

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE

SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE HASSIBA BEN BOUALI DE CHLEF



*Faculté de technologie*

*Département d'Electrotechnique*

**MEMOIRE**

En vue de l'obtention du diplôme de

**MAGISTER**

Ecole Doctorale Génie Electrique

Option : Entraînement des Systèmes Electriques

Présenté par

**Ismail BOUYAKOUB**

Ingénieur d'état en électrotechnique

**Thème**

**Application de la MLI vectorielle tridimensionnelle  
(SVM 3D) au filtrage actif parallèle à quatre bras à trois  
niveaux**

Soutenu le : 10/03/2012

devant le jury composé de :

Président	ZAHLOUL Hamou	M.C.A	U.H.B Chlef
Encadreur	BELMADANI Bachir	Professeur	U.H.B Chlef
Co. Encadreur	DAHMANE Rabah	M.A.A	U.H.B Chlef
Examineurs	TADJINE Mohamed	Professeur	E.N.P. ALGER
	BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur	E.N.P. ALGER

-Année Universitaire 2011/2012-

## REMERCIEMENTS

*Je tiens profondément à remercier tout d'abord DIEU l'unique qui a permis à ce travail de voir la lumière.*

*Je tiens à remercier vivement*

*mon père, ma mère, mon copromoteur Monsieur R.Dahmanee et promoteur Monsieur B. Belmadani, pour ses orientations éclairées, ses conseils constructifs, son esprit critique et son aide précieuse.*

*Nous remercions très chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être rapporteurs de notre mémoire.*

*Tous les enseignants qui ont contribué à notre formation pendant notre cycle de formation ,*

*Que tous ce qui a contribué de près ou de loin, dans ma formation ainsi qu'à la réalisation de ce travail reçoit ici le témoignage de ma grande sympathie.*

# DÉDICACE

*Je dédie ce modeste travail :*

*Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je nécessitais pour l'accomplissement de cette mémoire.*

*A la mémoire de mon père et ma mère, que Dieu l'accueil dans son vaste paradis ;*

*A ma mère ;*

*A mes chers frères et sœurs, tous par leurs noms ;*

*A tous mes amis en particulier.*

*A tous ceux qui me sont chers*

ISMAIL  
BOUYAKOUB

## الملخص:

لتحسين نوعية تحويل الطاقة الكهربائية من المصدر الي الحمل و التقليل من التأثيرات التوافقية الناتجة عن مختلف الحمولات الخطية و الغير خطية .

في هذه المذكرة نعرض مشكل التغيير والاضطراب في شكل التوتر الكهربائي في المنشآت الكهربائية التي تنشأ عن حمولات اللاخطية و ظواهر اضطرابية، ولحلها نستعمل موج ثلاثي المستويات NPC (النقطة الحياضية المتروحة) كمرشح متوازي يقوم بإدخال توترات توافقية في الوقت الحقيقي في نقطة ارتباط ( مرشح نشيط, دارة) مع المعوض للطاقة المتفاعلة

**الكلمات المفتاحية :** موج ذو ثلاث مستويات, التحكم ثلاثي الأبعاد , التيار الملوث , التيار اللاشيء.

## SUMMARY

In order to improve quality of the transfer of energy of the source towards the load, and to reduce the harmful effects of the harmonics generated by the nonlinear loads, this work was made .In this work we have studied the control of an active compensator parallel based on an inverter of tension with four wire on three levels with structure NPC control by the vectorial MLI three .dimensions ,.in taking the current of neutral in load.

**Key words:** Three-dimensional space vector modulation (SVM 3d), inverter with four wire on three levels, running of the neutral, running harmonic

## RESUME

En vue d'améliorer la qualité du transfert d'énergie de la source vers la charge, et de réduire les effets néfastes des harmoniques engendrés par les charges non linéaires, ce travail a été fait. Dans ce travail nous avons étudié la commande d'un compensateur actif parallèle à base d'un onduleur de tension à quatre bras à trois niveaux à structure NPC commandé par la MLI vectorielle à trois dimensions c.à.d. en prendre le courant de neutre en charge.

**Mots clés :** Commande vectorielle tridimensionnelle (SVM 3D), onduleur à quatre fils à trois niveaux, courant du neutre, courant harmonique.

---

# LISTE DE SYMBOLE

---

## LISTE DE SYMBOLE

$p$	Puissance active
$q$	Puissance réactive
$S$	Puissance apparente
$D$	Puissance déformante
$\bar{p}$	Puissance active continue
$\bar{q}$	Puissance réactive continue
$\tilde{p}$	Puissance active alternative
$\tilde{q}$	Puissance réactive alternative
$i_c$	Courant de charge
$i_s$	Courant de source
$i_f$	Courant fondamental
$I_d$	Courant redressé
$\alpha$	Angle d'amorçage de thyristors
$\phi$	Déphasage entre le courant et la tension
$\delta$	Coefficient d'amortissement
$\tau$	Constante de temps
$\omega$	Pulsation du réseau
$f_c$	Fréquence de coupure
$f$	Fréquence fondamentale du réseau (Hz)
$n$	Rang harmonique
$R_{cc}$	Résistance d'une phase de réseau ( $\Omega$ )
$L_{cc}$	Inductance d'une phase de réseau ( $H$ )
$U_d$	Tension redressée
$m$	Indice de modulation
$r$	Taux de modulation
$f_p$	Fréquence de la porteuse
$T_p$	Période des porteuses
$f$	Fréquence
$E$	Tension continue appliquée à l'onduleur
$F_{ks}$	Fonction de connexion de l'interrupteur $T_{ks}$
$F_{km}^b$	Fonction de connexion du demi-bras $k$
$F_c$	Fonction de commutation
$F_{cg}$	Fonction génératrice de commutation
$F_p$	Facteur de puissance
$U_{pm}$	Décalage entre les deux porteuses
$L_f, R_f$	Impédance de la sortie du filtre
$i_1, i_2, i_3$	Courant de ligne d'un système triphasé équilibré
$e_1, e_2, e_3$	Tension réseau sur la phase 1, 2,3
$i_h$ ou $i_{inj}$	Courant harmonique

## LISTE DE SYMBOLE

---

$i_{h\_mesuré}$	Courant harmonique mesuré
$I_{ref1,2,3}$	Courants de référence
$R$	Résistance d'induit
$L$	Inductance de l'induit
$K_f$	Coefficient de frottement
$K\varphi$	Constantes $K_c$ et $K_m$
$J$	Moment d'inertie
$\Omega_{nom}$	Vitesse nominale
$C_{nom}$	Couple nominal

### Acronymes

MLI	Modulation de largeur d'impulsion
THD	Total harmonic distortion
PI	Proportional Integral
Hex. A	Petit hexagone
Hex. B	Hexagone moyen
Hex. C	Grand hexagone
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée

# Liste des tableaux et des figures

---

## Liste des tableaux

### CHAPITRE I : La pollution harmonique dans les systèmes électriques

Tableau I.1 : principales charges polluantes.....4

Tableau I.2 Conséquences des creux de tension sur quelques équipements électriques sensibles.....10

### Chapitre III : Modélisation et commande d'un filtre actif parallèle

Tableau III.1: Etats d'uns bras de l'onduleur ( $x = 1, 2$  ou  $3$ ).....42

Tableau III.2 obtention des trois niveaux de tension pour toutes les combinaisons possibles .....47

Tableau III.3 Coordonnées  $\alpha$ - $\beta$  des vecteurs de sortie de l'onduleur trois niveaux .....48

Tableau III.4 Calcule des temps de commutation de l'hex A.....52

Tableau III.5 Calcule des temps de commutation de l'hex B.....53

Tableau III.6 Calcule des temps de commutation de l'hex C.....54

### Chapitre IV : commande par SVM 3D d'un filtre actif parallèle

Tableau .IV.1 Tensions de sorties générées par l'onduleur à quatre bras.....71

Tableau .IV.2 Les vecteurs de tension de l'onduleur représentés dans le repère  $(\alpha, \beta, \gamma)$ .....72

Tableau .IV.3 vecteurs de commande de chaque tétraèdre.....79

Tableau .IV.4 La matrice A de projection de chaque secteur de travail.....82

## Liste des figures

### CHAPITRE I : La pollution harmonique dans les systèmes électriques

Figure I.1 : Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension.....8

Figure I.2: Creux et coupures de tension.....9

Figure I.3 : Variation de fréquence.....10

Figure I.4 Le repère des puissances actives et réactives.....13

Figure. I.5 : Schéma représentant le principe de séparation des puissances.....14

Figure. I.6. Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon la théorie p-q.....17

Figure I.7 L'écart entre le courant de charge  $i_{c1}$  imposé et le courant calculé à partir de la méthode directe.....18

### CHAPITRE II: Les stratégies de dépollution dans les systèmes électriques

Figure II.1 : Filtre passif amorti ou passe-haut.....22

Figure II.2 : Filtre passif résonnant.....23

Figure II.3 : Filtre actif parallèle.....24

Figure II.4 : Filtre actif série.....25

# Liste des tableaux et des figures

---

<b>Figure II.5 :</b> Combinaison des filtres actifs série et parallèle.....	26
<b>Figure II.6:</b> Filtre actif série assisté par filtre passif.....	27
<b>Figure II.7 :</b> Filtre actif série et passif parallèle connectés en série assisté.....	28
<b>Figure II.8 :</b> Filtre actif parallèle assisté par filtre passif.....	28
<b>Figure II.8:</b> Principe du filtrage actif.....	30
<b>Figure II.9 :</b> Structure du filtre actif parallèle.....	31
<b>Figure II.10:</b> Schéma simplifié d'un réseau électrique.....	32
<b>Figure II.11 :</b> Schéma d'un redresseur triphasé à thyristors.....	33
<b>Figure II.12 :</b> Schéma d'un redresseur triphasé à thyristors (charge statique).....	34
<b>Figure II.13.a :</b> Les tensions d'alimentation et la tension redressée $U_d$ .....	34
<b>Figure II.13.b :</b> Les tensions d'alimentation et la tension redressée $U_d$ .....	34
<b>Figure II.14 :</b> Schéma d'un redresseur triphasé à thyristors (charge dynamique).....	35
<b>Figure II.15 :</b> Schéma équivalent du moteur à courant continu.....	35
<b>Figure II.16 :</b> Asservissement des courants du filtre actif parallèle triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie de commande MLI.....	37
<b>Chapitre III : Modélisation et commande d'un filtre actif parallèle</b>	
<b>Figure. II.17 :</b> Schéma de la régulation des courants du F.A.P.....	38
<b>Figure. III.1.</b> Onduleur de tension trois niveaux et les interrupteurs pouvant le constituer...	41
<b>Figure .III.2.</b> Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	42
<b>Figure .III .3:</b> Etats de l'onduleur.....	43
<b>Figure III.4 :</b> les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses de l'onduleur triphasé à trois niveaux pour des valeurs paire et impaire de $m$ .....	45
<b>Figure III.5.a :</b> montre la porteuse et les tensions de référence pour respectivement $m=9$ , $r=0.9$ .....	46
<b>Figure III.5.b :</b> La tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=12$ , $r=0.9$ ).....	46
<b>Figure. III.6.</b> Représentation vectorielle des vecteurs $\vec{V}_0$ à $\vec{V}_{20}$ dans le plan $\alpha-\beta$ . ....	49
<b>Figure. III.7.</b> Représentation séparée des trois hexagones en fonction des ordres de commutation. ....	49
<b>Figure. III. 8.</b> Détection des secteurs * $v$ par l'algorithme de la MLI vectorielle. (a). Cas de l'Hex. A. (b). Cas de l'Hex. B. (c). Cas de l'Hex. C.....	50
<b>Figure III.9</b> Diagramme de la commande.....	55

---

# Liste des tableaux et des figures

---

<b>Figure III.10</b> : La tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par stratégie de MLI vectorielle (SVM 2D).....	56
<b>Figure III.11</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à deux porteuses dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$ .....	57
<b>Figure III.12</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à deux porteuse dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$ .....	58
<b>Figure III.13</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à deux porteuse dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$ .....	59
<b>Figure III.14</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à deux porteuses dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$ .....	60
<b>Figure III.15</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle(SVM 2D) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$ .....	62
<b>Figure III.16</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle(SVM 2D) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$ .....	63
<b>Figure III.17</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle (SVM 2D) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha = 0^\circ$ ).....	64
<b>Figure III.18</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle(SVM) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha = 0^\circ$ ).....	65
<b>Figure III .19</b> déséquilibre de la charge.....	66
<b>Figure III.20</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle (SVM 2D) Pour une charge linéaire déséquilibrée.....	66
<b>Chapitre IV : commande par SVM 3D d'un filtre actif parallèle</b>	
<b>Figure .IV.1</b> : modèle de l'onduleur à quatre bras.....	69
<b>Figure IV.2</b> : modèle moyen de l'onduleur à quatre bras.....	69
<b>Figure IV.3</b> Les états de commutations de l'onduleur triphasé à quatre bras.....	70
<b>Figure . IV.4</b> Représentation des vecteurs tension dans l'espace $(\alpha,\beta,\gamma)$ .72	
<b>Figure .IV.5</b> Vecteur tension de référence dans les différents prismes.....	75
<b>Figure IV.6</b> Exemple de détection du prisme.....	75
<b>Figure. IV.7</b> Algorithme de détection des prismes.....	76
<b>Figure IV.8</b> Représentation des tétraèdres dans le premier prisme.....	77
<b>Figure. IV.9</b> Projections du vecteur référence sur les vecteurs adjacents79	

## Liste des tableaux et des figures

---

<b>Figure IV.10</b> La durée d'application du vecteur de commande (prisme 1 tétraèdre 1).....	83
<b>Figure IV.11</b> Algorithme général de la SVM 3D.....	84
<b>Figure IV.12:</b> Le modèle de l'onduleur à trois niveaux à partir de deux onduleurs à deux niveaux en série.....	85
<b>Figure IV.13</b> : Détection de la position du vecteur de référence et la tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par SVM 3D.....	87
<b>Figure IV.14</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle trois dimensions (SVM 3D) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha = 0^\circ$ ).....	88
<b>Figure IV.15</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle trois dimension (SVM 3D) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha = 30^\circ$ ).....	89
<b>Figure IV.16</b> : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle trois dimensions (SVM 3D) dans le cas d'une charge linéaire déséquilibrée.....	90

# SOMMAIRE

---

## SOMMAIRE

REMERCIEMENTS.....	(1)
DEDICACES .....	(2)
RESUME.....	(3)
LISTE DE SYMBOLE.....	(4)
LISTE DES TABLEUX ET DES FIGURES .....	(5)
SOMMAIRE .....	(10)
Introduction générale.....	1
<b>CHAPITRE I : La pollution harmonique dans les systèmes électriques</b>	
Introduction .....	3
I.1. Définition de la pollution harmonique :.....	4
I.2 Caractéristiques des perturbations électriques.....	4
I.3 Perturbations harmoniques en courant et en tension.....	6
I.3.1 Origine des harmoniques.....	6
I.3.2 Conséquences des harmoniques.....	6
I.4 Déséquilibre du courant et de la tension.....	7
I.4.1 Origine du déséquilibre.....	7
I.4.2 Conséquences du déséquilibre.....	8
I.5 Creux de tension.....	8
I.5.1 Origine des creux de tension.....	8
I.5.2 Conséquences des creux de tension.....	9
I.6 Variation de fréquence.....	10
I.7 Identification des courants harmoniques.....	10
I.7.1 Généralités sur les méthodes d'identification.....	11
I.7. 2 Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées.....	12
I.7.2.1 Généralités sur les puissances instantanées.....	12
I.7.2.2 Séparation des puissances perturbatrices.....	13

# SOMMAIRE

---

I.7.2.3 Calcul des courants perturbateurs.....15

Conclusion.....18

## **CHAPITRE II: Les stratégies de dépollution dans les systèmes électriques**

Introduction .....19

II.1.Solutions pour améliorer la qualité d'énergie électrique.....20

II.1.1 Solutions traditionnelles de dépollution.....20

II.1.1.1 Dépollution des courants perturbateurs.....20

II.1.1.1.1 Rééquilibrage des courants perturbateurs.....20

II.1.1.1.2 Compensation de la puissance réactive.....20

II.1.1.1.3 Compensation des courants harmoniques.....21

II.1.1.1.3.1 Filtre passif parallèle.....21

II.1.1.1.3.2 Filtre passif série.....22

II.1.1.1.3.3 Filtre passif amorti ou passe-haut.....22

II.1.1.1.3.4 Filtre résonant.....22

II.1.1.2 Dépollution des tensions perturbatrices.....23

II.1.2 Solutions modernes de dépollution .....23

II.1.2.1 Le filtre actif parallèle.....24

II.1.2.2 Le filtre actif série .....25

II.1.2.3 La combinaison parallèle-série actifs..... 25

II.1.2.4 Combinaison hybride active et passive.....26

II.1.2.4.1 Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....26

II.1.2.4.2 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.....27

II.1.2.4.3 Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.....28

# SOMMAIRE

---

II.2 Filtre active parallèle.....	29
II.2.1 Mise en œuvre.....	29
II.2.2 Principe du filtrage actif parallèle.....	30
II.2.3 Structure du filtre actif parallèle triphasé à trois niveaux.....	31
II.2.4 Application du filtre actif parallèle à la charge non linéaire.....	32
II.2.4 .1 Modélisation du réseau électrique.....	32
II.2.4 .2 Modélisation de la charge polluante.....	32
II.2.4 .2.1 Charge statique.....	33
II.2.4 .2.2 Charge dynamique.....	35
II.2.4 .2.3 Modélisation de la machine à courant continu.....	35
II.2.4 .2.3.1 Equations de fonctionnement.....	35
II.2.5 Asservissement des courants du filtre actif à trois niveaux.....	37
II.3 La Régulation du courant du filtre actif parallèle.....	38
II.3.1 Structure de la boucle de régulation.....	38
Conclusion.....	39

## **Chapitre III : Modélisation et commande d'un filtre actif parallèle**

Introduction.....	40
III .1Modélisation de l'onduleur à trois niveaux et stratégies de commande.....	41
III.1.1 Modulation de l'onduleur à trois niveaux.....	41
III.1.1.1.Description de l'onduleur à trois niveaux.....	41
III.1.2.Fonctions de commutation.....	41
III.1.3.Etats d'un bras de l'onduleur.....	41
III.1.4.Etats de l'onduleur.....	43
III.1.5.Tensions de sortie.....	43

# SOMMAIRE

---

III.1.6. Stratégie de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	44
III.1.6.1. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.....	44
III.1.6.1.1.Principe de la commande.....	44
III.1.6.1.2. L'algorithme de commande.....	44
III.1.6.1.3. Résultat de simulation :.....	46
III.1.6.1.4. Interprétation.....	46
III.1.7 la commande MLI vectorielle de l'onduleur à trois niveaux (SVM 2D) :.....	46
III.1.7.1. Expression des tensions de sortie.....	46
III.1.7.2.Détection des secteurs par l'algorithme de la MLI vectorielle pour les trois hexagones.....	50
III.1.7.3.Génération des impulsions MLI.....	50
III.1.7.4.Interprétation de résultat.....	56
III.2 Application les stratégies de commande sur le filtre actif parallèle .....	56
III.2 .1 Commande MLI à deux porteuse.....	57
III.2 .1.1 Résultats de simulation .....	57
III.2 .1.1.1 Charge statique.....	57
III.2 .1.1.2 Charge dynamique.....	59
III.2 .1.2 Interprétation des résultats .....	61
III.2 .2.Commande MLI vectorielle (SVM 2D).....	62
III.2 .2.1 Résultats de simulation .....	62
III.2 .2.1.1 Charge statique.....	62
III.2 .2.1.2 Charge dynamique .....	64
III.2 .2.1.3 charge linéaire déséquilibré.....	66
III.2 .2.2 Interprétation sur la SVM 2D.....	67
Conclusion.....	67

## **Chapitre IV : commande par SVM 3D d'un filtre actif parallèle**

Introduction :.....	68
IV.1 Modélisation et la commande par SVM3D de l'onduleur à deux niveaux à quatre bras :.....	69

# SOMMAIRE

---

IV.1.1	Modèle de l'onduleur à quatre bras.....	69
IV.1.2	La commande de l'onduleur.....	73.
IV.1.2.1	La commande vectorielle tridimensionnelle.....	74
IV.1.2.1.1	Détection de la position du vecteur de référence.....	74
IV.1.2.1.2	Détection de prisme.....	74
IV.1.2.1.3	Algorithme de détection des prismes.....	76
IV.1.2.1.4	Détection de tétraèdre.....	76
IV.1.2.1.5	Méthode de détections des tétraèdres.....	78
IV.1.2.1.6	Exemple de choix de tétraèdre.....	78
IV.1.2.1.7	Calcul des durées d'application des vecteurs de commande.....	79
IV.1.3	Algorithme général de la SVM 3D.....	84
IV.1.4	Structure générale d'un onduleur de tension à trois niveaux à partir de l'onduleur à deux niveaux.....	85
IV.1.4.1	Tensions de sortie de l'onduleur.....	86
IV.1.4.2	Résultats de simulation de l'onduleur à trois niveaux avec la SVM 3D.....	86
IV.1.4.3	Interprétation .....	87
IV.2	Application la commande MLI vectorielle 3D sur le filtre actif parallèle.....	87
IV.2.1	Commande MLI vectorielle (SVM 3D).....	87
IV.2.1.1	Résultats de simulation.....	87
IV.2.1.1.1	charge non linéaire équilibrée.....	88
IV.2.1.2	Interprétation sur la SVM 3D.....	90
	Conclusion.....	91
	Conclusion générale.....	92
	Annexe.....	94
	Bibliographies.....	96

## Introduction générale

Depuis de nombreuses années, le fournisseur d'énergie électrique s'efforce de garantir la qualité de l'énergie électrique, les premiers efforts se sont portés sur la continuité de service afin de rendre toujours disponible l'accès à l'énergie chez l'utilisateur. Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements où l'électronique prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle et qui entraîne de plus en plus de problèmes de perturbations au niveau des réseaux électriques.

Ces dispositifs sensibles, mais qui dégradent également la qualité de la tension, existent dans toutes les catégories d'utilisateurs telle que le domaine industriel par l'emploi de convertisseurs de l'électronique de puissance, le domaine tertiaire avec le développement de l'informatique et le domaine domestique par l'utilisation en grand nombre des téléviseurs, magnétoscopes, lampes à économie d'énergie, ...

Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, de la part des utilisateurs, des taux de déséquilibre des courants et d'harmonique, ainsi qu'à une importante consommation de la puissance réactive. La circulation de ces mêmes courants perturbés va également provoquer des déséquilibres de tension et des harmoniques, lesquels vont se superposer à la tension nominale du réseau électrique. De plus, des incidents du type coups de foudre ou un brusque démarrage d'une machine tournante à forte puissance peuvent causer une chute soudaine et importante de tension. On nommera ce type d'incident: creux de tension, Ces perturbations ont bien entendu des conséquences néfastes sur les équipements électriques, lesquelles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un arrêt soudain des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements,

Pour faire face à ces problèmes et d'améliorer la qualité de l'énergie, la solution utilisée jusqu'à présent est le filtre passif qui fournit de l'énergie réactive et piège les harmoniques. Malgré sa simplicité et son faible coût, cette solution présente deux inconvénients majeurs : Le premier est lié au phénomène de résonance avec le réseau qui est l'origine d'amplification de tout harmonique à fréquence voisine de celle de la résonance, se traduisant par des surtensions pouvant aller jusqu'à la destruction des équipements. Le deuxième inconvénient est la dépendance des performances du filtre passif aux caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté.

# Introduction générale

---

Le développement récent des semi-conducteurs de puissance entièrement commandables, les thyristors GTO et les IGBT en particulier, a conduit à la conception de nouvelles structures de convertisseurs statiques appelées filtres actifs destinés à la compensation des perturbations électriques telles que les harmoniques provenant de la charge et dont plusieurs topologies ont été développées et étudiées. Leur réponse s'adapte automatiquement à la perturbation à éliminer. Il apparaît donc que l'utilisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC comme filtre actif répond aux besoins des niveaux élevés des puissances demandées et peut conduire à des solutions plus performantes.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne particulièrement l'étude par simulation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC utilisé comme filtre actif parallèle qui est destiné au filtrage des courants harmoniques. Nous mettrons en évidence trois stratégies de commande, à savoir la commande MLI à deux porteuses, la commande MLI vectorielle, et MLI vectorielle trois dimensions(3D). Ainsi, on présentera une solution efficace à la pollution des réseaux produite par des charges linéaires et non linéaires.

Ce mémoire a été organisé en quatre chapitres:

Le premier chapitre du mémoire recense les perturbations qui peuvent apparaître dans un réseau électrique et expose leurs causes et leurs conséquences et les différentes méthodes d'identification des courants harmoniques et en particulier la méthode des puissances actives et réactives instantanées.

Le deuxième chapitre sera consacré à Les solutions de dépollution existantes, tant traditionnelles que modernes sont rappelées.

Le troisième chapitre sera consacré sur la modélisation d'onduleur triphasé à trois niveaux. On présentera son modèle de connaissance et celui de commande. Ainsi que les stratégies de commande MLI et l'application ces commande au filtrage actif parallèle.

Dans le quatrième chapitre, nous terminerons notre étude par l'utilisation de nouvelle technique de commande est la MLI vectorielle tridimensionnelle (SVM 3D) sur le filtre actif parallèle (onduleur à trois niveaux)

Une conclusion générale clôturera ce mémoire.

# CHAPITRE I :

## La pollution harmonique dans les systèmes électriques

### Introduction

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau de puissance fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes. Il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations de deux origines distinctes :

- les perturbations de tension causées par le passage, dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs,
- les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques et déséquilibrées et les creux de tension.

Dans la première partie de ce chapitre, nous étudierons les caractéristiques générales des perturbations électriques. Ainsi, nous détaillerons les origines, les conséquences matérielles et les limites tolérées.

La deuxième partie étudiée la méthode d'identification des courants perturbés

**I.1. Définition de la pollution harmonique** : c'est l'altération de la forme d'onde sinusoïdale du courant et/ou de la tension engendrée par certaines charges électriques dites charges non-linéaires présentées dans le tableau (I.1). Ce genre de signal, à supposer que la périodicité du signal ne soit pas atteinte, peut être décomposé en une somme de sinusoïdes de fréquence ( $n.f$ ) tel que  $n \in \mathbb{N}$  et  $f$  est la fréquence du signal.

Pour  $n=1$  la sinusoïde est dite fondamentale.

Pour  $n > 1$  les sinusoïdes sont dites harmoniques d'ordre supérieur.

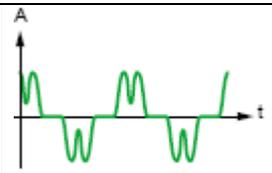
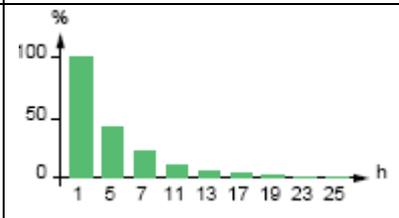
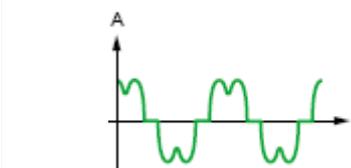
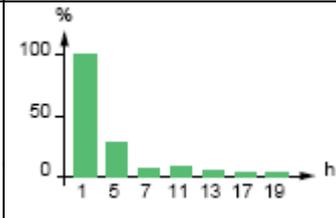
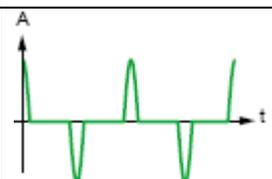
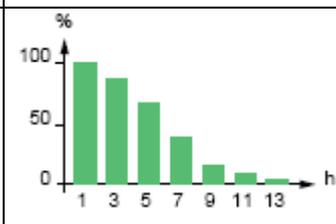
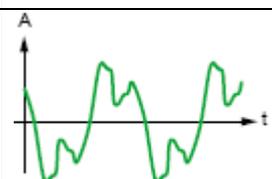
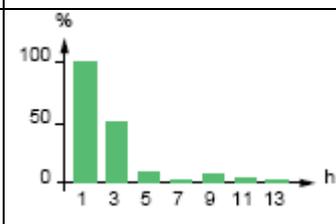
Charges non linéaires	Forme d'onde de courant	spectre	THD
Variateur de vitesse			44%
Redresseur/chargeur			28%
Charge informatique			115%
Eclairage fluorescent			53%

Tableau I.1 : principales charges polluantes.[Hem 11],[Tad 08]

## I.2 Caractéristiques des perturbations électriques

Les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de 50 Hz ou de 60 Hz. Les paramètres caractéristiques d'un tel

système sont les suivants :

- \_ La fréquence,
- \_ L'amplitude des trois tensions,
- \_ la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde,
- \_ La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif.

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations :

**Les fluctuations de la fréquence à 50 Hz :** elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport;

**Les variations de l'amplitude :** il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension ou de creux de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non;

**la modification de la forme d'onde de la tension :** cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque;

**La dissymétrie du système triphasé,** que l'on appelle déséquilibre.

On peut, en plus, mentionner un type particulier de perturbations difficile à classer puisqu'il concerne tout à la fois l'amplitude et la forme d'onde : ce sont les variations transitoires d'amplitudes dont la durée est inférieure à 10 ms.

Afin de bien analyser les pollutions des réseaux électriques en basse tension et, par conséquent, de trouver les meilleures méthodes de dépollution, on va distinguer deux types de perturbations, à savoir les perturbations de courant et celles de tension.

Les courants perturbateurs comme les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive sont majoritairement émis par des charges non linéaires, à base d'électronique de puissance, et/ou déséquilibrées. La puissance réactive peut être aussi consommée par des charges linéaires inductives comme les moteurs asynchrones qui sont

largement présents dans les sites industriels. Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même mais parfois également dans les charges. Ces types de perturbation ont des effets très néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements ou de l'arrêt des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements.[ALA.02]

## **I.3 Perturbations harmoniques en courant et en tension**

### **I.3.1 Origine des harmoniques**

Les harmoniques sont générées par des charges non linéaires absorbant un courant non sinusoïdal. Actuellement, les équipements à base de thyristors constituent la principale source de ces harmoniques. Ces appareils, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont assimilables à des générateurs de courants harmoniques : appareils d'éclairage fluorescent, variateurs de vitesse, redresseurs, téléviseurs, ordinateurs, etc.

### **I.3.2 Conséquences des harmoniques**

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau.

Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donner lieu à des surcoûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types : les effets instantanés et les effets à terme.

#### **a: Effets instantanés**

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

**Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques :** En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.

**Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs :** Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.

**Erreurs dans les appareils de mesure :** Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.

**Vibrations et bruits** : Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machine tournantes).

**b: Effets à terme**

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements.

**Echauffement des câbles et des équipements** : Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du sur échauffement du neutre et les matériels bobines comme les transformateurs ou les moteurs.

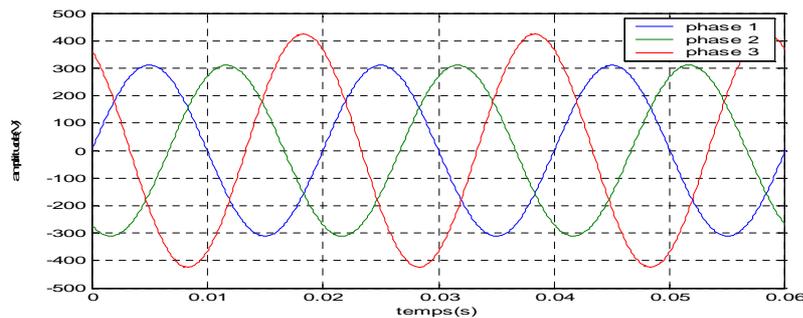
**Echauffement des condensateurs** : L'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

**Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs** : Echauffement cause par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.[AIS .09],[KET 05]

## **I.4 Déséquilibre du courant et de la tension**

### **I.4.1 Origine du déséquilibre**

Un récepteur triphasé électrique qui n'est pas équilibré et que l'on alimente par un réseau triphasé équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau. Ceci est fréquent pour les récepteurs monophasés basse tension. Mais cela peut également être engendré, à des tensions plus élevées, par des machines à souder, des fours à arc ou par la traction ferroviaire. (voir la figure I.1).



**Figure I.1 :** Cas particulier de déséquilibre du système triphasé de tension

## I.4.2 Conséquences du déséquilibre

Il est plus intéressant d'aborder le problème du déséquilibre par type d'équipement. Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un dysfonctionnement des appareils basses tensions connectés [**Hem 11**] :

- \_ Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage),
- \_ Destruction d'un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).

Concernant les dispositifs triphasés d'électronique de puissance, principalement les ponts redresseurs, le fonctionnement en présence de déséquilibre entraîne l'apparition de composantes harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. L'apparition de ces courants harmoniques peut poser des problèmes, comme la génération d'une anti-résonance lors du filtrage de l'harmonique de rang 5. Outre les effets classiques des harmoniques, ces fréquences non caractéristiques peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande. La conséquence des composantes inverses sur les machines tournantes est la création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal, d'où un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui provoquent l'échauffement de la machine.

Concernant l'effet du déséquilibre homopolaire, il faut signaler le risque d'échauffement du conducteur neutre dans un réseau BT qui, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur ou un incendie.

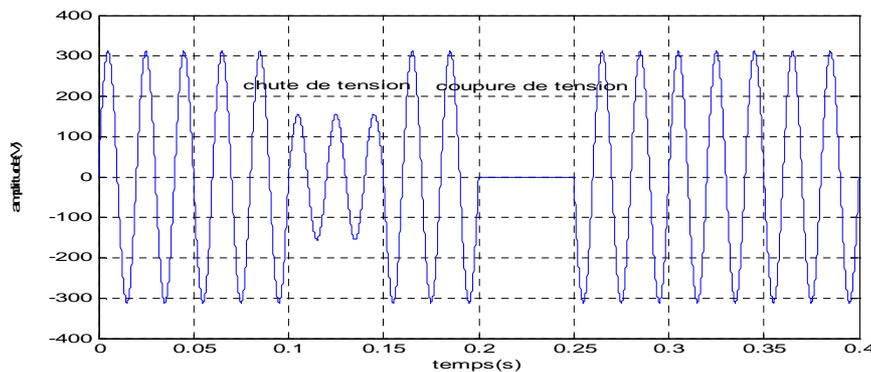
## I.5 Creux de tension

### I.5.1 Origine des creux de tension

Un creux de tension est une diminution brusque de la tension de fourniture  $U_f$ . Cette

diminution, située entre 90% et 10% de la tension nominale  $U_n$ , est suivie du rétablissement de la tension après un court laps de temps. Un creux de tension peut durer de 10 ms à 3 mn [ALA 02],[ABD 05].

La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms. La figure (I.2) montre un exemple de creux et de coupure de tension.



**Figure I.2:** Creux et coupures de tension

Il y a deux types de phénomène à l'origine des creux de tension :

- \_ creux provenant du fonctionnement d'appareils à charge fluctuante ou de la mise en service d'appareils appelant un courant élevé au démarrage (moteurs, transformateurs...etc.),
- \_ creux liés aux phénomènes aléatoires, comme la foudre ou tous les courts-circuits accidentels sur les réseaux de distribution, ou les réseaux internes des clients (défaut d'isolation, blessure de câble, projection de branches sur les lignes aériennes).

Les creux de tension sont caractérisés par leur amplitude et par leur durée. Ils sont monophasés, biphasés ou triphasés suivant le nombre de phases concernées.

### I.5.2 Conséquences des creux de tension

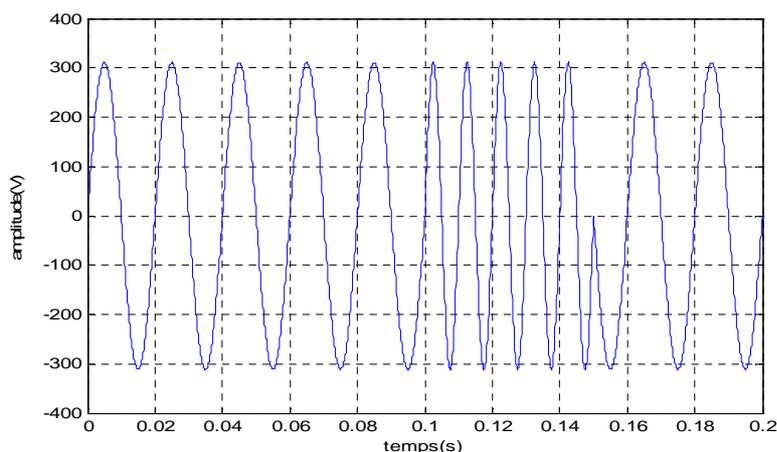
Les creux de tension sont susceptibles de perturber le fonctionnement de certaines installations industrielles et tertiaires. En effet, ce type de perturbation peut causer des dégradations de fonctionnement des équipements électriques qui peuvent aller jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Le Tableau. I.4 résume les conséquences néfastes causées par les creux de tension sur quelques matériels industriels et tertiaires sensibles [ALA-02].

Types d'appareils	Conséquences néfastes
Eclairage	Moins de luminosité, extinction et ré allumage (lampes à arc)
Systèmes à base d'électronique de puissance	Arrêt du dispositif
Moteurs asynchrones	Ralentissements, décrochage, surintensité au retour de la tension
Moteurs synchrones	Perte de synchronisme, décrochage et arrêt du moteur
Variateurs de vitesse pour un moteur à courant continu	_ En mode onduleur : destruction des protections _ En mode redresseur : ralentissement de la machine
Variateurs de vitesse pour un moteur asynchrone	Ralentissement, décrochage, surintensité au retour de la tension, destruction éventuelle de matériel au niveau du convertisseur

**Tableau I.2** Conséquences des creux de tension sur quelques équipements électriques sensibles

## I.6 Variation de fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome (voir la figure I.4). Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle  $50 \text{ Hz} \pm 1\%$ .



**Figure I.3 :** Variation de fréquence

## I.7 Identification des courants harmoniques

Le filtrage actif a pour objectif de générer des courants harmoniques de sorte que le réseau ne fournisse qu'un courant sinusoïdal. Un bon dimensionnement de ce filtre exige la connaissance des courants harmoniques qui vont le traverser.

La qualité du filtrage réside dans l'efficacité de la méthode utilisée pour l'identification des courants harmoniques. Il existe plusieurs algorithmes qui diffèrent en complexité [CHE 04].

Le but de cette partie est de présenter une méthode d'identification des courants harmoniques de référence dite « la méthode directe » qui se base sur les puissances active et réactive instantanées.

### **I.7.1 Généralités sur les méthodes d'identification**

Les différentes méthodes d'identification de courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles d'approche.

La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques [NAK 89].

La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire [BEN 98]. D'autres peuvent être utilisées pour compenser à la fois les courants harmoniques et la puissance réactive, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total [BEN 98].

Récemment, des nouvelles méthodes d'identification ont été présentées pour donner le choix de compenser un, plusieurs ou voire même tous les types de courants perturbateurs. En effet, en se basant sur la régulation de la tension continue et sur celles du réseau électrique aux points de raccordement, nous pouvons compenser à la fois tous les courants perturbateurs, tout en offrant la possibilité de réguler la tension de la charge [CHA 00]. Cette méthode, qui ne peut être implantée que numériquement, ne garantit pas une compensation parfaite de la puissance réactive, de même que la régulation de tension n'assure pas toujours une bonne qualité à la tension de la charge.

Une autre méthode, appelée la méthode de détection synchrone et reposant sur la transformée de Park, a été proposée. Cette méthode se base essentiellement sur le calcul de la pulsation

fondamentale obtenue par une PLL. Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés.

Enfin, la méthode d'identification la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées [ALA 02] Cette méthode offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation. Pour toutes ces raisons nous avons retenu cette méthode d'identification pour le reste de notre étude. En effet, afin de pouvoir compenser les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive conjointement ou individuellement, cette méthode nous a semblé la mieux appropriée.

## I.7. 2 Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées

### I.7.2.1 Généralités sur les puissances instantanées

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (P), réactive (Q) et déformante (D) comme le montre la relation I.1 .

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad \text{I.1}$$

Cette méthode exploite la transformation  $\alpha - \beta$  pour obtenir les puissances réelles et imaginaires. Notons par  $(V_\alpha, V_\beta)$  et  $(I_\alpha, I_\beta)$  les composantes orthogonales du repère  $-\_ -$  associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle (Vs) et aux courants absorbés par les charges polluantes (Is). La transformation  $\alpha, \beta, \gamma$  triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad \text{I.2}$$

Et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad \text{I.3}$$

En utilisant les expressions de  $V_\alpha, V_\beta, I_\alpha, I_\beta$ , définies précédemment, on peut écrire l'expression de la puissance active instantanée comme suit :

$$p = V_\alpha \cdot i_\alpha + V_\beta \cdot i_\beta \quad \text{I.4}$$

(L'opérateur  $\cdot$  désigne le produit scalaire)

Puisque  $V_\alpha$  est en parallèle avec  $I$  et  $V_\alpha$  avec  $i_\beta$  respectivement, l'équation (I.4) devient :

$$p = V_\alpha i_\alpha + V_\beta i_\beta \quad \text{I.5}$$

De même, on définit l'expression de la puissance réactive instantanée introduisant un nouvel espace vectoriel et toujours dans le repère des coordonnées  $(\alpha - \beta)$  :

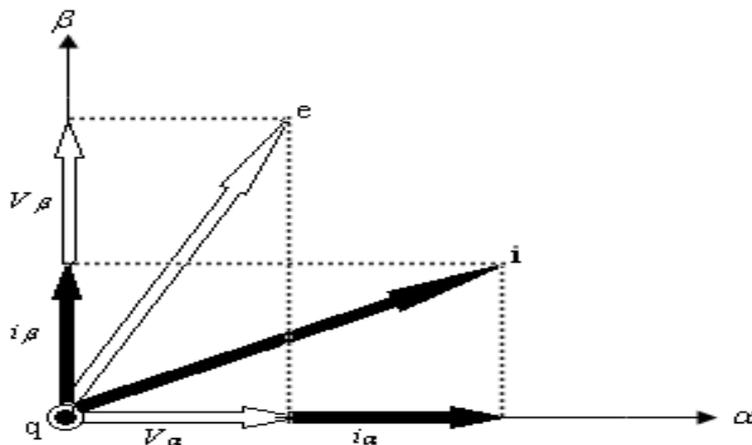
$$q = V_\alpha \wedge i_\beta + V_\beta \wedge i_\alpha \quad \text{I.6}$$

(L'opérateur  $\wedge$  désigne le produit vectoriel)

Le vecteur  $q$  est perpendiculaire au plan de coordonnées  $(\alpha - \beta)$

$V_\alpha$  étant perpendiculaire à  $i_\beta$  et  $V_\beta$  à  $i_\alpha$  respectivement, l'expression (I.6) devient :

$$q = V_\alpha \cdot i_\beta - V_\beta \cdot i_\alpha \quad \text{I.7}$$



**Figure I.4** Le repère des puissances actives et réactives

Donc à partir des équations (I.5) et (I.7), on définit les expressions des puissances actives et réactives instantanées par les deux systèmes suivants :

Le déterminant  $\begin{vmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{vmatrix}$  n'est pas nul, l'expression (I.8) devient :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} \quad \text{I.8}$$

Dans le cas général, chacune des puissances  $p$  et  $q$  comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} P = \bar{P} + \tilde{P} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad \text{I.9}$$

avec :

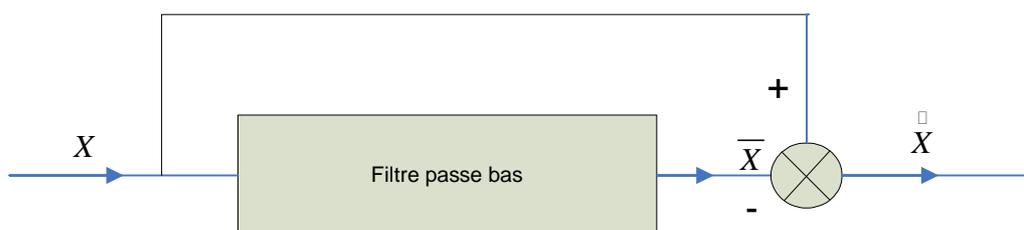
$\bar{P}$  une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension,

$\bar{q}$  une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension,

$\tilde{P}$  et  $\tilde{q}$  des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

### I.7.2.2 Séparation des puissances perturbatrices

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Un circuit constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé, comme le présente la Fig. I.5.



**Figure . I.5** : Schéma représentant le principe de séparation des puissances

Des filtres de puissance du quatrième ou cinquième ordre ont été proposés . Dans notre étude, nous avons choisi un filtre passe-bas du deuxième ordre en vue de simplifier l'approche d'implantation numérique de ce dernier. En effet, un ordre plus élevé entraînerait des temps de calcul plus longs ce qui peut être préjudiciable dans notre étude. La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} \quad \text{I.10}$$

La fréquence de coupure,  $f_0 = \omega_0 / (2 * \pi)$  est choisie pour que le filtre de puissance puisse bloquer

toute composante perturbatrice des puissances instantanées  $\hat{X}$ . Elle doit aussi permettre aussi le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale ( $X$ ). Cette fréquence est donc choisie selon le type de la charge, soit : [ALA 07]

60 Hz pour un courant de charge équilibré avec un temps de réponse du filtre de 20 ms,  
20 Hz pour un courant de charge déséquilibré avec un temps de réponse du filtre de 60 ms.

### I.7.2.3 Calcul des courants perturbateurs

En introduisant (I9) dans (I.8), on aura :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{P} + \tilde{P} \\ \hat{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{I.11}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{P} \\ \hat{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \text{I.12}$$

avec

$$\hat{i}_\alpha = \frac{V_\alpha}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \hat{P} \quad \text{I.13}$$

$$\tilde{i}_\alpha = \frac{V_\alpha}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tilde{P} \quad \text{I.14}$$

$$\hat{i}_\beta = \frac{V_\beta}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \hat{q} \quad \text{I.15}$$

$$\tilde{i}_\beta = \frac{V_\beta}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tilde{q} \quad \text{I.16}$$

$\hat{i}_\alpha$  est la composante fondamentale et  $\tilde{i}_\alpha$  la composante harmonique du courant  $i_\alpha$ .

$\hat{i}_\beta$  est la composante fondamentale et  $\tilde{i}_\beta$  la composante harmonique du courant  $i_\beta$ .

Donc :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{P} \\ \hat{Q} \end{bmatrix} \quad \text{I.17}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ \tilde{Q} \end{bmatrix} \quad \text{I.18}$$

La transformation inverse permet d'obtenir les composantes triphasées correspondant au fondamental :

$$\begin{bmatrix} i_{s f 1} \\ i_{s f 2} \\ i_{s f 3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} \quad \text{I.19}$$

Où  $i_{s f 1}$ ,  $i_{s f 2}$ , et  $i_{s f 3}$  sont respectivement les composantes fondamentales des courants

$i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$ .

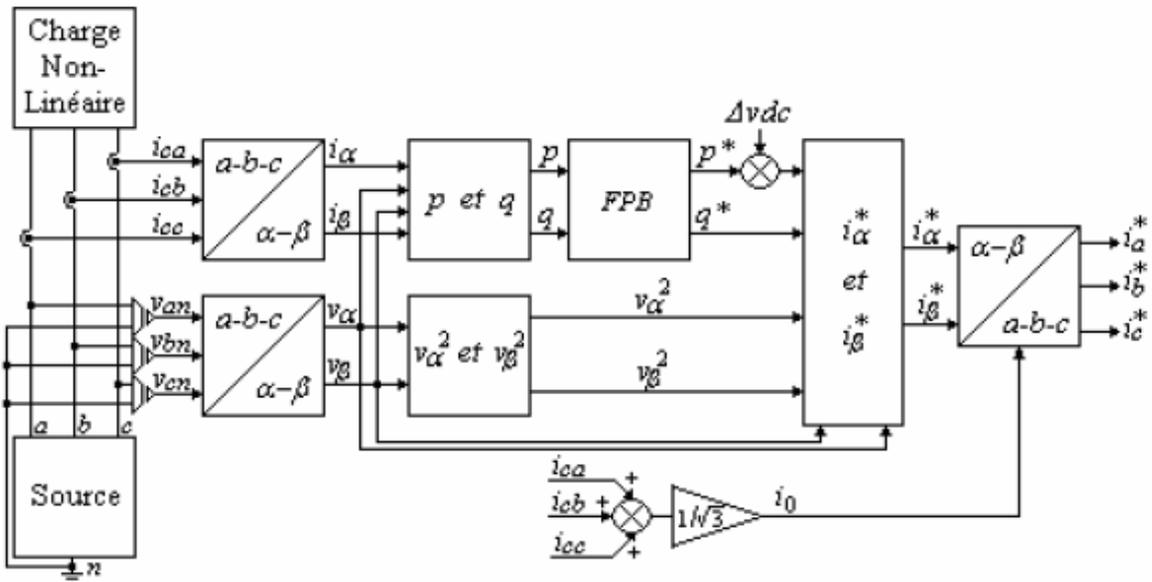
La même transformation, mais en utilisant les composantes harmoniques  $\tilde{i}_\alpha$  et  $\tilde{i}_\beta$ , permet

d'obtenir les courants harmoniques  $i_{s h 1}$ ,  $i_{s h 2}$ , et  $i_{s h 3}$  respectivement des courants  $i_1$ ,  $i_2$

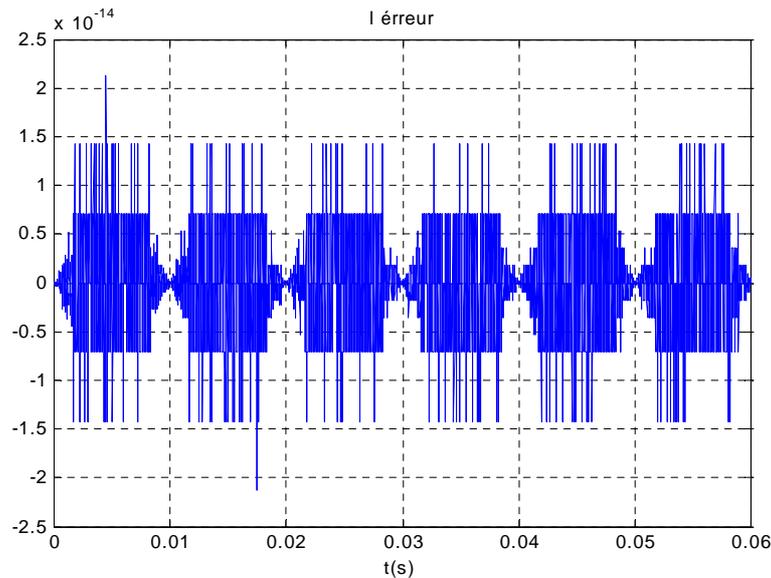
et  $i_3$ .

$$\begin{bmatrix} ish1 \\ ish2 \\ ish3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \tag{I.20}$$

Le diagramme de blocs permettant de générer les courants de référence de l'équation (II.19) est représenté Fig. II.3,



**Figure. I.6.** Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon la théorie p-q. une comparaison entre le courant de charge imposé (de référence) et le courant de charge calculé par cette méthode est faite, figure (I.7). L'erreur est autour de  $10^{-14}$  A. Ce qui montre la validité et la précision de la méthode directe.



**Figure I.7** L'écart entre le courant de charge  $i_{c1}$  imposé et le courant calculé à partir de la méthode directe

## Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations affectant l'onde de tension du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension, la puissance réactive et les creux de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Dans la deuxième partie on a étudié une méthode d'identification des courants harmoniques et son application à la détermination des courants harmoniques de référence que doit générer le filtre actif.

Après avoir présenté le principe de cette méthode basée sur les puissances actives et réactives instantanées, nous avons testé sa validité pour un courant de charge  $i_c$  imposé. On peut conclure que la méthode directe est une méthode très simple à mettre en œuvre

Dans le chapitre suivant, on passera aux stratégies de dépollution (traditionnelles et modernes).

## CHAPITRE II:

# Les stratégies de dépollution dans les systèmes électriques

### Introduction

Les convertisseurs statiques introduisent des harmoniques et des perturbations dans les courants de ligne. Pour éviter la propagation de ces derniers, il convient de les capter le plus près possible de leurs sources d'émission de façon à forcer le courant de ligne à suivre une référence du courant.

Plusieurs techniques existent à l'heure actuelle pour combattre les effets des harmoniques. La plus utilisée consiste à installer des filtres qui atténuent les courants harmoniques avant qu'ils ne se propagent dans le réseau (filtre passif par exemple). L'inconvénient principal de ces dispositifs est qu'ils ne s'adaptent pas à des variations des spectres harmoniques.

Les nouvelles structures de dépollution des réseaux sont apparues sous le nom de filtre actif. L'objectif est alors d'adapter le filtre en temps réel par rapport à un environnement variable en un système unique.

Dans la première partie de ce chapitre, nous étudierons les solutions de dépollution traditionnelles et modernes .

Et la deuxième partie est consacrée à l'étude du filtrage actif parallèle.

## **II.1.Solutions pour améliorer la qualité d'énergie électrique**

### **II.1.1 Solutions traditionnelles de dépollution**

#### **II.1.1.1 Dépollution des courants perturbateurs**

L'existence de perturbations dans un réseau électrique conduit à prendre impérativement des dispositifs afin d'atténuer ou d'éliminer leurs conséquences sur les équipements électriques et sur les réseaux électriques. Sur cette base on va décrire de manière sommaire les principaux dispositifs existants utilisés pour le traitement des perturbations:

##### **II.1.1.1.1 Rééquilibrage des courants perturbateurs**

- Répartition égale des charges sur les trois phases quand les charges monophasées et biphasées sont mal réparties à cause des courants déséquilibrés dans le réseau électrique basse tension.
- Compensateur passif, ex : Montage de Steinmetz qui provoque un fort déséquilibre pour les fréquences différentes de 50Hz avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmonique [ALA 02].

##### **II.1.1.1.2 Compensation de la puissance réactive**

La compensation d'énergie réactive-consommée en générale par les charges non linéaires provoque des pertes, réduit la capacité de transport des lignes électriques et cause des chutes de tension par suite du caractère inductif du réseau d'où la nécessité de prévoir des moyens de compensation. Elle est utilisée pour relever le facteur de puissance.

La plus simple méthode de compensation consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau pour relever le facteur de puissance du réseau d'alimentation , [KAM 95], à proximité des charges qui ont un mauvais facteur de puissance pour la compensation locale ou près d'un transformateur d'alimentation pour la compensation globale [GOY 91].

Afin d'augmenter la performance dynamique et réaliser une compensation variable en fonction de la consommation d'énergie réactive de la charge, il est nécessaire d'utiliser des convertisseurs statiques de puissance réactive avancée utilisés plus particulièrement pour injecter de la puissance réactive en un point du réseau, de façon à augmenter la puissance maximale transmissible et la stabilité du réseau; les machines synchrones triphasées sont également utilisées pour compenser la puissance réactive [YOU 08]

Autant que le principale défaut de ce genre de compensation, est qu'elle fournit une puissance réactive fixe et ne peut pas s'adapter aux besoins des installations (variation de l'énergie réactive). Pour éviter ce problème, on utilise un stato-compensateur qui au moyen de grandeurs et de grosses inductances permet de consommer une partie de la puissance réactive qui s'adapte aux variations de celle-ci, mais ces dispositifs sont très encombrants et mêmes générateurs d'harmoniques, on les trouve souvent sur les réseaux haute tension.

#### **II.1.1.1.3 Compensation des courants harmoniques**

- L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique.
- Disposition de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non-linéaires.

Parmi les dispositifs de filtrage les plus réponsus, les filtres passifs; cette solution est la plus ancienne et la plus répandue aux problèmes d'harmoniques. Il s'agit d'utiliser un condensateur en série avec une inductance de façon à obtenir l'accord sur un harmonique de fréquence donnée. Cet ensemble présente une impédance très faible pour sa fréquence d'accord et se comporte comme un court circuit pour l'harmonique considéré [OUD 02]. Donc, le principe est de piéger les harmoniques, et de les empêcher de se propager dans le réseau et conserver le fondamental tel qu'il est [YOU 2008]

L'absorption des harmoniques peut être obtenue par la mise en place des filtres harmoniques [YOU 2008] dont l'impédance est faible pour les harmoniques concernés et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau [KMT 95].

Il est possible d'utiliser simultanément plusieurs ensembles accordés sur des fréquences différentes afin d'éliminer plusieurs rangs d'harmoniques. Les filtres passifs contribuent à la compensation d'énergie réactive [OUD 02].

Parmi les filtres passifs, on peut citer:

##### **II.1.1.1.3.1 Filtre passif parallèle**

On place en parallèle avec le réseau d'alimentation une impédance très faible accordée à la fréquence d'harmonique à piéger .

### II.1.1.1.3.2 Filtre passif série

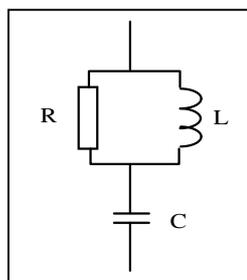
Le principe est le même que le précédent, mais au lieu de piéger les harmoniques, on les empêche de remonter à la source. Un exemple de filtre passif série est le circuit bouchon .

### II.1.1.1.3.3 Filtre passif amorti ou passe-haut

Le filtre passif amorti ou passe-haut (Figure II.1) compense les harmoniques supérieurs ou égales à sa fréquence propre. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres résonants. Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques, et pour compenser la puissance réactive.

Leurs inconvénients sont les suivants:

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- Equipements volumineux [HAM 10].
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau; ce principe demande une étude soignée, car si le filtre se comporte bien comme un court circuit pour une fréquence désirée, il peut présenter des risques de résonance avec les autres inductances du réseau sur d'autres fréquences et ainsi fait augmenter des niveaux d'harmoniques non gênants avant sa mise en place [OUD 05].

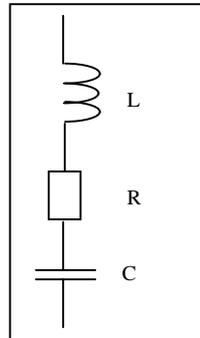


**Figure II.1** : Filtre passif amorti ou passe-haut

### II.1.1.1.3.4 Filtre résonant

C'est un filtre très sélectif constitué d'un ensemble RLC en série voir la figure (II.2) et il est accordé sur une fréquence déterminée [YOU 08] Sa performance est caractérisée par la réduction de la tension harmonique entre ses bornes [KAM 95]. Cette solution consiste aussi à offrir au courant harmonique que l'on désire éliminer, un chemin moins résistant que la ligne.

Elle exploite la résonance série des circuits formés par l'association d'éléments inductifs et capacitifs, ces circuits, ont pour chaque paire (L, C) une fréquence dite de résonance où l'impédance de circuit est très basse [OUD 02].



**Figure II.2 :** Filtre passif résonnant

De même, leurs inconvénients se résument en :

Le filtrage passif se limite à l'atténuation d'harmoniques d'un rang bien déterminé; ce qui limite son effet, donc cette solution s'avère parfois inactive, à cause de la dérivation de la fréquence de résonance qui est due soit au changement de la structure du réseau ou bien au vieillissement des composants du filtre passif pis encore cela peut engendrer l'effet inverse à savoir l'amplification des harmoniques, cela peut se traduire par une surintensité ou une surtension; son in adaptabilité nous contraint à concevoir un filtre spécifique pour chaque catégorie de charge selon les harmoniques qu'elles produisent [YOU 08] .

### II.1.1.2 Dépollution des tensions perturbatrices

Pour dépolluer les réseaux électriques des tensions harmoniques et des tensions déséquilibrées, on peut limiter la circulation des tensions perturbatrices en utilisant les solutions traditionnelles présentées dans le cas des perturbations de courant.

Pour les creux de tension, la meilleure solution est d'utiliser des groupes électrogènes, mais la limitation de la puissance de ces groupes et la qualité médiocre de l'énergie électrique fournie restent un problème.

### II.1.2 Solutions modernes de dépollution

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des

charges et des réseaux électriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques.

Nous citerons quatre topologies possibles de filtres actifs :

- **Le filtre actif parallèle (FAP) :** conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive,
- **Le filtre actif série (FAS) :** conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension,
- **La combinaison parallèle-série actifs :** solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.
- **Combinaison hybride active et passive :** Ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût.

### II.1.2.1 Le filtre actif parallèle

Appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution (Figure II.3). Il est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il restitue dans le réseau électrique les courants harmoniques  $i_{inj}$  égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau  $i_s$  soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure l'auto-adaptabilité, la fiabilité et la performance.

Le filtre actif parallèle empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Il améliore ainsi les taux de distorsion en courant et en tension.

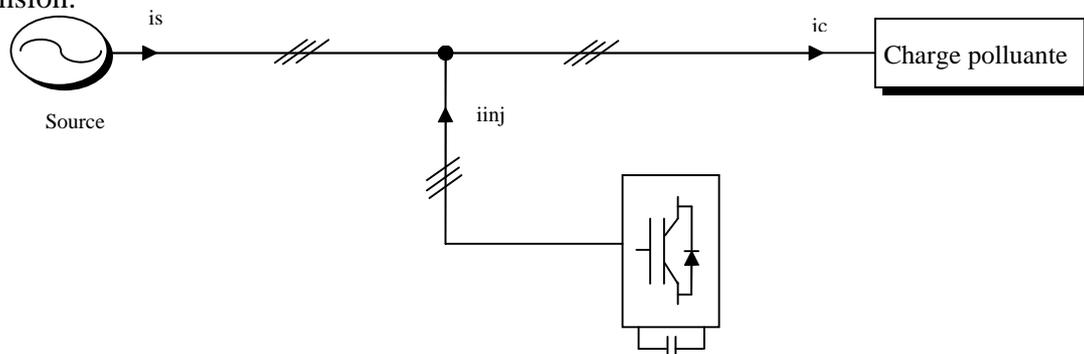


Figure II.3 : Filtre actif parallèle

### II.1.2.2 Le filtre actif série

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau (Figure II.4). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre : elle ne permet pas, par exemple, de compenser les courants harmoniques produits par la charge.

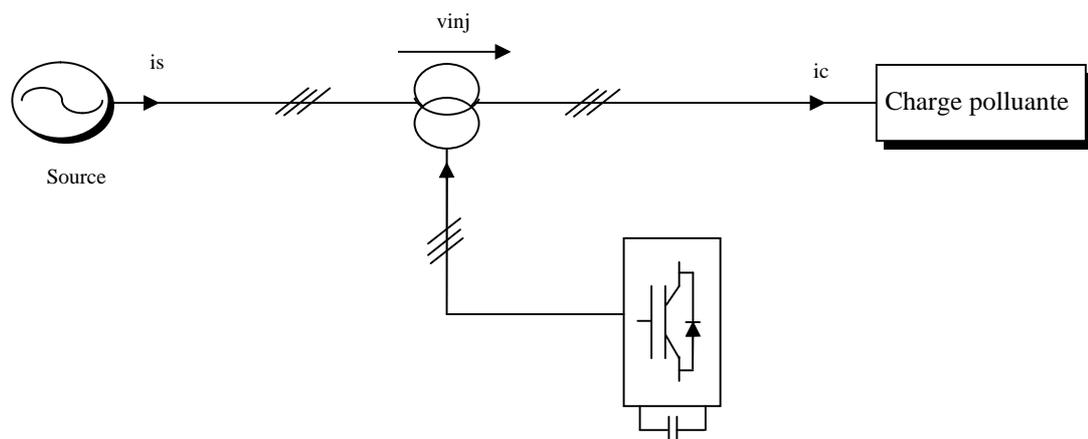


Figure II.4 : Filtre actif série

### II.1.2.3 La combinaison parallèle-série actifs

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série (Figure II.5). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle-série actifs ou Unified Power Quality Conditioner (UPQC). L'UPQC possède les avantages cumules des filtres actifs parallèle et série.

Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme il est montré sur la figure (I.8), permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée.

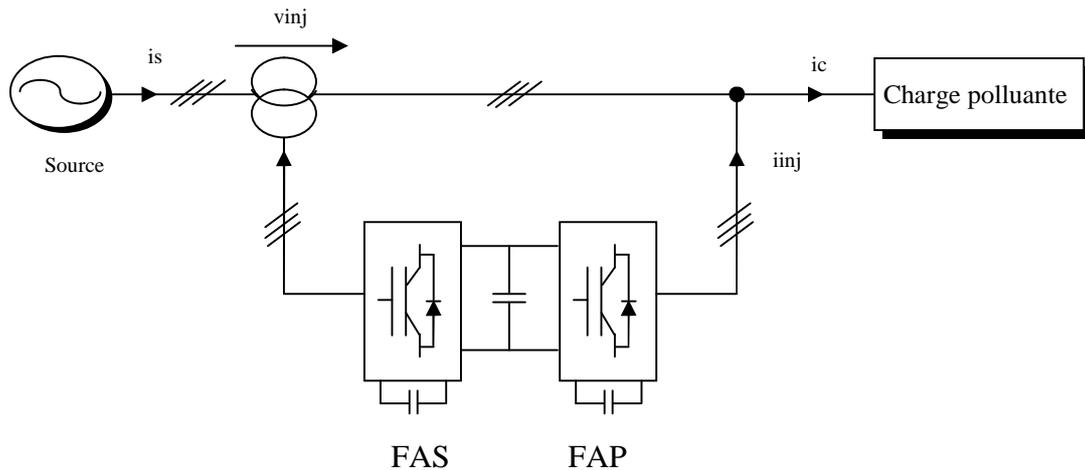


Figure II.5 : Combinaison des filtres actifs série et parallèle

#### II.1.2.4 Combinaison hybride active et passive

Il faut noter l'existence de plusieurs autres combinaisons mixtes de filtres actifs avec cette fois-ci les filtres passifs. Ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût.

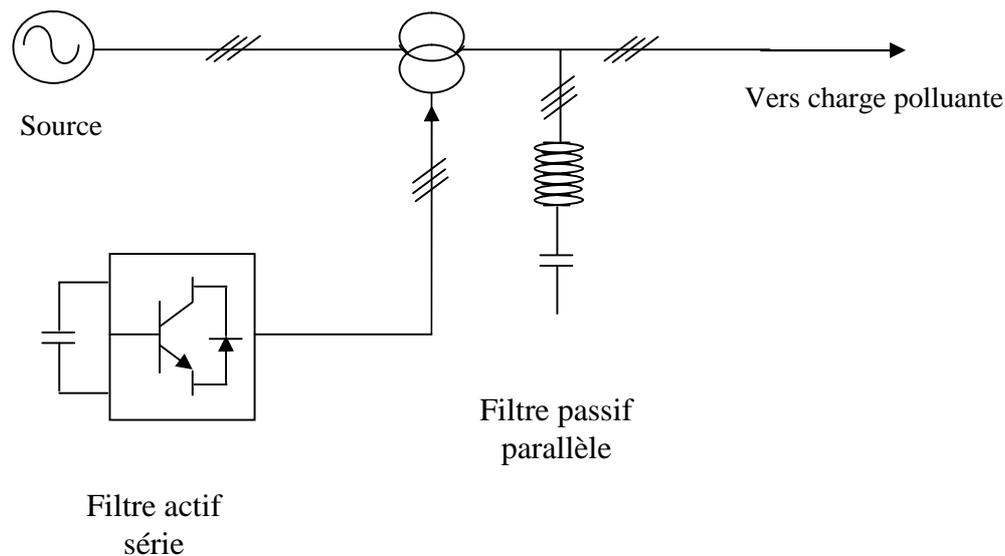
Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature, les plus étudiées étant :

- Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles,
- Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles,
- Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

##### II.1.2.4.1 Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le schéma de principe de ce système de filtrage est donné par la figure (II.6), il est constitué de filtre passif accordé aux fréquences des harmoniques prédominantes et d'un filtre série. Plusieurs études ont confirmé que les performances des filtres actifs peuvent être améliorées par ce couplage [KET 05].

Cette configuration permet d'une part de minimiser la puissance du filtre actif car une grande partie des courants harmoniques est absorbée par les filtres passifs et d'autre part d'améliorer les performances des filtres passifs, Il réduit ainsi les risques d'anti-résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau [YOU 08].



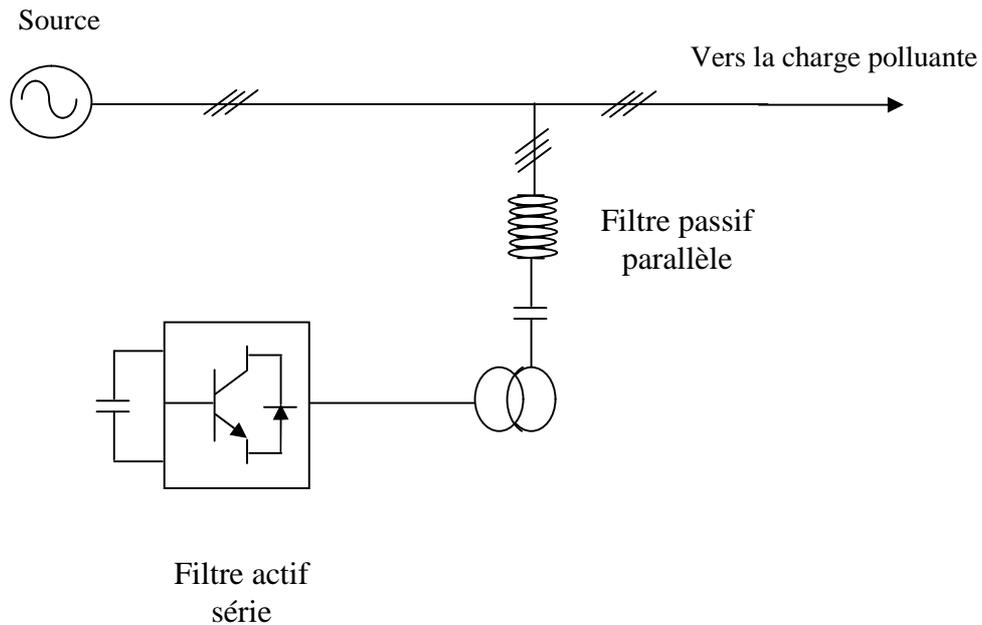
**Figure II.6:** Filtre actif série assisté par filtre passif

#### II.1.2.4.2 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en Figure (II.7), est le même que le précédent avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série c'est à dire la puissance de ce filtre est plus faible que celle du filtre hybride car le courant qui le traverse est moins important. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [ALA 02],

Dans cette configuration, le compensateur n'agit que sur les courants harmoniques, et améliore l'efficacité des filtres passifs: il évite l'amplification des tensions harmoniques amont aux fréquences d'anti résonance des filtres passifs, il atténue fortement les courants harmoniques entre charge et source par «abaissement» de l'impédance globale (filtres passifs plus compensateur actif). Puisque le compensateur actif n'est pas traversé par la totalité du courant réseau, son dimensionnement (et en particulier celui du coupleur magnétique) peut être réduit.

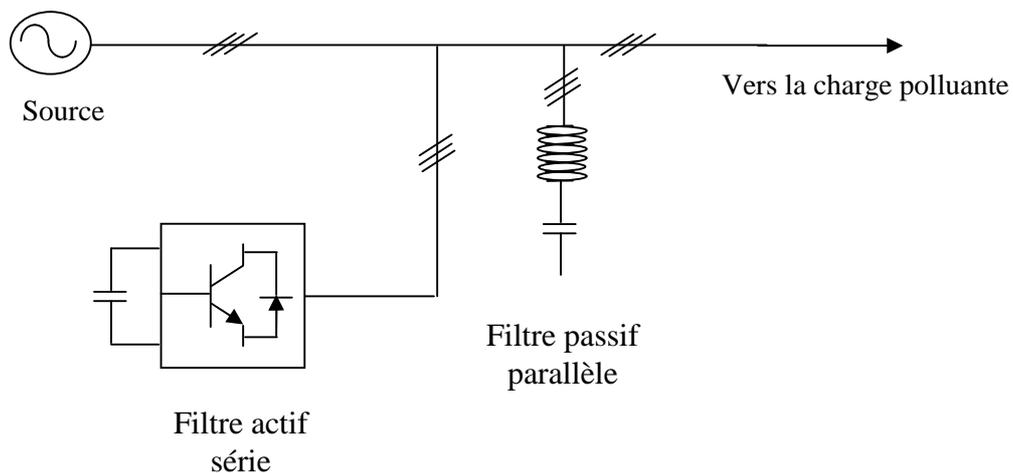
Cette structure est donc bien adaptée à traiter les réseaux de puissance et tension élevées, tout en assurant le ré phasage des composantes fondamentales. Son principal inconvénient est que les filtres passifs sont définis en fonction de la nature de chaque charge: une étude préalable est impérative. Enfin, la quasi-totalité des tensions harmoniques préexistantes (sur la source) sont présentes côté charge. Dans ce sens, cette configuration peut être assimilée au compensateur actif de type «shunt» [OUD 02].



**Figure II.7 :** Filtre actif série et passif parallèle connectés en série assisté

#### II.1.2.4.3 Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en Figure (II.8), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle.



**Figure II.8 :** Filtre actif parallèle assisté par filtre passif

**Dans notre travaille on utilise le filtre active parallèle pour dépollué le réseau**

## II.2 Filtre active parallèle

### II.2.1 Mise en œuvre

Les premiers principes de fonctionnement des filtres actifs parallèles ont été présentés dans la littérature dès le début des années 1970. En 1976, une première famille de filtre actif parallèle a été conçue à partir d'onduleurs à transistors de puissance commandés en MLI. Ces premiers dispositifs de puissance étaient alors proposés pour la seule compensation des courants harmoniques. Cependant, à cette époque, il était encore difficile de concevoir ce type de système pour des applications industrielles. En effet, dans ces années là, il était presque impossible de trouver, sur le marché, des interrupteurs de puissance capables de fonctionner aux fréquences de commutation et aux niveaux de puissance exigés par la réalité industrielle. Cette barrière technologique sera franchie, dès 1977, lors de la conception d'un premier prototype de filtre actif parallèle à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation de courant harmonique. Cependant, l'application des onduleurs à base de thyristor a tout de suite posé le problème de la génération non désirée de composantes injectées sur le réseau à la fréquence de commutation. La même raison a également empêché l'utilisation de compensateurs statiques parallèles à thyristors, lesquels avaient été conçus pour la compensation conjointe de la puissance réactive et des courants déséquilibrés.

Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'avènement des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de conception des filtres actifs parallèles. Ainsi, ces derniers ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde, et plus spécialement dans les pays les plus industrialisés comme le Japon. Ces premiers prototypes ne compensaient alors que les perturbations harmoniques de courant. Suite à ces premiers développements, d'autres types de filtre actif parallèle ont pu être réalisés pour compenser à la fois la puissance réactive, et/ou les harmoniques et les déséquilibres de courant [ALL 02] [GHE 04].

Actuellement, les filtres actifs parallèles sont essentiellement installés par les consommateurs industriels. L'évolution future de ces dispositifs de puissance pourrait autoriser le fournisseur d'énergie à prendre un rôle plus important, en lui permettant de les installer lui-même. Cette approche permettrait d'amortir la propagation des harmoniques

causées par la résonance, laquelle peut être observée entre les inductances du réseau et les batteries de condensateur installées pour améliorer le facteur de puissance. De même, des filtres actifs parallèles installés par le fournisseur auraient aussi pour objectif de réduire la distorsion harmonique de tension en amont, côté réseau électrique [T0N 99] [OUL 05].

## II.2.2 Principe du filtrage actif parallèle

Le principe du filtrage actif des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle avec la charge polluante un dispositif constitué d'un onduleur de tension à trois niveaux commandé en temps réel de telle sorte que le courant de source soit sinusoïdal.

Pour se faire, il faut premièrement identifier le courant de charge pour pouvoir connaître le courant harmonique  $i_h$  qu'il faut ajouter pour avoir un courant délivré par le réseau sinusoïdal.

Dans cette étude, on a utilisé deux charges non linéaires de redresseur triphasé à base des thyristors statique et dynamique.

La figure (II.8) peut facilement expliquer le fonctionnement du filtre pour un courant de charge  $i_c$  imposé. Le courant harmonique  $i_h$  que doit fournir le filtre doit être égal à la différence entre le courant d'entrée  $i_c$  de la charge polluante et le courant sinusoïdal  $i_s$  fourni par la source (lois des nœuds).

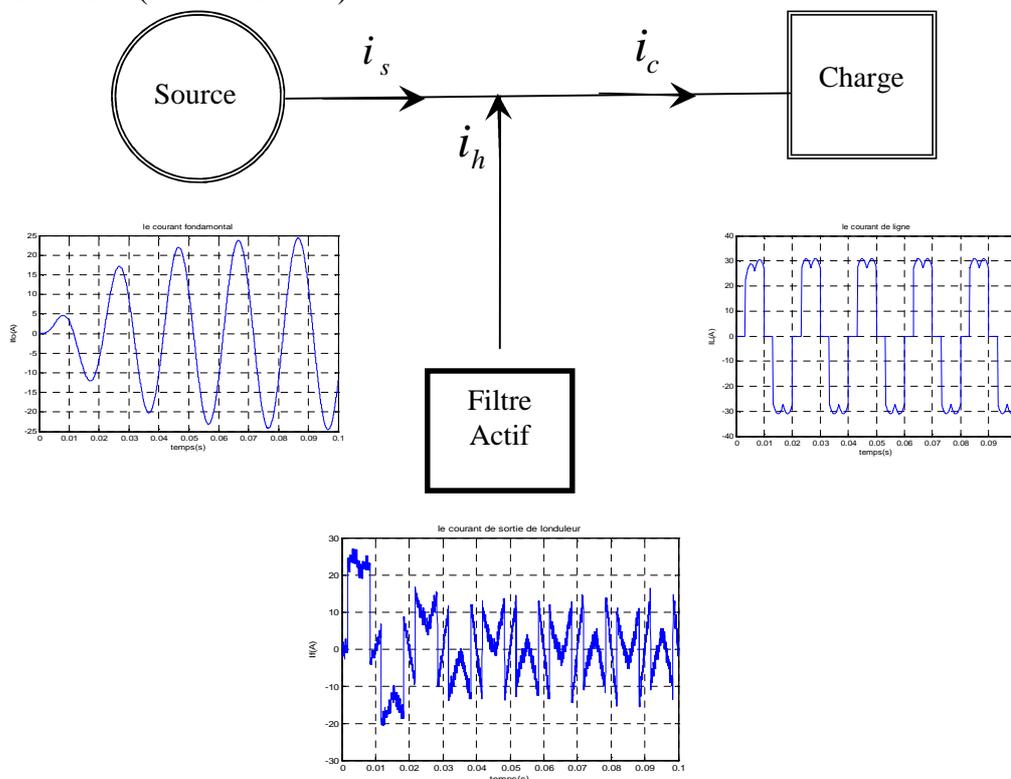


Figure II.8: Principe du filtrage actif

### II.2.3 Structure du filtre actif parallèle triphasé à trois niveaux

Le développement de l'électronique de puissance permet actuellement de concevoir des convertisseurs capables de générer n'importe quelle forme de courant dans une plage de fréquence toujours plus grande et des niveaux de puissance toujours plus grands.

Pour synthétiser le courant harmonique  $i_h$ , on va utiliser un onduleur de tension commandé en courant, qui est l'onduleur de tension à trois niveaux représenté à la figure (II.9). Le filtre placé entre le réseau et l'onduleur doit présenter une nature de source de courant vu de l'onduleur mais aussi vu du réseau. On utilise soit un filtre de troisième ordre soit un filtre de premier ordre pour des questions de stabilité, la solution retenue est souvent le filtre de premier ordre constitué d'une inductance  $L_f$  en série avec une résistance  $R_f$  [YOU 08].

Les inductances et les résistances doivent être dimensionnées en intégrant les tensions et les courants harmoniques qui les solliciteront. Un bon dimensionnement nécessite donc la connaissance des courants harmoniques qui vont traverser le filtre.

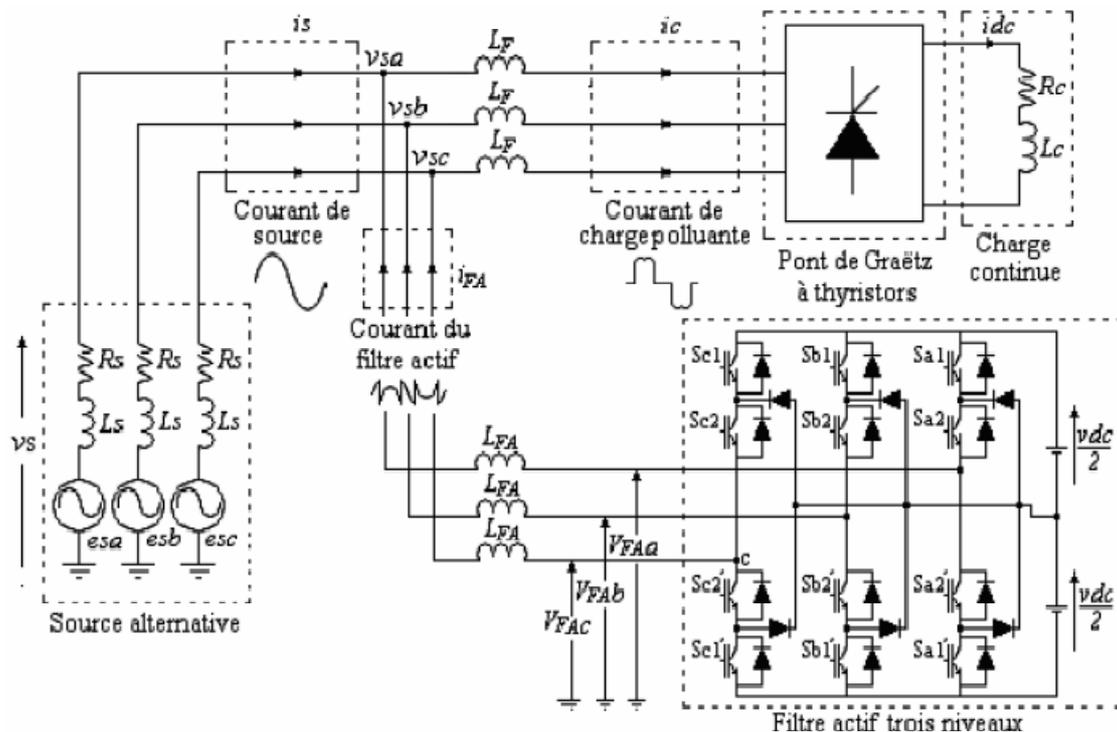
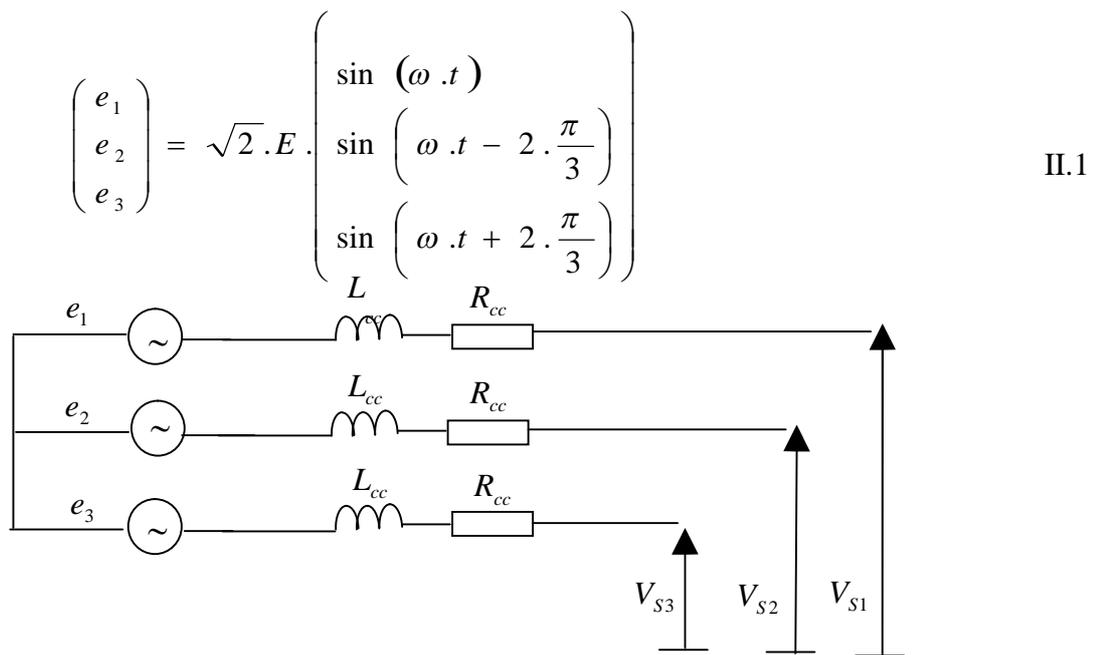


Figure II.9 : Structure du filtre actif parallèle

## II.2.4 Application du filtre actif parallèle à la charge non linéaire

### II.2.4.1 Modélisation du réseau électrique

L'énergie électrique est distribuée sous forme de trois tensions sinusoïdales constituant le réseau triphasé équilibré, avec en série dans chaque phase, une impédance  $Z_{cc} = R_{cc} + jL_{cc}\omega$ ,  $\omega = 2 * \pi * f$



**Figure (II.10):** Schéma simplifié d'un réseau électrique

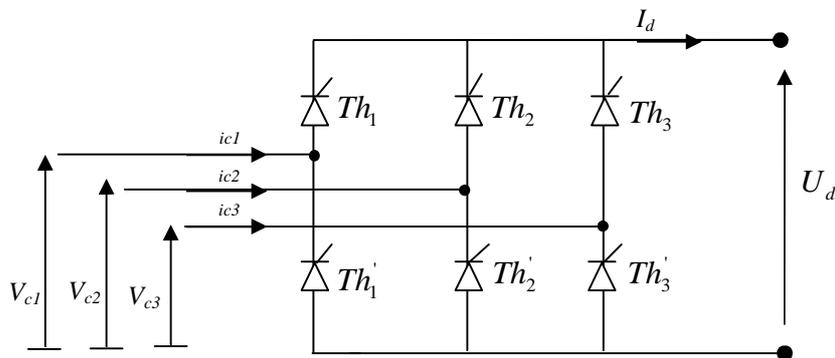
### II.2.4.2 Modélisation de la charge polluante

La charge polluante que nous avons utilisée dans notre étude est le redresseur triphasé à base des thyristors, structure en pont de Graëtz.

Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé, représenté sur la figure (II.11). Ce redresseur génère les harmoniques de courant d'ordre  $6k \pm 1$ .

Le thyristor Th1 est débloqué avec un angle de retard  $\alpha$ , donc pour  $\omega \cdot t = \alpha + \frac{\pi}{6}$ .

Les autres thyristors sont débloqués de sixième de période en sixième de période dans l'ordre suivant: Th'3, Th2, Th'1, Th3, Th'2.



**Figure II.11 :** Schéma d'un redresseur triphasé à thyristors

En fonctionnement idéal des semi-conducteurs on résume les états de conduction de la tension redressée  $U_d$  et des courant  $i_{ci}$ ,  $i=1, 2,3$ .

$$\begin{aligned} i_{ci} &= X_i \cdot I_d \\ U_d &= \sum X_i \cdot V_i \end{aligned} \tag{II.2}$$

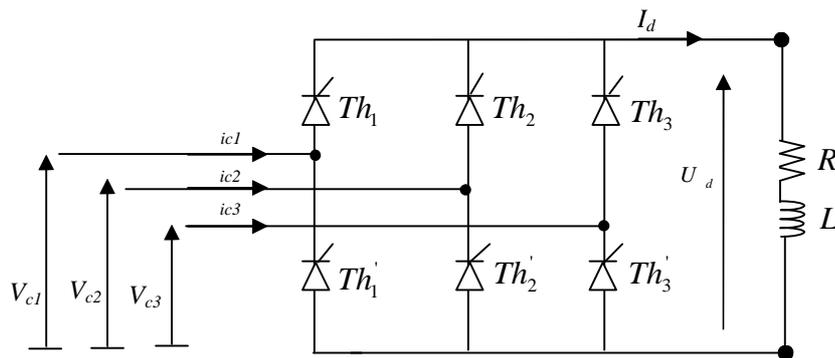
$X_i$  : Les fonctions de conversion des semi-conducteurs.

$$x_1 = \begin{cases} 1 & \alpha + \frac{\pi}{6} < \omega t < \alpha + 5 \cdot \frac{\pi}{6} \\ -1 & \alpha + 7 \cdot \frac{\pi}{6} < \omega t < \alpha + 11 \cdot \frac{\pi}{6} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{II.3}$$

Les autres fonctions sont décalées de 120° et de 240°

### II.2.4 .2.1 Charge statique

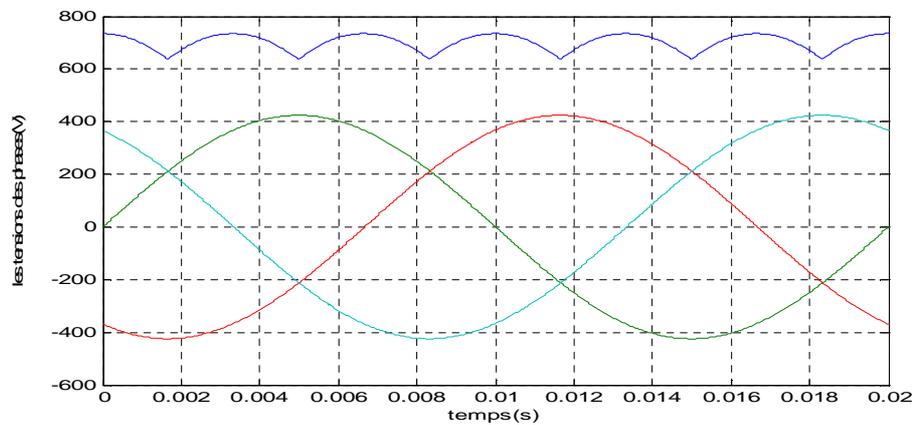
La charge statique (redresseur triphasé à base des thyristors) alimentant une charge R, L



**Figure II.12 :** Schéma d'un redresseur triphasé à thyristors (charge statique)

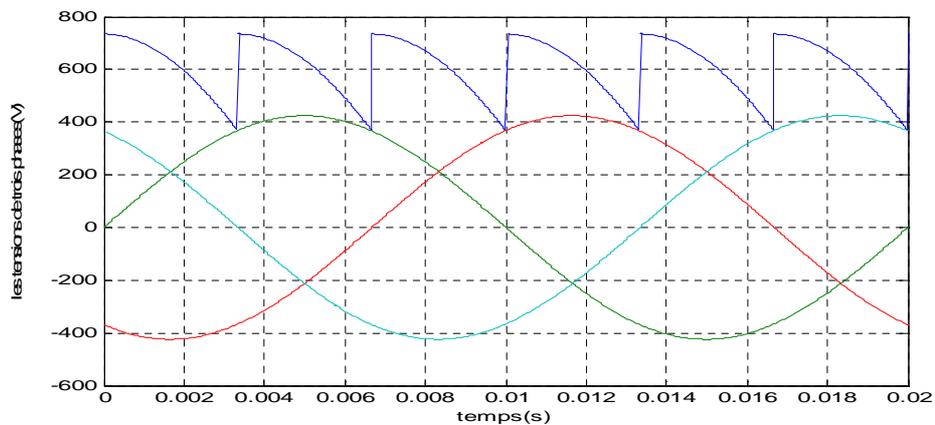
La Figure (II.12) montre la forme de la tension de sortie  $U_d$  pour une charge RL.

- Pour  $\alpha=0$  (redresseur triphasé à diode).



**Figure II.13.a :** Les tensions d'alimentation et la tension redressée  $U_d$

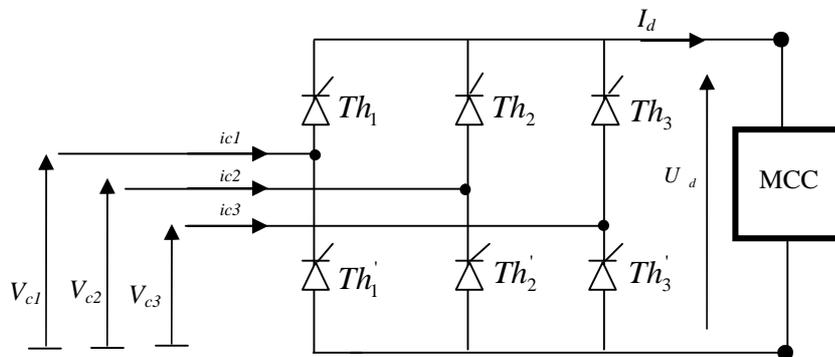
- Pour  $\alpha=30^\circ$



**Figure II.13.b :** Les tensions d'alimentation et la tension redressée  $U_d$

### II.2.4 .2.2 Charge dynamique

La charge dynamique (redresseur triphasé à base des thyristors) alimentant une charge constituée d'une machine à courant continu.



**Figure II.14** : Schéma d'un redresseur triphasé à thyristors (charge dynamique)

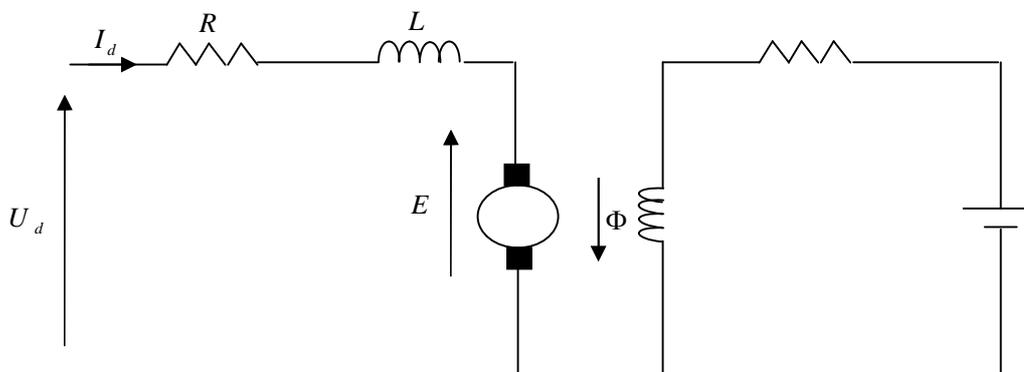
### II.2.4 .2.3 Modélisation de la machine à courant continu

#### II.2.4 .2.3.1 Equations de fonctionnement

Les principales équations décrivant le fonctionnement du moteur à courant continu alimenté par un pont redresseur sont :

##### a) Equation électrique

Le moteur à courant continu peut être représenté par le schéma équivalent de la figure (IV.8)



**Figure II.15** : Schéma équivalent du moteur à courant continu

Le courant d'induit  $I$  est défini en fonction de la tension d'alimentation  $U$  par

$$U_d = E + R.I_d + L \frac{I_d}{dt} \quad \text{II.4}$$

### b) Equation mécanique

Le théorème des moments cinétiques sur l'arbre moteur donne une relation supplémentaire qui relie le couple moteur  $C_m$  à l'inertie totale  $J$  rapporté à l'arbre moteur et au couple résistant  $C_r$  également rapporté à l'arbre moteur. En ajoutant un frottement visqueux proportionnel à la vitesse angulaire  $N$ , on obtient :

$$J \cdot \frac{dN}{dt} = C_m - C_r - K_f \quad \text{II.5}$$

### c) Equation de conversion

Le moteur à courant continu est caractérisé par le fait que le couple moteur  $C_m$  est proportionnel au flux et au courant d'induit, avec :

$$C_m = K_m \cdot \phi \cdot I_d \quad \text{II.6}$$

D'autre part, la force contre-électromotrice  $E$  est proportionnelle au flux et à la vitesse de rotation angulaire  $N$ , ce qui donne la relation :

$$E = K_c \cdot \phi \cdot N \quad \text{II.7}$$

la puissance  $P$  disponible sur l'arbre du moteur est donnée par :

$$P = E \cdot I_d = K_c \cdot \phi \cdot N \cdot I_d \quad \text{II.8}$$

Cette puissance peut aussi s'exprimer en fonction du couple moteur  $C_m$

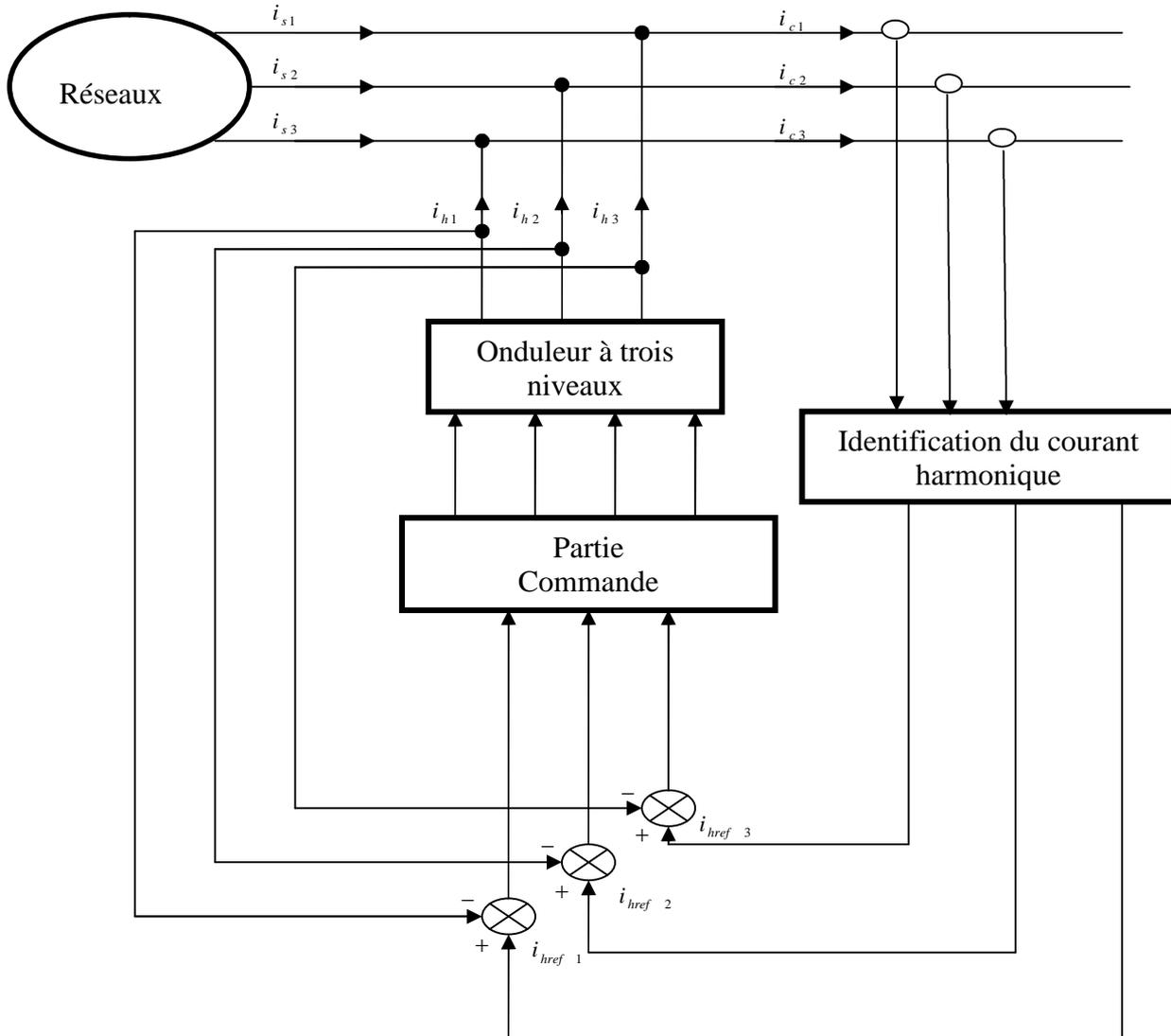
$$P = C_m \cdot N = K_m \cdot \phi \cdot N^2 \quad \text{II.9}$$

Et en tenant compte de l'équation (IV.7), il vient :

$R, L, K_c = K_m, J, Km$  sont des paramètres constants et  $U_d, E, Id, C_m, Cr$  et  $N$  des variables, ces variables n'interviennent que par elles-mêmes et par leurs dérivées par rapport au temps. Elles sont liées entre elles par des relations somme et multiplication par une constante. Ces relations sont donc linéaires.

### II.2.5 Asservissement des courants du filtre actif à trois niveaux

A partir des courants harmoniques de référence déterminés par la comparaison entre les courants de charge et leurs fondamentaux, on obtient les courants nécessaires à la commande MLI. Cette commande permet au filtre actif de générer les composantes harmoniques des courants de charge. Leurs composantes sinusoïdales sont générées par la source.



**Figure II.16 :** Asservissement des courants du filtre actif parallèle triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie de commande MLI

### II.3 La Régulation du courant du filtre actif parallèle

Le choix du régulateur du courant du filtre actif se fait en fonction des objectifs de régulation et de l'ordre du filtre de sortie.

#### II.3.1 Structure de la boucle de régulation

Nous pouvons écrire la relation suivante caractérisant le courant du filtre actif  $I_{inj}$  :

$$L_f \frac{d}{dt} \vec{I}_{inj} = \vec{V}_f - \vec{V}_s \quad \text{II.10}$$

Notons par  $\Delta \vec{I}_f$  la différence entre le courant de référence et le courant mesuré à partir de la relation suivante

$$\Delta \vec{I}_f = \vec{I}_{ref} - \vec{I}_{inj} \quad \text{II.11}$$

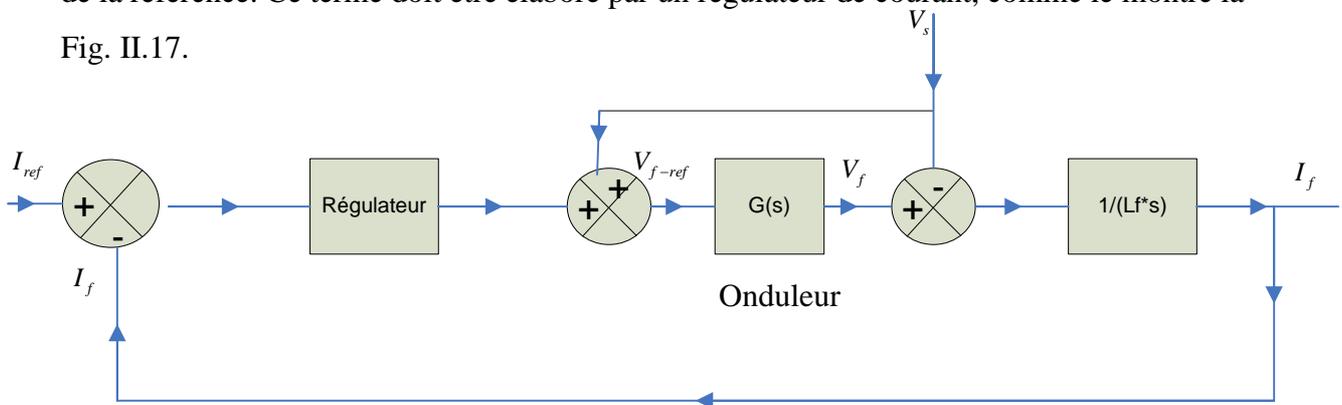
Des équations (II.26) et (II.27), nous obtenons l'expression ci-dessous :

$$L_f \frac{d}{dt} \Delta \vec{I}_f = (\vec{V}_s + L_f \frac{d}{dt} \vec{I}_{ref}) - \vec{V}_f \quad \text{II.12}$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (II.10) peut être défini comme tension de référence ( $V_f$ -ref), ce qui nous donne l'expression suivante :

$$\vec{V}_{f-ref} = (\vec{V}_s + L_f \frac{d}{dt} \vec{I}_{ref}) \quad \text{II.13}$$

L'écart entre  $V_{ref}$  et  $V_f$  produit alors une erreur sur le courant. Selon la relation (II.12), la tension de référence est composée de deux termes à fréquences différentes. Le premier représente la tension du réseau  $V_s$  directement mesurable. Le second est égal à la chute de tension aux bornes de l'inductance  $L_f$ , lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui de la référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la Fig. II.17.



**Figure. II.17** : Schéma de la régulation des courants du F.A.P

Calcul de régulateur(PI) dans l'annexe1

## **Conclusion**

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Récemment, en plus du filtrage des harmoniques, les filtres actifs parallèles et séries, et leur combinaison, sont étudiés pour la compensation de tous les types de perturbation susceptible d'apparaître dans un réseau électrique basse tension. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ces solutions peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante.

Le filtre actif parallèle peut être installé pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres.

Dans le chapitre suivant, on passera on utilise l'onduleur à trois niveaux comme un filtre

## Chapitre III :

# Modélisation et commande d'un filtre actif parallèle

### Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source à tension continue en une énergie à tension alternative. Il existe plusieurs structures d'onduleurs dont chacun correspond à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. [ABB 06]

L'apparition de nouveaux composants d'électronique de puissance a permis de développer de nouvelles structures d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C .

Les études faites sur les onduleurs monophasés et triphasés à trois niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à trois niveaux peut être considéré comme l'association de deux onduleurs à deux niveaux [BER 95].

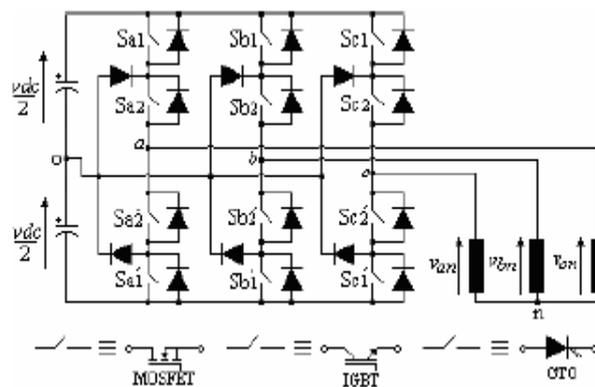
Ces études ont montré que les onduleurs à trois niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie. Ces améliorations peuvent être plus importantes par l'insertion des différentes stratégies de commande. Ces stratégies ont pour l'objectif d'éliminer certains rangs d'harmoniques, ainsi que la réduction des perturbations conduites par les convertisseurs statiques, ceci fera l'objet de notre étude dans la deuxième partie de ce chapitre

### III .1Modélisation de l'onduleur à trois niveaux et stratégies de commande

#### III.1.1 Modulation de l'onduleur à trois niveaux

##### III.1.1.1.Description de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur à trois niveaux (Figure .III.1) est composé de trois bras, chaque bras ayant quatre interrupteurs bidirectionnels, réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs .d'un bras. On suppose que la tension  $V_{dc}$  est divisée en égalité entre les deux capacités:  $uc1 = uc2 = E / 2$



**Figure. III.1.** Onduleur de tension trois niveaux et les interrupteurs pouvant le constituer

#### III.1.2.Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur,  $S_{ij}$  ( $i = 1, 2, 3$   $J = 1, 2, 3$ ) on définit une fonction de commutation

$$F_{ij} \text{ de la manière suivante: } F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{III.1}$$

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:  $F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j}$   $i=3,4$   $j=1,2,3$

#### III.1.3.Etats d'un bras de l'onduleur

En mode commandable, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles (Figure .II.2):

**Etat P:** Les deux interrupteurs du haut  $S_{1x}$  et  $S_{2x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est  $V_{dc} / 2$ .

**Etat O:** Les deux interrupteurs du milieu  $S_{2x}$  et  $S_{3x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités  $S_{1x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est 0 .

**Etat N:** Les deux interrupteurs du  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut sont ouverts  $S_{1x}$  et  $S_{2x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ). La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est  $-V_{dc}/2$ .

La correspondance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée au tableau II.1.

On définit pour chaque bras (j) trois fonctions de connections, correspondantes aux trois états du bras

$$\begin{aligned}
 F_{c1j} &= F_{1j}F_{2j} \\
 F_{c1j} &= F_{2j}F_{3j} \quad j=1,2,3 \\
 F_{c1j} &= F_{3j}F_{4j}
 \end{aligned}
 \tag{III.2}$$

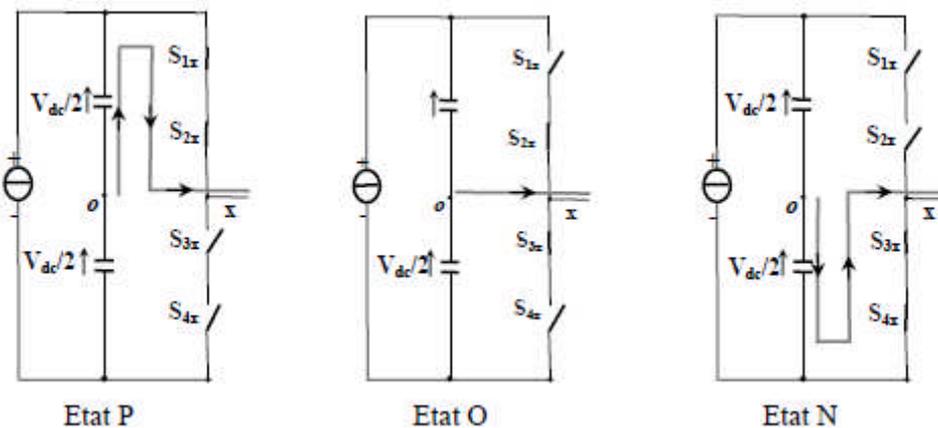


Figure .III.2. Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Etat du bras	Etat d'un d'interrupteur du bras				Tension de sortie Vxo
	Sx1	Sx2	Sx3	Sx4	
P	1	1	0	0	Vdc/2
O	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	-Vdc/2

Tableau III.1: Etats d'uns bras de l'onduleur ( $x = 1,2$  ou  $3$ ).

### III.1.4. Etats de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut prendre trois états. Ainsi l'onduleur triphasé a plusieurs états possibles. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras. Par exemple, l'état PON indique que le premier bras est à l'état P, le deuxième est à l'état O, et le troisième est à l'état N. La

figure .II.3 résume les états de l'onduleur triphasé à trois niveaux:

### III.1.5. Tensions de sortie

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (o) sont exprimées

$$\text{par: } \begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad \text{III.3}$$

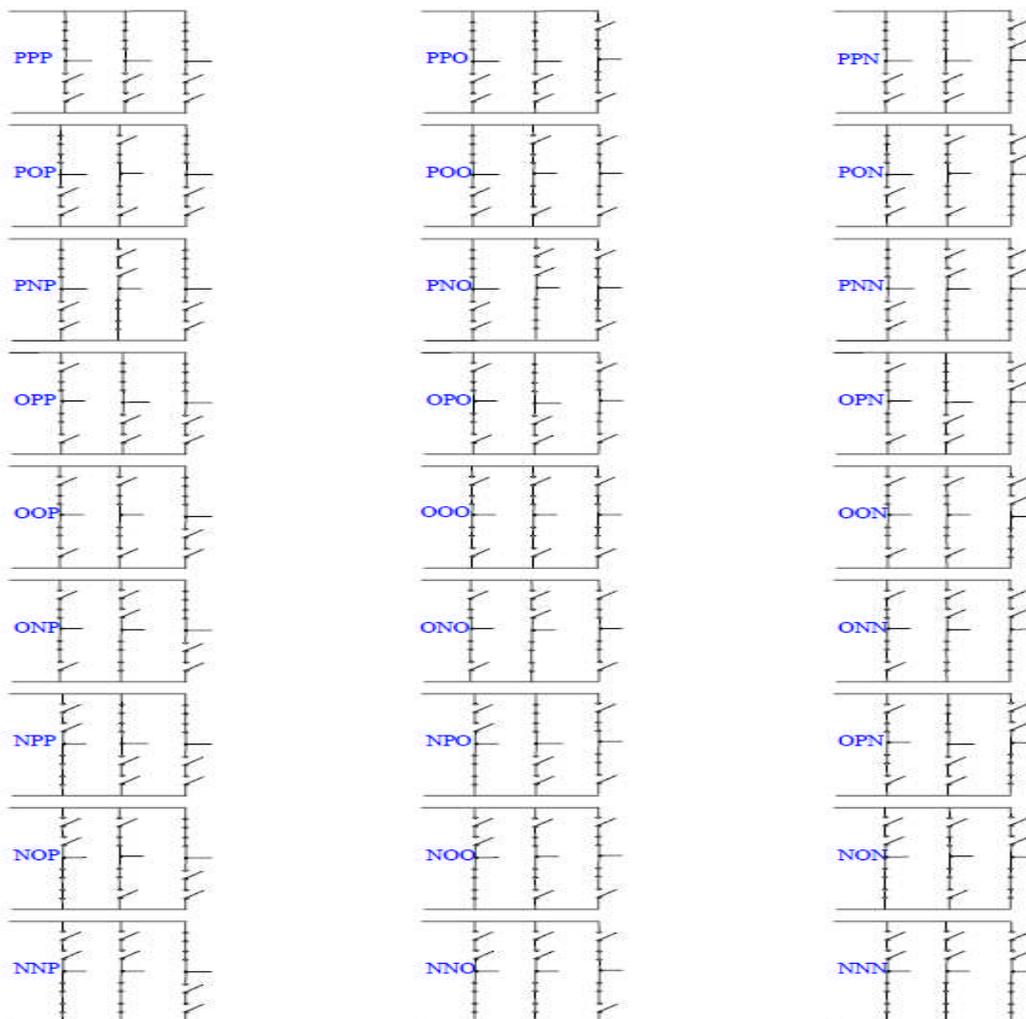


Figure .III .3: Etats de l'onduleur

### III.1.6. Stratégie de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

#### III.1.6.1. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses

##### III.1.6.1.1. Principe de la commande

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoidale avec deux porteuses triangulaires bipolaires [BER 95].

Deux paramètres caractérisent cette stratégie [BER 95]:

- L'indice de modulation "m" qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la

$$\text{porteuse } f_p \text{ à la fréquence de la tension de référence } f : m = \frac{f_p}{f}$$

- Taux de modulation "r" qui est le rapport de l'amplitude de la tension de

$$\text{référence } (V_m) \text{ et celle de la porteuse } (U_{pm}) : r = \frac{V_m}{U_{pm}}$$

Les deux porteuses sont identiques et déphasées d'une demi période de hachage  $\frac{1}{(2.f_p)}$  l'une [BER 95].

##### III.1.6.1.2. L'algorithme de commande

L'algorithme de la commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour l'onduleur à trois niveaux pour un bras K, peut être résumé en deux étapes [15] :

Etape 1 : la détermination des signaux intermédiaires  $V_{k1}$  et  $V_{k2}$

$$\begin{aligned} V_{refk} \geq U_{p1} &\Rightarrow V_{k1} = U_{c1} & \text{et} & & V_{refk} \geq U_{p2} &\Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{refk} < U_{p1} &\Rightarrow V_{k1} = 0 & & & V_{refk} < U_{p2} &\Rightarrow V_{k0} = -U_{c2} \end{aligned} \quad \text{III.4}$$

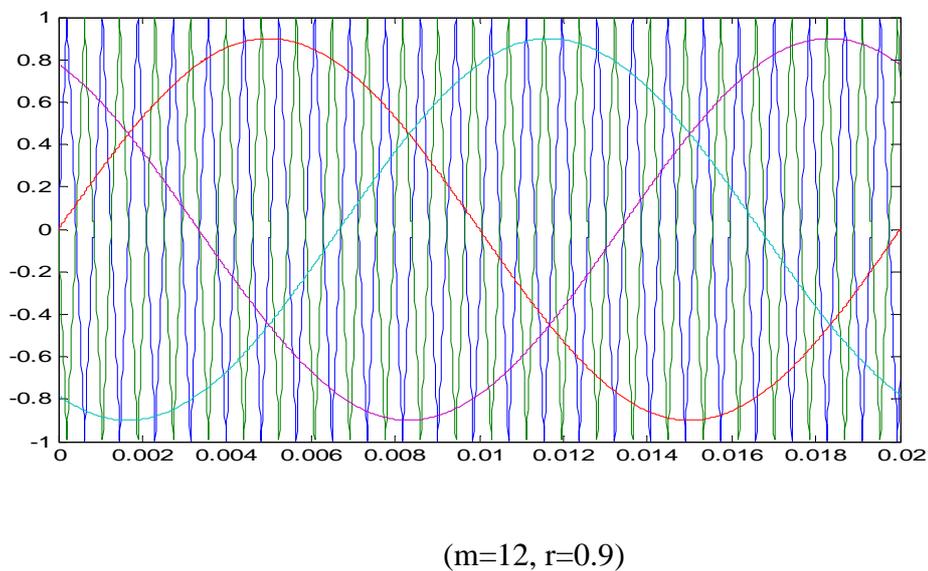
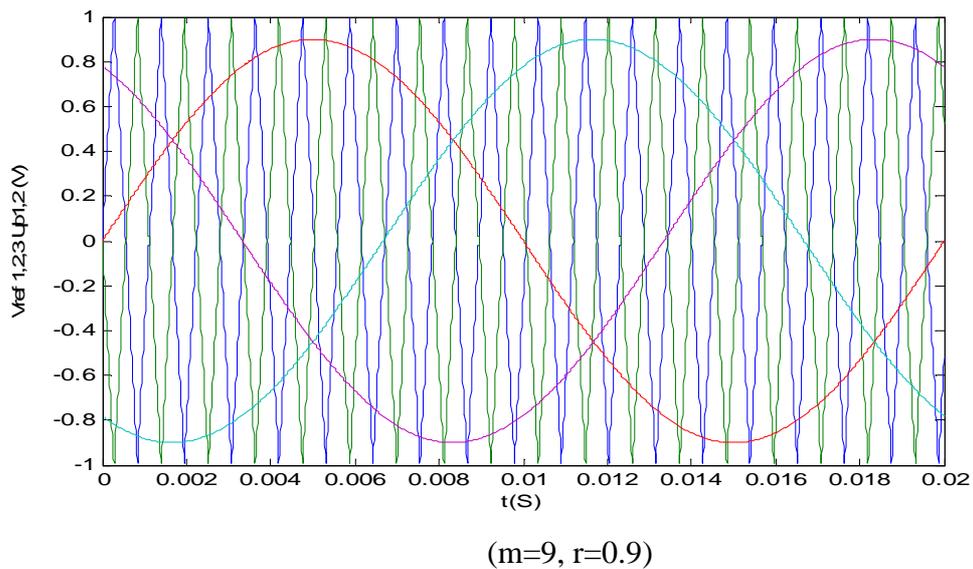
$$\text{Avec : } U_{c1} = U_{c2} = U_c = \frac{E}{2}$$

Etape 2 : détermination du signal  $V_{k2}$  et des ordres de commande  $B_{ks}$  des

$$\text{Interrupteurs : } \begin{cases} V_{k2} = U_{c1} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -U_{c1} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad \text{III.5}$$

Avec: 
$$\begin{cases} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad \text{III.6}$$

La figure (III.4) montre la porteuse et les tensions de référence pour respectivement  $m=9, r=0.9$  et  $m=12, r=0.9$ .



**Figure III.4 :** les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses de l'onduleur triphasé à trois niveaux pour des valeurs paire et impaire de m

### III.1.6.1.3. Résultat de simulation :

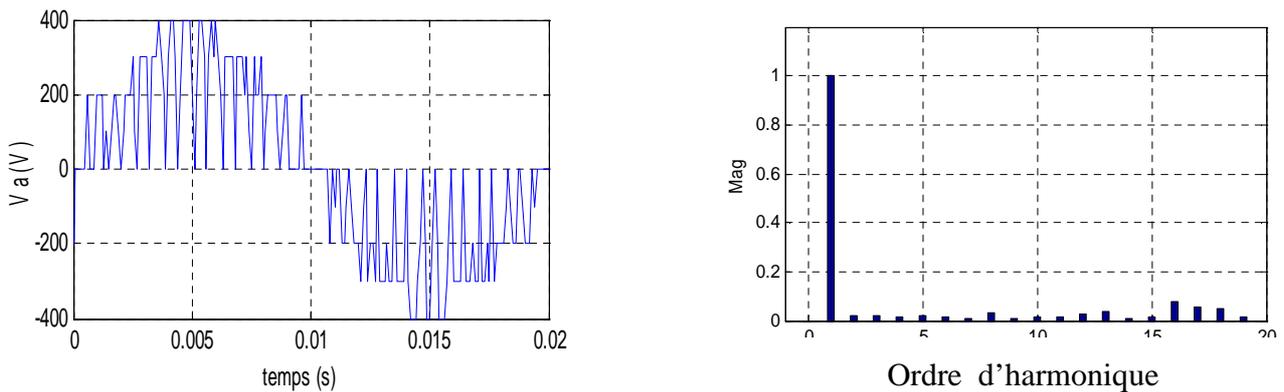


Figure III.5.a : montre la porteuse et les tensions de référence pour respectivement  $m=9$ ,

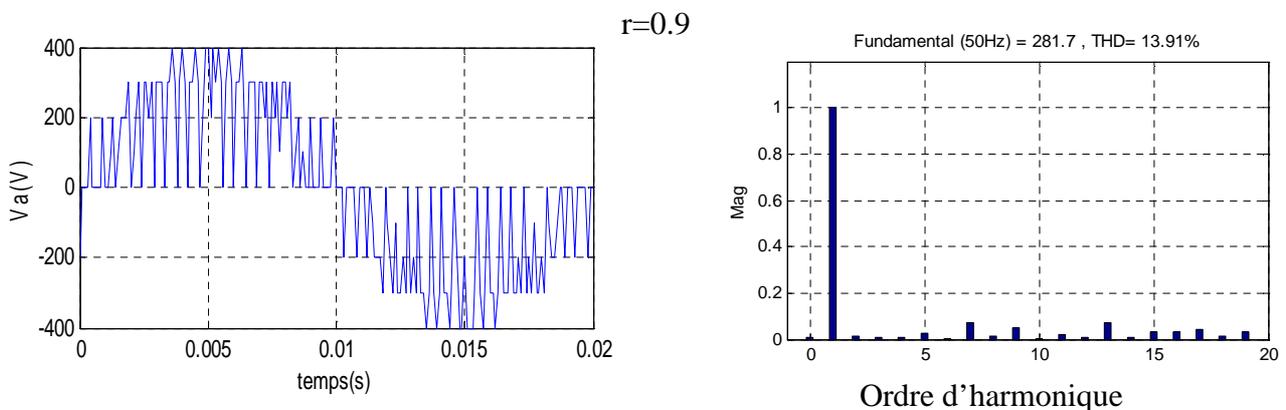


Figure III.5.b : La tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=12$ ,  $r=0.9$ ).

### III.1.6.1.4. Interprétation

On constate que l'avantage de cette stratégie est que la tension simple  $V_a$  ne possède que des harmoniques impaires pour toutes les valeurs de "m". L'augmentation de l'indice de modulation "m" permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, donc facilement filtrées. Or l'augmentation des pertes causées par la commande séparée des interrupteurs présente un inconvénient.

## III.1.7 la commande MLI vectorielle de l'onduleur à trois niveaux (SVM 2D) :

### III.1.7.1. Expression des tensions de sortie

L'onduleur de tension trois niveaux délivre, en sortie, trois niveaux de tensions  $-v_{dc}/2$ , 0, et  $v_{dc}/2$ , en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le Tableau II.2. Maintenant, si on considère tous les interrupteurs, toutes les phases (3), et tous les états possibles (3), on obtient 33 combinaisons lesquelles sont présentées dans le Tableau II.3.

les tensions de sortie de l'onduleur trois niveaux s'exprimeront dans le plan  $\alpha$ - $\beta$

$$\text{par: } \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{III.7}$$

$$\text{Avec } \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{6}\right) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C'_a \\ C'_b \\ C'_c \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad \text{III.8}$$

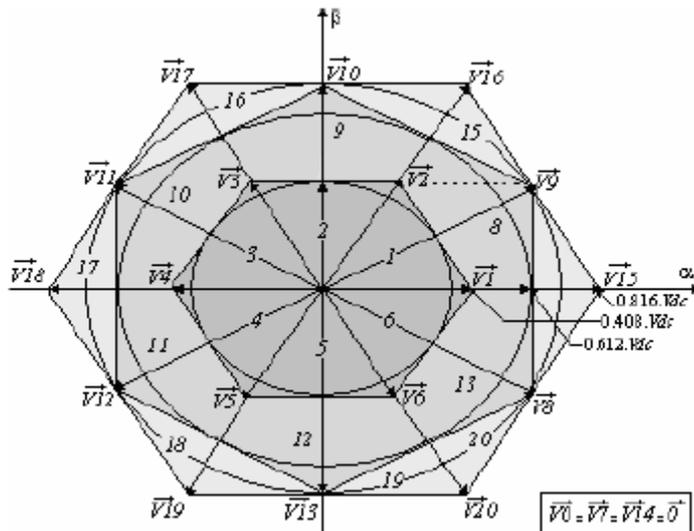
N°	Ca	Cb	Cc	Sa1	Sa2	Sb1	Sb2	Sc1	Sc2	Vao	Vbo	Vco
1	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	-Vdc/2	-Vdc/2	-Vdc/2
2	-1	-1	0	0	0	0	0	0	1	-Vdc/2	-Vdc/2	0
3	-1	0	-1	0	0	0	1	0	0	-Vdc/2	0	-Vdc/2
4	-1	0	0	0	0	0	1	0	1	-Vdc/2	0	0
5	0	-1	-1	0	1	0	0	0	0	0	-Vdc/2	-Vdc/2
6	0	-1	0	0	1	0	0	0	1	0	-Vdc/2	0
7	0	0	-1	0	1	0	1	0	0	0	0	-Vdc/2
8	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0
9	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	Vdc/2
10	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	Vdc/2	0
11	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	Vdc/2	Vdc/2
12	1	0	0	1	1	0	1	0	1	Vdc/2	0	0
13	1	0	1	1	1	0	1	1	1	Vdc/2	0	Vdc/2
14	1	1	0	1	1	1	1	0	1	Vdc/2	Vdc/2	0
15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	Vdc/2	Vdc/2	Vdc/2
16	1	-1	0	1	1	0	0	0	1	Vdc/2	-Vdc/2	0
17	1	0	-1	1	1	0	1	0	0	Vdc/2	0	-Vdc/2
18	0	1	-1	0	1	1	1	0	0	0	Vdc/2	-Vdc/2
19	-1	1	0	0	0	1	1	0	0	-Vdc/2	Vdc/2	0
20	-1	0	1	0	0	0	1	1	1	-Vdc/2	0	Vdc/2
21	0	-1	1	0	1	0	0	1	1	0	-Vdc/2	Vdc/2
22	1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	Vdc/2	-Vdc/2	-Vdc/2
23	1	1	-1	1	1	1	1	0	0	Vdc/2	Vdc/2	-Vdc/2
24	-1	1	-1	0	0	1	1	0	0	-Vdc/2	Vdc/2	-Vdc/2
25	-1	1	1	0	0	1	1	1	1	-Vdc/2	Vdc/2	Vdc/2
26	-1	-1	1	0	0	0	0	1	1	-Vdc/2	Vdc/2	Vdc/2
27	-1	-1	1	0	0	0	0	0	0	Vdc/2	Vdc/2	Vdc/2

**Tableau III.2**obtention des trois niveaux de tension pour toutes les combinaisons possibles Les coordonnées  $\alpha$ - $\beta$  du vecteur  $v$  de la formule (III.7), considérant toutes les combinaisons

possibles, sont inscrites dans le Tableau II.3. La représentation vectorielle des vecteurs  $\vec{V}_0$  à  $\vec{V}_{20}$ , dans le plan  $\alpha$ - $\beta$ , est montrée dans la Figure. III.6.

N°	V <sub>ao</sub>	V <sub>bo</sub>	V <sub>co</sub>	V <sub>α</sub> /V <sub>dc</sub>	V <sub>β</sub> /V <sub>dc</sub>	Vecteur de commande
1	-V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	0	0	$\vec{V}_{14}$
2	-V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	0	-0.204	-0.354	$\vec{V}_5$
3	-V <sub>dc</sub> /2	0	-V <sub>dc</sub> /2	-0.204	0.354	$\vec{V}_3$
4	-V <sub>dc</sub> /2	0	0	-0.408	0	$\vec{V}_4$
5	0	-V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	0.408	0	$\vec{V}_1$
6	0	-V <sub>dc</sub> /2	0	0.204	-0.354	$\vec{V}_6$
7	0	0	-V <sub>dc</sub> /2	0.204	0.354	$\vec{V}_2$
8	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
9	0	0	V <sub>dc</sub> /2	-0.204	-0.354	$\vec{V}_5$
10	0	V <sub>dc</sub> /2	0	-0.204	0.354	$\vec{V}_3$
11	0	V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	-0.408	0	$\vec{V}_4$
12	V <sub>dc</sub> /2	0	0	0.408	0	$\vec{V}_1$
13	V <sub>dc</sub> /2	0	V <sub>dc</sub> /2	0.204	-0.354	$\vec{V}_6$
14	V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	0	0.204	0.354	$\vec{V}_2$
15	V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	0	0	$\vec{V}_7$
16	V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	0	0.612	-0.354	$\vec{V}_8$
17	V <sub>dc</sub> /2	0	-V <sub>dc</sub> /2	0.612	0.354	$\vec{V}_9$
18	0	V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	0	-0.707	$\vec{V}_{10}$
19	-V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	0	-0.612	0.354	$\vec{V}_{11}$
20	-V <sub>dc</sub> /2	0	V <sub>dc</sub> /2	-0.612	-0.354	$\vec{V}_{12}$
21	0	-V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	0	-0.707	$\vec{V}_{13}$
22	V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	0.816	0	$\vec{V}_{15}$
23	V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	-0.408	-0.354	$\vec{V}_{16}$
24	-V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	-V <sub>dc</sub> /2	0.408	-0.707	$\vec{V}_{17}$
25	-V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	-0.816	0	$\vec{V}_{18}$
26	-V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	-0.408	-0.707	$\vec{V}_{19}$
27	V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	V <sub>dc</sub> /2	0.408	-0.707	$\vec{V}_{20}$

Tableau III.3 Coordonnées  $\alpha$ - $\beta$  des vecteurs de sortie de l'onduleur trois niveaux

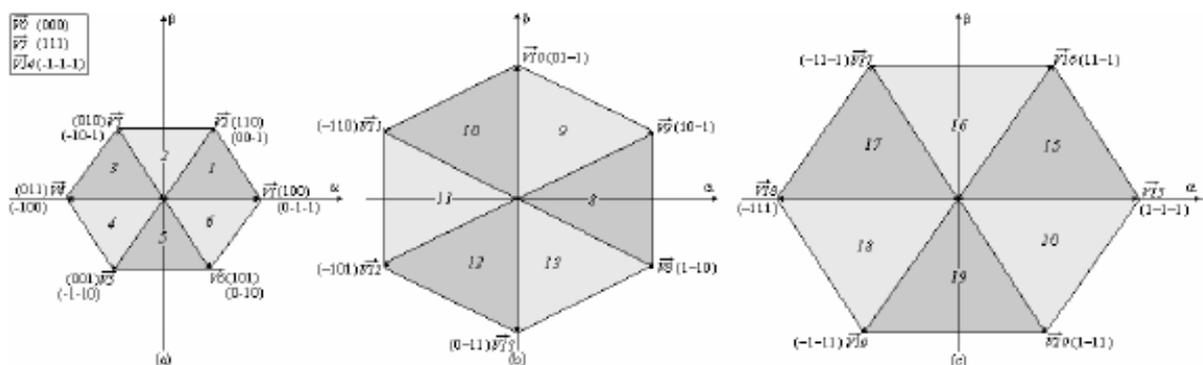


**Figure. III.6.** Représentation vectorielle des vecteurs  $\vec{V}_0$  à  $\vec{V}_{20}$  dans le plan  $\alpha$ - $\beta$ . [DJE 07]

Comme observé dans la Figure. III.8, cette représentation vectorielle produit géométriquement trois hexagones coaxiaux:

- ♣ Le petit hexagone, qu'on appellera dorénavant Hex. A, délimité par les vecteurs  $\vec{V}_1$  à  $\vec{V}_6$ , d'amplitude identique égale à 0.408.Vdc,
- ♣ L'hexagone moyen, qu'on appellera Hex. B, délimité par les vecteurs  $\vec{V}_8$  à  $\vec{V}_{13}$ , d'amplitude identique égale à 0.612.Vdc,
- ♣ Le grand hexagone, qu'on appellera Hex. C, délimité par les vecteurs  $\vec{V}_{15}$  à  $\vec{V}_{20}$ , d'amplitude identique égale à 0.816.Vdc.

Et en fonction des ordres de commutation, les trois hexagones sont présentés séparément dans la Figure. III.7



**Figure. III.7.** Représentation séparée des trois hexagones en fonction des ordres de commutation. [DJE 07]

(a). Le petit hexagone Hex. A. (b). L'hexagone moyen Hex. B. (c). Le grand hexagone Hex. C.

Remarque:

- ♣ L'Hex. A est identique à l'Hex. C, sauf que l'amplitude est divisée par 2,
- ♣ L'Hex. C est totalement semblable à l'hexagone de l'onduleur deux niveaux, La seule différence réside au niveau des ordres de commutation qui appellent le 0 et le 1 dans le cas deux niveaux, le -1 et le 1 dans le cas trois niveaux.[HIN 07]

### III.1.7.2. Détection des secteurs par l'algorithme de la MLI vectorielle pour les trois hexagones

l'application de l'algorithme de la MLI vectorielle en vue de localiser le vecteur  $V_r$ , et illustrée dans la Figure. III.8.

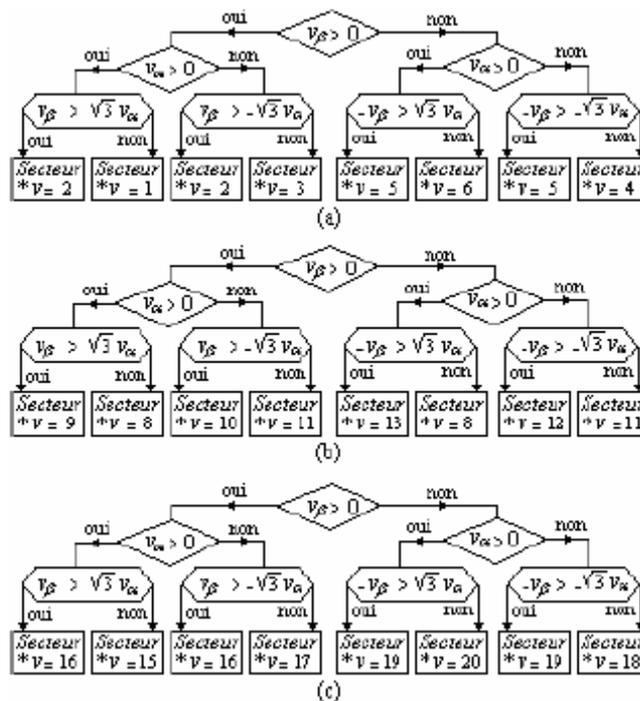


Figure. III. 8. Détection des secteurs \* v par l'algorithme de la MLI vectorielle.

(a). Cas de l'Hex. A. (b). Cas de l'Hex. B. (c). Cas de l'Hex. C.

### III.1.7.3. Génération des impulsions MLI

Pour cela, on considère un vecteur de référence  $V_r$  tournant dans le cercle concentrique de l'hexagone de tension,

Tout d'abord, on définit une impulsion devant assurer les conditions suivantes:

- ♣ La symétrie ;
- ♣ Le même état au centre et deux extrémités.
- ♣ Etre définie dans un intervalle de temps  $T_s$  appelé temps d'échantillonnage, tel que la période du signal contient un nombre entier d'échantillons de durée  $T_s$  chacun.

Pour réaliser ces conditions, et comme le vecteur  $V_r$  parcourt les 06 zones de l'hexagone de tension délimitées chacune par les 02 vecteurs adjacents  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$ , alors le temps d'échantillonnage  $T_s$  fera intervenir les temps d'application des ces deux vecteurs tout en complétant le reste par le temps d'application des vecteurs nuls, comme écrit dans la formule suivante:  $T_s = T_k + T_{k+1} + nT_0$

avec :  $T_k, T_{k+1}$  : temps respectifs d'application des vecteurs  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  ;

$T_0$ : temps d'application des vecteurs zéro .

$n$ : nombre de  $T_0$  contenus dans  $T_s$ .

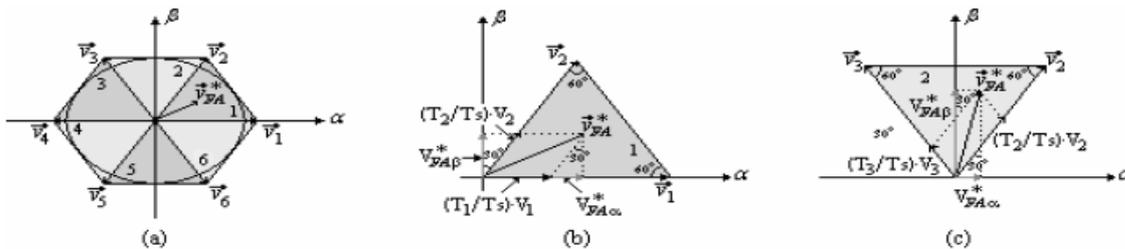
Maintenant, on doit calculer les instants  $T_k, T_{k+1}$  et  $T_0$  relatifs à chaque zone de l'hexagone .de la Figure. III.9.a. Ceci ne peut être effectué que si on fait appel à la double projection géométrique du vecteur  $V_r$  sur les axes  $\alpha$ - $\beta$  et sur les vecteurs  $\vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}$  . Ainsi  $V_r$

sera donné par:

$$\vec{V}_r = \begin{cases} \vec{V}_{r\alpha} + \vec{V}_{r\beta} \\ \frac{T_k}{T_s} \cdot \vec{V}_k + \frac{T_{k+1}}{T_s} \cdot \vec{V}_{k+1} \end{cases} \quad \text{III.9}$$

Puis, on doit identifier les longueurs  $V_{r\alpha}^*, V_{r\beta}^*$  en fonction de  $T_k, T_{k+1}$ , et des longueurs  $V_k, V_{k+1}$ . Ainsi, le calcul des temps  $T_k, T_{k+1}$ , et  $T_0$  deviendra très aisé.

Le résultat est mentionné dans le Tableau III.4 pour le cas de l'Hex. A, et dans le Tableau III.6 pour le cas de l'Hex. C



**Figure. III.9.** Génération des impulsions par la commande MLI vectorielle. (a). Rotation du vecteur de référence dans l'hexagone de tension. (b). Cas de la région 1. (c). Cas de la région 2.

Tableau III.4 Calcule des temps de commutation de l'hex A.

<p>Zone 1</p> $\begin{cases} T_1 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_\alpha^* - \sqrt{2} \cdot V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_2 = T_s \cdot 2\sqrt{2} \frac{V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_0 = (T_s - T_1 - T_2) / 6 \end{cases}$	<p>Zone2</p> $\begin{cases} T_2 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_\alpha^* + \sqrt{2} \cdot V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_3 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_\alpha^* + \sqrt{2} \cdot V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_0 = (T_s - T_2 - T_3) / 6 \end{cases}$
<p>Zone 3</p> $\begin{cases} T_3 = T_s \cdot 2\sqrt{2} \frac{V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_4 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_\alpha^* - \sqrt{2} \cdot V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_0 = (T_s - T_3 - T_4) / 6 \end{cases}$	<p>Zone 4</p> $\begin{cases} T_4 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_\alpha^* + \sqrt{2} \cdot V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_5 = -T_s \cdot 2\sqrt{2} \frac{V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_0 = (T_s - T_4 - T_5) / 6 \end{cases}$
<p>Zone 5</p> $\begin{cases} T_5 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_\alpha^* - \sqrt{2} \cdot V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_6 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_\alpha^* - \sqrt{2} \cdot V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_0 = (T_s - T_5 - T_6) / 6 \end{cases}$	<p>Zone 6</p> $\begin{cases} T_3 = -T_s \cdot 2\sqrt{2} \frac{V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_4 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_\alpha^* + \sqrt{2} \cdot V_\beta^*}{V_{dc}} \\ T_0 = (T_s - T_1 - T_6) / 6 \end{cases}$

Tableau III.5 Calcule des temps de commutation de l'hex B

<p>Zone 8</p> $\begin{cases} T_8 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6}V_\alpha^* + \sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \\ T_9 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6}V_\alpha^* + \sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_8 - T_9) / 6$	<p>Zone9</p> $\begin{cases} T_9 = T_s \cdot \frac{2\sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \\ T_{10} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6}V_\alpha^* - \sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_9 - T_{10}) / 6$
<p>Zone 10</p> $\begin{cases} T_{10} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6}V_\alpha^* + \sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \\ T_{11} = T_s \cdot \frac{2\sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{10} - T_{11}) / 6$	<p>Zone 11</p> $\begin{cases} T_{11} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6}V_\alpha^* - \sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \\ T_{12} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6}V_\alpha^* - \sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{11} - T_{12}) / 6$
<p>Zone 12</p> $\begin{cases} T_{12} = T_s \cdot \frac{-2\sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \\ T_{13} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6}V_\alpha^* + \sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{12} - T_{13}) / 6$	<p>Zone 6</p> $\begin{cases} T_{13} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6}V_\alpha^* - \sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \\ T_8 = T_s \cdot \frac{2\sqrt{2}V_\beta^*}{\sqrt{3}V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_8 - T_{13}) / 6$

Tableau III.6 Calcul des temps de commutation de l'hex C

<p>Zone 15</p> $\begin{cases} T_{15} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_{16} = T_s \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{15} - T_{16}) / 6$	<p>Zone 16</p> $\begin{cases} T_{16} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_{17} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{16} - T_{17}) / 6$
<p>Zone 17</p> $\begin{cases} T_{17} = T_s \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{V_{dc}} \\ T_{18} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{17} - T_{18}) / 6$	<p>Zone 18</p> $\begin{cases} T_{18} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_{19} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{18} - T_{19}) / 6$
<p>Zone 19</p> $\begin{cases} T_{19} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_{20} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{19} - T_{20}) / 6$	<p>Zone 20</p> $\begin{cases} T_{20} = -T_s \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{V_{dc}} \\ T_{15} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{20} - T_{15}) / 6$

Finalement, pour voir les lois de commutation pour un onduleur trois niveaux vous pouvez consulter [DJE 07]

Le diagramme général de la commande qui englobe les parties citées précédemment est représenté sur la figure suivante (Figure III.9)

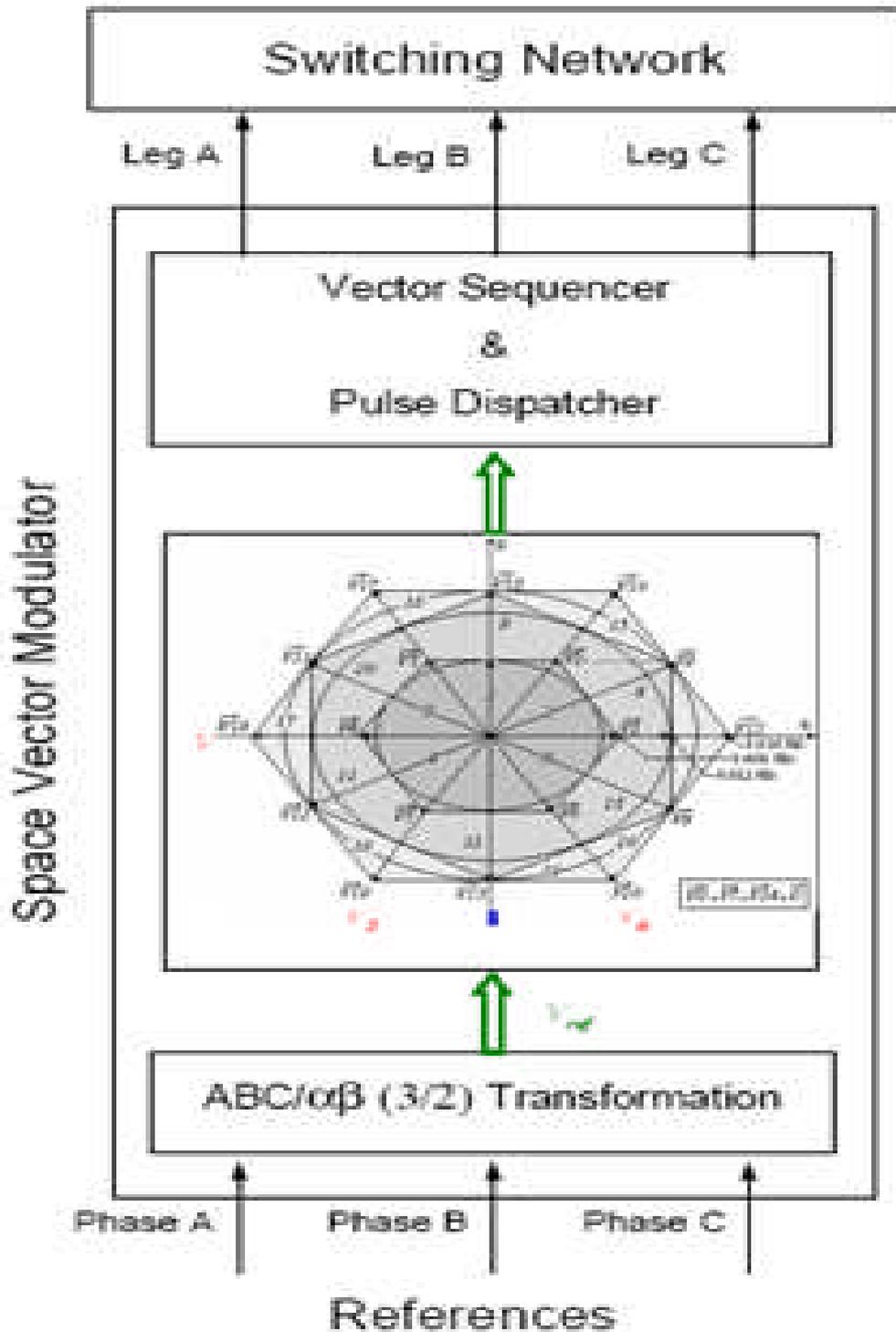
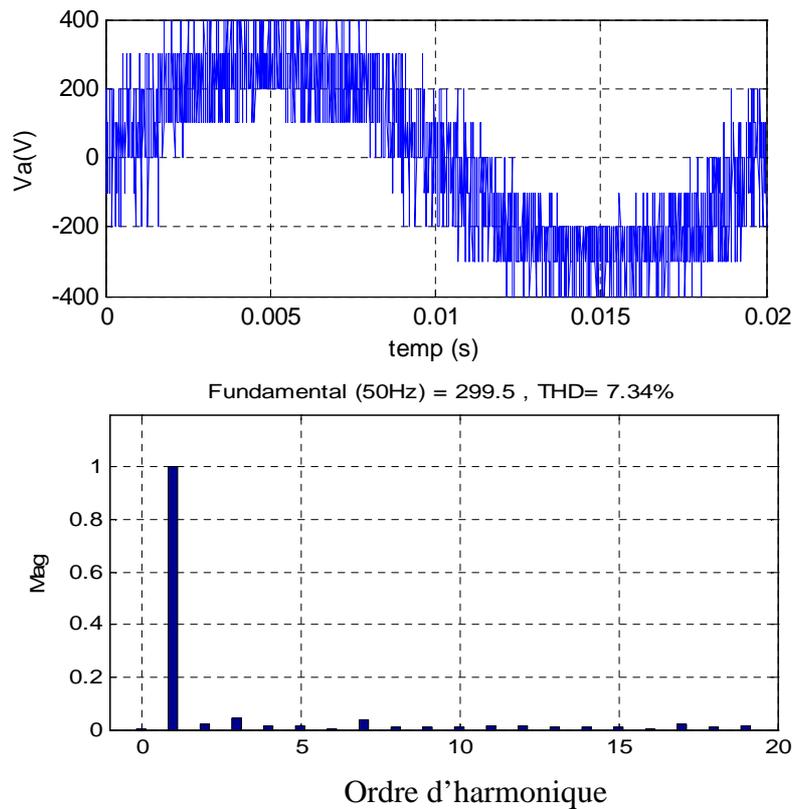


Figure III.9 Diagramme de la commande



**Figure III.10 :** La tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par stratégie de MLI vectorielle (SVM 2D).

#### III.1.7.4. Interprétation de résultat

La commande MLI vectorielle permet un calcul plus précis des instants de commutation, ainsi que le gain d'un tiers de période sans que les interrupteurs changent leurs états, ce qui résulte en une diminution dans les pertes par commutation.

La MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacune des bras de l'onduleur.

La MLI vectorielle qui donne un signal de sortie plus proche de sinusoïdale (la tension moyenne de sortie) et moins d'harmoniques par rapport à la MLI classique (MLI à deux porteuses)

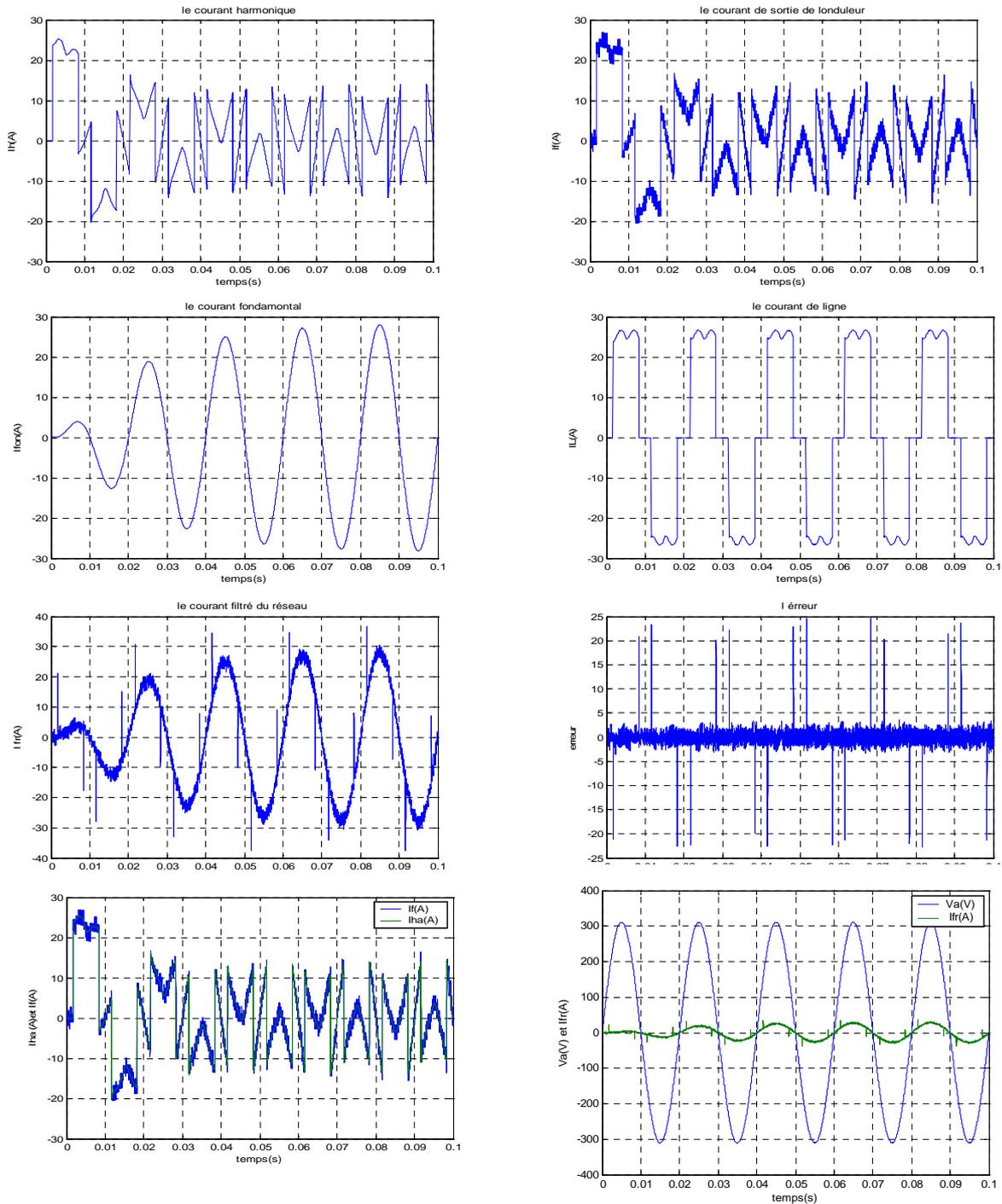
### III.2 Application les stratégies de commande sur le filtre actif parallèle

### III.2 .1 Commande MLI à deux porteuse

#### III.2 .1.1 Résultats de simulation

##### III.2 .1.1.1 Charge statique

Pour  $\alpha=0^\circ$



**Figure III.11 :** Les grandeurs simulées pour la commande MLI à deux porteuses dans le cas d'un redresseur à thyristors  $\alpha = 0$

Pour  $\alpha=30^\circ$

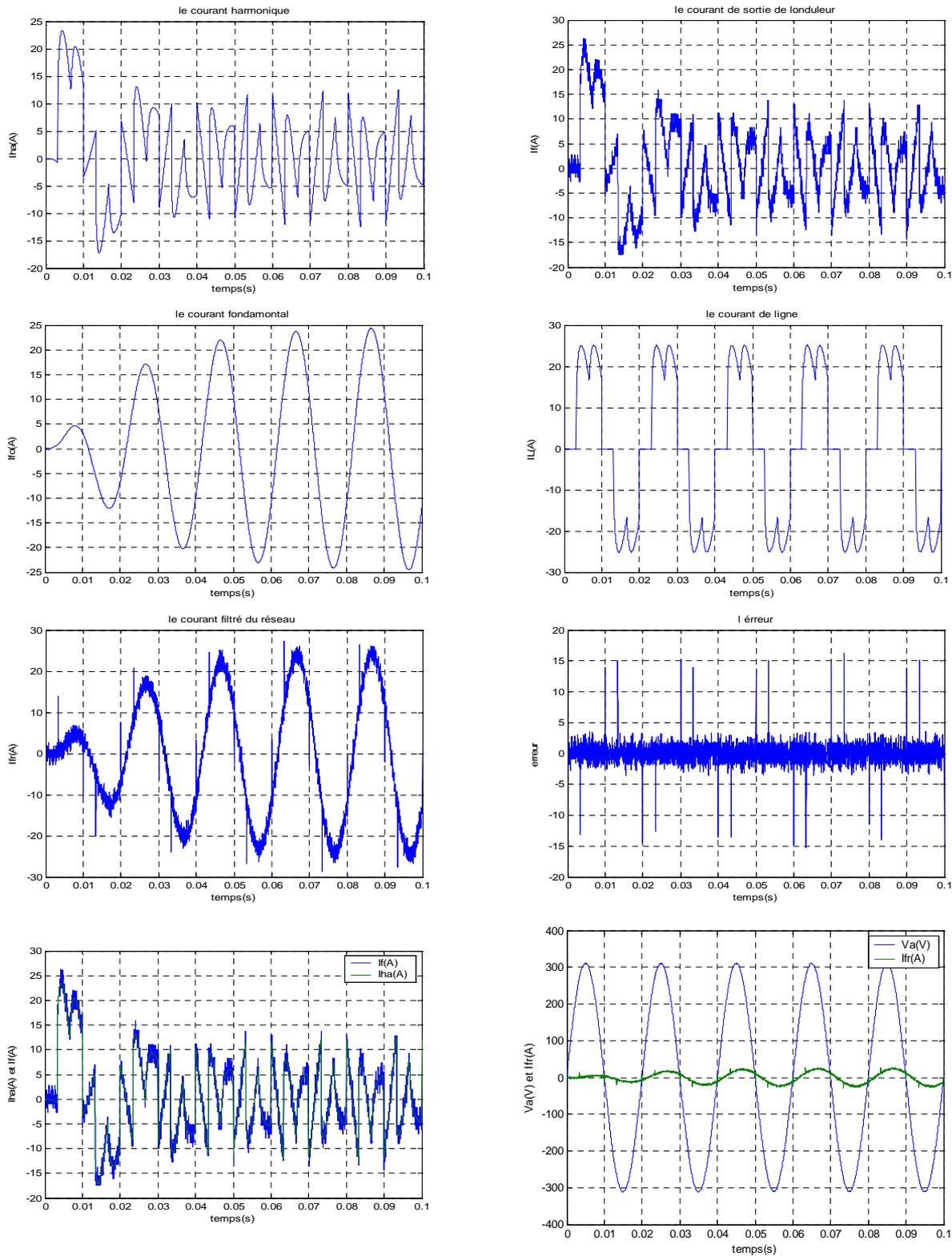


Figure III.12 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à deux porteuse dans le cas d'un redresseur à thyristors  $\alpha = 30^\circ$

III.2 .1.1.2 Charge dynamique

Pour  $\alpha=0^\circ$

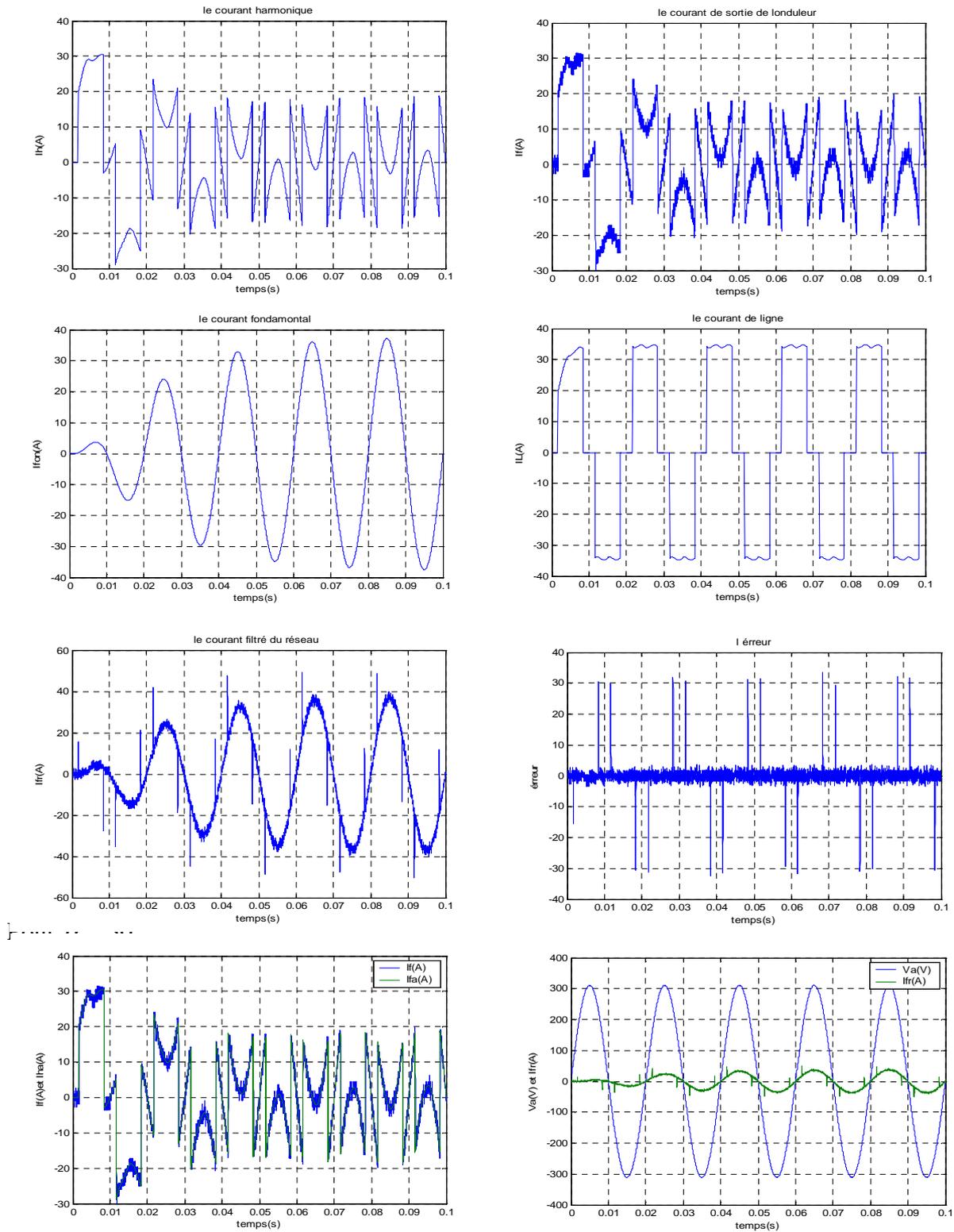


Figure III.13 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à deux porteuse dans le cas d'un redresseur à thyristors  $\alpha = 0$

pour  $\alpha = 30^\circ$

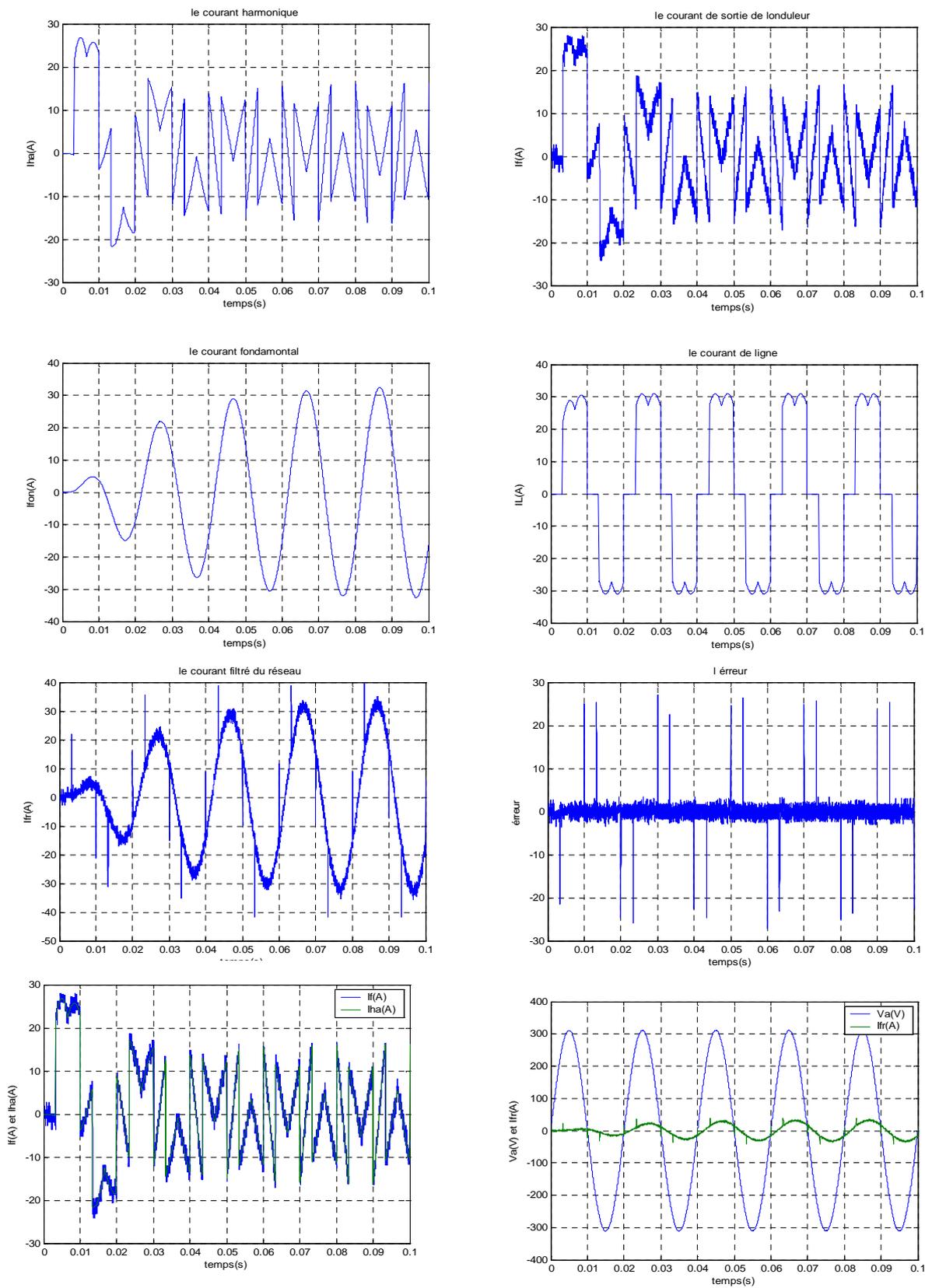


Figure III.14: Les grandeurs simulées pour la commande MLI à deux porteuses dans le cas d'un redresseur à thyristors  $\alpha = 30^\circ$

**III.2 .1.2 Interprétation des résultats**

Le filtre est commandé par la stratégie de commande MLI. On l'applique pour une charge non linéaire constituée d'un redresseur triphasé à base des thyristors débitant sur une charge RL et sur un moteur à courant continu.

On remarque que les courants harmoniques générés par le filtre suivent leurs références. Ce qui valide l'algorithme de commande que l'on a utilisé donc le filtre pourra rendre la source sinusoïdale.

On constate que le courant est en phase avec la tension du réseau dans le cas du redresseur à diodes. Par contre, pour le redresseur à thyristors, le courant est déphasé par rapport à la tension du réseau, et ce déphasage augmente en fonction de l'angle d'amorçage.

### III.2 .2.Commande MLI vectorielle (SVM 2D)

#### III.2 .2.1 Résultats de simulation

##### III.2 .2.1.1 Charge statique

Pour  $\alpha=0$

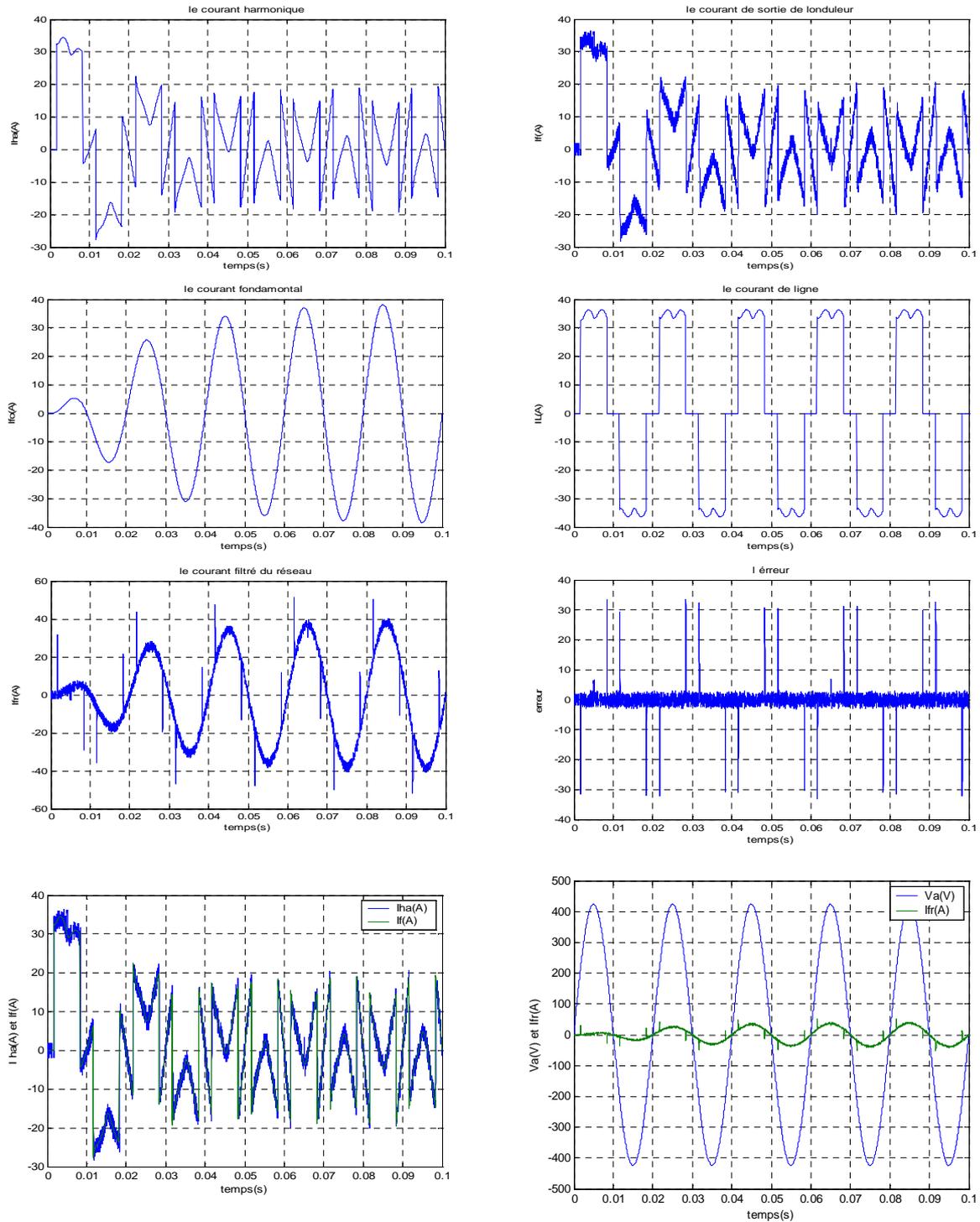


Figure I11.15 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle(SVM 2D) dans le cas d'un redresseur à thyristors  $\alpha = 0$

Pour  $\alpha=30^\circ$

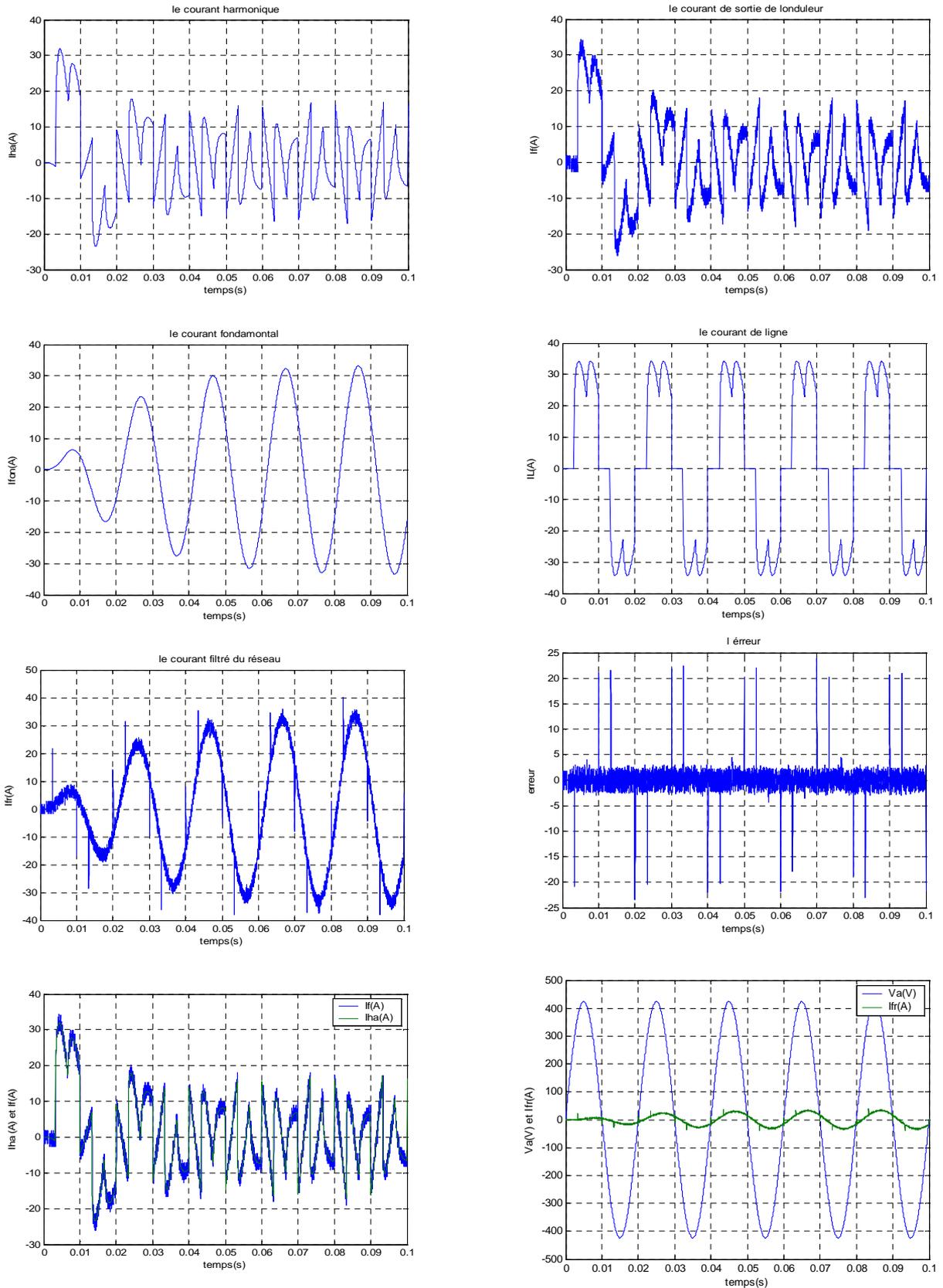


Figure III.16 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle(SVM 2D)

dans le cas d'un redresseur à thyristors  $\alpha = 30^\circ$

III.2 .2.1.2 Charge dynamique

Pour  $\alpha = 0^\circ$

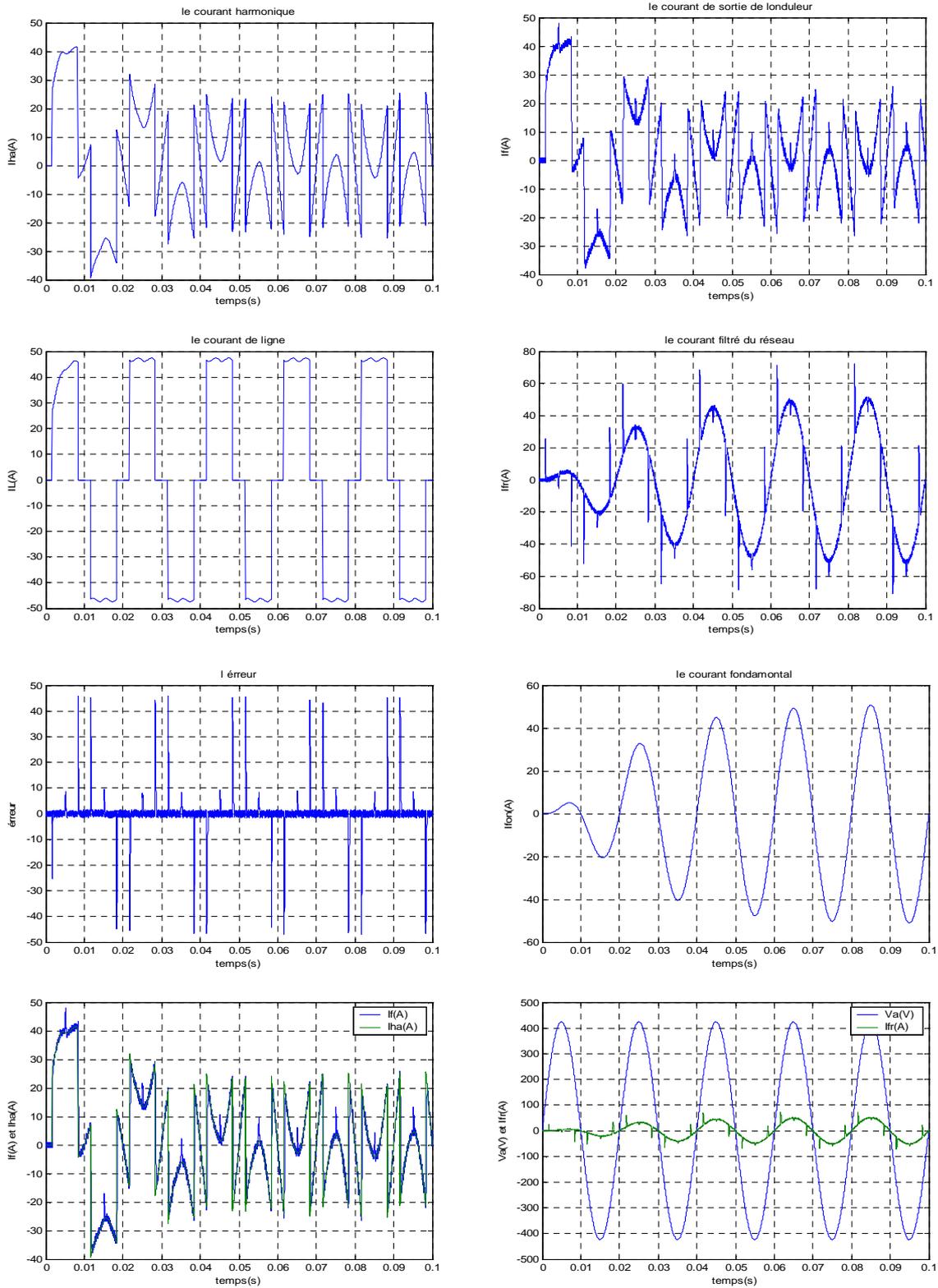
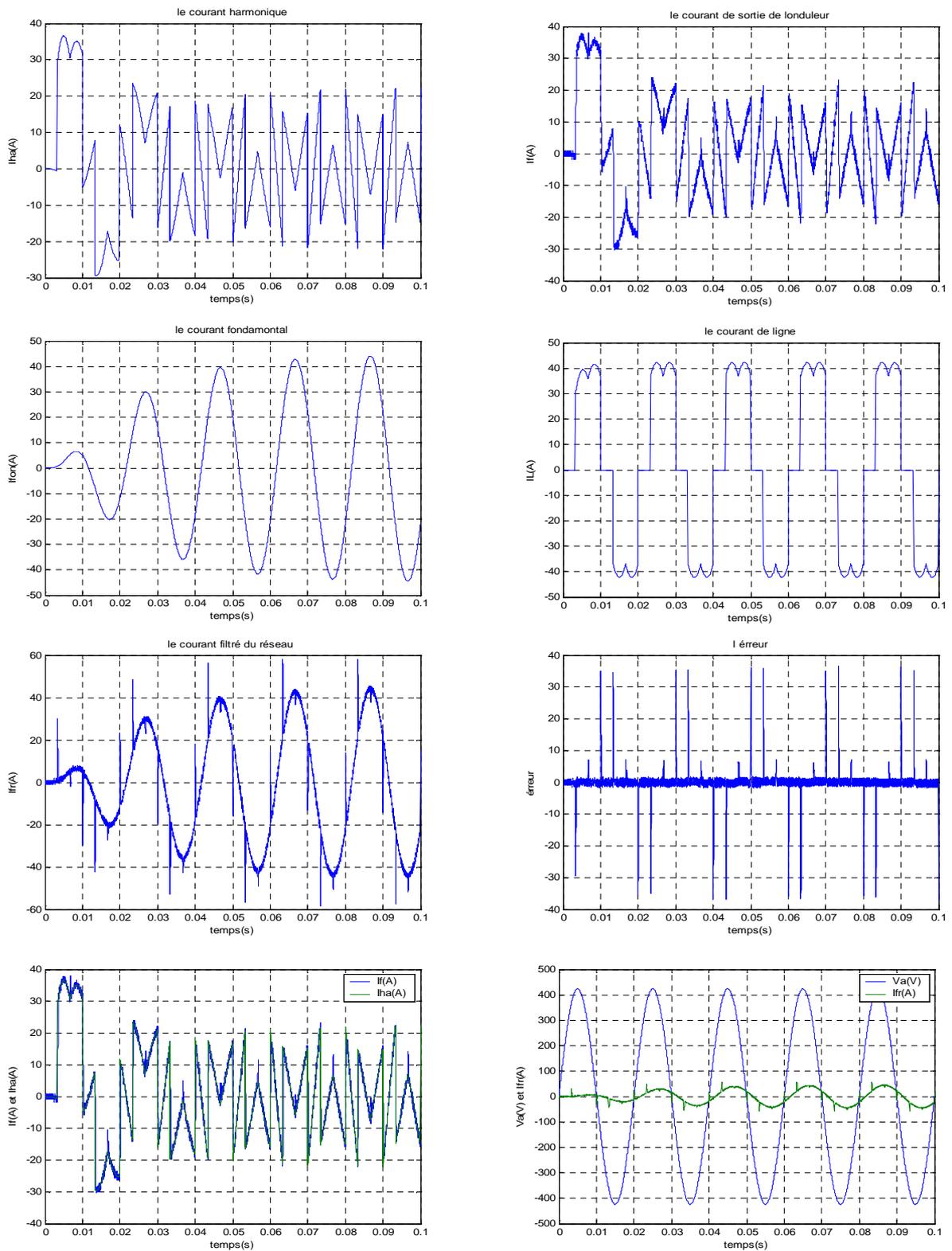


Figure III.17 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle (SVM 2D) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha = 0^\circ$ )

Pour  $\alpha = 30^\circ$



**Figure III.18 :** Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle(SVM) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha = 0^\circ$ )

III.2 .2..1.3 charge linéaire déséquilibré

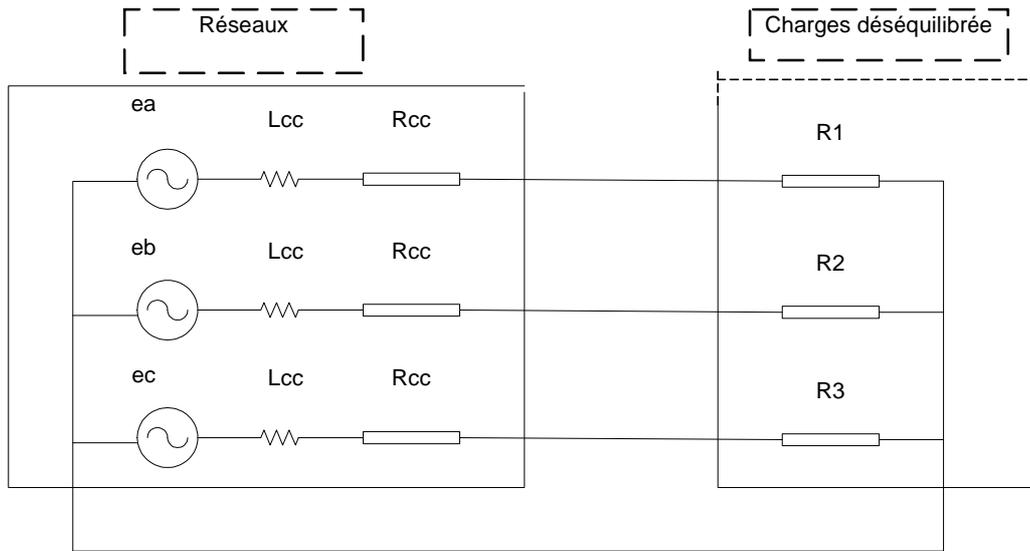


Figure III .19 déséquilibre de la charge

$R1 = 50\Omega; R2 = 20\Omega; R3 = 90\Omega.$

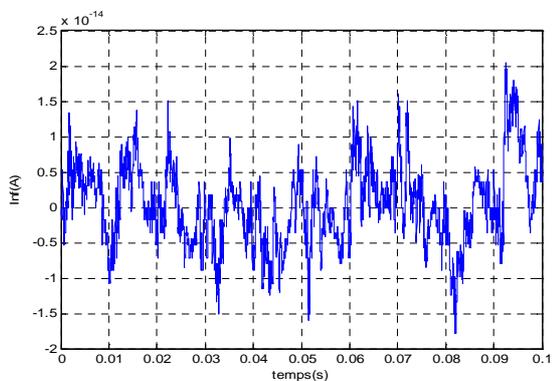
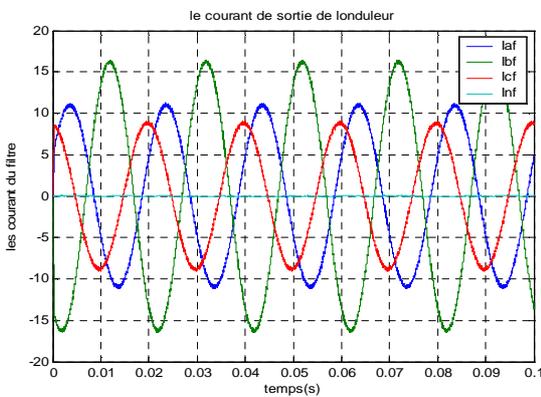
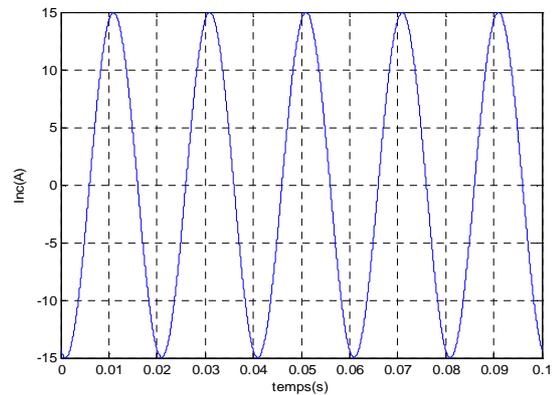
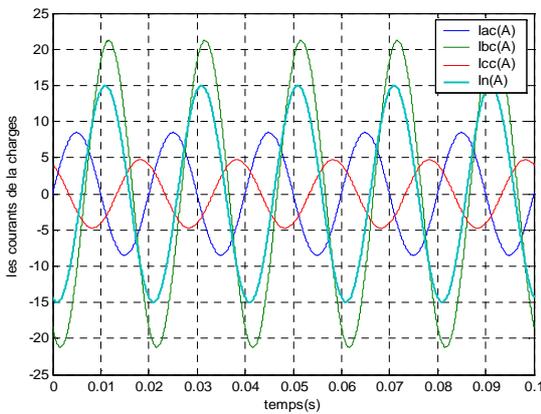


Figure III.20 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle (SVM 2D)

Pour une charge linéaire déséquilibrée

### III.2 .2..2 Interprétation sur la SVM 2D

On remarque que les courants harmoniques générés par le filtre suivent leurs références pour une charge non linéaire équilibrée. Ce qui valide l'algorithme de commande que l'on a utilisé donc le filtre pourra rendre la source sinusoïdale.

Mais pour la charge linéaire déséquilibrée on remarque que les courants de sortie de l'onduleur ne sont pas déséquilibrés et le courant du neutre n'est pas nul,

### Conclusion

Après avoir présenté le modèle de connaissance de l'onduleur trois niveaux, nous nous sommes intéressés à deux stratégies de commande du filtre actif. Nous avons pu simuler par MATLAB celles-ci et en tirer quelques résultats.

Pour la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses, plus l'indice de modulation  $m$  augmente, plus les harmoniques sont poussés vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés.

Pour la stratégie de commande SVM2D, on remarque que le THD diminue. et l'avantage de cette commande est que la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur

La dernière partie de ce chapitre on applique les stratégies de commande sur le filtre actif parallèle. Pour la commande MLI classique on remarque que les courants harmoniques générés par le filtre suivent leurs références. Ce qui valide l'algorithme de commande que l'on a utilisé donc le filtre pourra rendre la source sinusoïdale.

Pour MLI vectorielle 2D on remarque toujours les courants harmoniques générés par le filtre suivent leurs références pour une charge non linéaire équilibrée comme la MLI classique  
Mais pour la charge linéaire déséquilibrée on remarque que les courants de sortie de l'onduleur ne sont pas déséquilibrés c'est l'inconvénient de cette commande, on utilise une autre commande c'est la commande MLI vectorielle trois dimensions qui permet d'éliminer cet inconvénient dans le chapitre quatre.

## Chapitre IV :

# Commande par SVM 3 D d'un filtre actif parallèle

### Introduction :

Avec le développement de l'électronique de puissance et des outils dédiés à la commande, les filtres actifs deviennent une alternative incontournable et incomparable aux filtres passifs. La structure tension triphasée a été retenue pour ses excellentes performances en termes de compensations des harmoniques et correction du facteur de puissance [Ala-02].

Cependant, la plupart des installations (les systèmes à quatre fils) alimentent des charges non linéaires monophasées ou des charges linéaires déséquilibrées et sont donc munis d'un fil de neutre. Les courants de ligne sont généralement déséquilibrés et le fil du neutre est parcouru par un courant non nul et égal à la somme des courants de phases et sa valeur maximale peut excéder celle du courant de ligne. Pour y remédier, plusieurs solutions ont été adoptées en l'occurrence l'utilisation d'un neutre séparé pour chaque phase ou envisager de sur dimensionner le conducteur de neutre sachant que le courant dans ce dernier peut atteindre 1.4 à 1.7 fois le courant dans la phase.

Dans le présent chapitre, on s'est intéressé à la dépollution des réseaux électriques disposant d'un fil de neutre.

L'onduleur de trois niveaux c'est un onduleur à deux niveaux en série

**IV.1 Modélisation et la commande par SVM3D de l'onduleur à deux niveaux à quatre bras :**

**IV.1.1 Modèle de l'onduleur à quatre bras**

Le modèle de l'onduleur est utilisé afin de déterminer la valeur des références des tensions afin de les utiliser pour la commande de ce dernier, ce modèle est obtenu en remplaçant les quatre bras avec les interrupteur de l'onduleur de la figure. IV.1 par leurs modèles moyens, donc le bus continu sera modélisé par une source de courant continu et le bus alternatif par les trois sources de tensions alternatives comme le montre la figure . IV.2 [AIS 09]

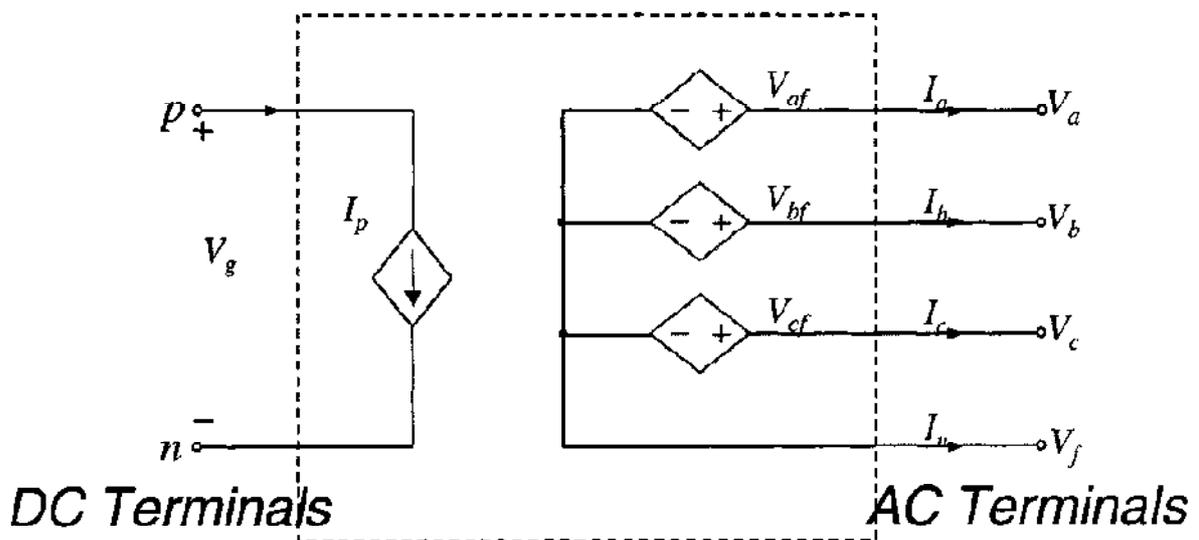


Figure .IV.1 : modèle de l'onduleur à quatre bras

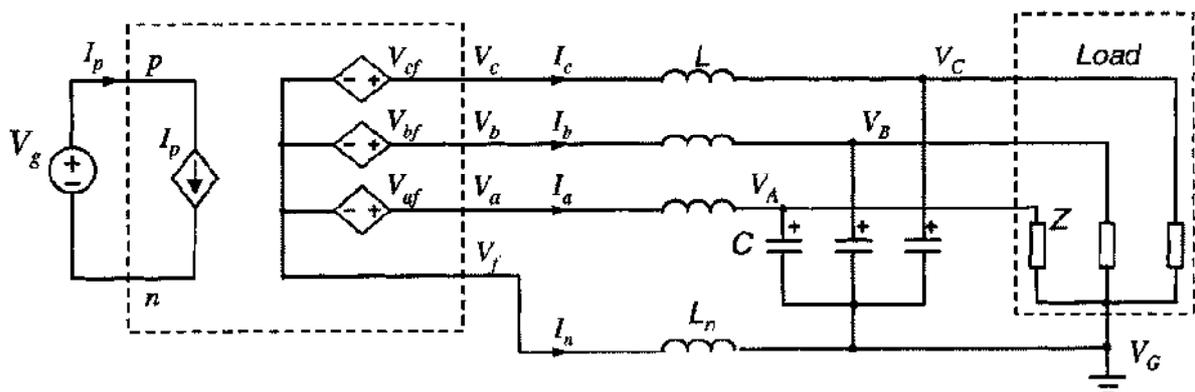


Figure IV.2: modèle moyen de l'onduleur à quatre bras

Donc, en utilisant le schéma précédent, on aura les valeurs des tensions de sortie en fonction des entrées.

$$\begin{bmatrix} VaF \\ VbF \\ VcF \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L(d \frac{I_{la}}{dt} + cd^2 \frac{V_{AG}}{dt^2}) + V_{AG} - L_n d \frac{I_n}{dt} \\ (d \frac{I_{lb}}{dt} + cd^2 \frac{V_{BG}}{dt^2}) + V_{BG} - L_n d \frac{I_n}{dt} \\ (d \frac{I_{lc}}{dt} + cd^2 \frac{V_{CG}}{dt^2}) + V_{CG} - L_n d \frac{I_n}{dt} \end{bmatrix} \quad \text{IV.1}$$

$$I_n = -(I_{LA} + I_{LB} + I_{LC}) - cd \left( \frac{V_{AG} + V_{BG} + V_{CG}}{dt} \right) \quad \text{IV.2}$$

Les états de commutations possibles de l'onduleur à quatre bras sont seize ( $2^4 = 16$ ), ils sont représentés en ordre par les combinaisons des interrupteurs [Sa, Sb, Sc, Sf] où :

Sx = 'p' indique que l'interrupteur du haut de la phase 'x' est fermé,

Sx = 'n' indique que l'interrupteur du bas de la phase 'x' est fermé.

Avec : x = a, b, c, f.

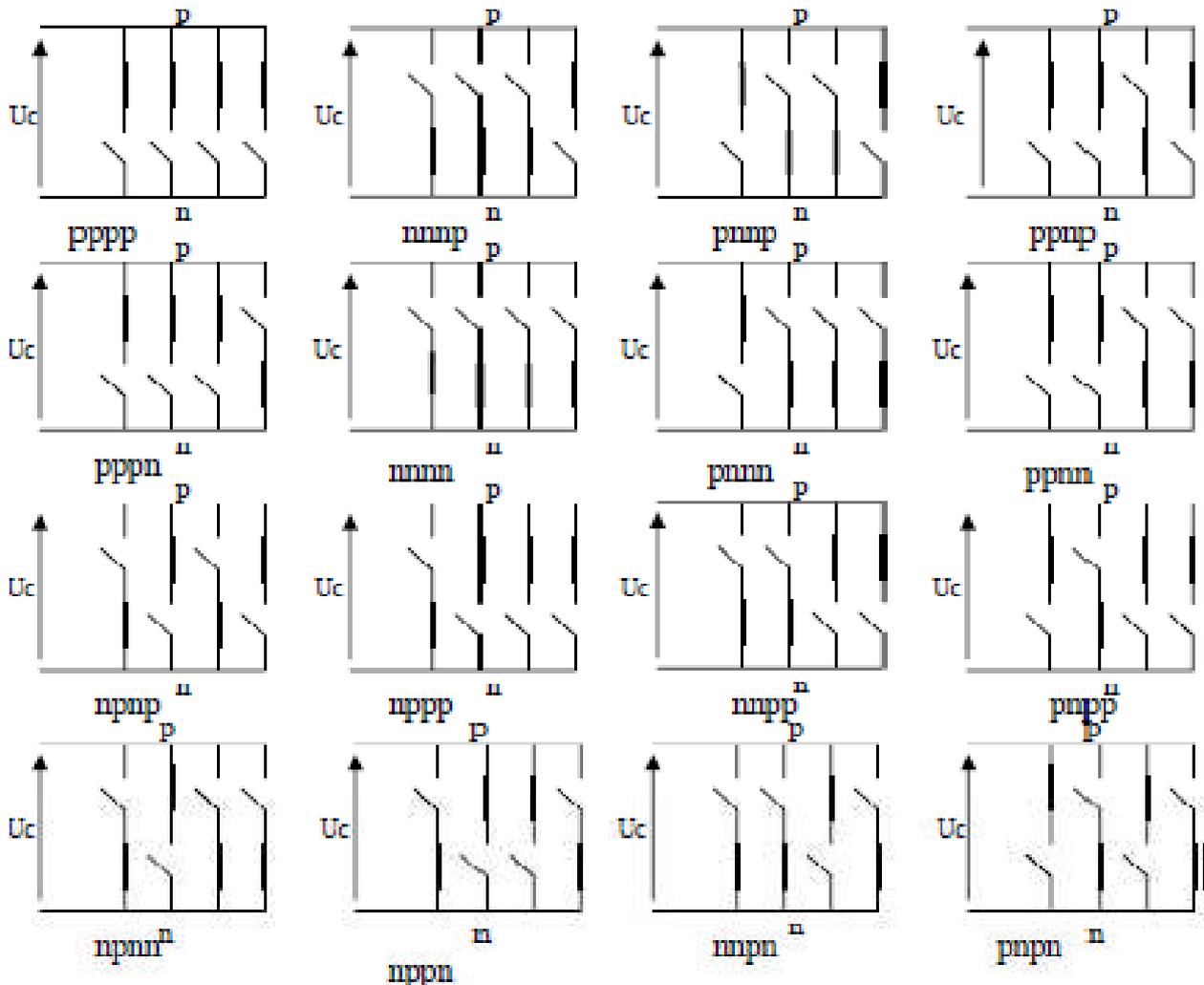


Figure IV.3 Les états de commutations de l'onduleur triphasé à quatre bras.

Les tensions de sorties correspondantes aux états de commutations de l'onduleur à quatre bras sont données par le tableau (II.1). Elles sont obtenues par les expressions suivantes:

$$V_{af} = (S_a - S_f) \cdot U_c \quad \text{IV.3}$$

$$V_{bf} = (S_b - S_f) \cdot U_c \quad \text{IV.4}$$

$$V_{cf} = (S_c - S_f) \cdot U_c \quad \text{IV.5}$$

$$I = S_a \cdot I_a + S_b \cdot I_b + S_c \cdot I_c + S_f \cdot I_f \quad \text{IV.6}$$

Avec:  $S_x = 1$  si l'interrupteur du haut du bras x est fermé,

$S_x = 0$  si l'interrupteur du bas du bras x est fermé.

x = a, b, c, f.

Etat	pppp	nnnp	pnpn	ppnp	npnp	nppp	nnpp	pnpp
Vecteur	V15	V8	V9	V11	V10	V14	V12	V13
Vaf	0	-Uc	0	0	-Uc	-Uc	-Uc	0
Vbf	0	-Uc	-Uc	0	0	0	-Uc	-Uc
Vcf	0	-Uc	-Uc	-Uc	-Uc	0	0	0
Etat	pppn	nnnn	pnnn	ppnn	npnn	nppn	nnpn	pnpn
Vecteur	V7	V0	V1	V3	V2	V6	V4	V5
Vaf	Uc	0	Uc	Uc	0	0	0	Uc
Vbf	Uc	0	0	Uc	Uc	Uc	0	0
Vcf	Uc	0	0	0	0	Uc	Uc	Uc

**Tableau .IV.1** Tensions de sorties générées par l'onduleur à quatre bras.

#### IV.1.1.2 Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur

Le passage du repère (a,b,c) au repère orthogonal ( $\alpha,\beta,\gamma$ ) se fait par la transformée de Clarck

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} \text{ avec } C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad \text{IV.7}$$

La transformée inverse est donnée par :

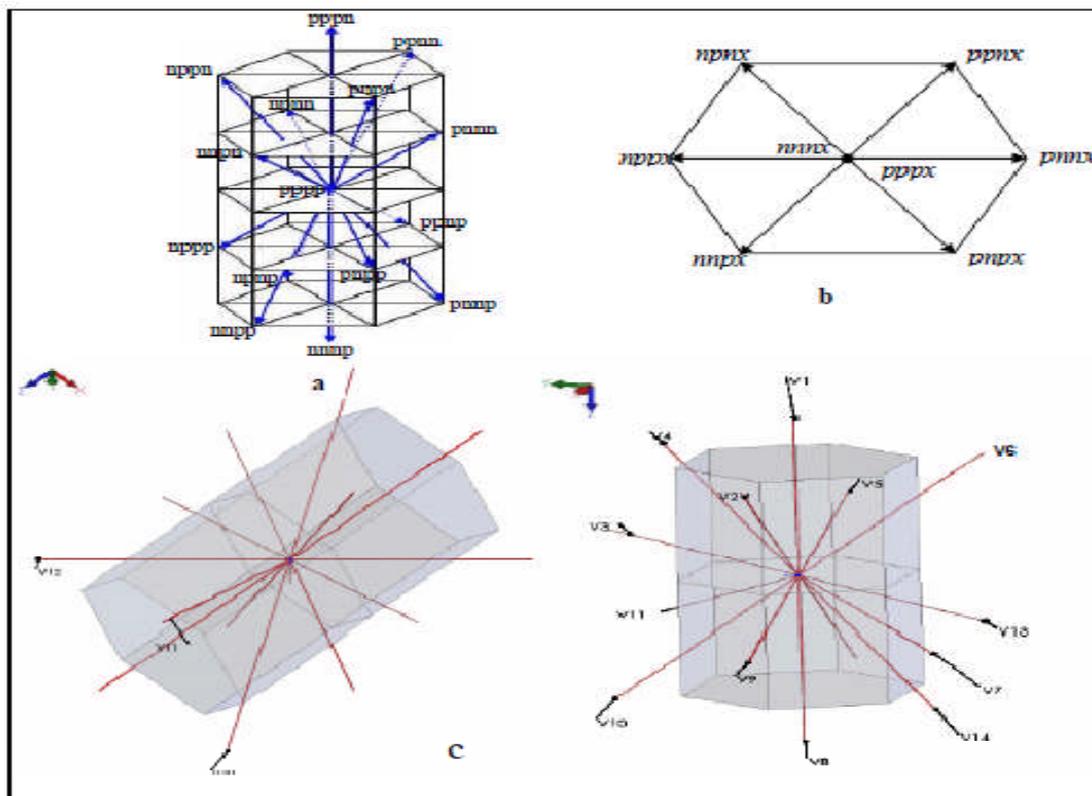
$$\begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} = C^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} \text{ avec } C^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{IV.8}$$

Le tableau suivant résume les vecteurs de tension générés par l'onduleur dans le repère orthogonal ( $\alpha,\beta,\gamma$ ) :

Etat	pppp	nnnp	pnpn	ppnp	npnp	nppp	nnpp	pnpp
Vecteur	V15	V8	V9	V11	V10	V14	V12	V13
$v_\alpha$	0	0	$\frac{2}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	$-\frac{2}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$
$v_\beta$	0	0	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_c$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_c$	0	$-U_c$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_c$
$v_\gamma$	0	$-U_c$	$-\frac{2}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	$-\frac{2}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	0	$-\frac{1}{3}U_c$
Etat	pppn	nnnn	pnnn	ppnn	npnn	nppn	nnpn	pnpn
Vecteur	V7	V0	V1	V3	V2	V6	V4	V5
$v_\alpha$	0	0	$\frac{2}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	$-\frac{2}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$
$v_\beta$	0	0	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_c$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_c$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}U_c$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}U_c$
$v_\gamma$	$U_c$	0	$\frac{1}{3}U_c$	$\frac{2}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$	$\frac{2}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$	$\frac{2}{3}U_c$

**Tableau .IV.2** Les vecteurs de tension de l'onduleur représentés dans le repère  $(\alpha, \beta, \gamma)$ .

Les seize vecteurs de tension générés par l'onduleur sont illustrés sur la (Figure.IV.4..a), leurs projections sur le plan  $(\alpha,\beta)$  donnent un hexagone (Figure IV.4.b).



**Figure . IV.4** Représentation des vecteurs tension dans l'espace  $(\alpha,\beta,\gamma)$ . [AIS 09].

La Figure IV.4(a) montre la position de tous les vecteurs de commande de l'onduleur dans l'espace  $(\alpha, \beta, \gamma)$ , dans le cas du déséquilibre car  $V_\gamma$  est différente du zéro et elle possède des valeurs bien déterminées (tableau2) ; la figure .II.6.c montre aussi la position des vecteurs de commande mais sous des angles différents.

La figure IV.4 (b), présente la projection des vecteurs de commande sur le plan  $(\alpha, \beta)$ , c'est un hexagone limité par des vecteurs de commande qui appartiennent à cette couche (une valeur de  $V_\gamma$  bien déterminée).

Pour la couche où la valeur de  $V_\gamma$  est égale à zéro, on a le cas d'un équilibre de tension, on constate que c'est un hexagone limité par les six vecteurs de commande comme dans le cas d'un onduleur à trois bras. Parmi les seize vecteurs, il existe deux vecteurs nuls :  $(\vec{V}_0(nnnn))$  et  $(\vec{V}_{15}(pppp))$

Les quatorze vecteurs restants sont des vecteurs non nuls. Ils sont placés dans des couches comme suit :

- pour la couche  $\vec{V}_\gamma = \frac{1}{3}Uc$  l'emplacement des trois vecteurs

$\vec{V}_1(ppnn), \vec{V}_2(npnn)$  et  $\vec{V}_4(nnpn)$

- pour la couche  $\vec{V}_\gamma = \frac{2}{3}Uc$  l'emplacement des trois vecteurs

$\vec{V}_3(ppnn), \vec{V}_5(npnn)$  et  $\vec{V}_6(nnpn)$ .

- pour la couche  $\vec{V}_\gamma = Uc$  , l'emplacement du vecteur  $\vec{V}_7(pppn)$

- pour la couche  $\vec{V}_\gamma = -Uc$  , l'emplacement des trois vecteurs

$\vec{V}_{14}(nppp), \vec{V}_{13}(pnpp)$  et  $\vec{V}_{11}(ppnp)$

- pour la couche  $\vec{V}_\gamma = -\frac{2}{3}Uc$  , l'emplacement des trois vecteurs

$\vec{V}_{12}(nnpp), \vec{V}_{10}(npnp)$  et  $\vec{V}_9(pnnp)$

- pour la couche  $\vec{V}_\gamma = -\frac{1}{3}Uc$  , l'emplacement du vecteur  $\vec{V}_8(nnnp)$

#### IV.1.2 La commande de l'onduleur

L'objectif de la commande de l'onduleur est de reproduire les références (courants ou tensions), à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de l'onduleur.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la commande des tensions donc à la commande vectorielle tridimensionnelle.

#### IV.1.2.1 La commande vectorielle tridimensionnelle

La commande vectorielle est la méthode de commande d'un onduleur à quatre bras dans le cas du déséquilibre et en présence du fil du neutre qui est parcouru par un courant non nul. Cette technique consiste à détecter la position du vecteur de référence dans l'espace  $(V_\alpha, V_\beta, V_o)$  et d'accorder à ce vecteur les trois vecteurs de commande les plus appropriés (c.à.d. les plus proches de ce vecteur de référence « vecteurs adjacents ») [Zha02][AIS 09]

##### IV.1.2.1.1 Détection de la position du vecteur de référence

Dans, la commande classique, celle de **deux dimensions**; le plan est divisé en six secteurs limités par les vecteurs de commande.

Dans la commande tridimensionnelle, l'espace est divisé en six prismes et chaque prisme en quatre tétraèdres.

##### IV.1.2.1.2 Détection de prisme

Afin de déterminer les vecteurs de commande adéquats pour chaque vecteur de référence, on détermine alors sa position dans l'espace: prisme et tétraèdre adéquats. Donc, l'espace est divisé en six prismes comme le montre la figure(IV.5) ; chaque prisme contient six vecteurs non nuls et deux vecteurs nuls

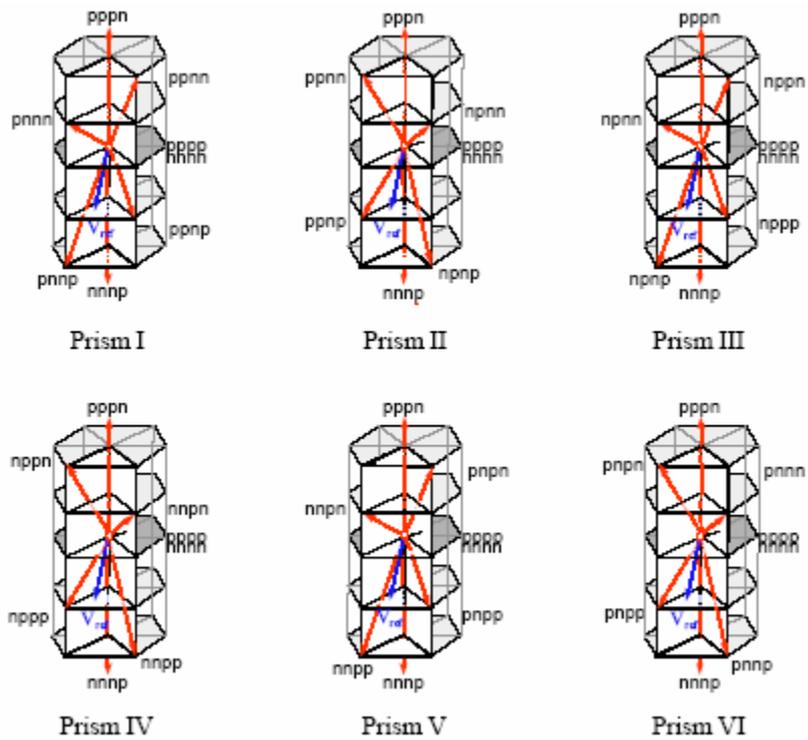


Figure .IV.5 Vecteur tension de référence dans les différents prismes[Zha 02]

La détermination des différents prismes est analogue à la méthode de détection des secteurs dans la commande vectorielle classique.

On divise le plan  $(\alpha, \beta)$  en six secteurs égaux, chaque secteur fait un angle de  $60^\circ$  et on prend tout l'espace qui est couvert par ce secteur .

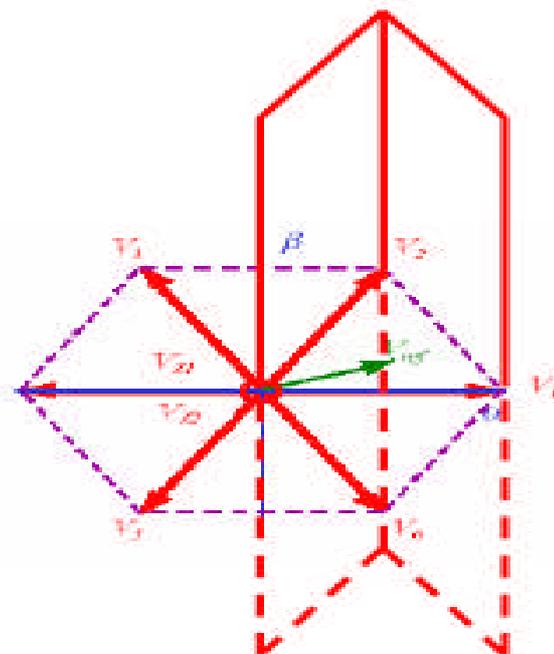


Figure IV.6 Exemple de détection du prisme

IV.1.2.1.3 Algorithme de détection des prismes

On présente ainsi l'algorithme de détection des différents prismes dans le domaine  $(\alpha, \beta)$

$$prisme = \begin{cases} 1 \text{ si } 0 \leq \theta < \pi/3 \\ 2 \text{ si } \pi/3 \leq \theta < 2\pi/3 \\ 3 \text{ si } 2\pi/3 \leq \theta < \pi \\ 4 \text{ si } \pi \leq \theta < 4\pi/3 \\ 5 \text{ si } 4\pi/3 \leq \theta < 5\pi/3 \\ 6 \text{ si } 5\pi/3 \leq \theta < 2\pi \end{cases}$$

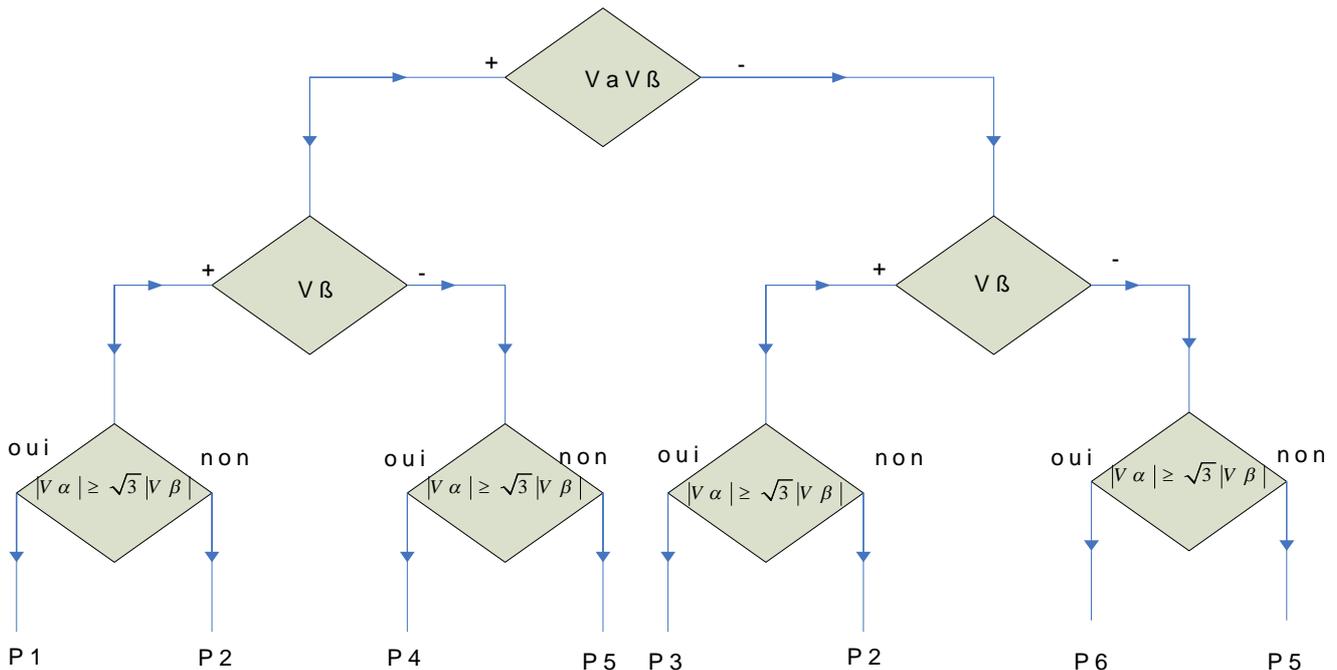


Figure. IV.7 Algorithme de détection des prismes

IV.1.2.1.4 Détection de tétraèdre

La commande vectorielle tridimensionnelle s'effectue après la détermination de la position du vecteur de référence qui est représentée par le prisme qui contient six vecteurs non nuls, or cette représentation s'effectue dans un repère à trois dimensions qui est l'espace  $(\alpha, \beta, \gamma)$ , donc trois vecteurs non nuls suffisent pour produire n'importe quel vecteur de cet espace, ce qui implique qu'on doit prendre à chaque fois trois vecteurs parmi les six du prisme donc une

combinaison de :

$$C_6^3 = \frac{6!}{3!(6-3)!} = 20 \tag{IV.9}$$

Mais parmi ces 20 ensembles, il y'a des ensembles à rejeter comme ceux qui contiennent des vecteurs qui conduisent à une confusion et une mauvaise représentation du vecteur de référence par l'application de ces vecteurs de commande (par exemple, dans le 1er prisme, on ne peut pas prendre le vecteur **pppn** qui conduit à  $V_\gamma > 0$  avec le vecteur **nnnp** qui conduit à

$V\gamma < 0$ ). Après cette opération de suppression des ensembles qui contiennent des vecteurs qui donne une mauvaise présentation de vecteur de référence, chaque prisme est constitué de quatre (04) tétraèdres, où chacun d'eux contient trois vecteurs de commande non nuls et deux vecteurs nuls comme le montre la Figure IV.8. Sur cette Figure, on a pris l'exemple du prisme n°1.

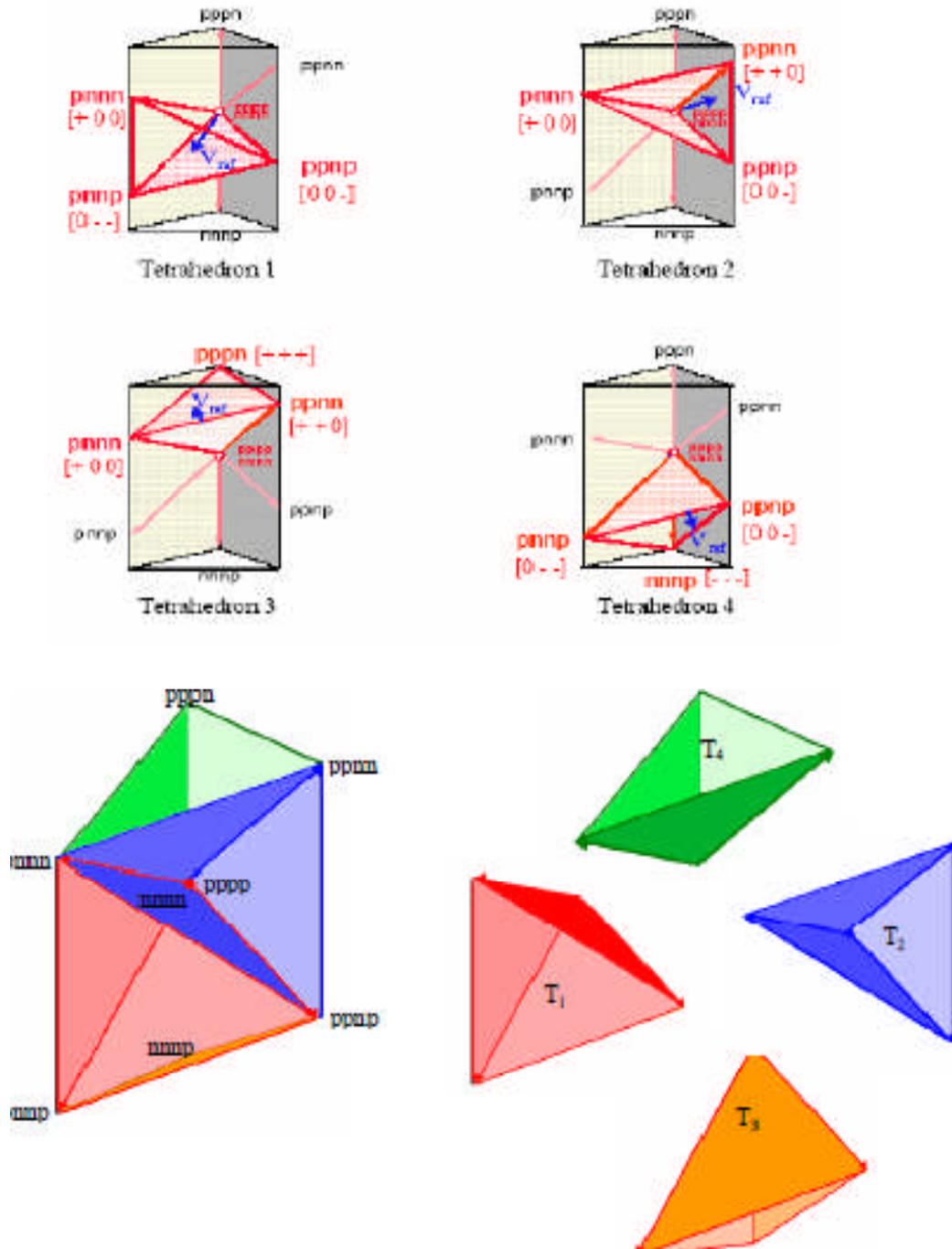


Figure IV.8 Représentation des tétraèdres dans le premier prisme[Zha 02],[Kou 09]

**IV.1.2.1.5 Méthode de détections des tétraèdres**

Il est très difficile de détecter dans quel tétraèdre le vecteur de référence  $(V_\alpha, V_\beta, V_\gamma)$  se trouve dans l'espace  $(\alpha, \beta, \gamma)$ . La seule méthode de les détecter est de passer aux composantes réelles de vecteurs de référence  $V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}$ , et de voir le signe de ces vecteurs de référence afin de choisir le tétraèdre dont les vecteurs de commande correspondent et peuvent conduire à des vecteurs de références qui auront le même signe.

**IV.1.2.1.6 Exemple de choix de tétraèdre**

On prend l'exemple du prisme 1, et le tétraèdre 1. Dans ce cas, les vecteurs pris en compte sont les vecteurs **pnnn, pnpn, ppnp**. Ces vecteurs provoquent :  $V_{af} \geq 0, V_{bf} \leq 0, V_{cf} \leq 0$ ,

Donc si on trouve le vecteur de référence dans le prisme 1, et nous avons les signes des tensions données précédemment, donc on choisira le tétraèdre 1.

Dans ce tableau, on donne les vecteurs de commande de chaque tétraèdre dans chaque prisme

Tétraèdres prismes	1	2	3	4
I	$\vec{V1} = pnnn$ $V2 = pnpn$ $V3 = ppnp$ $V_a \geq 0, V_b \leq 0, V_c \leq 0$	$V1 = pnnn$ $V2 = ppnn$ $V3 = ppnp$ $V_a \geq 0, V_b \leq 0, V_c \leq 0$	$V1 = pnnn$ $V2 = ppnn$ $V3 = pppn$ $V_a \geq 0, V_b \leq 0, V_c \geq 0$	$V1 = pnpn$ $V2 = ppnp$ $V3 = nnnp$ $V_a \leq 0, V_b \leq 0, V_c < 0$
II	$V1 = ppnn$ $V2 = ppnp$ $V3 = npnn$ $V_a \geq 0, V_b \leq 0, V_c \leq 0$	$V1 = ppnp$ $V2 = npnn$ $V3 = npnp$ $V_a \leq 0, V_b \geq 0, V_c \leq 0$	$V1 = ppnn$ $V2 = npnn$ $V3 = pppn$ $V_a \geq 0, V_b > 0, V_c \geq 0$	$V1 = ppnp$ $V2 = npnp$ $V3 = nnnp$ $V_a < 0, V_b \leq 0, V_c \leq 0$
III	$V1 = npnn$ $V2 = npnp$ $V3 = nppp$ $V_a \leq 0, V_b \geq 0, V_c \leq 0$	$V1 = npnn$ $V2 = nnpn$ $V3 = nppp$ $V_a \leq 0, V_b \geq 0, V_c > 0$	$V1 = ppnn$ $V2 = nppn$ $V3 = pppn$ $V_a \geq 0, V_b > 0, V_c \geq 0$	$V1 = npnp$ $V2 = nppp$ $V3 = nnnp$ $V_a \geq 0, V_b \leq 0, V_c \leq 0$

IV	V1=nppn V2= nppp V3=nnpn $V_a \leq 0.V_b \geq 0.V_c \geq 0$	V1=nppp V2=nnpn V3=nnpp $V_a \leq 0.V_b \leq 0.V_c \geq 0$	V1=nppn V2= nnpn V3=pppn $V_a \geq 0.V_b \geq 0.V_c > 0$	V1=nppp V2= nnpn V3=nnnp $V_a < 0.V_b \leq 0.V_c <$
V	V1=nppn V2= nppp V3=nnpn $V_a \leq 0.V_b \leq 0.V_c \geq 0$	V1=nppp V2= nnpn V3=nnpp $V_a \leq 0.V_b \geq 0.V_c \geq 0$	V1=nppn V2= nnpn V3=pppn $V_a \geq 0.V_b \geq 0.V_c > 0$	V1=nppp V2= nnpn V3=nnnp $V_a \leq 0.V_b < 0.V_c \leq$
VI	V1=pnpn V2= pnpn V3=pnnn $V_a \geq 0.V_b \leq 0.V_c \geq 0$	V1=pnpp V2= pnnn V3=pnnp $V_a \geq 0.V_b \leq 0.V_c \leq 0$	V1=pnpn V2= pnnn V3=pppn $V_a > 0.V_b \geq 0.V_c \geq 0$	V1=pnnp V2= pnnp V3=nnnp $V_a \leq 0.V_b < 0.V_c <$

Tableau .IV.3 vecteurs de commande de chaque tétraèdre [RAC 09]

#### IV.1.2.1.7 Calcul des durées d'application des vecteurs de commande

Après avoir détecté la position du vecteur de référence, ce qui implique les choix du prisme et du tétraèdre, on aura obtenu les trois vecteurs de commande adéquats. La question à poser maintenant est : comment appliquer ces vecteurs ? La technique à faire est de diviser la période en 4 intervalles, et à chaque intervalle, appliquer un seul vecteur de commande et le temps restant, appliquer le vecteur zéro.

$$V_{ref} = d_1.v_1 + d_2.v_2 + d_3.v_3 + d_z.v_z$$

IV.10

$$d_z = 1 - d_1 - d_2 - d_3$$

Donc il faut faire une projection du vecteur de référence sur les vecteurs de commande adjacents et adéquats .

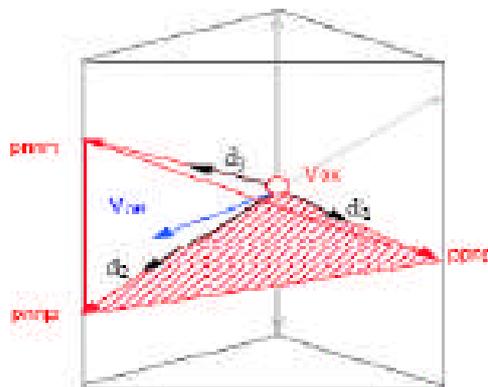


Figure. IV.9 Projections du vecteur référence sur les vecteurs adjacents

Tel que les durées sont déterminées par une projection de la référence sur les vecteurs de commande dans l'espace.

Cette projection est donnée par l'équation (IV.11) où A est une matrice de projection spécifique à chaque position du vecteur de référence :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_g} \cdot [A] \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha-ref} \\ V_{\beta-ref} \\ V_{\gamma-ref} \end{bmatrix} \quad \text{IV.11}$$

Par exemple, le cas où le vecteur de référence se trouve dans le premier tétraèdre du premier prisme, les vecteurs adjacents sont :

$$\vec{V}_1(pnnn) \cdot \vec{V}_2(pnnp) \cdot \vec{V}_3(ppnp) \text{ et } \vec{V}_0(nnnn.pppp)$$

Tel que :

$$V_{ref} \cdot T_z = t_1 \cdot v_1 + t_2 \cdot v_2 + t_3 \cdot v_3 \quad \text{IV.12}$$

Où  $t_1, t_2, t_3$  sont les temps d'application respectivement des trois vecteurs adjacents  $V_1, V_2, V_3$ .

Le temps d'application du vecteur nul  $V_0$  est déterminé par la relation suivante :

$$T_z = 1 - t_1 - t_2 - t_3 \quad \text{IV.13}$$

$T_z$  : représente la période de modulation.

Ainsi :

$$V_{ref} \cdot T_z = t_1 \cdot \begin{bmatrix} V_{1\alpha} \\ V_{1\beta} \\ V_{1\gamma} \end{bmatrix} + t_2 \cdot \begin{bmatrix} V_{2\alpha} \\ V_{2\beta} \\ V_{2\gamma} \end{bmatrix} + t_3 \cdot \begin{bmatrix} V_{3\alpha} \\ V_{3\beta} \\ V_{3\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{3\alpha} \\ V_{2\beta} & V_{2\beta} & V_{3\beta} \\ V_{1\gamma} & V_{2\gamma} & V_{3\gamma} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} \quad \text{IV.14}$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{3\alpha} \\ V_{2\beta} & V_{2\beta} & V_{3\beta} \\ V_{1\gamma} & V_{2\gamma} & V_{3\gamma} \end{bmatrix}^{-1} \cdot V_{ref} \cdot T_z \quad \text{IV.15}$$

En remplaçant  $V_1, V_2, V_3$  par leurs valeurs, on trouve :

$$V_1 = 1000$$

$$V_2 = 1001 \Rightarrow \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{V_g}\right) \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3}V_g & -\frac{2}{3}V_g & \frac{-1}{3} \end{bmatrix}^{-1} \cdot V_{ref} \cdot T_z \quad \text{IV.16}$$

$$V_3 = 1101$$

Donc:

Puisque  $V_{ref} = (V_{\alpha.ref}, V_{\beta.ref}, V_{\gamma.ref})$ , on aura l'équation des temps de commutation donnée par:

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{V_g}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix} \cdot V_{ref} \cdot T_z = \begin{bmatrix} V_{\alpha} + V_{\beta} \\ \frac{V_{\alpha}}{2} - \frac{\sqrt{3}V_{\beta}}{2} - V_{\gamma} \\ \sqrt{3}V_{\beta} \end{bmatrix} \quad \text{IV.17}$$

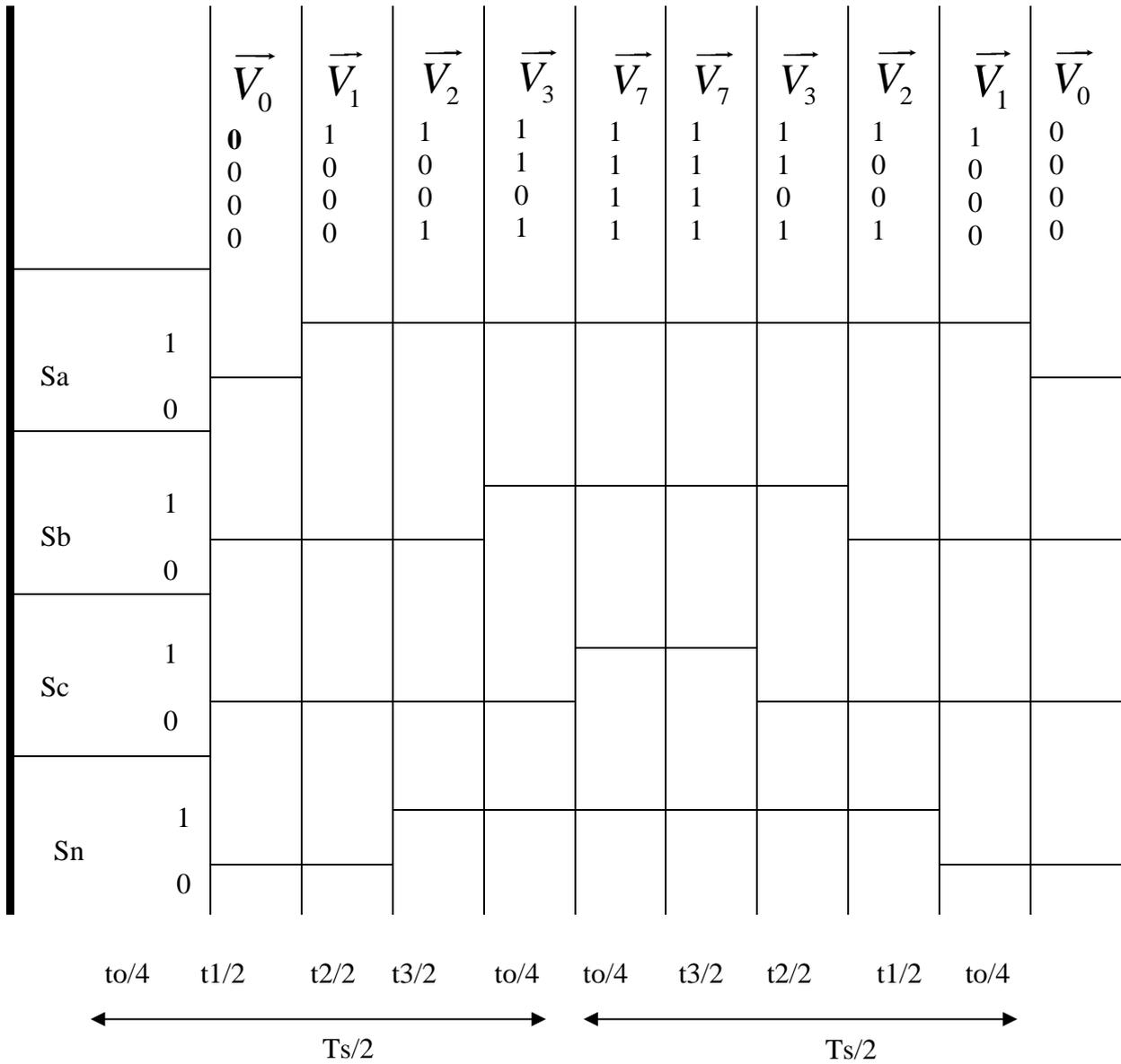
En appliquant les mêmes procédures sur les autres tétraèdres, nous obtenons les possibilités suivantes (matrice A de l'équation IV.11) pour le calcul des temps d'application des vecteurs :

Tétraèdre prismes	1	2	3	4
<b>I</b>	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$
<b>II</b>	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$

<b>III</b>	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$
<b>IV</b>	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & 0 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$
<b>V</b>	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & 0 & -1 \\ \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$
<b>VI</b>	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$

**Tableau .IV.4** La matrice A de projection de chaque secteur de travail

Exemple de l'application des vecteurs de commande pendant une période d'échantonnage pour le prisme 1 et le tétraèdre 1.



**Figure IV.10** La durée d'application du vecteur de commande (prisme 1 tétraèdre 1)

## IV.1.3 Algorithme général de la SVM 3D

On présente par la suite l'algorithme des différentes étapes de la commande vectorielle tridimensionnelle

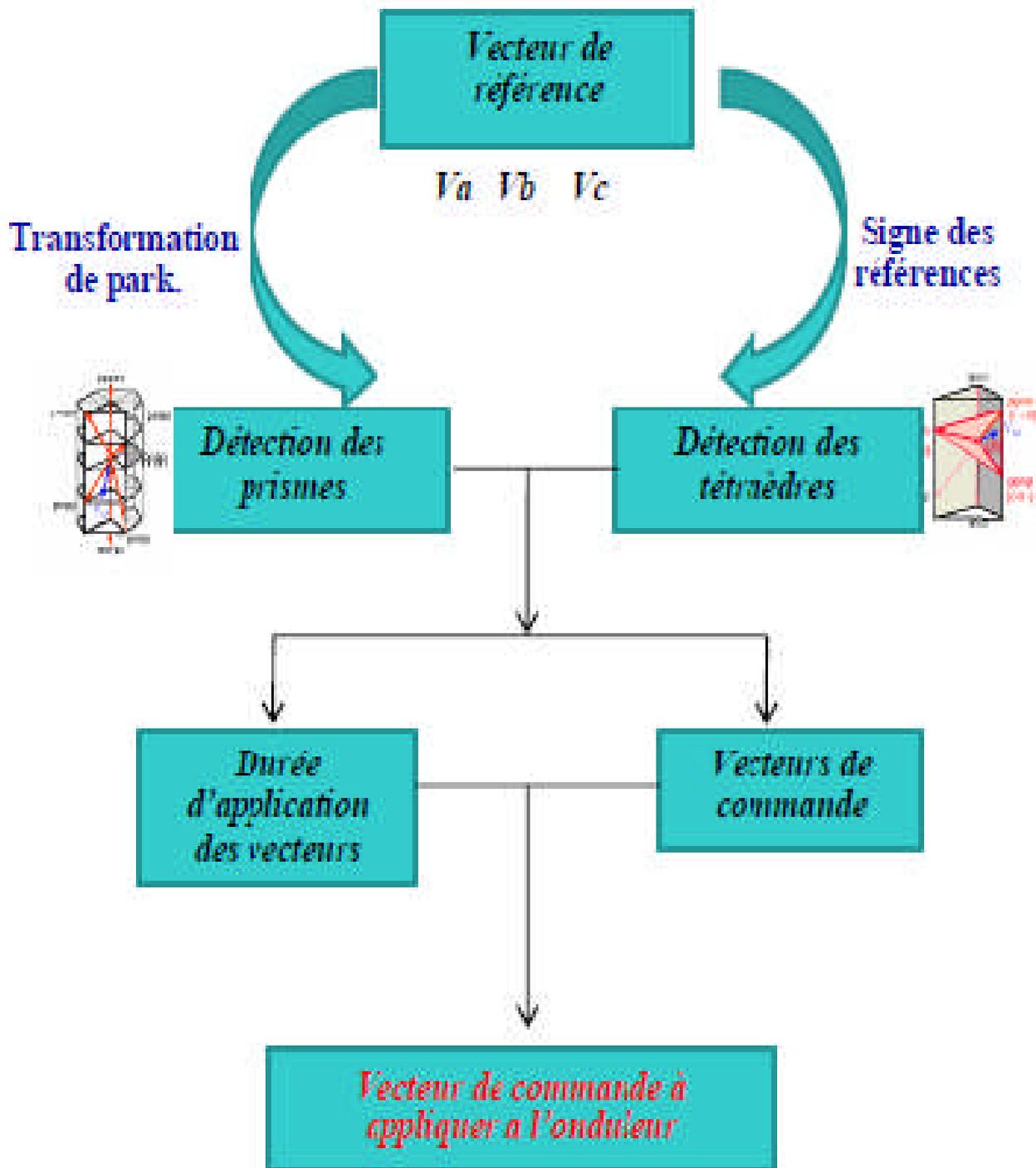
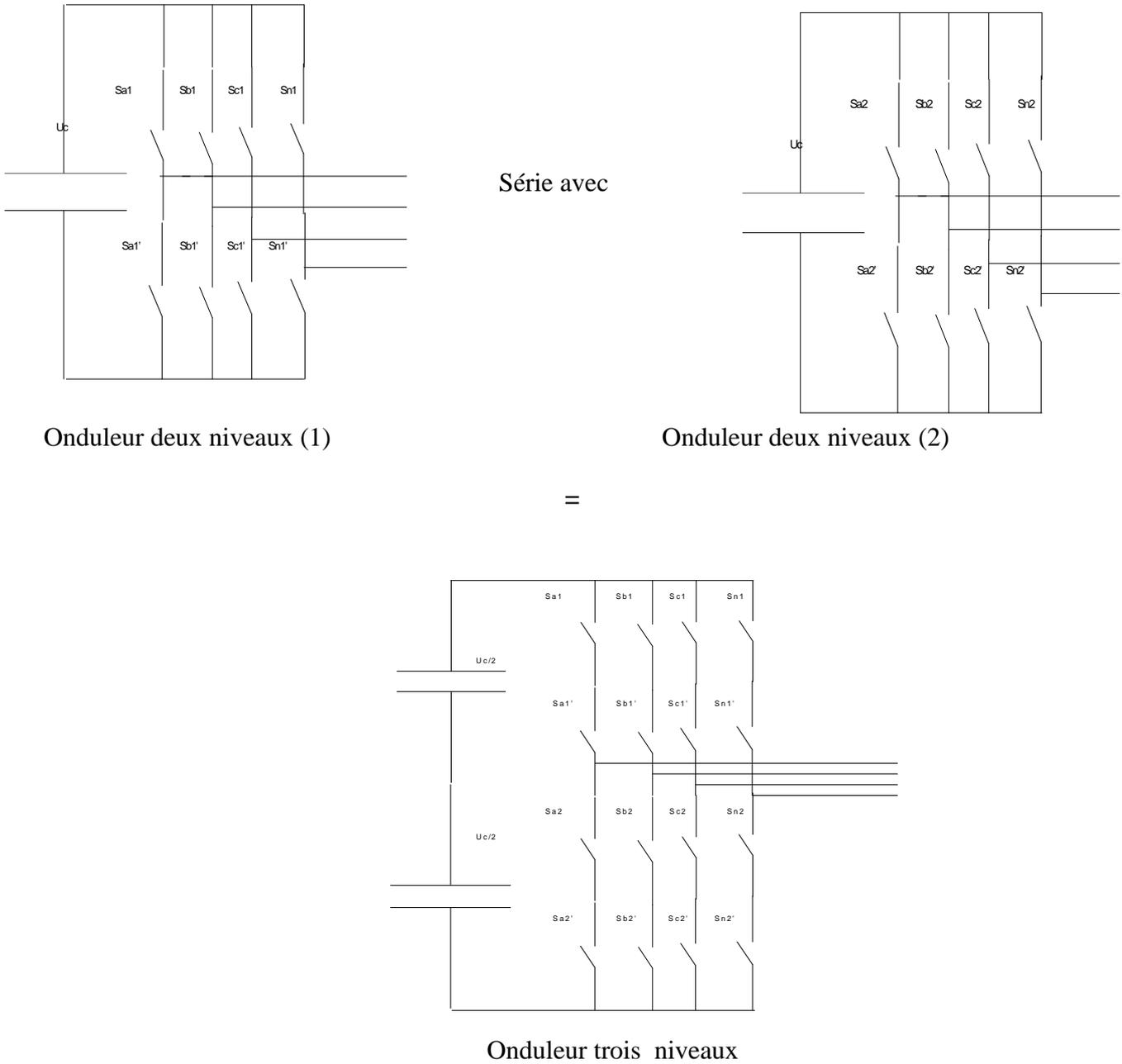


Figure IV.11 Algorithme général de la SVM 3D

IV.1.4 Structure générale d'un onduleur de tension à trois niveaux à partir deux l'onduleur à deux niveaux.



**Figure IV.12:**Le modèle de l'onduleur à trois niveaux à partir de deux onduleurs à deux niveaux en série

Pour les deux demi-bras de chaque onduleur

$S_{jk}$   $j=a,b,c,n$ (les bras de l'onduleur) ; $k=1,2$ ( le nombre de l'onduleur)

1<sup>er</sup> condition:

si  $S_{a1}=1$   $S_{a2}=0$  ,sinon  $S_{a2}=-1$ .

si  $S_{b1}=1$   $S_{b2}=0$  ,sinon  $S_{b2}=-1$ .

si  $S_{c1}=1$   $S_{c2}=0$  ,sinon  $S_{c2}=-1$ .

si  $S_{n1}=1$   $S_{n2}=0$  ,sinon  $S_{n2}=-1$ .

2<sup>eme</sup> condition:

si les tensions de références( $V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}$ ) positive le 1<sup>er</sup> ond marche et le 2<sup>eme</sup> arrete

si les tensions de références( $V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}$ ) negative le 2<sup>er</sup> ond marche et le 1<sup>eme</sup> arrete

#### IV.1.4.1 Tensions de sortie de l'onduleur

Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue (o) peuvent être exprimées par :

pour le 1<sup>er</sup> ond:

$$\begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \\ V_{n1} \end{bmatrix} = \left(\frac{U_c}{2}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \\ S_{n1} \end{bmatrix} \quad \text{IV.18}$$

pour le 2<sup>eme</sup> ond:

$$\begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \\ V_{n2} \end{bmatrix} = \left(\frac{U_c}{2}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \\ S_{n2} \end{bmatrix} \quad \text{IV.19}$$

La tension de l'onduleur à trois niveaux si la somme .:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \\ V_{n1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \\ V_{n2} \end{bmatrix} \quad \text{IV.20}$$

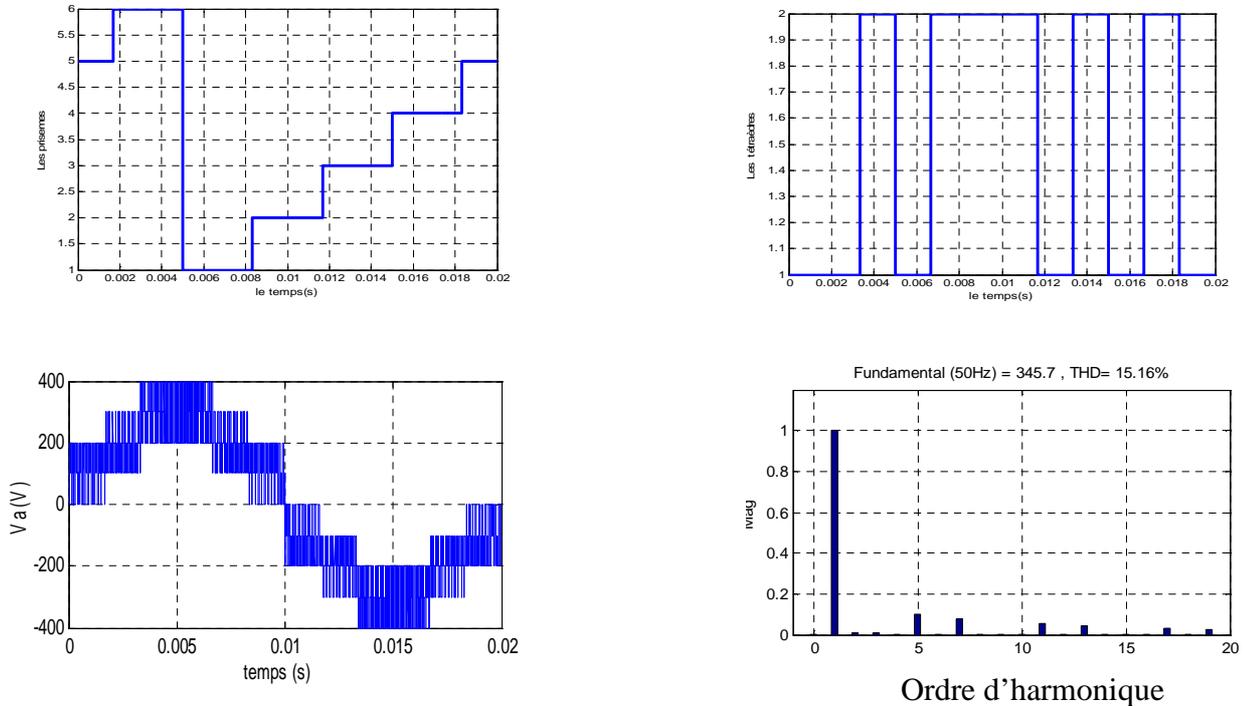
#### IV.1.4.2 Résultats de simulation de l'onduleur à trois niveaux avec la SVM 3D

On a suivi l'algorithme suivant :

- Choix du vecteur de référence
- Détection du prisme
- Détection du tétraèdre
- Détermination des vecteurs de commande donc les ordres de commutation des bras de

l'onduleur

- Calcul des durées de commutation de chaque vecteur de commande
- Envoi de ces vecteurs de commande pour commander notre convertisseur



**Figure IV.13** : Détection de la position du vecteur de référence et la tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par stratégie de MLI vectorielle (SVM 3D).

#### IV.1.4.3 Interprétation

L'utilisation de la commande vectorielle tridimensionnelle (SVM3D) commence par la détection de la position du vecteur de référence (prisme et tétraèdre) comme l'illustre la figure II.22. Les résultats de simulation montrent la flexibilité et l'efficacité élevées de l'algorithme proposé. Cet algorithme on peut appliquer dans le filtrage actif,

### IV.2 Application la commande MLI vectorielle 3D sur le filtre actif parallèle

#### IV.2.1 Commande MLI vectorielle (SVM 3D)

##### IV.2.1.1 Résultats de simulation

IV.2.1.1.1 charge non linéaire équilibrée

$\alpha = 0^\circ$

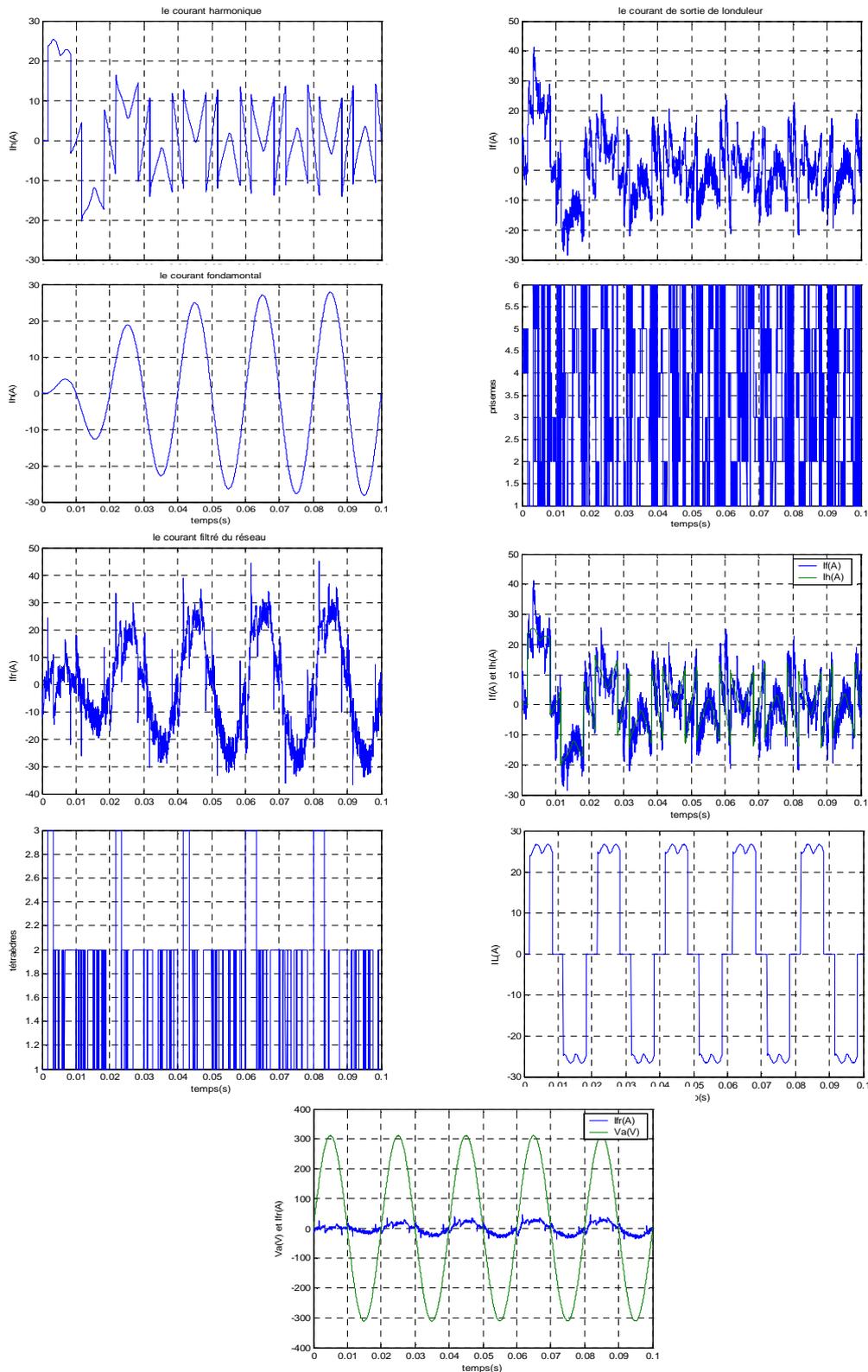
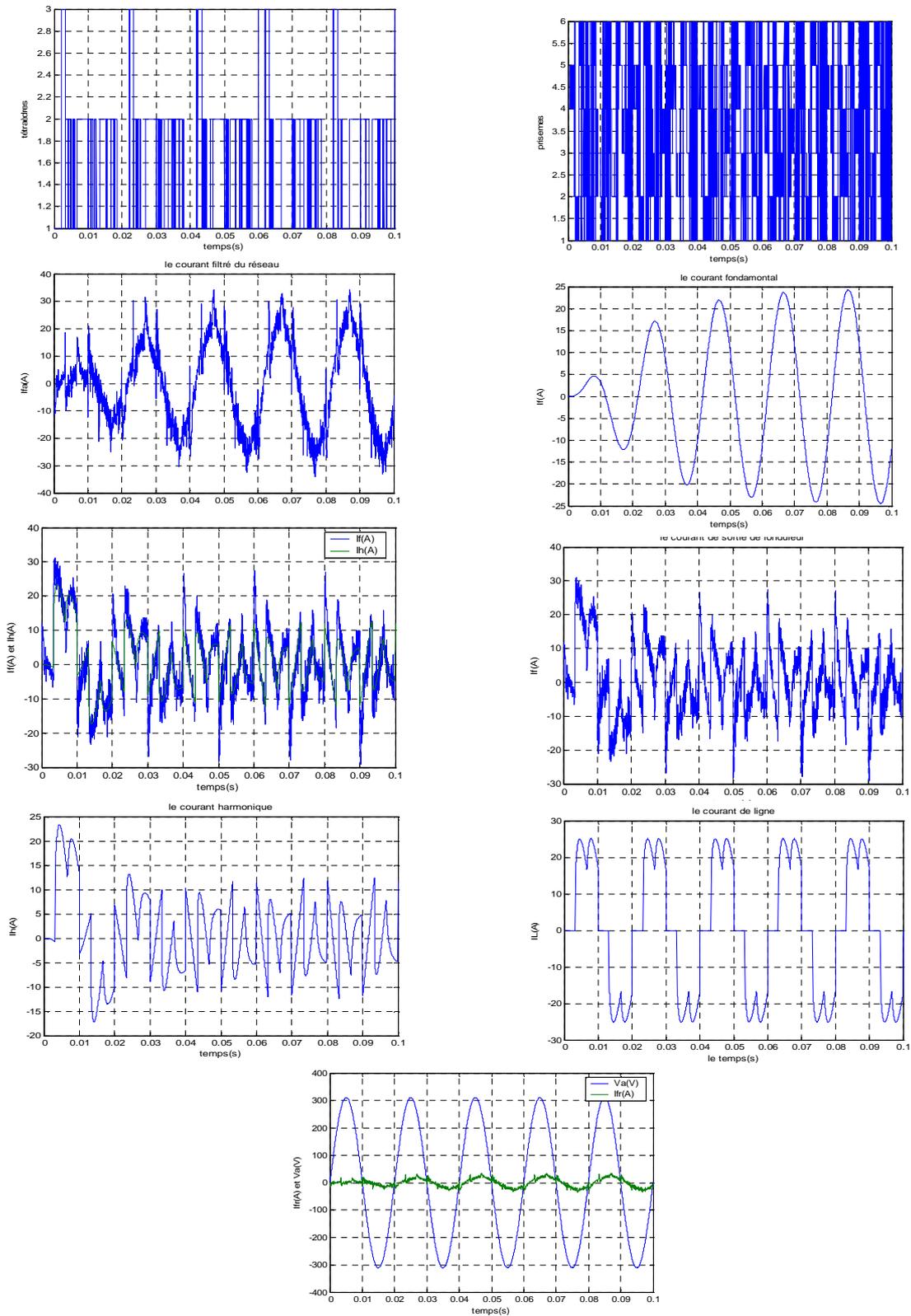


Figure IV.14 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle trois dimensions (SVM 3D) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha = 0^\circ$ )

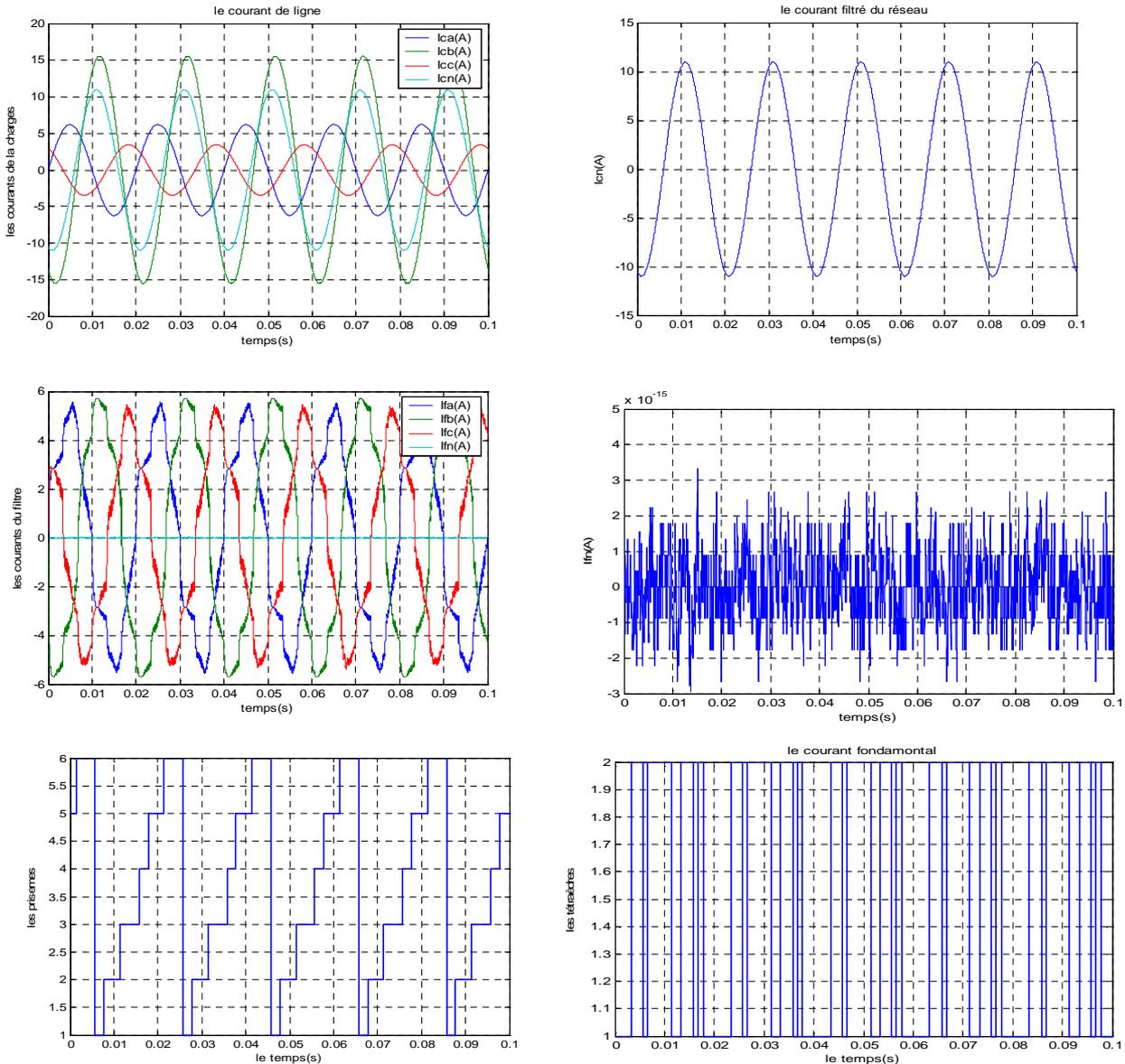
$$\alpha = 30^\circ$$



**Figure IV.15 :** Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle trois dimension (SVM 3D) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha = 30^\circ$ )

## IV.8.1.2 charge linéaire déséquilibré

$R1 = 50\Omega; R2 = 20\Omega; R3 = 90\Omega.$



**Figure IV.16 :** Les grandeurs simulées pour la commande MLI vectorielle trois dimensions (SVM 3D) dans le cas d'une charge linéaire déséquilibrée

## IV.2.1.2 Interprétation sur la SVM 3D

On remarque que les courants harmoniques générés par le filtre suivent leurs références pour une charge non linéaire équilibrée. Donc le filtre pourra rendre la source sinusoïdale. Et on remarque aussi que quelque soit les charges ( $R1 \neq R2 \neq R3$  charges déséquilibrées) les courant

de sortie de l'onduleur sont équilibrés. Ce qui valide l'algorithme de commande que l'on a utilisé parce que le contrôle des tensions de référence se fait dans l'espace  $\alpha\beta\gamma$ .

### **Conclusion**

Dans ce dernier chapitre, on a étudié les performances des algorithmes de commande et d'identification des courants harmoniques (chapitre I) du filtre actif parallèle appliqué sur les différentes charges (linéaires et non linéaires).

Les résultats de simulation montrent l'efficacité de la méthode directe à identifier les courants harmoniques afin qu'ils soient filtrés. Aussi, la commande utilisée ont prouvées leurs performances en vue du bon fonctionnement du filtre.

La commande vectorielle tridimensionnelle est la méthode la plus adaptée au contrôle des convertisseurs à quatre bras dans les systèmes déséquilibrés à quatre fils avec un fil du neutre parcouru par un courant non nul. Elle consiste à détecter la position du vecteur tension de la référence après projection dans l'espace  $(V_\alpha, V_\beta, V_o)$  et d'associer à ce vecteur les trois vecteurs de commande les plus appropriés.

### Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la recherche de nouvelles solutions qui permettent l'amélioration de la qualité de transport de l'énergie électrique de la source vers un système de récepteurs qui présente un déséquilibre ou /et une non linéarité de la charge .

Le filtre actif triphasé à trois bras est classé dans la littérature comme étant la meilleure structure de compensateurs de perturbations du réseau électrique qui sont dus à la présence des harmoniques du courant ou de la tension. Cependant, dans les installations triphasées déséquilibrées munies d'un fil du neutre, ce filtre ne pourra plus compenser totalement ce genre de perturbations; et dans le but de remédier à ce problème, une nouvelle structure de convertisseur a été proposée et étudiée, c'est le convertisseur à quatre bras.

Les convertisseurs à quatre bras peuvent être utilisés comme des onduleurs, des redresseurs à MLI ou des filtres actifs, dans les systèmes triphasés à quatre fils. Dans notre thèse, nous nous sommes intéressé à l'étude de la structure du filtre actif à quatre bras dans le but de l'utiliser comme un compensateur des harmoniques des courants des charges déséquilibrées ou non linéaires dans ces systèmes à quatre fils pour s'occuper du courant du fil du neutre causé par ce déséquilibre. .

L'introduction du quatrième bras dans ce filtre actif rend le contrôle de ce convertisseur par les méthodes classiques tels que la commande vectorielle à deux dimensions une tâche très difficile. .

Dans ce travail, nous avons proposé une nouvelle technique de commande des convertisseurs à quatre bras afin de remédier aux difficultés d'utilisation de ces commandes classiques.

La commande vectorielle tridimensionnelle est la méthode la plus adaptée au contrôle des convertisseurs à quatre bras dans les systèmes déséquilibrés à quatre fils avec un fil du neutre parcouru par un courant non nul. Elle consiste à détecter la position du vecteur tension de la référence après projection dans l'espace ( $V\alpha, V\beta, V_0$ ) et d'associer à ce vecteur les trois vecteurs de commande les plus appropriés.

Après une modélisation mathématique de l'ensemble du système à étudier en l'occurrence la source d'énergie, la charge déséquilibrée ou non linéaire et le filtre actif à quatre bras, les résultats de simulation obtenus ont bien vérifiés la validité de cet algorithme

## Conclusion générale

---

de filtrage, soit dans le cas d'une charge linéaire déséquilibrée, soit dans le cas d'une charge non linéaire.

D'après cette étude et ces résultats de simulation de cette nouvelle structure de convertisseur, on peut confirmer l'efficacité de cette nouvelle technique de contrôle qui est la commande tridimensionnelle pour régler les problèmes des perturbations dans un réseau de distribution à quatre fils,

Comme perspectives, on propose :

- Application de la MLI vectorielle à trois dimensions au filtrage actif à cinq niveaux
- Utiliser ces compensateurs actifs dans les réseaux de transport (HT, voire THT).

**Dimensionnement du correcteur PI :**

La fonction de transfert du correcteur PI est  $C(p) = \frac{1 + pT_1}{pT_2}$

Où  $T_1$  et  $T_2$  sont deux constantes de temps à déterminer.

La fonction de transfert en boucle ouverte en négligeant la dynamique propre de l'onduleur à cinq niveaux est :

$$FTBO = C(p) \cdot \frac{1}{R_f + L_f \cdot p}$$

donc

$$FTBO = \frac{1 + pT_1}{pT_2} \cdot \frac{1/R_f}{1 + \frac{L_f}{R_f} \cdot p}$$

On choisit  $T_1 = L_f / R_f$  pour compenser la dynamique propre du système.

La fonction de transfert en boucle fermée sera alors :

$$FTBF = \frac{1}{1 + R_f \cdot T_2 \cdot p} = \frac{1}{1 + \tau \cdot p} = \frac{ih}{ihref} \quad \text{avec } \tau = R_f \cdot T_2$$

On prend  $\tau = T_1/10 \Rightarrow T_2 = \frac{T_1}{10 \cdot R_f}$

Ce choix permet d'améliorer le temps de réponse du système en boucle fermée.

### Les paramètres des charges utilisées :

La charge du filtre actif triphasé à cinq niveaux

$$R_f : 0.1 \Omega$$

$$L_f : 0.001 \text{ H}$$

La charge du pont redresseur triphasé à base des thyristors est :

$$R_d : 15 \Omega$$

$$L_d : 0.03 \text{ H}$$

Les caractéristiques de la machine à courant continu utilisée sont :

$$R : 15 \Omega$$

$$L : 0.03 \text{ H}$$

$$K_f : 0.017 \text{ m.N/rd.s}$$

$$K\phi : 0.055 \text{ V/rd}$$

$$J : 0.04 \text{ kg.m}^2$$

$$\Omega_{nom} : 1500 \text{ tr/mn}$$

$$C_{nom} : 3 \text{ N.m}$$

Les charges déséquilibrées

$$R1=50\Omega$$

$$R2=20\Omega$$

$$R3=90\Omega$$

### Bibliographies

[ALI 95] : K. ALIOUANE, « Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle », Thèse de doctorat l'INP de lorraine, Nancy, 1995.

[ABD 08] Mohamed Muftah ABDUSALAM , « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales » thèse de doctorat l'Université Henri Poincaré, Nancy-I 2008

[ALA 02] : M.A.ALALI, « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques) », Thèse de doctorat de l'Université Louis Pasteur – Strasbourg I, Strasbourg 12 Septembre 2002.

[AIS 09] :M.AISSANI, « Commande numérique d'un convertisseur triphasé à quatre bras par MLI vectorielle à trois dimensions (application au filtrage actif) » Mémoire de Magister de EMP ; 2009

[AKA 83] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae,  
« Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits », Proceeding 1983 International power electronics conference. Tokyo, Japan, PP. 1375-1386, 1983.

[ABB 06] M. ABBAS, M. MECHENTEL « Modélisation et Commande d'une MADA Alimentée Par une Cascade à Trois Niveaux Application à l'Energie Eolienne » Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique de ENP, 2005

[BEN 98] L. Benchaita, « Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 30 Octobre 1998.

[BER 95] : E.M Berkouk , « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux grandeurs et onduleurs multi niveaux », Thèse de doctorat, C.N.A.M., Paris, 1995. ,"

- [CHA 00] A. Chandra, B. Zingh, B.N. Zingh, K. Al-Haddad,  
« An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power factor correction and balancing of nonlinear loads », IEEE Trans. on power electronics, vol.15, No. 3, pp. 495-507, May 2000.
- [DJE 07] : HİND DJEGHLOUD « filtrage active de puissance » Thèse de doctorat de l'Université de Mentouri de Constantine ;2007
- [DJE 07] :HİND DJEGHLOUD, “ Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter” Mentouri-Constantine University, Constantine 25000, Algeria2007
- [GHE 04] T. Ghennam, 2004' « Etude et réalisation d'un compensateur actif de puissance commandé par DSP », Thèse de magister EMP, 2004.
- [GUF 00] S. Guffon, « Modélisation et commandes a structure variable de filtres actifs de puissance » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 24 Juillet 2000.
- [HEM 10] :K. HEMICI « Commande d'un compensateur actif série à basse d'un onduleur à cinq niveaux » Mémoire de Magister, U.H.B.C de Chlef 2010
- [KOU 09] : abdellah KOUZOU , “A new 3D-SVMPWM algorithm for four-leg inverters” IEEE 2009
- [KET 05] : B. KETEM, N. MEHENI, « Application des onduleurs multi niveaux au filtrage actif des réseaux ». Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique de l'USTHB, 2005
- [NAK 89] T. Nakajima, E. Masada,  
« An active power filter with monitoring of harmonic spectrum », EPE-89, 3rd European conference on power electronics and applications, Aachen, Germany, 1989.
- [OUL 05] : D. OULD ABDESLAM, « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension », Thèse de doctorat de l'université de Haute-Alsace 08 décembre 2005.

## Bibliographies

---

[OUL 05] : D. OULD ABDESLAM, « Techniques neuromimétique pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension », Thèse de doctorat, université de Haute Alsace, 2005

[OUL 06] : D. OULD ABDESLAM, D.WIRA, P.FLIELLER, D.AND MERCKLE, « Une nouvelle approche neuromimétique pour l'identification et la compensation des harmoniques dans les systèmes électriques. ». International Conference on Electrical Engineering and its Applications, Sidi Bel-Abbes, Algeria, 2006.

[RAC 09] Tri Desmana RACHMILDHA, « 'la commande hybride prédictive d'un convertisseur quatre bras » thèse de doctorat université de Toulouse 2009

[TAD 08] :TADJER SID-AHMED , « étude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque »Mémoire de Magister, université M'hamed Bougara Boumerdes 2008

[ZHA 02] : Richard Zhang, V. Himamshu Prasad, Dushan Boroyevich, Fred C. Lee, « Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage-Source Converters “ IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 17, NO. 3, MAY 200

[YOU 08] : M. YOUSFI, « étude d'un filtre actif parallèle a basse d'un onduleur a cinq niveaux a structure PNC » , Mémoire de Magister, U.H.B.C de Chlef 2008.