puissance en puissance à *AC* et l'injecte dans la ligne de

transport sous la tension $V_B$. L'*UPFC* peut imposer la valeur et la direction de la puissance active transportée sur la ligne. Lorsque la puissance de l'onduleur 2 change de sens, la puissance de l'onduleur 1 change aussi de sens. Selon le besoin, et à l'intérieur de leurs limites de fonctionnement, les onduleurs 1 et 2 peuvent donc imposer la circulation de n'importe quelle puissance, active ou réactive, entre les deux régions. Pour cela, il suffit de contrôler l'amplitude et l'angle de la tension $V_B$. En plus de cela l'onduleur 1 peut simultanément absorber ou débiter de la puissance réactive selon les besoins de la région *A*.
On constate que *l'UPFC* de la figure (I.9) est un contrôleur de puissance extrêmement flexible. Étant donné qu'il peut commander le flux de puissance sur la ligne et lors d'un changement sur les réseaux, *l'UPFC* peut réagir en quelques millisecondes. A cause de sa réponse ultra rapide, qui dépend uniquement de la vitesse de commutation des *GTO*, ce contrôleur peut réagir efficacement à n'importe quelle contingence.

Les principales applications du contrôleur de puissance universel sont :

- La commande des transits de puissances sur les lignes ;
- L'amélioration de la stabilité des réseaux électriques ;
- L'exploitation à pleine capacité des équipements et des lignes ;
- L'interconnexion des réseaux.

Le tableau (I.2) résume d'une manière simple l'impact de l'utilisation de chaque FACTS, à la résolution des différents problèmes qui entravent le bon fonctionnement du réseau électrique [1].

| | *Contrôle de Charge* | *Contrôle de Tension* | *Stabilité Transitoire* | *Amplitude des Oscillations* |
|---|---|---|---|---|
| *SVC* | + | + + | + | + + |
| *STATCOM* | + | + + + | + | + + |
| *TCSC* | + + | + | + + + | + + |
| *SSSC* | + + + | + + | + + + | + + |
| *UPFC* | + + + | + + + | + + + | + + + |

*Petite* : +, *moyenne* : + +, *forte* : + + +.

Tableau (I.2) : Application des *FACTS* à la résolution des problèmes dans le réseau

Les lignes de transport constituent une composante importante du réseau. Elles sont constituées d'impédances série et shunt. L'impédance série peut affecter le maximum de puissance transitée à travers la ligne et l'impédance shunt est à prédominance capacitive, et possède une influence sur la tension le long de la ligne de transport. L'impédance série de la ligne, les tensions de départ et d'arrivée ainsi que le déphasage entre les tensions, déterminent la puissance transitée. Les *FACTS* sont utilisés afin de changer les paramètres série et shunt ainsi que le déphasage des tensions d'arrivée des lignes de transport dans le but de contrôler l'écoulement de puissance.

Dans cette étude; le choix s'est porté sur le dispositif *D-STATCOM*, que nous détaillons dans le paragraphe suivant.

## *I.4 Static Synchronous Compensator* (*STATCOM*)

### *I.4.1 Description*

Les dispositifs *STATCOM* sont de purs systèmes d'électronique de puissance réalisés avec des convertisseurs à base d'*IGBT*s, *IGCTs* ou *GTO*s. Ils sont raccordés au réseau à travers un filtre inductif et injectent un courant contrôlé dans le système afin de régler la tension au nœud de raccordement et/ou de compenser la puissance réactive d'une charge/générateur.

On ne parle pas ici des *STATCOM* de première génération qui, eux, ne disposent que d'un contrôle indirect via le déphasage entre la tension côté alternatif de l'onduleur et la tension au nœud de raccordement (commande en pleine onde). Les *STATCOM* modernes à base d'interrupteurs plus rapides permettent la commande directe des courants injectés ainsi que de la tension du bus continu.

Ces dernières années, une nouvelle famille de *STATCOM* de distribution (*D-STATCOM*) est apparue (voir les installations les plus importantes dans le Tableau (I.3)) [4].

| Emplacement | Pays | Année | Caractéristiques |
|---|---|---|---|
| Uddeholm Tooling Hagfors | *Suède* | *1999* | *10.5 kV, 22 MVAr* |
| Moselstahlwerk | *Finlande* | *2000* | *20 kV, 19 MVAr* |
| Avesta Polarit | *Finlande* | *2002* | *33 kV, 82 MVAr* |
| Holly | *Etats-Unis* | *2004* | *32 kV, 95 MVAr* |

Tableau (I.3) : Installations existantes les plus importantes des *D-STATCOM*

Les *D-STATCOM* sont dimensionnés pour des tensions et puissances plus réduites que les *STATCOM* de transport. Ils sont basés sur la connexion en série d'interrupteurs *IGBT*. La technologie dérive de celle des connexions *HVDC* mais elle est adaptée aux applications *MT* (Moyenne Tension). Ces dispositifs arrivent au niveau de la *MT* (jusqu'à 33 *kV*) directement, sans l'utilisation d'un transformateur. Ils sont généralement basés sur des topologies *NPC* multiniveaux avec l'objectif d'améliorer la qualité du courant injecté ; ils travaillent avec des techniques *MLI* vectorielle, avec des fréquences de commutation de 1 à 2 *kHz* [4].

Le *D-STATCOM* est la version des *SVC* composé d'un convertisseur de tension à base de semi-conducteur de haute technologie associé à un condensateur comme source de tension continue et l'ensemble connecté en parallèle au réseau comme représenté dans la figure (I.10).

Dans des applications à basse puissance, la technologie d'électronique de puissance en basse tension peut être utilisée. Ainsi, on peut utiliser des fréquences de commutation plus élevées et des convertisseurs de tension à 2 niveaux à base d'*IGBTs* conventionnels.

La figure (I.10) représente la structure de base d'un *D-STATCOM* couplé au réseau de distribution. Ce dispositif se compose de quatre parties principales, qui sont [14] :

- ***Onduleur de tension*** : c'est le noyau du *D-STATCOM,* il permet de générer une tension alternative en phase avec celle du *PCC* (*Point of Common Coupling*) et totalement contrôlable en module, la déférence entre ces deux tensions résulte un courant réactif injecté dans le réseau ;
- ***Bus continu*** : il compose des condensateurs afin d'injecter une puissance réactive dans le réseau. La tension aux bornes de ce bus doit être maintenue constante par une faible consommation de la puissance active ;
- ***Filtre :*** La modulation vectorielle utilisée pour la commande de l'onduleur donne une tension ondulée ce qui résulte un courant injecté dans le réseau riche en harmoniques, ces harmoniques influent sur la qualité de tension du réseau. Donc un filtre inductif doit être installé entre l'onduleur et le *PCC* pour filtrer ces harmoniques. Ce filtre peut être faible si on utilise une haute fréquence de commutation pour la *SVM* (*Space Vector Modulation*) ;
- ***Bloc de commande :*** les contrôleurs calculent les tensions de références de l'onduleur et par conséquent les impulsions d'ouverture et de fermeture des *IGBT*.

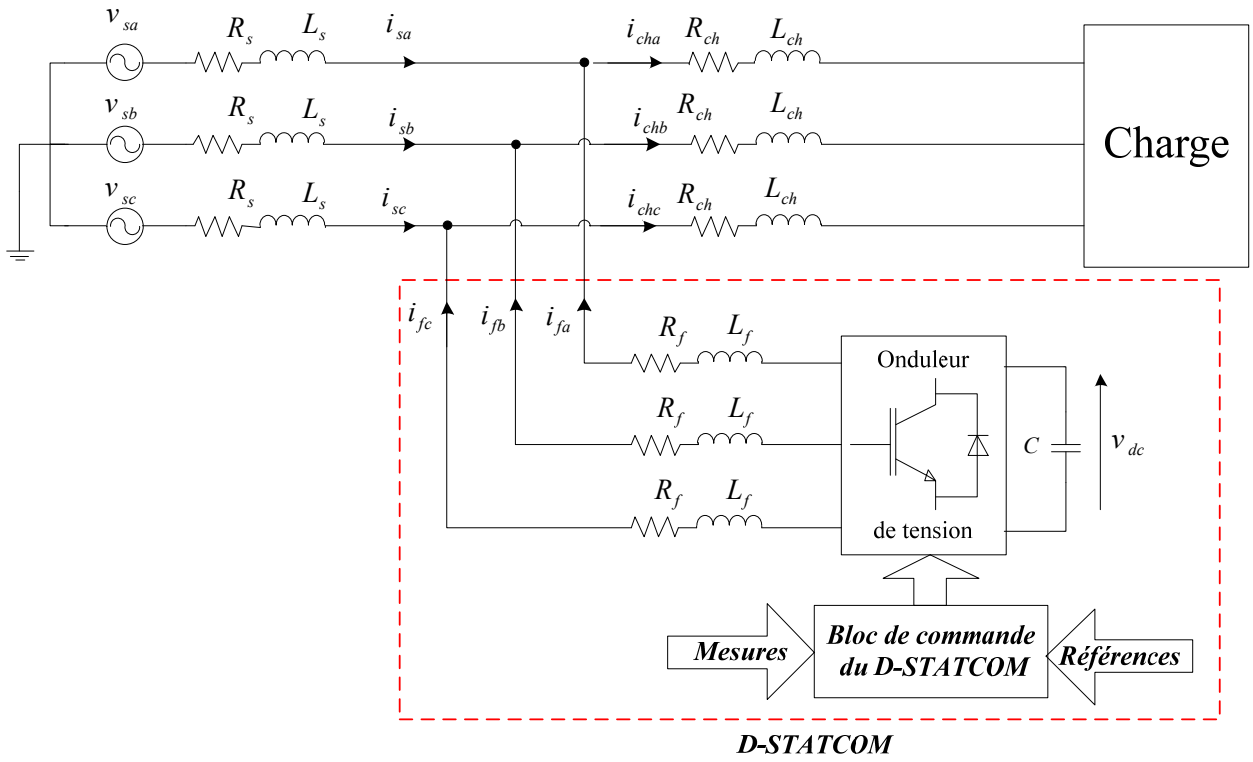



Figure (I.10) : Structure de base d'un *D-STATCOM* couplé au réseau

### *I.4.2 Principe de fonctionnement*

Les compensateurs shunts sont bien reconnus dans la compensation de l'énergie réactive et par conséquence la régulation de la tension au jeu de barre où ils sont connectés. Le *D-STATCOM* est un générateur synchrone statique qui génère une tension alternative triphasée synchrone avec la tension du réseau à partir d'une source de tension continue. L'amplitude de la tension du *D-STATCOM* peut être contrôlée afin d'ajuster la quantité de l'énergie réactive à échanger avec le réseau. Considérant le *D-STATCOM* de la figure (I.10), le schéma équivalent de ce dispositif avec le système énergétique (source de tension, ligne et charge) est donné par la figure (I.11).

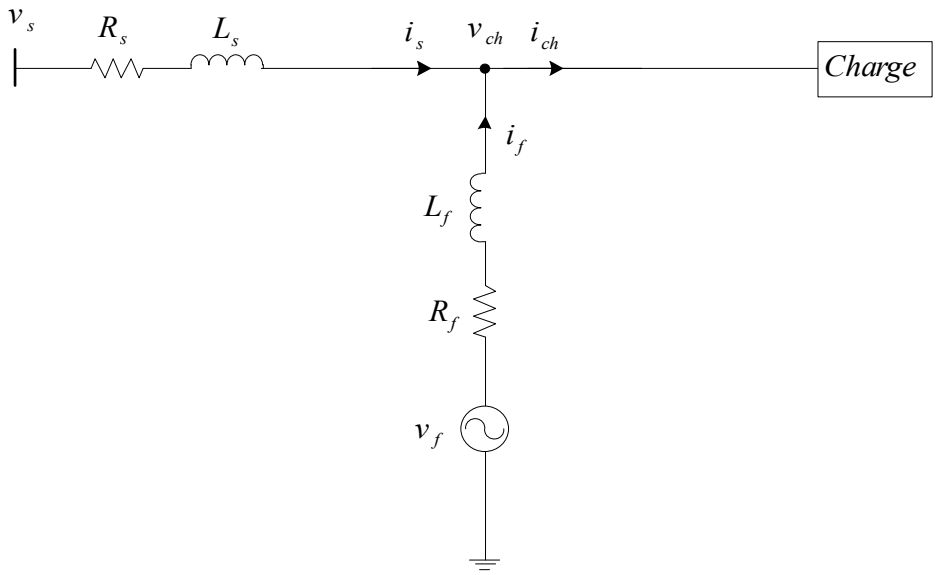



Figure (I.11) : Schéma équivalent du D-STATCOM connecté à un réseau électrique

Le courant injecté par le *D-STATCOM* est donné par:

$$\bar{i}_f = \frac{\bar{v}_f - \bar{v}_{ch}}{\bar{Z}_f} \tag{I.3}$$

Où :

$$\bar{Z}_f = R_f + jX_f$$

Si on néglige l'effet résistif, l'équation (I.3) devient :

$$\bar{i}_f = \frac{\bar{v}_f - \bar{v}_{ch}}{jX_f} \tag{I.4}$$

La puissance apparente injectée par le *D-STATCOM* au point de raccordement commun (*PCC*) est donnée par l'équation suivante :

$$\bar{S} = \bar{v}_{ch}\bar{i}_f = \frac{\bar{v}_{ch}\left(\bar{v}_f - \bar{v}_{ch}\right)}{jX_f} = \frac{\bar{v}_{ch}\bar{v}_f - v_{ch}^2}{jX_f} \tag{I.5}$$

D'où on aboutit aux puissances active et réactive injectées par le *D-STATCOM* au *PCC* exprimées par les formules suivantes :

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{v_{ch}v_f \sin\left(\theta_{ch} - \theta_f\right)}{X_f} \\ Q_f &= \frac{-v_{ch}\left(v_f \cos\left(\theta_{ch} - \theta_f\right) - v_{ch}\right)}{X_f} \end{aligned} \tag{I.6}$$

Le contrôle de l'écoulement de puissance active s'effectue avec l'angle de déphasage entre la tension de l'onduleur et la tension du *PCC***.** Avec l'hypothèse d'un *D-STATCOM* idéal (convertisseur sans pertes), la contrainte de fonctionnement que doit satisfaire le *D-STATCOM* est de ne pas échanger la puissance active avec le réseau.

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{v_{ch}v_f \sin\left(\theta_{ch} - \theta_f\right)}{X_f} = 0 \\ &\Rightarrow \theta_{ch} = \theta_f = \theta \end{aligned} \tag{I.7}$$

D'après cette condition la tension injectée par le *D-STATCOM* $v_f$ doit être en phase avec la tension $v_{ch}$ du *PCC*.

Cependant il y a toujours, dans la pratique, une petite quantité de la puissance active absorbée à partir du réseau pour couvrir les pertes des interrupteurs du convertisseur du *D-STATCOM* et pour maintenir la tension *DC* aux bornes du condensateur constante. Comme les tensions $v_{ch}$ et $v_f$ sont en phase le courant $i_f$ du *D-STATCOM* est en quadrature avec la tension $v_{ch}$.

Donc l'équation (I.4) devient :

$$\bar{i}_f = \frac{v_f - v_{ch}}{jX_f} \tag{I.8}$$

Les relations des puissances active et réactive deviennent :

$$P_f = 0$$
$$Q_f = \frac{v_{ch}^2}{X_f}\left(1 - \frac{v_f}{v_{ch}}\right) \quad \text{(I.9)}$$

A partir de l'équation (I.9), l'échange de puissance réactive entre l'onduleur et le réseau est contrôlé par l'amplitude de la tension produite à la sortie de l'onduleur. On distingue trois cas possibles [2] :

***1^er^ Cas***

- Si l'amplitude de la tension produite par l'onduleur est égale à l'amplitude de la tension du *PCC* $v_f = v_{ch}$, il n'y aura pas d'échange de puissance réactive;

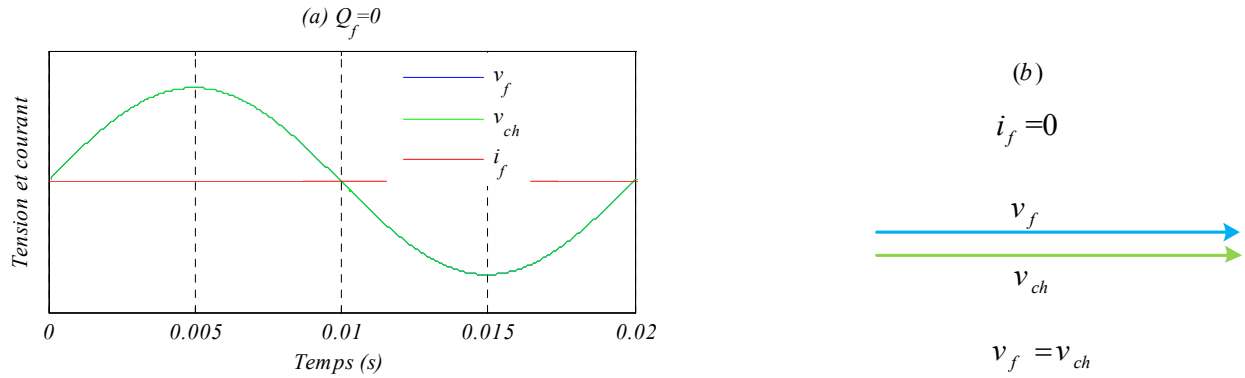



Figure (I.12) : *D-STATCOM* en repos, (a) : Courbes instantanées du courant et tensions, (b) : Diagramme vectorielle

**2^ème^ Cas :**

- Si $v_f > v_{ch}$, le *D-STATCOM* fonctionne en mode capacitif et fournie une puissance réactive au réseau comme la présente la figure (I.13).

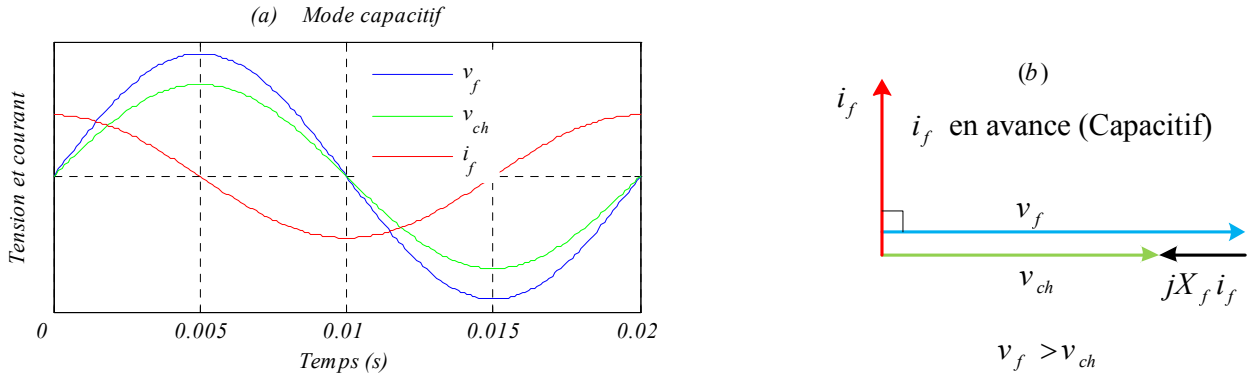



Figure (I.13) : Mode capacitif, (a) : Courbes instantanées du courant et tensions, (b) : Diagramme vectorielle

**3^ème^ Cas :**

- Si $v_f < v_{ch}$, Le *D-STATCOM* dans ce cas absorbe la puissance réactive à partir du réseau et fonctionne en mode inductive figure (I.14).

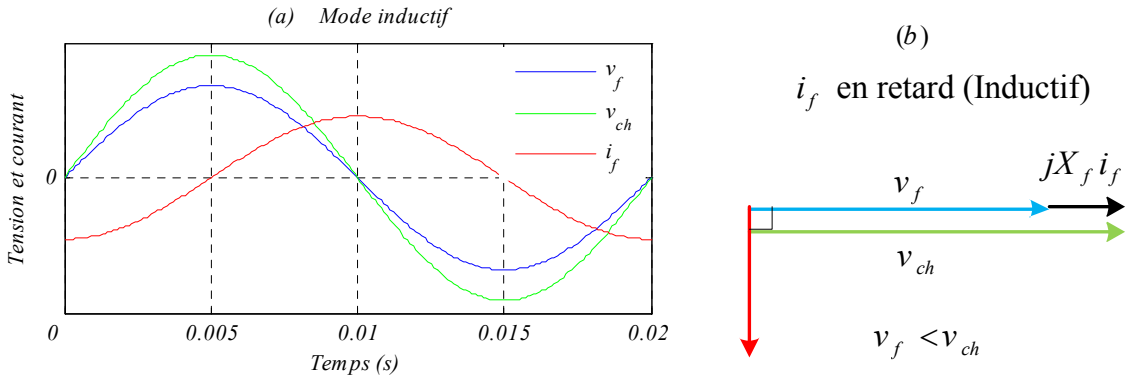



Figure (I.14) : Mode inductif, (a) : Courbes instantanées du courant et tensions, (b) : Diagramme vectorielle

### *1.4.3 Description en repère tournant*

Une solution assez élégante pour détailler bien le principe de compensation du *D-STATCOM* est d'utiliser les composantes de *Park* des tensions et des courants.

Le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire *α-β* des tensions du *PCC* est réalisé à l'aide de la transformation de *Concordia* suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ch\alpha} \\ v_{ch\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{chb} \\ v_{chc} \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

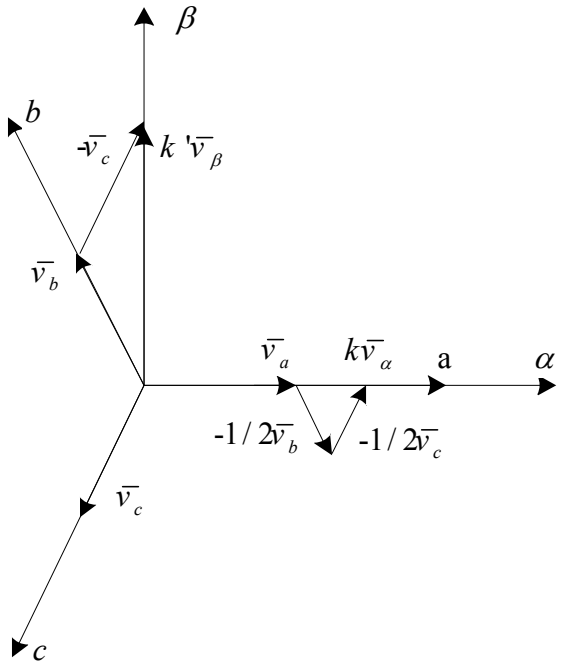



Figure (I.15) : Passage d'un plan triphasé (a,b,c) vers un plan biphasé (*α-β)*

Avec : $k = \sqrt{\frac{3}{2}},\ k' = \sqrt{2}$

Ainsi les courants et les tensions du *D-STATCOM* en repère stationnaire *α-β* sont donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

La transformation du système biphasé des équations (I.10), (I.11) et (I.12) dans le repère (*d-q*) nécessite la matrice de rotation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

Avec $\theta = \omega t$ : l'angle du vecteur tension du *PCC* dans le repère *α-β*, donné par :

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha}}\right) \tag{I.14}$$

Le vecteur $\overline{v}_{ch}$ tourne dans le plan *α-β* avec une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions $v_{cha}$, $v_{chb}$ et $v_{chc}$. Sur le diagramme de la figure (I.16), le vecteur de référence est repéré par sa position arbitraire *θ*.

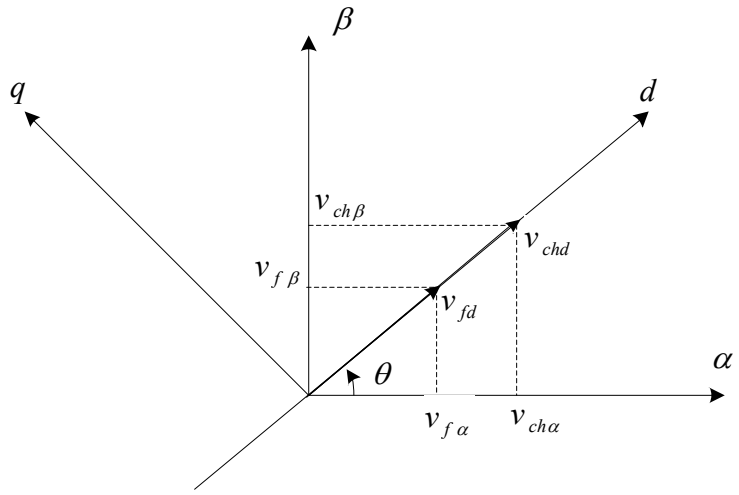



Figure (I.16) : Diagramme vectorielle des tensions

L'axe direct du repère tournant (*dq*) est typiquement fixé sur le vecteur tension du *PCC* $v_{ch}$, afin d'annuler la composante $v_{chq}$, le vecteur $v_f$ et en phase avec le vecteur $v_{ch}$ comme nous avons mentionné précédemment.

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions. Par contre, la puissance réactive est définie par leur produit vectoriel. La puissance apparente complexe $S_f$ à la sortie de *D-STATCOM* peut être exprimée par l'expression suivante [2] :

$$\overline{S}_f = P_f + jQ_f \tag{I.15}$$

Où :

$$\begin{aligned} P_f &= v_{ch\alpha} i_{f\alpha} + v_{ch\beta} i_{f\beta} \\ Q_f &= v_{ch\beta} i_{f\alpha} - v_{ch\alpha} i_{f\beta} \end{aligned} \tag{I.16}$$

Les expressions des puissances dans le repère Park sont données par :

$$\begin{aligned} P_f &= v_{chd} i_{fd} + v_{chq} i_{fq} \\ Q_f &= v_{chq} i_{fd} - v_{chd} i_{fq} \end{aligned} \tag{I.17}$$

A partir de la figure (I.16), nous avons, $v_{fch} = v_{chd}$ et $v_{chq} = 0$, alors l''équation (I.17) devient :

$$\begin{aligned} P_f &= v_{chd} i_{fd} \\ Q_f &= -v_{chd} i_{fq} \end{aligned} \tag{I.18}$$

On remarque alors que la composante $i_{fq}$ permet de contrôler l'énergie réactive [6] et la composante $i_{fd}$ va, quant à elle, contrôler la puissance active.

Si le courant est en retard, comme le présente la figure (I.17), le signe de la composante en quadratique du courant est négatif. Ce qui en résulte une puissance réactive positive, c.-à-d. le *D-STATCOM* absorbe de la puissance réactive (Mode inductif).

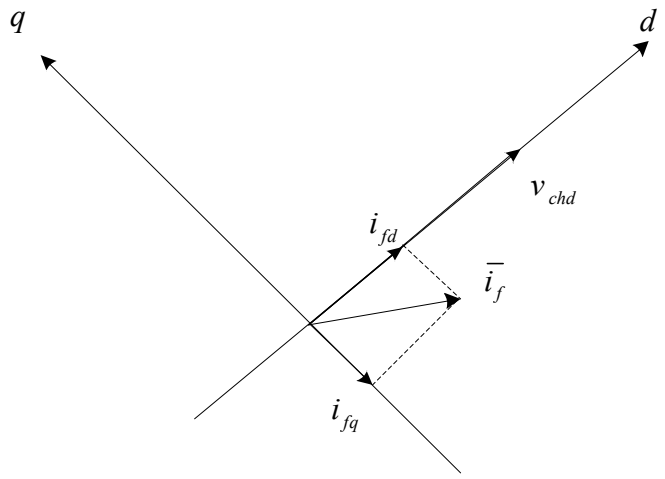



Figure (I.17) : Fonctionnement en mode inductif

Lorsque le signe de la composante en quadratique du courant est positif le courant est en avance, comme le présente la figure (I.18). Ce qui en résulte une puissance réactive négative, c-à-d. le *D-STATCOM* fournie de la puissance réactive vers le réseau (Mode capacitif).

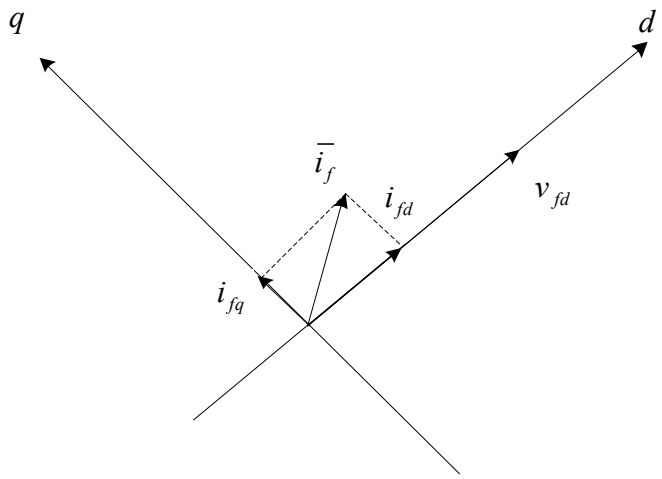



Figure (I.18) : Fonctionnement en mode capacitif

## *I.5 Conclusion*

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté d'une manière générale les dispositifs *FACTS*, ainsi que ses trois grandes catégories. Il s'agit principalement des dispositifs séries, shunts et hybrides, en évoquant plusieurs exemples de leurs applications dans les réseaux électriques. Particulièrement les *FACTS* d'une structure à base d'onduleurs conçus avec des interrupteurs de technologie très avancée caractérisés par un temps de réaction très court permettant une flexibilité du courant transité dans le réseau. Ces dispositifs sont habilités à performer le fonctionnement du système énergétique et d'améliorer sa stabilité.

Dans la deuxième partie, nous avons focalisé sur le dispositif *D-STATCOM* constitué principalement par un onduleur de tension, un bus continu, un filtre *RL* et un bloc de commande. Le mode de fonctionnement du *D-STATCOM* est attaché à la puissance réactive échangé avec le réseau; il est inductif si la puissance est positive où capacitif dans le cas inverse.

# Chapitre II

# Onduleurs multiniveaux : Modélisation et modulation vectorielle

***Introduction***

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) [15-16], ainsi que les progrès réalisés dans le domaine de la micro-informatique. Malgré leurs avantages, les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances et basse tension seulement (1.4kV, 1MVA) et présentent d'autres inconvénients tels que [17-18]:

- Mauvaise qualité de la tension de sortie avec un contenu spectral riche en harmoniques;
- Rayonnement électromagnétique important dû aux échelons de tension délivrés dont l'amplitude est égale à la totalité de la tension continue;
- Pertes par conduction dans les semi-conducteurs qui dépendent du courant de charge;
- Pertes par commutation qui dépendent de la fréquence de commutation ce qui provoque leur échauffement.

Pour remédier à ces inconvénients, la solution naturelle consiste à utiliser des onduleurs multiniveaux réalisés par la mise en série des éléments semi-conducteurs. Parmi les topologies multiniveaux les plus répondues on peut évoquer la structure dite à diodes flottantes. Cette topologie a été initialement proposée par A. Nabae [19] pour la génération de trois niveaux de tension (structure *NPC* : Neutral Point Clamped), puis elle est généralisée à *N* niveaux.

Plusieurs groupes de recherche ont proposé son application dans le domaine de la traction électrique, de la transmission en *C.C*, et dans la compensation de la puissance réactive [3].

Les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes présentent plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous [18, 20-21]:

- Une tension de sortie possédant une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur conventionnel;
- Permet d'éviter l'insertion d'un filtre en sortie de l'onduleur ou tout au moins une réduction de son coût et de son volume puisque l'augmentation de la fréquence apparente de découpage permet d'augmenter la fréquence de coupure du filtre;
- Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie;
- Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur.

La topologie à diodes flottantes présente également plusieurs limitations, parmi lesquelles [20-21]:

- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très difficile, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et l'indice de modulation ;
- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes de clamp;
- L'inégalité de commutations entre interrupteurs situés à l'extérieur de la structure par rapport aux autres;
- Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés, ce qui résulte une augmentation du cout de réalisation;
- La complexité de leur structure et leur commande s'en trouve augmentée et leur fiabilité relativement réduite.

Afin d'arriver à la topologie à diodes flottantes et avant d'en observer l'évolution de sa structure de base, il judicieux de bien comprendre les séquences de fonctionnement du montage classique d'un onduleur à deux niveaux.

## *II.1 Onduleur de tension à deux niveaux*

### *II.1.1 Modélisation de l'onduleur*

#### *II.1.1.1 Structure générale*

La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est représentée dans la Figure (II.1). L'onduleur est composé de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des *MOSFET* pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des *IGBT* pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des *GTO* pour les très grandes puissances et fréquences faibles [22-23], misent en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant.

Pour simplifier l'étude on crée un point milieu *o* par deux condensateurs fictives chacune prend la moitié de la tension continue $v_{dc}$ .

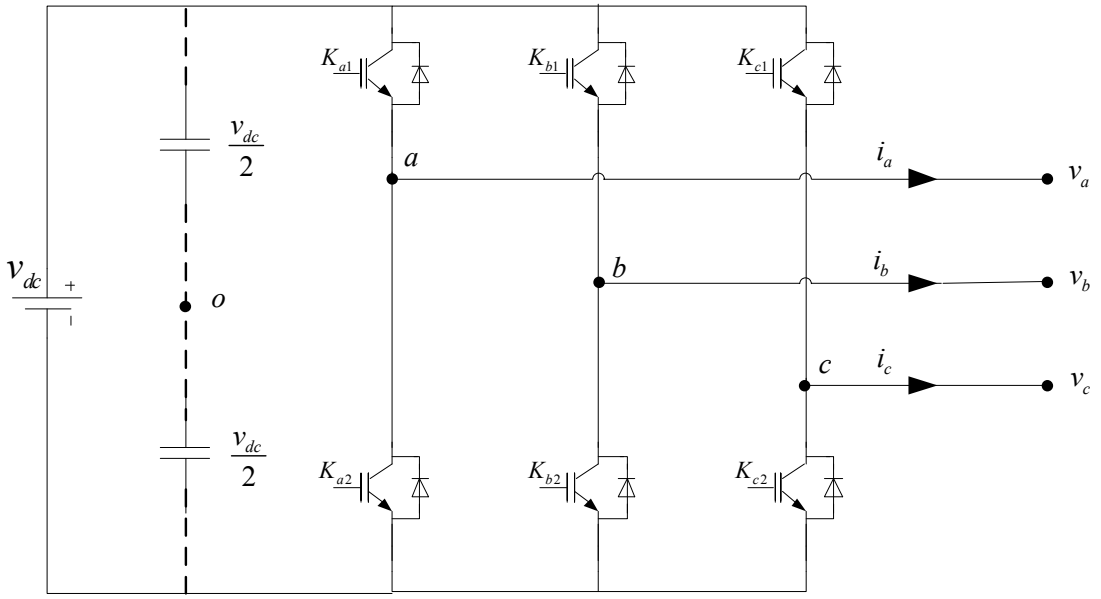



Figure (II.1) : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

### *II.1.1.2 Fonction de commutation*

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur $K_{xi}$ est associé à une fonction de connexion $S_{xi}$ **,** tel que :

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 \;\; si \;\;\; K_{xi} \; fermé \\ S_{xi} = 0 \;\; si \;\; K_{xi} \; ouvert \end{cases} \tag{II.1}$$

Avec $x=a,b,c$ : Indicateur de phase; $i$=1, 2 : Numéro de l'interrupteur du bras $x$

### *II.1.1.3 Commande complémentaire des interrupteurs*

Sachant que la fermeture où l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs $K_{x1}$ et $K_{x2}$ [17, 21]. Ce qui conduit à la relation logique suivante :

$$S_{x2} = \overline{S}_{x1} = 1 - S_{x1} \tag{II.2}$$

### *II.1.1.4 Tension de sortie*

L'onduleur de tension à deux niveaux délivre deux niveaux de tensions $\frac{v_{dc}}{2}$ ou $-\frac{v_{dc}}{2}$ suivant la fonction de connexion $S_{x1}$ comme illustré dans l'équation (II.3).

$$v_{xo} = \begin{cases} \frac{v_{dc}}{2} \;\; si \;\;\; S_{x1} = 1 \; (S_{x2} = 0) \\ -\frac{v_{dc}}{2} \;\; si \; S_{x1} = 0 \; (S_{x2} = 1) \end{cases} \tag{II.3}$$

Avec $v_{xo}$ c'est la tension simple entre la phase $x$ et le point milieu $o$.

L'équation (II.3) peut être écrite sous la forme suivante :

$$v_{xo} = \frac{v_{dc}}{2}(2S_{x1} - 1) \tag{II.4}$$

Les trois tensions phases-point milieu $v_{ao}, v_{bo}$ et $v_{co}$ sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_{a1} - 1 \\ 2S_{b1} - 1 \\ 2S_{c1} - 1 \end{bmatrix} \tag{II.5}$$

Les tensions composées entre phases $v_{ab}, v_{bc}$ et $v_{ca}$ deviennent donc :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bo} - v_{co} \\ v_{co} - v_{ao} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{b1} \\ S_{b1} - S_{c1} \\ S_{c1} - S_{a1} \end{bmatrix} \tag{II.6}$$

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge $(v_a, v_b$ et $v_c)$. Pour une charge triphasée équilibrée, ces tensions vérifient la relation suivante :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \tag{II.7}$$

Les tensions phases-neutre sont données, en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \tag{II.8}$$

Et en fonction des fonctions de connexions par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \tag{II.9}$$

La forme complexe de la tension de sortie est donnée par :

$$v = v_a e^{j0} + v_b e^{-j2\pi/3} + v_c e^{j2\pi/3} \tag{II.10}$$

Après avoir transformé le système triphasé dans un système biphasé par la transformation de Concordia, on peut représenter le vecteur *v* dans un espace à deux dimensions *(α, β)* par :

$$v = v_\alpha + jv_\beta \tag{II.11}$$

Où $v_\alpha$ et $v_\beta$ sont les projections du vecteur *v* dans le système fixe *(α, β)* données par:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{II.12}$$

Ces composantes peuvent être exprimées en fonction des fonctions de connexions par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

### *II.1.1.5 Représentation vectorielle*

Le tableau (II.1) représente les différents états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie $v_i$ correspondant à chaque état.

| $S_{a1}$ | $S_{b1}$ | $S_{c1}$ | $v_\alpha$ | $v_\beta$ | $v_i$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | $v_0$ |
| 1 | 0 | 0 | $\sqrt{2/3}v_{dc}$ | 0 | $v_1$ |
| 1 | 1 | 0 | $\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_2$ |
| 0 | 1 | 0 | $-\sqrt{1/6}_{dc}$ | $\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_3$ |
| 0 | 1 | 1 | $-\sqrt{2/3}v_{dc}$ | 0 | $v_4$ |
| 0 | 0 | 1 | $-\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_5$ |
| 1 | 0 | 1 | $\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_6$ |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | $v_7$ |

Tableau II.1: Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur $v_i$ dans le plan $(\alpha,\beta)$

Comme on peut le voir, les combinaisons (111) et (000) donnent toujours des vecteurs nuls. La figure (II.2) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls, qui peuvent être générés par l'onduleur, et qui forment le diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux ou l'hexagone de commutation [24].

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie $v_a$ , $v_b$ et $v_c$ aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales $v_a^*$ , $v_b^*$ et $v_c^*$. Comme il est illustré dans la Figure (II.2) , ces vecteurs peuvent être représentées dans le plan *(α,β)* par un seul vecteur de référence noté $\vec{v}^*$ d'amplitude $v^*$ constante et égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et tournant autour du centre de l'hexagone avec une vitesse angulaire $\omega = d\theta / dt$ constante correspondante à la pulsation électrique souhaitée. Ce vecteur est défini par :

$$\vec{v}^* = v^* e^{j\theta} \tag{II.14}$$

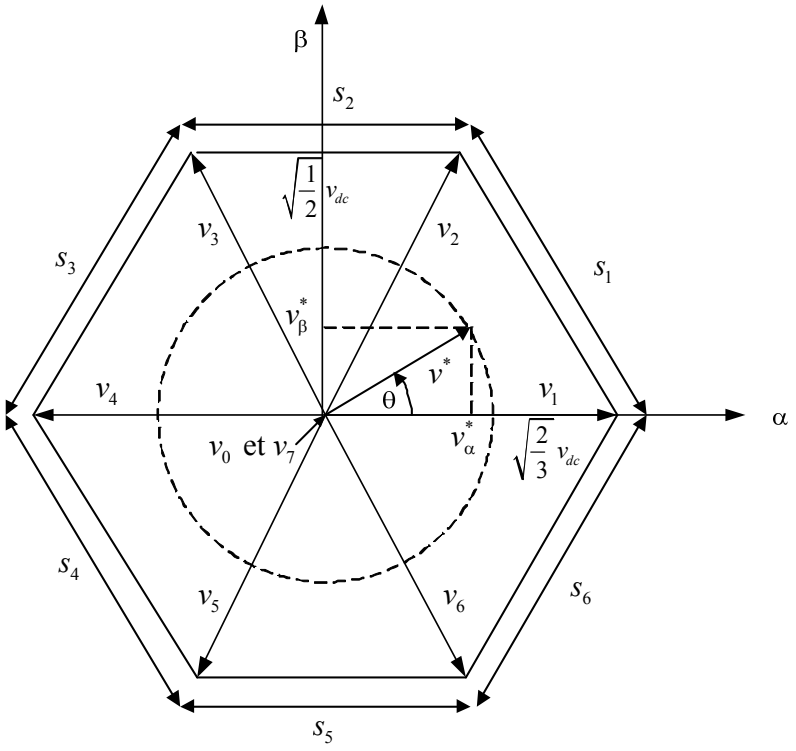



Figure (II.2) : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux

Si on attribué au vecteur de référence $\vec{v}^*$ uniquement les six positions discrètes de la figure (II.2), la tension de sortie sera riche en harmoniques. Afin de réduire le taux d'harmoniques de la tension de sortie résultante de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur $\vec{v}^*$ de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur $\vec{v}^*$ est :

$$v^*_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \cos(\frac{\pi}{6}) = \sqrt{\frac{1}{2}} v_{dc} \tag{II.15}$$

L'équation (II.14) devient :

$$\vec{v}^* = m v^*_{\max} e^{j\theta} \tag{II.16}$$

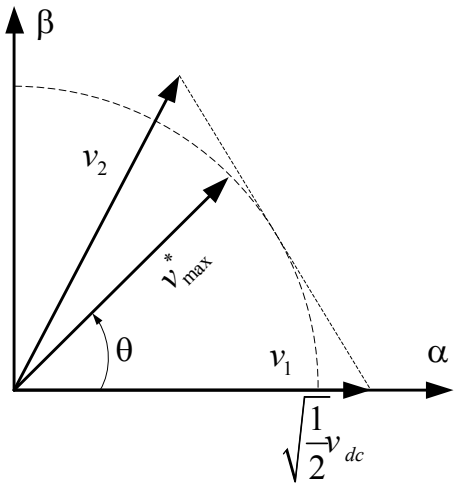



Figure (II.3) : Limite du vecteur $\vec{v}^*$

Avec $m$ : le taux de modulation qui a une valeur entre 0 et 1et défini par la relation suivante :

$$m = \frac{\sqrt{2}\ v^*}{v_{dc}} \tag{II.17}$$

$\theta$: la position angulaire du vecteur $\vec{v}^*$ calculée comme suit :

$$\theta = arctg\left(\frac{v_\beta^*}{v_\alpha^*}\right) \tag{II.18}$$

### *II.1.2 Modulation vectorielle*

Les techniques de modulations permettent de générer un signal quantifié, image du signal de référence. Le signal de référence à l'entrée du modulateur est l'image du signal qu'il faudrait idéalement appliquer au dispositif à contrôler pour obtenir l'effet désiré. Le signal généré à la sortie du modulateur (le signal modulé) est l'image du signal le plus proche que l'onduleur est capable d'imposer à l'aide des niveaux dont il dispose.

La modulation de largeurs d'impulsions est largement utilisée dans la commande des onduleurs. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoïdale [17], la modulation par hystérésis [25], et au milieu des années quatre-vingt, la modulation vectorielle (Space Vector Modulation : *SVM*) a été proposée par [26]. Cette dernière offre des avantages significatifs par rapport à la *MLI* naturelle et à échantillonnage régulier du point de vue performances de simplicité d'implantation et un rapport de transfert maximal. La modulation vectorielle est reconnue aussi comme étant la plus performante et la plus utilisée [24]. L'algorithme de cette modulation devient de plus en plus compliqué lors de son application sur les onduleurs multiniveaux [24]. Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux, à trois puis à cinq niveaux.

#### *II.1.2.1 Principe de la MLI vectorielle*

Le principe de la *MLI* vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence $\vec{v}^*$ désiré sur les deux axes du plan $(\alpha,\beta)$. Ces projections sont utilisées dans le calcul des temps de commutations désirées de deux états non nuls de l'onduleur. Si on désigne par $t_i$ et $t_{i+1}$ les deux temps de commutation en question, leur somme doit être forcément inférieure à la période de commutation de l'onduleur $T_h$. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant le reste de la période $T_h$. Afin de connaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension $\vec{v}^*$, une série de tests sur $v_\alpha^*$ et $v_\beta^*$ assure la localisation de celui-ci. A l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur, il existe différentes stratégies d'application des vecteurs assurant l'obtention de la tension désirée. Afin de réduire les harmoniques, il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de commutation de l'onduleur [6].
Dans les cas où le système de commande exige des tensions supérieures à la valeur maximum de l'algorithme *MLI* vectorielle, il sera nécessaire de développer un mécanisme de limitation des tensions de sortie [24].

#### *II.1.2.2 Localisation du vecteur de référence*

L'hexagone de commutation peut être divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont le point milieu, et les fins des deux vecteurs consécutifs ($v_i$ et $v_{i+1}$). Ces secteurs sont déterminés par l'une des méthodes suivantes :

1. À partir des coordonnées $v_\alpha^*$ et $v_\beta^*$, on déduit dans quel secteur (*s*) se situe le vecteur $\vec{v}^*$ en utilisant les équations de ses deux côtés. La figure (II.4) représente l'organigramme illustrant les étapes de cette méthode.

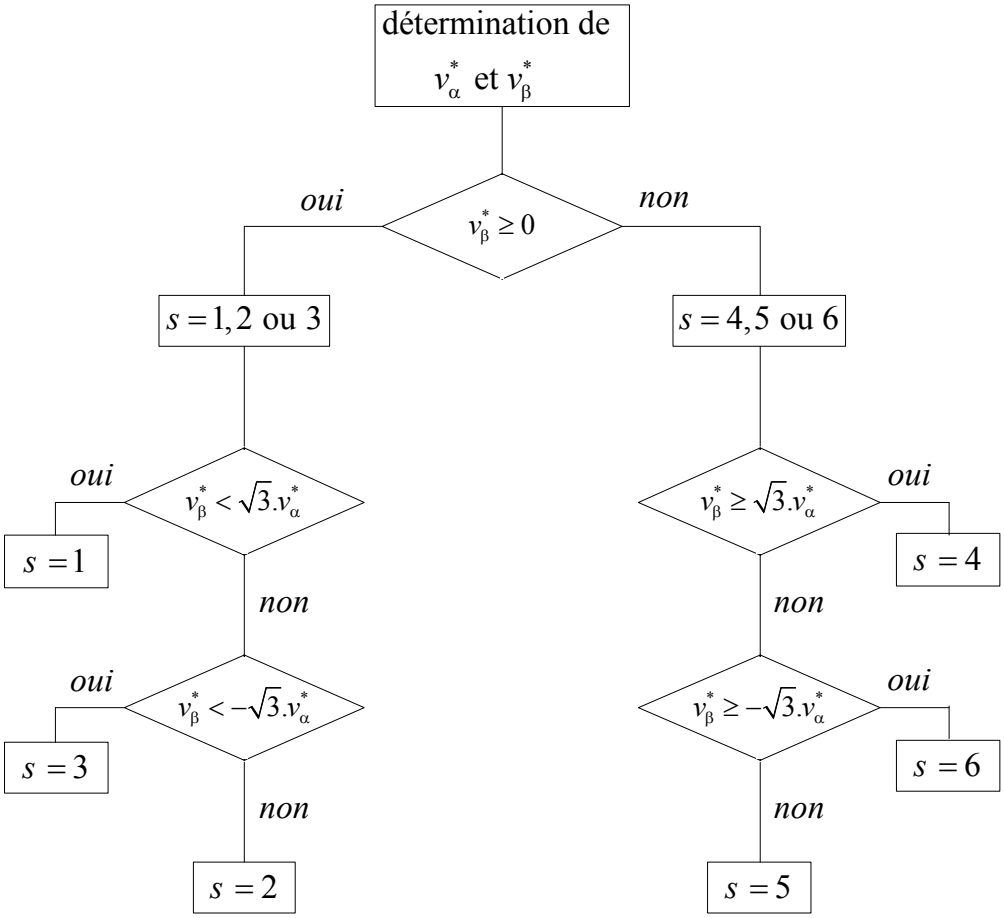



Figure (II.4) : Organigramme de calcul du secteur

Par exemple, le secteur 1 comme l'illustre la figure (II.2), est placé entre les droites d'équations ($v_\beta^* = 0$ et $v_\beta^* = \sqrt{3}v_\alpha^*$).

2. À partir de la détermination de l'angle $\theta$ du vecteur $v^*$ on peut déduire sa position selon la relation:

$$s = \text{int}\left(\frac{\theta}{\pi/3}\right) + 1 \tag{II.19}$$

Avec *int* : fonction qui calcule la partie entière d'un nombre réel.

On peut aussi déduire la position du vecteur tension à partir de la valeur de l'angle $\theta$ tout en respectant les conditions suivantes :

$$s = \begin{cases} 1 & si \quad \theta \in [0, \pi/3] \\ 2 & si \quad \theta \in [\pi/3, 2\pi/3] \\ 3 & si \quad \theta \in [2\pi/3, \pi] \\ 4 & si \quad \theta \in [\pi, 4\pi/3] \\ 5 & si \quad \theta \in [4\pi/3, 5\pi/3] \\ 6 & si \quad \theta \in [5\pi/3, 2\pi] \end{cases} \tag{II.20}$$

### *II.1.2.3 Calcul des temps de commutation*

Dans le cas général, l'onduleur n'est pas capable de générer directement le vecteur $\vec{v}^*$, car il ne peut prendre que les huit états discrets illustrés précédemment. On doit donc construire $\vec{v}^*$ à l'aide d'une combinaison des vecteurs nuls ( $v_0$ ou $v_7$ ) et des deux vecteurs adjacents $v_i$ et $v_{i+1}$ du secteur qui contient le vecteur de référence ($i$=$s$). Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées $t_0, t_i$ et $t_{i+1}$ de sorte que $\vec{v}^*$ soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période de découpage :

$$\overline{v}^* = \overline{v}_i + \overline{v}_{i+1} + \overline{v}_0 \tag{II.21}$$

Avec :

$$\overline{v}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \vec{v}^* dt \tag{II.22}$$

Puisque le période de découpage $T_h$ est très faible, la valeur moyenne de tension $\vec{v}^*$ peut être considérée comme constante.

Et puisque les vecteurs $v_i$ et $v_{i+1}$ sont des vecteurs fixes on a :

$$\overline{v}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} v_i dt = \frac{1}{T_h} v_i t_i \tag{II.23}$$

Et

$$\overline{v}_{i+1} = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_{i+1}} v_{i+1} dt = \frac{1}{T_h} v_{i+1} t_{i+1} \tag{II.24}$$

L'équation (II.21) devient :

$$T_h v^* = t_{i+1} v_{i+1} + t_i v_i + t_0 v_0 \tag{II.25}$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres on obtient :

$$\begin{cases} T_h v^*_{\alpha} = t_{i+1} v^{\alpha}_{i+1} + t_i v^{\alpha}_i \\ T_h v^*_{\beta} = t_{i+1} v^{\beta}_{i+1} + t_i v^{\beta}_i \end{cases} \tag{II.26}$$

Connaissons les valeurs des cordonnées des vecteurs de sortie $v_i^{\alpha}$ et $v_i^{\beta}$ (Tableau II.1). On peut calculer les temps de commutation $t_i$ et $t_{i+1}$ en fonction des cordonnées du vecteur de référence par la résolution du système d'équation (II.26).

Pendant le reste de la période de commutation on applique les vecteurs nuls chacun pendant la moitié de ce temps, donc :

$$t_0 = t_7 = \frac{T_h - t_i - t_{i+1}}{2} \tag{II.27}$$

Afin de simplifier l'analyse, on définit les trois variables *e, l* et *k* suivants :

$$\begin{cases} e = T_h \dfrac{\sqrt{3}v_\alpha^* + v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ l = T_h \dfrac{\sqrt{3}v_\alpha^* - v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ k = T_h \dfrac{\sqrt{2}v_\beta^*}{v_{dc}} \end{cases} \quad \text{(II.28)}$$

Les temps $t_i$ et $t_{i+1}$ pour chaque secteur sont exprimés en fonction des variables *e, l* et *k* suivant le tableau (II.2) :

| Secteur | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $t_i$ | *e* | *l* | *k* | *-e* | *-l* | *-k* |
| $t_{i+1}$ | *k* | *-e* | *-l* | *-k* | *e* | *l* |

Tableau (II.2) : Temps de commutation pour chaque secteur

### *II.1.2.4 Génération des impulsions de commande*

L'application des vecteurs d'états durant une période de découpage doit tenir en compte de deux critères:

***a-*** Minimisation des harmoniques, par la génération d'une tension de sortie la plus proche que possible de la tension de référence, par l'application du vecteur d'état $v_i$ pendant une durée $t_i$, le vecteur $v_{i+1}$ pendant une durée $t_{i+1}$ et le vecteur nul pendant le reste de la période. On applique $v_0$ aux extrémités de la période de découpage et $v_7$ au centre de cette période [27].

***b-*** Minimisation des pertes dans les interrupteurs par la réduction du nombre de commutation de chaque interrupteur, par l'application du vecteur d'indice impair avant l'application du vecteur d'indice pair pendant la demi période de découpage et inversement durant l'autre demi période [27].

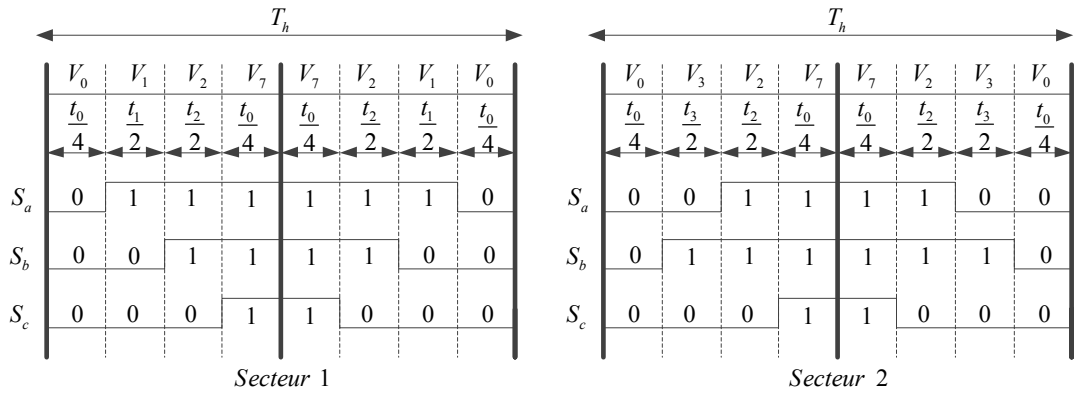



Figure (II.5) : Principe de génération des impulsions de commande par *MLI* vectorielle

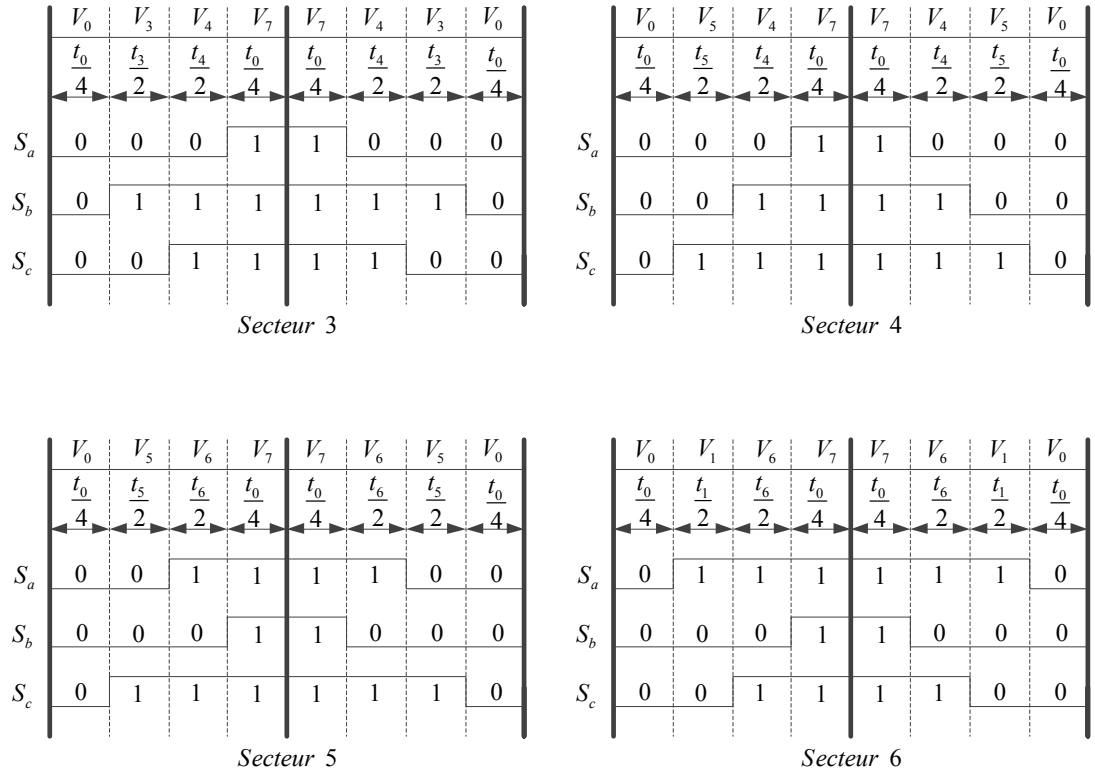



Figure (II.5) (Suite) : Principe de génération des impulsions de commande par *MLI* vectorielle

### *II.1.3 Schéma bloc da la MLI vectorielle*

Si on veut résumer la méthode de calcul de la *MLI* vectorielle, on peut énumérer les points suivants :

1- A partir des tensions de référence $v_a^*$, $v_b^*$ et $v_c^*$ on déduit les composantes du vecteur référence $v_\alpha^*$ et $v_\beta^*$ dans le repère de (α,β);
2- Calcul du numéro du secteur *s* où se situé le vecteur de référence;
3- Calcul des temps ($t_i$ ,$t_{i+1}$ et $t_0$) d'application des vecteurs ($v_i$ ,$v_{i+1}$ et $v_0$) ;
4- Génération des impulsions de commandent des interrupteurs.

Sur la figure (II.6), apparaît le schéma bloc da la *MLI* vectorielle.

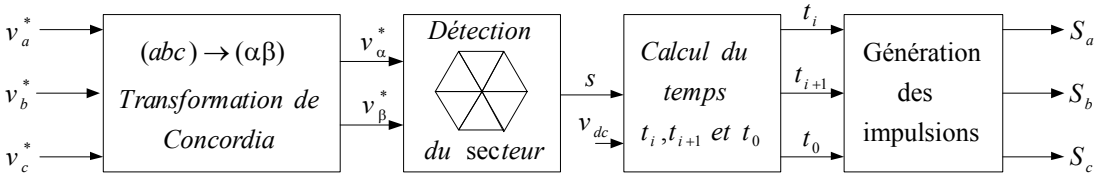



Figure (II.6): Schéma bloc de la *MLI* vectorielle

## *II.2.Onduleur à trois niveaux*

### *II.2.1 Modélisation de l'onduleur*

#### *II.2.1.1 Structure générale*

La figure (II.7) représente la structure générale de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes, appelé aussi onduleur *NPC* (Neutral Point Clamped). Cette structure est composée de deux condensateurs identiques à point milieu commun notée *o* qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau

de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux [28]. La tension totale du bus continu vaut $v_{dc}$, dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux condensateurs qui possèdent alors une tension $v_c = v_{dc}/2$ à leurs bornes (c'est l'hypothèse que l'on retiendra dans cette section). La sortie est reliée à une charge triphasée équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé. L'onduleur possède trois bras $a, b$ et c. Chacun se compose de quatre interrupteurs totalement commandables ($K_{x1}, K_{x2}$, $K_{x3}$ et $K_{x4}$ avec *x* : indice du bras) misent en série, en antiparallèles avec quatre diodes principales afin assurer la réversibilité des courants dans la charge, et deux diodes de clamp ($D_{x1}$ et $D_{x2}$) connectées au point milieu du bus continu.

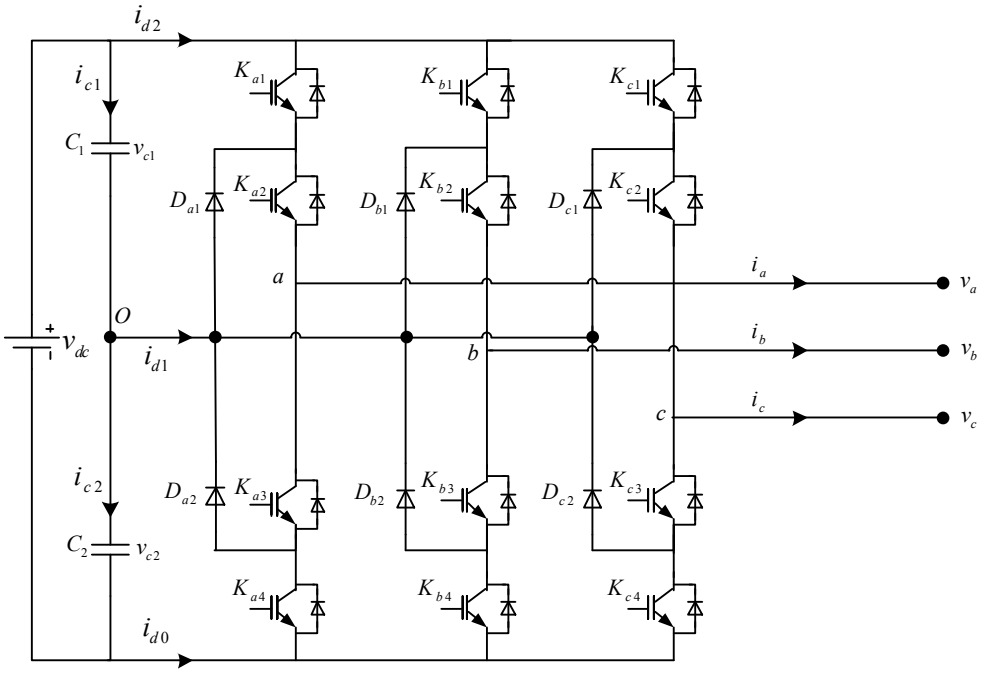



Figure (II.7) : Structure d'un onduleur triphasé à structure NPC

### *II.2.1.2 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur*

Les configurations possibles d'un seul bras de quatre interrupteurs est de $2^4 = 16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs $K_{x1}, K_{x2}, K_{x3}$ et $K_{x4}$.

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre l'existence de quatre configurations possibles, dont une est inutile, c'est là où les deux interrupteurs $K_{x1}$ et $K_{x4}$ sont commandés puisqu'elle déconnecte totalement la charge de la source continue. Donc il reste trois états utiles définis comme suit :

***L'état 2 :*** Les deux interrupteurs $K_{x1}$ et $K_{x2}$ sont fermés (donc $K_{x3}$ et $K_{x4}$ sont ouverts), la tension phase-point milieu est $v_{xo} = v_c$. Si le courant $i_x$ est positif, il passera par les deux transistors, ou par les deux diodes antiparallèles s'il est négatif.

***L'état 1 :*** Les deux transistors $K_{x2}$ et $K_{x3}$ sont fermés (donc $K_{x1}$ et $K_{x4}$ sont ouverts), la tension phase-point milieu est $v_{xo} = 0$. Si le courant $i_x$ est positif, il passera par le transistor $K_{x2}$, et la diode de clamp $D_{x1}$ ou par le transistor $K_{x3}$, et la diode de clamp $D_{x2}$ s'il est négatif.

***L'état 0 :*** Les deux transistors $K_{x3}$ et $K_{x4}$ sont fermés (donc $K_{x1}$ et $K_{x2}$ sont ouverts), la tension phase-point milieu est $v_{xo} = -v_c$. Si le courant $i_x$ est négatif, il passera par les deux transistors $K_{x3}$ et $K_{x4}$, ou par les deux diodes principales s'il est positif.

Les autres configurations sont à éviter, car [17, 29]:
• Soit, elles provoquent le court-circuit des sources continues ($v_{c1}$,$v_{c12}$ ou $v_{dc}$).
• Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources continues.

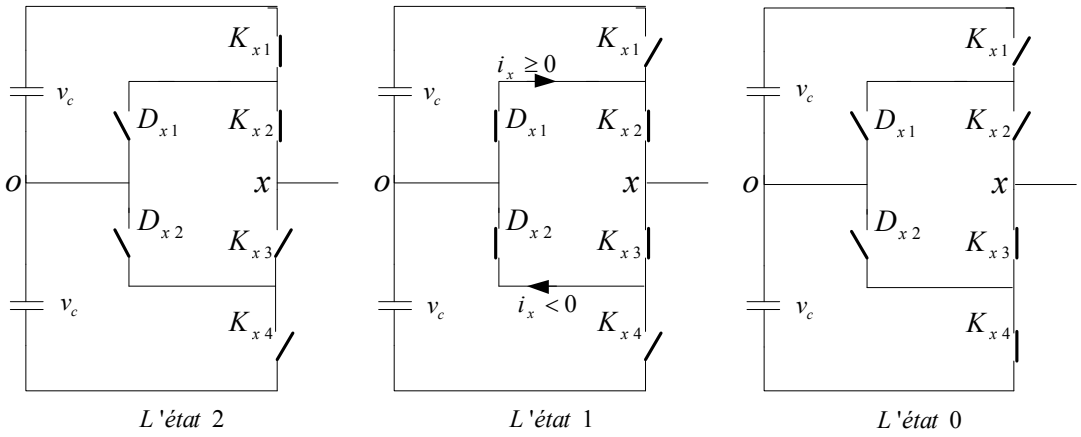



Figure (II.8) : Déférents états utiles du bras x de l'onduleur à trois niveaux

Chacun des trois bras de l'onduleur pouvant prendre indépendamment les trois états 2,1 ou 0, l'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève à $3^3$, soit 27 états. Ceux-ci sont répertoriés dans le tableau (II.3). Un exemple utilisant les états 222 et 021 est donné par la figure (II.9).

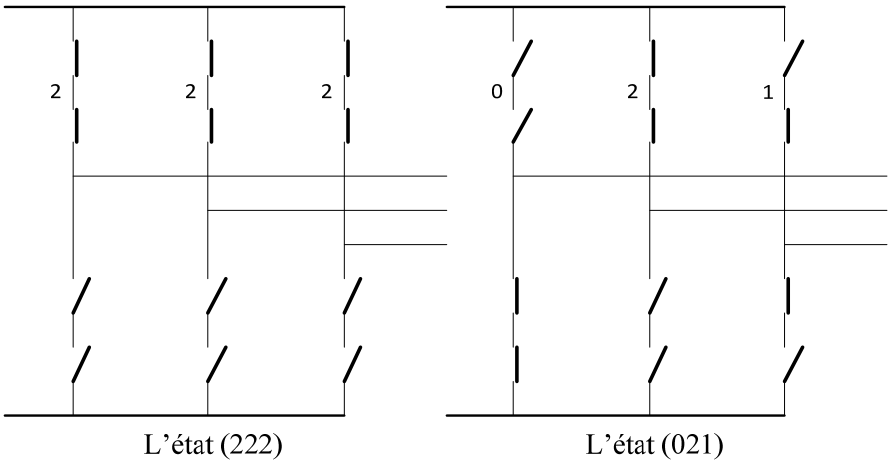



Figure (II.9) : Exemples des états de l'onduleur

### *II.2.1.3 Fonction de commutation*

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouverts ou fermés. Chaque interrupteur $K_{xi}$ est associé à une fonction de connexion $S_{xi}$, tel que :

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 \;\; si \;\; K_{xi} \; fermé \\ S_{xi} = 0 \;\; si \;\; K_{xi} \; ouvert \end{cases} \qquad \text{(II.29)}$$

Avec $i$ =1,2,3,4 : numéro de l'interrupteur du bras $x$

### *II.2.1.4 Commande complémentaire des interrupteurs*

Afin d'éviter la destruction des composants soit par surintensité soit par surtension lors de la fermeture ou l'ouverture simultanées des quatre interrupteurs d'un seul bras, il est indispensable de prévoir une commande complémentaire entre les interrupteurs du même bras. Cette commande complémentaire est définie comme suit:

$$S_{x\,(j+2)} = \overline{S}_{xj} = 1 - S_{xj} \tag{II.30}$$

Nous définissons pour chaque état *h* du bras *x* une fonction de connexion. Elle est notée $F_x^h$ et s'exprime au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_x^2 = S_{x1}S_{x2} \\ F_x^1 = S_{x2}\overline{S}_{x1} \\ F_x^0 = \overline{S}_{x2}\overline{S}_{x2} \end{cases} \tag{II.31}$$

### *II.2.1.5 Tension de sortie*

L'onduleur de tension à structure *NPC* délivre trois niveaux de tensions ($v_c$ , 0 et -$v_c$) suivant les fonctions de connexion $F_x^2, F_x^1$ et $F_x^0$ comme illustré dans l'équation (II.32)

$$v_{xo} = \begin{cases} v_c & si \quad F_x^2 = 1 \\ 0 & si \quad F_x^1 = 1 \\ -v_c & si \quad F_x^0 = 1 \end{cases} \tag{II.32}$$

L'équation (II.32) peut être exprimée par la forme suivante :

$$v_{xo} = v_c(F_x^2 - F_x^0) \tag{II.33}$$

Et pour les trois tensions phases-point milieu $v_{ao}, v_{bo}$ et $v_{co}$ on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = v_c \begin{bmatrix} F_a^2 - F_a^0 \\ F_b^2 - F_b^0 \\ F_c^2 - F_c^0 \end{bmatrix} \tag{II.34}$$

Les tensions composées $v_{ab}, v_{bc}$ et $v_{ca}$ peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bo} - v_{co} \\ v_{co} - v_{ao} \end{bmatrix} = v_c \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_a^2 - F_a^0) \\ (F_b^2 - F_b^0) \\ (F_c^2 - F_c^0) \end{bmatrix} \tag{II.35}$$

Les tensions simples aux bornes de la charge seront données, en fonction des tensions composées puis en fonction des tensions phases-point milieu, par:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \tag{II.36}$$

A partir des relations (II.34) et (II.36), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{v_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_a^2 - F_a^0) \\ (F_b^2 - F_b^0) \\ (F_c^2 - F_c^0) \end{bmatrix} \quad \text{(II.37)}$$

Les deux composantes $v_\alpha$ et $v_\beta$ sont données en fonction des tensions simples par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{(II.38)}$$

Et en fonction des fonctions de connexion par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{6}} v_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_a^2 - F_a^0) \\ (F_b^2 - F_b^0) \\ (F_c^2 - F_c^0) \end{bmatrix} \quad \text{(II.39)}$$

### *II.2.1.6 Représentation vectorielle*

Le tableau (II.3) représente les différents états de l'onduleur à trois niveaux et les coordonnées du vecteur de tension de sortie $v_i$ correspondant à chaque état.

| Etat de l'onduleur | $v_{\alpha i}$ | $v_{\beta i}$ | $v_i$ |
|---|---|---|---|
| 222,111,000 | 0 | 0 | $v_0^a, v_0^b, v_0^c$ |
| 211,100 | $\sqrt{1/6}v_{dc}$ | 0 | $v_1^a, v_1^b$ |
| 200 | $\sqrt{2/3}v_{dc}$ | 0 | $v_2$ |
| 210 | $\sqrt{3/8}v_{dc}$ | $\sqrt{1/8}v_{dc}$ | $v_3$ |
| 221,110 | $\sqrt{1/24}v_{dc}$ | $\sqrt{1/8}v_{dc}$ | $v_4^a, v_4^b$ |
| 220 | $\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_5$ |
| 120 | 0 | $\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_6$ |
| 121 ,010 | $-\sqrt{1/24}v_{dc}$ | $\sqrt{1/8}v_{dc}$ | $v_7^a, v_7^b$ |
| 020 | $-\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_8$ |
| 021 | $-\sqrt{3/8}v_{dc}$ | $\sqrt{1/8}v_{dc}$ | $v_9$ |
| 122,011 | $-\sqrt{1/6}v_{dc}$ | 0 | $v_{10}^a, v_{10}^b$ |
| 022 | $-\sqrt{2/3}v_{dc}$ | 0 | $v_{11}$ |
| 012 | $-\sqrt{3/8}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/8}v_{dc}$ | $v_{12}$ |
| 112,001 | $-\sqrt{1/24}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/8}v_{dc}$ | $v_{13}^a, v_{13}^b$ |
| 002 | $-\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_{14}$ |
| 102 | 0 | $-\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_{15}$ |

| | | | |
|---|---|---|---|
| 212,101 | $\sqrt{1/24}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/8}v_{dc}$ | $v_{16}^{a}, v_{16}^{b}$ |
| 202 | $\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/2}v_{dc}$ | $v_{17}$ |
| 201 | $\sqrt{3/8}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/8}v_{dc}$ | $v_{18}$ |

Tableau (II.3) : Etats de l'onduleur à trois niveaux et les coordonnées du vecteur $v_i$ dans le plan $(\alpha\beta)$

On peut remarquer que seuls 19 vecteurs qui forment les 27 états de l'onduleur. Cela est dû aux redondances d'états qui apparaissent près du centre de la figure (II.9). Par exemple, les états 222,111 et 000 représentent le même vecteur malgré ils sont différents.

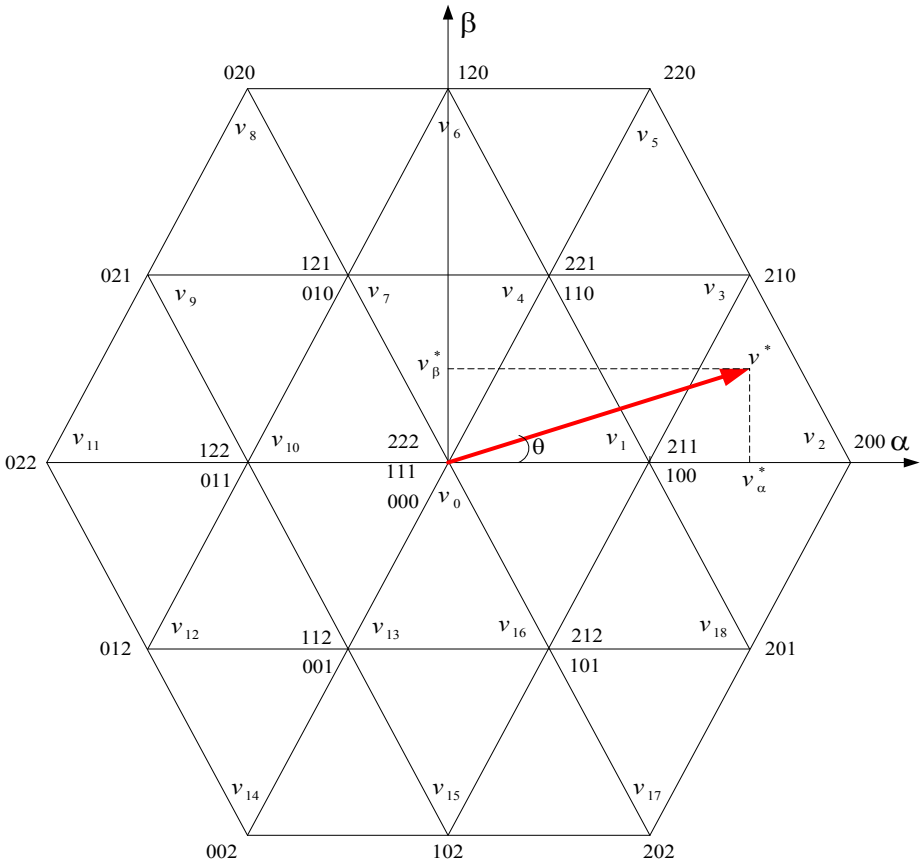



Figure (II.10) : Représentation vectorielle des états de l'onduleur à trois niveaux

De la même manière, les vecteurs $v_{3i+1}$ $(i=0,...,5)$ situés sur l'hexagone intérieur de la figure (II.10) peuvent être obtenus par deux états distincts. Ces redondances offrent un choix, donc un degré de liberté [24], quant aux états utilisés pour appliquer le même vecteur. Il est même possible d'utiliser simultanément des états redondants en jouant sur leur répartition au sein de la durée $t_i$ allouée au vecteur concerné : ainsi pour utiliser le vecteur $v_7$ pendant la durée $t_7$, on pourra appliquer l'état $v_7^a$ (121) pendant une durée $\alpha.t_7$ et l'état $v_7^b$(010) pendant (1-α).$t_7$ (pour tout $\alpha$ compris entre 0 et 1; un choix de $\alpha = 0.5$ est généralement retenu). La représentation dans le plan complexe ($\alpha\beta$) des 18 vecteurs non nuls, qui peuvent être générés par un onduleur *NPC* a trois niveaux, forment le diagramme vectoriel ou l'hexagone de commutation illustré dans la figure (II.10).

### *II.2.2 Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux*

Ce procédé permet de déterminer les changements d'état (2, 1 ou 0) de chacun des bras, ainsi que leurs durées d'application. On en déduit les ordres de commande logiques des interrupteurs, qui sont composés d'impulsions dont la largeur dépend des choix effectués [28].

#### *II.2.2.1 Localisation du vecteur de référence*

A partir des coordonnées ($v_\alpha^*$ et $v_\beta^*$) , et de la position angulaire $\theta$, on déduit dans quel secteur (*s*), et dans quelle région triangulaire (*r*) se situe le vecteur de référence $\vec{v}^*$ dans le plan ($\alpha\beta$) (Figure (II.10)). Le secteur se déduit de la même manière que l'on fait pour l'onduleur à deux niveaux (équations (II.19, II.20) et figure (II.4)). La région triangulaire à l'intérieur de chaque secteur est déduite en utilisant les équations de ses trois côtés. Comme il est illustré dans la figure (II.11), pour la région 1, deux côtés sont déjà limités par les deux côtés du secteur. Pour les deux régions 3 et 4 l'un des trois côtés est limité par un des deux côtés du secteur et l'autre par la limite extérieur de l'hexagone. Le troisième côté des trois régions est déterminé comme le montre le tableau (II.4). Pour chaque secteur, si on détermine les trois régions 1, 3 et 4 la partie du secteur restante représente la région 2.
La figure (II.11) représente les 4 triangles du premier secteur et les supports de ces côtés qui sont les droites ((Δ1), (Δ2) et (Δ3)).

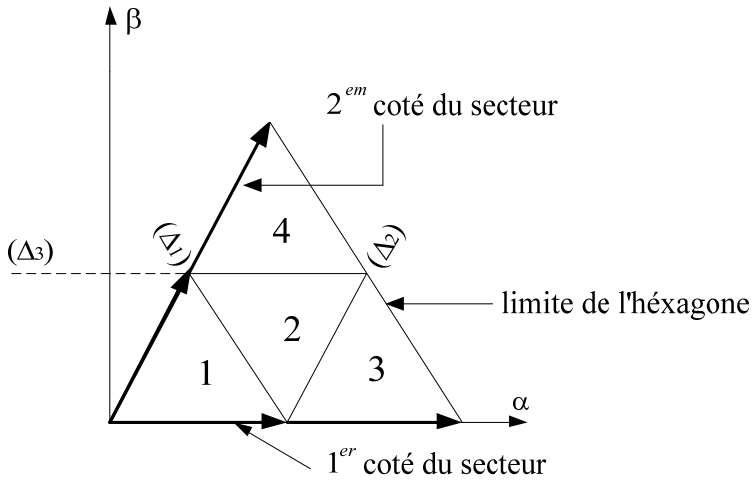



Figure (II.11): Régions triangulaires du premier secteur

Ces droites ont pour équations :

$$(\Delta_1):\ v_\beta^* = -\sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$$

$$(\Delta_2):\ v_\beta^* = \sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$$

$$(\Delta_3):\ v_\beta^* = \sqrt{\frac{1}{8}}v_{dc}$$

| | r=1 | r=3 | r=4 |
|---|---|---|---|
| s=1 | $v_\beta^* < -\sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ | $v_\beta^* < \sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ | $v_\beta^* \geq \sqrt{\frac{1}{8}}v_{dc}$ |
| s=2 | $v_\beta^* < \sqrt{\frac{1}{8}}v_{dc}$ | $v_\beta^* \geq -\sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ | $v_\beta^* \geq \sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ |

| | | | |
|---|---|---|---|
| s=3 | $v_\beta^* < \sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ | $v_\beta^* \geq \sqrt{\frac{1}{8}}v_{dc}$ | $v_\beta^* < -\sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ |
| s=4 | $v_\beta^* \geq -\sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ | $v_\beta^* \geq \sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ | $v_\beta^* < -\sqrt{\frac{1}{8}}v_{dc}$ |
| s=5 | $v_\beta^* \geq -\sqrt{\frac{1}{8}}v_{dc}$ | $v_\beta^* < -\sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ | $v_\beta^* < \sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ |
| s=6 | $v_\beta^* \geq \sqrt{3}v_\alpha^* - \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ | $v_\beta^* < -\sqrt{\frac{1}{8}}.v_{dc}$ | $v_\beta^* \geq -\sqrt{3}v_\alpha^* + \sqrt{\frac{1}{2}}v_{dc}$ |

Tableau (II.4) : Inéquations définissant les régions du diagramme vectoriel

### *II.2.2.2 Calcul des temps de commutation*

Les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de sorte que le vecteur de référence $\vec{v}^*$ coïncide avec la moyenne, sur une période de commutation de l'onduleur $T_h$, du vecteur de tension de sortie, généré par les trois vecteurs $v_x, v_y$ et $v_z$ représentant les apex du triangle contenant le vecteur $\vec{v}^*$. Il en résulte que :

$$T_h v^* = t_x v_x + t_y v_y + t_z v_z \tag{II.40}$$

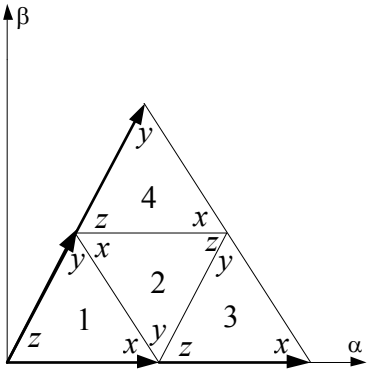



Figure (II.12) : Apex x,y et z pour chaque région triangulaire r

La projection des vecteurs $v^*, v_x, v_y$ *et* $v_z$ sur les deux axes ($\alpha\beta$) donne ;

$$T_h \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_x^\alpha & v_y^\alpha & v_z^\alpha \\ v_x^\beta & v_y^\beta & v_z^\beta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} \tag{II.41}$$

Etant donné que les cordonnées des vecteurs de sortie sont connus (Tableau (II.3)). Il est possible de calculer les temps de commutation $t_x, t_y$ et $t_z$ en fonction de l'angle θ et l'amplitude du vecteur de référence comme suit :

$$\begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} = T_h \begin{bmatrix} v_m^* \cos(\theta) \\ v_m^* \sin(\theta) \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x^\alpha & v_y^\alpha & v_z^\alpha \\ v_x^\beta & v_y^\beta & v_z^\beta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \tag{II.42}$$

### *II.1.2.3 Génération des impulsions de commande*

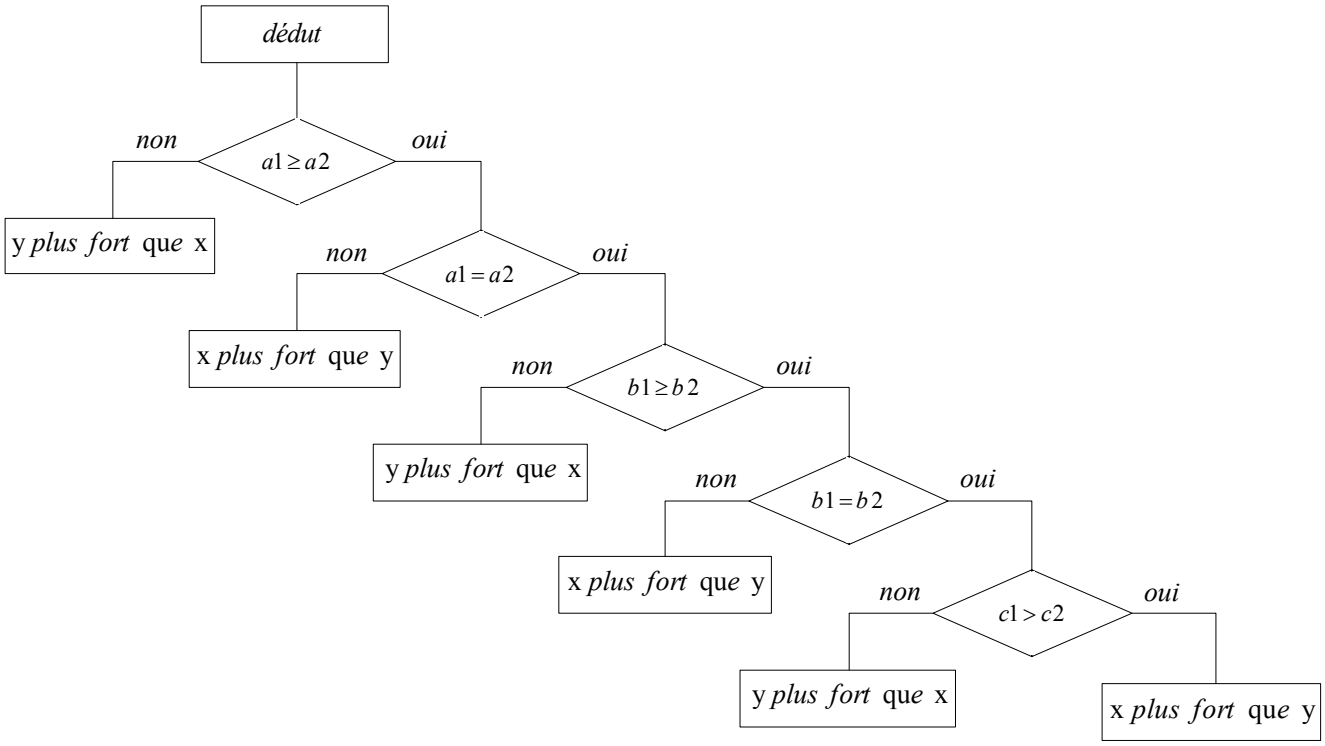
Afin d'avoir des tensions de sortie aussi proches que possible aux tensions de références sinusoïdales triphasées $(v_a^*, v_b^* \text{ et } v_c^*)$, on applique l'état $x$ pendant une durée $t_x$, l'état $y$ pendant une durée $t_y$ et l'état $z$ pendant le reste de la période $t_z$ [24]. Les états $v_j^a$ et $v_j^b$ $(j = 3(s-1)+1)$ sont des états redondants. Ils représentent la même tension de sortie. Dans ce cas, on peut choisir l'état redondant à appliquer suivant plusieurs critères :

- Minimisation des pertes de puissance dans l'onduleur par la minimisation du nombre de commutation des interrupteurs par période [24];
- Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu de l'onduleur. En effet, ces condensateurs se chargent ou se déchargent suivant les états redondants appliqués (Ce problème sera traité ultérieurement).

Afin de minimiser les pertes dans l'onduleur et de réduire les harmoniques de la tension de sortie, on choisit une séquence des états « *x,y et z*» qui consiste à :

a. Appliquer les états dans un ordre donné durant la demi-période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période;
b. Diviser le temps approprié à chaque vecteur sur les deux redondances.

L'organigramme illustré dans la figure (II.13) représente une comparaison entre les deux états $x(a_1,b_1,c_1)$ *et* $y(a_2,b_2,c_2)$ .
Avec : $a_1$, $b_1$, $c_1$, $a_2$, $b_2$ et $c_2$ sont les états des demi-bras *a,b et c*, qui peuvent prend les valeurs 0,1 ou 2.




Figure(II.13) : Organigramme de comparaison entre les états

Après l'arrangement des états du plus faible jusqu'au plus fort, on applique les états dans un ordre croissant durant la demi-période, et dans un ordre décroissant dans le reste de période.
Pa exemple, si le vecteur de référence est situé dans le secteur $s$ =1 et la région $r$ =1. La succession des états appliqués est donnée par :

$$v_0^c(000) \rightarrow v_1^b(100) \rightarrow v_4^b(110) \rightarrow v_0^b(111) \rightarrow v_1^a(211) \rightarrow v_4^a(221) \rightarrow v_0^a(222) \ .$$

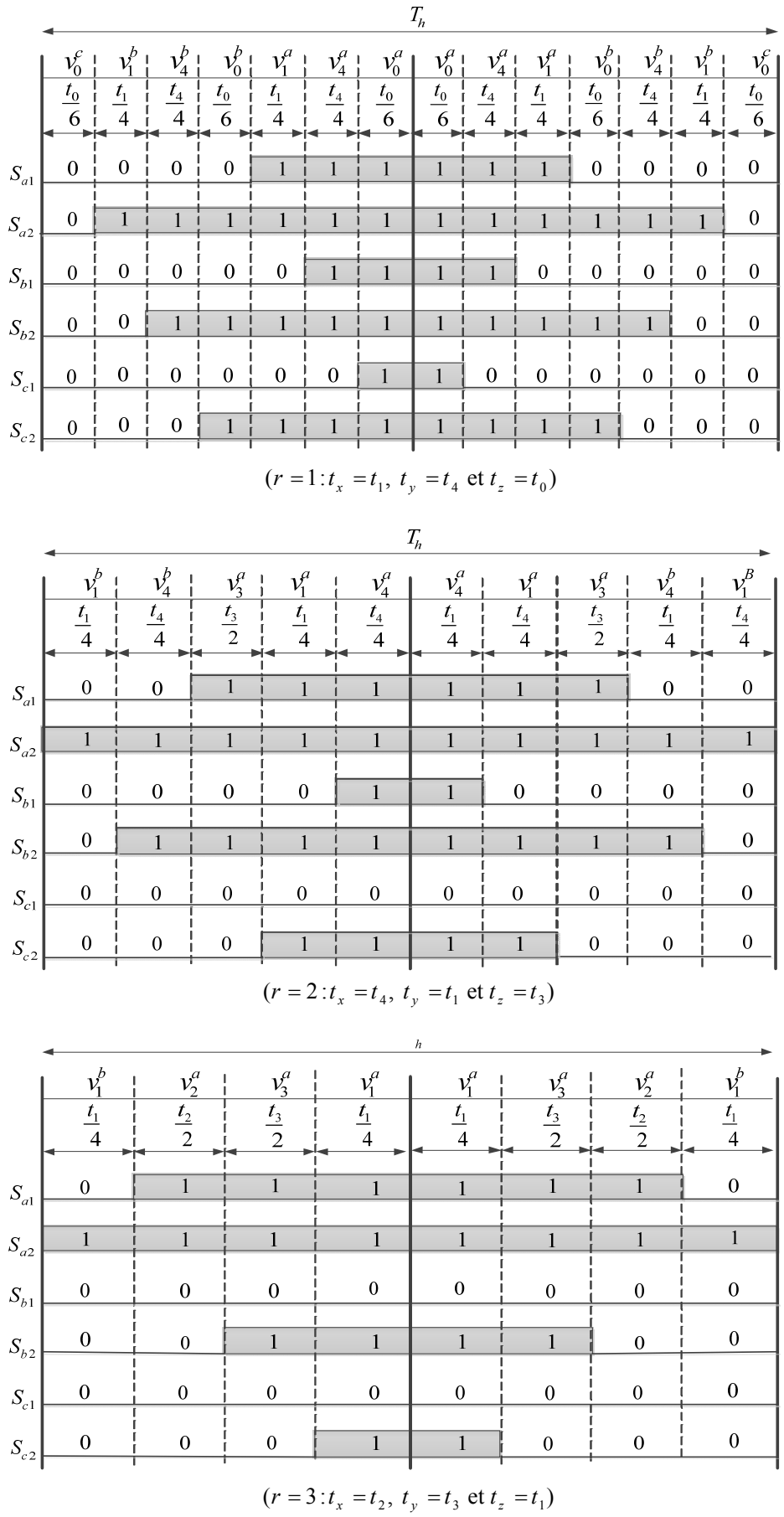



Figure (II.14) : Génération des impulsions à partir des vecteurs d'états du premier secteur

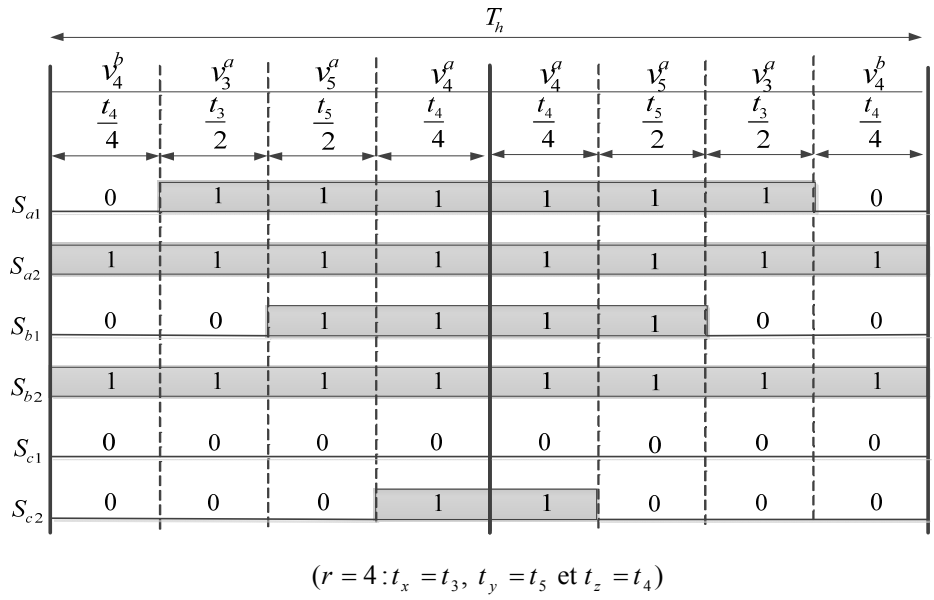



Figure (II.14) (Suite) : Génération des impulsions à partir des vecteurs d'états du premier secteur

### *II.2.3 Equilibrage des tensions des condensateurs*

Dans l'étude précédente, nous avons étudié la modulation vectorielle en supposant que la source de tension à l'entrée de l'onduleur est parfaitement constante est divisée en égalité entre les deux condensateurs. En fait, sans prendre des mesures d'équilibrage et d'asservissement, cette supposition est exagérée. Suivant le sens de leurs courants, les condensateurs placés dans le coté continu de l'onduleur peuvent se charger ou se décharger, ce qui provoque une augmentation ou une diminution de leurs tensions. Le sens des courants dans les condensateurs dépendent de deux facteurs: l'état de l'onduleur, et les courants triphasés de la charge. Certains états de l'onduleur sont des états redondants, produisant le même vecteur de tension de sortie, mais ils ont des effets opposés sur les tensions des condensateurs d'entrée de l'onduleur. On profite de ce degré de liberté, en permutant entre les redondances du même état de l'onduleur, pour assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs [24].

#### *II.2.3.1 Equations des courants d'entée de l'onduleur*

Les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge $i_a, i_b$ et $i_c$ au moyen des fonctions de connexion par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{d2} = F_a^2 i_a + F_b^2 i_b + F_c^2 i_c \\ i_{d1} = F_a^1 i_a + F_b^1 i_b + F_c^1 i_c \\ i_{d0} = F_a^0 i_a + F_c^0 i_b + F_c^0 i_c \end{cases} \quad \text{(II.43)}$$

La tension globale du côté continu est donnée par la relation :

$$v_{dc} = v_{c1} + v_{c2} = \frac{1}{C}\left(\int i_{c1} dt + \int i_{c2} dt\right) \quad \text{(II.44)}$$

$v_{dc}$ étant supposée constante, donc sa dérivée est nulle, ce qui donne :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(i_{c1} + i_{c2}) = 0 \quad \text{(II.45)}$$

$$i_{c1} = -i_{c2} \quad \text{(II.46)}$$

Si on applique la loi des nœuds au point milieu $o$ , on obtient

$$i_{d1} = i_{c1} - i_{c2} = 2i_{c1} \tag{II.47}$$

A partir des deux équations (II.43) et (II.47) on déduit les relations des courants dans les condensateurs en fonction des courants de charge et des fonctions de connexions, comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} F_a^1 & F_b^1 & F_c^1 \\ -F_a^1 & -F_b^1 & -F_c^1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{II.48}$$

Cette équation montre que les relations entre les courants des condensateurs et les courants de charges dépendent des valeurs de la fonction de connexion $F_x^1$ , c'est-à-dire des états de commutation de l'onduleur. L'onduleur à trois niveaux a six états redondants, indiqués sur le diagramme vectoriel de la figure (II.9). Le tableau (II .5) donne, pour chaque état redondant, la relation explicite entre les courants des condensateurs et les courants de charge.

| vecteur | L'état redondant | $2i_{c1}$ | $2i_{c2}$ |
|---|---|---|---|
| $v_1$ | $v_1^a(211)$ | $-i_a$ | $i_a$ |
| | $v_1^b(100)$ | $i_a$ | $-i_a$ |
| $v_4$ | $v_4^a(221)$ | $i_c$ | $-i_c$ |
| | $v_4^b(110)$ | $-i_c$ | $i_c$ |
| $v_7$ | $v_7^a(121)$ | $-i_b$ | $i_b$ |
| | $v_7^b(010)$ | $i_b$ | $-i_b$ |
| $v_{10}$ | $v_{10}^a(122)$ | $i_a$ | $-i_a$ |
| | $v_{10}^b(011)$ | $-i_a$ | $i_a$ |
| $v_{13}$ | $v_{13}^a(112)$ | $-i_c$ | $i_c$ |
| | $v_{13}^b(001)$ | $i_c$ | $-i_c$ |
| $v_{16}$ | $v_{16}^a(212)$ | $i_b$ | $-i_b$ |
| | $v_{16}^b(101)$ | $-i_b$ | $i_b$ |

Tableau (II.5) : Relation entre les courants des condensateurs et ceux de la charge triphasée

### *II.2.3.2 Choix de la redondance à appliquer*

Pour chaque état redondant, on applique la redondance qui tend à supprimer le déséquilibre entre les tensions $v_{c1}$ et $v_{c2}$ . Pour cela, on doit mesurer à tout instant ces tensions et la différence entre elles. On choisit la redondance qui tend à augmenter la plus faible et à diminuer la plus forte des deux tensions $v_{c1}$ et $v_{c2}$. La tension d'un condensateur augmente si le courant qui le traverse est positif, et par contre, elle diminuée si ce courant est négatif. Donc le choix de l'état redondant à appliquer est basé sur deux facteurs principaux : la différence $v_{c1}$- $v_{c2}$ et les signes des courants de charge $i_a$,$i_b$ et $i_c$.

| | $i_x \geq 0$ | $i_x < 0$ |
|---|---|---|
| $v_{c1}$ -$v_{c2} \geq 0$ | a | b |
| $v_{c1}$ -$v_{c2} < 0$ | b | a |

Tableau (II.6) : Conditions du choix de l'état redondant

Le tableau (II.6) montre la manière adoptée pour le choix de l'état redondant, ou $i_x$ est le courant de charge qui peut être $i_a$, $i_b$ ou $i_c$ selon le vecteur à étudier.

## *II.3 Onduleur à cinq niveaux*

### *II.3.1 Modélisation de l'onduleur*

#### *II.3.1.1 Structure générale*

La structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est représentée sur la Figure (II.15). Cette dernière se compose de trois bras symétriques constitués chacun de huit interrupteurs. Chacun est composé d'un semi-conducteur bicommandable ($K_{xi}, x = a,b$ ou $c$ et $i = 1,..,8$) et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes de clamp est six ($D_{xj}$, $j = 1,...,6$) et elles sont reliées au côté continu, aux trois prises intérieures. La source de tension continue se compose de quatre condensateurs formant ainsi le bus continu. Elle possède une tension totale qui vaut $v_{dc}$, dans les conditions idéales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les quatre condensateurs qui possèdent alors une tension ($v_c = v_{dc} / 4$) à leurs bornes (c'est l'hypothèse que l'on retiendra dans cette section). Dans ce mode de fonctionnement, chaque semi-conducteur est soumis à l'état ouvert au quart de la tension de la source continue, d'où l'utilité de cette structure d'onduleur pour les applications de moyennes tensions sans ajout de transformateurs de raccordement [18]. Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras ( $2v_c, v_c, 0, -v_c$ et $-2v_c$ ).

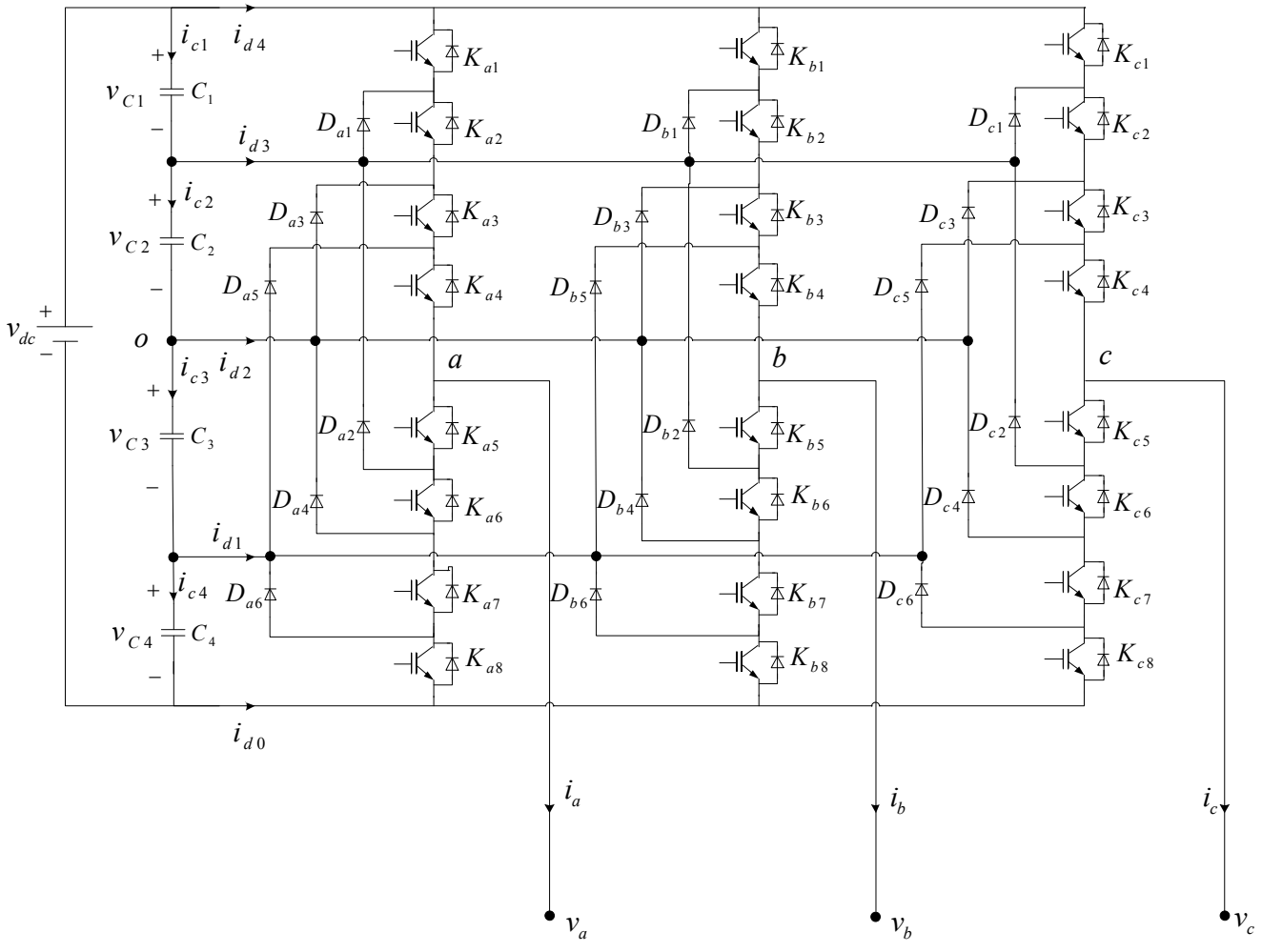



Figure (II.15) : Structure d'un onduleur triphasé à cinq niveaux

### *II.3.1.2 Contraintes imposées aux semi-conducteurs*

Le stress du courant n'est pas pareil pour chaque interrupteur, et il est plus prononcé pour les interrupteurs intérieurs qui sont en état de conduction pendant plus longtemps. En général, pour un onduleur à cinq niveaux, l'interrupteur $K_{x1}$ ne conduit que pour le niveau $2v_c$ et l'interrupteur $K_{x4}$ conduit pendant le cycle entier, sauf pour le niveau 0. Les diodes antiparallèles conduiront seulement si le niveau choisi est le plus haut ou le plus bas et si, en même temps, les signes du courant et de la tension à la sortie de l'onduleur sont différents. Le stress de la tension appliquée sur les diodes de clamp dépend de leur position dans l'onduleur. La diode $D_{x1}$ bloque la tension $v_c$, donc la tension aux bornes d'un des condensateurs du côté continu ou un des niveaux de la tension, et la diode $D_{x2}$, bloque une tension trois fois plus élevée $(3v_c)$. Les diodes $D_{x3}$ et $D_{x4}$ bloquent tous les deux, deux niveaux de tension $2v_c$. Les diodes $D_{x5}$ et $D_{x6}$ bloquent respectivement les tensions de trois niveaux et d'un niveau soit $3v_c$ et $v_c$. Donc, les diodes n'ont pas la même tenue en tension (tension de blocage). Les diodes avec la même tenue en tension peuvent être utilisées (la tension d'un niveau, soit la tension $v_c$) mais installées en série (par exemple, la diode $D_{x3}$ qui doit supporter $2v_c$ peut être substituée par deux diodes en série capables de supporter $v_c$).

### *II.3.1.3 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur*

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre l'existence de cinq configurations possibles :

***L'état 4 :*** Les interrupteurs $K_{x1}, K_{x2}, K_{x3}$ et $K_{x4}$ sont fermés et les autres sont ouverts, la tension phase-point milieu est $v_{xo} = 2v_c$. Si le courant de charge $i_x$ est positif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est négatif.

***L'état 3 :*** Les interrupteurs $K_{x2}, K_{x3}, K_{x4}$ et $K_{x5}$ sont fermés et les autres sont ouverts, la tension phase-point milieu est $v_{xo} = v_c$. Si le courant de charge $i_x$ est positif, il passera par les transistors $K_{x2}, K_{x3}$ et $K_{x4}$ et la diode de clamp $D_{x1}$, ou par le transistor $K_{x5}$ et la diode de clamp $D_{x2}$ s'il est négatif.

***L'état 2 :*** Les interrupteurs $K_{x3}, K_{x4}, K_{x5}$ et $K_{x6}$ sont fermés et les autres sont ouverts, la tension phase-point milieu est $v_{xo} = 0$. Si le courant de charge $i_x$ est positif, il passera par les transistors $K_{x3}$ et $K_{x4}$ et la diode de clamp $D_{x3}$, ou par les transistors $K_{x5}$ et $K_{x6}$ et la diode de clamp $D_{x4}$ s'il est négatif.

***L'état 1 :*** Les interrupteurs $K_{x4}, K_{x5}, K_{x6}$ et $K_{x7}$ sont fermés et les autres sont ouverts, la tension phase-point milieu est $v_{xo} = -v_c$. Si le courant de charge $i_x$ est positif, il passera par le transistor $K_{x4}$ et la diode de clamp $D_{x5}$ ou par les transistors $K_{x5}, K_{x6}$ et $K_{x7}$ et la diode de clamp $D_{x6}$, s'il est négatif.

***L'état 0 :*** Les interrupteurs $K_{x5}, K_{x6}, K_{x7}$ et $K_{x8}$ sont fermés et les autres sont ouverts, la tension phase-point milieu est $v_{xo} = -2v_c$. Si le courant de charge $i_x$ est négatif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est positif.

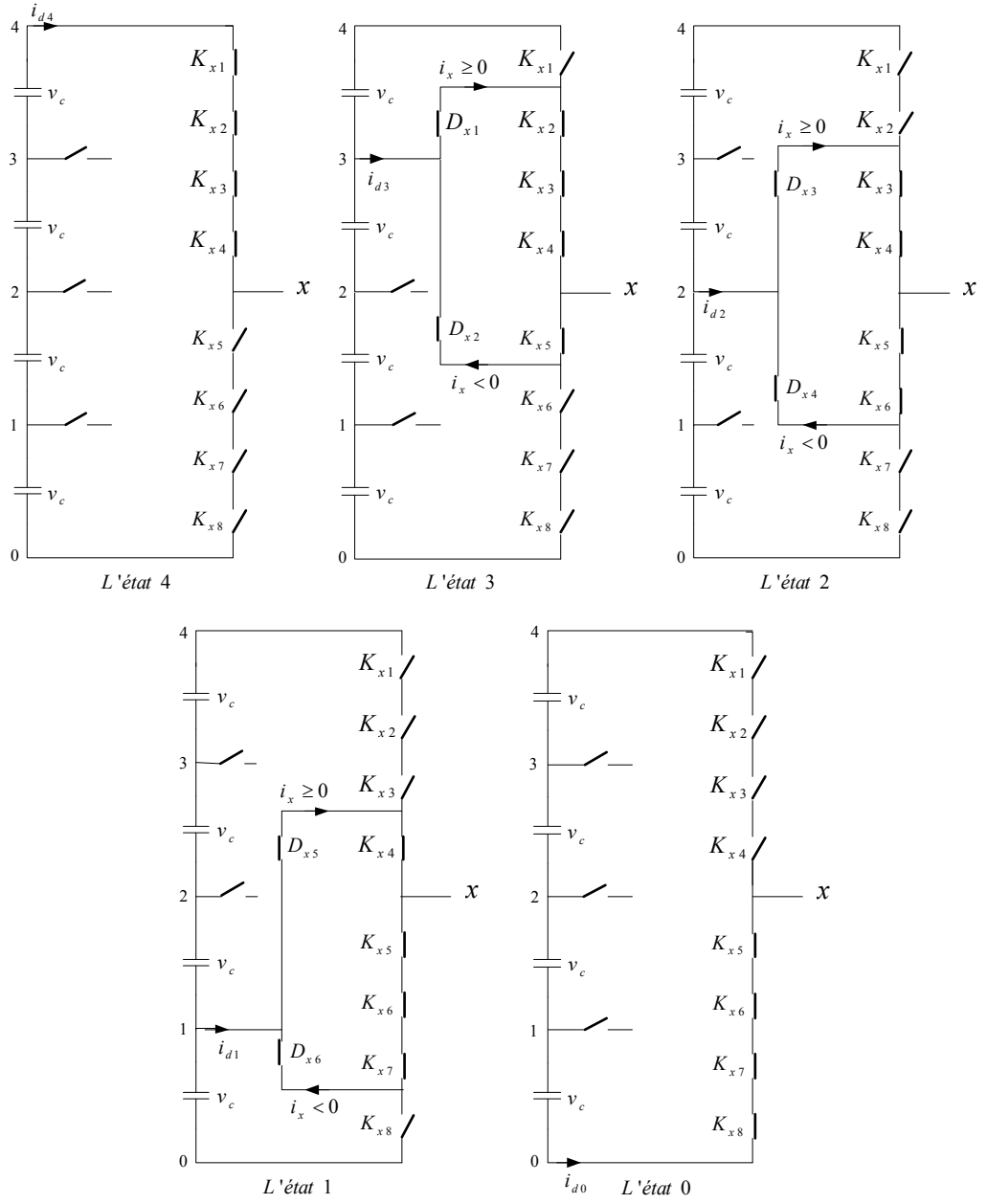



Figure (II.16) : Déférents états d'un bras x de l'onduleur à 5 niveaux

### *II.3.1.4 Fonctions de commutation et de connexion*

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de commutation. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur introduit une fonction de connexion $S_{xi}$ **,** tel que :

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 \ \ si \quad K_{xi} \ \ fermé \\ S_{xi} = 0 \ \ si \ \ K_{xi} \ \ ouvert \end{cases} \tag{II.49}$$

Pour un fonctionnement totalement commandable de cet onduleur, nous adoptons la commande complémentaire suivante [17, 21] :

$$S_{x\,(i+4)} = \overline{S}_{xi} = 1 - S_{xi} \tag{II.50}$$

Avec $i = 1,2,3 \ ou \ 4$

Nous définissons pour chaque état *h* du bras *x* une fonction de connexion. Elle est notée $F_x^h$ et s'exprime au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} F_x^4 &= S_{x1}S_{x2}S_{x3}S_{x4} \\ F_x^3 &= \overline{S}_{x1}S_{x2}S_{x3}S_{x4} \\ F_x^2 &= \overline{S}_{x1}\overline{S}_{x2}S_{x3}S_{x4} \\ F_x^1 &= \overline{S}_{x1}\overline{S}_{x2}\overline{S}_{x3}S_{x4} \\ F_x^0 &= \overline{S}_{x1}\overline{S}_{x2}\overline{S}_{x3}\overline{S}_{x4} \end{aligned} \tag{II.51}$$

Chacun des trois bras de l'onduleur pouvant prendre indépendamment les cinq états 4, 3, 2,1 ou 0, l'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève à $5^3$ , soit 125 états. Ceux-ci sont répertoriés dans le tableau (II.7). A titre d'exemple les états 421 et 213 sont représentés par la figure (II.17).

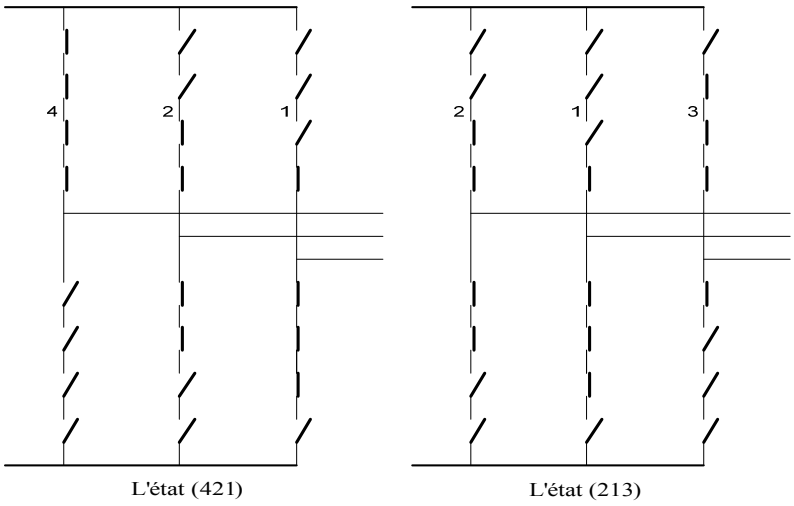



Figure (II.17) : Exemples d'états de l'onduleur à 5 niveaux

### *II.3.1.5 Tension de sortie*

L'onduleur de tension à cinq niveaux délivre cinq niveaux de tensions ( $2v_c, v_c, 0, -v_c$ et $-2v_c$) suivant la fonction de connexion $F_x^h$ , comme le montre l'équation (II.52).

$$v_{xo} = \begin{cases} 2v_c & si \quad F_x^4 = 1 \\ v_c & si \quad F_x^3 = 1 \\ 0 & si \quad F_x^2 = 1 \\ -v_c & si \quad F_x^1 = 1 \\ -2v_c & si \quad F_x^0 = 1 \end{cases} \tag{II.52}$$

L'équation (II.52) peut être exprimée selon la forme suivante :

$$v_{xo} = \begin{bmatrix} F_x^4 & F_x^3 & F_x^2 & F_x^1 & F_x^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2v_c \\ v_c \\ 0 \\ -v_c \\ -2v_c \end{bmatrix} \tag{II.53}$$

Et pour les trois tensions phases-point milieu $v_{ao}, v_{bo}$ et $v_{co}$, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_a^4 & F_a^3 & F_a^2 & F_a^1 & F_a^0 \\ F_b^4 & F_b^3 & F_b^2 & F_b^1 & F_b^0 \\ F_c^4 & F_c^3 & F_c^2 & F_c^1 & F_c^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2v_c \\ v_c \\ 0 \\ -v_c \\ -2v_c \end{bmatrix} \tag{II.54}$$

Les tensions composées $v_{ab}, v_{bc}$ et $v_{ca}$ sont donc :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bo} - v_{co} \\ v_{co} - v_{ao} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_a^4 - F_b^4 & F_a^3 - F_b^3 & F_a^2 - F_b^2 & F_a^1 - F_b^1 & F_a^0 - F_b^0 \\ F_b^4 - F_c^4 & F_b^3 - F_c^3 & F_b^2 - F_c^2 & F_a^1 - F_c^1 & F_b^0 - F_c^0 \\ F_b^4 - F_a^4 & F_c^3 - F_a^3 & F_c^2 - F_a^2 & F_c^1 - F_a^1 & F_c^0 - F_a^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2v_c \\ v_c \\ 0 \\ -v_c \\ -2v_c \end{bmatrix} \tag{II.55}$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont données, en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \tag{II.56}$$

A partir des relations (II.54) et (II.56), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2F_a^4 - F_b^4 - F_c^4 & 2F_a^3 - F_b^3 - F_c^3 & 2F_a^2 - F_b^2 - F_c^2 & 2F_a^1 - F_b^1 - F_c^1 & 2F_a^0 - F_b^0 - F_c^0 \\ 2F_b^4 - F_c^4 - F_a^4 & 2F_b^3 - F_a^3 - F_c^3 & 2F_b^2 - F_a^2 - F_c^2 & 2F_b^1 - F_a^1 - F_c^1 & 2F_b^0 - F_a^0 - F_c^0 \\ 2F_c^4 - F_a^4 - F_b^4 & 2F_c^3 - F_a^3 - F_b^3 & 2F_c^2 - F_a^2 - F_b^2 & 2F_c^1 - F_a^1 - F_b^1 & 2F_c^0 - F_a^0 - F_b^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2v_c \\ v_c \\ 0 \\ -v_c \\ -2v_c \end{bmatrix} \tag{II.57}$$

Les trois tensions simples peuvent, comme toute grandeur triphasée, être décomposées en deux grandeurs ($v_\alpha$ et $v_\beta$). Cette transformation s'opère en utilisant la matrice de Concordia, telle que :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{II.58}$$

### *II.3.1.6 Représentation vectorielle*

Le tableau (II.7) représente les différents états de l'onduleur et les coordonnés des vecteurs de tension de sortie $v_i$ correspondant à chaque état.

La représentation dans le plan complexe ($\alpha,\beta$) des 60 vecteurs non nuls, qui peuvent être générés par un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes, forme le diagramme vectoriel ou l'hexagone de commutation illustré dans la figure (II.18).

On distingue 60 positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur *v* sont créées respectivement par un, deux, trois ou quatre états redondants. La position du centre de l'hexagone, qui corresponde à une tension de sortie nulle, est générée par cinq états redondants. On distingue ainsi 24 positions à une seule redondance, 18 positions à deux redondances, 12 positions à trois redondances et 6 positions à quatre redondances. Ces redondances offrent un choix, donc un degré de liberté, quant aux états utilisées pour appliquer un même vecteur. Il est même possible d'utiliser simultanément des états redondants en jouant sur leur répartition au sein de la durée $t_i$ allouée au vecteur concerné : ainsi pour utiliser le vecteur $v_1$ pendant la durée $t_1$, on pourra appliquer l'état $v_1^a$ (443) pendant une durée $\alpha_1.t_1$ ,l'état $v_1^b$ (332) pendant $\alpha_2 t_1$ ,l'état $v_1^c$ (221) pendant $\alpha_3 t_1$ et l'état $v_1^d$ (110) pendant $(1-\alpha_1-\alpha_2-\alpha_3)t_1$ (pour tout $\alpha_i$ compris entre 0 et 1, généralement on peut prendre $\alpha_i = 0.25$ ).

Les 61 positions du vecteur tension de sortie divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires. Chaque secteur est composé de 16 régions triangulaires. On a ainsi 96 régions triangulaires dans le diagramme vectoriel complet.

Afin de simplifier l'analyse, on définit les deux variables *m* et *n* suivants :

$$\text{Avec} \quad d = \frac{1}{\sqrt{24}} v_{dc} \text{ et } n = \frac{1}{\sqrt{32}} v_{dc} \tag{II.59}$$

Les composantes $v_{\alpha i}$ et $v_{\beta i}$ pour chaque vecteur tension de sortie sont exprimées en fonction des variables *m* et *n* suivant le tableau (II.7) :

| Etat de l'onduleur | $v_{\alpha i}$ | $v_{\beta i}$ | $v_i$ | Etat de l'onduleur | $v_{\alpha i}$ | $v_{\beta i}$ | $v_i$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 444,333,222,111 ,000 | 0 | 0 | $v_0$ | 324,213,102 | 0 | -2n | $v_{31}$ |
| 443, 332,221,110 | 1/2d | n | $v_1$ | 314,203 | 1/2d | -3n | $v_{32}$ |
| 442,331,220 | d | 2n | $v_2$ | 304 | d | -4n | $v_{33}$ |
| 441,330 | 3/2d | 3n | $v_3$ | 244,133,022 | -2d | 0 | $v_{34}$ |
| 440 | 2d | 4n | $v_4$ | 243,132,021 | -3/2d | n | $v_{35}$ |
| 434,323,212,101 | 1/2d | -n | $v_5$ | 242,131,020 | -d | 2n | $v_{36}$ |
| 433,322,211,100 | d | 0 | $v_6$ | 241,130 | -1/2d | 3n | $v_{37}$ |
| 432,321,210 | 3/2d | n | $v_7$ | 240 | 0 | 4n | $v_{38}$ |
| 431,320 | 2d | 2n | $v_8$ | 234,123,012 | -3/2d | -n | $v_{39}$ |
| 430 | 5/2d | 3n | $v_9$ | 224,113,002 | -d | -2n | $v_{40}$ |
| 424,313,202 | d | -2n | $v_{10}$ | 214,103 | -1/2d | -3n | $v_{41}$ |
| 423,312,201 | 3/2d | -n | $v_{11}$ | 204 | 0 | -4n | $v_{42}$ |
| 422,311,200 | 2d | 0 | $v_{12}$ | 144,033 | -3d | 0 | $v_{43}$ |
| 421,310 | 5/2d | n | $v_{13}$ | 143,032 | -5/2d | n | $v_{44}$ |
| 420 | 3d | 2n | $v_{14}$ | 142,031 | -2d | 2n | $v_{45}$ |
| 414,303 | 3/2d | -3n | $v_{15}$ | 141,030 | -3/2d | 3n | $v_{46}$ |

| | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 413,302 | 2d | -2n | $v_{16}$ | 140 | -d | 4n | $v_{47}$ |
| 412,301 | 5/2d | -n | $v_{17}$ | 134,023 | -5/2d | -n | $v_{48}$ |
| 411,300 | 3d | 0 | $v_{18}$ | 124,013 | -2d | -2n | $v_{49}$ |
| 410 | 7/2d | n | $v_{19}$ | 114,003 | -3/2d | -3n | $v_{50}$ |
| 404 | 2d | -4n | $v_{20}$ | 104 | -d | -4n | $v_{51}$ |
| 403 | 5/2d | -3n | $v_{21}$ | 044 | -4d | 0 | $v_{52}$ |
| 402 | 3d | -2n | $v_{22}$ | 043 | -7/2d | n | $v_{53}$ |
| 401 | 7/2d | -n | $v_{23}$ | 042 | -3d | 2n | $v_{54}$ |
| 400 | 4d | 0 | $v_{24}$ | 041 | -5/2d | 3n | $v_{55}$ |
| 344,233,122,011 | -d | 0 | $v_{25}$ | 040 | -2d | 4n | $v_{56}$ |
| 343,232,121,010 | -1/2d | n | $v_{26}$ | 034 | -7/2d | -n | $v_{57}$ |
| 342,231,120 | 0 | 2n | $v_{27}$ | 024 | -3d | -2n | $v_{58}$ |
| 341,230 | 1/2d | 3n | $v_{28}$ | 014 | -5/2d | -3n | $v_{59}$ |
| 340 | d | 4n | $v_{29}$ | 004 | -2d | -4n | $v_{60}$ |
| 334, 223, 112,001 | -1/2d | -n | $v_{30}$ | | | | |

Tableau (II.7) : Etats possibles de l'onduleur et les coordonnées des vecteurs $v_i$ dans le plan $(\alpha,\beta)$

On remarque qu'il y a 5 groupes de vecteurs selon le nombre de ses états redondants, ils sont répertoriés dans le tableau (II.8).

| groupe | $N^{br}$ de redondances | Vecteurs |
|---|---|---|
| 1 | $5\,(v_i^a, v_i^b, v_i^c, v_i^d, v_i^e)$ | $v_0$ |
| 2 | $4\,(v_i^a, v_i^b, v_i^c, v_i^d)$ | $v_1, v_5, v_6, v_{25}, v_{26}, v_{30}$ |
| 3 | $3\,(v_i^a, v_i^b, v_i^c)$ | $v_2, v_7, v_{10}, v_{11}, v_{12}, v_{27}, v_{31}, v_{34}, v_{35}, v_{36}, v_{39}, v_{40}$ |
| 4 | $2\,(v_i^a, v_i^b)$ | $v_3, v_8, v_{13}, v_{15}, v_{16}, v_{17}, v_{18}, v_{28}, v_{32}, v_{37}, v_{41}, v_{43}, v_{44}, v_{45}, v_{46}, v_{48}, v_{49}, v_{50}$ |
| 5 | $1\,(v_i^a)$ | $v_4, v_9, v_{14}, v_{19}, v_{20}, v_{21}, v_{22}, v_{23}, v_{24}, v_{29}, v_{33}, v_{38}, v_{42}, v_{47}, v_{51}, v_{52}, v_{53}, v_{54}, v_{55}, v_{56}, v_{57}, v_{58}, v_{59}, v_{60}$ |

Tableau (II.8) : Groupes des vecteurs selon le nombre des redondances

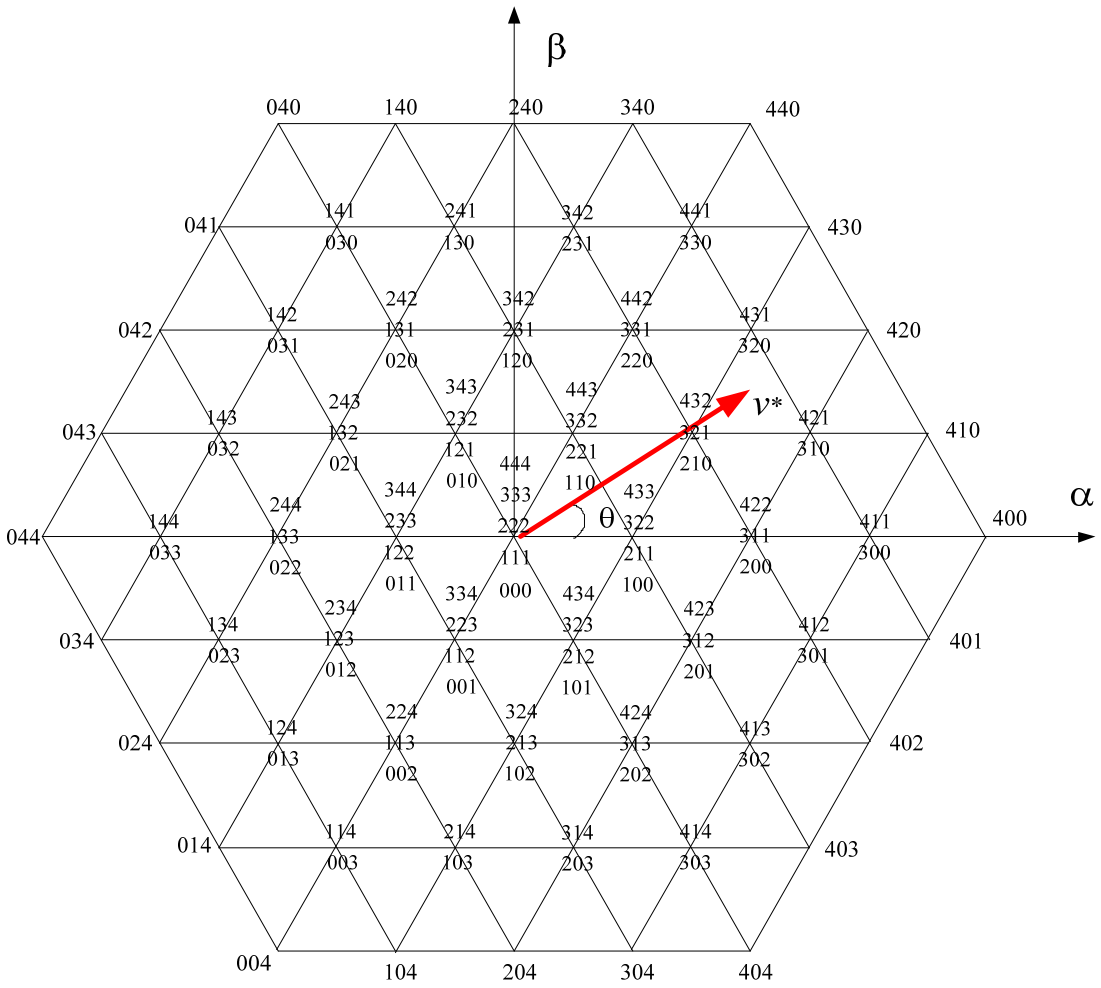



Figure (II.18) : Représentation vectorielle des états de l'onduleur à cinq niveaux

### *II.3.2 Modulation vectorielle de l'onduleur*

#### *II.3.2.1 Localisation du vecteur de référence*

A partir des coordonnées $v_\alpha^*$ et $v_\beta^*$, et de la position angulaire θ, on déduit dans quel secteur (*s*), et dans quelle région (*r*) se situe le vecteur $v^*$ dans le plan $(\alpha\beta)$. Le secteur triangulaire se déduit de la même manière que l'on fait pour l'onduleur à deux niveaux (équations (II.19, II.20) et figure II.4)).
La région triangulaire à l'intérieur de chaque secteur est déduite en utilisant les équations de ses trois côtés. La figure (II.19) représente les 16 triangles du premier secteur et les supports de ces côtés. Il s'agit des droites (Δ1), (Δ2), (Δ3), (Δ4), (Δ5) et (Δ6) dont les équations sont :

$$(\Delta 1):\ v_\beta = -(2n/d)v_\alpha + 2n$$
$$(\Delta 2):\ v_\beta = -(2n/d)v_\alpha + 4n$$
$$(\Delta 3):\ v_\beta = -(2n/d)v_\alpha + 6n$$
$$(\Delta 4):\ v_\beta = (2n/d)v_\alpha - 2n$$
$$(\Delta 5):\ v_\beta = (2n/d)v_\alpha - 4n$$
$$(\Delta 6):\ v_\beta = (2n/d)v_\alpha - 6n$$

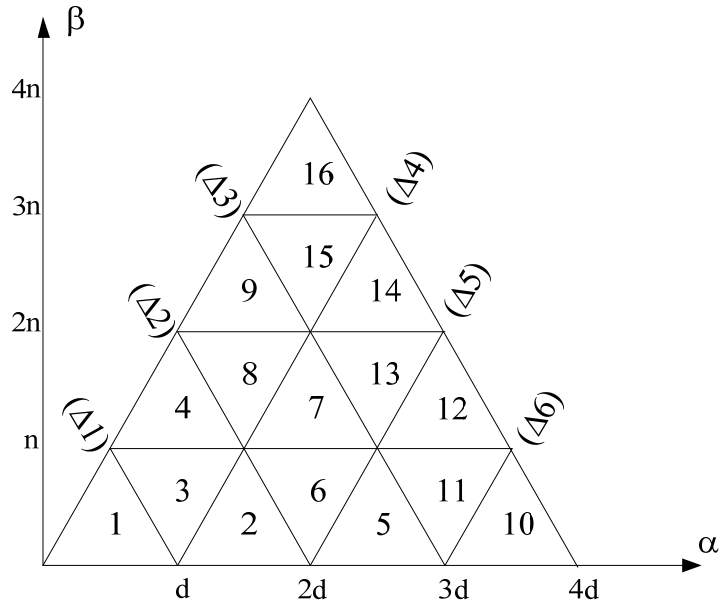



Figure (II.19) : Régions du premier secteur

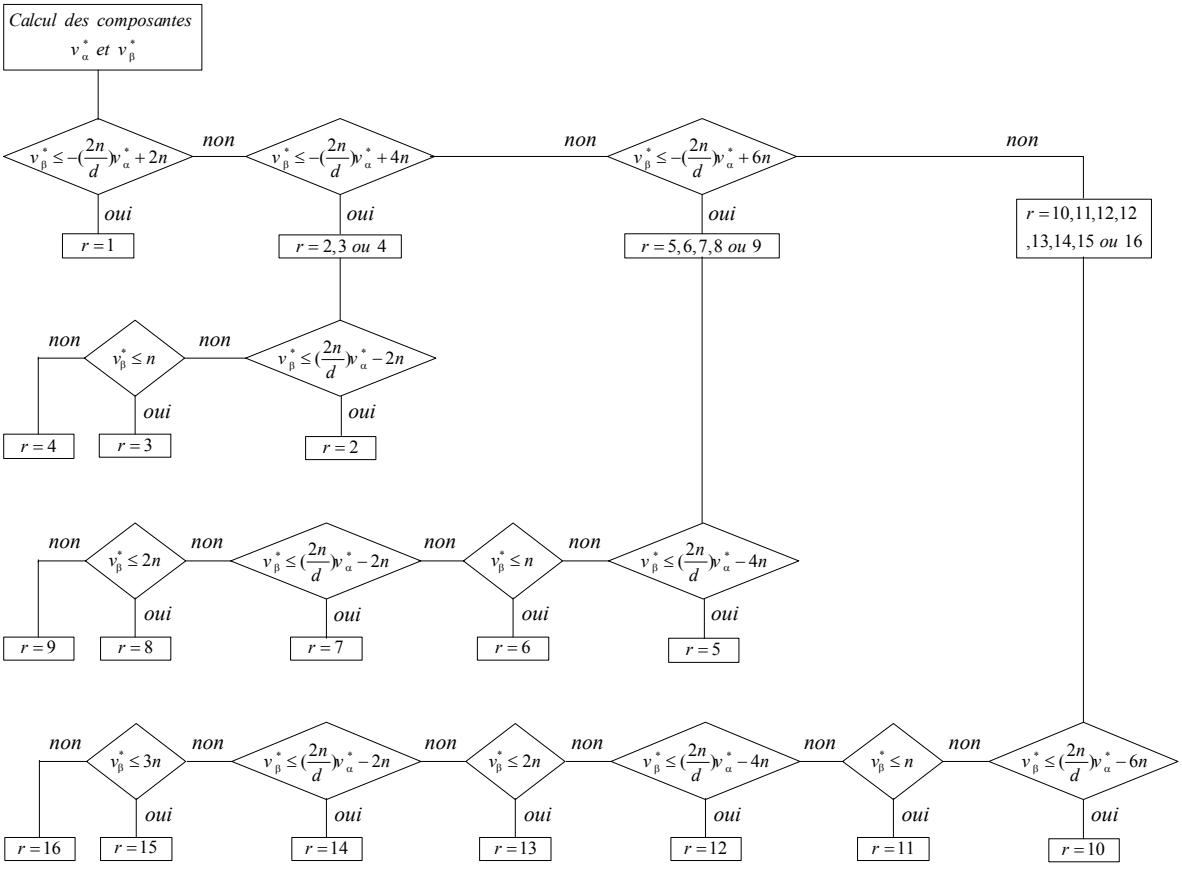



Figure (II.20) : Algorithme de détermination des triangles du premier secteur

### *II.3.2.2 Calcul des temps de commutation*

Les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de sorte que le vecteur de référence $v^*$ coïncide avec la moyenne, sur la période de commutation de l'onduleur $T_h$, du vecteur de tension de

sortie, généré par les trois vecteurs $v_x, v_y$ et $v_z$ représentant les apex du triangle contenant le vecteur $v^*$. Ceci revient à écrire :

$$T_h v^* = t_x v_x + t_y v_y + t_z v_z \tag{II.60}$$

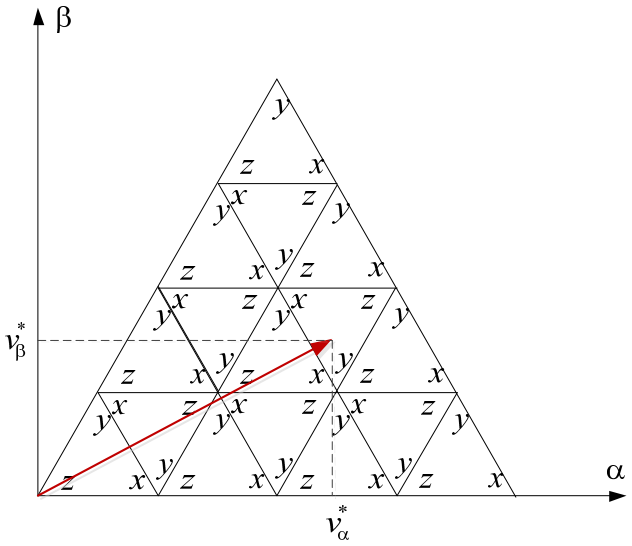



Figure (II.21) : Apex x, y et z pour chaque région r

La projection des vecteurs $v^*, v_x, v_y$ *et* $v_z$ sur les deux axes ($\alpha\beta$) donne :

$$T_h \begin{bmatrix} v^*_\alpha \\ v^*_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^\alpha_x & v^\alpha_y & v^\alpha_z \\ v^\beta_x & v^\beta_y & v^\beta_z \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} \tag{II.61}$$

On utilisant les coordonnées des vecteurs de sortie (Tableau II.7), on peut calculer les temps de commutation $t_x, t_y$ et $t_z$ en fonction de l'angle θ et l'amplitude du vecteur de référence $v^*_m$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} = T_h \begin{bmatrix} v^*_m \cos(\theta) \\ v^*_m \sin(\theta) \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v^\alpha_x & v^\alpha_y & v^\alpha_z \\ v^\beta_x & v^\beta_y & v^\beta_z \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \tag{II.62}$$

### *II.3.2.3 Génération des impulsions de commande*

Afin de minimiser les pertes dans l'onduleur et de réduire les harmoniques de la tension de sortie, on choisit une séquence des états *x,y* et *z* qui consiste à [24]:

a. Appliquer tous les états dans un ordre donné durant la demi-période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période ;
b. Diviser le temps approprié à chaque vecteur sur toutes les redondances.

L'ordre des états est obtenus par :

a. L'application des états d'indice *e*, puis *d*, puis *c,* puis *b* et finalement les états d'indice *a* ;

b. L'application des vecteurs qui ont le même indice état de manière décroissante.

Pa exemple si le vecteur de référence est situé dans la région $r$ =7 à l'intérieur du secteur $s$=1. La succession des états appliqués est donné par :

$$v_7^c(210) \rightarrow v_{13}^b(310) \rightarrow v_8^b(320) \rightarrow v_7^b(321) \rightarrow v_{13}^a(421) \rightarrow v_8^a(431) \rightarrow v_7^a(432)$$

| | $v_7^c$ | $v_{13}^b$ | $v_8^b$ | $v_7^b$ | $v_{13}^a$ | $v_8^a$ | $v_7^a$ | $v_7^a$ | $v_8^a$ | $v_{13}^a$ | $v_7^b$ | $v_8^b$ | $v_{13}^c$ | $v_7^c$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $\frac{t_7}{6}$ | $\frac{t_{13}}{4}$ | $\frac{t_8}{4}$ | $\frac{t_7}{6}$ | $\frac{t_{13}}{4}$ | $\frac{t_8}{4}$ | $\frac{t_7}{6}$ | $\frac{t_7}{6}$ | $\frac{t_8}{4}$ | $\frac{t_{13}}{4}$ | $\frac{t_7}{6}$ | $\frac{t_8}{4}$ | $\frac{t_{13}}{4}$ | $\frac{t_7}{6}$ |
| $S_{a1}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $S_{a2}$ | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| $S_{a3}$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| $S_{a4}$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| $S_{b1}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $S_{b2}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $S_{b3}$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| $S_{b4}$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| $S_{c1}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $S_{c2}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $S_{c3}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $S_{c4}$ | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |

Figure (II.22) : Génération des impulsions à partir des vecteurs d'états du premier secteur pour r=7

### *II.3.3 Equilibrage des tensions des condensateurs*

Le phénomène du déséquilibrage des tensions continues est plus remarquable dans les onduleurs à cinq niveaux. Plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature pour résoudre ce problème [30-32]. Certaines méthodes sont basées sur l'idée d'ajouter des circuits de puissance à l'onduleur pour pouvoir redistribuer la charge électrique entre les condensateurs, ou l'utilisation des condensateurs spéciaux. D'autres méthodes appliquent les théories de commandes d'automatiques telles que la commande par la logique floue, la commande par réseaux de neurones et la commande par mode de glissement [33-34]. Ces différentes méthodes ont toujours des inconvénients, tels que le coût élevé de réalisation et la complexité de l'installation. Une solution très intéressante proposée dans [24], consiste à utiliser la *MLI* vectorielle pour stabiliser les tensions des condensateurs. En profitant des états redondants de l'onduleur pour charger ou décharger les condensateurs, afin d'assurer l'équilibrage des tensions aux

bornes d'eux. Les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge $i_a, i_b, i_c$ et les fonctions de connexion par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{d4} = F_a^4 i_a + F_b^4 i_b + F_c^4 i_c \\ i_{d3} = F_a^3 i_a + F_b^3 i_b + F_c^3 i_c \\ i_{d2} = F_a^2 i_a + F_b^2 i_b + F_c^2 i_c \\ i_{d1} = F_a^1 i_a + F_b^1 i_b + F_c^1 i_c \\ i_{d0} = F_a^0 i_a + F_b^0 i_b + F_c^0 i_c \end{cases} \tag{II.63}$$

La tension globale du côté continu est donnée par la relation :

$$v_{dc} = v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} + v_{c4} = \frac{1}{C}\left(\int i_{c1} dt + \int i_{c2} dt + \int i_{c3} dt + \int i_{c4} dt\right) \tag{II.64}$$

La tension $v_{dc}$ étant supposée constante, donc sa dérivée est nulle, ce qui donne :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}\left(i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}\right) = 0 \tag{II.65}$$

Et

$$i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4} = 0 \tag{II.66}$$

Si on applique la loi des nœuds aux trois prises intérieures, on obtient :

$$\begin{aligned} i_{c1} &= \frac{3i_{d3} + 2i_{d2} + i_{d1}}{4} \\ i_{c2} &= \frac{-i_{d3} + 2i_{d2} + i_{d1}}{4} \\ i_{c3} &= \frac{-i_{d3} - 2i_{d2} + i_{d1}}{4} \\ i_{c4} &= \frac{-i_{d3} - 2i_{d2} - 3i_{d1}}{4} \end{aligned} \tag{II.67}$$

A partir des deux équations (II.63) et (II.67) on déduit les relations des courants dans les condensateurs en fonction des courants de charge et des fonctions de connexions, par :

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \\ i_{c4} \end{bmatrix} = \frac{1}{4}\begin{bmatrix} (3F_a^3 + 2F_a^2 + F_a^1) & (3F_b^3 + 2F_b^2 + F_b^1) & (3F_c^3 + 2F_c^2 + F_c^1) \\ (-F_a^3 + 2F_a^2 + F_a^1) & (-F_b^3 + 2F_b^2 + F_b^1) & (-F_c^3 + 2F_c^2 + F_c^1) \\ (-F_a^3 - 2F_a^2 + F_a^1) & (-F_b^3 - 2F_b^2 + F_b^1) & (-F_c^3 - 2F_c^2 + F_c^1) \\ (-F_a^3 - 2F_a^2 - 3F_a^1) & (-F_b^3 - 2F_b^2 - 3F_b^1) & (-F_c^3 - 2F_c^2 - 3F_c^1) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{II.68}$$

Cette équation montre que les relations entre les courants des condensateurs et les courants de charges dépendent uniquement des valeurs des fonctions de connexion $F_x^1, F_x^2$ et $F_x^3$. L'onduleur à cinq niveaux a des états redondants, indiqués sur le diagramme vectoriel de la figure (II.18). Les tableaux (II.9 a II.14) donnent, pour chaque état redondant, la relation explicite entre les courants des condensateurs et les courants de charge. Selon le nombre des vecteurs redondants et les relations entre les courants des condensateurs et ceux de charge, on peut regrouper les vecteurs dans six groupes [35].

**Groupe 1 :** Ce sont les vecteurs ayant deux états redondants ($a$ et $b$), et les relations entre les courants peuvent être exprimées à l'aide d'une seule équation E, de la manière suivante :
Pour la première redondance (a): $4i_{c1}=E, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=E$ et $4i_{c4}=-3E$
Pour la deuxième redondance (b): $4i_{c1}=-3E, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=E$ et $4i_{c4}=E$

| Vecteur | redondance | $4i_{c1}$ | $4i_{c2}$ | $4i_{c3}$ | $4i_{c4}$ | E | L | M |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $v_3$ | a(441) | E | E | E | -3E | $i_c$ | | |
| | b(330) | -3E | E | E | E | | | |
| $v_{15}$ | a(414) | E | E | E | -3E | $i_b$ | | |
| | b(303) | -3E | E | E | E | | | |
| $v_{18}$ | a(411) | E | E | E | -3E | $-i_a$ | | |
| | b(300) | -3E | E | E | E | | | |
| $v_{43}$ | a(144) | E | E | E | -3E | $i_a$ | | |
| | b(033) | -3E | E | E | E | | | |
| $v_{46}$ | a(141) | E | E | E | -3E | $-i_b$ | | |
| | b(030) | -3E | E | E | E | | | |
| $v_{50}$ | a(114) | E | E | E | -3E | $-i_c$ | | |
| | b(003) | -3E | E | E | E | | | |

Tableau (II.9) : Relations entre les courants $i_{ci}$ et $i_x$ pour le premier groupe

**Groupe 2 :** Ce sont les vecteurs ayant deux états redondants ($a$ et $b$), et les relations entre les courants peuvent être exprimées à l'aide de trois équations E, L et M de la manière suivante :
Pour la première redondance (a): $4i_{c1}=E, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=L$ et $4i_{c4}=M$
Pour la deuxième redondance (b): $4i_{c1}=M, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=E$ et $4i_{c4}=L$

| Vecteur | redondance | $4i_{c1}$ | $4i_{c2}$ | $4i_{c3}$ | $4i_{c4}$ | E | L | M |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $v_{13}$ | a(421) | E | E | L | M | $-i_a+i_b$ | $-i_a-3i_b$ | $3i_a+i_b$ |
| | b(310) | M | E | E | L | | | |
| $v_{17}$ | a(412) | E | E | L | M | $-2i_a-i_b$ | $2i_a+3i_b$ | $2i_a-i_b$ |
| | b(301) | M | E | E | L | | | |
| $v_{41}$ | a(241) | E | E | L | M | $i_a-i_b$ | $-3i_a-i_b$ | $i_a-3i_b$ |
| | b(130) | M | E | E | L | | | |
| $v_{37}$ | a(214) | E | E | L | M | $2i_a+i_b$ | $-2i_a+i_b$ | $-2i_a-3i_b$ |
| | b(103) | M | E | E | L | | | |
| $v_{45}$ | a(142) | E | E | L | M | $-i_a-2i_b$ | $3i_a+2i_b$ | $-i_a+2i_b$ |
| | b(031) | M | E | E | L | | | |
| $v_{49}$ | a(124) | E | E | L | M | $i_a+2i_b$ | $i_a-2i_b$ | $-3i_a-2i_b$ |
| | b(013) | M | E | E | L | | | |

Tableau : (II.10) Relations entre les courants $i_{ci}$ et $i_x$ pour le deuxième groupe

**Groupe 3 :** Ce sont les vecteurs ayant deux états redondants ($a$ et $b$), et les relations entre les courants peuvent être exprimées à l'aide de trois équations E, L et M de la manière suivante :
Pour la première redondance (a): $4i_{c1}=E, 4i_{c2}=L, 4i_{c3}=L$ et $4i_{c4}=M$
Pour la deuxième redondance (b): $4i_{c1}=M, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=L$ et $4i_{c4}=L$

| Vecteur | redondance | $4i_{c1}$ | $4i_{c2}$ | $4i_{c3}$ | $4i_{c4}$ | E | L | M |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $v_8$ | a(431) | E | L | L | M | $-i_a+2i_b$ | $-i_a-2i_b$ | $3i_a+2i_b$ |
| | b(320) | M | E | L | L | | | |
| $v_{16}$ | a(413) | E | L | L | M | $-3i_a-2i_b$ | $i_a+2i_b$ | $i_a-2i_b$ |
| | b(302) | M | E | L | L | | | |
| $v_{28}$ | a(341) | E | L | L | M | $2i_a-i_b$ | $-2i_a-i_b$ | $2i_a+3i_b$ |
| | b(230) | M | E | L | L | | | |
| $v_{32}$ | a(314) | E | L | L | M | $2i_a+3i_b$ | $-i_a+i_b$ | $-i_a-3i_b$ |
| | b(203) | M | E | L | L | | | |
| $v_{44}$ | a(143) | E | L | L | M | $-2i_a-3i_b$ | $2i_a+i_b$ | $-2i_a+i_b$ |
| | b(032) | M | E | L | L | | | |
| $v_{48}$ | a(134) | E | L | L | M | $i_a+3i_b$ | $i_a-i_b$ | $-3i_a-i_b$ |
| | b(023) | M | E | L | L | | | |

Tableau (II.11) : Relations entre les courants $i_{ci}$ et $i_x$ pour le troisième groupe

**Groupe 4 :** Ce sont les vecteurs ayant trois états redondants $(a,b$ et $c)$, et les relations entre les courants peuvent être exprimées à l'aide d'une seule équation E de la manière suivante :

Pour la première redondance (a): $4i_{c1}=E, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=-E$ et $4i_{c4}=-E$

Pour la deuxième redondance (b): $4i_{c1}=-E, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=E$ et $4i_{c4}=-E$

Pour la troisième redondance (c): $4i_{c1}=-E, 4i_{c2}=-E, 4i_{c3}=E$ et $4i_{c4}=E$

| vecteur | redondance | $4i_{c1}$ | $4i_{c2}$ | $4i_{c3}$ | $4i_{c4}$ | E | L | M |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $v_2$ | a(442) | E | E | -E | -E | $2i_c$ | | |
| | b(331) | -E | E | E | -E | | | |
| | c(220) | -E | -E | E | E | | | |
| $v_{10}$ | a(424) | E | E | -E | -E | $2i_b$ | | |
| | b(313) | -E | E | E | -E | | | |
| | c(202) | -E | -E | E | E | | | |
| $v_{12}$ | a(422) | E | E | -E | -E | $-2i_a$ | | |
| | b(311) | -E | E | E | -E | | | |
| | c(200) | -E | -E | E | E | | | |
| $v_{34}$ | a(244) | E | E | -E | -E | $2i_a$ | | |
| | b(133) | -E | E | E | -E | | | |
| | c(022) | -E | -E | E | E | | | |
| $v_{36}$ | a(242) | E | E | -E | -E | $-2i_b$ | | |
| | b(131) | -E | E | E | -E | | | |
| | c(020) | -E | -E | E | E | | | |
| $v_{40}$ | a(224) | E | E | -E | -E | $-2i_c$ | | |
| | b(113) | -E | E | E | -E | | | |
| | c(002) | -E | -E | E | E | | | |

Tableau : (II.12) Relations entre les courants $i_{ci}$ et $i_x$ pour le quatrième groupe

**Groupe 5:** Ce sont les vecteurs ayant trois états redondants $(a,b$ et $c)$, et les relations entre les courants peuvent être exprimées à l'aide de trois équation E,L et M de la manière suivante :

Pour la première redondance (a): $4i_{c1}=E, 4i_{c2}=L, 4i_{c3}=M$ et $4i_{c4}=M$

Pour la deuxième redondance (b): $4i_{c1}=M, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=L$ et $4i_{c4}=M$

Pour la troisième redondance (c): $4i_{c1}=M, 4i_{c2}=M, 4i_{c3}=E$ et $4i_{c4}=L$

| vecteur | redondant | $4i_{c1}$ | $4i_{c2}$ | $4i_{c3}$ | $4i_{c4}$ | E | L | M |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $v_7$ | a(432) | E | L | M | M | $-2i_a+i_b$ | $-2i_a-3i_b$ | $2i_a+i_b$ |
| | b(321) | M | E | L | M | | | |
| | c(210) | M | M | E | L | | | |
| $v_{11}$ | a(423) | E | L | M | M | $-3i_a-i_b$ | $i_a+3i_b$ | $i_a-i_b$ |
| | b(312) | M | E | L | M | | | |
| | c(201) | M | M | E | L | | | |
| $v_{27}$ | a(342) | E | L | M | M | $i_a-2i_b$ | $-3i_a-2i_b$ | $i_a+2i_b$ |
| | b(231) | M | E | L | M | | | |
| | c(120) | M | M | E | L | | | |
| $v_{31}$ | a(324) | E | L | M | M | $3i_a+2i_b$ | $-i_a+2i_b$ | $-i_a-2i_b$ |
| | b(213) | M | E | L | M | | | |
| | c(102) | M | M | E | L | | | |
| $v_{35}$ | a(243) | E | L | M | M | $-i_a-3i_b$ | $3i_a+i_b$ | $-i_a+i_b$ |
| | b(132) | M | E | L | M | | | |
| | c(021) | M | M | E | L | | | |
| $v_{39}$ | a(234) | E | L | M | M | $2i_a+3i_b$ | $2i_a-i_b$ | $-2i_a-i_b$ |
| | b(123) | M | E | L | M | | | |
| | c(012) | M | M | E | L | | | |

Tableau (II.13) : Relations entre les courants $i_{ci}$ et $i_x$ pour le cinquième groupe

**Groupe 6:** Ce sont les vecteurs ayant quatre états redondants $(a,b,c$ et d$)$, et les relations entre les courants peuvent être exprimées à l'aide d'une seule équation E, de la manière suivante :

Pour la première redondance (a): $4i_{c1}=-3E, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=E$ et $4i_{c4}=E$

Pour la deuxième redondance (b): $4i_{c1}=E, 4i_{c2}=-3E, 4i_{c3}=E$ et $4i_{c4}=E$

Pour la troisième redondance (c): $4i_{c1}=E, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=-3E$ et $4i_{c4}=E$

Pour la quatrième redondance (c): $4i_{c1}=E, 4i_{c2}=E, 4i_{c3}=E$ et $4i_{c4}=-3E$

| vecteur | redondance | $4i_{c1}$ | $4i_{c2}$ | $4i_{c3}$ | $4i_{c4}$ | E | L | M |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $v_1$ | a(443) | -3E | E | E | E | $-i_c$ | | |
| | b(332) | E | -3E | E | E | | | |
| | c(221) | E | E | -3E | E | | | |
| | d(110) | E | E | E | -3E | | | |
| $v_5$ | a(434) | -3E | E | E | E | $-i_b$ | | |
| | b(323) | E | -3E | E | E | | | |
| | c(212) | E | E | -3E | E | | | |
| | d(101) | E | E | E | -3E | | | |
| $v_6$ | a(433) | -3E | E | E | E | $i_a$ | | |
| | b(322) | E | -3E | E | E | | | |
| | c(211) | E | E | -3E | E | | | |
| | d(100) | E | E | E | -3E | | | |
| $v_{25}$ | a(344) | -3E | E | E | E | $-i_a$ | | |
| | b(233) | E | -3E | E | E | | | |
| | c(122) | E | E | -3E | E | | | |
| | d(011) | E | E | E | -3E | | | |
| $v_{26}$ | a(343) | -3E | E | E | E | $i_b$ | | |
| | b(232) | E | -3E | E | E | | | |

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | c(121) | E | E | -3E | E | | | |
| | d(010) | E | E | E | -3E | | | |
| $v_{30}$ | a(334) | -3E | E | E | E | $i_c$ | | |
| | b(223) | E | -3E | E | E | | | |
| | c(112) | E | E | -3E | E | | | |
| | d(001) | E | E | E | -3E | | | |

Tableau (II.14) : Relations entre les courants $i_{ci}$ et $i_x$ pour le sixième groupe

### *II.3.3.1 Conditions des courants côté alternative*

Pour les groupes gérés par une seule équation $E$ (groupes 1, 4 et 6), on a deux possibilités pour les conditions des courants côté alternative, associées à une fonction P définie de la manière suivante :

$$P = \begin{cases} 1 \; si \; E \geq 0 \\ 2 \; si \; E < 0 \end{cases} \tag{II.69}$$

Pour les groupes gérés par trois équations (groupes 2, 3 et 5), on a six possibilités pour les conditions des courants côté alternative, associées à une fonction P définie de la manière suivante :

$$P = \begin{cases} 1 \; si \; E < 0, L < 0 \; et \; M \geq 0 \\ 2 \; si \; E < 0, L \geq 0 \; et \; M < 0 \\ 3 \; si \; E < 0, L \geq 0 \; et \; M \geq 0 \\ 4 \; si \; E \geq 0, L < 0 \; et \; M < 0 \\ 5 \; si \; E \geq 0, L < 0 \; et \; M \geq 0 \\ 6 \; si \; E \geq 0, L \geq 0 \; et \; M < 0 \end{cases} \tag{II.70}$$

### *II.3.3.2 Cas de déviations*

Pour chaque vecteur redondant, on choisit toujours la redondance qui tend à éliminer le déséquilibre entre les quatre tensions $v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}$ et $v_{c4}$. En d'autres termes on choisit la redondance qui tend à augmenter les tensions les plus faibles, et à diminuer les tensions les plus fortes. Pour se faire, on doit mesurer à chaque instant les quatre tensions et déduire leur cas de déviation. Etant donné qu'on a quatre tensions, on obtient $4 \times 3 \times 2$=24 cas de déviations associes à une fonction $C$ répertorie dans le tableau (II.21) [24].

### *II.3.3.3 Effets des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs*

Les quatre condensateurs à l'entrée de l'onduleur peuvent se charger ou se décharger suivant l'état de l'onduleur et les courants côté alternatif. On veut analyser l'effet des différents groupes des vecteurs redondants sur ces tensions de sortie, sous différentes conditions des courants côté alternatif. Les effets des différents vecteurs redondants sur les condensateurs dépendent des conditions des courants côté alternatif (E, L et M). Ces effets sont résumés dans les tableaux (II.15 a II.20) pour les six groupes des vecteurs redondants.

| P | Redondance a | | | | Redondance b | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ |
| 1 | + | + | + | - | - | + | + | + |
| 2 | - | - | - | + | + | - | - | - |

Tableau (II.15) : Effet des redondances du premier groupe et des conditions des courants côté alternatif sur les tensions des condensateurs

| P | Redondance a | | | | Redondance b | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ |
| 1 | - | - | - | + | + | - | - | - |
| 2 | - | - | + | - | - | - | - | + |
| 3 | - | - | + | + | + | - | - | + |
| 4 | + | + | - | - | - | + | + | - |
| 5 | + | + | - | + | + | + | + | - |
| 6 | + | + | + | - | - | + | + | + |

Tableau (II.16) : Effet des redondances du deuxième groupe et des conditions des courants côté alternatif sur les tensions des condensateurs

| P | Redondance a | | | | Redondance b | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ |
| 1 | - | - | - | + | + | - | - | - |
| 2 | - | + | + | - | - | - | + | + |
| 3 | - | + | + | + | + | - | + | + |
| 4 | + | - | - | - | - | + | - | - |
| 5 | + | - | - | + | + | + | - | - |
| 6 | + | + | + | - | - | + | + | + |

Tableau (II.17) : Effet des redondances du troisième groupe et des conditions des courants côté alternatif sur les tensions des condensateurs

| P | Redondance a | | | | Redondance b | | | | Redondance c | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ |
| 1 | + | + | - | - | - | + | + | - | - | - | + | + |
| 2 | - | - | + | + | + | - | - | + | + | + | - | - |

Tableau (II.18) : Effet des redondances du quatrième groupe et des conditions des courants côté alternatif sur les tensions des condensateurs

| P | Redondance a | | | | Redondance b | | | | Redondance c | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ |
| 1 | - | - | + | + | + | - | - | + | + | + | - | - |
| 2 | - | + | - | - | - | - | + | - | - | - | - | + |
| 3 | - | + | + | + | + | - | + | + | + | + | - | + |
| 4 | + | - | - | - | - | + | - | - | - | - | + | - |
| 5 | + | - | + | + | + | + | - | + | + | + | + | - |
| 6 | + | + | - | - | - | + | + | - | - | - | + | + |

Tableau : (II.19) Effet des redondances du cinquième groupe et des conditions des courants côté alternatif sur les tensions des condensateurs

| P | Redondance a | | | | Redondance b | | | | Redondance c | | | | Redondance d | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ | $v_{c1}$ | $v_{c2}$ | $v_{c3}$ | $v_{c4}$ |
| 1 | + | + | - | - | - | + | + | - | - | - | + | + | - | - | + | + |
| 2 | - | - | + | + | + | - | - | + | + | + | - | - | + | + | - | - |

Tableau (II.20) : Effet des redondances du sixième groupe et des conditions des courants côté alternatif sur les tensions des condensateurs

Le signe plus (+) indique que les vecteurs redondants du groupe concerné provoquent le chargement du condensateur et par conséquence l'augmentation de la tension à ses bornes, tandis que le signe

moins (-) indique que les vecteurs redondants provoquent le déchargement du condensateur et par conséquence la diminution de la tension à ses bornes.

### *II.3.3.4 Choix des redondances*

Pour chaque vecteur redondant, connaissant les conditions des courants côté alternative et le cas de déviations des tensions, on choisit la redondance qui tend à diminuer la plus grande des quatre tensions, et à augmenter la plus faible. Par exemple si on suppose qu'on a dans le premier cas de déviation, et qu'on doit appliquer un vecteur du premier groupe, on doit choisir la redondance qui augmente $v_{c1}$ et diminue $v_{c4}$. Si les courants côté alternative sont sous la condition *P=1,* la redondance convenable est *a*, tandis que s'ils sont sous la condition *P=2,* c'est la redondance *b* qui convient.
Le tableau (II.22) résume le choix de la redondance convenable pour tous les vecteurs redondants et tous les cas de déva1tion.

| groupe | 1 | | 2 | | | | | | 3 | | | | | | 4 | | 5 | | | | | | 6 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| P / C | 1 | 2 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 1 | 2 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 1 | 2 |
| 1 | a | b | b | a | b | a | b | a | b | a | b | a | b | a | a | c | c | a | c | a | c | a | d | a |
| 2 | a | b | b | b | b | a | a | a | b | a | b | a | b | a | a | c | c | a | c | a | b | a | c | a |
| 3 | a | b | b | a | b | a | b | a | b | a | b | a | b | a | a | c | c | b | b | a | c | a | d | a |
| 4 | a | b | b | a | b | a | b | a | b | b | b | a | a | a | a | b | b | b | b | a | a | a | b | a |
| 5 | a | b | b | b | b | a | a | a | b | b | b | a | a | a | a | b | b | c | c | a | b | a | c | a |
| 6 | a | b | b | b | b | a | a | a | b | b | b | a | a | a | a | b | b | c | b | a | a | a | b | a |
| 7 | a | b | b | a | b | a | b | a | b | a | a | b | b | a | a | c | c | a | c | b | b | a | d | b |
| 8 | a | b | b | b | b | a | a | a | b | a | a | b | b | a | a | c | c | a | c | b | c | a | c | b |
| 9 | a | b | b | a | a | b | b | a | b | a | a | b | b | a | b | c | c | a | a | b | c | b | d | b |
| 10 | b | a | a | a | a | b | b | b | a | a | a | b | b | b | b | c | c | a | a | b | b | b | a | b |
| 11 | b | a | a | b | b | a | a | b | a | a | a | b | b | b | a | c | c | a | c | b | b | a | c | b |
| 12 | b | a | a | b | a | b | a | b | a | a | a | b | b | b | b | c | c | a | a | b | c | b | a | b |
| 13 | a | b | b | a | a | b | b | a | b | a | b | a | b | a | b | a | a | b | b | c | a | b | d | c |
| 14 | a | b | b | a | a | b | b | a | b | b | b | a | a | a | c | a | a | b | b | c | c | c | b | c |
| 15 | a | b | b | a | a | b | b | a | b | a | a | b | b | a | b | a | a | b | a | c | c | b | d | c |
| 16 | b | a | a | a | a | b | b | b | a | a | a | b | b | b | b | a | a | b | a | c | a | b | a | c |
| 17 | b | a | a | a | a | b | b | b | a | b | b | a | a | b | c | a | a | b | b | c | a | c | b | c |
| 18 | b | a | a | a | b | a | b | b | a | b | a | b | a | b | b | a | a | b | a | c | a | b | a | c |
| 19 | b | a | a | b | b | a | a | b | a | b | b | a | a | b | c | b | b | c | c | a | b | c | c | d |
| 20 | b | a | a | b | b | a | a | b | a | b | b | a | a | b | c | b | b | c | b | a | a | c | b | d |
| 21 | b | a | a | b | a | b | a | b | a | b | a | b | a | b | c | b | b | c | c | b | b | c | c | d |

| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 22 | b | a | a | b | a | b | a | b | a | b | a | b | a | b | c | a | a | c | a | b | b | c | a | d |
| 23 | b | a | a | b | a | b | a | b | a | b | b | a | a | b | c | a | a | c | b | c | a | c | b | d |
| 24 | b | a | a | b | a | b | a | b | a | b | a | b | a | b | c | a | a | c | a | c | a | c | a | d |

Tableau (II.21) : Choix des redondances

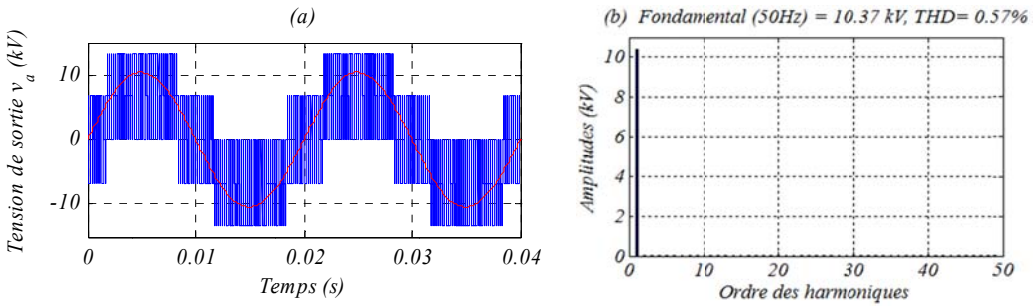
## *II.4 Résultats des simulations*

Des simulations ont été effectuées en utilisant une source de tension continue ($v_{dc}$=*20kV*) reliée au bus continu d'un onduleur de tension alimentant un récepteur triphasé inductif (*R=20*Ω et *L=1.6mH*). Les onduleurs à deux, trois et cinq niveaux sont simulés dans différentes conditions. Il s'agit principalement de :

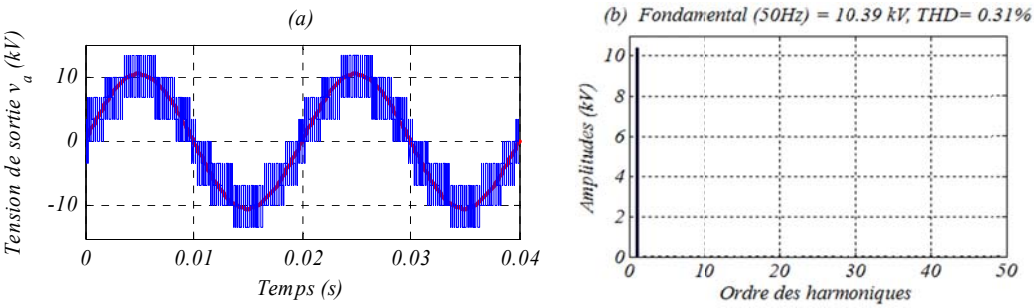
a. Fonctionnement avec un bus continu idéal ;
b. Fonctionnement avec un bus continu réel et une modulation vectorielle sans algorithme d'équilibrage ;
c. Fonctionnement avec un bus continu réel et une modulation vectorielle avec algorithme d'équilibrage.

### *a. Onduleur avec bus continu idéal*

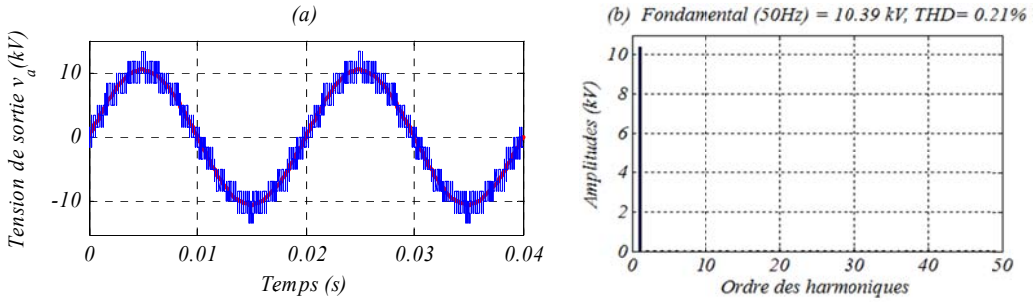
On simule le système pour un taux de modulation *m=0.9*, une fréquence d'échantillonnage $f_e$=*1MHz*, et une fréquence de commutation $f_h$ =*5kHz*, ce qui correspond à une période de commutation $T_h$=*0.2ms*. La période des tensions de sortie étant *T=20ms*, on déduit que le nombre d'intervalles de commutation par période est *N =20 /0.2 =100* intervalles.




Figure(II.23) : Onduleur à deux niveaux, (a) Tension de sortie de la première phase et sa référence, (b) Son spectre harmonique




Figure(II.24) : Onduleur à trois niveaux, (a) Tension de sortie de la première phase et sa référence, (b) Son spectre harmonique




Figure(II.25) : Onduleur à cinq niveaux, (a) Tension de sortie de la première phase et sa référence, (b) Son spectre harmonique

Les figures (II.23), (II.24) et (II.25) indiquent la forme de tension de sortie de la première phase et sa référence et son spectre harmonique pour les onduleurs à deux, à trois et à cinq niveaux dans les mêmes conditions de fonctionnement ($m$ et $f_h$). On constate que la tension de sortie $v_a$ enveloppe la référence $v_a^*$ de sorte que son fondamental coïncide avec $v_a^*$. Le spectre harmonique de la tension simple montre que l'onduleur à cinq niveaux produit une tension de sortie avec le plus faible *THD* par à rapport aux onduleurs à deux et à trois niveaux.

La figure (II.26) représente la variation de la valeur du *THD* en fonction du taux de modulation $m$ et de la fréquence de découpage $f_h$. Cette figure montre que le *THD* diminue lors de l'augmentation de $m$, de $f_h$ et du nombre de niveaux de l'onduleur. La figure (II.26.b) montre que le *THD* est pratiquement constant au-delà de $N=80$ ($f_h=4KHz$). C'est pour cette raison, nous avons choisi une fréquence de commutation $f_h=5KHz$.

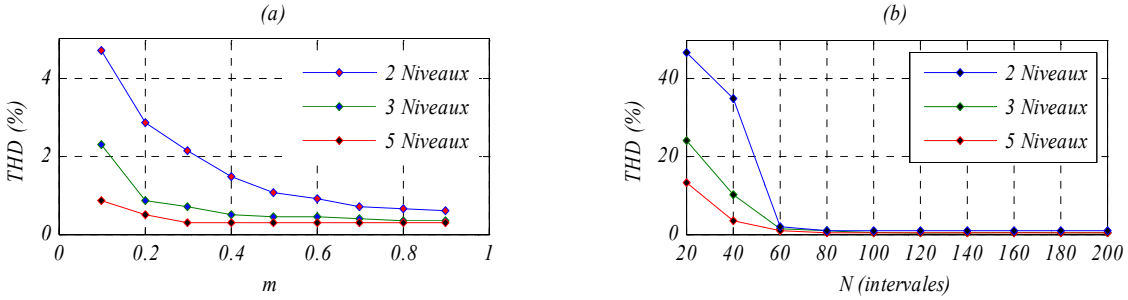



Figure (II.26) : Evolution du THD, (a) En fonction du taux de modulation $m$, (b) En fonction de la fréquence de commutation

### *b. Onduleur avec bus continu réel et une modulation vectorielle sans algorithme d'équilibrage*

Il s'agit dans ce paragraphe de simuler les onduleurs à trois et à cinq niveaux lorsque le bus continu est formé par un diviseur capacitif ($C=5mF$). Les figures (II.27) et (II.28) donnent les formes d'ondes des tensions des condensateurs, la tension de sortie de la première phase et les courants côté alternatif. Dans le cas de l'onduleur à trois niveaux la figure (II.27.a) montre que le problème de déséquilibrage des tensions continues n'est pas accentué.

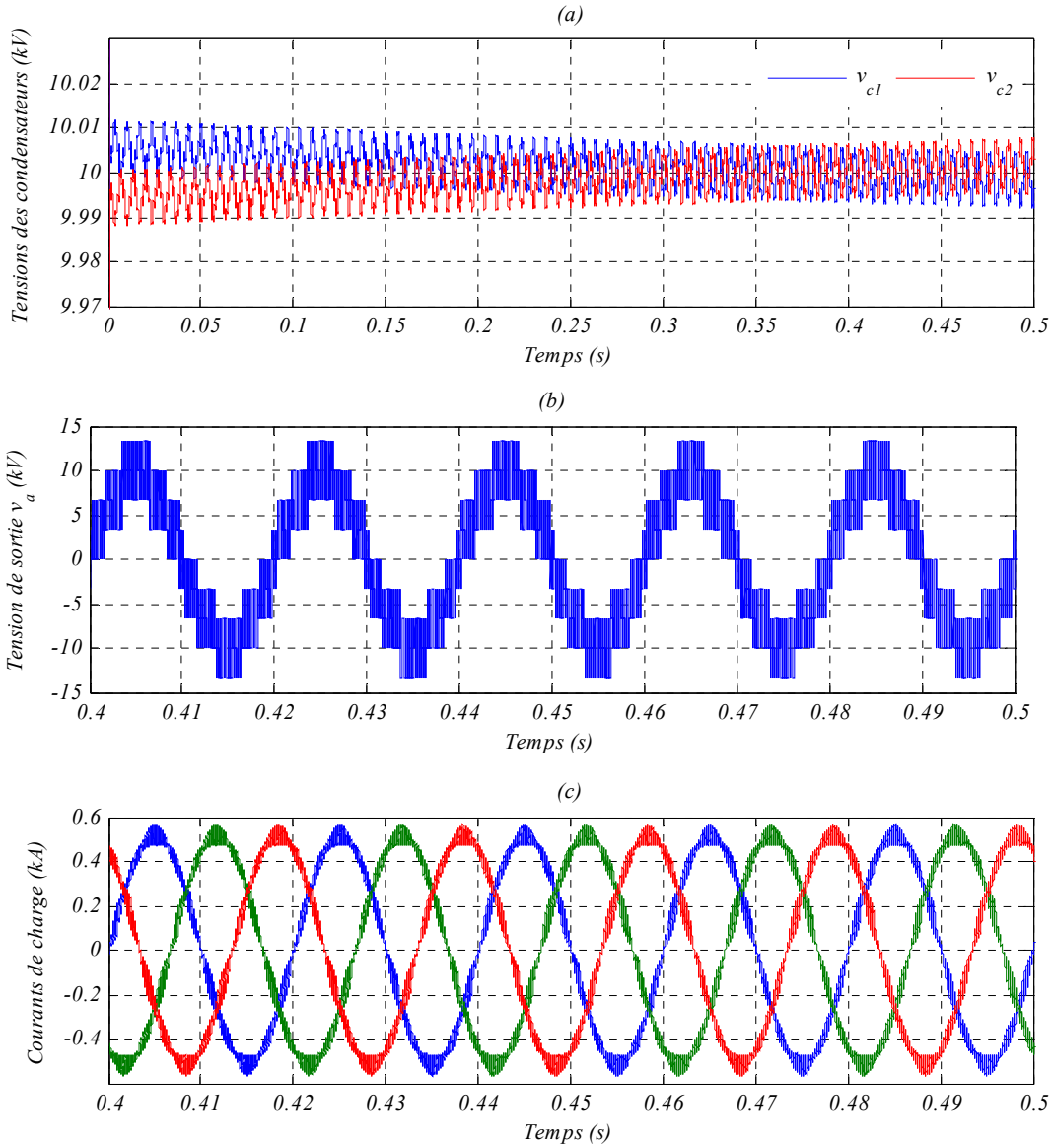



Figure (II.27) : Formes d'ondes de l'onduleur à trois niveaux avec $m$=0.9 et $FP$ =0.97, (a) Tensions des condensateurs, (b) Tension de sortie de la première phase, (c) Courants côté alternatif

Comme le représente la figure (II.28) le problème de déséquilibrage des tensions continues est fortement remarquable dans le cas de l'onduleur à cinq niveaux. On constate que les tensions des condensateurs divergent rapidement par rapport à leur valeur d'équilibre ($5kV$). Toutefois, on remarque que les deux condensateurs de l'extrémité du diviseur capacitif ($C_1$ et $C_4$) ont le même comportement, de même pour les deux condensateurs du centre ($C_2$ et $C_3$). Cette divergence influe remarquablement sur les formes des courants côté alternatif ainsi que sur celle de la tension de sortie.

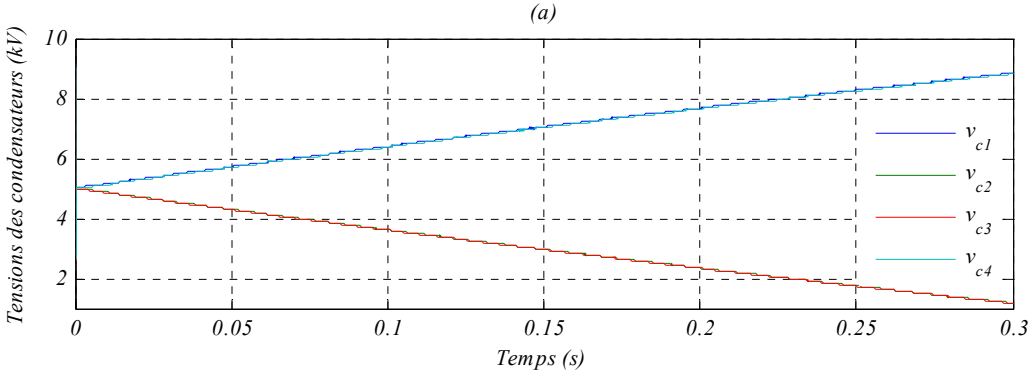



Figure (II.28) : Formes d'ondes de l'onduleur à cinq niveaux contrôlé par une modulation vectorielle sans algorithme d'équilibrage avec $m$=0.9 et $FP$ =0.97, (a) Tensions des condensateurs

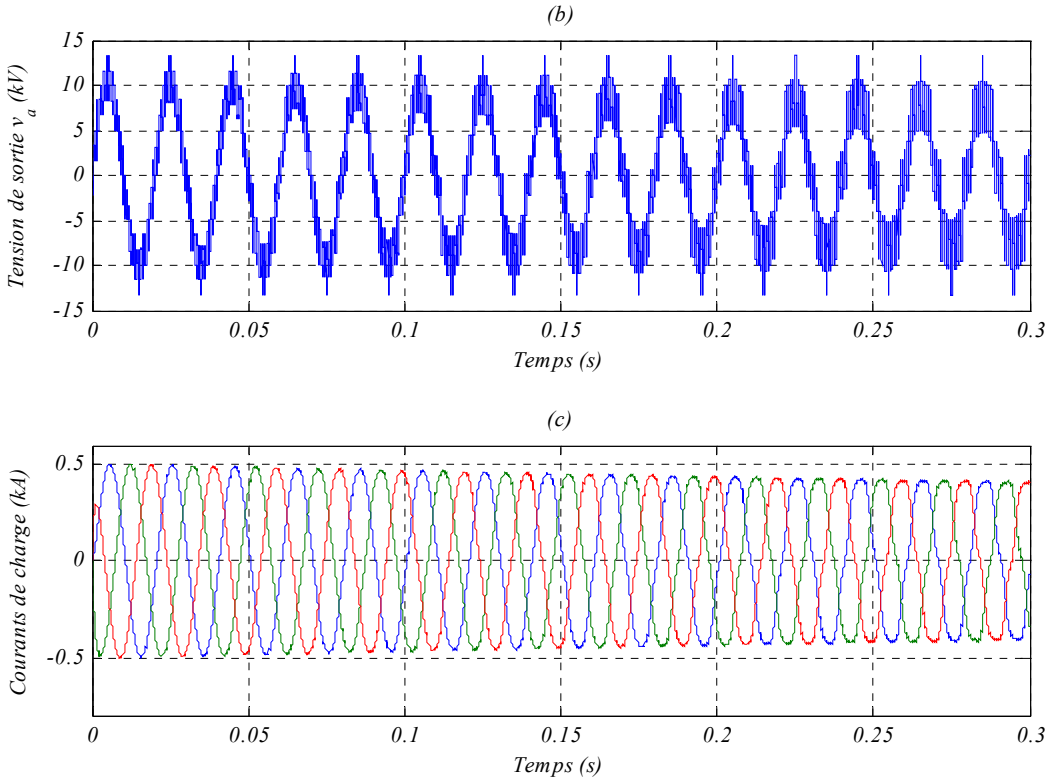
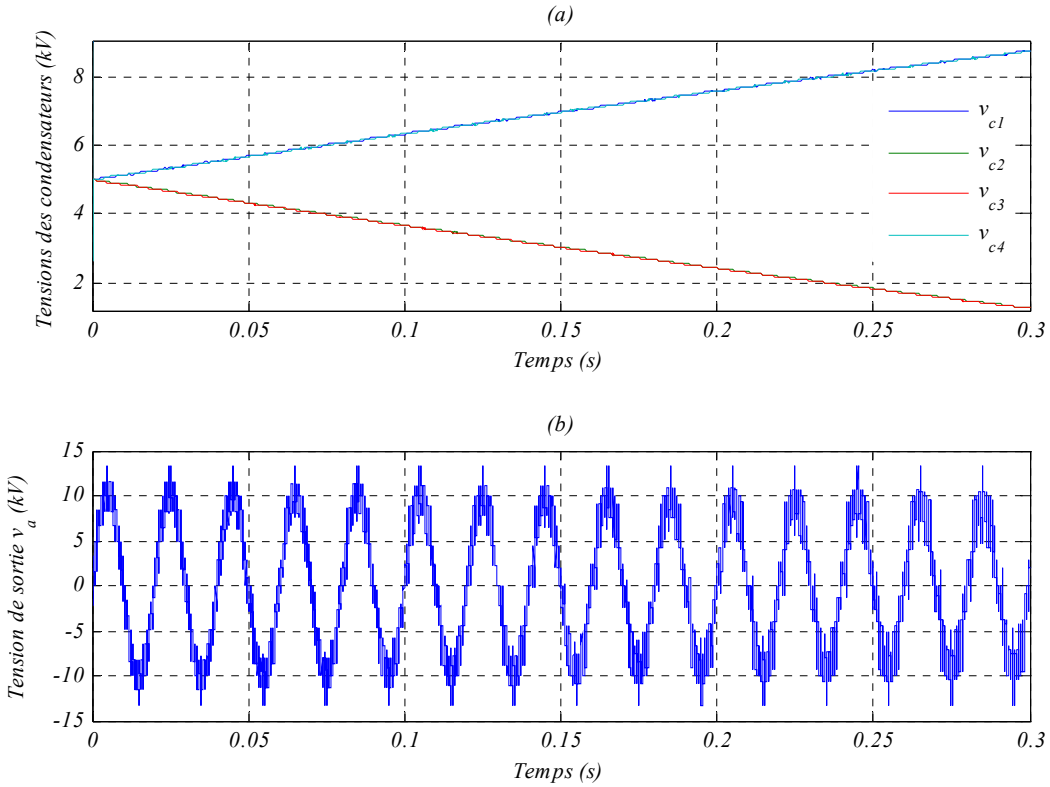


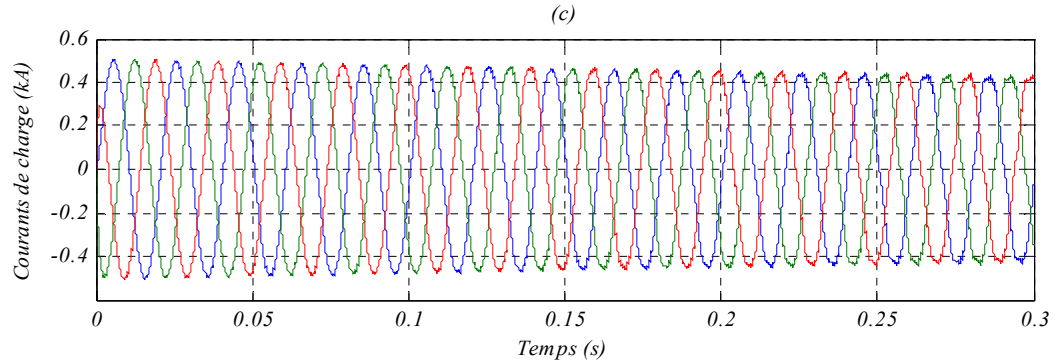

Figure (II.28) (suite) : Formes d'ondes de l'onduleur à cinq niveaux contrôlé par une modulation vectorielle sans algorithme d'équilibrage avec *m*=0.9 et *FP* =0.97, (b) Tension de sortie de la première phase, (c) Courants côté alternatif

### *c. Onduleur avec bus continu réel et une modulation vectorielle avec algorithme d'équilibrage*

Pour les mêmes conditions de fonctionnement, la figure (II.29) montre que l'algorithme d'équilibrage ne remédié pas au problème de déséquilibrage des tensions continues.

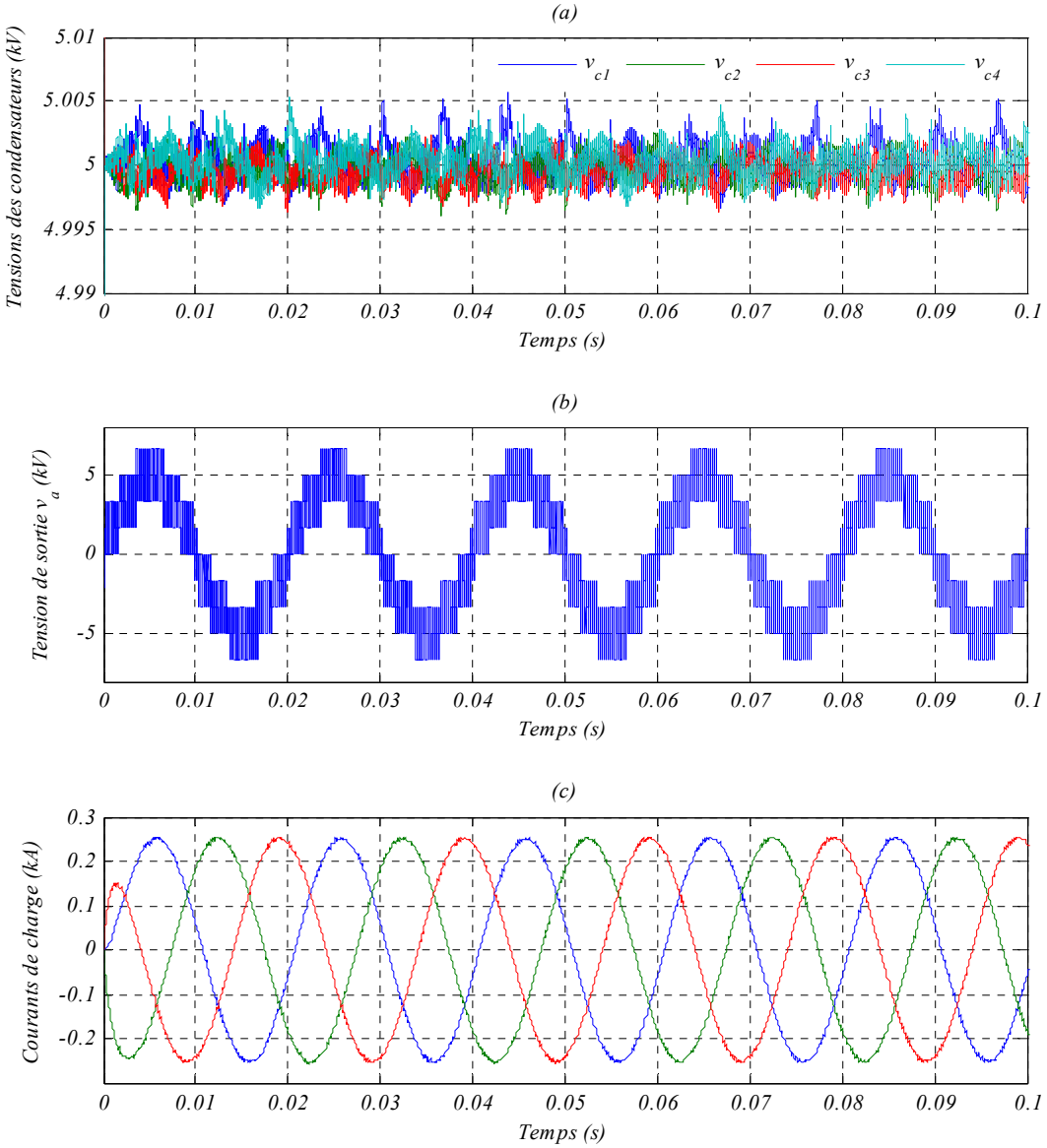



Figure(II.29) : Formes d'ondes de l'onduleur à cinq niveaux contrôlé par une modulation vectorielle avec algorithme d'équilibrage avec *m*=0.9 et *FP* =0.97, (a) Tensions des condensateurs, (b) Tension de sortie de la première phase



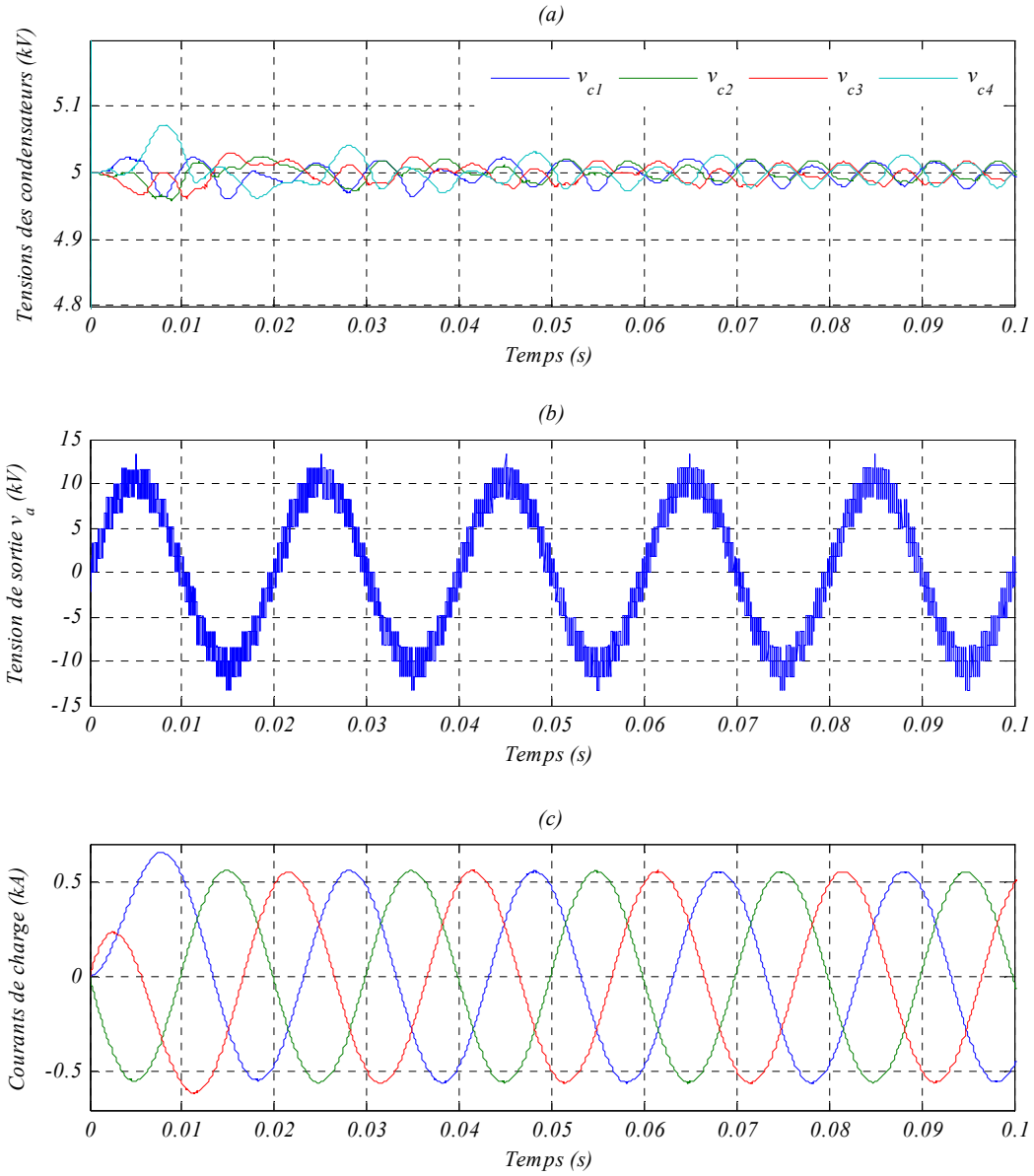

Figure(II.29) : Formes d'ondes de l'onduleur à cinq niveaux contrôlé par une modulation vectorielle avec algorithme d'équilibrage avec $m$=0.9 et $FP$ =0.97, (c) Courants côté alternatif

Cette fois-ci on garde la même valeur du $FP$ et on change la valeur de $m$ *à 0.45*, la figure (II.30) montre que le problème de déséquilibrage est disparu et le système est totalement stable, cela signifié que l'équilibrage des tensions continues dépend du taux de modulation $m$.




Figure(II.27) : Formes d'ondes de l'onduleur à cinq niveaux contrôlé par une modulation vectorielle avec algorithme d'équilibrage avec $m$=0.45 et $FP$ =0.97. (a) Tensions des condensateurs, (b) Tension de sortie de la première phase, (c) Courants côté alternatif

Maintenant on change le facteur de puissance (*m=0.9, Fp=0.15*), la figure(II.31) montre que l'équilibrage est maintenu avec une ondulation considérable des tensions continues. Cela signifié que l'équilibrage des tensions continues dépend aussi du facteur de puissance *FP*.




Figure(II.31) : Formes d'ondes de l'onduleur à cinq niveaux contrôlé par une modulation vectorielle avec algorithme d'équilibrage avec *m*=0.9 et *FP* =0.15. (a) Tensions des condensateurs, (b) Tension de sortie de la première phase, (c) Courants côté alternatif

Les trois tests de simulation effectués sur l'onduleur à cinq niveaux montrent que l'équilibrage des tensions continues à l'aide de la *SVM* stabilisante ne peut être réalisé que pour des valeurs spécifiques de m et *FP*. La figure (II.32) indique ces limites dans lesquelles la *SVM* peut réaliser l'équilibrage des tensions continues.

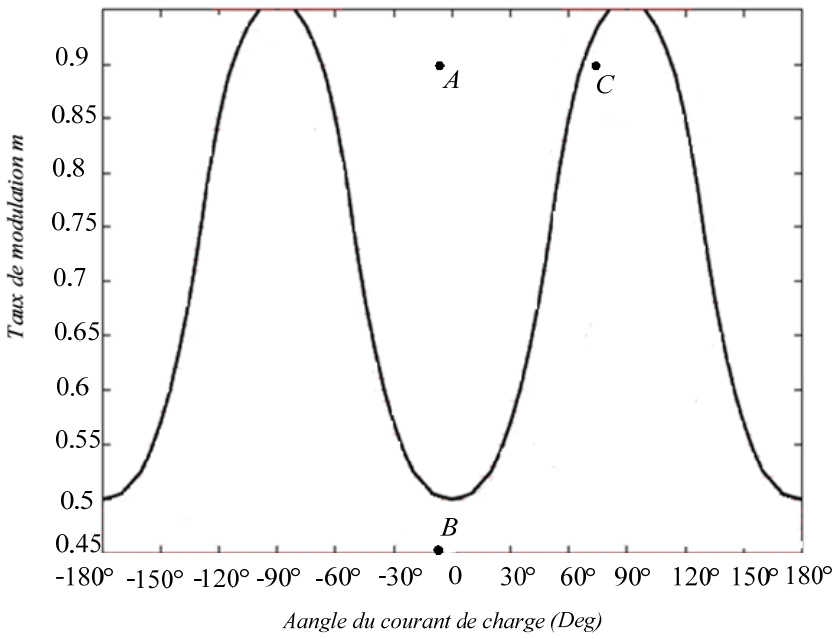



Figure (II.32): Limite d'équilibrage des tensions continues d'un onduleur à cinq niveaux contrôlé par la stratégie SVM stabilisante (avec A (0.97, 0.9), B (0.97, 0.45) et C (0.15, 0.9))

## *II.5 Conclusion*

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation des onduleurs conventionnel et multiniveaux, ainsi que leurs modulations vectorielles. Un algorithme d'équilibrage peut être envisagé dans le cas des onduleurs à trois et à cinq niveaux. Les simulations effectuées sans algorithme d'équilibrage montrent que l'onduleur multiniveaux possède un grand avantage par à rapport à l'onduleur à deux niveaux en terme du taux de distorsion harmonique. Toutefois, la structure de l'onduleur multiniveaux est plus coûteuse et nécessitant une commande plus complexe.

En profitant des états redondants de l'onduleur miltiniveaux, il est possible de développer un algorithme de modulation avec une faculté d'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs. Cependant, les tests effectués pour différentes conditions de fonctionnement (variations dans l'indice de modulation et dans le facteur de puissance de la charge) ont montré que la capacité d'équilibrage de cet algorithme est limitée dans le cas de l'onduleur à cinq niveaux.

# Chapitre III

# Modélisation et commande du D-STATCOM multiniveaux

***Introduction***

Un compensateur statique est une source à base de semi-conducteurs capable de fournir ou d'absorber de l'énergie réactive [3, 7-8]. Cette source peut être une source de tension ou une source de courant. Dans ce chapitre on ne considère qu'une source de tension branchée en parallèle avec le réseau de transport de l'énergie ou avec le réseau de distribution. Une telle source est nommée *STATCOM* à cause de sa similarité avec le compensateur synchrone rotatif. Cette similarité réside dans le fait qu'une source à semi-conducteurs produit la tension de fréquence synchrone, triphasée, avec l'angle de déphasage et 1'amplitude contrôlable. Ses avantages sur le compensateur synchrone sont nombreux; le temps de réponse est quasiment instantané, il n'y a pas d'inertie, le coût d'entretien est minimal et il n'y a pas de possibilité d'instabilité rotationnelle. Originellement le *STATCOM*, dédié au réseau de transport, a été utilisé pour la compensation de puissance réactive, le maintien d'un niveau de tension par échange de courant réactif avec le réseau et parfois pour l'amortissement de

certaines oscillations [36]. Le *D-STATCOM*, pour les réseaux de distribution, réalise les mêmes fonctions que le *STATCOM*. Cependant, les fréquences de commutations de ses interrupteurs de puissances (généralement des *IGBT*) permettent d'assurer des trajectoires de courant plus élaborées, ouvrant donc des possibilités plus larges : filtrage actif de courant, réglage découplé des puissances actives et réactives échangées avec le réseau [37].

Ce chapitre sera consacré à l'exploitation du *D-STATCOM* multiniveaux dans la compensation de l'énergie réactive dans un réseau de distribution. Dans la première partie de ce chapitre, le modèle mathématique du *D-STATCOM* dans le repère (*abc*) ainsi que dans le repère (*dq)* sera développé. La deuxième partie de ce chapitre sera réservée à la commande du bus continu ainsi que des courants côté alternatif en utilisant des régulateurs de type *PI*.

## *III.1 Modélisation du D-STATCOM*

### *III.1.1 Structure d'un D-STATCOM*

La structure triphasée du *D-STATCOM* est donnée sur la figure (III.1). Le *D-STATCOM* repose sur la topologie de l'onduleur de tension. Dans les réseaux de distribution à moyenne tension (*MT*), les *D-STATCOM* à deux et à trois niveaux sont généralement couplés au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur abaisseur et un filtre *RL*. Afin de le coupler directement au réseau par l'intermédiaire du filtre *RL* sans utilisation d'un transformateur de couplage, on fait appel au *D-STATCOM* à cinq niveaux. Le réseau électrique est représenté par trois tensions simples ($v_{sa}$, $v_{sb}$ et $v_{sc}$) et ses impédances internes. La charge est une charge inductive triphasée couplée en étoile.

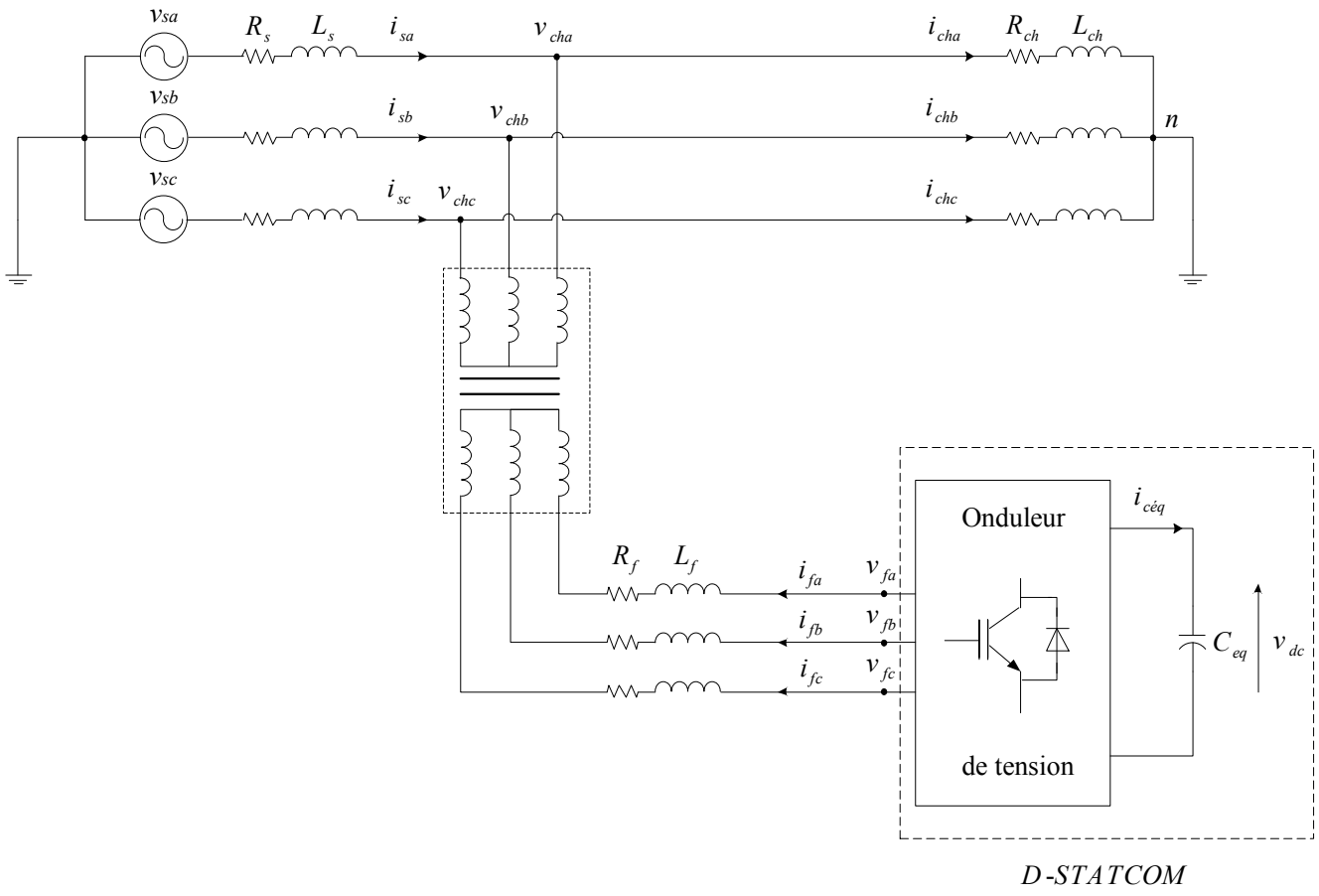



Figure (III.1) : Structure triphasée du *D-STATCOM* couplé au réseau

### *III.1.2 Modèle équivalent du bus continu*

Le bus continu est formé d'un condensateur fictif $C_{éq}$ comme il est représenté dans la figure (III.1). Ce condensateur est équivalent aux condensateurs réels du diviseur capacitif, sa capacité est déterminée selon le nombre des niveaux du *D-STATCOM*. À l'aide de l'équivalence en puissance côté continu on peut écrire :

$$P_{éq} = P_{réelle} \tag{III.1}$$

Pour un *D-STATCOM* à *n* niveaux, les puissances fictive $P_{éq}$ et réelle $P_{réelle}$ sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_{éq} = v_{dc} i_{céq} = C_{éq} v_{dc} \dfrac{dv_{dc}}{dt} \\ P_{réelle} = v_{c1} i_{c1} + v_{c2} i_{c2} + ..... + v_{c(n-1)} i_{c(n-1)} \end{cases} \tag{III.2}$$

Comme tous les condensateurs sont identiques ($C_1 = C_2 = .... = C_{n-1} = C$) et la tension totale $v_{dc}$ est uniformément répartie sur ces condensateurs ($v_{c1} = v_{c2} = .... = v_{c(n-1)} = v_{dc}/(n-1)$), on peut écrire :

$$P_{réelle} = \frac{v_{dc}}{n-1}(i_{c1} + i_{c2} + ..... + i_{c(n-1)}) = \frac{C}{n-1} v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \tag{III.3}$$

A partir des équations (III.1), (III.2) et (III.3), on peut déterminer la relation entre la capacité équivalente et les capacités réelles comme suit :

$$C_{éq} = \frac{C}{n-1} \tag{III.4}$$

Le bus continu peut être représenté par un seul condensateur équivalent traversé par un courant continu équivalent $i_{céq}$ comme le montre la figure (III.2).

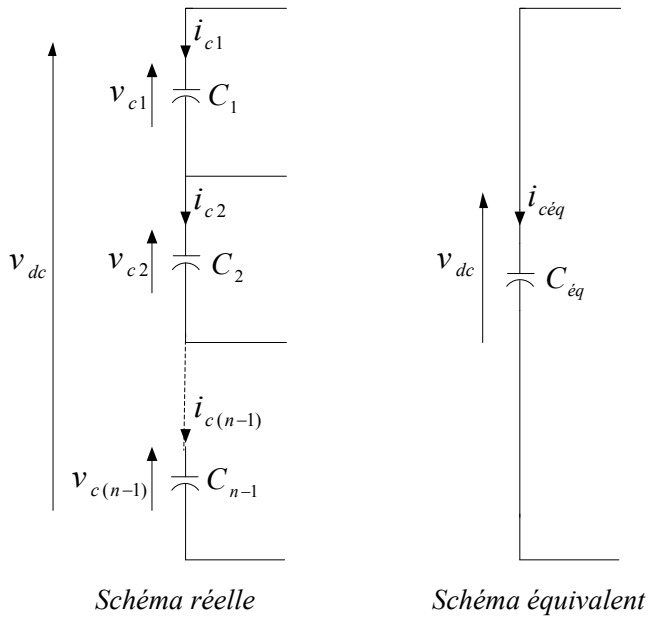



Figure (III.2) : Schémas réelle et équivalent du bus continu

### *III.1.3 Schéma simplifié du D-STATCOM*

Le *D-STATCOM* peut être représenté par le modèle simplifié représenté par la figure (III.3), en tenant compte uniquement du point *PCC* où il est connecté. Le principe de ce modèle consiste à représenter le *D-STATCOM* par trois sources de tension sinusoïdales connectées au *PCC* par un filtre *RL*. Le circuit continu est représenté par une source de courant connectée au condensateur $C_{éq}$.

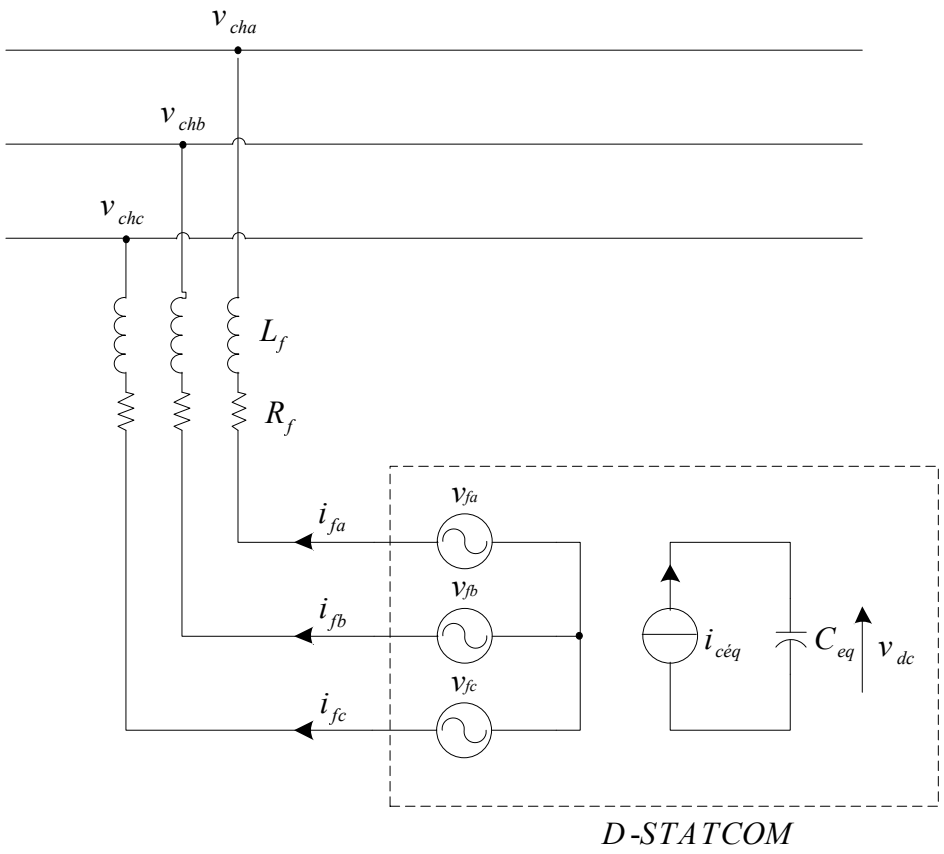



Figure (III.3) : Schéma simplifié du *D-STATCOM*

### *III.1.4 Modélisation dans le repère (abc)*

Le courant dans une phase du *D-STATCOM* dépend de la différence entre la tension $v_{chx}$ (tension au nœud *x* avec : *x=a,b ou c* ) et la tension ajustable du *D-STATCOM* $v_{fx}$. En appliquant la loi des mailles on obtient:

$$v_{fx} = R_f i_{fx} + L_f \frac{di_{fx}}{dt} + v_{chx} ; x = a,b,c \tag{III.5}$$

La forme détaillée de (III.5) est comme suit :

$$\begin{cases} v_{fa} = R_f i_{fa} + L_f \dfrac{di_{fa}}{dt} + v_{cha} \\ v_{fb} = R_f i_{fb} + L_f \dfrac{di_{fb}}{dt} + v_{chb} \\ v_{fc} = R_f i_{fc} + L_f \dfrac{di_{fc}}{dt} + v_{chc} \end{cases} \tag{III.6}$$

Pour le côté continu du *D-STATCOM,* on utilise le modèle équivalent de la figure (III.3) afin d'exprimer l'équation du courant continu équivalent $i_{céq}$ en fonction de la tension continue globale comme suit :

$$i_{céq} = C_{éq} \frac{dv_{dc}}{dt} \tag{III.7}$$

En se basant sur le principe de conservation des puissances entre les côtés continu et alternatif et en négligeant les pertes de commutation de l'onduleur, il est possible d'exprimer le courant $i_{céq}$ en fonction des tensions et des courants côté alternatif comme suit :

$$i_{céq} = -\frac{1}{v_{dc}}(v_{fa} i_{fa} + v_{fb} i_{fb} + v_{fc} i_{fc}) \tag{III.8}$$

Si on néglige la puissance dissipée dans le filtre *RL,* on peut dire que la puissance de sortie de l'onduleur est la même que celle du point *PCC,* ce qui donne :

$$i_{céq} = -\frac{1}{v_{dc}}(v_{cha} i_{fa} + v_{chb} i_{fb} + v_{chc} i_{fc}) \tag{III.9}$$

### *III.1.5 Modélisation dans le repaire (dq)*

Afin de simplifier le modèle du *D-STATCOM,* la transformation de *Park* a été effectuée pour transférer les grandeurs triphasées du côté alternatif vers des grandeurs biphasées. Il y a deux motivations principales pour faire recours à cette transformation :

- Les trois variables du modèle mathématique peuvent être remplacés uniquement par deux variables ;
- Les deux variables biphasés peuvent être analysées et contrôlées indépendamment.

La transformation de Park est définie par la matrice suivante:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{III.10}$$

À partir des composantes $v_{ch\alpha}$ *et* $v_{ch\beta}$ qui sont calculées par la transformation de *Concordia* des tensions du *PCC*, l'angle $\theta$ est calculé par l'équation suivante :

$$\theta = \arctan(\frac{v_{ch\beta}}{v_{ch\alpha}}) \tag{III.11}$$

L'axe direct du repère tournant (*dq*) est typiquement fixé sur le vecteur tension du *PCC* $v_{ch}$, afin d'annuler la composante $v_{chq}$, [38] comme le représente la figure (III.4).

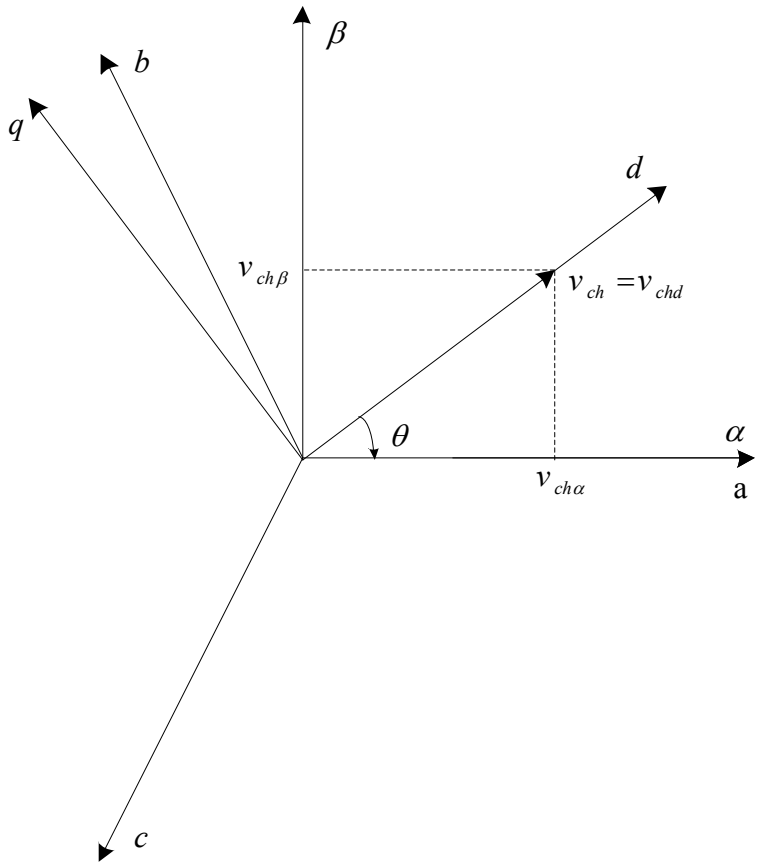



Figure (III.4) : Diagramme vectoriel de la tension du point *PCC*

Après avoir transformer l'équation (III.6), en aboutit aux équations dynamiques du *D-STATCOM* dans le repère (*dq*) suivantes :

$$\begin{cases} v_{fd} = R_f i_{fd} + L_f \dfrac{di_{fd}}{dt} - L_f \omega i_{fq} + v_{chd} \\ v_{fq} = R_f i_{fq} + L_f \dfrac{di_{fq}}{dt} + L_f \omega i_{fd} + v_{chq} \end{cases} \quad \text{(III.12)}$$

L'équation (III.12) montre que le modèle du *D-STATCOM* dans le repère (*dq*) fait apparaître des termes de couplage entre les axes *d* et *q*.

L'équation (III.9) se simplifié donc à :

$$i_{céq} = -\frac{1}{v_{dc}}(v_{chd} i_{fd} + v_{chq} i_{fq}) \quad \text{(III.13)}$$

Et comme $v_{chq}=0$, il en résulte :

$$i_{céq} = -\frac{1}{v_{dc}} v_{chd} i_{fd} \quad \text{(III.14)}$$

Les équations (III.12) et (III.14) forment le modèle mathématique du *D-STATCOM* dans le repère (*dq*). Ce modèle est utilisé pour synthétiser la commande du *D-STATCOM*.

### *III.2 Commande du D-STATCOM*

Dans la totalité des applications pratiques le *D-STATCOM* est utilisé principalement pour compenser la puissance réactive au jeu de barre de connexion [2]. La structure de contrôle générique d'un *D-STATCOM* est constituée d'une double boucle de contrôle imbriquée : une boucle externe de génération de consigne de courant et une boucle interne de contrôle de courant (Figure (III.5)).

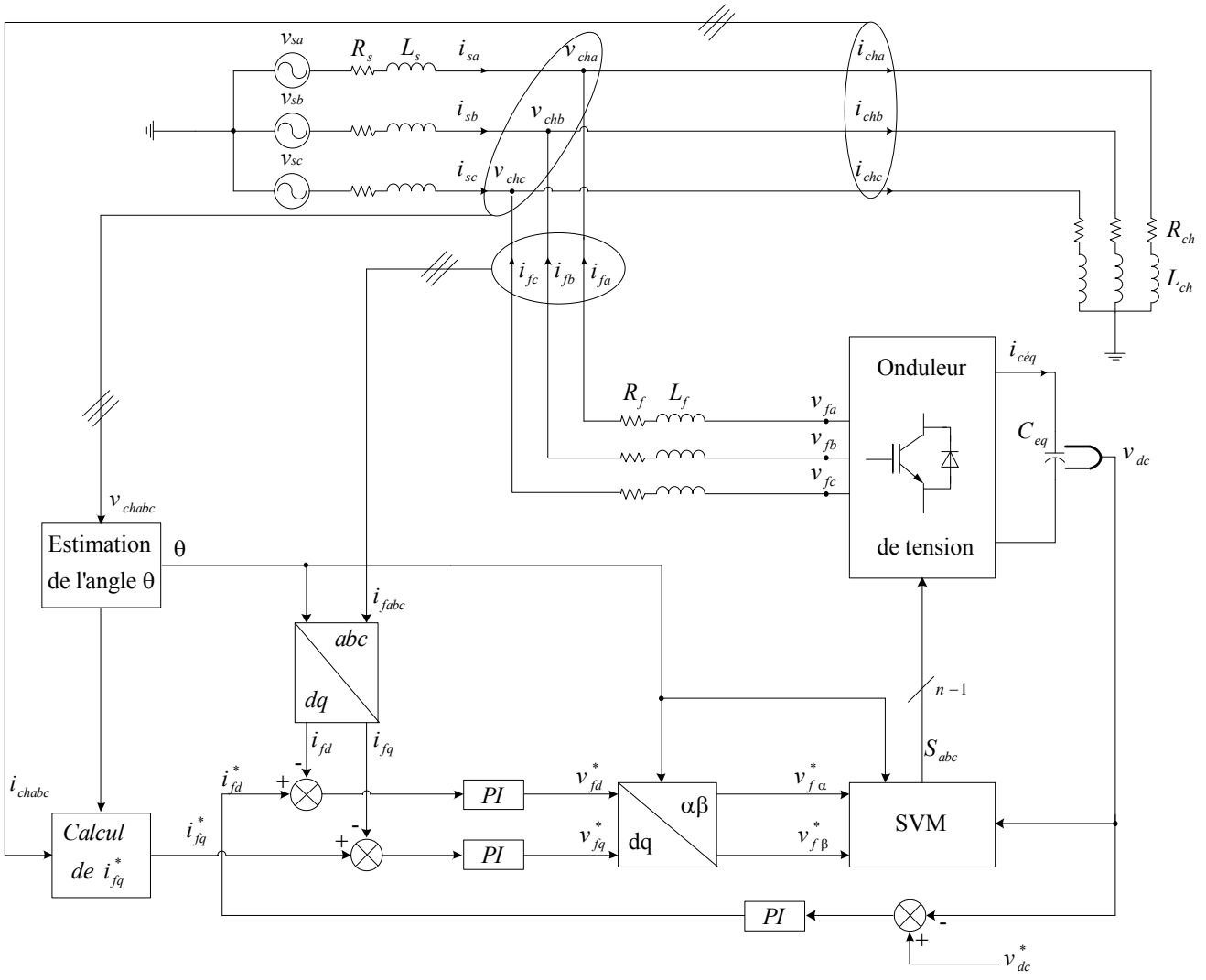



Figure (III.5) : Structure de contrôle générique d'un *D-STATCOM*

Les puissances active et réactive échangées entre le *D-STATCOM* et le réseau sont contrôlées par la régulation des composantes directe et quadratique du courant ($i_{fd}$ et $i_{fq}$). Les composantes $v_{fd}$ et $v_{fq}$ sont les variables de commande et $v_{chd}$ et $v_{chq}$ sont les variables de perturbation. Le système d'équation (III.12) peut être découplé par le changement de variables suivant :

$$\begin{cases} v_{fd} = v_d - L_f \omega i_{fq} + v_{chd} \\ v_{fq} = v_q + L_f \omega i_{fd} + v_{chq} \end{cases} \tag{III.15}$$

Où les deux composantes $v_d$ et $v_q$ sont les nouveaux variables de commandes obtenus à partir de deux régulateurs *PI* (proportionnel intégral). Par comparaison entre les équations (III.12) et (III.15) on peut en déduire les relations de $v_d$ et $v_q$ comme suit :

$$\begin{cases} v_d = R_f i_{fd} + L_f \dfrac{di_{fd}}{dt} \\ v_q = R_f i_{fq} + L_f \dfrac{di_{fq}}{dt} \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

À partir de l'équation (III.16), on définit les deux systèmes découplé de premier ordre suivants :

$$\begin{cases} \dfrac{di_{fd}}{dt} = \dfrac{1}{L_f} v_d - \dfrac{R_f}{L_f} i_{fd} \\ \dfrac{di_{fq}}{dt} = \dfrac{1}{L_f} v_q - \dfrac{R_f}{L_f} i_{fq} \end{cases} \quad \text{(III.17)}$$

La boucle de contrôle de courant interne calcule les tensions de référence nécessaires pour le block de la modulation vectorielle, qui à son tour calcule les signaux d'ouverture et fermeture des *IGBTs*. Dans le cadre de cette étude, on a utilisé deux correcteurs *PI* dans le repère tournant pour contrôler les composantes active et réactive du courant. La Figure (III.6) présente la structure de la boucle interne de contrôle de courant.

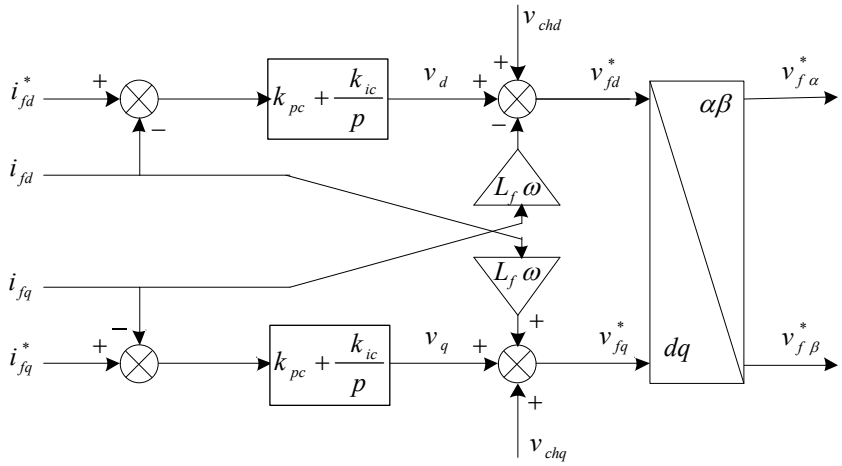



Figure (III.6) : Boucle interne de contrôle de courant

### *III.2.1 Synthèse des régulateurs des courants*

Le correcteur proportionnel-intégral est le correcteur le plus classiquement utilisé pour le contrôle du courant à cause de sa simplicité. L'équation temporelle de ce correcteur est donnée comme suit :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \quad \text{(III.18)}$$

Où : *e(t), u(t), $k_p$, ki* désignent respectivement l'erreur à l'instant *t*, la commande générée et respectivement les gains proportionnel et intégral du correcteur. La fonction de transfert correspondante est donnée par:

$$R(p) = \frac{k_p p + k_i}{p} \quad \text{(III.19)}$$

Où : *p* est l'opérateur de *Laplace.*

Le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant est illustré par la figure (III.7).

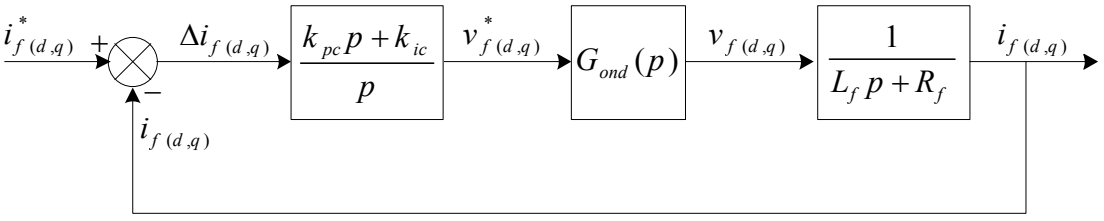



Figure (III.7) : Schéma bloc de régulation des courants par des régulateurs PI

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F(p)=\frac{k_{pc}p+k_{ic}}{p}\frac{1}{L_f p+R_f}G_i(p) \tag{III.20}$$

La fonction de transfère de l'onduleur est généralement choisie égale à $G_{ond}(p)=1$ afin d'assurer que la valeur de la tension de sortie soit égale à sa référence. La fonction de transfert en boucle fermée sera donc:

$$H(p)=\frac{k_{pc}p+k_{ic}}{L_f p^2+(R_f+k_{pc})p+k_{ic}} \tag{III.21}$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients $k_{pc}$ et $k_{ic}$. Dans la méthode d'imposition des pôles, on doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G(p)=p^2+2\xi\omega_{nc}p+\omega_{nc}{}^2 \tag{III.22}$$

Finalement on en déduit les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned} k_{pc} &= 2\xi\omega_{nc}L_f - R_f \\ k_{ic} &= L_f\,\omega_{nc}{}^2 \end{aligned} \tag{III.23}$$

### *III.2.2 Synthèse du régulateur de la tension continue*

La tension continue $v_{dc}$ aux bornes du bus continu, doit être maintenue constante. Les fluctuations de cette tension doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituants les interrupteurs, et d'autre part pour ne pas dégrader les performances du *D-STATCOM*. Afin d'assurer la régulation de la tension continue, un régulateur *PI* indispensable. Le courant $i_{céq}$ qui traverse le bus continu peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_{céq}=C_{éq}\frac{dv_{dc}}{dt} \tag{III.24}$$

L'application de la transformation de *Laplace* sur l'équation (III.24) conduit à :

$$i_{céq}(p)=C_{éq}pv_{dc}(p) \tag{III.25}$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$v_{dc}(p) = \frac{1}{C_{éq}p} i_{céq}(p) \tag{III.26}$$

Pour obtenir le signal $i_{céq}$ nous avons le choix entre un régulateur proportionnel et un régulateur proportionnel intégral. Ce dernier est souvent préférable du fait qu'il permet d'annuler l'erreur statique.

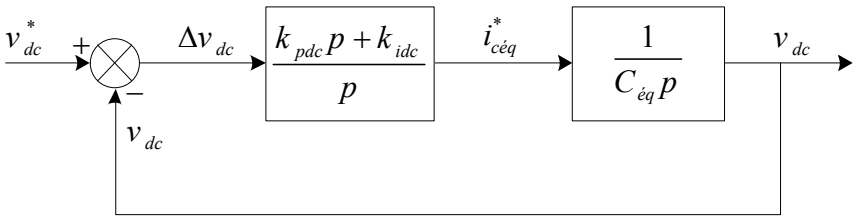



Figure (III.8) : Schéma bloc de régulation de la tension continue par un régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte correspondante à ce schéma est :

$$F_{dc}(p) = \frac{k_{pdc}p + k_{idc}}{p} \frac{1}{C_{éq}p} \tag{III.27}$$

La fonction de transfère en boucle fermée sera donc :

$$H_{dc}(p) = \frac{k_{pdc}p + k_{idc}}{C_{éq}p^2 + k_{pdc}p + k_{idc}} \tag{III.28}$$

On doit faire une analogie entre l'équation caractéristique de la fonction $H_{dc}(p)$ et celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée donnée par :

$$G_{dc}(p) = p^2 + 2\xi\omega_{ndc}p + \omega_{ndc}{}^2 \tag{III.29}$$

Finalement on trouve les valeurs des constantes du régulateur comme suit :

$$\begin{aligned} k_{pdc} &= 2\xi\omega_{ndc}C_{éq} \\ k_{idc} &= C_{éq}\omega_{ndc}{}^2 \end{aligned} \tag{III.30}$$

Pour une bonne réponse dynamique du système, on choisit la valeur de ζ=0.707.

La régulation du bus continu fournie la référence du courant côté continu $i_{céq}{}^*$, puis on calcul la référence du courant actif du côté alternatif $i_{fd}{}^*$ à partir de l'équation (III.14), ce qui donne :

$$i_{fd}^* = -\frac{v_{dc}}{v_{chd}} i_{céq}^* \tag{III.31}$$

Le schéma simplifié de la détermination due la référence du courant actif du côté alternatif est représenté par la figure (III.8).

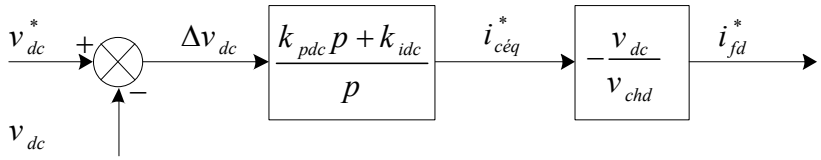



Figure (III.8) : Génération de la référence du courant actif $i_{fd}^*$

### *III.2.3 Calcul de la référence du courant réactif*

La référence du courant réactif $i_{fq}^*$ peut être déterminée selon le mode de fonctionnement du *D-STATCOM*, soit par la régulation de la tension du *PCC* [39], soit par la régulation de la puissance réactive échangée entre le *D-STATCOM* et le réseau [40]. Cette dernière méthode a été adoptée dans ce travail. La détection instantanée de la puissance réactive consommée ou délivrée par la charge permet de commander le *D-STATCOM* de sorte qu'il délivre ou consomme cette puissance, permettant ainsi de compenser la totalité de la puissance réactive et par conséquent l'obtention d'un facteur de puissance unitaire côté source. Dans ce cas, la référence du courant réactif n'est que la composante imaginaire du courant de la charge. Enfin, le regroupement de tous les régulateurs dans un seul bloc forme le schéma complet de la commande du *D-STATCOM* illustré par la figure (III.9).

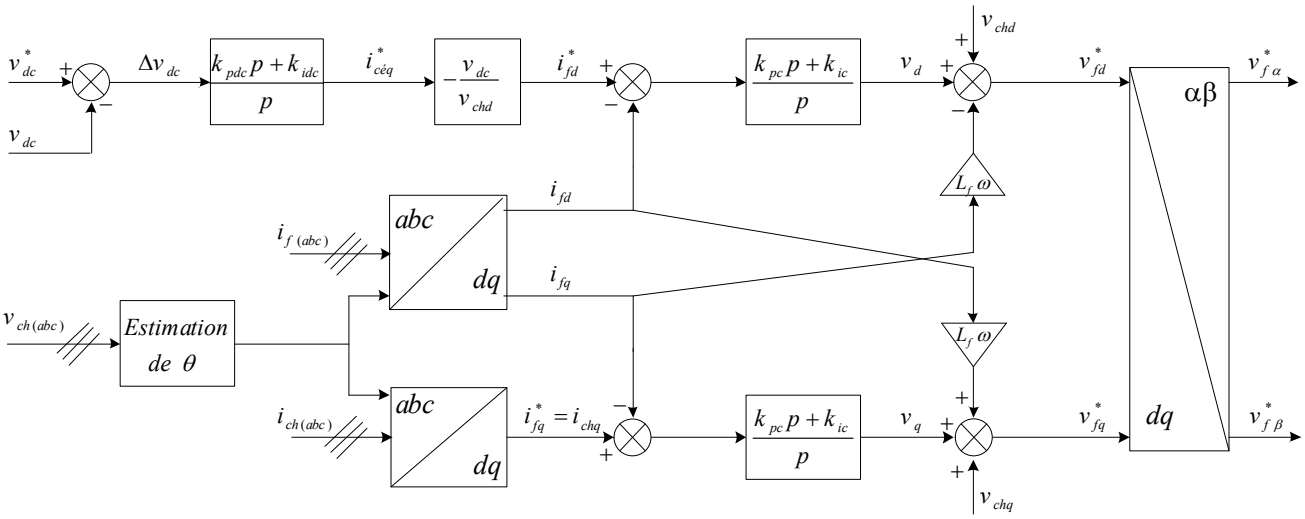



Figure (III.9) : Schéma bloc complet de la commande du *D-STATCOM*

## *III.3 Simulations numériques*

Une complète simulation du *D-STATCOM* connecté à un réseau de distribution sera présentée dans cette section. Le comportement de ce dispositif sera examiné dans le cas des onduleurs à deux, à trois et à cinq niveaux.

### *III.3.1 Paramètres du système*

Le schéma unifilaire du réseau simple de transport d'énergie électrique utilisé pour valider le fonctionnement du *D-STATCOM* est représenté par la figure (III.10).

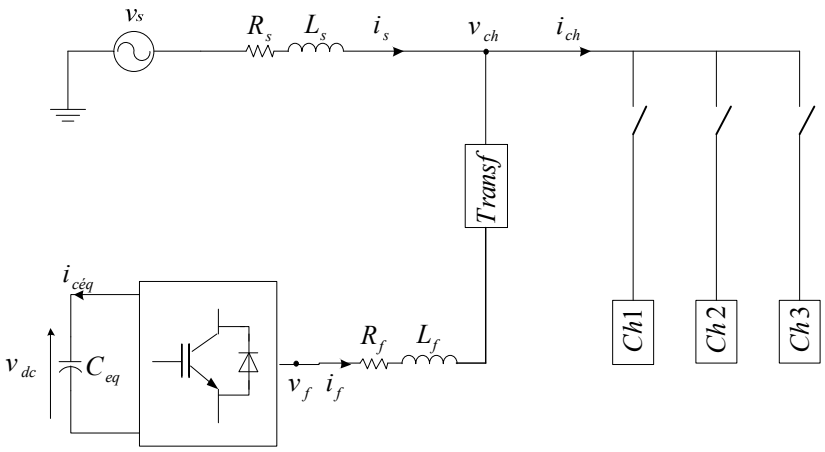



Figure (III.10) : Schéma unifilaire du réseau étudié

Où: - *Ch1:* charge inductive ($L_{ch1}$+ $R_{ch1}$);
- *Ch2:* charge inductive ($L_{ch2}$+ $R_{ch2}$);
- *Ch3:* charge capacitive ($L_{ch3}$+ $R_{ch3}$ +$C_{ch}$);
- *Transf:* Transformateur de couplage.

Les paramètres du système à simuler sont donnés par le tableau (III.1) :

| Paramètre | Valeur | Paramètre | Valeur |
|---|---|---|---|
| $v_{seff}$ | *5.5 kV* | $C$ | *5 mF* |
| $L_s$ | *0.1 mH* | $L_{ch1}$ | *65 mH* |
| $R_s$ | *0.1 mΩ* | $R_{ch1}$ | *50 Ω* |
| $f_s$ | *50 Hz* | $L_{ch2}$ | *110 mH* |
| $L_f$ | *10 mH* | $R_{ch2}$ | *50 Ω* |
| $R_f$ | *0.1 mΩ* | $L_{ch3}$ | *13 mH* |
| $v_{dc}^*$ | *20 kV* | $R_{ch3}$ | *15 Ω* |
| $f_h$ | *5 kHz* | $C_{ch}$ | *0.18 mF* |

Tableau (III.1) : Paramètres du système à simuler

Ces paramètres sont adoptés dans le cas du *D-STATCOM* à cinq niveaux où chaque *IGBT* peut bloquer une tension de *5 kV*. Cependant, dans le cas d'un *D-STATCOM* à deux niveaux et avec les mêmes paramètres, chaque *IGBT* doit bloquer la tension continue totale. Afin d'utiliser des *IGBT* de mêmes caractéristiques bloquant une tension $v_{dc}$*=5 kV*, un transformateur abaisseur de rapport de transformation $m_t$*=1/*4 est indispensable. De même, dans le cas d'un *D-STATCOM* à trois niveaux, la tension continue doit être $v_{dc}$*=10 kV* avec un transformateur de couplage ayant un rapport de transformation égale à $m_t$*=1/2*. Les paramètres du transformateur utilisé dans le cas de *D-STATCOM* à deux et à trois niveaux sont donnés dans le tableau (III.2) :

| *D-STATCOM à* | Paramètre | Valeur | Paramètre | Valeur |
|---|---|---|---|---|
| | $S_n$ | *3 MVA* | $f_n$ | *50 Hz* |
| *Deux niveaux* | ($L_1$ ,$R_1$) | *(0.1 mH , 70mΩ)* | ($L_2$ ,$R_2$) | *(2μH,4mΩ)* |
| *Trois niveaux* | ($L_1$ ,$R_1$) | *(0.1 mH , 70mΩ)* | ($L_2$ ,$R_2$) | *(10 μH , 10mΩ)* |

Tableau (III.2) : Paramètres du transformateur de couplage

Les paramètres des régulateurs *PI* utilisés sont donnés dans le tableau (III.3) :

| Régulateur | $\omega_n$ | $\zeta$ |
|---|---|---|
| *Tension continue* | *100* | *0.707* |
| *Courants* | *50000* | *1* |

Tableau (III.2) : Paramètres des régulateurs PI utilisés

### *III.3.2 Résultats des simulations*

Initialement les condensateurs du bus continu sont chargés et la tension aux bornes de chacun est de *5 kV*. Au début de la simulation, le réseau électrique alimente la charge (*Ch1*). Une deuxième charge (*Ch2*) est connectée au réseau à l'instant (*t=0.25 s*); et à l'instant (*t=0.5 s*) on charge de plus la ligne par la charge (*Ch3*), et finalement à l'instant (*t=0.75 s*) les deux charges (*Ch1*) et (*Ch2*) sont déconnectées.

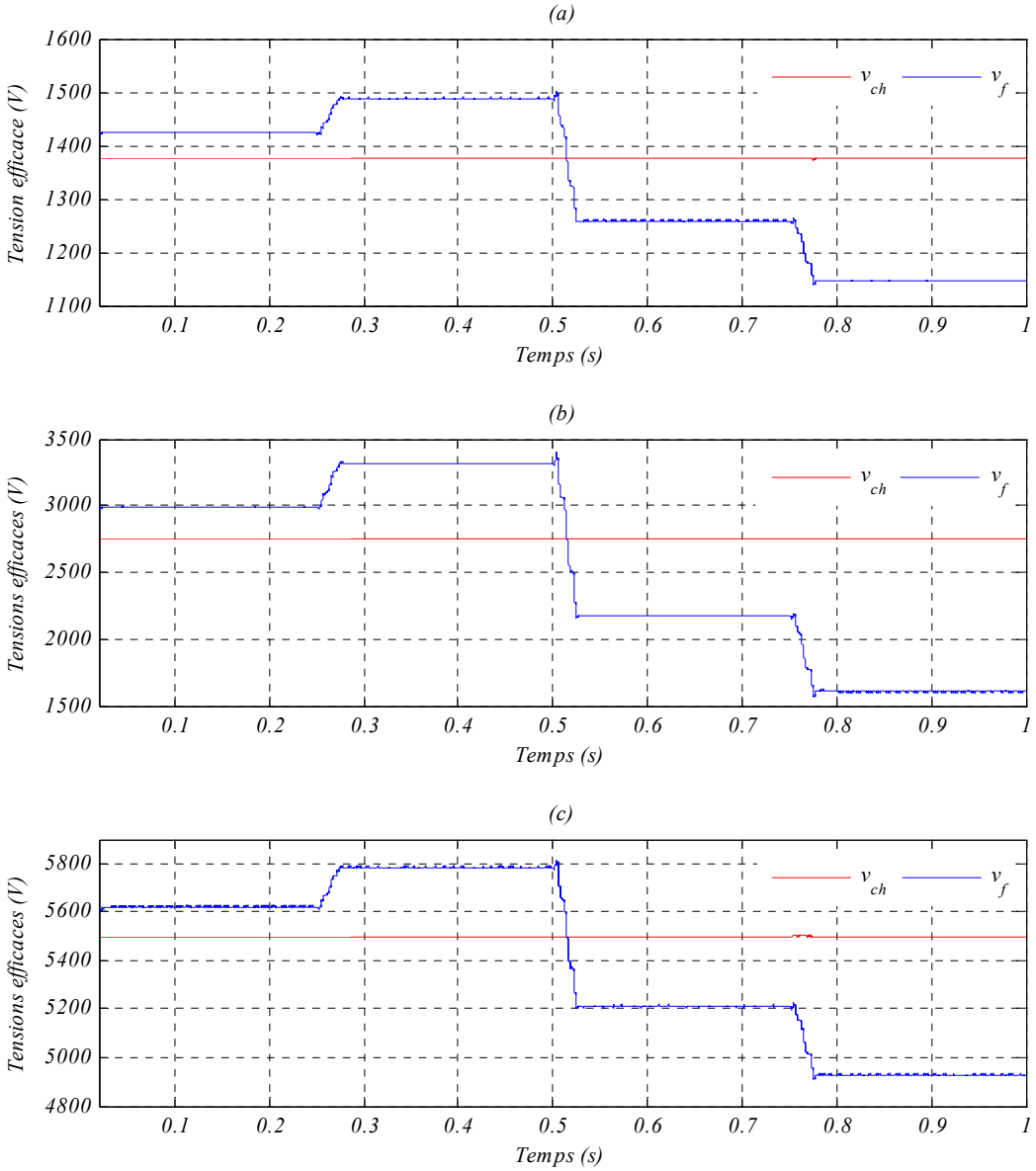



Figure (III.11) : Tensions efficaces du *PCC* et de la sortie du *D-STATCOM*, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

Le *D-STATCOM* injecte une tension $v_{fd}$ ($v_{fq}=0$) en phase avec la tension $v_{ch}$ ($v_{ch} = v_{chd}$, $v_{chq}=0$), la figure (III.11) représente les valeurs efficaces de ces tensions. Avant l'instant (*t=0.25 s)*, la tension de sortie du *D-STATCOM* $v_f$ est supérieure à celle du réseau, puis elle augmente en chargeant la ligne

avec une autre charge inductive (*Ch2*). Cette tension $v_f$ qui est en mode inductive détermine le sens du courant réactif $i_{fq}$ injecté par le *D-STATCOM* au réseau. Ce courant est négatif, et comme la puissance réactive est de signe inverse de ce courant (équation (I. 18)), donc le *D-STATCOM* délivre une puissance réactive vers le réseau. Après l'instant (*t=0.5 s)*, la tension $v_f$ devient inférieure à celle du réseau $v_{ch}$ et elle diminue davantage lorsqu'on déconnecte les charges inductives (*Ch1* et *Ch2*). Cette tension est en mode capacitive et le courant réactif est positif, donc le *D-STATCOM* absorbe de la puissance réactive depuis le réseau. La forme de ce courant réactive est représentée sur la figure (III.12).

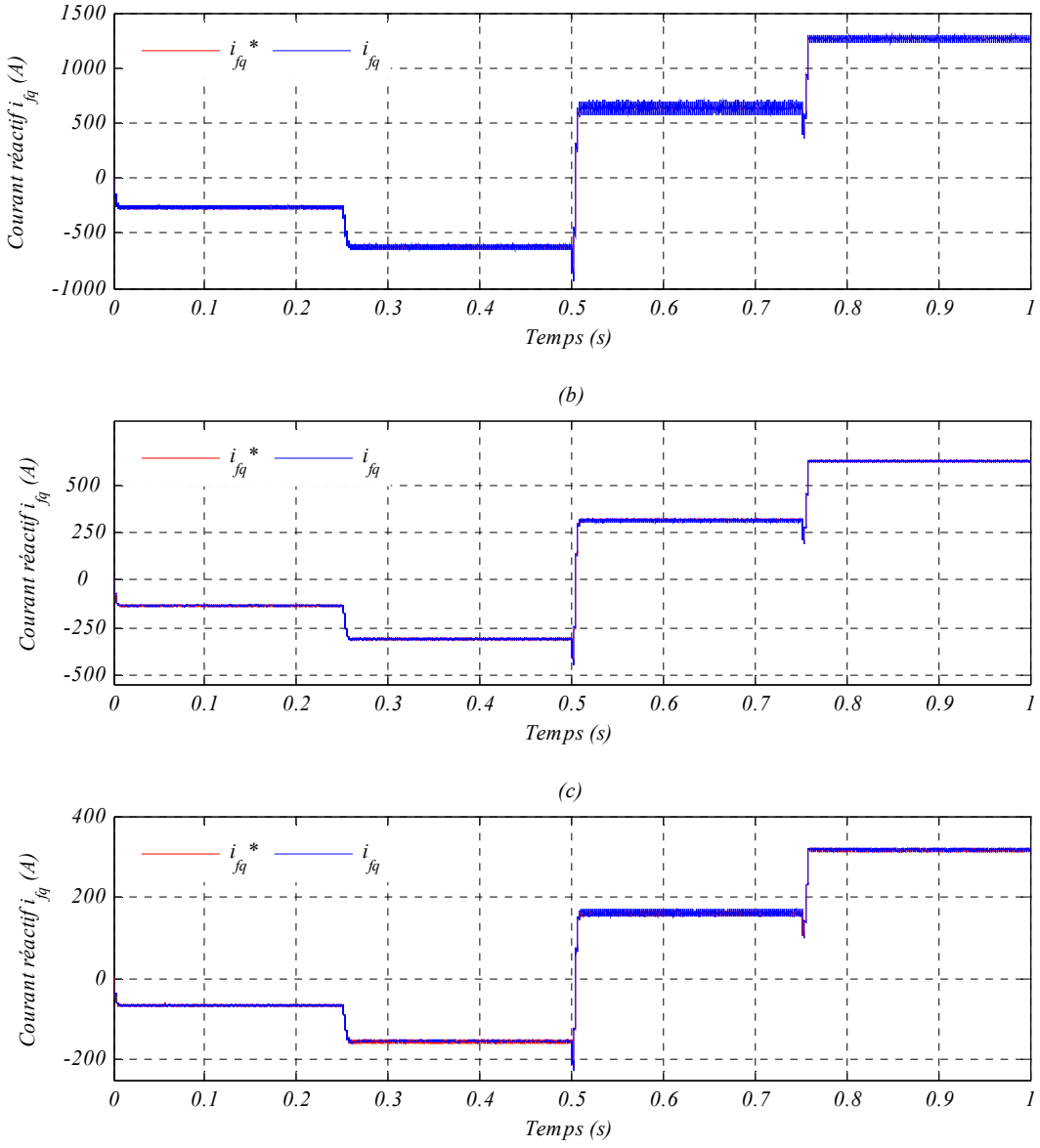



Figure (III.12) : Courant réactif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

La figure (III.13) montre l'allure du courant actif échangé entre le *D-STATCOM* et le réseau. Ce courant est généralement faible puisqu'il ne représente que la puissance active nécessaire pour maintenir la tension aux bornes du condensateur plus les pertes de commutation des composants semi-conducteurs. On remarque que ce courant augmente avec l'augmentation du nombre de niveaux à cause de l'augmentation du nombre des composants semi-conducteurs.

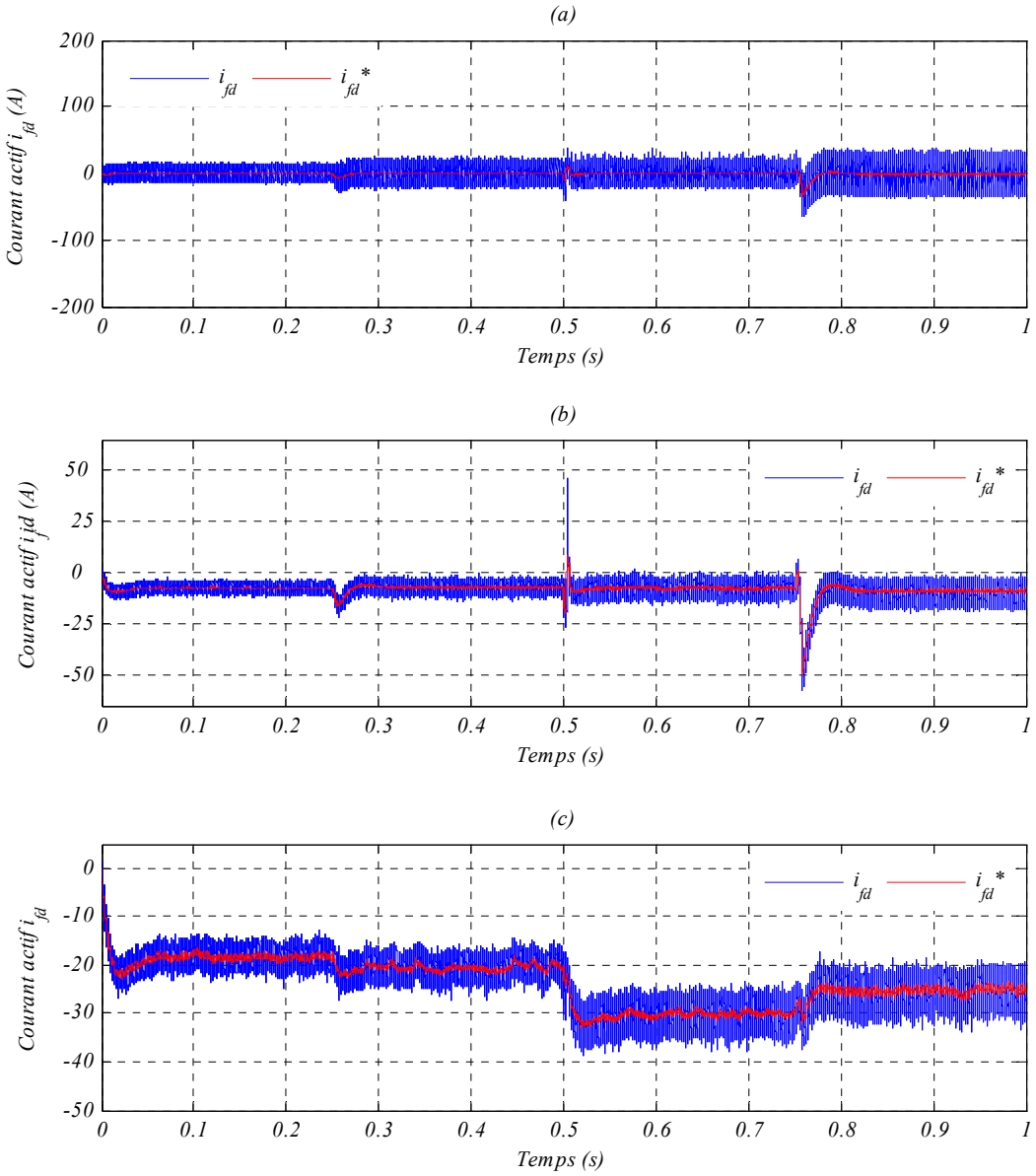



Figure (III.13) : Courant actif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

On constate que les courants du *D-STATCOM*, $i_{fq}$ et $i_{fd}$ suivent leurs grandeurs de références calculés à partir des puissances réactive et active nécessaires à compenser la puissance réactive dans la ligne et à maintenir la tension continue constante. Ces résultats prouvent l'efficacité des régulateurs utilisés.

La tension $v_{ch}$ représente la tension du *PCC* dans le cas d'un *D-STATCOM* à cinq niveaux. Par contre, lorsqu'il s'agit des *D-STATCOM* à deux ou à trois niveaux, cette tension représente la tension du secondaire du transformateur utilisé. En effet, elle représente soit le quart ou la moitié de la tension du *PCC* selon que le *D-STATCOM* est à deux ou à trois niveaux. Par conséquent, le courant injecté au réseau est abaissé soit de quatre fois soit de deux fois par rapport à celui généré par le *D-STATCOM*. Ce dernier doit débuter donc un courant égale à quatre fois le courant réactif demandé par la charge dans le cas d'un *D-STATCOM* à deux niveaux ($i_{fq}^{*}=4\ i_{chq}$), et deux fois dans le cas d'un *D-STATCOM* à trois niveaux ($i_{fq}^{*}=2\ i_{chq}$), comme il est illustré dans les figures (III.12) et (III.14).

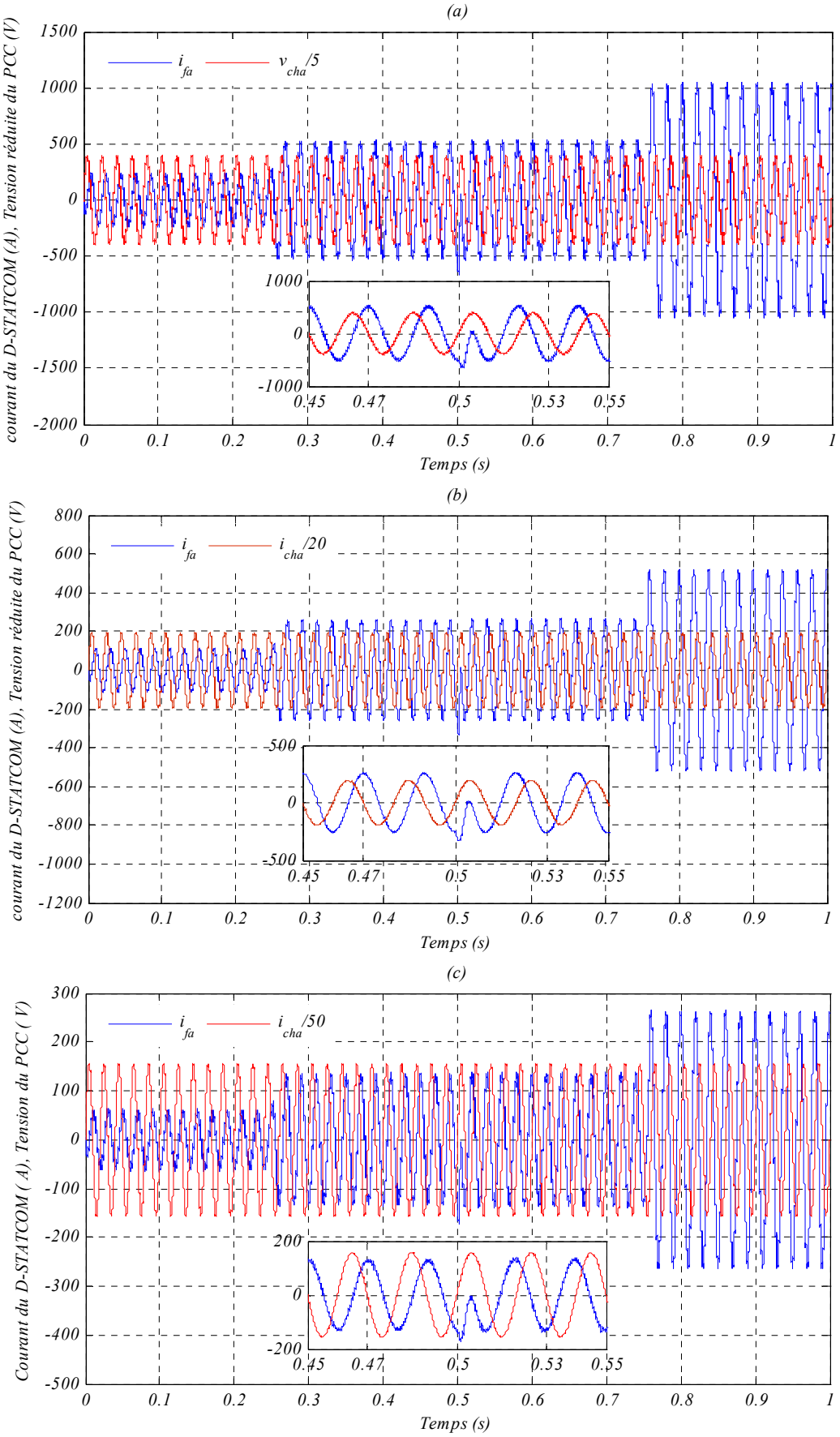



Figure (III.14) : Courant de la première phase injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

Sur la figure (III.14), on remarque que le courant augmente lorsque la ligne est chargée par la charge inductive *Ch2*. A noter qu'à l'instant (*t=0.5*) le courant de la première phase est en arrière par rapport à la tension du PCC du fait que le *D-STATCOM* fonctionne en mode capacitif. En effet, la charge capacitive délivre une puissance réactive dans le réseau, une partie de cette puissance compense le besoin réactif des charges inductives (*Ch1* et *Ch2*) et la partie restante est absorbée par le *D-STATCOM*. Après l'instant (*t=0.75*) les deux charges (*Ch1* et *Ch2*) sont déconnectées et la totalité de la puissance réactive délivrée par la charge *Ch3* est absorbée par le *D-STATCOM*.

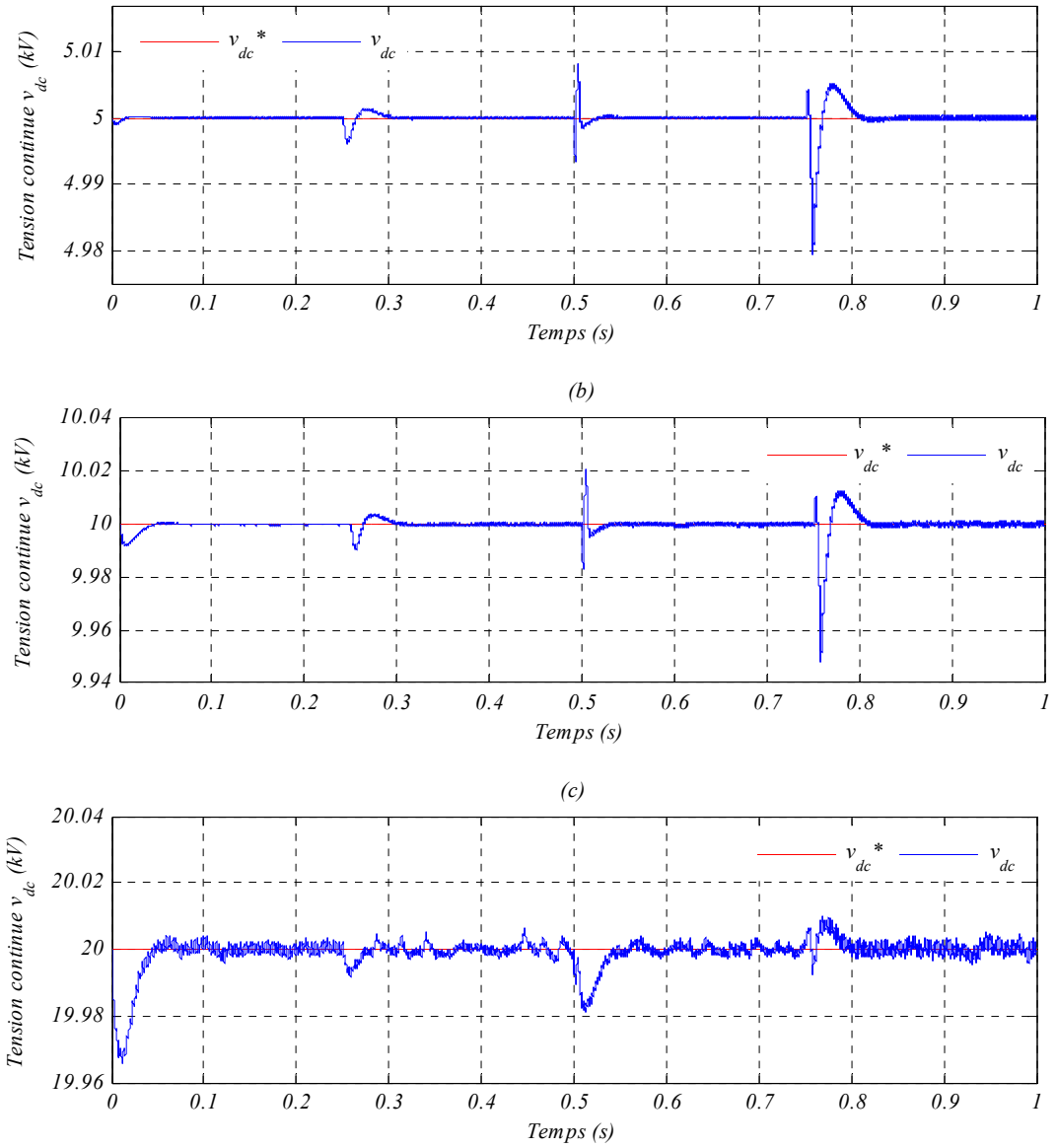



Figure (III.15) : Tension du bus continu du *D-STATCOM* et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

A partir des courbes de la figure (III.15), il parait très clair que le bloc de régulation de la tension continue à prouver son efficacité dans le maintien d'une tension constante aux bornes du bus continu global. La tension passe par un régime transitoire d'une durée inférieure à *0.05s* lors de la variation de la charge avant qu'elle revienne à sa référence avec une erreur statique nulle. Les tensions aux bornes des condensateurs dans le cas des *D-STATCOM* à trois et à cinq niveaux sont représentées sur la figure (III.16). Cette dernière montre que ces tensions sont maintenues équilibrées par l'algorithme de stabilisation associé à la *SVM* stabilisante.

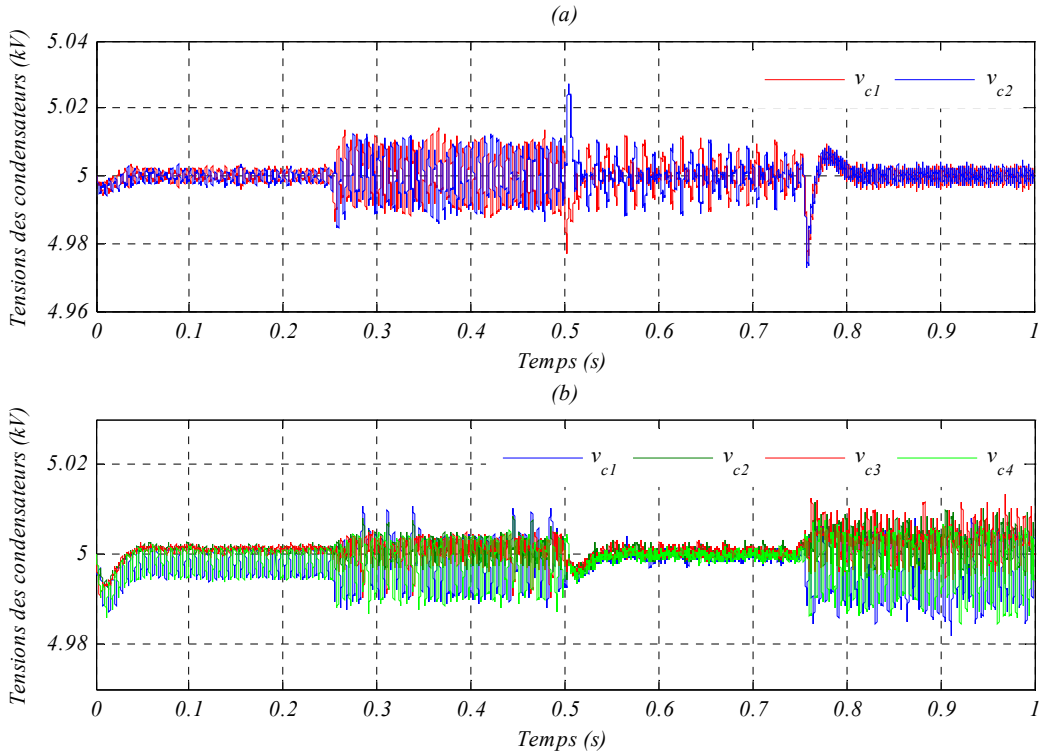



Figure (III.16) : Tensions des condensateurs du bus continu, (a) *D-STATCOM* à trois niveaux, (b) *D-STATCOM* à cinq niveaux

La figure (III.17) représente les deux composantes active et réactive du courant de la source. La composante réactive est toujours nulle, ce qui montre que le *D-STATCOM* compense la totalité de l'énergie réactive demandée par la charge et par conséquent, il assure un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté source.

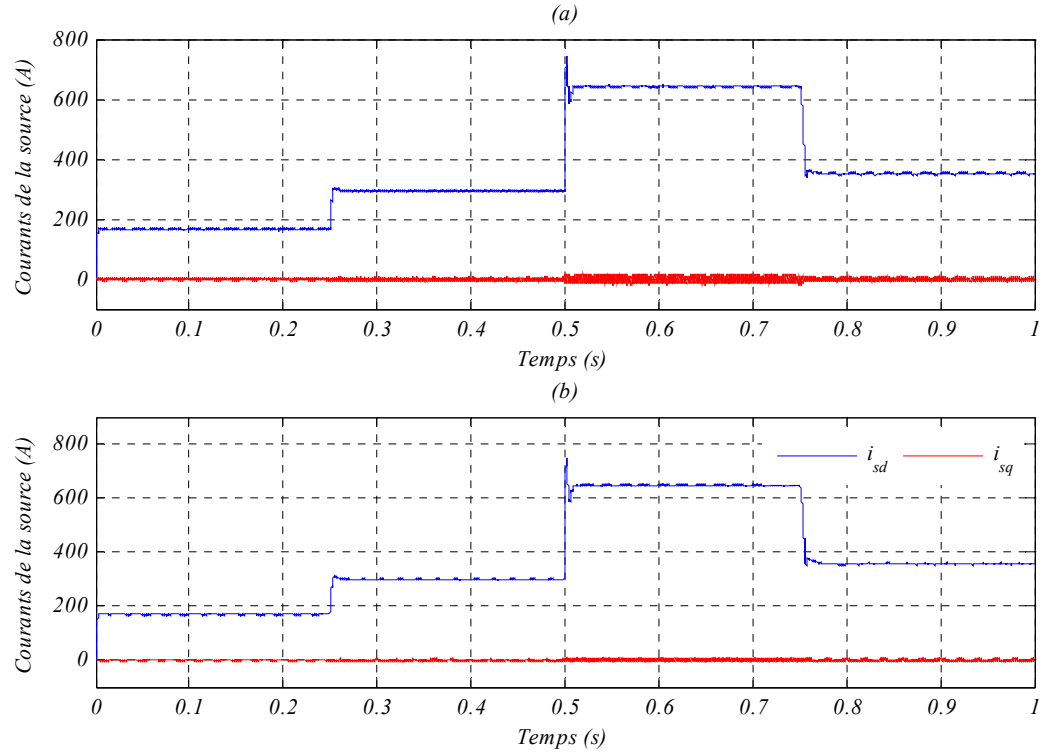



Figure (III.17) : Composantes actif et réactif du courant de la source, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux

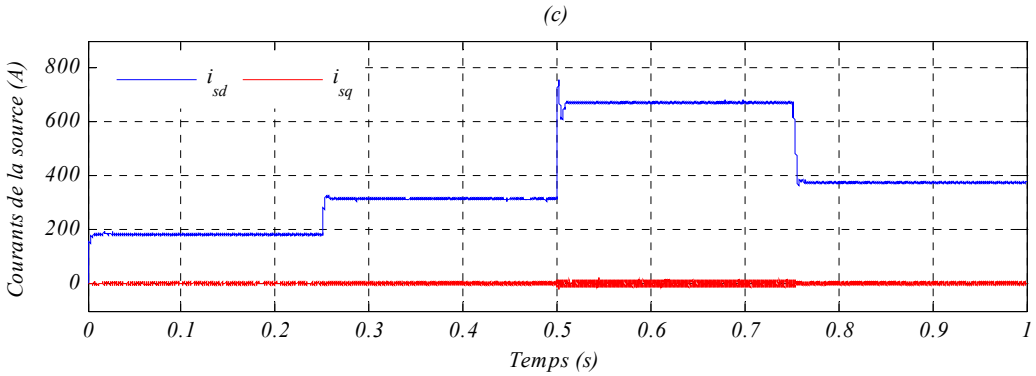



Figure (III.17) (suite) : Composantes actif et réactif du courant de la source, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

## *III.4 Conclusion*

Dans ce chapitre nous avons décrit le comportement d'un *D-STATCOM* connecté à un réseau de distribution fonctionnant soit en mode inductif soit en mode capacitif. L'objectif étant de compenser la totalité de la puissance réactive consommée où délivrée par la charge. L'étude a été débitée par une phase de modélisation suivie de la synthèse de l'ensemble des régulateurs indispensables pour le bon fonctionnement de ce dispositif.

Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de la méthode adoptée dans la régulation des puissances active est réactive à travers le contrôle des courants actif et réactif correspondants. Le contrôle de ces derniers par des régulateurs proportionnel intégral a conduit à des résultats satisfaisants. Nous avons vérifiés aussi l'efficacité de l'algorithme d'équilibrage des tensions de condensateurs associé à la modulation vectorielle multiniveaux. Il est d'une grande importance de mentionner que l'utilisation des onduleurs à cinq niveaux dans les réseaux de distributions à moyenne tension est très avantageuse du fait qu'ils n'exigent absolument pas le recours à l'utilisation des transformateurs de couplage.

# Chapitre IV

# Commande par la logique floue du D-STATCOM

***Introduction***

La logique floue est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que le professeur *Lotfi A. Zadeh* [41] a introduit le concept de sous-ensembles flous en 1965. Elle trouve notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de systèmes et plus généralement en génie électrique [42-44]. Elle présente, en effet, l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir-faire d'un expert pour répondre à une problématique scientifique. Dans ce sens, des correcteurs à base de la logique floue améliorent de façon globale aussi bien les performances que la robustesse des systèmes commandés, en s'appuyant sur la connaissance de ceux-ci [45]. L'intérêt de la logique floue réside premièrement dans sa similitude avec le raisonnement humain. En effet, la prise de décision d'un opérateur est fonction de plusieurs variables décrites de manière qualitative et non grâce à des valeurs numériques précises. Deuxièmement, cette logique est intéressante car elle permet la prise de décision malgré l'absence d'une modélisation de système amont complexe comme le cas des systèmes non linéaires ou à structure variable tel que les convertisseurs statiques [46]. Depuis la conception du premier contrôleur flou en 1974, par l'équipe du

professeur *E. H. Mamdani* pour commander un moteur à vapeur [47], et la mise en œuvre pratique de cette nouvelle théorie pour le contrôle de fours à ciment réalisé au Danemark par *Smidth* (1980), les commandes reposant sur la notion de logique floue connaissent un succès grandissant dans des domaines multiples incluant l'univers du génie électrique. Elles apportent généralement une amélioration des performances par rapport à des commandes linéaires plus classiques avec comme atout principal la possibilité d'être définies au moyen d'une description linguistique. Cette dernière assure une transcription relativement simple de l'expertise menée sur les systèmes commandés. Cependant, les paramètres de ce type de commande sont nombreux et souvent délicats à régler. La complexité des structures ou des méthodes requises pour obtenir des réglages performants est notamment l'une des raisons qui limitent encore le développement et l'utilisation des commandes à base de la logique floue dans le domaine industriel [45]. La logique floue suscite actuellement un vif intérêt de la part des chercheurs, des ingénieurs, des industriels et plus particulièrement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des méthodes de raisonnements naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, ou de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains. Cette attirance a été cristallisée par la production, souvent initiée par des entreprises japonaises, de produits compétitifs et avantageux utilisant le concept de "*commande floue*". Il existe, en effet, de nombreux exemples dans les applications industrielles grand public ; nous pouvons citer à ce titre le contrôle flou du métro de Sendai, Japon (1987-1990) [48].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la technique de commande par logique floue. Notre objectif n'est pas de traiter en profondeur cette technique de commande, mais plutôt de présenter un bref rappel sur la commande par logique floue et de développer un contrôleur flou pour faire commander le *D-STATCOM*.

## *IV.1 Généralités sur la logique floue*

Le principe général et la théorie de base de la logique floue englobent des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenances appelés ensembles flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander; et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établies par le savoir-faire humain et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de la décision. Ainsi, les éléments constituant la théorie de base de la logique floue sont :

- Les variables linguistiques et les ensembles flous;
- Les fonctions d'appartenance;
- Les opérateurs;
- Les inférences floues.

### *IV.1.1 Variables linguistiques et ensembles flous*

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions floues à savoir; {grand, petit, positif, négatif, etc…}. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [49-50]. Un sous-ensemble flou $A$ de $X$ (communément appelé univers de discours) est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui associe à l'élément $x$, son degré d'appartenance au sous-ensemble $A$, compris entre 0 et 1. On note alors :

$$\begin{aligned} &\mu_A : X \rightarrow [0,1] \\ &A = \left[x, \mu_A(x)\right], x \in A, \text{ et } A \subset X \end{aligned} \tag{IV.1}$$

Nous rappelons dans cette partie quelques propriétés essentielles qui sont associées aux sous-ensembles flous comme le montre la figure (IV.1).

*1- Hauteur, hgt(A)* : On définit la hauteur d'un sous-ensemble *A* de *X*, par le plus fort degré d'appartenance d'un élément *x* à *A* :

$$hgt(A) = \sup(\mu_A(x))_{x \in X} \tag{IV.2}$$

Afin de normaliser un sous-ensemble flou, on posera généralement *hgt(A)*=1.

*2- Support, supp(A)* : Le support est défini comme l'ensemble des éléments de *X* appartenant au sous-ensemble *A* :

$$supp(A) = \left\{x \in X \ / \ \mu_A(x) \neq 0 \ \right\} \tag{IV.3}$$

L'ensemble flou dont le support est *Singleton*, est représenté par une fonction d'appartenance de forme particulière appelé le singleton. Elle est définie par $\mu_A(x)$=1 si $x=x_0$ et *0* sinon.

*3- Noyau, noy(A)* : Le noyau d'un sous-ensemble flou *A* de *X* est défini comme l'ensemble des éléments *x* de *X* appartenant à *A* avec un degré d'appartenance égal à 1 :

$$noy(A) = \left\{x \in X \ / \ \mu_A(x) = 1 \ \right\} \tag{IV.4}$$

*4- Coupe de niveau, α-cut(A)* : pour toute valeur $\alpha$ de [0,1], la coupe de niveau $\alpha$ d'un sous-ensemble flou *A* de *X* est définie par le sous-ensemble :

$$\alpha - cut(A) = \left\{x \in X \ / \ \mu_A(x) \geq \alpha\right\} \tag{IV.5}$$

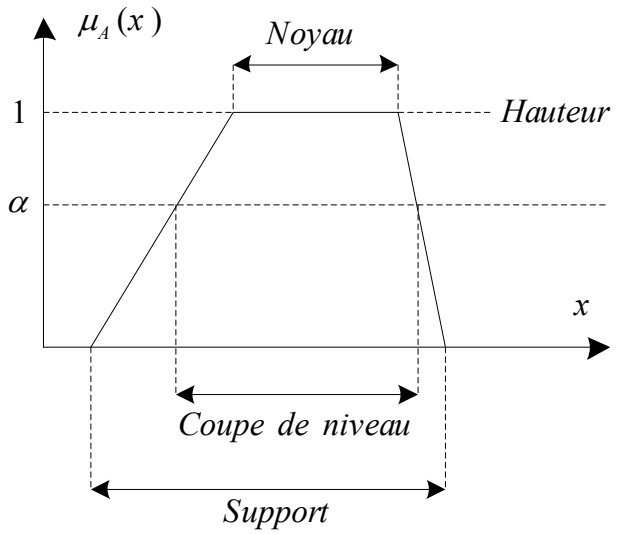



Figure (IV.1) : Quelques propriétés des sous-ensembles flous

*5- Sous-ensemble flou convexe* : un sous-ensemble flou sera convexe s'il vérifie :

$$\forall x_1, x_2, x_3 \in X \text{ si } x_1 \leq x_2 \leq x_3 \text{ alors } \mu_A(x_2) \geq \min(\mu_A(x_1), \mu_A(x_3)) \tag{IV.6}$$

Pour l'application de la commande floue, on utilisera surtout des sous-ensembles flous convexes.

6- *Partition flou* : on définit $n_a$ sous-ensembles flous ($A_i$) de $X$. ($A_1$, $A_2$,…, $A_{na}$) est appelée une partition floue de $X$ si la condition (IV.7) est satisfaite:

$$\forall x \in X \ , \sum_{i=1}^{n_a} \mu_{A_i}(x) = 1 \tag{IV.7}$$

### *IV.1.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance*

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. L'allure est complètement définie par 3 points a, b et c pour la forme triangulaire, voire 4 points a, b, c et d pour la forme trapézoïdale (voir la figure (IV.2)). Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, il existe d'autres formes possibles comme la forme de cloche (Gaussienne) et la Monotones croissantes ou décroissantes. La forme rectangulaire est utilisée pour représenter la logique classique.

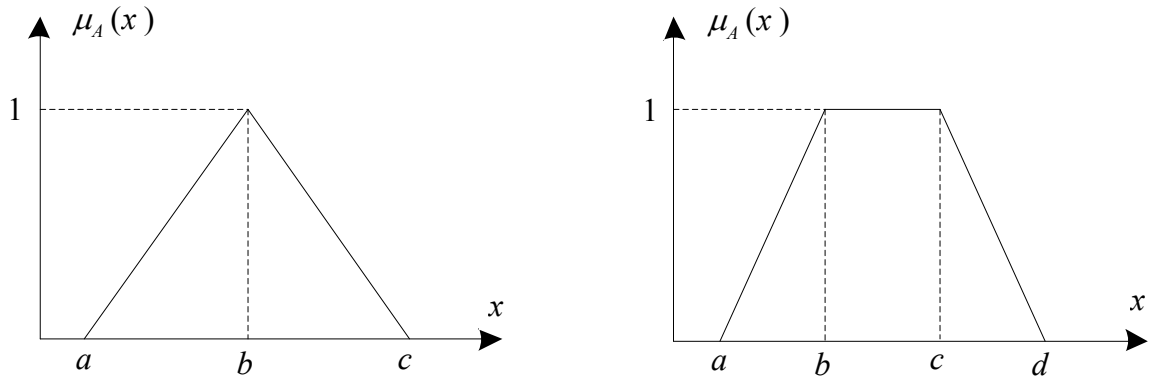



Figure (IV.2) : Formes usuelles des fonctions d'appartenance

Le degré d'appartenance associé à la forme triangulaire est défini par l'une des expressions suivantes :

$$\mu_A = \begin{cases} \dfrac{x-a}{b-a} \ si \ x \in [a,b] \\ \dfrac{c-x}{c-b} \ si \ x \in [b,c] \\ 0 \quad si \ x \ est \ ailleur \end{cases} \tag{IV.8}$$

Ou :

$$\mu(x) = \max\left( \min\left( \frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \tag{IV.9}$$

Le degré d'appartenance associé à la forme trapézoïdale est défini par l'une des expressions suivantes :

$$\mu_A = \begin{cases} \dfrac{x-a}{b-a} & si\ \ x \in [a,b] \\ 1 & si\ \ x \in [b,c] \\ \dfrac{d-x}{d-c} & si\ \ x \in [c,d] \\ 0 & si\ \ x\ \ est\ \ ailleur \end{cases} \qquad \text{(IV.10)}$$

Ou :

$$\mu(x) = \max\left( \min\left( \frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right) \qquad \text{(IV.11)}$$

Il est alors possible d'associer aux variables linguistiques des coefficients d'appartenance à des sous-ensembles flous prenant des valeurs dans l'intervalle [0, 1] et quantifiant l'incertitude sur la variable. Un évènement certain pour la variable se traduira par un coefficient d'appartenance au sous-ensemble flou égal à "1" alors que la valeur sera inférieure à "1" en présence d'incertitude. Il vient alors qu'une valeur nulle pour un coefficient d'appartenance indique que la possibilité d'appartenance au sous-ensemble sélectionné de la variable représentant la grandeur concernée est complètement rejetée.
L'univers de discours d'une variable *x*, c'est-à-dire son domaine de variation, peut alors être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance ($A_i$), comme illustré sur la figure (IV.3) avec des fonctions d'appartenance triangulaire.

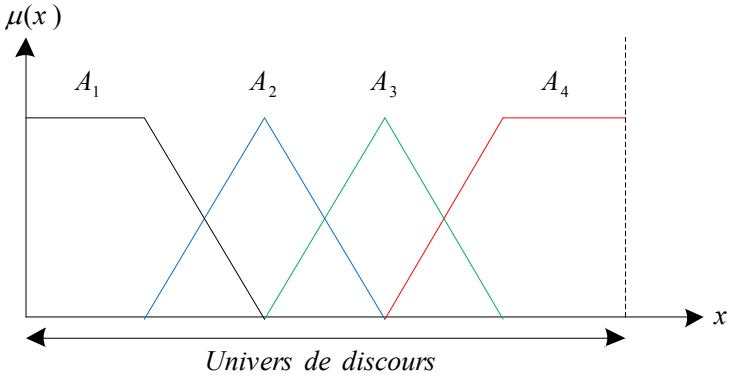



Figure (IV.3) : Répartition des fonctions d'appartenance

Pour chaque valeur de la variable considérée, des degrés d'appartenance à chacun des sous-ensembles flous vont être définis. Notons que les fonctions d'appartenance se chevauchent et que ce chevauchement est tout à fait logique. En effet, le passage de la variable floue caractérisée par la fonction d'appartenance $A_2$ à la variable floue caractérisée par $A_3$ ne s'effectue pas brutalement, mais progressivement. Cette propriété est d'un grand intérêt pour la stabilité des systèmes commandés à base de la logique floue.

### *IV.1.3 Opérateurs*

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs flous. Parmi ces opérateurs, on présente les plus utilisés:

#### *IV.1.3.1 Intersection et union des sous-ensembles flous*

*L. A. Zadeh* a proposé en 1965 [41] les opérateurs *min* et *max* pour respectivement l'intersection (*ET*) et l'union (*OU*). Nous présentons d'abord ces deux opérateurs et nous donnerons par la suite les

propriétés générales que doivent posséder ces opérateurs.

L'union de deux sous-ensembles flous *A* et *B* s'écrit comme suit :

$$\forall x \in X, \mu_{A\cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \text{(IV.12)}$$

L'intersection de *A* et *B* est définie par :

$$\forall x \in X, \mu_{A\cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \text{(IV.13)}$$

### *IV.1.3.2 Complément d'un sous-ensemble flou*

Dans la logique floue cet opérateur peut être appelé aussi (NON, Négation ou Inverse), et défini par des fonctions d'appartenance de la manière suivante :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \text{(IV.14)}$$

Contrairement aux sous-ensembles classiques, le complément ne vérifie pas la propriété du tiers exclus ($A \cap \bar{A}=\emptyset$), ni la propriété de la non contradiction ($A \cup \bar{A}=X$), comme l'illustre la figure (IV.4) pour les opérations *min* et *max*.

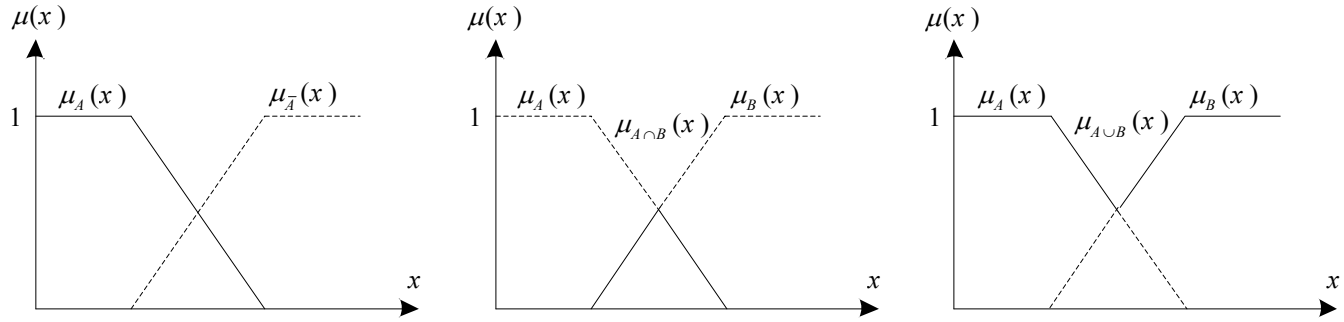



Figure (IV.4) : Opérateurs de complément, intersection et union

### *IV.1.4 Inférences flous*

Nous allons détailler dans cette section comment, à partir d'une règle du type "***Si … alors***", il est possible d'effectuer une déduction. Ce mécanisme, appelé inférence, est bien connu en logique classique sous le nom *modus ponens* et *modus tollens* [51], selon le mode de déduction. Ces deux modes de déduction sont généralisés dans le cadre de la logique floue. Nous ne développons ici que la généralisation du *modus ponens* proposé par *L. A. Zadeh* et utilisée en commande floue. Souvent la commande floue a recours à des règles de type :

$$R : si\ x_1\ est\ A_1\ et\ x_2\ est\ A_2\ alors\ y\ est\ B \quad \text{(IV.15)}$$

Pour un problème d'asservissement, la variable $x_1$ représente l'erreur entre la référence et la mesure de la grandeur commandée et $x_2$ la variation de l'erreur.
Dans le cas d'une base de règles (tableau), chacune des règles donne une caractérisation pour la sortie ou la variable de commande dans le cas de la commande floue. Il est donc nécessaire d'effectuer une synthèse de toutes ces règles pour parvenir à prendre une décision. Soit $R_k$, la $k^{iéme}$ règle d'une base de $N_r$ règles s'exprime par :

$$R_k : si\ x_1\ est\ A_{1k}\ et\ x_2\ est\ A_{2k}\ alors\ y\ est\ B_k \quad \text{(IV.16)}$$

L'influence de chaque règle est caractérisée par une inférence et donne un sous-ensemble flou $B_k$ ayant

comme fonction d'appartenance $\mu_{Bk}(y)$. Pour obtenir une décision prenant en compte toutes les règles.

### *IV.2 Présentation d'un régulateur par logique floue*

L'idée centrale de la commande par logique floue est la règle de commande linguistique. Cette règle peut prendre plusieurs formes, cependant elle indique invariablement quelle action de commande prendre face à une condition donnée. Ces actions de commandes peuvent avoir la forme : « augmenter le courant », «diminuer de beaucoup la tension », et les conditions peuvent avoir la forme : «si l'erreur de tension est assez grande », « si l'erreur de courant est très petite». Les mots clés ici sont «assez grande », «beaucoup » et «très petite », ils correspondent à des informations imprécises mais utiles et dans la théorie de la logique floue, ils sont représentés par un sous-ensemble flou d'un certain univers de discours. Une règle de commande est une combinaison d'une condition et d'une action. Plusieurs règles sont nécessaires pour la construction d'un contrôleur à logique floue, ces règles forment un algorithme. La forme générale d'une règle de commande floue est de :

SI l'erreur est ... ET la variation de l'erreur est ... Alors la variation de la sortie est ... (IV.17)

### *IV.2.1 Eléments de base d'un contrôleur flou*

Le schéma général d'un régulateur flou est donné par la figure (IV.5):

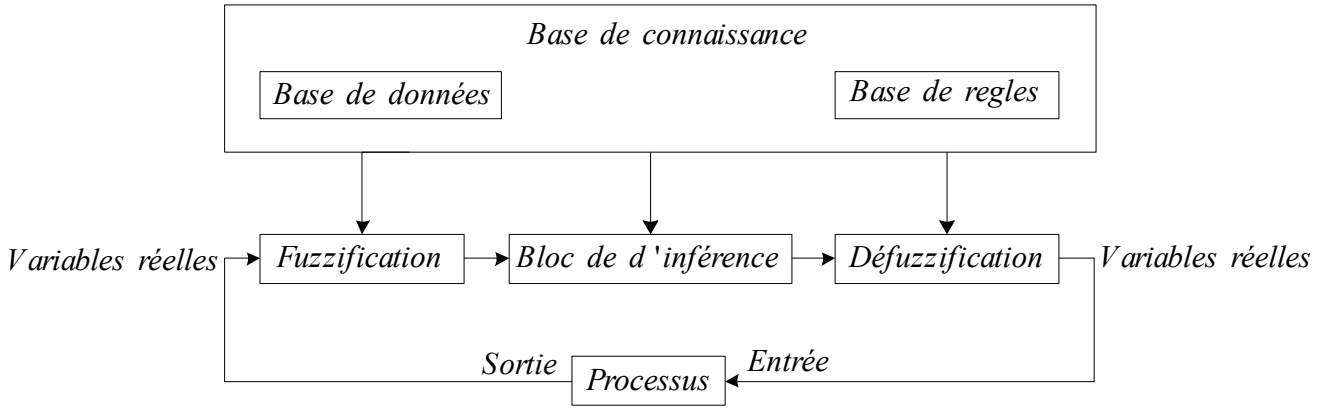



Figure (IV.5) : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou

Nous procédons tout d'abord à la partition en sous-ensembles flous des différents univers de discours que le système impose. Ensuite nous déterminons la base de règles qui va caractériser le fonctionnement désiré en variables floues. Cette étape est appelée la fuzzification. Les variables sont utilisées dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant des opérations sur les fonctions d'appartenance.

#### *IV.2.1.1 Interface de fuzzification*

C'est une opération qui consiste à transformer les données numériques $X$ d'un phénomène à des valeurs linguistiques, ces données sont réduites à des grandeurs normalisées $x$ sur un domaine normalisé pour faciliter le calcul. A partir de ces domaines numériques appelés univers de discours, souvent [-1, 1], qui peut être soit discret, soit continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de $|x| \leq 1$, pour pallier le problème des grandes variations de $X$. Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée $x$ et $X$. Pour chaque grandeur d'entrée ou de sortie, on peut calculer les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la variable linguistique correspondant [49]. Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes. Il faut éviter les chevauchements trop importants et les lacunes entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet,

cela provoque des zones de non intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité de réglage. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenance. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la résolution et de l'intervention du réglage désirée.

### *IV.2.1.2 Base de connaissance*

La base de connaissance est composée de deux blocs :

- la base de données qui fournit les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôles linguistiques et la manipulation des données floues dans le contrôleur;
- la base de règles qui caractérise les buts et stratégies de commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques du contrôle.

### *IV.2.1.3 Interface de défuzzification*

Le résultat de l'agrégation des règles d'inférence s'exprime sous forme d'une fonction d'appartenance $\mu_B(y)$. Cette quantité correspond à un sous-ensemble flou et ne représente pas une grandeur réelle. Néanmoins, en commande floue, les actionneurs commandés ne s'accommodent généralement pas avec ce type de grandeur. Il convient alors de la transformer en une valeur de commande précise réelle. C'est le but de la défuzzification. Comme pour toutes les opérations utilisées et utilisables en commande floue, cette étape de défuzzification peut être envisagée avec différentes méthodes. Là nous ne donnerons pas toutes ces méthodes, mais simplement les deux les plus utilisées.

#### *IV.2.1.3.1 Méthode du centre de gravité*

Le centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_B(y)$ est calculé simplement pour obtenir la commande réelle $u$. On obtient alors :

$$u = \frac{\int_Y \mu_B(y)\, y\, dy}{\int_Y \mu_B(y)\, dy} \tag{IV.18}$$

Dans le cas d'un univers discret l'équation (IV.18) s'écrit:

$$u = \frac{\sum_{q=1}^{Nq} \mu_B(y_q)\, y_q}{\sum_{q=1}^{Nq} \mu_B(y_q)} \tag{IV.19}$$

Où : $N_q$ est le nombre d'intervalles de quantification de la fonction $\mu_B(y)$ ;
$y_q$ est l'abscisse du centre de fonction d'appartenance (point b dans la figure (IV.2).

#### *IV.2.1.3.2 Méthode de maximum et de moyenne des maximums*

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance. Le principe de cette méthode réside dans le choix de l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. Cependant cette méthode présente un inconvénient. Lorsque l'abscisse de la valeur maximale est limitée entre deux valeurs $x_1$ et $x_2$; toutes les valeurs comprises entre ces deux limites peuvent être utilisées. Cette méthode n'est donc pas recommandable pour le réglage par logique floue. Pour remédier cette inconvénient, on utilise la méthode de moyenne des maximums, cette méthode génère une commande précise en calculant la

moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale. Sa relation est donnée par :

$$u = \frac{\sum_{k=1}^{m} y_k}{m} \tag{IV.20}$$

Où *m* est le nombre de valeurs quantifiées $y_k$ pour lesquelles l'appartenance est maximale [42].

### *IV.2.2 Contrôleur de Mamdani*

Nous allons examiner dans ce qui suit le principal type de contrôleur flou, celui de *Mamdani.* Ce type de contrôleur a été présenté dans une application floue [52] et a la forme générale suivante pour $N_x$ entrées :

$$R_k : si\ x_1\ est\ A_{1k}\ \ et..et\ x_{N_x}\ \ est\ A_{N_x}\ \ alors\ y\ \ est\ B_k \tag{IV.21}$$

Un synoptique de ce type de contrôleur est représenté sur la figure (IV.6).

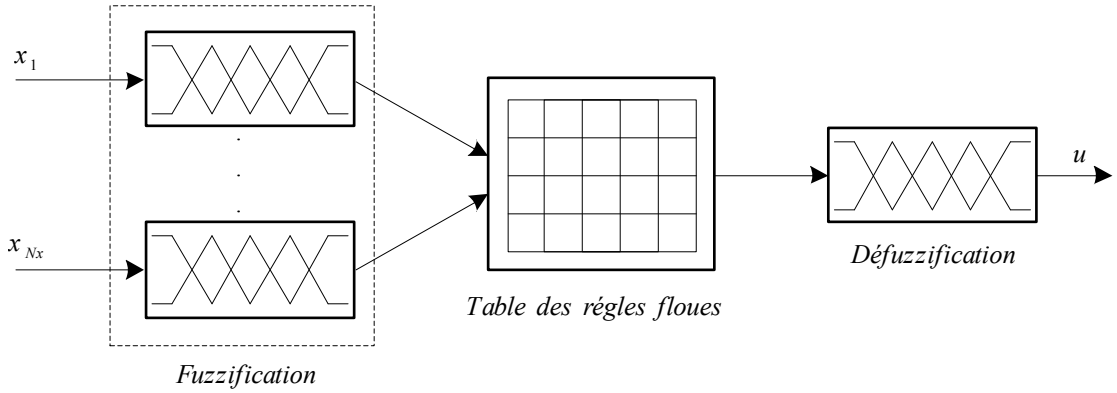



Figure (IV.6) : Contrôleur de Mamdani

Souvent, la commande floue possède comme variables d'entrées l'écart *e* entre le variable à contrôler et sa référence ainsi que sa variation Δ*e*. On se sert de l'opérateur "*min*" pour le "*et*" et l'implication "*alors*", le "*max*" pour l'agrégation des règles "*ou*". Le type d'inférence obtenu est connu sous le nom de "*min-max*".

#### *IV.2.2.1 Structure du contrôleur flou*

La structure du contrôleur flou *FLC* (*Fuzzy Logique Controller*) proposée par *Mamdani* pour un système simple a une seule entrée et une seule sortie est présentée par la figure (IV.7) représente sa structure interne.

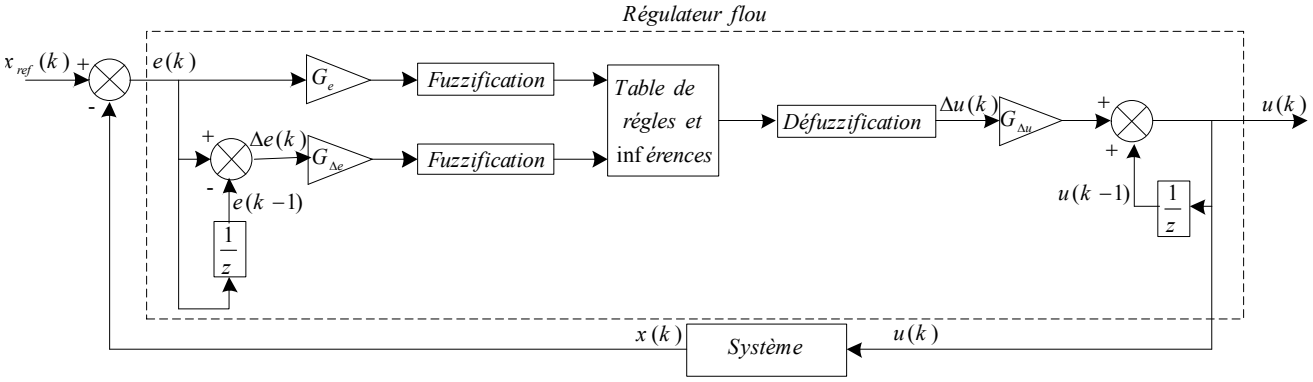



Figure (IV.7) : Structure interne du contrôleur flou proposé par *Mamdani*

Les deux grandeurs d'entrée sont discrétisées avec une période d'échantillonnage de $T_e$ et normalisées

au moyen de gains de normalisation ($G_e$ pour l'erreur et $G_{\Delta e}$ pour la variation de l'erreur). Elles sont définies par les expressions suivantes :

- L'erreur de réglage de la grandeur à contrôler est définie par l'écart :

$$e(k) = x^*(k) - x(k) \tag{IV.22}$$

- La variation incrémentale de l'erreur de réglage est définie par :

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \tag{IV.23}$$

La sortie du contrôleur flou est la variation de la grandeur de sortie. La nouvelle grandeur, ajustée à chaque instant d'échantillonnage, est définie par l'équation de récurrence ci-dessous :

$$u(k) = u(k-1) + G_u \Delta u(k) \tag{IV.24}$$

Où $G_u$ est un gain de dénormalisation de la grandeur de sortie. Les trois gains permettent d'agir de façon globale sur la surface de commande en élargissant ou réduisant l'univers de discours de la grandeur de commande.

### *IV.2.2.2 Caractéristiques principales du contrôleur flou utilisé*

Les caractéristiques principales du contrôleur flou utilisé dans ce travail sont les suivantes :

***a-*** La fuzzification avec un univers de discours continu [-1, 1];
***b-*** Implication utilise l'inférence *min-max* de *Mamdani* ;
***c-*** Sept ensembles flous pour l'erreur et pour sa variation définie par des fonctions d'appartenances triangulaires comme suit :

$NG_{e,\Delta e}$ =*max(min(1, -(x+b)/(c-b)),0) ; " Négatif Grand ";*

$NM_{e,\Delta e}$ =*max(min((x+c)/(c-b),-(x+a)/(b-a)),0) ; " Négatif Moyen ";*

$NP_{e,\Delta e}$ =*max(min((x+b)/(b-a),-x/a),0) ; " Négatif Petit ";*

$EZ_{e,\Delta e}$ =*max(min(1+(x/a),1-(x/a)),0) ; " Egal à Zéro ";*

$PP_{e,\Delta e}$ =*max(min(x/a,(b-x)/(b-a)),0) ; " Positif prtit ";*

$PM_{e,\Delta e}$ = *max(min((x-a)/(b-a),(c-x)/(c-b)),0) ; " Positif Moyen ";*

$PG_{e,\Delta e}$ =*max(min((x-b)/(c-b),1),0) ; " Positif Grand ".*

Avec : *a=0.25, b=0.5, c=0.75*; $x \in [-1, 1]$ : prend soit $e_f$ ou $\Delta e_f$

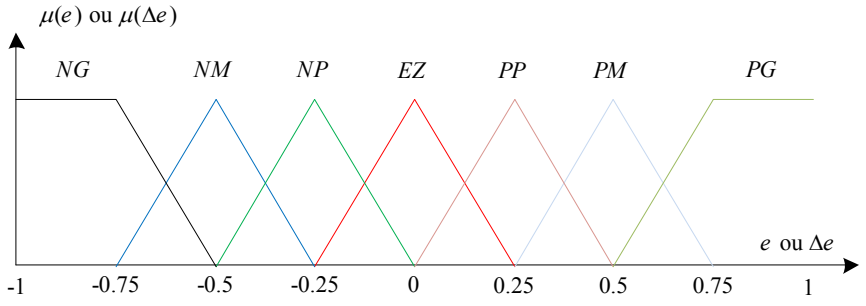



Figure (IV.8) : Répartition des fonctions d'appartenances choisies

***d-*** La base de règles est calculée selon le tableau (IV.1).

| | | *e* | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | *NG* | *NM* | *NP* | *EZ* | *PP* | *PM* | *PG* |
| $\Delta e$ | *NG* | *NG* | *NG* | *NG* | *NG* | *NM* | *NP* | *EZ* |
| | *NM* | *NG* | *NM* | *NM* | *NM* | *NP* | *EZ* | *PP* |
| | *NP* | *NG* | *NM* | *NP* | *NP* | *EZ* | *PP* | *PP* |
| | *EZ* | *NM* | *NM* | *NP* | *EZ* | *PP* | *PM* | *PM* |
| | *PP* | *NP* | *NP* | *EZ* | *PP* | *PP* | *PM* | *PG* |
| | *PM* | *NP* | *EZ* | *PP* | *PM* | *PM* | *PM* | *PG* |
| | *PG* | *EZ* | *PP* | *PM* | *PG* | *PG* | *PG* | *PG* |

Tableau (IV.1) : Table de règles floues

Le tableau (IV.1) donne l'ensemble de règles floues utilisées dans la conception de ce contrôleur. La perception humaine de la commande des systèmes est ainsi traduite, c'est-à-dire que lorsque la valeur de la grandeur commandée est éloignée de la référence et qu'elle continue à s'en éloigner, une très forte variation va être appliquée à la grandeur de commande. Au contraire, au voisinage de la référence, la variation sera moindre. Il est donc aisé d'introduire la non linéarité de la commande. Le tableau permet d'agir très localement sur la surface de commande et donc une variation de l'un de ses paramètres n'aura qu'une répercussion locale sur la réponse globale. De plus, le nombre de paramètres à régler ici est très important (7×7=49 paramètres). Le correcteur sera donc réglé par rapport aux degrés de liberté sur les fonctions d'appartenance des variables d'entrées et de la variable de sortie, qui ont une influence globale, ce qui permet de limiter le nombre de variables du contrôleur.

***e-*** La défuzzification par centre de gravité présentée précédemment, est adoptée :

$$\Delta u = \frac{\sum_{q=1}^{7} \mu_{\Delta uq} x_{Gq}}{\sum_{q=1}^{7} \mu_{\Delta uq}} \tag{IV.25}$$

Où $\mu_{\Delta uq}$ est la dégrée d'appartenance de la prémisse ou de la condition de la $q^{éme}$ règle.

$x_{Gq}$ est l'abscisse du centre de gravité de la surface $S_q$.

$S_q$ est l'aire de la fonction d'appartenance de la sortie en liaison avec la $q^{éme}$ règle, elle ne dépend pas des entrées.

### *IV.2.3 Application du contrôleur flou au D-STATCOM*

Apres avoir vu le fondement théorique de la commande par logique floue, nous nous intéressons ici à son application sur le *D-STATCOM*. La commande de ce dispositif doit permettre la régulation de la tension du bus continu $v_{dc}$, ainsi que la régulation des courants actif et réactif injecté dans le réseau. On a remplacé les régulateurs classiques de type *PI* par des régulateurs flous *FLC*.

Le schéma bloc de la structure de commande par régulateurs flous d'un *D-STATCOM* est illustré par la figure (IV.12).

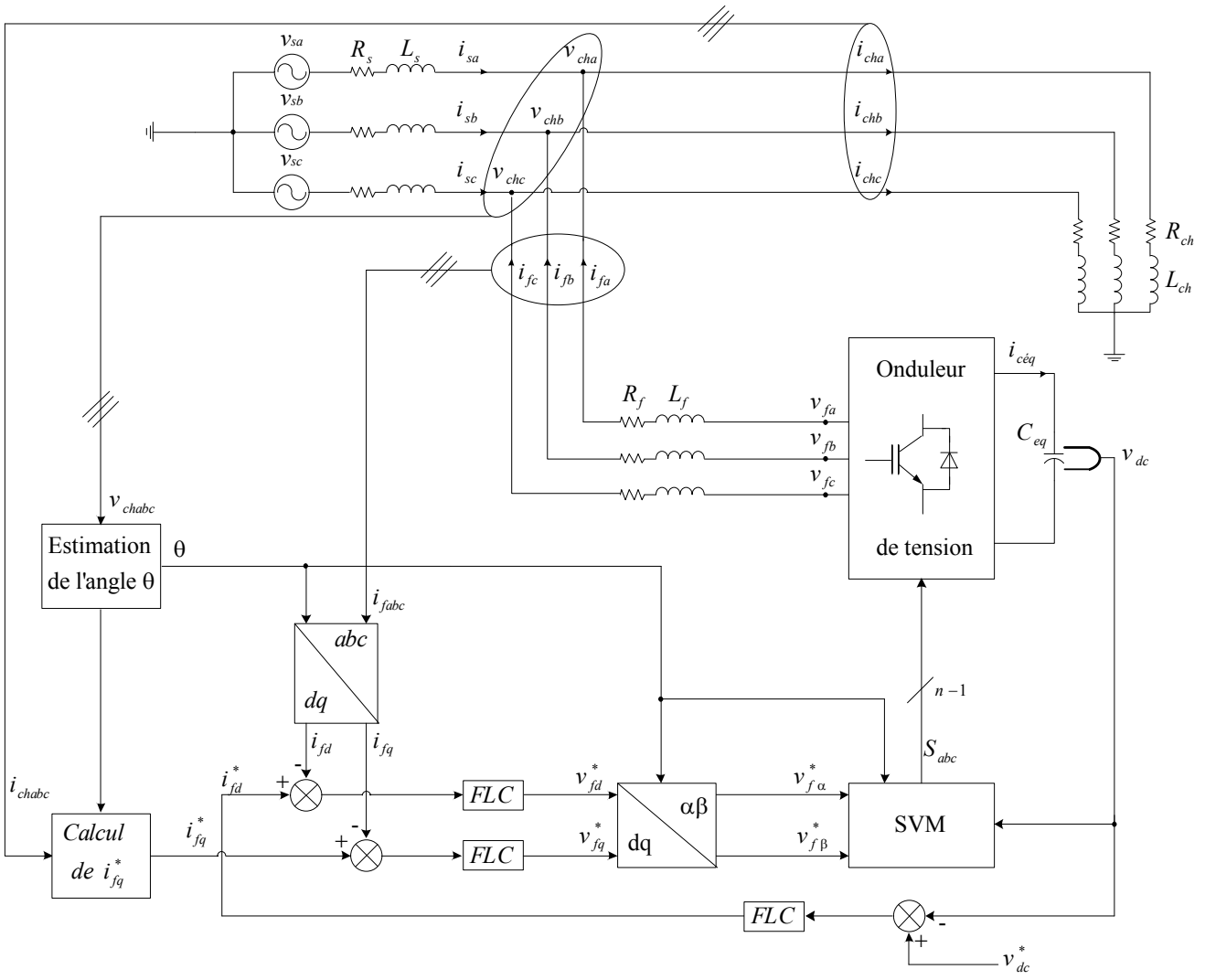



Figure (III.9) : Structure de contrôle flou d'un *D-STATCOM*

Le contrôleur flou de la tension continue a comme entrée l'erreur entre la tension continue et sa référence et sa sortie est la référence du courant du côté continu $i_c^*$. Ce dernier est calculé par l'équation (IV.24), ce qui donne :

$$i_{céq}^*(k) = i_{céq}^*(k-1) + G_{ic}\Delta i_{céq}^*(k) \tag{IV.26}$$

Pour le réglage du courant on remplace les régulateurs PI classiques par des régulateurs flous avec élimination de la partie de compensation des tensions, les régulateurs flous des courants sont synthétisés de la même manière que le régulateur de tension continue et leurs sorties $v_{fd}$ *et* $v_{fq}$ sont données par :

$$\begin{aligned} v_{fd}(k) &= v_{fd}(k-1) + G_{vfd}\Delta v_{fd}(k) \\ v_{fq}(k) &= v_{fq}(k-1) + G_{vfq}\Delta v_{fq}(k) \end{aligned} \tag{IV.27}$$

Dans ce cas le schéma bloc complet de la commande du *D-STATCOM* par logique floue est présenté par la figure (IV.10).

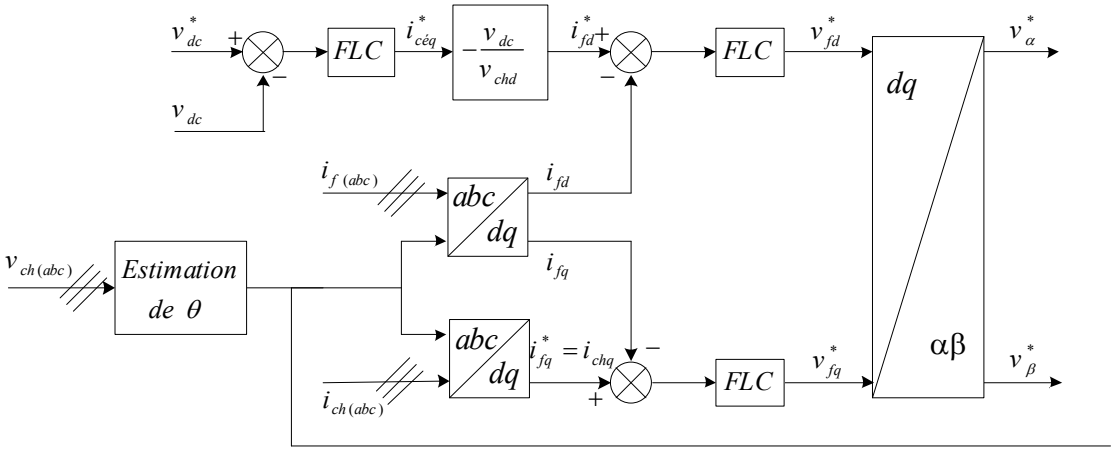



Figure (IV.10) : Schéma bloc complet de commande floue du *D-STATCOM*

## *IV.3 Simulations numériques*

La simulation du *D-STATCOM* contrôlé par logique floue a été réalisée sous les mêmes paramètres utilisés précédemment.

Les paramètres des contrôleurs flous utilisés sont donnés dans le tableau (IV.2) :

| *D-STATCOM* | *FLC* de la tension continue | | | *FLC* des courants | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $G_e$ | $G_{\Delta e}$ | $G_{\Delta u}$ | $G_e$ | $G_{\Delta e}$ | $G_{\Delta u}$ |
| *2 niveaux* | *0.75* | *0.9* | *3* | *1* | *0.1* | *2000* |
| *3 niveaux* | *0.01* | *2* | *0.6* | *1* | *2* | *2000* |
| *5 niveaux* | *0.05* | *2* | *2.5* | *0.1* | *5* | *5000* |

Tableau (III.2) : Paramètres des régulateurs *FLC* utilisés

La figure (IV.11) représente la tension efficace du *PCC* $v_{ch}$ et celle de la sortie du *D-STATCOM* $v_f$. La figure (IV.12) montre les deux modes de fonctionnement du *D - STATCOM*. Il s'agit du mode inductive où la tension $v_{ch}$ est inférieure à $v_f$ et le courant réactif est négatif (*D - STATCOM* délivre l'énergie réactive vers le réseau), et le mode capacitif où la tension $v_{ch}$ est supérieure à $v_f$ et le courant réactif est positif (*D - STATCOM* absorbe l'énergie réactive depuis le réseau).

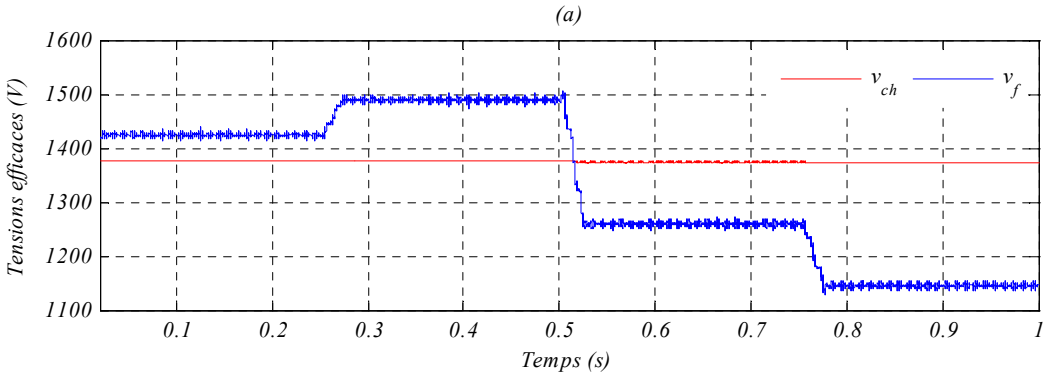



Figure (IV.11) : Tensions efficaces du *PCC* et de la sortie du *D-STATCOM*, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux

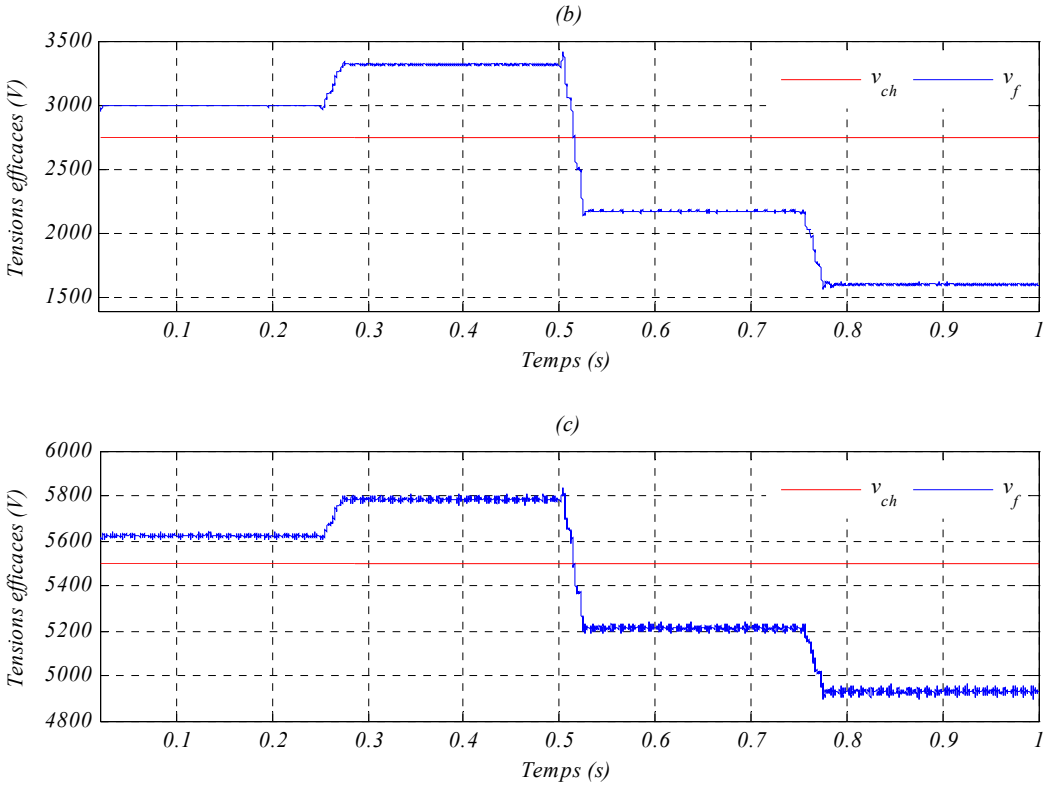



Figure (IV.11) (suite) : Tensions efficaces du *PCC* et de la sortie du *D-STATCOM*, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

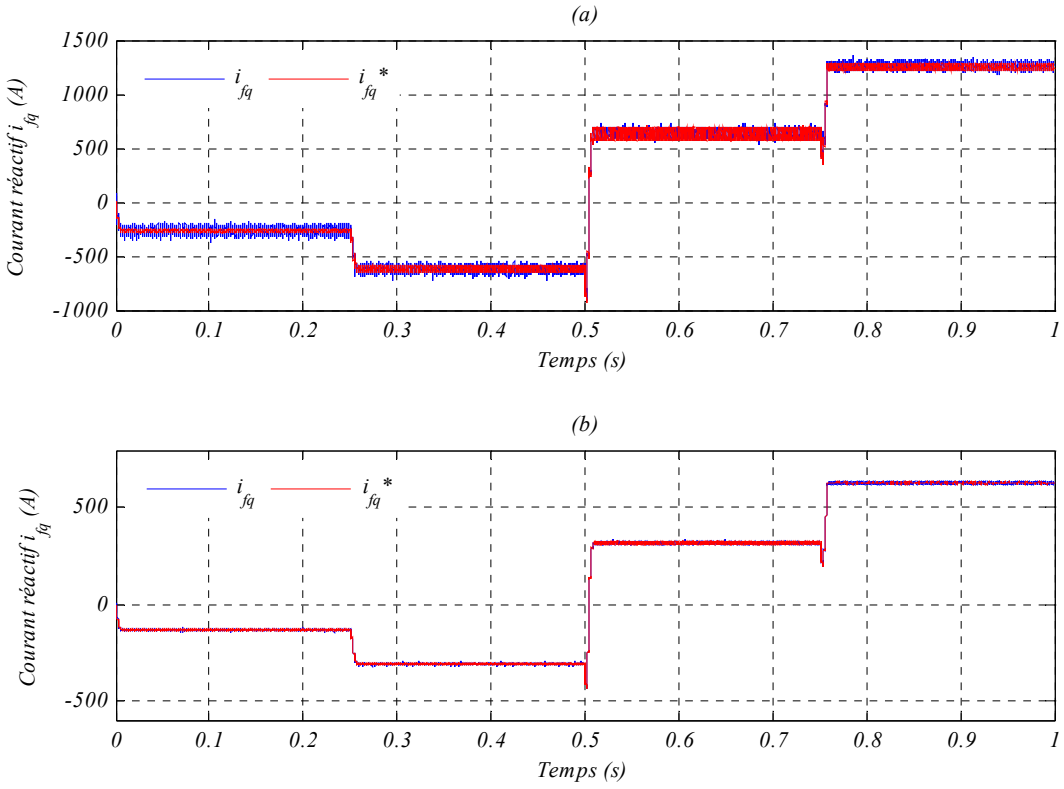



Figure (IV.12) : Courant réactif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux

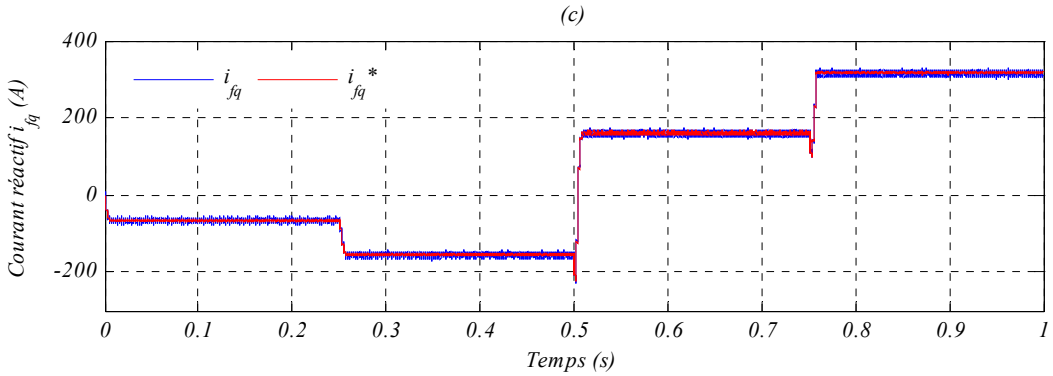



Figure (IV.12) (suite) : Courant réactif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

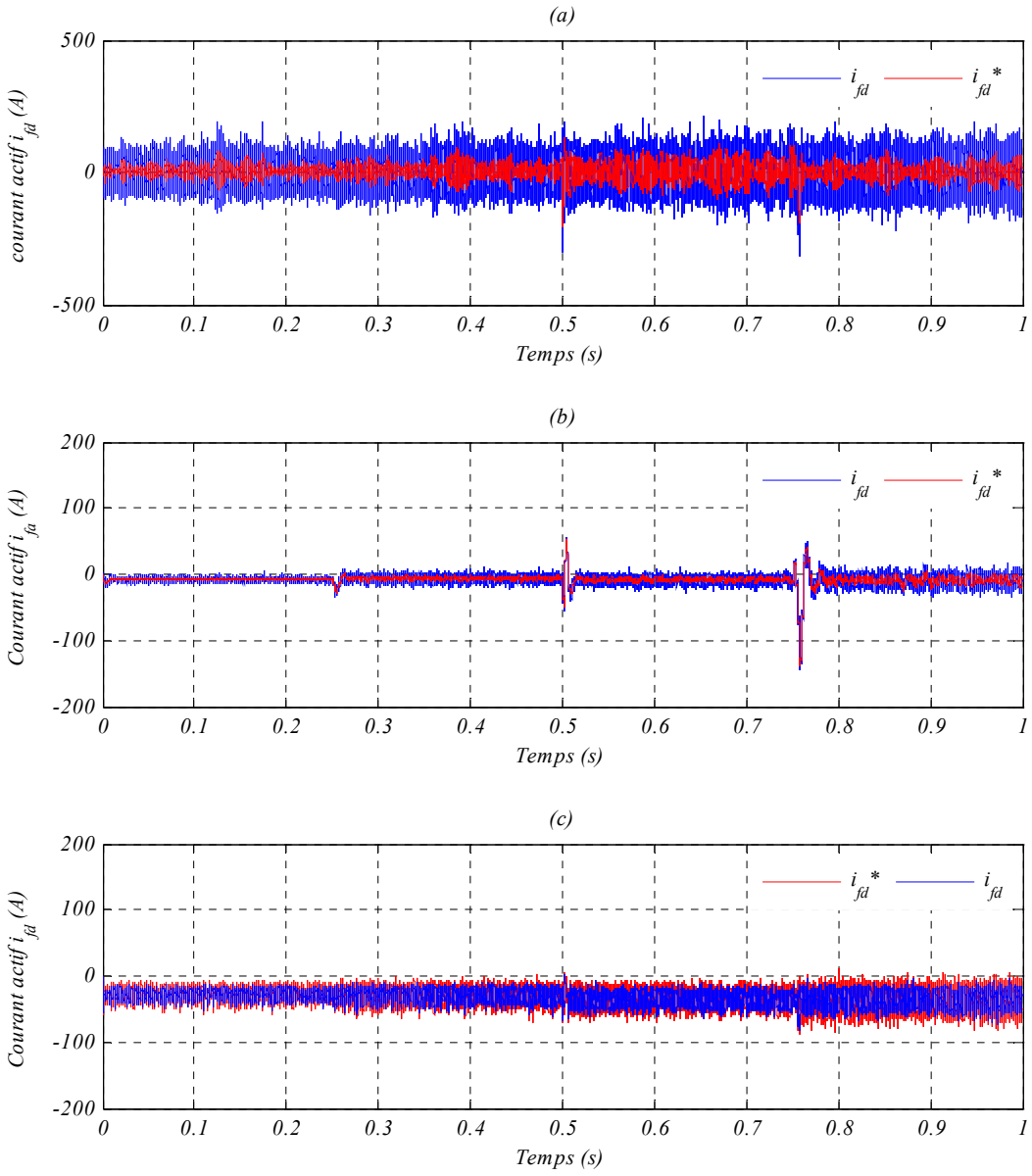



Figure (IV.13) : Courant actif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

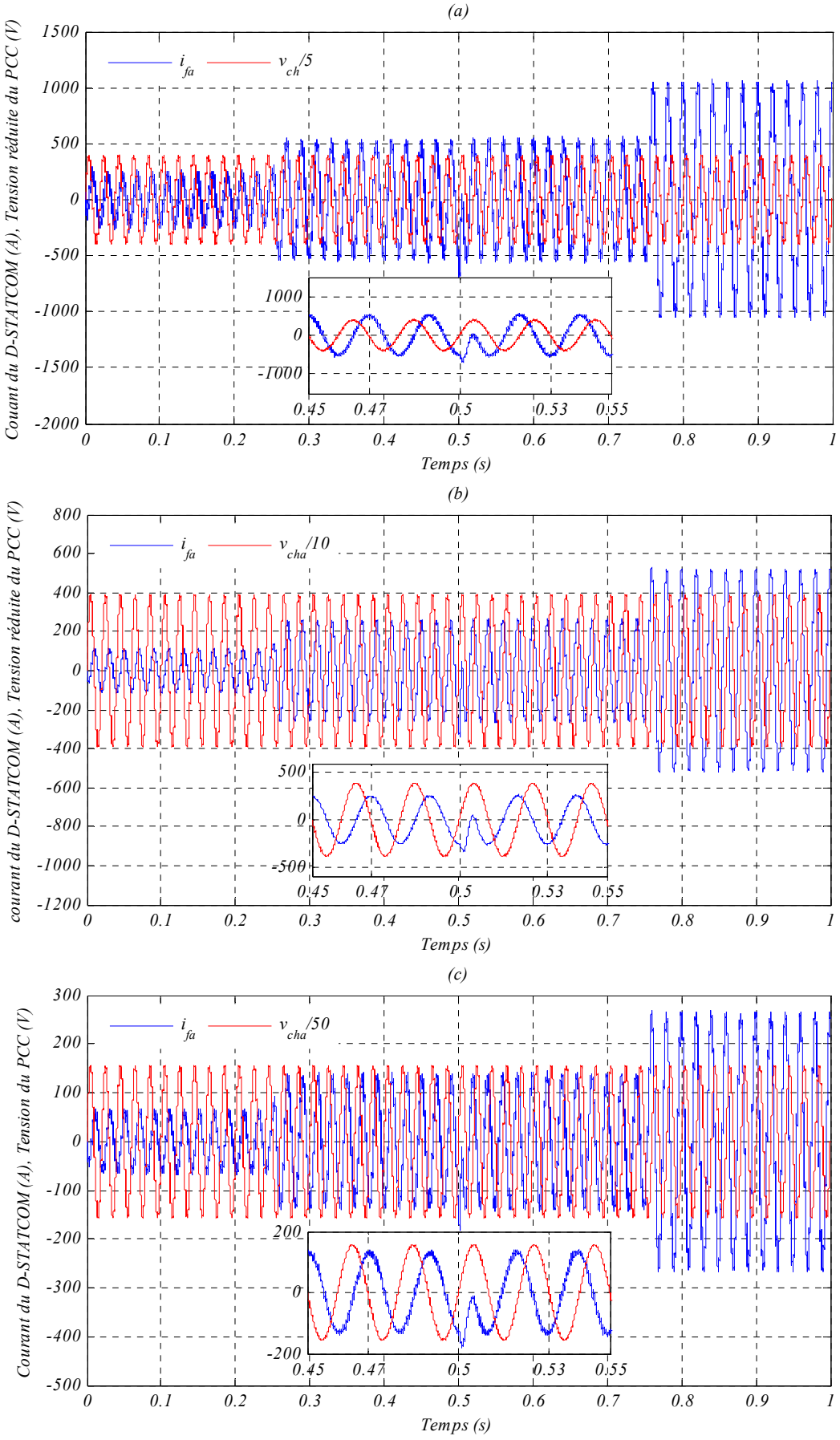



Figure (IV.14) : Courant de la première phase injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et la tension réduite du *PCC*, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

Sur la figure (IV.14), on remarque que le courant augmente lorsque la ligne est chargée par la charge inductive *Ch2*. A noter qu'avant l'instant (*t=0.5*) le courant de la première phase est en arrière par rapport à la tension du *PCC* du fait que le *D-STATCOM* fonctionne en mode inductive, après cet instant le courant de la première phase devient en avance par rapport à la tension du *PCC* du fait que le *D-STATCOM* fonctionne en mode capacitive. En effet, la charge capacitive délivre une puissance réactive dans le réseau, une partie de cette puissance compense le besoin réactif des charges inductives (*Ch1* et *Ch2*) et la partie restante est absorbée par le *D-STATCOM*. Après l'instant (*t=0.75*) les deux charges (*Ch1* et *Ch2*) sont déconnectées et la totalité de la puissance réactive délivrée par la charge *Ch3* est absorbée par le *D-STATCOM*.

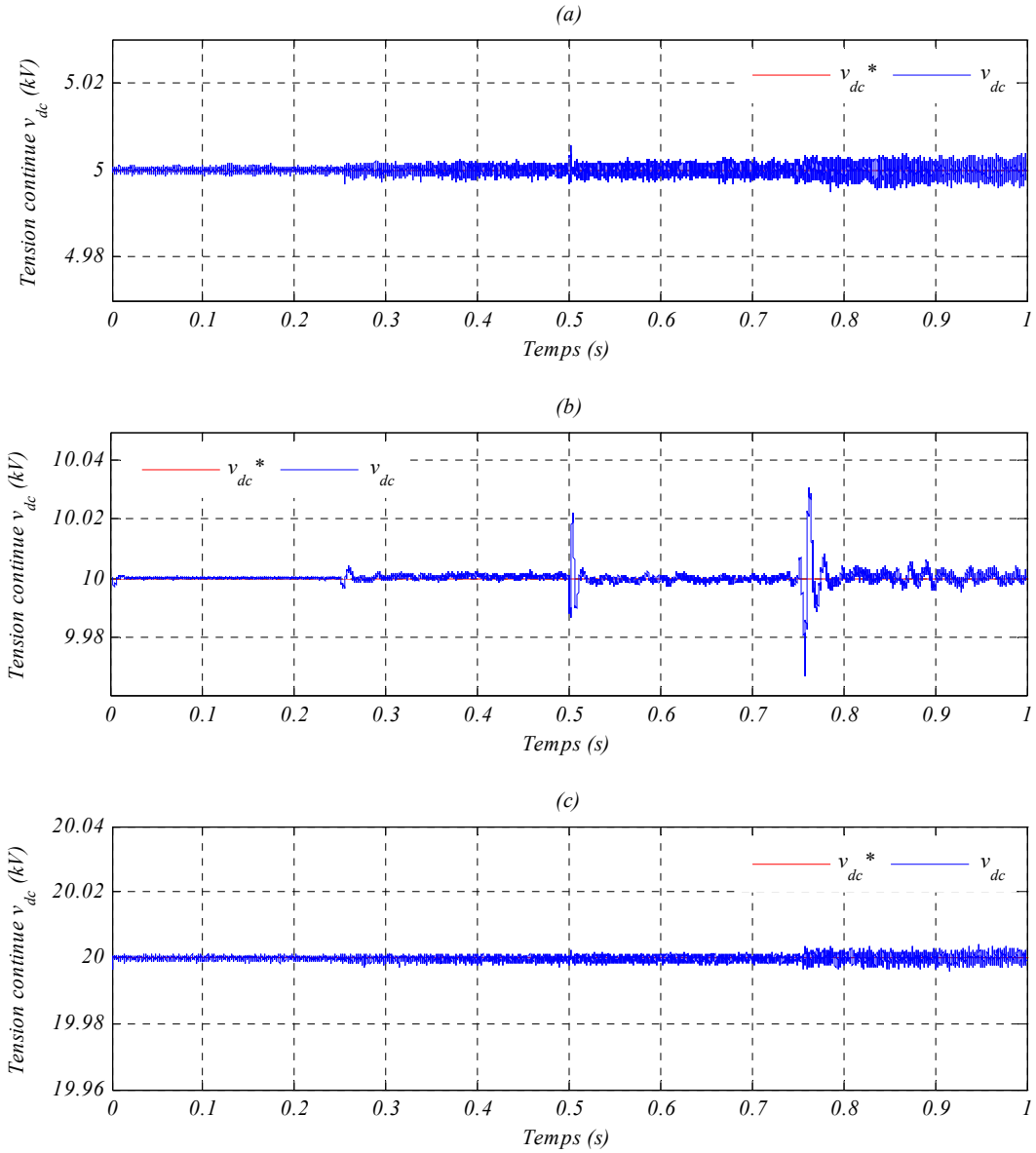



Figure (IV.15) : Tension du bus continu du *D-STATCOM* et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

Les figures (IV.12), (IV.13) et (IV.15) prouvent l'efficacité des contrôleurs flous utilisées où le courant réactif, le courant actif et la tension continue suivent leurs références avec un faible dépassement et une erreur statique nulle en régime permanant.

Les tensions aux bornes des condensateurs dans le cas des *D-STATCOM* à trois et à cinq niveaux sont représentées sur la figure (IV.16). Cette dernière montre que ces tensions sont maintenues équilibrées par l'algorithme de stabilisation associé à la *SVM* stabilisante.

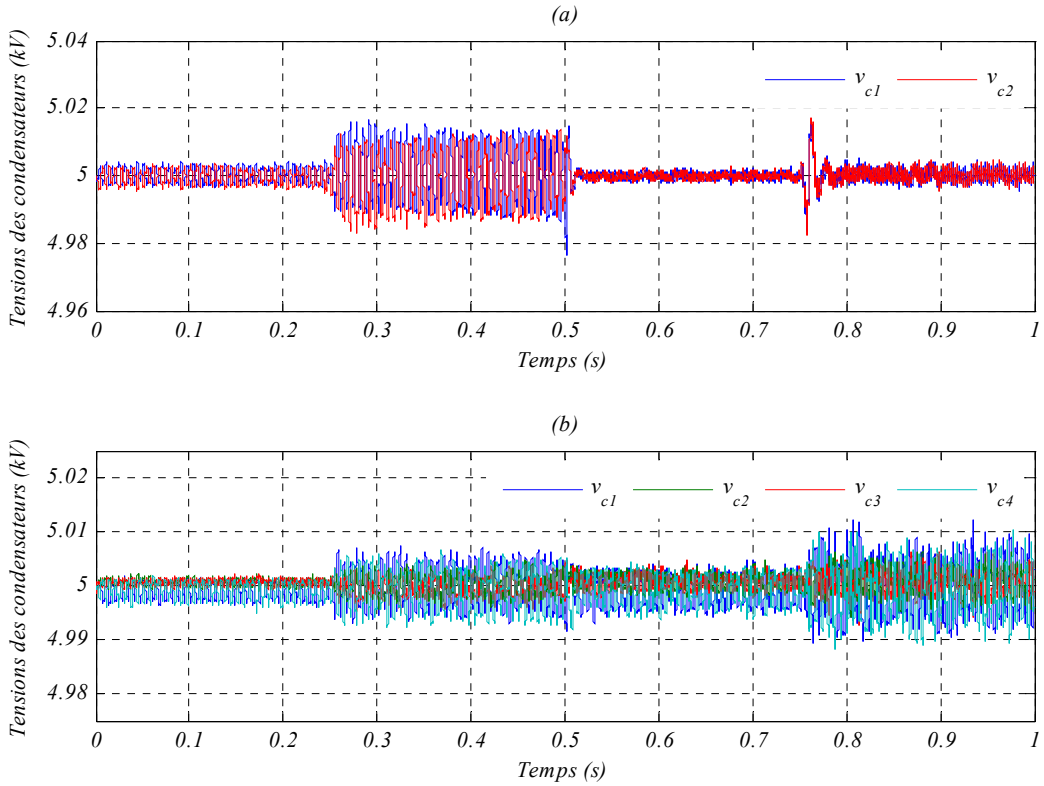



Figure (IV.16) : Tensions des condensateurs du bus continu, (a) *D-STATCOM* à trois niveaux, (b) *D-STATCOM* à cinq niveaux

La figure (III.17) représente les deux composantes active et réactive du courant de la source. La composante réactive est toujours nulle, ce qui montre que le *D-STATCOM* compense la totalité de l'énergie réactive demandée par la charge et par conséquent, il assure un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté source.

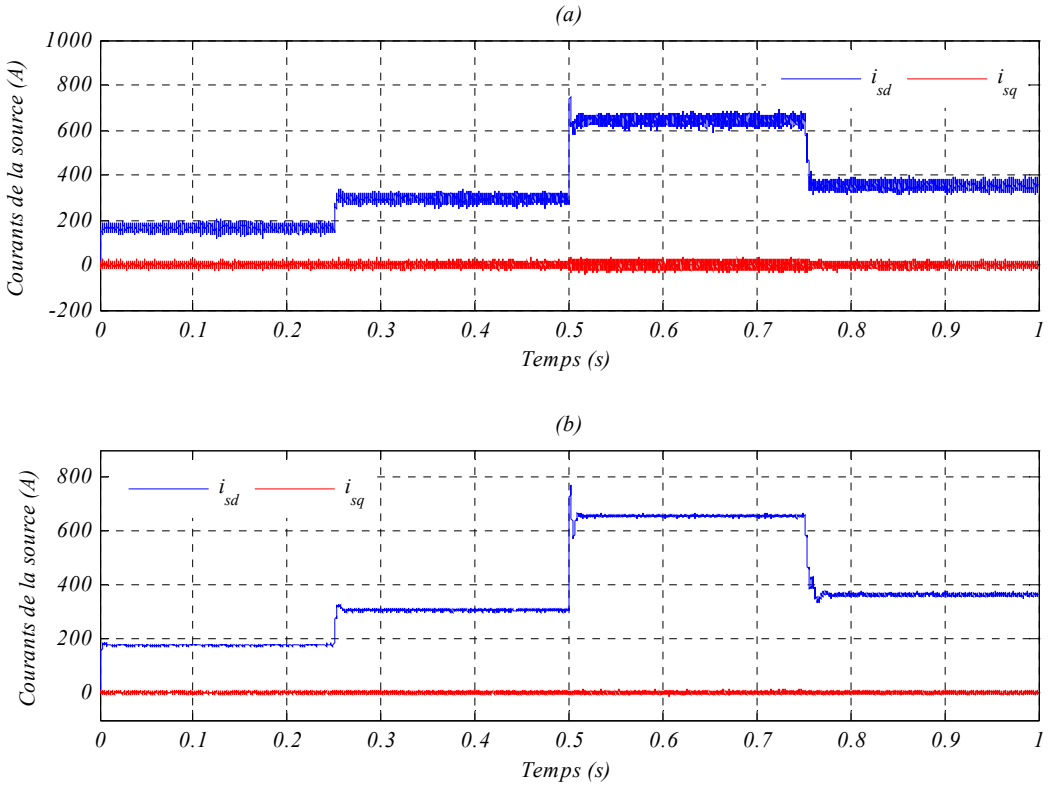



Figure (IV.17) : Composantes actif et réactif du courant de la source, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux

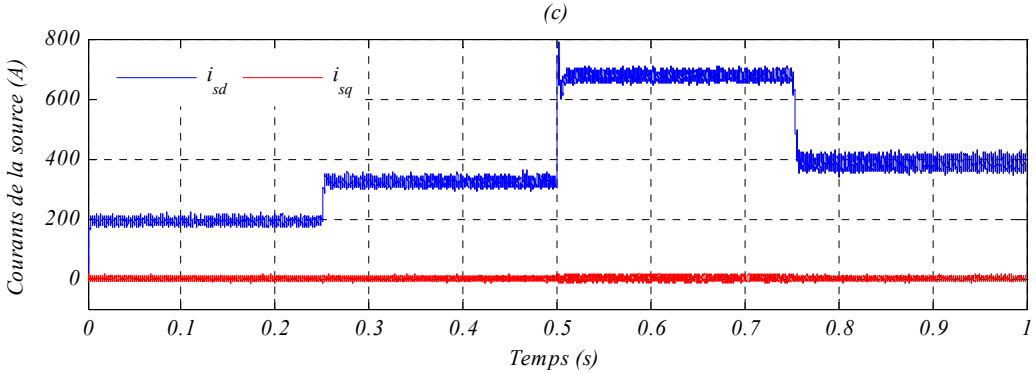



Figure (IV.17) (suite) : Composantes actif et réactif du courant de la source, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

## *IV.4 Conclusion*

Dans ce chapitre nous avons décrit les principes de base de la théorie de la logique floue, la structure et les étapes constituant l'algorithme d'un régulateur flou de type de *Mamdani*. Nous avons également discutés son application dans la commande du *D-STATCOM* connecté à un réseau de distribution. L'objectif étant d'assurer un facteur de puissance unitaire côté réseau indépendamment de la variation de la charge.

Les résultats de simulation obtenus nous permettent de conclure que les performances du *D-STATCOM* contrôlé par logique floue sont satisfaisantes à la fois en régime permanent et en régime transitoire. Ceci nous permet de constater que le régulateur flou est plus performant par rapport au régulateur *PI* classique en particulier au régime transitoire. En effet, il assure une dynamique de réglage très rapide en cas de variation brutale de la charge et se comporte comme un amortisseur de perturbations.

# Chapitre V

# Commande par mode de glissement du D-STATCOM

***Introduction***

Généralement, les techniques de commande sont appliquées dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, d'assurer une erreur statique nulle, de garantir une réponse rapide, et d'avoir donc un système de contrôle stable et robuste. Parmi ces techniques, on trouve la commande par mode de glissement connue par sa simplicité et sa robustesse. Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode de glissement ont été proposés et élaborés au début des années 50 en Union Soviétique par *Emelyanov* [53]. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'´étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles, en particulier dans le domaine des entraînements réglés [54]. Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible) [55].

La commande par mode de glissement (en anglais : sliding mode control), est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structures variables (*S.S.V*). Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Toute repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement.

Dans la première partie de ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle du *D-STATCOM*. Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable. Nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on applique cette commande au *D-STATCOM* en remplaçant les régulateurs classiques *PI* par des régulateurs de types mode glissant. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous allons aborder la commande hybride (commande par mode glissant floue). On termine par la représentation et interprétation des résultats obtenus puis les comparer avec les résultats précédents.

### *V.1 Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable*

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [56].
Comme illustré da la figure (V.1), la trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [57] :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (*MC*) : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x,\dot{x})=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence ;
- Le mode glissant (sliding mode : *SM*) : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x,\dot{x})=0$ ;
- Le mode du régime permanent (*MRP*) : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [57].

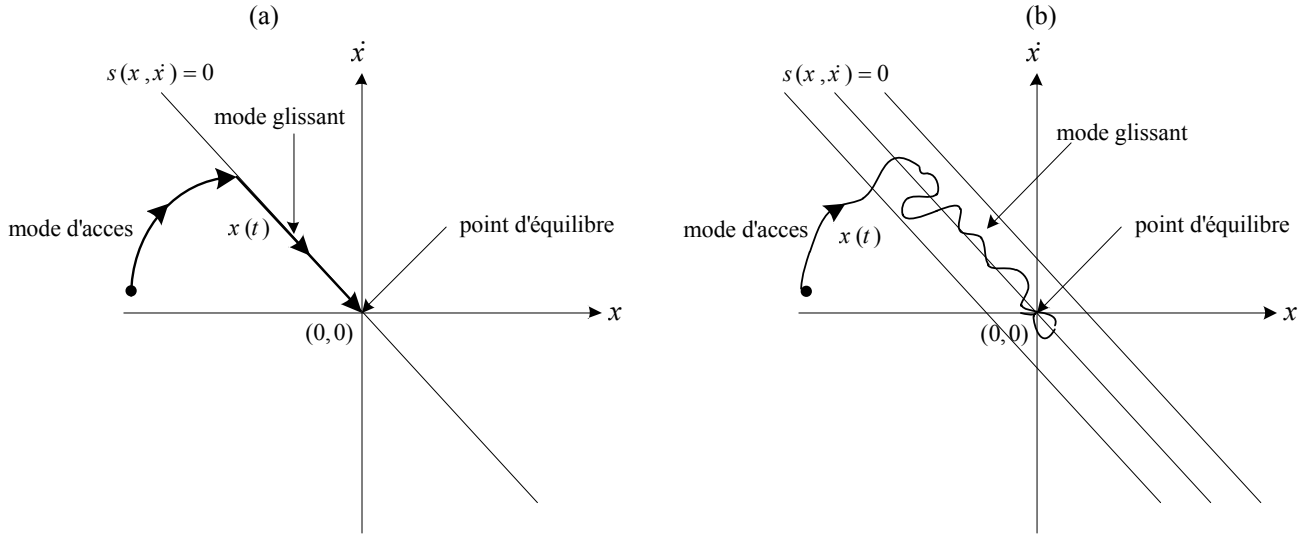



Figure (V.1) : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel

## *V.2 Commande par mode de glissement*

Si *S* est le système à contrôler possédant une grandeur de contrôle *u* est une grandeur de sortie *y*. Une des configurations de base pour les systèmes à structure variable permet la variation de la structure par simple commutation d'interrupteurs. Ce qui est le cas des convertisseurs statiques (Figure V.2). Cette configuration correspond à un contrôle à deux niveaux. Avec une loi de commutation très performante, seule l'information sur le signe de la fonction *s(x)*, où *s(x)* est la fonction de commutation, suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$u = \begin{cases} u^{+} \text{ si } s(x) > 0 \\ u^{-} \text{ si } s(x) < 0 \end{cases} \tag{V.1}$$

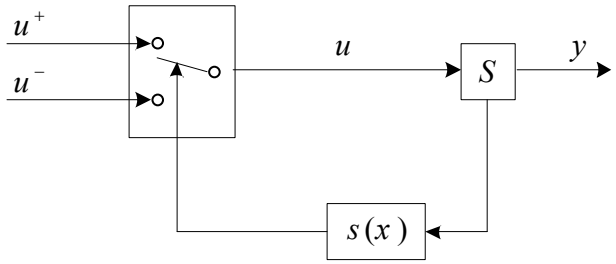



Figure (V.2) : Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteurs

Cette configuration de base pour les systèmes à structure variable peut aussi appeler structure par commutation au niveau de l'organe de commande. Il existe d'autres configurations, l'une fait intervenir la commutation au niveau d'une contre réaction d'état et l'autre est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajoute de la " commande équivalente " [25].

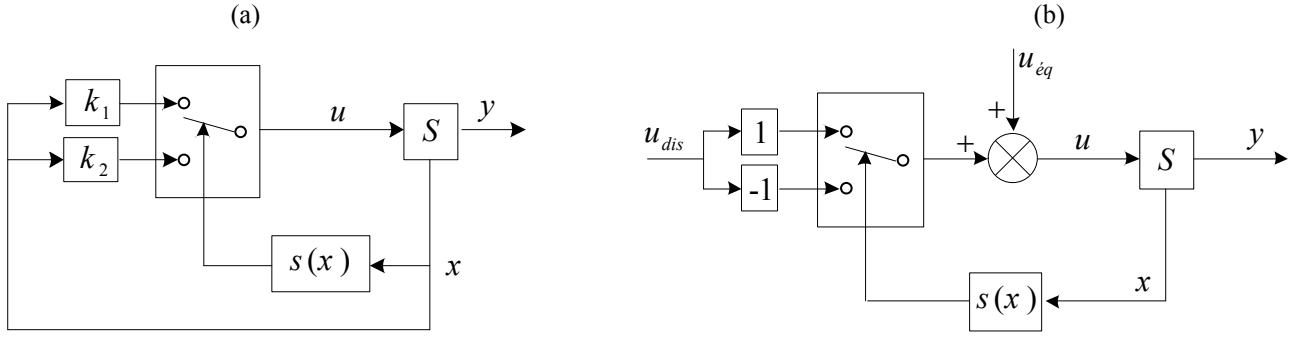



Figure (V.3) : Configuration de base pour les systèmes à structure variable, (a) : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état, (b) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

## *V.3 Conception de la commande par mode glissant*

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse….etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis [60]. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [54] qui sont :

- Choix de la surface;
- L'établissement des conditions d'existence;
- Détermination de la loi de commande.

### *V.3.1 Choix de la surface de glissement*

On considère le modèle d'état suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \tag{V.2}$$

Où : $x \in R^n$ et $u \in R^m$ le nombre de surfaces est choisie égal au nombre $m$ d'entrées du système. Pour le choix de la forme, deux possibilités sont offertes. La première dans le plan d'état et la seconde dans le plan de phase. La première présente une réponse transitoire lente et elle est parfois de conception difficile. Par contre la deuxième est une fonction scalaire assujettie à la dynamique désirée. A cet effet, une forme assez générale est proposée pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur vers sa valeur de référence [61]. Si $y_i$ est une sortie à commander, lui est associée la surface suivante :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e_y(x) \tag{V.3}$$

Avec *:* $e_y(x)$ : l'écart entre la variable à régler et sa référence ($e_y = y_i^* - y_i$) ;

$\lambda$ : une constante positive ;

$r$ : le degré relatif. Il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaitre la commande, tel que : $\left(\frac{\partial s}{\partial u} \neq 0\right)$ assurant la contrôlabilité ; *s(x)* est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e_y(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain $\lambda$ et c'est l'objectif de la commande.

### *V.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant*

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [56]. On présente deux types de conditions qui sont :

#### *V.3.2.1 Fonction discrète de commutation*

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par *Emilyanov* et *Utkin* [58]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\begin{pmatrix} \dot{s}(x) > 0 \text{ si } s(x) < 0 \\ \dot{s}(x) < 0 \text{ si } s(x) > 0 \end{pmatrix} \Rightarrow \dot{s}(x)s(x) < 0 \tag{V.4}$$

#### *V.3.2.1 Fonction de Lyapunov*

Il s'agit de choisir une fonction candidate de *Lyapunov* $\left(V(x) > 0\right)$(fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroitre cette fonction $\left(\dot{V}(x) < 0\right)$. En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}s^2(x) \tag{V.5}$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) \tag{V.6}$$

Pour que la fonction *V(x)* puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (V.4) est vérifiée. L'équation (V.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $s^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [58]**.**

### *V.3.3 Calcul de la commande*

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant. Lorsqu'il y a un régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité, on aura donc :

$$u(t) = u_{éq}(t) + u_{dis}(t) \tag{V.7}$$

$u_{éq}$ correspond à la commande équivalente proposé par *Filipov* et *Utkin*. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs $u^+$ et $u^-$ (Figure V.4). $u_{éq}$ correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition : $\dot{s}(x)s(x) < 0$ .

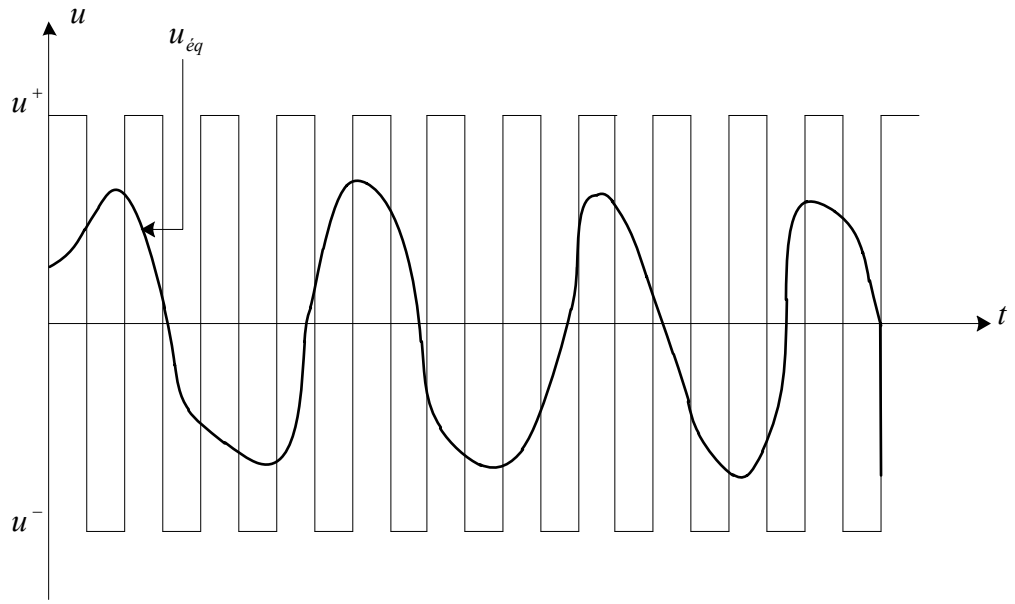



Figure (V.4) : Valeur continue $u_{eq}$ prise par la commande lors de la commutation entre $u^+$ et $u^-$

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (V.2). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande *u*.

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x}\frac{\partial x}{\partial t} \tag{V.8}$$

En remplaçant (V.2) et (V.7) dans (V.8), nous trouvons:

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial x}\left(f(x,t) + g(x,t)u_{éq}(t)\right) + \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)u_{dis}(t) \tag{V.9}$$

### *V.3.3.1 Commande équivalente*

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$u_{éq}(t) = -\left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)\right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} f(x,t) \tag{V.10}$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \neq 0 \tag{V.11}$$

### *V.3.3.2 Commande discontinue*

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (V.9), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)u_{dis}(t) \tag{V.12}$$

Et la condition d'attractivité exprimée par (V.5) devient :

$$s(x,t)\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)u_{dis}(t) < 0 \tag{V.13}$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de $u_{dis}$ doit être opposé à celui de $s(x,t)\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)$. La fonction la plus simple que peut être utilisée pour accomplir cette condition est définie par :

$$u_{dis}(t) = k_s sign\left(s(x)\right) \tag{V.14}$$

Où :

$$sign\left(s(x)\right) = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x) > 0 \\ 0 & \text{si } s(x) = 0 \\ -1 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \tag{V.15}$$

Le signe de $k_s$ doit être différent de celui de $\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)$.

Cependant, la fonction *sign* génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement ou (*Chattering*) qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences. La figure (V.5) représente le phénomène de broutement [59]**.**

### *V.3.4 Elimination du phénomène du broutement (Chattering)*

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering,

car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système.

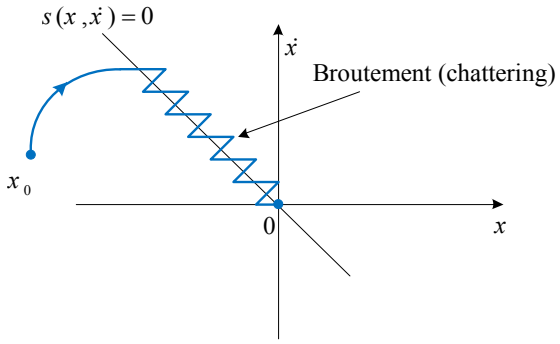



Figure (V.5): Phénomène de broutement

Dans le but de réduire ces oscillations, plusieurs solutions ont été apportées, on citera à titre d'exemple, le remplacement de la fonction «*sign*» par une fonction dite *Smooth,* figure (V.6) [59]. Cette fonction est utilisée dans la première partie.

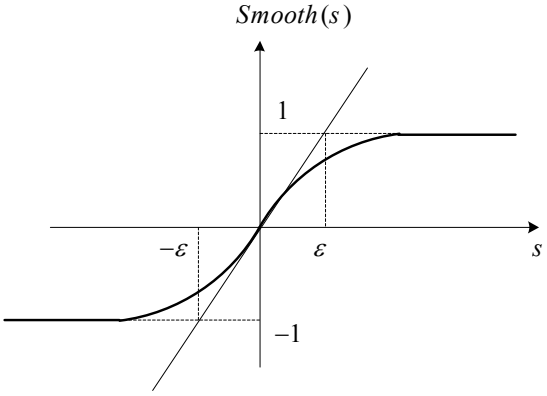



Figure (V.6): Fonction Smooth

L'expression mathématique de la fonction *Smooth* est donnée par :

$$Smooth\left(s\right)=\tanh\left(s\right)=\frac{e^{x}-e^{-x}}{e^{x}+e^{-x}}=\frac{s\left(x\right)}{\left|s\left(x\right)\right|+\varepsilon} \tag{V.16}$$

### *V.3.5 Mode de glissement avec action intégrale*

Dans cette approche, la surface de glissement peut être perfectionnée en insérant une action intégrale dans son expression, cette surface est alors définie par **[**25**]** :

$$s\left(t\right)=\left(\frac{d}{dt}+\lambda\right)^{r-1}e_{y}\left(t\right)+k_{i}\int e_{y}\left(t\right) \tag{V.17}$$

Où $k_i$ est un gain positif d'intégral. L'avantage de cette approche est que la surface de glissement dans ce cas est un plan passant par l'origine. Dans le cas où le système est de deuxième ordre $r$ = 2, la solution est obtenue dans un plan, pendant que la solution est obtenue sur une ligne dans le mode glissant classique.

## *V.4 Commande par mode glissant d'un D-STATCOM*

Après avoir présentée la théorie de la commande par mode glissant dans la première partie de ce

chapitre, nous allons analyser dans cette partie le comportement du *D-STATCOM* commandé par mode glissant. On a remplacé les régulateurs classiques de type *PI* par des régulateurs *SMC (Sliding Mode Controller).*

Le schéma bloc de la structure de commande par mode glissant d'un *D-STATCOM* est illustré par la figure (V.7).

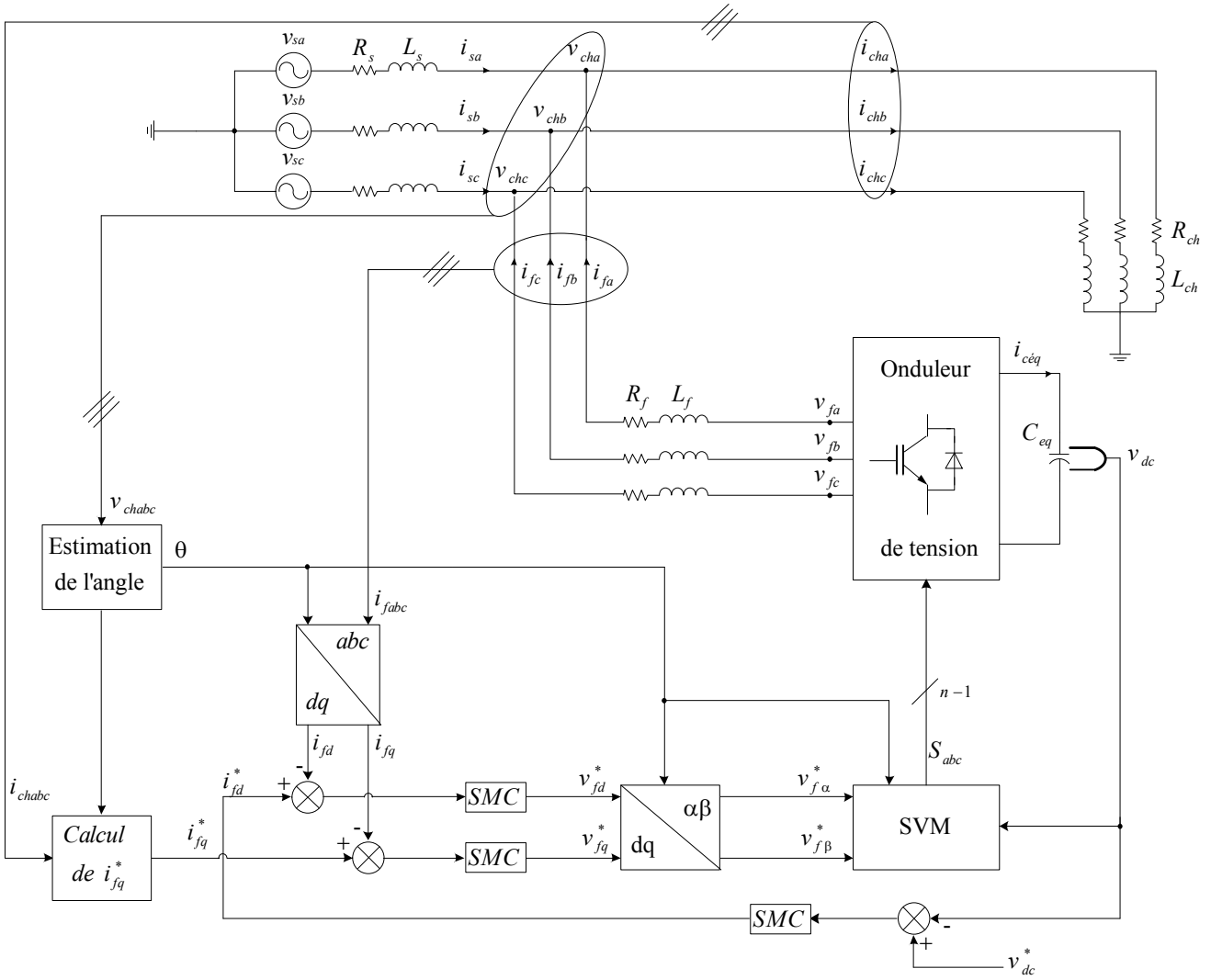



Figure (V.7) : Structure de contrôle par mode glissant d'un *D-STATCOM*

On reprend le modèle du *D-STATCOM* dans le repère (*dq*) donné par :

$$\begin{cases} \dfrac{di_{fd}}{dt} = -\dfrac{R_f}{L_f} i_{fd} + \omega i_{fq} + \dfrac{1}{L_f} v_{fd} - \dfrac{1}{L_f} v_{chd} \\ \dfrac{di_{fq}}{dt} = -\dfrac{R_f}{L_f} i_{fq} - \omega i_{fd} + \dfrac{1}{L_f} v_{fq} - \dfrac{1}{L_f} v_{chq} \\ \dfrac{dv_{dc}}{dt} = \dfrac{1}{C_{éq}} i_{céq} \end{cases} \tag{V.18}$$

### *V.4.1 Régulation des courants du D-STATCOM $i_{fd}$ et $i_{fq}$*

Les deux premières équations du système (V.18) sont utilisées pour réguler les courants $i_{fd}$ *et* $i_{fq}$ ou les tensions $v_{fd}^*$ et $v_{fq}^*$ sont choisies comme grandeurs de commande. Ecrivons ces deux équations sous la

forme matricielle suivante :

$$\dot{I} = AI + Bu - G \tag{V.19}$$

Avec : $I = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}$ ; $u = \begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \end{bmatrix}$ ; $A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}$ ; $B = \frac{1}{L_f}$ ; $G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} v_{chd} \\ \frac{1}{L_f} v_{chq} \end{bmatrix}$

Les deux surfaces de glissement pour la composante directe et celle pour la composante en quadratique sont définies comme suit :

$$S = K_p E_f + K_i \int E_f dt \tag{V.20}$$

Avec : $S = \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix}$ ; $E_f = I^* - I$ ; $I^* = \begin{bmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \end{bmatrix}$ ; $K_p = \begin{bmatrix} k_{pd} & 0 \\ 0 & k_{pq} \end{bmatrix}$ ; $K_i = \begin{bmatrix} k_{id} & 0 \\ 0 & k_{iq} \end{bmatrix}$

La dérivée de (V.20), donne :

$$\dot{S} = K_p \dot{E}_f + K_i E_f \tag{V.21}$$

Sachant que, durant le régime de glissement la surface et sa dérivée sont nulles, alors l'équation (V.21) et après avoir introduit la valeur de la dérivée du courant donnée par l'équation (V.19), devient :

$$\dot{S} = K_p \dot{I}^* + K_i E_f - K_p (AI + Bu - G) = 0 \tag{V.22}$$

La résolution de cette équation donne l'expression de la commande équivalente comme suit :

$$u_{éq} = \begin{bmatrix} u_{éqd} \\ u_{éqq} \end{bmatrix} = \left(K_p B\right)^{-1} \left[K_i E_f + K_p (-AI - G + \dot{I}^*)\right] \tag{V.22}$$

Si les états des systèmes n'ont pas atteint la surface de glissement, la commande équivalente doit être renforcée par une autre commande dite discontinue définit selon l'équation (V.14) comme suit :

$$u_{dis} = \begin{bmatrix} u_{disd} \\ u_{disq} \end{bmatrix} = K_s sign(S) \tag{V.24}$$

Avec : $K_s = \begin{bmatrix} k_{sd} \\ k_{sq} \end{bmatrix}$

Enfin on détermine la loi de commande globale à partir des équations (V.7), (V.23) et (V.24) :

$$u = u_{éq} + u_{dis} = \begin{bmatrix} u_{éqd} + u_{disd} \\ u_{éqq} + u_{disq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{fd}^* \\ v_{fq}^* \end{bmatrix} \tag{V.25}$$

### *V.4.2 Régulation de la tension continue $v_{dc}$*

La troisième équation du système (V.18) est utilisée pour réguler la tension continue $v_{dc}$ où le courant $i_{céq}^*$ est choisie comme grandeur de commande. Pour cette tension nous choisissons la surface de glissement de la même forme que celle des courants définie par :

$$s_{dc} = k_{pc}\left(v_{dc}^{*} - v_{dc}\right) + k_{ic}\int\left(v_{dc}^{*} - v_{dc}\right)dt \tag{V.26}$$

Durant le mode de glissement, nous avons :

$$\dot{s}_{dc} = k_{pc}\left(\dot{v}_{dc}^{*} - \dot{v}_{dc}\right) + k_{ic}\left(v_{dc}^{*} - v_{dc}\right) = 0 \tag{V.27}$$

En remplaçant la valeur de la dérivée de la tension continue dans l'équation (V.27), il vient :

$$i_{céq-éq} = C_{éq}\left(\frac{k_{ic}}{k_{pc}}\left(v_{dc}^{*} - v_{dc}\right) + \dot{v}_{dc}^{*}\right) \tag{V.28}$$

A partir de l'équation (V.14), la commande discontinue peut être définie par :

$$i_{céq-dis} = k_{sc}\,sign\left(s_{dc}(t)\right) \tag{V.29}$$

Enfin on détermine la loi de commande globale à partir des équations (V.7), (V.28) et (V.29) :

$$i_{céq}^{*} = C_{éq}\left(\frac{k_{ic}}{k_{pc}}\left(v_{dc}^{*} - v_{dc}\right) + \dot{v}_{dc}^{*}\right) + k_{sc}\,sign\left(s_{dc}(t)\right) \tag{V.30}$$

Le schéma bloc complet de la commande du *D-STATCOM* par mode glissant est présenté par la figure (V.8).

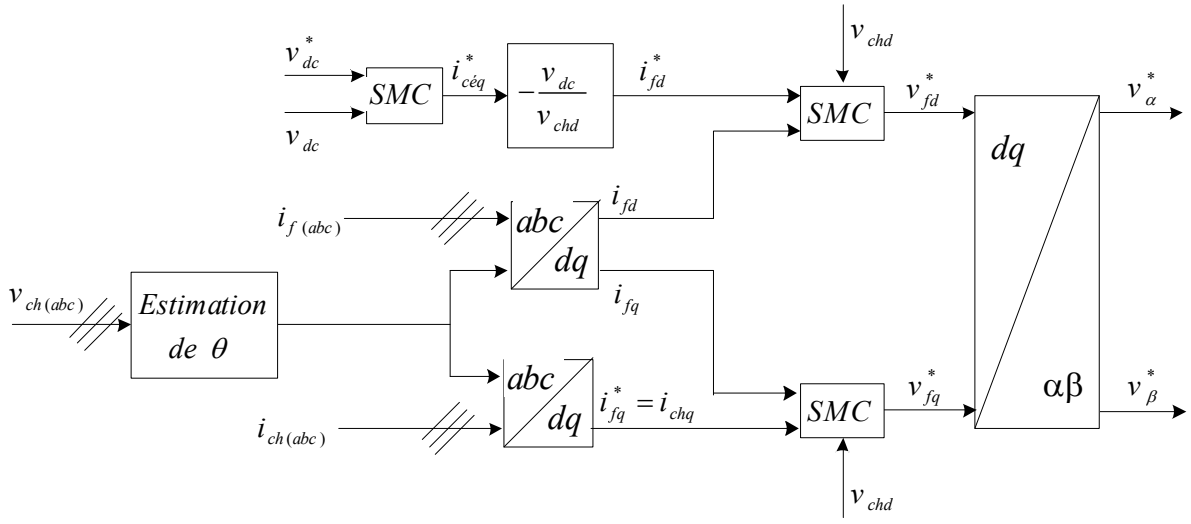



Figure (IV.8) : Schéma bloc complet de la commande par mode glissant du *D-STATCOM*

### *V.5 Simulations numériques*

La simulation du *D-STATCOM* contrôlé par mode glissant a été réalisée sous les mêmes paramètres utilisés précédemment. Les paramètres des contrôleurs *SMC* utilisés sont donnés dans le tableau (V.1) :

| *D-STATCOM* | *SMC* de la tension continue | | | *SMC* des courants | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $k_{pc}$ | $k_{ic}$ | $k_{sc}$ | $k_{pd}=k_{pq}$ | $k_{id}=k_{iq}$ | $k_{sd}=k_{sq}$ |
| *2 niveaux* | *1* | *1000* | *7* | *1* | *100* | *100* |
| *3 niveaux* | *1* | *1000* | *2* | *1* | *1000* | *30* |
| *5 niveaux* | *1* | *1000* | *2* | *1* | *1000* | *100* |

Tableau (V.1) : Paramètres des régulateurs *SMC* utilisés

La figure (V.9) représente la tension efficace du *PCC* $v_{ch}$ et celle de la sortie du *D-STATCOM* $v_f$. Elle montre les deux modes de fonctionnement du *D - STATCOM*. Il s'agit du mode inductive où la tension $v_{ch}$ est inférieure à $v_f$, et le mode capacitif où la tension $v_{ch}$ est supérieure à $v_f$.

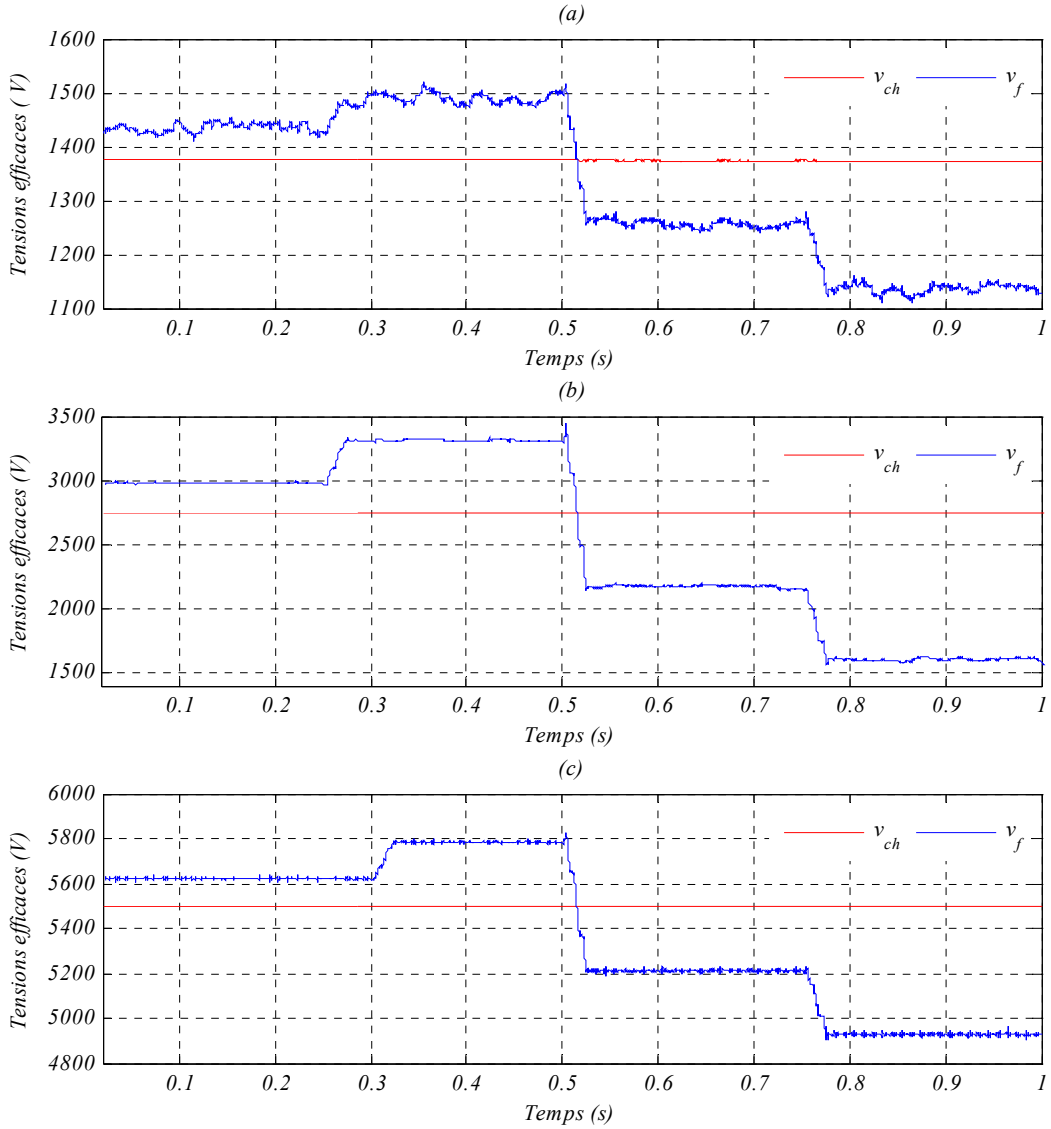



Figure (V.9) : Tensions efficaces du PCC et de la sortie du *D-STATCOM*, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

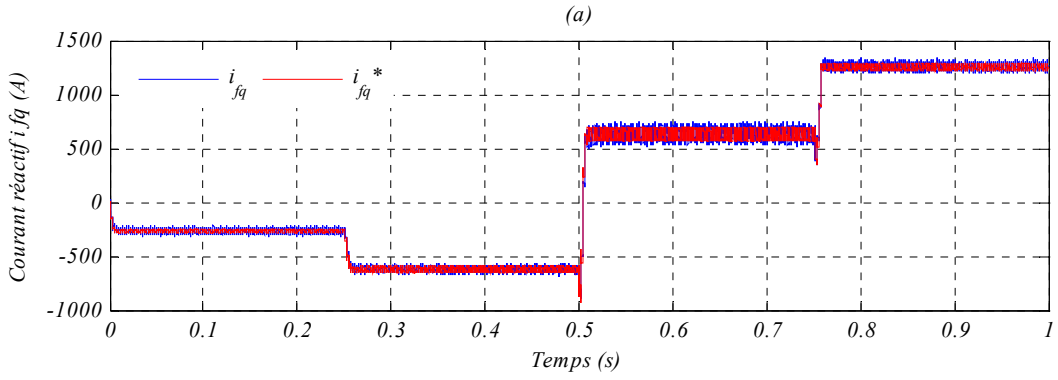



Figure (V.10) : Courant réactif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux

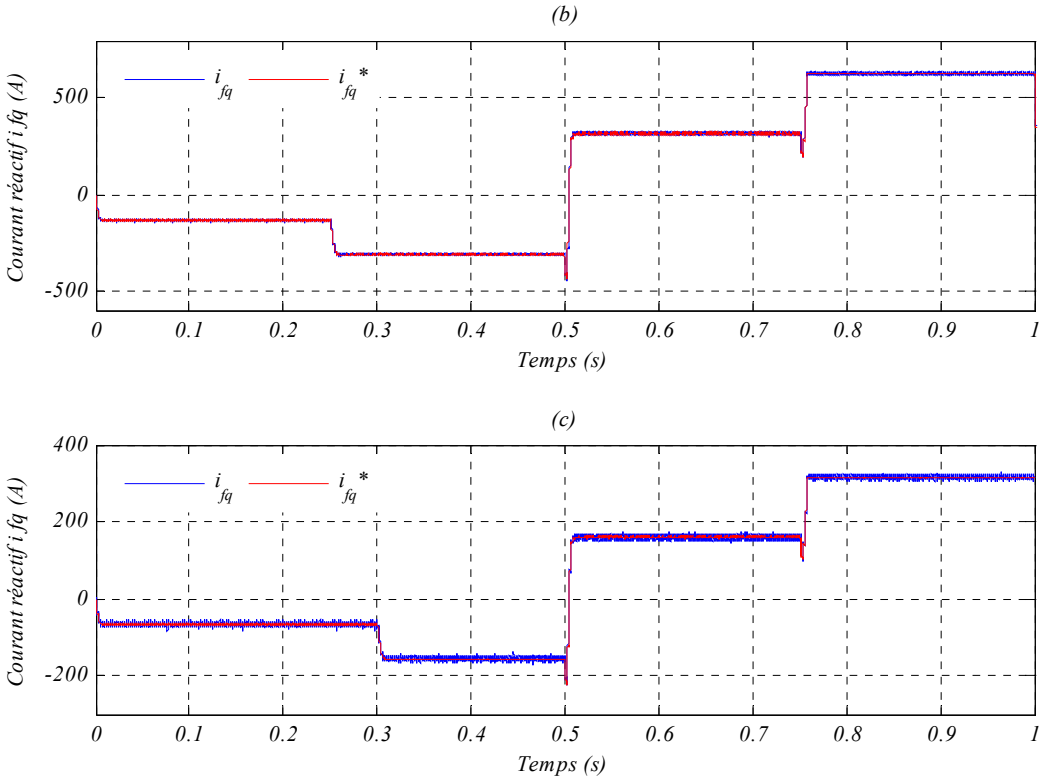



Figure (V.10) (suite) : Courant réactif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

La forme du courant réactive est représentée sur la figure (V.10). Ce courant prend son signe selon le mode de fonctionnement du *D-STATCOM*, tel qu'il est négatif durant le mode de fonctionnement inductif, ceci signifié que le *D - STATCOM* délivre l'énergie réactive vers le réseau, et par contre, il est positif durant le mode de fonctionnement capacitif, donc le *D - STATCOM* absorbe l'énergie réactive depuis le réseau.

La figure (V.11) montre l'allure du courant actif échangé entre le *D-STATCOM* et le réseau. Ce courant est généralement faible puisqu'il ne représente que la puissance active nécessaire pour maintenir la tension aux bornes du condensateur plus les pertes de commutation des composants semi-conducteurs. On remarque que ce courant augmente avec l'augmentation du nombre de niveaux à cause de l'augmentation du nombre des composants semi-conducteurs.

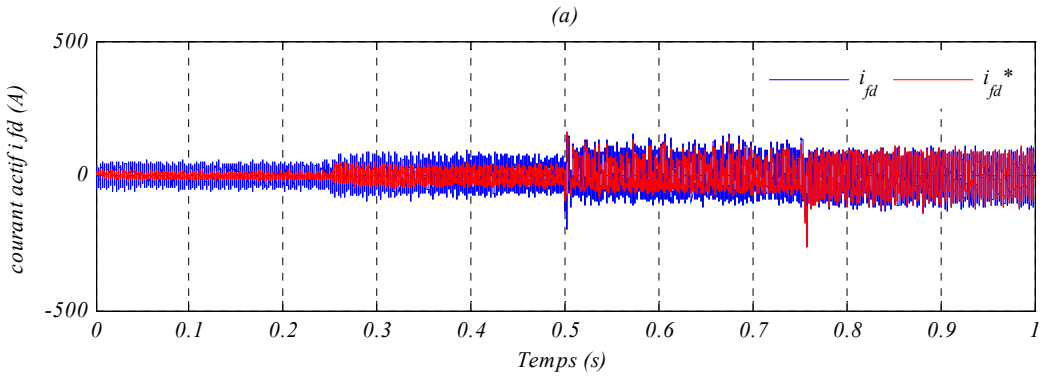



Figure (V.11) : Courant actif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux

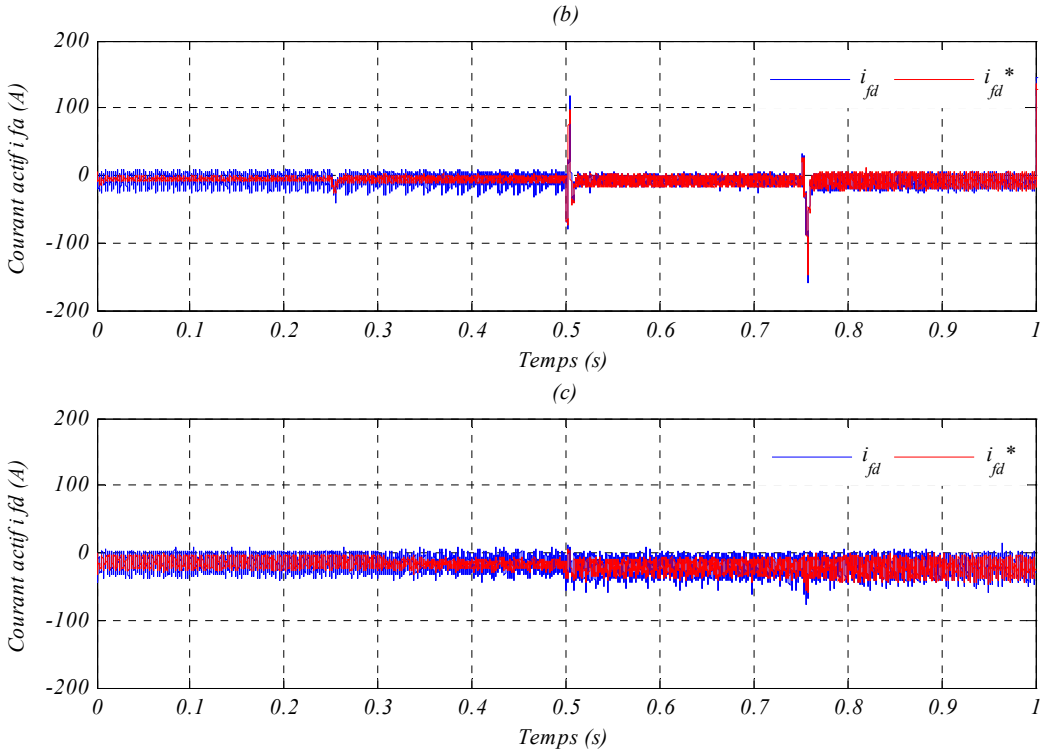



Figure (V.11) (suite) : Courant actif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

Sur la figure (V.12), on remarque que le courant augmente lorsque la ligne est chargée par la charge inductive *Ch2*. A noter qu'avant l'instant (*t=0.5*) le courant de la première phase est en arrière par rapport à la tension du *PCC* du fait que le *D-STATCOM* fonctionne en mode inductive, après cet instant le courant de la première phase devient en avance par rapport à la tension du *PCC* du fait que le *D-STATCOM* fonctionne en mode capacitive. En effet, la charge capacitive délivre une puissance réactive dans le réseau, une partie de cette puissance compense le besoin réactif des charges inductives (*Ch1* et *Ch2*) et la partie restante est absorbée par le *D-STATCOM*. Après l'instant (*t=0.75*) les deux charges (*Ch1* et *Ch2*) sont déconnectées et la totalité de la puissance réactive délivrée par la charge *Ch3* est absorbée par le *D-STATCOM*.

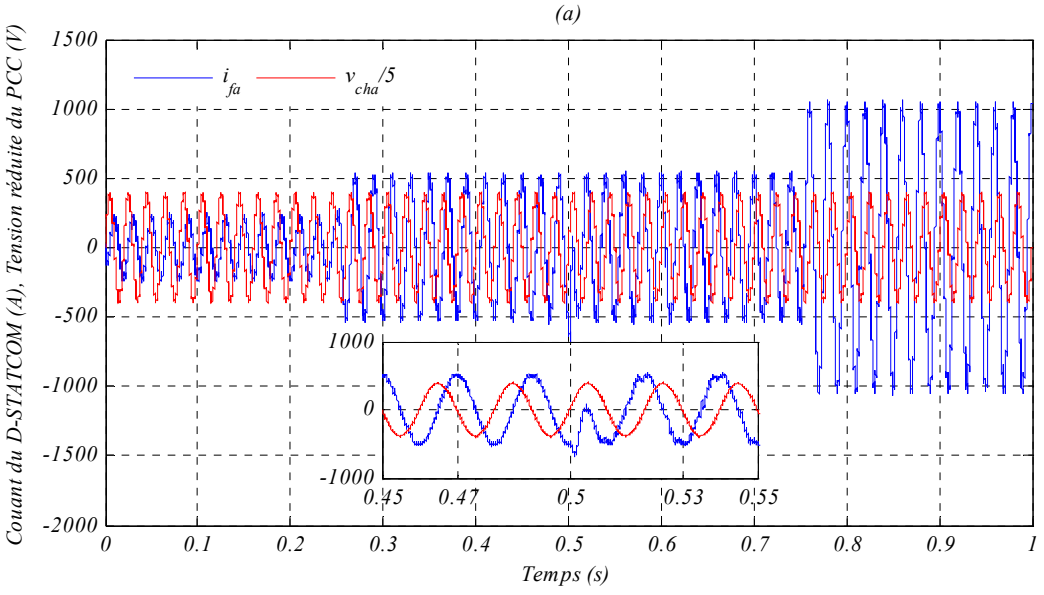



Figure (V.12) : Courant de la première phase injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et la tension réduite du PCC, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux

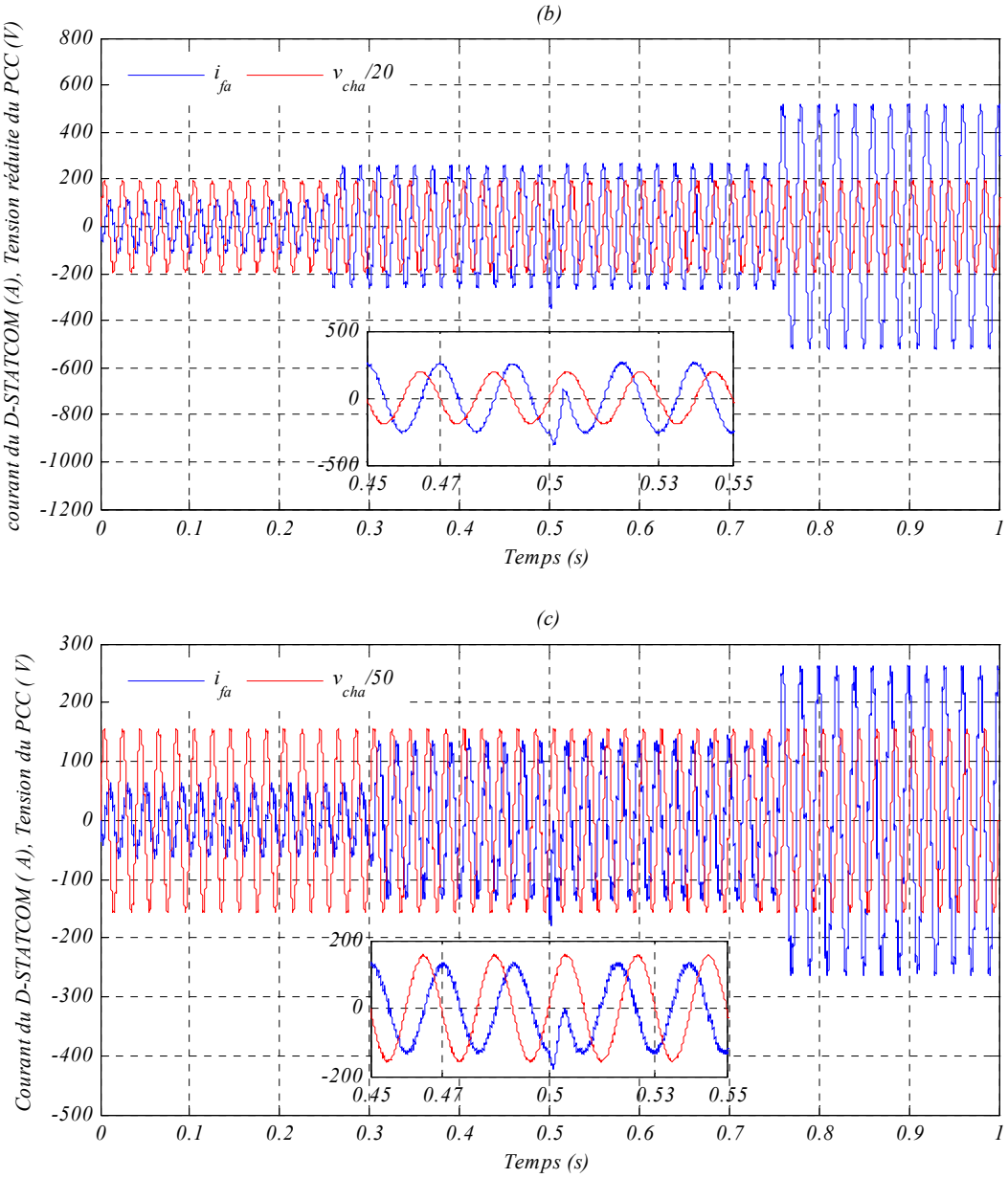



Figure (V.12) (suite) : Courant de la première phase injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et la tension réduite du *PCC*, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

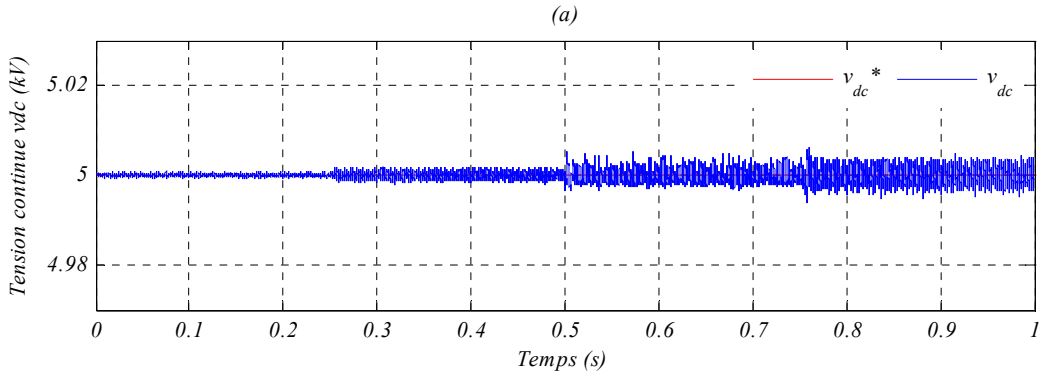



Figure (V.13) : Tension du bus continu du *D-STATCOM* et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux

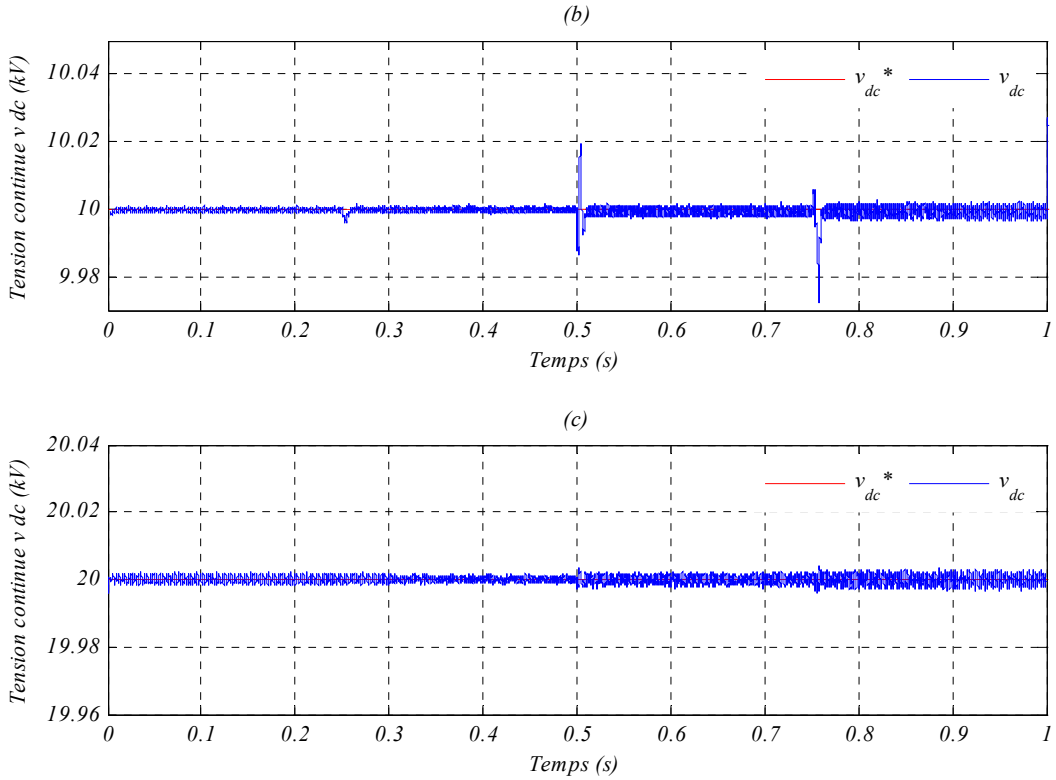



Figure (V.13) (suite) : Tension du bus continu du *D-STATCOM* et sa référence, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

Les figures (V.10), (V.11) et (V.13) prouvent l'efficacité des contrôleurs *SMC* utilisés où le courant réactif, le courant actif et la tension continue suivent leurs références avec un faible dépassement et une erreur statique nulle en régime permanant.

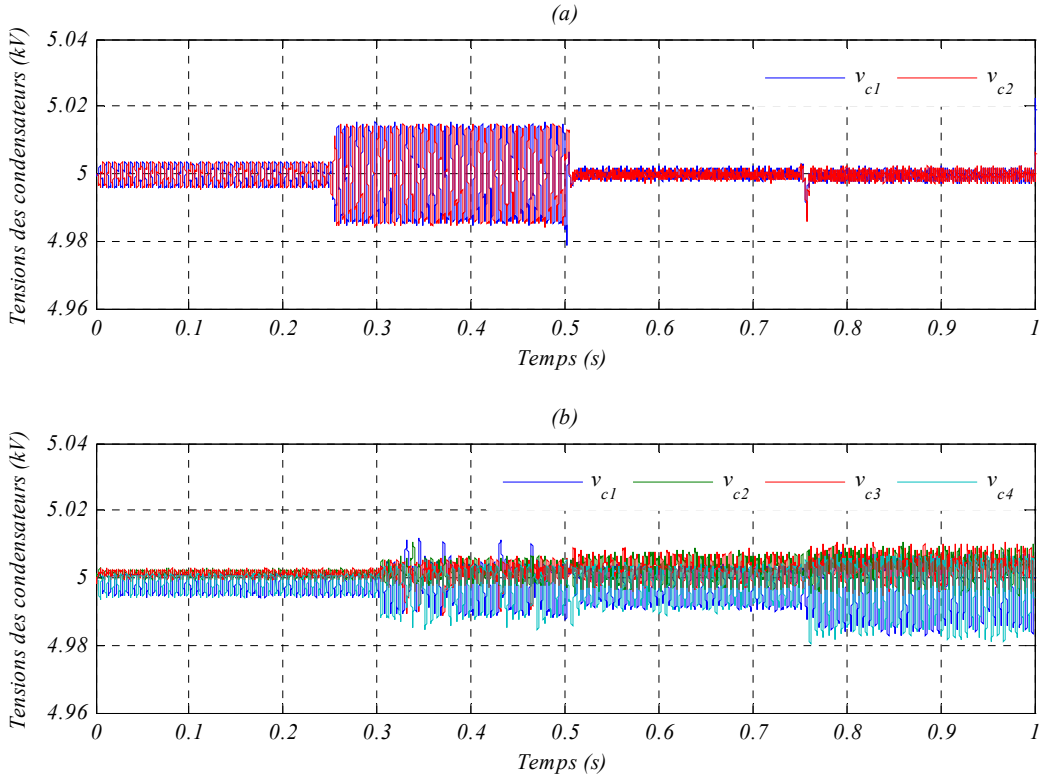



Figure (V.14) : Tensions continues des condensateurs, (a) *D-STATCOM* à trois niveaux, (b) *D-STATCOM* à cinq niveaux

Les tensions aux bornes des condensateurs dans le cas des *D-STATCOM* à trois et à cinq niveaux sont représentées sur la figure (IV.14). Cette dernière montre que ces tensions sont maintenues équilibrées par l'algorithme de stabilisation associé à la *SVM* stabilisante.

La figure (V.15) représente les deux composantes active et réactive du courant de la source. La composante réactive est toujours nulle, ce qui montre que le *D-STATCOM* compense la totalité de l'énergie réactive demandée par la charge et par conséquent, il assure un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté source.

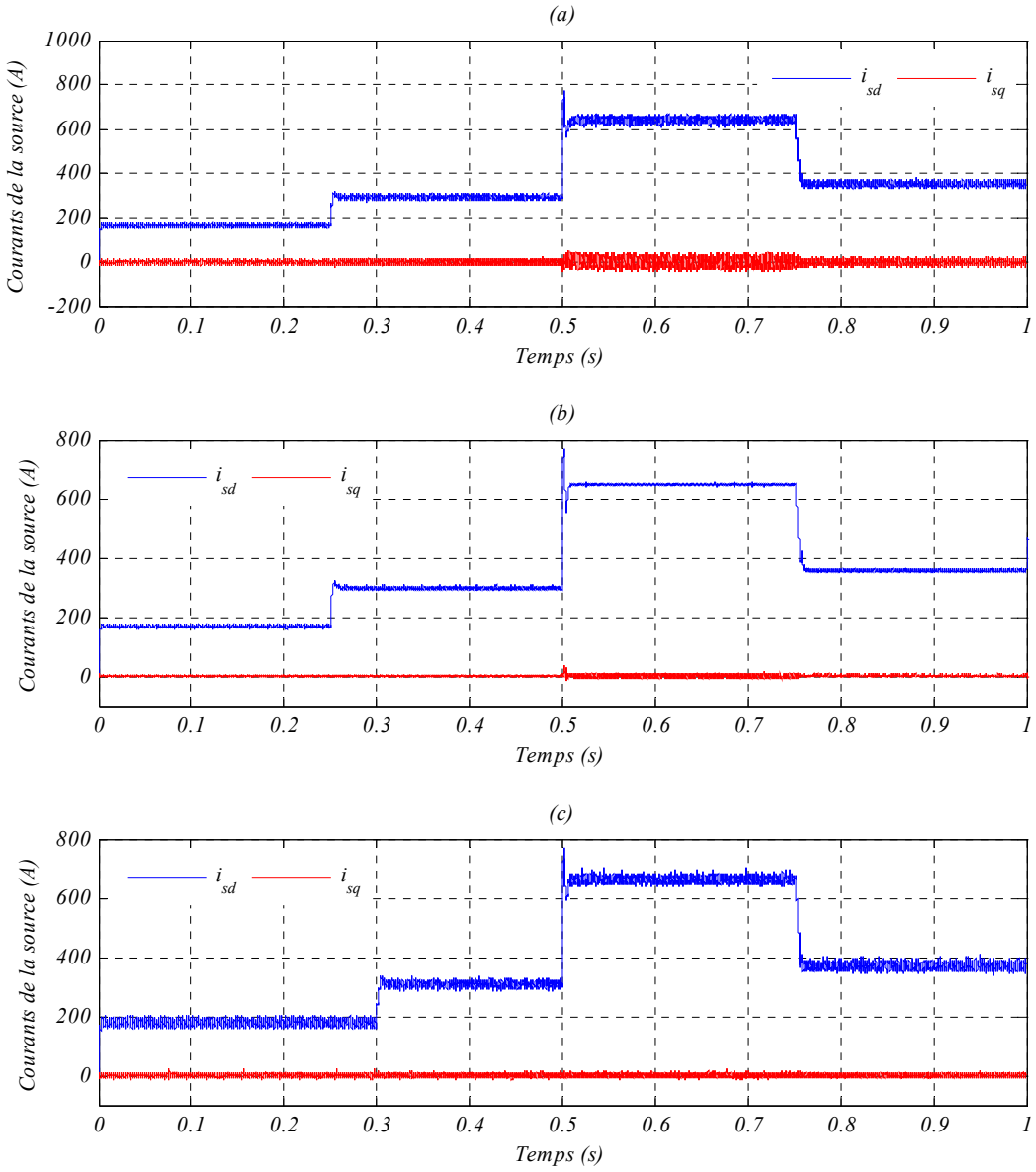



Figure (V.15) : Composantes actif et réactif du courant de la source, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

## *V.6 Commande par mode glissement floue*

Plusieurs chercheurs [60] essayent de trouver une similitude entre la commande floue et la commande par mode glissement et de combiner les deux lois de commande. Il s'agit de regrouper les avantages des deux commandes. En effet, la logique floue pour sa rapidité et sa facilité de mise en œuvre, et le régime glissant pour ses fondements théoriques rassurant du point de vue stabilité et robustesse. Cette combinaison reliant par exemple les avantages d'invariance par rapport aux incertitudes et aux

perturbations de la commande en régime glissant avec ceux de la rapidité et de la bonne poursuite du trajectoire de la commande floue, tout en s'affranchissant des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et de déficit en outils d'analyse de la commande par la logique floue.
Dans cette partie nous allons présenter un régulateur hybride dit aussi régulateur glissant-flou (en anglais : Sliding Mode Fuzzy Controller : *SMFC*). Ce régulateur est utilisé par la suite dans la commande du *D-STATCOM*.

### *V.6.1 Principe de la commande par mode glissant-floue*

Le principe de la commande par mode glissant-floue consiste à déterminer la commande équivalente de la même manière développée dans le cas du régulateur par mode glissant classique, mais dans cette fois-ci la partie discontinue est déterminée à l'aide de la logique floue. La loi de commande globale devient :

$$u(t) = u_{éq}(t) + u_{floue}(t) \tag{V.31}$$

### *V.6.2 Détermination de la commande floue $u_{floue}$*

#### *V.6.2.1 Structure du contrôleur flou utilisé*

La structure du contrôleur flou *FLC* proposé pour générer la commande floue est présentée par la figure (V.16).

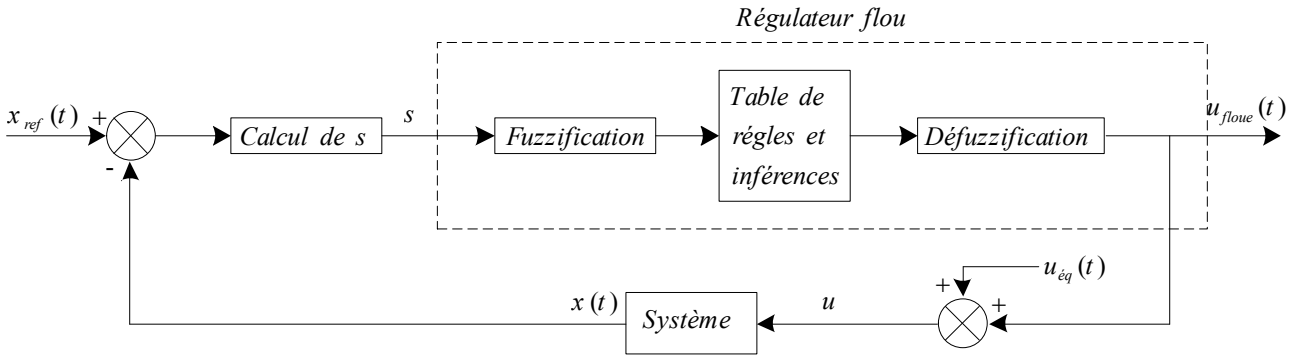



Figure (V.16) : Structure interne du contrôleur flou utilisé

#### *V.6.2.2 Caractéristiques principales du contrôleur flou utilisé*

Les caractéristiques principales du contrôleur flou utilisé dans ce travail sont les suivantes :

*a-* Fuzzification avec un univers de discours continu [$-u_{vs}$, $u_{vs}$],

*b-* Cinq ensembles flous pour la surface définie par des fonctions d'appartenances triangulaires comme l'illustre la figure (V.17);

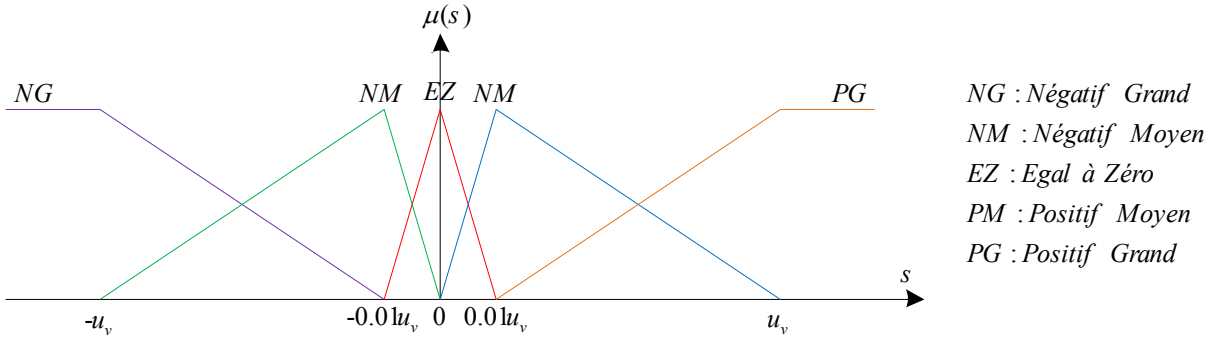



Figure (V.17) : Répartition des fonctions d'appartenances pour l'entrée *s*

Où $u_{vs}$ est l'univers de discours de l'entrée *s*.

*c-* La base de règles est calculée comme suivant :

$R_1$ : si $s$ est $NG$, alors $u_{floue}$ est $PG$ ; $R_2$ : si $s$ est $NM$, alors $u_{floue}$ est $PM$

$R_3$ : si $s$ est $EZ$, alors $u_{floue}$ est $EZ$ ; $R_4$ : si $s$ est $PM$, alors $u_{floue}$ est $NM$

$R_5$ : si $s$ est $PG$, alors $u_{floue}$ est $NG$.

*d-* Cinq ensembles flous pour la sortie définies par des fonctions d'appartenances singletons comme l'illustre la figure (V.18);

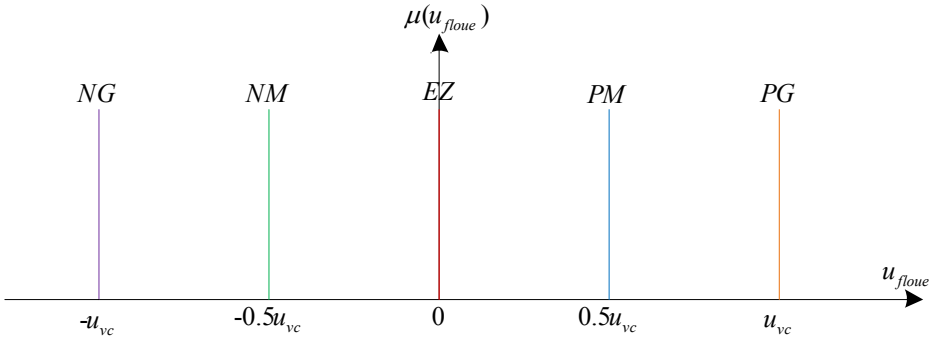



Figure (V.18) : Répartition des fonctions d'appartenances pour la sortie $u_{floue}$

Où $u_{vc}$ est l'univers de discours de la sortie $u_{floue}$.

*d-* Défuzzification par centre de gravité présentée précédemment est adoptée :

$$u_{floue} = \frac{\sum_{i=1}^{5} \mu_{si} x_{Gui}}{\sum_{i=1}^{5} \mu_{si}} \qquad \text{(IV.32)}$$

$$Où\ : \mu_{s1} = NG, x_{Gu1} = -u_{vc}\ ;\ \mu_{s2} = NM, x_{Gu2} = -0.5u_{vc}$$
$$\mu_{s3} = EZ, x_{Gu3} = 0\ ;\ \mu_{s4} = PM, x_{Gu4} = 0.5u_{vc}\ ;\ \mu_{s5} = PG, x_{Gu5} = u_{vc}$$

$\mu_{si}$ est la dégrée d'appartenance de la prémisse ou de la surface $s$. $x_{Gui}$ est l'abscisse du singleton qui représente la fonction d'appartenance de la sortie.

### *V.7 Simulations numériques*

La simulation du *D-STATCOM* contrôlé par des régulateurs hybrides a été réalisée sous les mêmes paramètres utilisés précédemment. Les mêmes paramètres qui interviennent pour déterminer la commande équivalente ($k_{pdc}$ ,$k_{idc}$,$k_{pd}$ et $k_{id}$) sont retenues. Les paramètres des contrôleurs flous utilisés pour générer la commande floue sont donnés dans le tableau (V.2) :

| *D-STATCOM* | *SMFC* de la tension continue | | *SMFC* des courants | |
|---|---|---|---|---|
| | $u_{vs}$ | $u_{vc}$ | $u_{vs}$ | $u_{vc}$ |
| *2 niveaux* | *5* | *35* | $15.10^3$ | $15.10^5$ |
| *3 niveaux* | *2* | *4* | *30* | *900* |
| *5 niveaux* | *6* | *12* | *10* | *1000* |

Tableau (V.2) : Paramètres des régulateurs *SMFC* utilisés

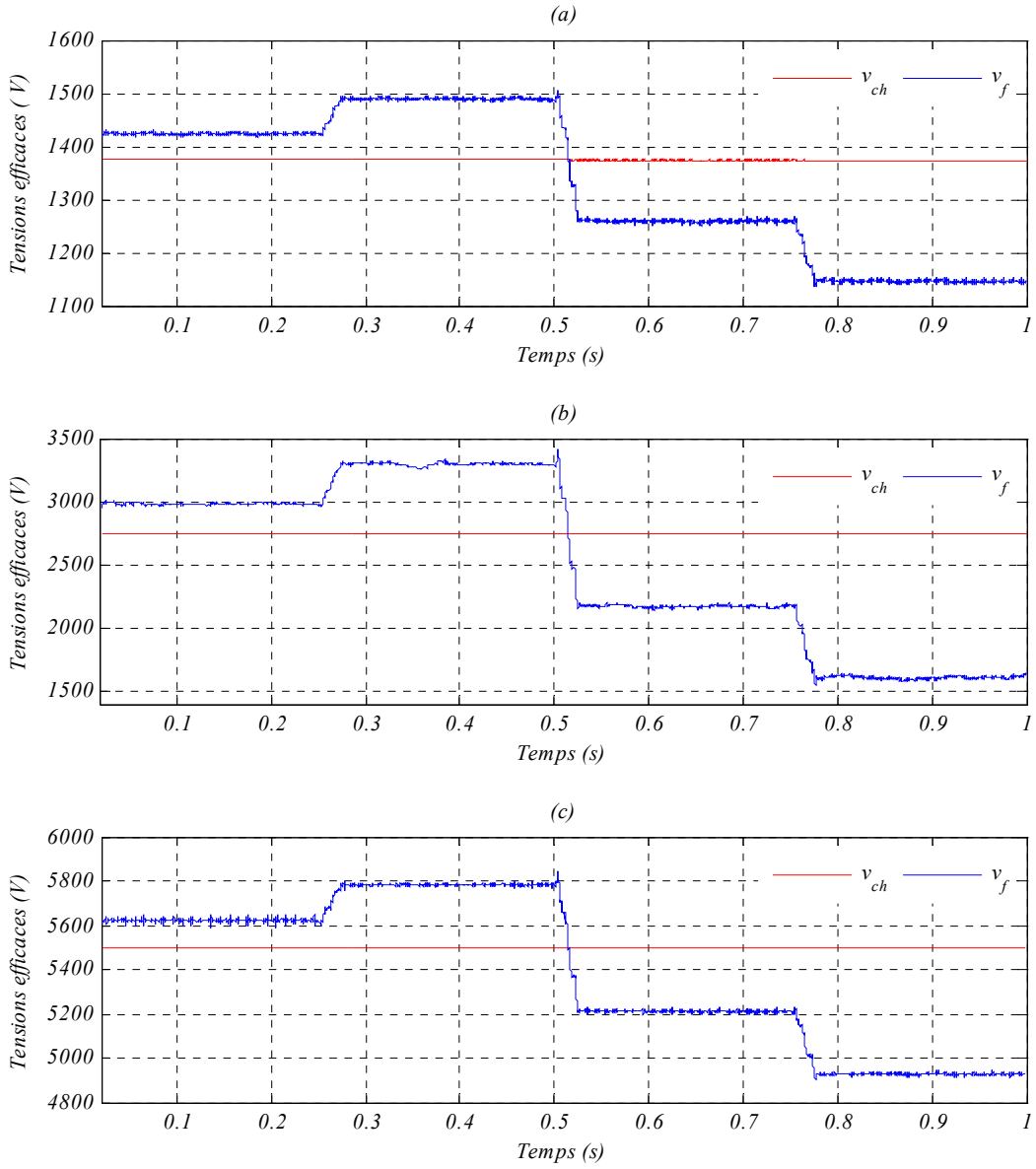



Figure (V.19) : Tensions efficaces du *PCC* et de la sortie du *D-STATCOM*, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

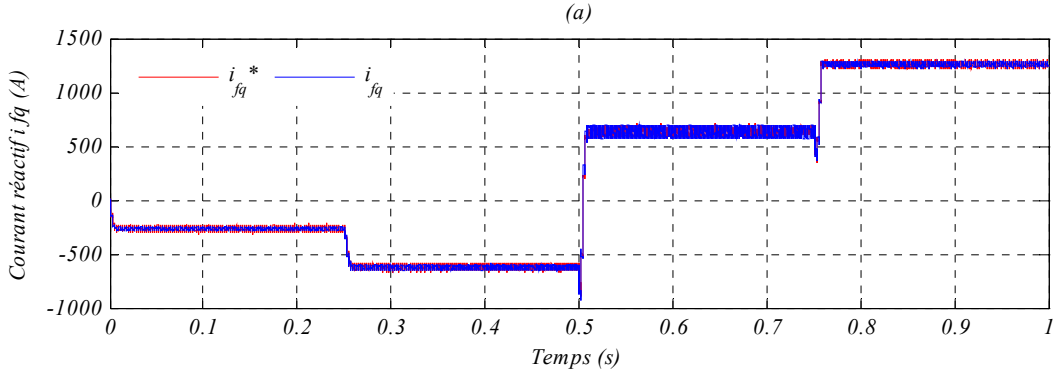



Figure (V.20) : Courant réactif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux

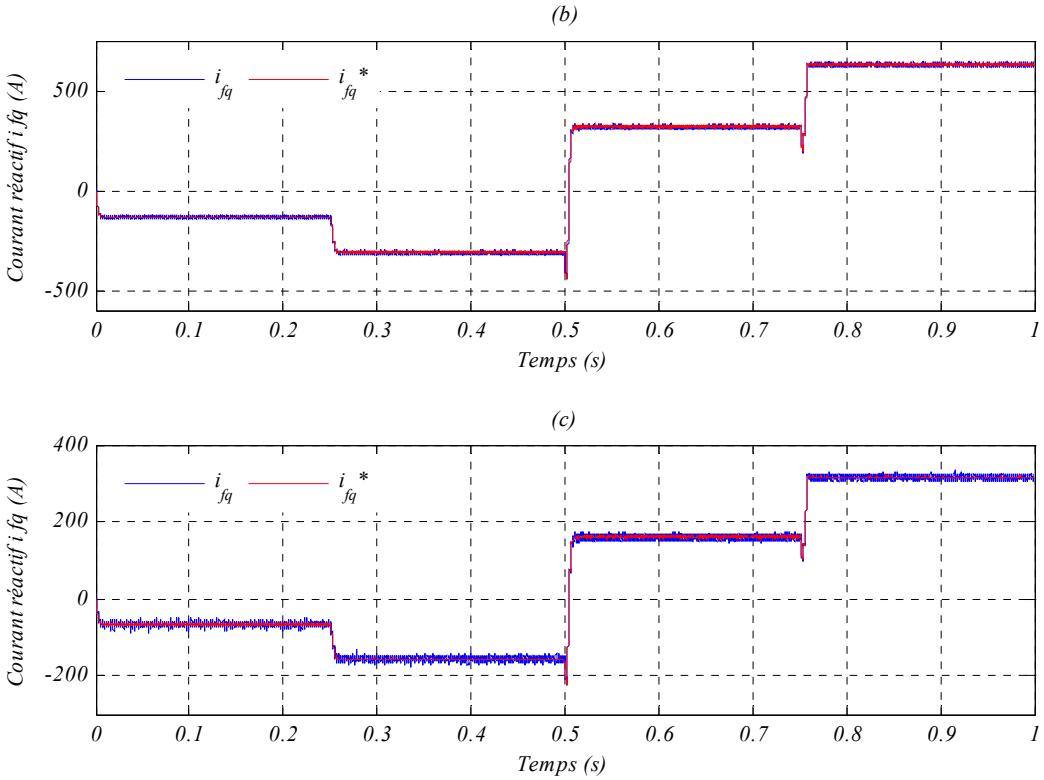



Figure (V.20) (suite): Courant réactif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

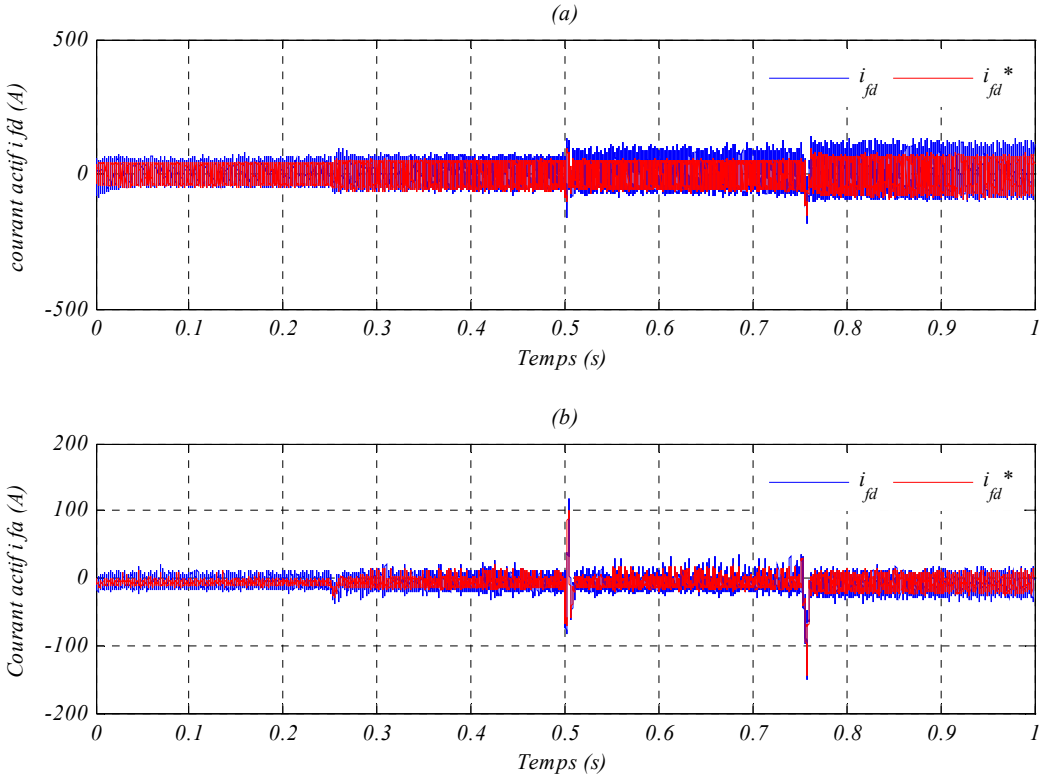



Figure (V.21) : Courant actif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux

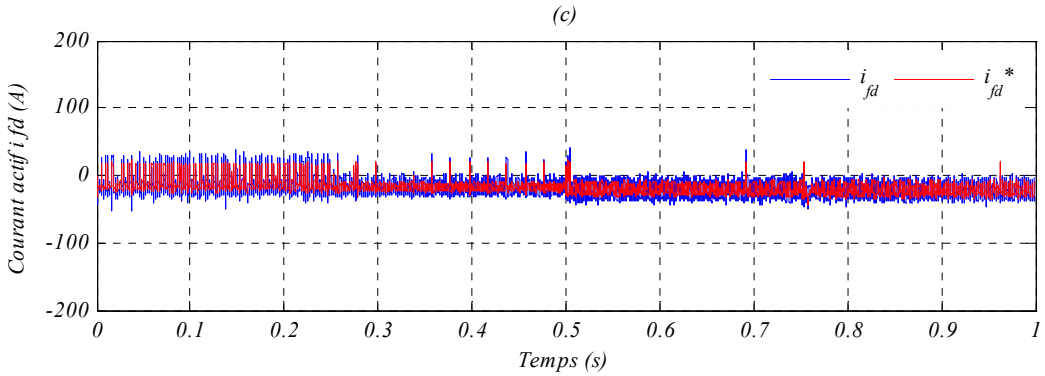



Figure (V.21) : Courant actif injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et sa référence, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

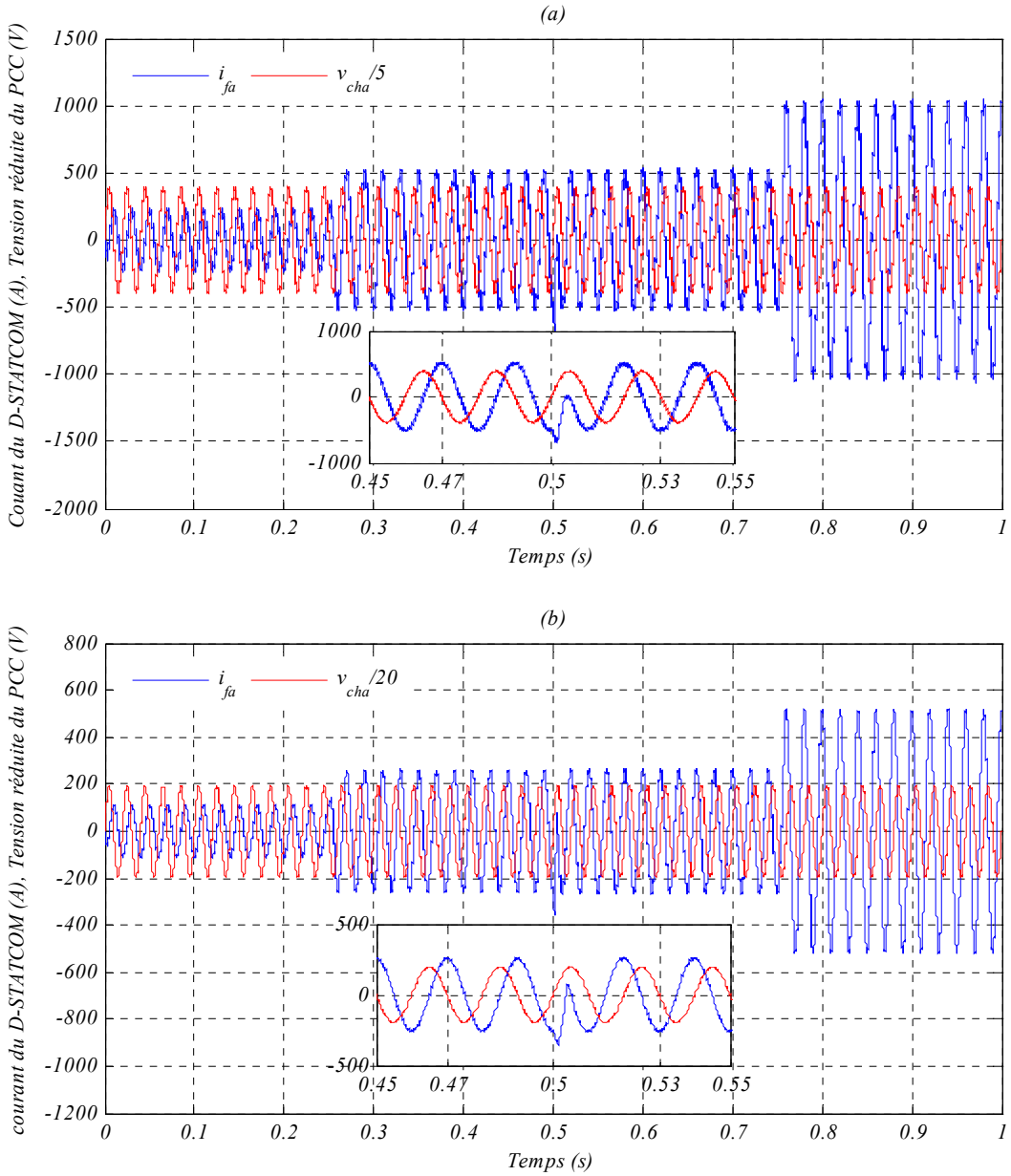



Figure (V.22) : Courant de la première phase injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et la tension réduite du *PCC*, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux

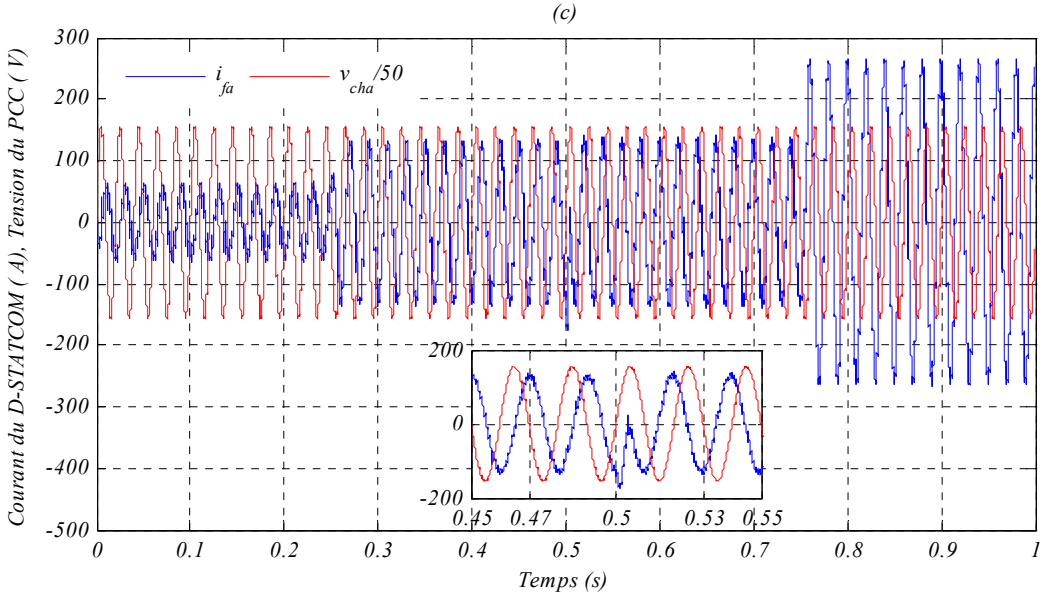



Figure (V.22) (suite) : Courant de la première phase injecté par le *D-STATCOM* dans le réseau et la tension réduite du *PCC*, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

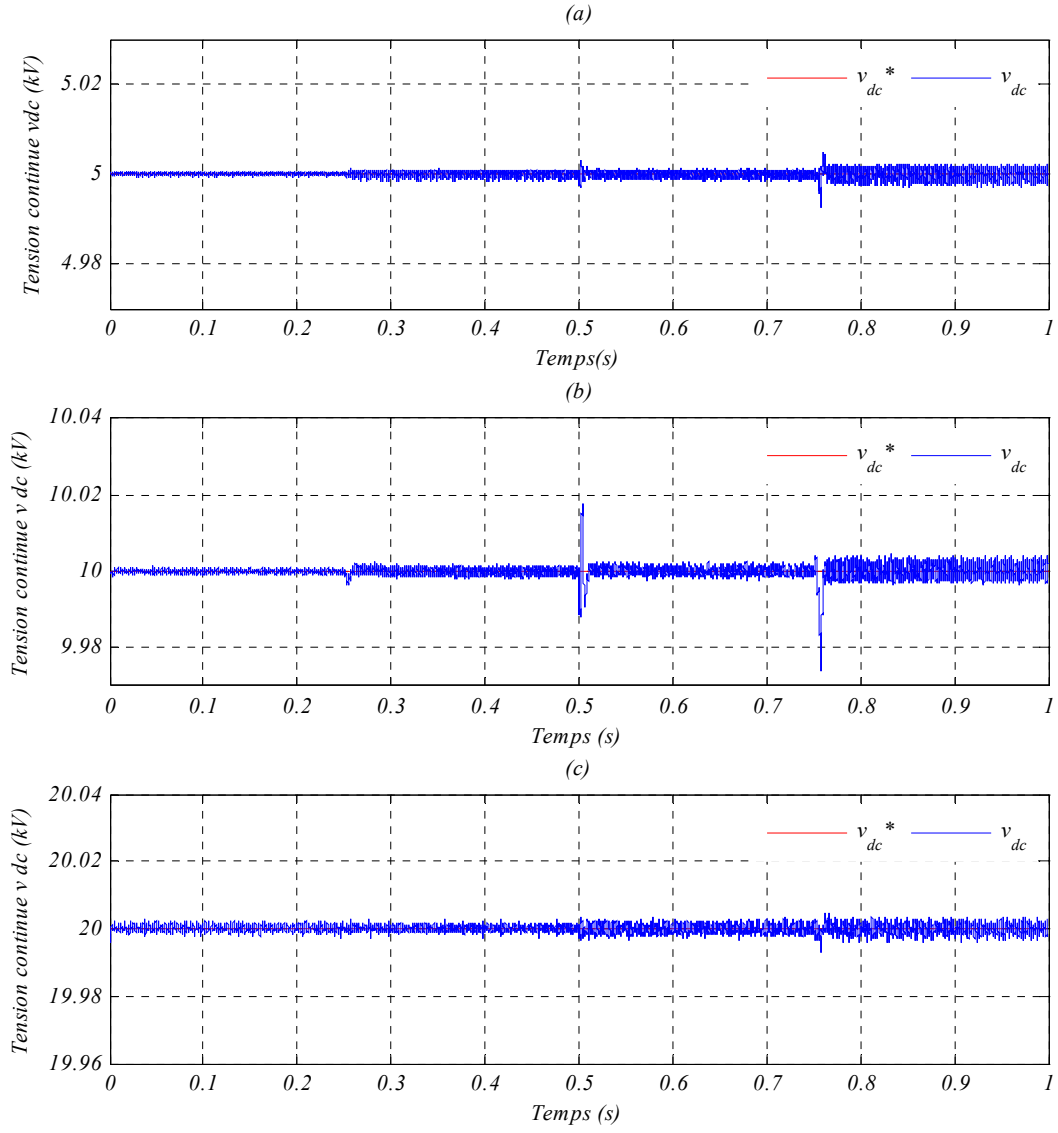



Figure (V.23) : Tension du bus continu du *D-STATCOM* et sa référence, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

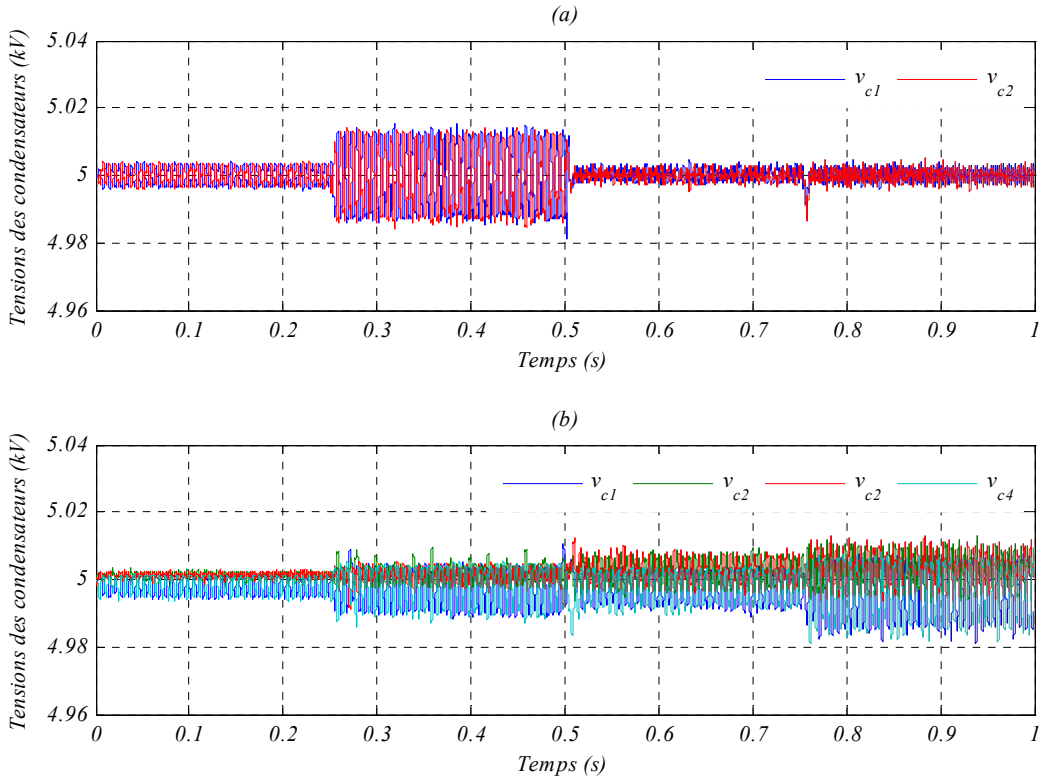



Figure (V.24) : Tensions des condensateurs du bus continu, (a) *D-STATCOM* à trois niveaux, (b) *D-STATCOM* à cinq niveaux

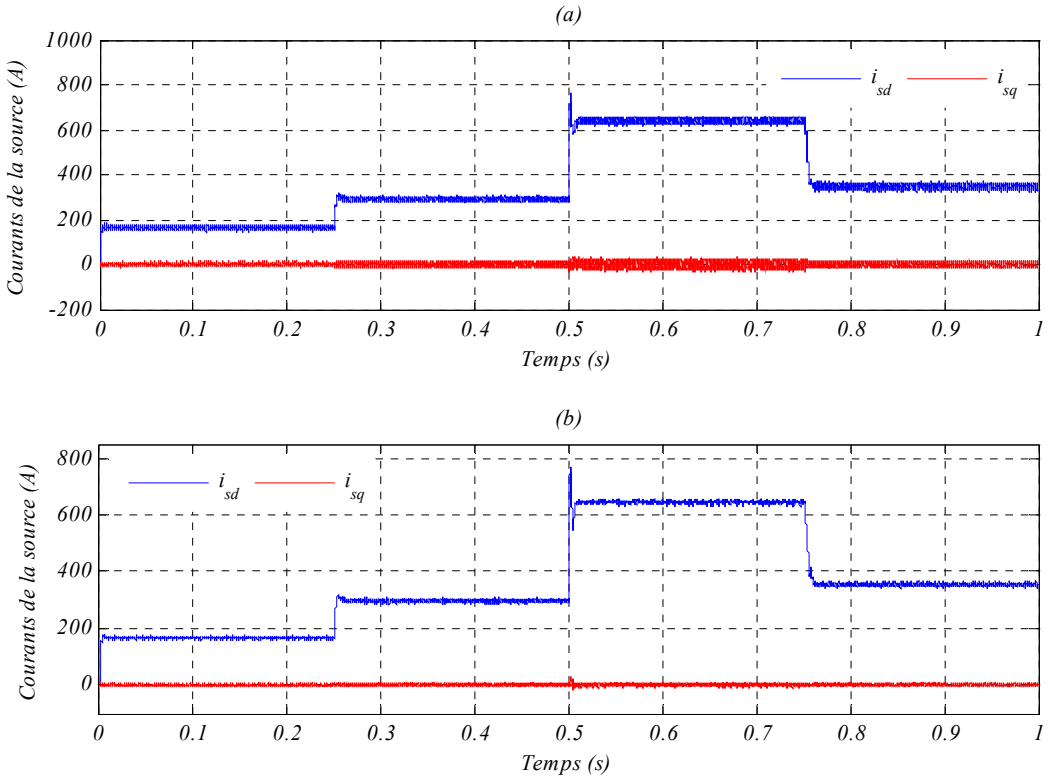



Figure (V.25) : Composantes actif et réactif du courant de la source, (a) *D-STATCOM* à deux niveaux, (b) *D-STATCOM* à trois niveaux

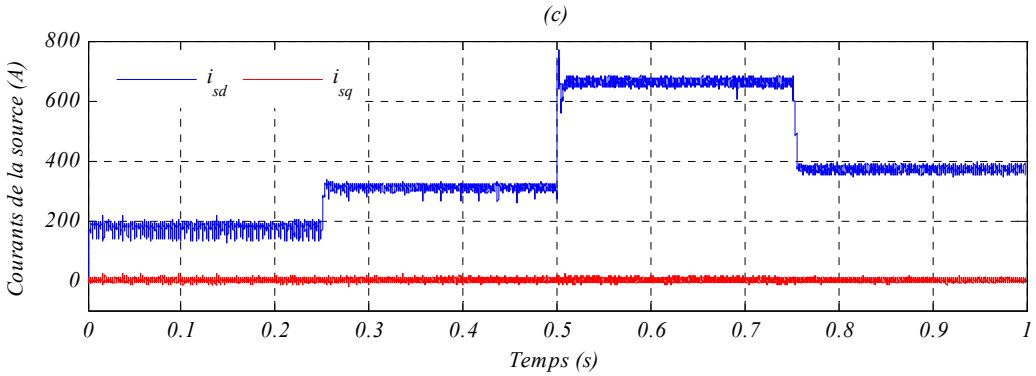



Figure (V.25) (suite) : Composantes actif et réactif du courant de la source, (c) *D-STATCOM* à cinq niveaux

Les résultats de simulation montrent l'efficacité aussi que les performances de la commande par mode de glissement floue. On constate que cette commande a éliminé le chattring et assure le lissage de la commande et la régulation de la tension continue et des courants.

## *V.8 Conclusion*

Dans la première partie de ce chapitre, la méthode de commande par mode glissant a été appliquée dans la commande d'un *D-STATCOM*. Nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la commande par mode glissant qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires soumis à des perturbations.

A partir des résultats de simulation présentés dans ce chapitre, on conclut que le réglage par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques *PI*. En effet, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique traduite dans un temps de réponse plus court et sans dépassement. Ils assurent également une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

La deuxième partie a été consacrée à la commande par mode de glissement floue. L'objectif de cette commande hybride est d'établir une passerelle entre la commande floue dont les performances incontestables, et la commande par mode de glissement qui prouve des propriétés de stabilité et d'invariance par rapport aux perturbations paramétriques et extérieures.
L'application de cette commande sur le *D-STATCOM* a donné de bons résultats tout en s'affranchissant des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et le déficit en outils d'analyse de la commande à la logique floue. L'efficacité de cette commande est prouvée à travers l'ensemble des résultats de simulation obtenus.

# Conclusion générale

L'étude présentée dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'amélioration de la gestion des réseaux électriques de distribution. Le travail porte sur la commande non linéaire d'un *D-STATCOM* à base d'onduleur de tension soit conventionnel ou multiniveaux commandé par *SVM*. Notre objectif étant de compenser la puissance réactive consommée ou délivrée par la charge afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire ou *PCC*.

Dans le premier chapitre, nous avons commencé par une brève étude sur les dispositifs *FACTS*, en présentant leurs définitions, leurs applications et leurs déférentes catégories selon le type de connexion. Après, on a cité quelques dispositifs en présentant pour chacun d'eux sa configuration, son principe de fonctionnement et ses applications. La deuxième partie à fait l'objet d'une étude plus détaillée sur le compensateur shunt *D-STATCOM*. En effet, sa structure, son principe de fonctionnement et son action sur le réseau de distribution d'énergie sont revus.

Dans le deuxième chapitre, une étude approfondie sur la modélisation et la modulation vectorielle des onduleurs de tension conventionnels et multiniveaux a été effectuée. Nous avons vu que la qualité de la tension de sortie dépend des paramètres de la modulation et elle s'améliore en passant d'un onduleur à faible niveau à un onduleur de niveau supérieur. Pour les onduleurs à trois et à cinq niveaux, certains états de l'onduleur sont redondants, ce qui nous donne un degré de liberté additionnel, nous ont permis de résoudre le problème épineux du déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs du côté continu de l'onduleur. Ce problème est étroitement lié au choix des états redondants du vecteur tension de sortie. Un choix convenable de ces redondances permet de résoudre ce problème et d'avoir des tensions équilibrées et égales aux bornes des condensateurs. Cependant, la capacité d'équilibrage par cette méthode est limitée dans le cas de l'onduleur à cinq niveaux par deux facteurs principaux qui sont le taux de modulation et le facteur de puissance de la charge.

Le troisième chapitre était consacré à l'élaboration des modèles mathématiques du *D-STATCOM* dans le repère triphasé (*abc*) puis dans le repère biphasé synchrone (*dq*). Du fait de leur structure simple, les régulateurs linéaires de type *PI* sont utilisés pour commander le *D-STATCOM*. La régulation des puissances active et réactive a été effectuée à travers le contrôle des courants actif et réactif correspondants. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de cette méthode de contrôle en dépit de sa simplicité. Nous avons vérifié aussi l'efficacité de l'algorithme d'équilibrage des tensions de condensateurs associé à la modulation vectorielle multiniveaux.

Dans le quatrième chapitre nous avons décrit les principes de base de la théorie de la logique floue, la structure et les étapes constituant l'algorithme d'un régulateur flou de type *Mamdani*. Nous avons également discuté son application dans la commande du *D-STATCOM* connecté à un réseau de distribution. L'objectif étant d'assurer un facteur de puissance unitaire côté réseau indépendamment de

la variation de la charge. Les résultats de la simulation numérique permettent de constater que le régulateur flou est plus performant par rapport au régulateur *PI* classique particulièrement en régime transitoire. En effet, il assure une dynamique de réglage très rapide en cas de variation brutale de la charge et se comporte comme un amortisseur de perturbations.

Dans le cinquième chapitre, nous avons présenté la méthode de commande par mode glissant. Nous avons appliqué cette méthode de commande pour régler la tension continue et les courants actif et réactif du *D-STATCOM*. A partir des résultats de simulation, on conclut que cette méthode de commande apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques *PI*. Car, ces régulateurs offrent de bonnes performances statique et dynamique. En effet, il assure un temps de réponse plus court et sans dépassement, une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation. Enfin, la commande hybride par mode glissant-floue a été appliquée pour établir une passerelle entre la commande floue dont les performances incontestables, et la commande par mode de glissement qui prouve des propriétés de stabilité et d'invariance par rapport aux perturbations paramétriques et extérieures. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de cette méthode de commande contre les inconvénients des deux méthodes précédemment citées, il s'agit de problèmes de broutement pour la commande par mode glissant et le déficit en outils d'analyse par la commande à la logique floue.

Les méthodes de commande non-linéaires étudiées dans ce mémoire ont montré leurs hautes performances dans la commande du *D-STATCOM* multiniveaux.

A titre de perspectives, ce travail peut être étendu suivant les axes ci-dessous :

- Exploration les autres modes de fonctionnement du *D-STATCOM*; tel que le réglage de la tension du *PCC*;
- Application d'autres méthodes de commandes non-linéaires;
- Introduction des autres dispositifs *FACTS*.

# *Bibliographie*

[1] Lamia Kartobi, "Optimisation de la Synthèse des FACTS par les Algorithmes Génétiques et les. Essaims Particulaires pour le contrôle des Réseaux Electriques", *Mémoire de Magister, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Décembre 2006.*

[2] Abdelaàli Alibi, "Contrôle des Réseaux Electriques par les Systèmes *FACTS* : (Flexible AC Transmission Systems)", *Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2009*.

[3] Slaven Kincic, "Onduleur à Niveaux Multiples et son Application en Compensation de la Puissance Réactive", *Mémoire de Magister,Ecole de Technologie Supérieure, Université du Québec, Montréal, Mai 2000.*

[4] Haizea Gaztañaga Arantzamendi, "Etude de Structures d'Intégration des Systèmes de Génération Décentralisée : Application aux Microreseaux", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre 2006.*

[5] N. G. Hingorani and K**.** E. Stahlkopf, "High Power Electronics", *Scientific American, Vol. 269, No. 5, 1993, pp. 78-85.*

[6] C. Gombert, "Simulation Temps-réel des Dispositifs d'Electronique de Puissance Dédiés aux Réseaux d'Energie Electrique", *Mémoire de Magister, Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2005.*

[7] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. N. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 1A-20, No. 3, May/June 1984, pp. 625-630.*

[8] L. Gyugyi, "Reactive Power Generation and Control by Thyristor Circuit", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-15, No. 5, September 1979, pp. 521-532.*

[9] N. G. Hingorani and L. Gyugyi, "Understanding FACTS", *IEEE Press, New York, 2000*.

[10] I. Etxeberria-Otadui, "Sur les Systèmes de l'Electronique de Puissance Dédiés à la Distribution Electrique - Application à la Qualité de l'Energie", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 2003.*

[11] L. Gyugyi, "Power Electronics in Electric Utilities: Static Var Compensator", *IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 76, No. 4, April 1988, pp. 483-494.*

[12] Brahim Bekki, "Contribution du *SMES*, Dispositif *FACTS*, à la Stabilisation d'un Réseau Electrique Haute Tension", *Mémoire de Magister, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Septembre 2006.*

[13] E. G. Shahraki, "Apport de l'UPFC à l'Amélioration de la Stabilité Transitoire des Réseaux Electriques", *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2003.*

[14] Cai Rong, "Analysis of *STATCOM* for Voltage Dip Mitigation", *Mémoire de Master de Science, Université Chalmers de technologie, Göteborg, Suède, Décembre 2004.*

[15] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", *Edition Practice Hall, 1986.*

[16] F. Labrique, G. Séguier and R. Bausière, "Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance, La Conversion Continu Alternatif", *Tec Doc Paris, 1995*.

[17] O. Bouakaz, "Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux, Fonctionnement Symétrique et Asymétrique", *Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005*.

[18] Rabia Guedouani, "Etude et Commande des Différentes Cascades Redresseurs de Tension Triphasé *MLI* - Onduleur de Tension à Cinq Niveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone de Forte Puissance", *Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, 2009*.

[19] A. N. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.1A-17, September/October 1981, pp.518-523.*

[20] J. S. Manguelle, "Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques Alimentés par Transformateurs Multi-secondaires Basse-fréquence: Réactions au Réseau d'Alimentation", *Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.*

[21] Ouahiba Fadli, "Modélisation et Commande non Linéaire de l'Association : Machine Synchrone à Aimants Permanents-Onduleur de Tension à Trois Niveaux", *Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2006*.

[22] Hind Djeghloud, "Filtrage Actif de Puissance", *Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, Décembre2007*.

[23] A. M. Trzynadlowski, "Introduction to Modern Power Electronics", *Chapter 2, pp. 65-91,& Chapter 7, pp. 273-364, Ed. John Wiley & Sons, New York, 1998.*

[24] Djaafer Lalili, "*MLI* Vectorielle et Commande non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone", *Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Avril 2009*.

[25] M. Kamil et S. Nouiri, "Commandes non Linéaires d'un Filtre Actif Parallèle", *Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2010.*

[26] H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors", *IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, January/February 1988, pp. 142-150.*

[27] P. F. Seixas, M. A. Severo. Mendes, P. Donoso Garcia, and A. M. N. Lima, "An Algebraic *PWM* Method for Three-level Voltage Source Inverter", *Industry Applications Conference, Conference Record of the 2000 IEEE, Rome, Italy, Vol. 4, October2000, pp. 2177-2184.*

[28] A. Videt, "Variateur de Vitesse à Impact Electromagnétique Réduit : Onduleur Multiniveaux et Nouvelles Stratégies de Modulation", *Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, Décembre 2008*.

[29] M. Gaad, "Modélisation et Réalisation d'un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux à Structure NPC. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone", *Mémoire de Magister, EMP, 2000.*

[30] T. Ishida, K. Matsuse, T. Miyamoto, K. Sasagawa, and L. Huang, "Fundamental Characteristics of Five-Level Double Converters with Adjustable DC Voltages for Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp.775-782.*

[31] Z. Pan, F. Z. Peng, K. A. Corzine and V. R. Stefanovic, "Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel Rectifier/Inverter Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 6, November/December 2005, pp. 1698-1706.*

[32] R. Chibani, "Application de l'Automatique aux Cascades à Onduleurs à Cinq Niveaux à Structure NPC", *Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, 2007.*

[33] R. Chibani, G. Manesse, E. M. Berkouk, "A New Solution to the Unbalance Problem of the Input DC Voltages of a Five Levels NPC-VSI by Using Sliding Mode Regulation",*10th International Power Electronics and Motion Control, EPEPEMC 2002, Cavtat and Dubrovnik, Croatia, 2002.*

[34] S. Barkat, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Control of the DC-buses of a Seven-Level Diode-Clamped Inverter Using Type-2 Fuzzy Systems", *The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 2, No. 4, October 2006, pp.161-168.*

[35] O. Bouhali, B. Francois, E. M. Berkoukand C. Saudemont, "DC Link Capacitor Voltage Balancing in a Three-Phase Diode Clamped Inverter Controlled by a Direct Space Vector of Line-to-Line Voltages", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.22, No. 5, September2007, pp.1636-1648.*

[36] Y. Besanger, "Etude des FACTS (Flexible AC Transmission System) et de leur Comportement dans les Réseaux de Transport et d'Interconnexion", *Thèse de Doctorat, l'INPG, Juillet 1996.*

[37] C. Alvarez, J. Alamar, A. Domijan, A. Montenegro and Z. Song, "An Investigation Toward New Technologies and Issues in Power Quality", *Démarches de 9éme Conférence Internationale sur les Harmoniques et la Qualité de d de Puissance, Vol.2, 1-4 October. 2000, pp. 444-449.*

[38] M. Bouzidi et A. Bensaadi, "Commandes Non Linéaires d'un Redresseur *PWM* Triphasé", *Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2009.*

[39] Maryam Saeedifard, "Space Vector Modulation of Multi-Level and Multi-Module Converters for High Power Applications",*Thèse de Doctorat, Université de Toronto, Canada, 2008.*

[40] Yidan Li and Bin Wu, "A Novel DC Voltage Detection Technique in the CHB Inverter-Based *STATCOM*", *IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 23, No. 3, July 2008, pp. 1613-1619.*

[41] L. Zadeh, "Fuzzy Sets", *Information and Control, 1965, pp. 338-353.*

[42] B. Robyns, F. Berthereau, J. P. Hauter and H. Buyse, "A Fuzzy-Logic-Based Multimodel Field Orientation in an Indirect *FOC* of Induction Motor", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 47, No. 2, April 2000, pp. 380-388.*

[43] L. Leclerc, B. Robyns and J. Grave, "Control Based on Fuzzy Logic a Flywheel Energy Storage System Associated with Wind and Diesel Generators", *Mathematics and Computers in Simulation, Ed. Elsevier, Vol. 63, No. 3, November 2003, pp. 271-280.*

[44] A. Rubaai and A. R. Ofoli, "Multilayer Fuzzy Controller for Control of Power Networks", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 40, No. 6, November/December 2004, pp. 1521-1528.*

[45] J. Faucher, "Les Plans d'Expériences pour le Réglage de Commandes à Base de Logique Floue", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 2006.*

[46] G. Rami, "Contribution à l'Etude Théorique et Expérimentale d'un Filtre Actif Parallèle à Commande Analogique et Numérique Temps Réel", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 2006.*

[47] B. Bouchon, "La Logique Floue et ses Applications", *Edition Addison Wesley, France, 1994.*

[48] G. Gateau, "Contribution à la Commande des Convertisseurs Statiques Multicellulaires Série : Commande non Linéaire et Commande Floue", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 1997.*

[49] M'hamed Birame, "Commande Floue d'un Convertisseur AC-DC à UPF en Cascade avec un Convertisseur DC-DC Double Etage Alimentant un Système de Biberonnage par Supercapacités d'un Véhicule Electrique", *Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2003.*

[50] R. M. Schupbach and J. C. Balda, "Comparing DC-DC Converters for Power Management in Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Electric Machines and Drives Conference, IEMDC03,Vol.3, 1-4 June 2003, pp.1369-1374.*

[51] Abdelouahab Bouafia, "Techniques de Commande Prédictive et Floue pour les Systèmes d'Electronique de Puissance: Application aux Redresseurs à *MLI*", *Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas, Setif, Octobre 2010.*

[52] E. Mamdani and S. Assilian,"An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller", *International journal of Man-Machine Studies, Vol. 7, 1975, pp. 1-13.*

[53] D. Arzelier, D. Peaucelle, "Systèmes et Asservissement non Linéaires", *Notes de Cours, Version 4, CNAM–B2.*

[54] Hocine Amimeur, "Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement", *Thèse de Magistère, Université de Batna, Mai 2008.*

[55] D. Ali et D. Tarek, "Commande par Mode de Glissement par Imposition des Pôles d'une Machine à Induction Linéarisée par Orientation du Flux", *Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila*, 2005.

[56] M. Kercha, "Commande par Mode de Glissement d'un Moteur Pas à Pas à Aimant Permanent", *Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2005.*

[57] B. Abdelouahab et H. A. Adel, "Commande par Mode de Glissement d'une Suspension Active d'un Véhicule", *Mémoire de Fin d'Etudes, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2005.*

[58] V. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", *IEEE Transactions on Automatic Control,Vol. AC-22, No.1, April 1977, pp. 212-222.*

[59] J. E. Slotine, "Sliding Controller Design for Nonlinear Systems", *Int. J. Control, Vol. 40, No.2, 1984, pp. 421-434.*

[60] Ji Chang Lo and Ya HuiKuo," Decoupled Fuzzy Sliding-Mode Control", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol.6, No. 3, August1998.*

[61] Jean-Jacques E. Slotine and Weiping Li, "Applied Nonlinear Control", *Edition Practice Hall, 1991.*

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECNIQUE

OPTION : ELECTROMECANIQUE

Année Universitaire : 2010 / 2011

**Proposé et dirigé par :** Mr : Said BARKAT

**Présenté par :** Ali BOUZIDI
Mohammed BOUCHAREB

# Thème :

# Commande par mode glissant floue d'un D-STATCOM multiniveaux

# Résumé:

Ce mémoire présente l'exploitation du dispositif *D-STATCOM*, à base d'onduleurs de tension pour la compensation de la puissance réactive mise en jeu dans un réseau électrique de distribution.

Une solution adéquate est utilisée pour l'amélioration de la forme de la tension de sortie des onduleurs. Il s'agit d'utiliser des onduleurs multiniveaux à diodes flottantes commandés par modulation vectorielle (*SVM*) associée avec un algorithme de stabilisation des tensions continues des condensateurs, en profitant des états redondantes de chaque vecteur de sortie de l'onduleur.

La commande de ce dispositif a été réalisée en premier lieu en utilisant une commande linéaire classique de type *PI*, puis en utilisant des techniques de commande non-linéaires tel que la commande par mode de glissement connue par sa simplicité et sa robustesse vis-à-vis des perturbations, la commande par logique floue connue par sa rapidité et sa facilité de mise en œuvre et enfin la commande hybride entre les deux afin de développer un régulateur qui combine les performances des deux commandes.

**Mots-clés :**

*STATCOM*, *D-STATCOM*, Compensation de l'énergie réactive, Onduleurs multiniveaux, *SVM* stabilisante multiniveaux, Mode glissant, Logique floue.