

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université El-Hadj Lakhder Batna  
Faculté de Technologie  
Département de Génie Électrique

**Mémoire de Magister**  
**Spécialité : Électrotechnique**  
**Option : Réseaux Électriques**

Thème

**Contribution à l'Étude de la Qualité de  
L'Énergie**

Présenté par

**DOUKHI NACER**

Soutenue le 27/04/2016 devant le jury composé de :

Dr : NACERI Farid	professeur	U. Batna 2	<u>Président</u>
Dr : SELLAMI Said	M.C.A	U. Batna 2	<u>Rapporteur</u>
Dr : BENSALÉM Ahmed	professeur	U. Batna 2	<u>Examineur</u>
Dr : DIB Abderahmane	M.C.A	U.O el Bouaghi	<u>Examineur</u>
Dr : BENAGGOUNE Said	M.C.A	U. Batna 2	<u>Examineur</u>

# Remerciement

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

Je voudrais tout d'abord exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **sellami Said**, professeur à l'université de Batna, directeur de mémoire, pour m'avoir confié, dirigé et aidé pour ce projet.

Je tiens à remercier **Hind Djaghroud**, maitre de conférences à l'Université de Constantine, pour son aide précieuse. Je lui exprime tout ma gratitude.

Aussi, j'adresse mes remerciements à Monsieur **Amar Omeiri**, maitre de conférences à l'université d'Annaba, pour ses conseils et ses orientations.

Egalement, je tiens à remercier très chaleureusement les membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'accepter à juger ce modeste travail.

J'exprime toute ma gratitude à mon père, ma mère, mes frères et mes sœurs, qui m'ont apporté leur soutien et encouragements tout au long de mes études.

Enfin, Je ne pourrais jamais manquer de remercier mes collègues avec lesquels, j'ai passé des moments agréables à l'Université de Batna. Ainsi que mes amis, en particulier Monsieur **Chemam Abd Latif** pour m'avoir encouragé à poursuivre mes études supérieures.

A decorative border consisting of a series of small red dots connected by thin black lines, forming a rectangular frame around the text.

# *Dédicace*

*A la mémoire de mon père*

*A la mémoire de mon frère Tahar*

*A ma mère*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A mes collègues*

*A mes amis*

## **Résumé :**

Un des phénomènes important entraînant la dégradation de la qualité de l'énergie électrique est la présence de la pollution harmonique générée par des charges dite « non linéaires ». Ces charges absorbent des courants non sinusoïdaux qui circulent vers le réseau à travers les impédances de lignes et engendrent la déformation de la tension d'alimentation du réseau. Les déformations du courant et de la tension 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. Parmi les solutions efficaces de mitigation, le filtre actif est considéré par les spécialistes des réseaux comme étant la solution avant-gardiste pour filtrer les harmoniques.

L'objectif de ce mémoire est l'étude théorique avec simulation numérique d'un filtre actif parallèle destiné pour le but d'éliminer les harmoniques de courants, de compenser la puissance réactive et le déséquilibre. Le cœur du filtre est un onduleur de puissance (deux et trois niveaux) à base d'interrupteurs de puissance IGBT qui sont commandable en ouverture et en fermeture.

La méthode d'identification de la puissance active et réactive instantanée a été choisie pour générer les courants de références suite leur meilleures performances. La commande de l'onduleur de puissance est faite par les techniques hystérésis, MLI naturelle et MLI vectorielle.

Les résultats obtenus par simulation numérique des modèles du filtre deux et trois niveaux pour les différentes stratégies de commande citées précédemment et les deux cas de charge étudiées (résistive R et résistive-inductive RL) montrent que le filtre actif parallèle capable de dépolluer le réseau électrique des harmoniques de courant générés par la charge non linéaire, de corriger le facteur de puissance et de compenser le déséquilibre.

**Mots clés :** courants harmoniques, charge non linéaire, méthode d'identification, modulation de largeur d'impulsion, filtre actif parallèle, onduleur de puissance deux et trois niveaux,

## **Abstract:**

One of the major phenomena causing degradation of the Electric power quality is the presence of harmonic pollution generated by loads called "non-linear". These loads absorb non-sinusoidal currents, which flow on the network through the line impedance and causes the deformation of the mains supply voltage. The deformations of the current and voltage have obviously adverse effects on electrical equipment, which can range from strong heating or sudden stop rotating machines up to the total destruction of such equipment. Among the effective mitigation solutions, the active power filter is considered by network specialists as the vanguard solution to filter harmonics.

The objective of this thesis is the theoretical study and numerical simulation of a shunt active power filter designed for the purpose of eliminating the harmonic currents, to compensate reactive power and imbalance. The heart of the filter is a power inverter (two and three levels) based on IGBT power switches that are controllable in opening and closing.

The identification method of the instantaneous active and reactive power has been selected to generate the reference currents due to their better performance. The inverter power control is done by the hysteresis technology, natural PWM and Vector PWM which is called Space vector Modulation (SVM).

The results obtained by numerical simulation of the two filter models and three levels for different control strategies mentioned above and the two cases studied load (resistive R and resistive-inductive RL) show that the shunt active power filter capable of cleans the grid current harmonics generated by nonlinear load, and also it can correct the power factor and to compensate the imbalance.

**Key words:** harmonics currents, non-linear load, identification method, pulse-width modulation, shunt power active filter, power inverter two and three levels.

### ملخص:

ان ظاهرة التلوث التوافقي المنبعثة من الحملات الغير خطية تعد من اهم العوامل التي تعمل على اضعاف جودة الطاقة الكهربائية لان هذه الحملات تمتص تيارات غير جيبية تنتقل بدورها الى الشبكة عبر ممانعات خطوط النقل الكهربائي وتسبب تشوه موجة التوتر. هذه التشوهات في موجة التيار او التوتر لها نتائج وخيمة على التجهيزات والآلات الكهربائية الموصولة بالشبكة تصل لحد اتلافها الكلي. لذلك وجب البحث عن حلول فعالة للحد من هذه الظاهرة حيث اقترح مختصو الشبكة مرشح الطاقة الفعال كأهم وسيلة يمكنها ان تعمل على تنظيف الشبكة من التيارات او التوترات التوافقية وكذلك على تعويض الطاقة الغير فعالة الضائعة وإعادة توازن النظام.

الهدف من هذه المذكرة هو دراسة نظرية مرفقة بمحاكاة رقمية لمرشح الطاقة الفعال المتوازي المقترح في إطار إزالة التيارات التوافقية، تعويض الطاقة الغير الفعالة الضائعة وإعادة توازن النظام. يحتوي قلب هذا المرشح على محول ثنائي وثلاثي المستوى يعمل بمركبات انصاف النواقل IGBT المتحكم بها عند الفتح وعند الاغلاق.

تعتبر عملية تبيان التيارات التوافقية المرجعية اهم مرحلة في أنظمة التحكم في المرشح الفعال المتوازي لذلك تم استخدام طريقة التبيان المعتمدة على نظرية الاستطاعة الفعالة والغير فعالة اللحظية نظرا للإيجابيات التي تتمتع بها كما تم التحكم في محول المرشح بتقنيات التحكم التخلفية، تقنية تشكيل عرض النبضة الطبيعية والشعاعية.

النتائج التي توصلنا اليها عبر المحاكاة الرقمية لمختلف طرق التحكم المشار اليها سابقا ومن اجل حالتين للحمولة غير الخطية التي تمت دراستها (حمولة مقاومة وحمولة مقاومة ذاتية) اثبتت فعالية المرشح الفعال المتوازي في إزالة توافقيات التيار المتولدة من الحمولة غير الخطية وكذلك فعاليته في تصحيح معامل الاستطاعة وإعادة توازن النظام.

**كلمات مفتاحية:** تيارات توافقية، حمولة غير خطية، طريقة تبيان، تشكيل عرض النبضة، مرشح طاقة فعال متوازي، محول طاقة ثنائي وثلاثي المستوى.

## *Liste des Tableaux*

<b>Tableau</b>	<b>Titre</b>	<b>N°</b>
<b>Chapitre I</b>		
<i>Tableau I.1</i>	<i>Limites des émissions de tensions harmoniques (la norme CEI 61000-2-2)</i>	<i>9</i>
<i>Tableau I.2</i>	<i>Limites des composants harmoniques (la norme CEI 61000-3-2)</i>	<i>10</i>
<i>Tableau I.3</i>	<i>limites pour la distorsion harmonique de la tension (la norme IEEE 519-1992)</i>	<i>10</i>
<i>Tableau I.4</i>	<i>Limites des émissions de courants harmoniques (la norme IEEE 519-1992)</i>	<i>11</i>
<i>Tableau I.5</i>	<i>Récapitulatif des méthodes de rejet des courants et des tensions harmoniques</i>	<i>23</i>
<b>Chapitre II</b>		
<i>Tableau II.1</i>	<i>les puissances associées aux différents modes de compensations</i>	<i>42</i>
<i>Tableau II.2</i>	<i>génération des lois de commande selon le mode a</i>	<i>55</i>
<i>Tableau II.3</i>	<i>génération des lois de commande selon le mode b</i>	<i>56</i>
<i>Tableau II.4</i>	<i>les instants <math>T_{kts}</math>, <math>T_{k+1}</math> relatifs à chaque secteur de l'hexagone de tension</i>	<i>60</i>
<b>Chapitre III</b>		
<i>Tableau III.1</i>	<i>Tensions fournies par un onduleur de tension à deux niveaux à trois bras</i>	<i>75</i>
<i>Tableau III.2</i>	<i>Paramètre de simulation numérique concernées les modèles étudiés</i>	<i>78</i>
<b>Chapitre IV</b>		
<i>Tableau IV.1</i>	<i>Différents cas de commande d'un bras de l'onduleur NPC</i>	<i>93</i>
<i>Tableau IV.2</i>	<i>Tensions fournies par un onduleur de tension trois niveaux à trois bras</i>	<i>95</i>
<i>Tableau IV.3</i>	<i>les Paramètres de simulation du FAP à trois niveaux</i>	<i>97</i>

## *Liste des Figures*

<b>FIGURE</b>	<b>TITRE</b>	<b>N°</b>
<b>Chapitre I</b>		
<i>Figure I.1</i>	<i>Exemple d'un creux de tension</i>	4
<i>Figure I.2</i>	<i>Exemple de surtension</i>	5
<i>Figure I.3</i>	<i>Exemple de fluctuations de tension</i>	6
<i>Figure I.4</i>	<i>Exemple d'un déséquilibre</i>	7
<i>Figure I.5</i>	<i>Exemple des harmoniques</i>	7
<i>Figure I.6</i>	<i>représentation des inters et infra harmoniques</i>	7
<i>Figure I.7</i>	<i>Redresseur en pont dodécaphasé</i>	16
<i>Figure I.8</i>	<i>Filtre passif résonant</i>	17
<i>Figure I.9</i>	<i>Filtre passif amorti</i>	17
<i>Figure I.10</i>	<i>Filtre passif parallèle anti-résonant</i>	18
<i>Figure I.11</i>	<i>Filtre actif parallèle</i>	19
<i>Figure I.12</i>	<i>Filtre actif série</i>	20
<i>Figure I.13</i>	<i>Filtre combiné parallèle-série (UPQC)</i>	20
<i>Figure I.14</i>	<i>Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles</i>	21
<i>Figure I.15</i>	<i>Filtre actif parallèle en série avec des filtres passifs série</i>	22
<i>Figure I.16</i>	<i>Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle</i>	22
<i>Figure I.17</i>	<i>Figure (I.17) : Les structures de l'onduleur de tension à quatre fils</i>	24
<i>Figure I.18</i>	<i>Filtre actif parallèle à base d'onduleur de tension de type FLSC</i>	25
<b>Chapitre II</b>		
<i>Figure II.1</i>	<i>Structure générale d'un FAP à structure tension</i>	29
<i>Figure II.2</i>	<i>FAP à structure tension</i>	30
<i>Figure II.3</i>	<i>FAP à structure courant</i>	31
<i>Figure II.4</i>	<i>Convertisseur à structure tension à trois bras</i>	32
<i>Figure II.5</i>	<i>Convertisseur à structure tension à deux bras avec condensateurs à point milieu</i>	32
<i>Figure II.6</i>	<i>Convertisseur à structure tension à trois bras avec Condensateurs à point milieu</i>	33
<i>Figure II.7</i>	<i>Convertisseur à structure tension à quatre bras</i>	33
<i>Figure II.8</i>	<i>Schéma de principe des filtres utilisés pour l'extraction des composantes alternatives p et q</i>	38
<i>Figure II.9</i>	<i>Algorithme d'identification de la méthode Des puissances actives et réactives instantanées</i>	38
<i>Figure II.10</i>	<i>Algorithme d'identification de la méthode De détection des courants de référence</i>	40
<i>Figure II.11</i>	<i>Algorithme d'identification de la méthode Du référentiel lié au synchronisme</i>	41
<i>Figure II.12</i>	<i>Schéma globale du système à base de PLL</i>	44
<i>Figure II.13</i>	<i>Boucle de régulation de la tension continue</i>	45
<i>Figure II.14</i>	<i>Schéma de principe de régulation des courants du FAP</i>	47
<i>Figure II.15</i>	<i>Schéma simplifié de régulation des courants du FAP</i>	47
<i>Figure II.16</i>	<i>Allure des potentiels de phase lors d'un fonctionnement en pleine onde</i>	49
<i>Figure II.17</i>	<i>Principe de la commande par hystérésis</i>	49
<i>Figure II.18</i>	<i>Commande des interrupteurs par hystérésis</i>	50

Figure II.19	Principe de la commande par MLI (a)_ Signal sinusoïdal (référence) (b) _ Signal triangulaire (porteuse)	51
Figure II.20	Commande des interrupteurs par MLI	52
Figure II.21	Hexagone des tensions et courants définis dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) (a)_ Hexagone des tensions. (b)_ Hexagone des courants	52
Figure II.22	Circuit monophasé équivalent d'un filtre actif parallèle	53
Figure II.23	Sélection du mode de commutation	54
Figure II.24	Sélection du mode de commutation en concordance avec les régions où $\bar{v}$ et $\bar{\Delta}_i$ sont repérés	55
Figure II.25	Schéma bloc de la commande MLI vectorielle appliquée à un FAP	56
Figure II.26	Détection des secteurs $v$ par l'algorithme de la MLI vectorielle	57
Figure II.27	Détection des secteurs $\Delta i$ par l'algorithme de la MLI vectorielle	57
Figure II.28	Rotation du vecteur de référence dans l'hexagone de tension	58
Figure II.29	Représentation du vecteur de référence $\bar{v}_{FA}$ dans le premier secteur	59
Figure II.30	Les lois de commutation pour chaque secteur	61
Figure II.31	Structure de principe d'un contrôleur flou	62
<b>Chapitre III</b>		
Figure III.1	Représentation vectorielle de la puissance apparente	67
Figure III.2	Schéma synoptique de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante	69
Figure III.3	Schéma de principe d'un réseau triphasé	70
Figure III.4	Schéma de principe de la charge polluante	70
Figure III.5	Schéma de principe de l'onduleur triphasé à deux niveaux	72
Figure III.6	Représentation vectorielle des tensions délivrées par l'onduleur deux niveaux	76
Figure III.7	Formes d'ondes du courant isa avant filtrage actif	79
Figure III.8	Spectre harmonique du courant isa avant filtrage	79
Figure III.9	Allure du courant et de la tension de source	79
Figure III.10	Spectre harmonique du courant isa après filtrage (hystérésis)	80
Figure III.11	Spectre harmonique du courant isa après filtrage (MLI)	80
Figure III.12	Allure du courant isa (a), icha (b), ifa (c), déphasage entre isa et vsa (d)	81
Figure III.13	Allure du courant isa (a), icha (b), ifa (c), tension de sortie de l'onduleur (d)	82
Figure III.14	Allure du courant isa (a), icha (b), ifa et sa référence iref (c), spectre harmonique du courant isa (d)	83
Figure III.15	Les impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur	84
Figure III.16	Locations des secteurs de tension $v$	85



<i>Figure III.17</i>	<i>Locations des secteurs de courant <math>\Delta i</math></i>	85
<b>Chapitre IV</b>		
<i>Figure IV.1</i>	<i>Topologie multi-niveaux à Potentiel distribué</i>	89
<i>Figure IV.2</i>	<i>Topologie multi-niveaux à cellules imbriquées</i>	90
<i>Figure IV.3</i>	<i>Topologie multi-niveaux basée sur la mise en série de deux onduleurs monophasés</i>	91
<i>Figure IV.4</i>	<i>Exemple de topologies hybrides (a) mise en série d'un NPC et d'un pont en H. b) mise en série de deux convertisseurs à cellules imbriquées</i>	92
<i>Figure IV.5</i>	<i>L'onduleur de tension à trois niveaux</i>	93
<i>Figure IV.6</i>	<i>Représentation vectorielle des tensions délivrées par l'onduleur trois niveaux</i>	97
<i>Figure IV.7</i>	<i>Allure du courant <math>i_{sa}</math> (a), <math>i_{cha}</math> (b), <math>i_{fa}</math> (c), déphasage entre <math>i_{sa}</math> et <math>v_{sa}</math> (d)</i>	98
<i>Figure IV.8</i>	<i>Allure du courant <math>i_{sa}</math> (a), <math>i_{cha}</math> (b), <math>i_{fa}</math> (c), déphasage entre <math>i_{sa}</math> et <math>v_{sa}</math> (d)</i>	99
<i>Figure IV.9</i>	<i>Spectre harmonique du courant <math>i_{sa}</math> après filtrage (hystérésis)</i>	100
<i>Figure IV.10</i>	<i>Spectre harmonique du courant <math>i_{sa}</math> après filtrage (MLI)</i>	100
<i>Figure IV.11</i>	<i>Allure du courant <math>i_{sa}</math> (a), <math>i_{cha}</math> (b), <math>i_{fa}</math> (c), déphasage entre <math>i_{sa}</math> et <math>v_{sa}</math> (d)</i>	101
<i>Figure IV.12</i>	<i>Allure du courant <math>i_{sa}</math> (a), <math>i_{cha}</math> (b), <math>i_{fa}</math> (c), déphasage entre <math>i_{sa}</math> et <math>v_{sa}</math> (d)</i>	102
<i>Figure IV.13</i>	<i>Spectre harmonique du courant de source <math>i_{sa}</math> (hystérésis)</i>	103
<i>Figure IV.14</i>	<i>Spectre harmonique du courant de source <math>i_{sa}</math> (MLI)</i>	103
<i>Figure IV.15</i>	<i>Tensions simples générées par le filtre trois niveaux</i>	104
<i>Figure IV.16</i>	<i>Les impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur</i>	104

## Liste des Symboles

<i>Symbole</i>	<i>Désignation</i>
$e_s$	<i>La f.é.m. de la source</i>
$V_s$	<i>tension du réseau au point de raccordement du FAP</i>
$V_{ch}$	<i>Tension de la charge polluante</i>
$V_f$	<i>Tension de sortie du FAP</i>
$i_s$	<i>Courant de la source</i>
$i_{ch}$	<i>Courant de la charge polluante</i>
$i_f$	<i>Courants du FAP</i>
$V_d$	<i>Tension de sortie du redresseur</i>
$V_{dc}$	<i>Tension du bus continu</i>
$I_d$	<i>Courant fourni par le redresseur</i>
$I_{dc}$	<i>Courant fourni par le condensateur</i>
$I_{ch}$	<i>Courant efficace de la charge polluante</i>
$I_{chh}$	<i>Courant efficace harmonique de la charge polluante</i>
$I_s$	<i>Courant efficace de la source</i>
$I_{sh}$	<i>Courant efficace harmonique de la source</i>
$I_{ref}$	<i>Courant de référence</i>
$V_{ref}$	<i>Tension de référence</i>
$R_{cc}, L_{cc}$	<i>Résistance et inductance de court circuit</i>
$R_s, L_s$	<i>Résistance et inductance de la source</i>
$R_c, L_c$	<i>Résistance et inductance coté réseau</i>
$R_{ch}, L_{ch}$	<i>Résistance et inductance coté continu</i>
$R_f, L_f$	<i>Résistance et inductance du filtre de sortie</i>
$C_{dc}$	<i>Capacité du condensateur du bus continu</i>
$f_r$	<i>Fréquence du réseau</i>
$f_p$	<i>Fréquence de la porteuse</i>
$f_s$	<i>Fréquence de commutation</i>
$\omega_r$	<i>Pulsation du réseau</i>
$V_r$	<i>Amplitude de la référence</i>
$V_p$	<i>Amplitude de la porteuse</i>
$m$	<i>Indice de modulation</i>
$r$	<i>Coefficient de réglage</i>
$Z_{cc}$	<i>Impédance de court circuit du réseau</i>
$Z_s$	<i>Impédance de la source</i>
$Z_c$	<i>Impédance de la charge coté réseau</i>
$Z_{ch}$	<i>Impédance de la charge cotée continu</i>
$Z_f$	<i>Impédance du filtre de sortie</i>
$S_{cc}$	<i>Puissance apparente de court circuit</i>
$S_{ch}$	<i>Puissance apparente de la charge</i>
$P$	<i>Puissance active</i>
$q$	<i>Puissance réactive</i>
$D$	<i>Puissance déformante</i>
$S$	<i>Puissance apparente</i>
$THDi$	<i>Taux de distorsion harmonique en courant</i>
$THDv$	<i>Taux de distorsion harmonique en tension</i>
$v_\alpha, v_\beta$	<i>Tensions calculées dans le repère <math>\alpha</math>-<math>\beta</math></i>
$I_\alpha, I_\beta$	<i>Courants calculés dans le repère <math>\alpha</math>-<math>\beta</math></i>

$\mathcal{FP}$	<i>Facteur de puissance</i>
$F_{dis}$	<i>Facteur de distorsion</i>
$F_{dép}$	<i>Facteur de déplacement</i>
$H$	<i>Largeur de la bande d'hystérésis</i>
$T_k$	<i>Temps d'application du vecteur non nul <math>\vec{v}_k</math></i>
$T_0$	<i>Temps d'application du vecteur nul <math>v_{0,7,14}</math></i>
$T_s$	<i>Période d'échantillonnage</i>

# SOMMAIRE

<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Les Perturbations Electriques et Leurs Solutions</b>	
<b>Introduction</b>	<b>3</b>
<i>I.1_ Qualité de l'énergie électrique</i>	<i>3</i>
<i>I.2_ Caractéristiques des perturbations électriques</i>	<i>3</i>
<i>I.2.1_ Creux de tension et coupures brèves</i>	<i>4</i>
<i>I.2.2_ Surtensions temporaires ou transitoires</i>	<i>5</i>
<i>I.2.3_ Variation et fluctuation de tension (Fliquer)</i>	<i>5</i>
<i>I.2.4_ Déséquilibre (asymétrie)</i>	<i>6</i>
<i>I.2.5_ Harmoniques et inter-harmoniques</i>	<i>7</i>
<i>I.3_ Les perturbations harmoniques</i>	<i>8</i>
<i>I.3.1_ les critères de quantification des harmoniques</i>	<i>8</i>
<i>I.3.2_ Normes</i>	<i>9</i>
<i>I.4_ Origines des harmoniques</i>	<i>11</i>
<i>I.5_ Effets des perturbations harmoniques</i>	<i>13</i>
<i>I.5.1_ Les effets instantanés ou à court terme</i>	<i>13</i>
<i>I.5.2_ Les effets à long terme</i>	<i>13</i>
<i>I.6_ Solutions de la pollution harmonique</i>	<i>14</i>
<i>I.6.1_ Les solutions traditionnelles</i>	<i>15</i>
<i>I.6.1.1_ Agit sur la structure de l'installation</i>	<i>15</i>
<i>I.6.1.2_ Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique</i>	<i>15</i>
<i>I.6.1.3_ Renforcement de la puissance de court-circuit</i>	<i>15</i>
<i>I.6.1.4_ Rééquilibrage des courants du réseau électrique</i>	<i>15</i>
<i>I.6.1.5_ Utilisation du redresseur dodécaphasé</i>	<i>15</i>
<i>I.6.1.6_ Les filtres passifs</i>	<i>16</i>
<i>I.6.2_ Les solutions modernes</i>	<i>18</i>
<i>I.6.2.1_ Filtre actif parallèle (FAP)</i>	<i>19</i>
<i>I.6.2.2_ Filtre actif série (FAS)</i>	<i>19</i>
<i>I.6.2.3_ Filtre combiné parallèle-série (UPQC)</i>	<i>20</i>
<i>I.6.2.4_ combinaison hybride active-passive</i>	<i>21</i>
<i>I.6.2.4.1_ Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles</i>	<i>21</i>
<i>I.6.2.4.2_ Filtre actif série en série avec des filtres parallèles passifs</i>	<i>21</i>
<i>I.6.2.4.3_ Filtre actif parallèle avec un filtre passif Parallèle</i>	<i>22</i>
<i>I.7_ Etat de l'art des filtres actifs</i>	<i>23</i>
<b>Conclusion</b>	<b>27</b>
<b>Chapitre II : Topologies et Stratégies de Contrôle-Commande du Filtre Actif Parallèle à Structure Tension (FAP)</b>	
<b>Introduction</b>	<b>28</b>
<i>II.1_ Principe de fonctionnement et structure générale d'un FAP</i>	<i>28</i>
<i>II.2_ Classification des filtres actifs parallèles FAPs</i>	<i>29</i>
<i>II.2.1_ FAP à structure tension</i>	<i>30</i>
<i>II.2.2_ FAP à structure courant</i>	<i>30</i>
<i>II.2.3_ Comparaison des deux structures</i>	<i>31</i>
<i>II.3_ Etude de la partie puissance</i>	<i>31</i>
<i>II.3.1_ Différentes topologies du filtre actif parallèle à structure tension à deux niveaux</i>	<i>31</i>
<i>II.3.1.1_ Convertisseur à structure tension à deux niveaux à trois bras</i>	<i>31</i>
<i>II.3.1.2_ Convertisseur à structure tension à deux niveaux à deux bras avec condensateur à point milieu</i>	<i>32</i>
<i>II.3.1.3_ Convertisseur à structure tension à deux niveaux à trois bras avec condensateur à point milieu</i>	<i>33</i>
<i>II.3.1.4_ Convertisseur à structure tension à deux niveaux à quatre bras</i>	<i>33</i>
<i>II.3.2_ le système de stockage d'énergie</i>	<i>34</i>

II.3.3_ le filtre de sortie (de découplage) .....	34
II.4_ Etude de la partie contrôle-commande .....	35
II.4.1_ Identification des courants perturbateurs .....	35
II.4.1.1_ Méthode des puissances active et réactive instantanées PQ .....	35
II.4.1.1.1_ Généralités sur la théorie des puissances active et réactive instantanées .....	35
II.4.1.1.2_ calcul des courants de référence .....	37
II.4.1.1.3_ Séparation des puissances .....	38
II.4.1.1.4_ Algorithme d'identification .....	38
II.4.1.2_ Méthode de détection synchrone des courants de référence .....	39
II.4.1.3_ Méthode du référentiel lié au synchronisme .....	40
II.4.1.4_ Méthode du courant instantané dq .....	42
II.4.1.5_ Le système à base de PLL .....	42
II.4.2_ Régulation de la tension continue Vdc .....	45
II.4.3_ Régulation du courant injecté par le filtre actif parallèle .....	46
II.4.4_ commande de l'onduleur de puissance .....	48
II.4.4.1_ Commande en pleine onde .....	48
II.4.4.2_ la commande par hystérésis .....	49
II.4.4.3_ la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) .....	50
II.4.4.3.1_ Généralités sur la commande MLI .....	50
II.4.4.3.2_ Principe de la commande MLI sinus-triangle .....	51
II.4.4.4_ Commande par MLI vectorielle .....	52
II.4.4.4.1_ Détection des secteurs $v$ et $\Delta i$ par l'algorithme de la MLI vectorielle .....	56
II.4.4.4.2_ Génération des impulsions MLI .....	58
II.4.4.5_ Commande intelligente des filtres actifs de puissance .....	62
II.4.4.5.1_ Commande par logique floue .....	62
II.4.4.5.2_ Réseaux de neurones artificiels (RNAs) .....	63
II.4.4.5.3_ Algorithmes génétiques .....	64
II.4.4.5.4_ Avantages des techniques de commande intelligentes .....	64
Conclusion .....	64
<b>Chapitre III : Modélisation et Simulation du Filtre Actif Parallèle à Structure Tension Deux Niveaux</b>	
Introduction .....	65
III.1_ Caractéristiques de la charge non linéaire .....	65
III.1.1_ développement en série de Fourier du courant de la charge non linéaire .....	65
III.1.2_ Taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distorsion : THD) .....	66
III.1.3_ Facteur de puissance .....	67
III.2_ Modélisation de l'ensemble réseau, charge polluante et filtre actif parallèle .....	68
III.2.1_ Modélisation du réseau .....	69
III.2.2_ Modélisation de la charge polluante .....	70

III.2.2.1_ Tension de la charge $V_{ch}$ .....	71
III.2.2.2_ Courant de la charge $I_{ch}$ .....	71
III.2.3_ Modélisation du filtre actif parallèle à structure tension deux niveaux .....	72
III.3_ dimensionnement des paramètres du filtre actif parallèle .....	77
III.3.1_ Dimensionnement du condensateur de stockage d'énergie .....	77
III.3.2_ dimensionnement de l'inductance $L_f$ .....	77
III.4_ Résultats de simulation numérique .....	78
III.4.1_ Etude du système avant insertion du filtre actif parallèle .....	79
III.4.2 : Application du filtre actif parallèle .....	80
III.4.2.1_ Cas d'une charge de type R .....	80
III.4.2.2_ Cas d'une charge de type RL .....	83
III.5_ Interprétation des résultats .....	86
Conclusion .....	87
<b>Chapitre IV : Modélisation et Simulation du Filtre Actif Parallèle à Structure Tension Trois Niveaux</b>	
Introduction .....	88
IV.1_ Topologies des Onduleurs Multi-niveaux .....	88
IV.1.1_ Topologie à potentiel distribué .....	88
IV.1.2_ Topologie à cellules imbriquées .....	89
IV.1.3_ Topologie basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés .....	90
IV.1.4_ Topologie hybrides .....	91
IV.2_ Structure générale de l'onduleur de tension trois niveaux NPC .....	92
IV.3_ Modélisation du filtre actif parallèle à structure tension trois Niveaux (NPC).....	93
IV.4_ Résultats de simulation numérique .....	97
IV.4.1: cas d'une charge R .....	98
IV.4.2: cas d'une charge RL .....	101
IV.5_ Interprétation des résultats .....	105
Conclusion.....	105
<b>Conclusion Générale</b> .....	106
<b>Références</b> .....	107



# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

Ces dernières années, l'utilisation croissante des dispositifs de l'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné d'énormes problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels, tertiaire et domestique utilisant des charges non linéaires.

Ces charges non linéaires, d'une part, absorbent des courants non sinusoïdaux, qui à leurs tour circulent dans les lignes électriques et déforment la tension du réseau à travers l'impédance de court-circuit de celle-ci. et d'autre part, consomme de la puissance réactive qui a pour conséquence de dégrader le facteur de puissance. Les déformations du courant et de la tension 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.

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. Le filtre actif parallèle peut être installé pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive. Le filtre actif série peut compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension. La combinaison parallèle-série actif est la solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

D'autres solutions de dépollution consistent à associer des filtres actifs et passifs (filtres hybrides) pour trouver un compromis entre l'efficacité de compensation et le cout. Ces solutions peuvent être des solutions futures très prometteuses.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier par simulation numérique un filtre actif parallèle deux et trois niveaux destiné à compenser les courants harmoniques générés par une charge non linéaire (Pont de Greitz non commandé).

De manière à atteindre ces objectifs, ce mémoire sera divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous abordons en premier lieu les différentes perturbations affectant la qualité de l'énergie électrique en particulier la pollution harmonique. Les origines, les conséquences et les normes inhérentes à cette dernière sont analysées. Nous présenterons aussi, les solutions traditionnelles et modernes de dépollution harmonique. Finalement, nous détaillerons dans un tableau récapitulatif les méthodes de rejet des courants et de tensions harmoniques.



Dans le second chapitre, nous décrirons le principe de fonctionnement ainsi que la structure générale du filtre actif parallèle de puissance à deux niveaux. Ensuite, nous présenterons les différentes topologies et stratégie de commande de l'onduleur de tension. La méthode des puissances instantanées universellement adoptée pour l'identification des courants perturbateurs en raison de ses excellentes performances sera présentée dans ce chapitre. Pour la régulation du courant injecté par l'onduleur sur le réseau, trois contrôleurs de courant sont également étudiés : hystérésis, MLI naturelle et MLI vectorielle.

Au troisième chapitre, nous parlerons en premier temps sur les charges non linéaires, leur développement en série de Fourier, en déterminant la nouvelle expression du facteur de puissance dû à l'apparition de la puissance déformante. Puis, nous présenterons le modèle mathématique du système étudié ainsi que le dimensionnement des paramètres du filtre. Ensuite, nous finirons ce chapitre en présentant les résultats de simulation numérique obtenues à l'aide du logiciel Matlab.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude du filtre actif parallèle en utilisant un onduleur de tension trois niveaux, pour but d'améliorer le taux total d'harmonique (THD). Les stratégies de commande présentées précédemment ont été implantées numériquement sur l'environnement Matlab/Simulink.

La conclusion générale viendra synthétiser les résultats obtenus, tirer les principaux renseignements et établir une liste de travaux à effectuer dans le futur.

## **Chapitre I**

# **Les Perturbations Electriques et Leurs Solutions**

**Introduction :**

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer, car le réseau électrique aujourd'hui est appelé à fonctionner sous un environnement de plus en plus agressif, et par conséquent il doit faire face à de nombreux types de perturbations qui peuvent être d'origine interne comme l'évolution et la complexité du réseau et des charges qui lui sont connectées, ou externe liées aux phénomènes des changements climatiques. Afin d'éviter le dysfonctionnement, voir la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer.

**I.1\_ Qualité de l'énergie électrique :**

La qualité de l'énergie électrique est étroitement liée à la qualité de l'onde de tension laquelle est caractérisée par les paramètres suivants :

- ◆ Forme d'onde parfaitement sinusoïdale, absence de distorsions, de pics, de creux.
- ◆ Equilibre et symétrie parfaite des phases en amplitude et en phase.
- ◆ Valeurs efficace dans les limites tolérées.
- ◆ Stabilité de la fréquence.
- ◆ Facteur de puissance dans les limites tolérables.

**I.2\_ Caractéristiques des perturbations électriques :**

Les perturbations sont tous les phénomènes internes ou externes au réseau ayant un pouvoir de modifier d'une manière transitoire ou permanent en amplitude et/ou en forme les grandeurs électriques du réseau (courant, tension, fréquence).

Ces perturbations peuvent être classées selon deux critères : la durée de persistance, ou le mode d'affectation c'est-à-dire leurs conséquences sur les grandeurs électriques.

Selon la première classification, on a deux catégories essentielles :

- ◆ Perturbation périodiques (qui durent dans le temps), comme le cas des distorsions harmoniques, chutes de tension dues aux flux de puissance réactive dans le réseau, et les déséquilibres,
- ◆ Perturbations apériodiques : où l'on a principalement l'ensemble des phénomènes fugitifs souvent très difficiles à prévoir comme les creux de tension ou surtensions transitoires.

Selon leurs modes d'affectation, on distingue trois familles principales :

- ◆ Perturbations sur l'amplitude ou les valeurs efficaces,
- ◆ Déséquilibre des systèmes triphasés,
- ◆ Distorsions harmoniques.

### I.2.1\_ Creux de tension et coupures brèves :

Un creux de tension est une chute brutale de l'amplitude de la tension d'une valeur située entre 10 et 90% de la tension nominale pendant une durée de 20ms jusqu'à une minute. Il est caractérisé par la profondeur  $\Delta U$  et la durée  $\Delta t$ .

Une coupure brève est un cas particulier du creux de tension. Sa profondeur est supérieure à 90% et sa durée est inférieure à 3 minutes. Les coupures longues sont supérieures à 3 minutes. [07]

Les creux de tension sont dus à l'apparition de défauts sur l'installation ou sur les réseaux de distribution (les courts-circuits affectant le réseau électrique ou les installations raccordés et le démarrage des moteurs de fortes puissances). Les coupures brèves sont généralement la cause de manœuvres des automatismes des réseaux de distribution (réenclencheurs, isolation de défauts).

Les creux de tension et les coupures brèves perturbent de nombreux appareils raccordés au réseau. Ils sont la cause la plus fréquente de problèmes de qualité d'énergie. Les conséquences sur les équipements et les installations peuvent être extrêmement coûteuses (néfaste le fonctionnement des moteurs synchrones et asynchrones, des contacteurs et relais thermiques, des systèmes électroniques et informatiques).

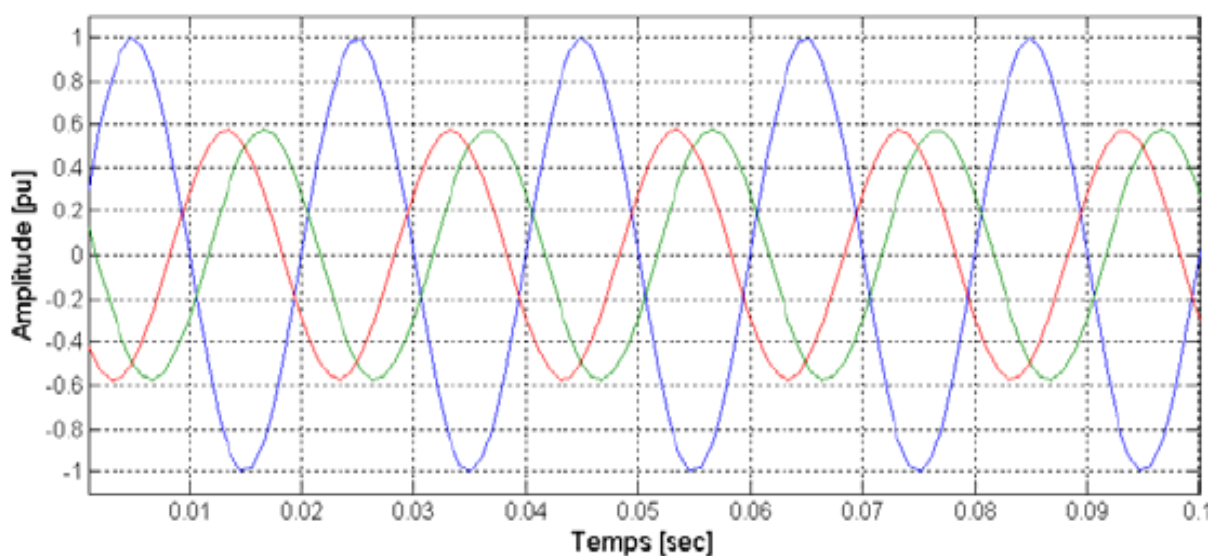


Figure I.1: Exemple d'un creux de tension

### I.2.2\_ Surtensions temporaires ou transitoires :

Les surtensions sont de trois natures : surtensions à la fréquence industrielle (50 HZ), surtensions de manœuvres, surtensions atmosphériques. Elles apparaissent selon deux modes :

Mode commun (entre conducteurs actifs et la masse ou la terre).

Mode différentiel (entre conducteurs actifs, phase \_ phase ou phase \_ neutre).

Les surtensions à la fréquence industrielle (leurs fréquences égalent à celle du réseau 50 à 60 HZ) prennent naissance suite à un défaut d'isolement entre phase et terre lors d'une surcompensation de l'énergie réactive ou encore lors d'une ferrorésonance provoquée par un circuit inductif et un condensateur.

Les surtensions de manœuvres découlent d'une modification de la structure du réseau : mise en service de gradins de condensateur, d'une ligne à vide.

Les surtensions atmosphériques sont provoquées par la foudre soit directement, soit indirectement par augmentation du potentiel de la terre. [14]

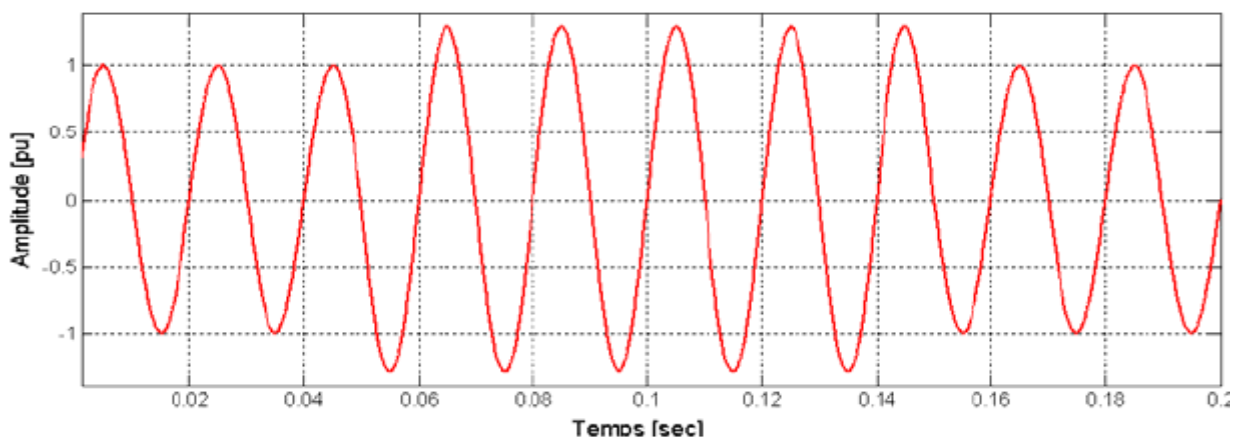


Figure I.2: Exemple de surtension

### I.2.3\_ Variation et fluctuation de tension (Flicker):

Les fluctuations de tension sont une suite de variation de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques la fréquence de la variation et l'amplitude.

Les variations lentes de tensions sont causées par la variation lente des charges connectées au réseau. [14]

Les fluctuations de tension sont principalement dues à des charges industrielles rapidement variables comme les machines à souder, les fours à arc, les laminoirs.

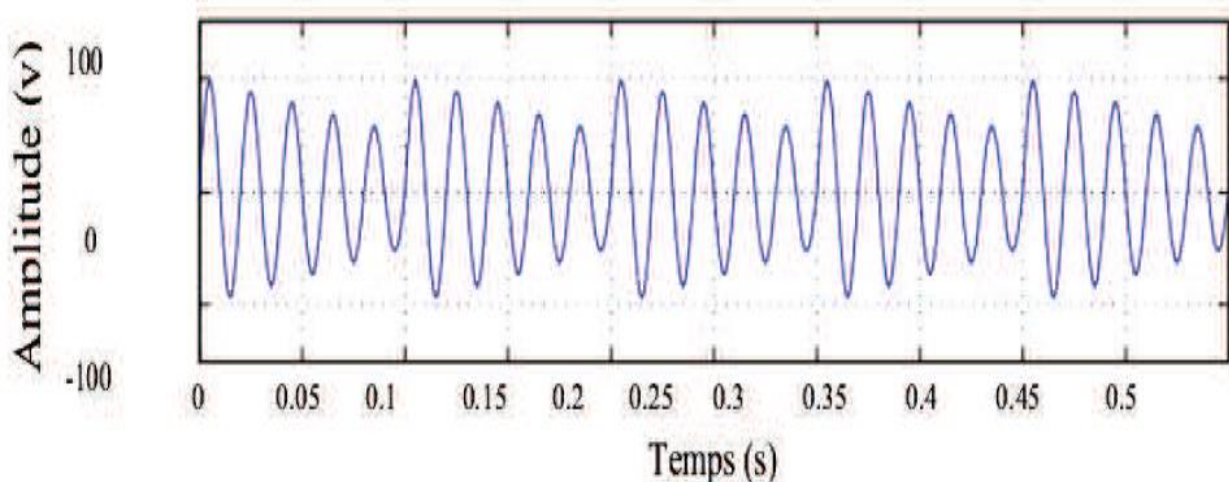


Figure 1.3: Exemple de fluctuations de tension

#### I.2.4\_ Déséquilibre (asymétrie) :

Un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et ou ne sont pas déphasées les unes par rapport aux autres de  $120^\circ$ . La quantification du phénomène fait appel à la décomposition de la composante fondamentale selon les composantes symétriques de Fortescue. On définit 2 degrés de déséquilibres [07]:

- le degré de déséquilibre inverse est le rapport entre la composante inverse du fondamentale de la tension et sa composante directe.

$$|\Delta U_i| = \frac{|\Delta U_i|}{|\Delta U_d|} \quad (I.1)$$

- le degré de déséquilibre homopolaire est le rapport entre la composante homopolaire du fondamentale de la tension et sa composante directe.

$$|\Delta U_o| = \frac{|\Delta U_o|}{|\Delta U_d|} \quad (I.2)$$

La principale cause de déséquilibre réside dans l'utilisation des charges monophasées. Les systèmes d'éclairages, et les équipements électriques, électroniques et informatiques pour l'usage domestique et administratif exigent une alimentation à basse tension monophasée. En conséquence, des courants déséquilibrés circuleront dans les impédances des réseaux en causant une asymétrie de tension. Les conséquences sont l'augmentation de l'échauffement des machines asynchrones, l'existence de couple inverse qui conduisent à la dégradation prématurée des machines.

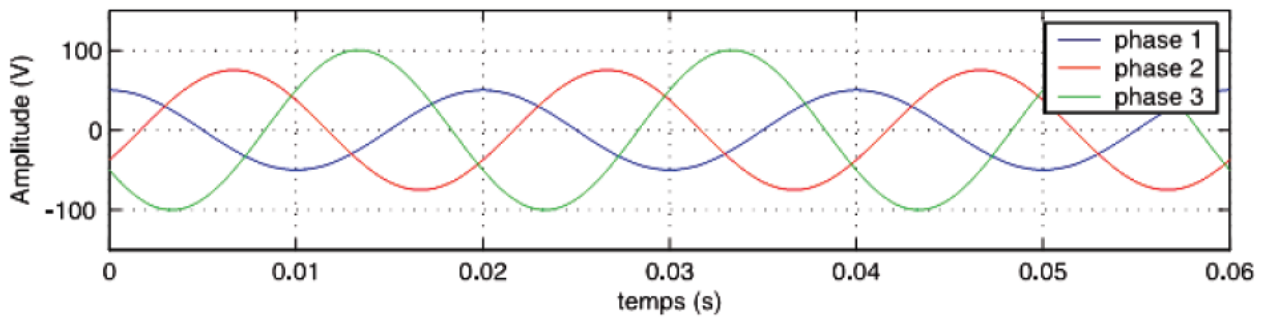


Figure I.4: Exemple d'un déséquilibre

**I.2.5\_ Harmoniques et inter-harmoniques :**

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 HZ, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entier de celle du fondamentale.

La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électriques est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipements de l'électronique de puissance à base de thyristors et de transistors.

Les inter-harmoniques sont superposées à l'onde fondamentale, mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. L'apparition des inter-harmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquences, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de commande électrique. [05]

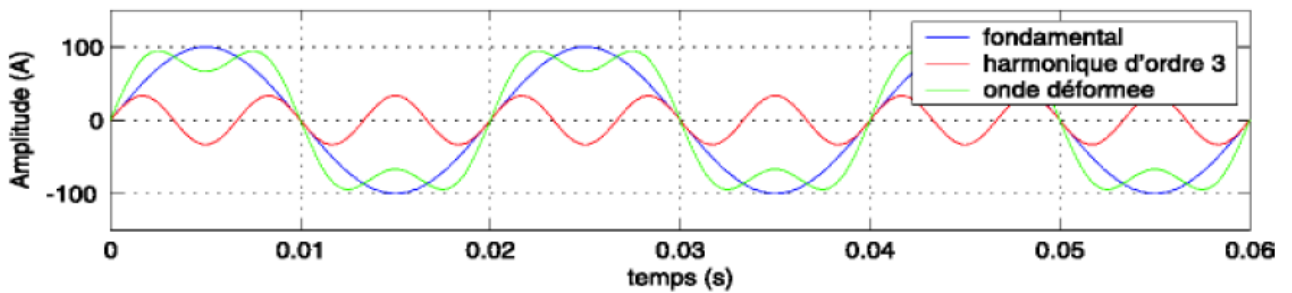


Figure I.5: Exemple des harmoniques

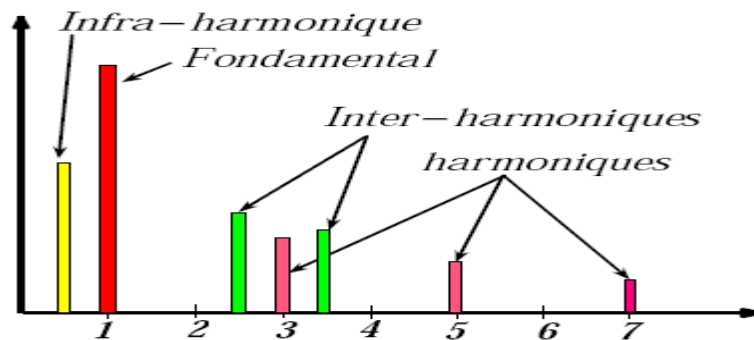


Figure I.6 : Représentation des inters et infra harmoniques

### I.3\_ Les perturbations harmoniques :

L'utilisation croissante dans les appareils industriels ou domestiques de système commandés à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus de problèmes de perturbations au niveau des réseaux électriques. Ces convertisseurs statiques apportent une souplesse d'utilisation, des fonctionnalités supplémentaires, une augmentation de la fiabilité, le tout avec un rendement élevé. De plus, avec la généralisation de leur utilisation, les coûts de ces modules d'électronique de puissance ne cessent de baisser. L'inconvénient de ces dispositifs c'est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation.

Dans ce cas, l'évolution des courants n'est pas liée directement aux variations sinusoïdales des tensions. Ces courants périodiques mais non sinusoïdaux circulent au travers des impédances des réseaux et donnent naissance à des tensions non sinusoïdales et des déséquilibres qui viennent se superposer à la tension initiale au point de raccordement. Ils peuvent générer aussi une consommation de puissance réactive. Ces perturbations périodiques régulières sont désignées comme des perturbations harmoniques.

L'étude de ces signaux se ramène à l'analyse d'une série d'harmoniques ou à une décomposition en série de Fourier. Cette étude aboutit à une décomposition harmoniques, avec le plus souvent une représentation spectrale en fréquence, une détermination des valeurs efficaces et des taux de distorsion aussi bien en courant qu'en tension et une évaluation des puissances transitées en présence d'harmoniques. Ces perturbations ont des conséquences préjudiciables sur le bon fonctionnement des appareils électriques et ont des effets à la fois instantanées et à long terme.

#### I.3.1\_ Les critères de quantification des harmoniques :

Afin de quantifier le niveau de perturbation du courant, différents critères sont disponibles. Les plus utilisés sont le taux de distorsion harmonique du courant (ou de tension) que l'on notera THD qui sert à quantifier les perturbations harmoniques du courant (ou de tension) et le facteur de puissance qui sert à quantifier la puissance réactive consommée. [09]

Le taux de distorsion d'harmonique de courant est défini par :

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{ck}}{I_{c1}}\right)^2} \quad (I.3)$$

Avec  $I_{c1}$  la valeur efficace du courant fondamental et  $I_{ck}$  la valeur efficace du courant d'harmonique du rang k.

Le facteur de puissance est défini par :

$$\cos(\varphi) = \frac{P}{S} \quad (I.4)$$



Avec P la puissance active, S la puissance apparente et  $\varphi$  le déphasage entre le courant et la tension.

### I.3.2\_ Normes :

Les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine électrotechnique sont la CEI (Commission Electrotechnique Internationale), et l'IEEE (Institute of Electricals and Electronics Engineers), ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial.

L'objectif des normes et des réglementations est de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. Nous contentons de donner les normes CEI et en particulier les normes : [03]

**La norme CEI 61000-2-2** : elle définit les niveaux de comptabilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension, elle est représentée sur le tableau I.1. Cette norme vise à protéger les équipements raccordés sur un réseau bas tension déformé.

**La norme CEI 61000-3-2** :cette norme fixe la limitation des courants injectés dans le réseau publique pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A. Il s'agit des appareils du domaine domestique.

Tableau I.1: Limites des émissions de tensions harmoniques (la norme CEI 61000-2-2).

Harmoniques impairs					
non multiples de 3		multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang	Taux (%)	Rang	Taux (%)	Rang	Taux (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+1.3*25/h$				

Tableau I.2 : Limites des composants harmoniques (la norme CEI 61000-3-2).

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé A
Harmoniques impaires	
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 * 15/h$
Harmoniques paires	
2	1.08
4	0.43
6	0.3
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 * 8/h$

Et les principales normes de l'IEEE sont [03] :

**La norme IEEE 519-1992** : cette norme détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique ainsi que les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau.

**La norme IEEE 1159-1995** : cette norme réalise un bilan exhaustif et donne une définition de tous les phénomènes électromagnétiques qui ont lieu dans le réseau en fonction de leur contenu spectral, leur durée et leur amplitude.

Tableau I.3 : limites pour la distorsion harmonique de la tension (la norme IEEE 519-1992).

Tension au point de raccordement (Vn)	Distorsion Harmonique Individuelle (%)	THDv (%)
$V_n \leq 69 \text{ KV}$	3.0	5.0
$69 < V_n \leq 161 \text{ KV}$	1.5	2.5
$V_n > 161 \text{ KV}$	1.0	1.5

Tableau I.4 : Limites des émissions de courants harmoniques (la norme IEEE 519-1992).

Vn ≤ 69 KV						
Icc/Ich	H<11	11 ≤ h < 17	17 ≤ h < 23	23 ≤ h < 35	h ≥ 35	THD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0		5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
69 < Vn ≤ 161 KV						
<20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50-100	5.0	2.25	2.0	1.25	0.35	6.0
100-1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
Vn > 161 KV						
< 50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0

#### I.4\_ Origines des harmoniques :

Les harmoniques présents sur le réseau de distribution électrique proviennent majoritairement des charges non-linéaires qui génèrent des courants harmoniques mais ils peuvent aussi être créés par les sources génératrices de tension. Pour les réseaux de distribution terrestre, la majeure partie de l'énergie est issue d'alternateurs de très forte puissance. Or, le taux d'harmonique en tension pour un alternateur puissant est très faible, de l'ordre de 1% si sa puissance apparente est supérieure en MVA. En revanche, si la production est assurée par un groupe électrogène, la tension peut contenir des harmoniques introduits par les pulsations de couple du moteur thermique. Cependant, l'utilisation de groupes électrogènes est limitée aux réseaux embarqués ou aux alimentations de secours et constitue donc des cas isolés qui ne sont pas pris en compte dans cette étude [02].

Les charges non linéaires représentent de nombreux équipements industriels et domestiques et se répartissent dans de nombreux secteurs industriels. Ces appareils possèdent en entrée un système de conversion d'énergie sous une forme donnée en une autre forme en adéquation avec l'utilisation voulue. C'est des convertisseurs statiques qui sont mis en œuvre et qui peuvent être répertoriée en quatre familles [02] :

- Convertisseurs AC-DC, cela représentent l'ensemble des redresseurs,
- Convertisseurs DC-DC, hacheurs et alimentation à découpage,
- Convertisseurs DC-AC, onduleurs de tension ou de courant,
- Convertisseurs AC-AC, gradateurs et convertisseurs de fréquence,

Les structures de ces convertisseurs sont valables en monophasé ou en triphasé et fonctionnent dans des gammes de puissance très grandes, de quelque VA à plusieurs MVA. Ces dispositifs polluants sont classés en fonction des puissances et donc du niveau de perturbations qu'ils entraînent. Ainsi, les charges industrielles arrivent logiquement en première position et il est possible recenser les applications suivantes :

- Systèmes utilisant des redresseurs à diodes ou à thyristors tels que les variateurs des moteurs électriques (à courant continu, asynchrones, synchrones), les fours à induction, les chargeurs de batterie, les électrolyseurs, les alimentations de secours, ....
- Les récepteurs utilisant l'arc électrique : fours à arc ou soudure à arc,
- Les variateurs de lumières à base de gradateurs,
- Les ballasts électroniques : lampes fluorescentes, à décharge ou à vapeur métallique (sodium, mercure),

Pour les charges électrodomestiques les plus couramment rencontrées sont :

- Téléviseurs et éléments périphériques,
- Micro-informatiques,
- Four à micro-ondes,
- Aspirateurs,
- Robots ménagers,
- .....

Pour l'ensemble de ces charges polluantes, un critère supplémentaire est à prendre en compte, c'est le facteur d'utilisation. En effet, la quantification du taux d'harmonique dépend de la durée et de la simultanéité de fonctionnement de ces charges non linéaires. Certaines tranches horaires entraînent donc des « pics » de pollution durant lesquels les taux d'harmoniques globaux tendent à dépasser les niveaux acceptables définis par les normes en vigueur ou les recommandations.

Il est à noter qu'il existe aussi des perturbations sur des rangs harmoniques non multiples entier du fondamentale. Ces derniers se dénomment inter ou infra harmoniques. Les inters harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas des fréquences entières de celle du fondamentale. Les infra harmoniques sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamentale. Ces deux catégories de perturbations sont dues à des variations périodiques et aléatoires de la puissance absorbée par certains appareils (commande par train d'onde, ...)

### **I.5\_ Effets des perturbations harmoniques :**

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités tels que les déformations des formes d'ondes entraînant des dysfonctionnements, l'augmentation des valeurs crêtes créant des claquages de diélectriques ou des valeurs efficaces induisant des échauffements et donc des pertes supplémentaires aussi bien en courant qu'en tension, ainsi qu'un étalement spectrale provoquant des vibrations et des fatigues mécaniques. L'ensemble de ces effets ont un impact économique non négligeable à cause des surcoûts, de la dégradation du rendement énergétique, du surdimensionnement, des pertes de productivité ou des déclenchements intempestifs qu'ils entraînent. Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types :

#### **I.5.1\_ Les effets instantanés ou à court terme :**

- Dysfonctionnement des dispositifs de commande ou de régulation (détection du passage par zéro, ...),
- Pertes de précision dans les appareils de mesure (compteur d'énergie, instrumentation, ...),
- Vibrations dans les moteurs électriques alternatifs à cause des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques,
- Vibrations, bruits acoustiques dans les transformateurs ou les inductances dus aux efforts électrodynamiques proportionnels aux courants harmoniques,
- Déclenchement intempestifs des circuits de protection,
- Perturbations induites dans les liaisons par courant faible sous forme de bruits par couplage électromagnétique (contrôle-commande, télécommunication, téléphonie, réseaux locaux, ...),
- Interférences avec les systèmes de télécommande à distance utilisés par les distributeurs d'énergie.
- Effets de papillotement (flicker) au niveau des éclairages et des affichages des appareils électroniques [02].

#### **I.5.2\_ Les effets à long terme :**

- vieillissement prématuré des moteurs électriques alternatifs du fait des pertes cuivre et fer supplémentaires, dû à la différence importante de la vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor,

- échauffements et pertes joules supplémentaires des câbles et des équipements entraînant des déclassements du matériel avec des surdimensionnements,
- surchauffe du neutre. En effet, dans un système triphasé équilibré, les tensions sont déphasées de  $120^\circ$  si bien que lorsque les charges sont égales, le courant résultant dans le neutre est nul. Toutefois, si les courants de phases s'annulent, ce n'est pas le cas des courants harmoniques. Ces courants qui sont des multiples impairs de la fréquence du courant de phase s'ajoutent dans le conducteur neutre. Ainsi le courant résultant dans le neutre représente l'addition des courants harmoniques de rang trois et multiple de trois.
- échauffements supplémentaires des condensateurs par conduction et par hystérésis dans le diélectrique qui peuvent conduire au claquage,
- pertes supplémentaires dans les transformateurs ou les inductances dues à l'effet de peau dans le cuivre, à l'hystérésis et aux courants de Foucault dans le circuit magnétique,
- fatigue mécanique des équipements à cause des vibrations et des couples pulsatoires,
- risque d'excitation de résonance : les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les câbles sont normalement élevées, ce n'est pas le cas lorsque des batteries de condensateurs sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance. Les fréquences peuvent devenir assez faibles et coïncider avec celles des harmoniques engendrés par convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques qui peuvent entraîner des destructions [02].

### **I.6\_ Solutions de la pollution harmonique :**

Le respect des normes de la qualité de l'énergie électriques impose, si une charge non linéaire est connectée au réseau électrique, de concevoir un système qui restreint la dissipation des composants harmoniques.

Deux types de solutions sont envisageables, la première consiste à utiliser des convertisseurs statiques moins ou peu polluants, tandis que la seconde consiste en la mise en œuvre d'un filtrage des composants harmoniques. La première classe de solutions s'intéresse la conception des circuits, tandis que la seconde consiste à compenser les courants ou les tensions harmoniques.

Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distingués.

- Les solutions traditionnelles (filtres passifs) qui sont les plus utilisés industriellement,
- Les solutions modernes (filtre actifs) qui sont conçus afin de surmonter les limitations des filtres passifs.

**I.6.1\_ Les solutions traditionnelles :**

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électrotechniciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Parmi ces techniques on peut citer [05] :

**I.6.1.1\_ Agit sur la structure de l'installation :**

Il est souhaitable d'alimenter un grand pollueur par un transformateurs à part, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Face à un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle. Une distribution en étoile permet de découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

**I.6.1.2\_ Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique :**

On procède généralement au surdimensionnement des équipements afin d'assurer leur tenue aux surcharges harmoniques. Cette solution n'agit pas sur les harmoniques qui ne subissent aucune action curative de la part de l'utilisateur. Par cette approche, les problèmes liés à la pollution harmoniques sont résolus pendant une durée limitée.

Le déclassement des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques est utilisé dans le cas des installations existantes. Cette méthode cause un surcout de production et ne tire pas profit du potentiel réel de l'installation.

**I.6.1.3\_ Renforcement de la puissance de court-circuit :**

La diminution de l'impédance totale en amont de la charge non linéaire permet de réduire la tension créée par les harmoniques de courant, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique en tension au point de raccordement. Cependant, les courants harmoniques ne sont pas atténués.

**I.6.1.4\_ Rééquilibrage des courants du réseau électrique :**

C'est une solution qui permet de répartir les charges d'une manière identique sur les trois phases. En effet, les charges monophasées et biphasées mal réparties engendrent des courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension.

**I.6.1.5\_ Utilisation du redresseur dodécaphasé :** Le principe consiste à utiliser un transformateur à deux secondaires délivrant des tensions décalées de  $30^\circ$  entre elles, chacun de ces secondaires alimentant un redresseur en pont de graetz qui réalise un redressement hémiphase.

Les redresseurs doivent fournir des courants continus identiques afin que les courants alternatifs qu'ils prélèvent sur les secondaires des transformateurs aient les mêmes valeurs. Dans ces conditions, il y'a une recombinaison des courants harmoniques, générés par chacun des redresseurs au primaire du transformateur et le calcul montre que les harmoniques de rang  $6k\pm 1$  avec  $k$  impair sont éliminés.

C'est le cas en particulier pour les harmoniques 5 et 7 dont les amplitudes théoriques sont les plus importantes. Les harmoniques 11 et 13 sont conservés tandis que les harmoniques 17 et 19 sont éliminés. Les harmoniques restant sont donc de rang  $12k\pm 1$  avec  $k$  entier naturel.

La figure (I.7) représente la structure d'un pont dodécaphasé dont les deux redresseurs sont montés en série.

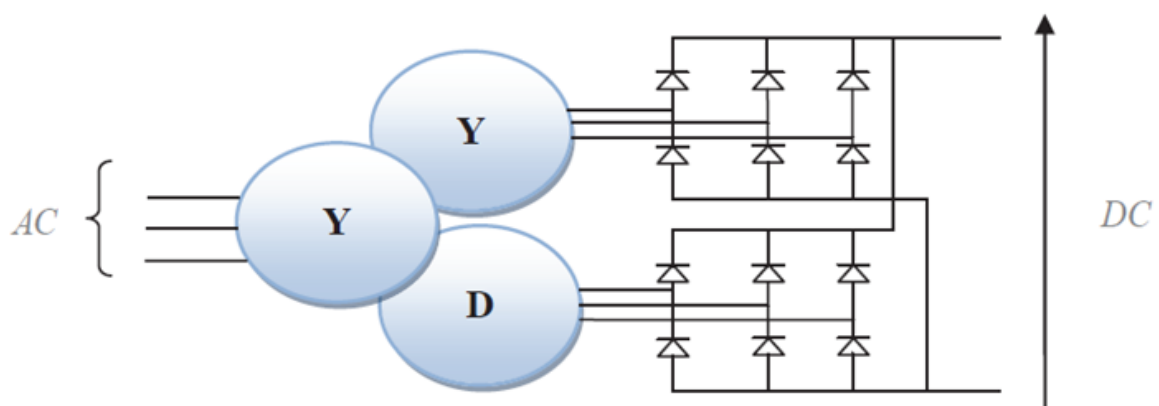


Figure I.7 : Redresseur en pont dodécaphasé

#### I.6.1.6\_ Les filtres passifs :

Les filtres passifs parallèles et séries ont été mis en application depuis le milieu des années 1920, principalement pour compenser les harmonique créés par les charges, fournit la puissance réactive demandée, et augmenter la capacité de transport des réseaux. Le principe du filtrage passif consiste à insérer en amont de la charge, un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à rejeter. Ainsi pour filtrer un courant à une fréquence particulière. Un filtre résonant série est placé en parallèle sur le réseau. Ce type de filtre est très sélectif. Pour atténuer toute une bande de fréquence, un filtre passif amorti du second ordre est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Par cette technique, il est en général plus aisé de rejeter les harmoniques de rang élevé que celle de rang faible. [02]

#### ■ Filtre passif résonant :

C'est un filtre sélectif constitué, d'une résistance, d'un condensateur et d'une bobine en série comme décrit sur la figure (I.8).



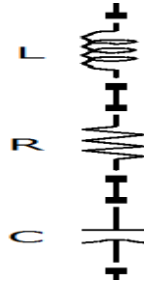


Figure I.8 : Filtre passif résonant

Son impédance est donnée par :

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{1-LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \quad (I.5)$$

Le rang d'accord 'ha' correspond au multiple, entier ou non, de la fréquence nominale du réseau. La pulsation de résonance du filtre est :

$$\omega_a = 2\pi \cdot f_a = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (I.6)$$

#### ■ Filtre passif amorti :

C'est un filtre passe haut constitué, d'une inductance en parallèle avec une résistance, le tout en série avec un condensateur comme décrit sur la figure (I.9).

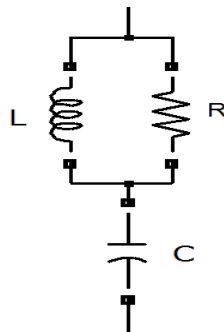


Figure I.9 : Filtre passif amorti

Son impédance est donnée par :

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{1-LC\omega^2 + j\frac{L}{R}\omega}{\frac{L}{R}C\omega^2 + jC\omega} \quad (I.7)$$

#### ■ Filtre passif anti-résonant :

Le phénomène de l'antirésonance se rencontre dans les réseaux électriques quel que soit leur niveau de tension (figure I.10).

L'impédance vue par le réseau et le filtre passif est :

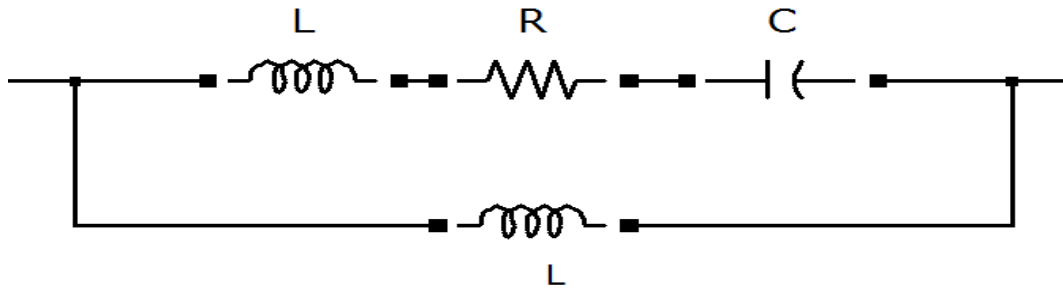


Figure I.10: Filtre passif parallèle anti-résonant

Son impédance est donnée par :

$$Z_{eq}(\omega) = jL_s\omega \frac{1-LC\omega^2+jRC\omega}{1-(L+L_s)C\omega^2+jRC\omega} \quad (I.8)$$

Dans ce cas, les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre. De plus, l'impédance du réseau peut former un système résonant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance seront alors amplifiées. Finalement, cette solution est dédiée à un type de charge et une configuration réseau et perd de son efficacité lorsque les caractéristiques de ceux-ci évoluent.

### I.6.2\_ Les solutions modernes :

Les inconvénients inhérents des filtres passifs (non adaptabilité aux variations de la charge et du réseau, apparition des résonances) et l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtres appelée filtres actifs de puissance (APF).

Le but de ces filtres actifs est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant ou la tension redevienne sinusoïdale et parfois avec facteur de puissance unitaire. Le filtre actif est connecté au réseau soit en parallèle, soit en série suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les courants ou les tensions harmoniques, soit associé à des filtres passifs pour constituer ce qu'on appelle les filtres hybrides.

Les avantages les plus importants des filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont les suivants :

- ◆ Le volume physique du filtre est plus réduit,
- ◆ La capacité de filtrage est supérieure,
- ◆ La flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.

Pourtant, ils ont aussi quelques inconvénients :

- ◆ Leur cout est élevé (ce qui a limité leur implantation),
- ◆ Les pertes sont plus élevées (puissance fournie pour la compensation).

Nous citerons trois topologies possibles de filtres actifs :

- ◆ Filtre actif parallèle (FAP),
- ◆ Filtre actif série (FAS)
- ◆ Filtre actif combiné parallèle-série (UPQC).

### I.6.2.1\_ Filtre actif parallèle (FAP) :

Le filtre actif parallèle est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie. Ainsi, l'inductance en sortie de l'onduleur donne la nature de source de courant du filtre actif. Dans le cas où le réseau alimente plusieurs charges polluantes, il est préférable d'utiliser un seul filtre actif pour toutes charges car, dans ce cas, le cout du filtrage est moindre [02]. Ce filtre injecte dans le réseau, des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant coté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi, l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés) produits par des charges polluantes, et de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [01]. Le schéma de principe du FAP est donné par la figure (I.11).

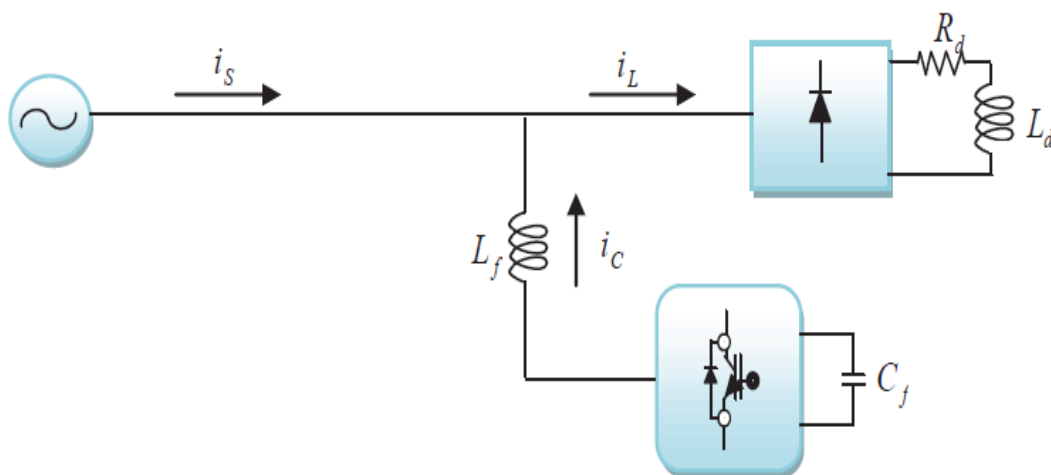


Figure I.11 : Filtre actif parallèle

### I.6.2.2\_ Filtre actif série (FAS) :

Le but du filtre actif série figure (I.12) est de créer une impédance en série avec le réseau qui sera nulle pour le fondamentale et de valeur élevée pour les harmoniques. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les sursensions, déséquilibres et creux de tension. En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge. En plus, ce filtre nécessite protection complexe contre les courts-circuits des réseaux. En effet, lors d'un court-circuit coté réseau, ce dernier peut être amené à supporter tout le courant de court-circuit. [02]

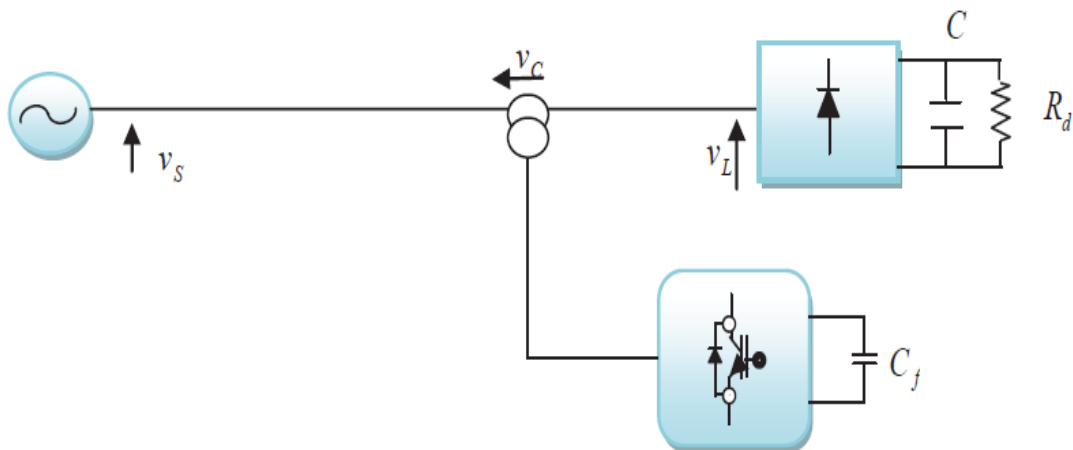


Figure I.12 : Filtre actif série

### I.6.2.3\_ Filtre combiné parallèle-série (UPQC) :

L'UPQC (Unified Power Quality Conditioner) est principalement la combinaison de deux filtres actifs série et parallèle (Figure I.13) qui partagent la même capacité sur le bus continu [02]. Ce type de dispositif est capable à la fois de régler la tension du réseau et d'éliminer les harmoniques. Il est considéré comme le plus puissant dispositif et il est capable d'effectuer efficacement toutes les tâches de conditionnement de puissance. Cependant, son prix important et la complexité de commandes de nombreux interrupteurs limitent son utilisation à des applications critiques comme l'équipement médical.

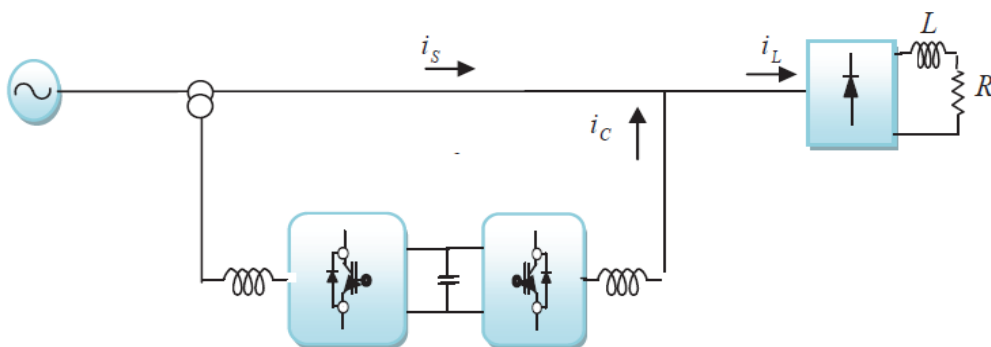


Figure I.13 : Filtre combiné parallèle-série (UPQC)

### I.6.2.4\_ Combinaison hybride active-passive :

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

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

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

#### I.6.2.4.1\_ Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles :

Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la figure (I.14). [01]

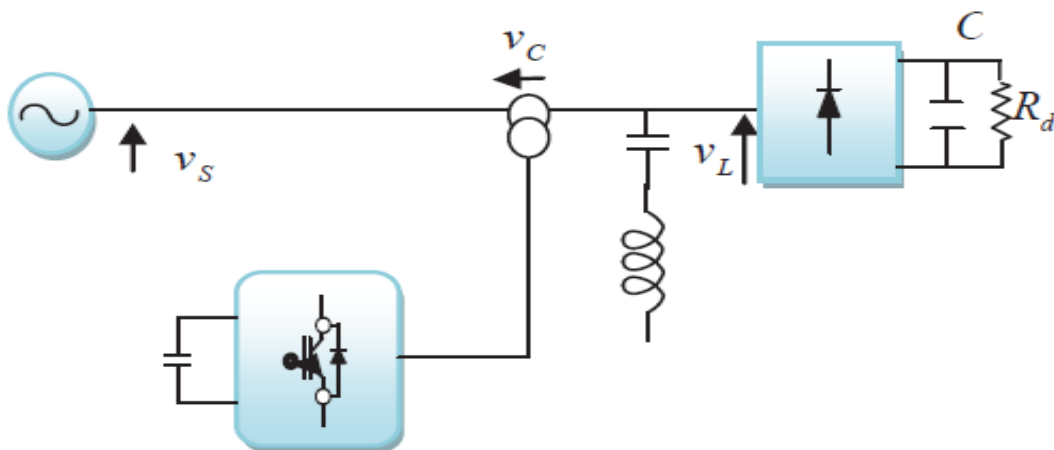


Figure I.14 : Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

#### I.6.2.4.2\_ Filtre actif série en série avec des filtres passifs parallèles :

Le principe de fonctionnement de cette configuration présentée sur la figure (I.15), est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge. [01]

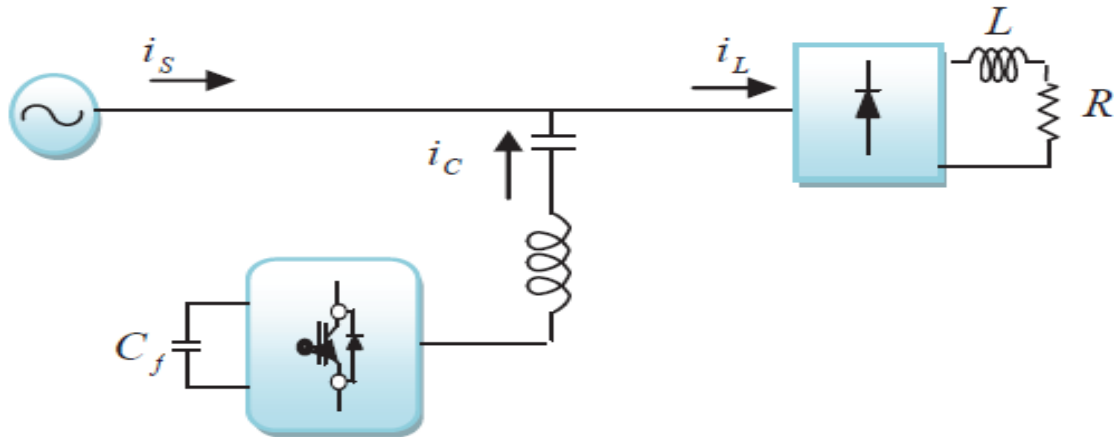


Figure I.15 : Filtre actif série en série avec des filtres passifs parallèles

#### I.6.2.4.3\_ Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle :

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en figure (I.16), 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. [01]

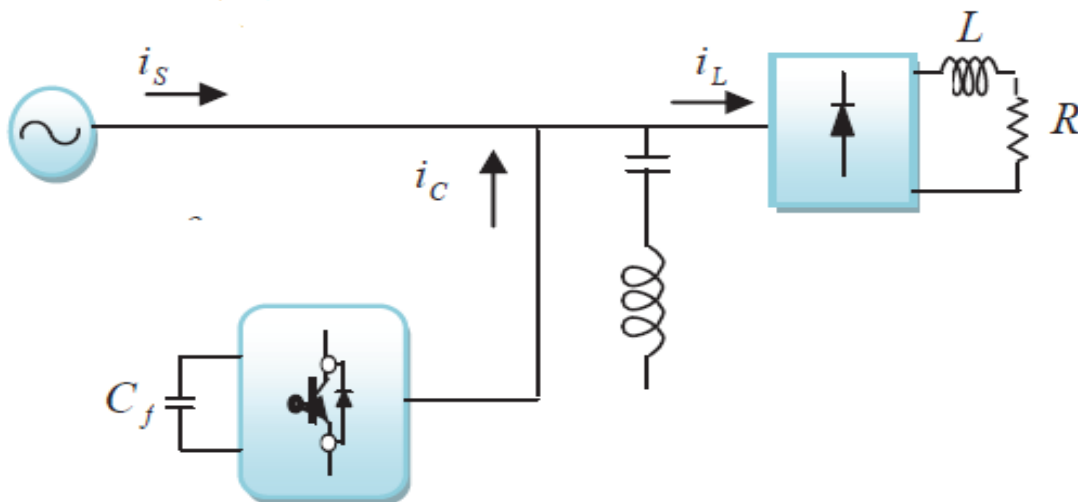


Figure I.16 : Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le tableau (I.5) [04] résume les différentes techniques de filtrage passif et/ou actif, permettant l'atténuation des tensions et courants harmoniques. Le filtre actif parallèle compense les courants et donc les tensions harmoniques engendrées par une charge non-linéaire tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur. Le filtre actif série compense uniquement les harmoniques de tension, l'UPQC est la solution universelle permettant la compensation des harmoniques courant et tension, ainsi que la compensation de l'ensemble des perturbations liées à la tension.

Tableau I.5 : Récapitulatif des méthodes de rejet des courants et de tensions harmoniques.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
Filtrage passif	Amélioration du THDi	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Risque de résonance</li> <li>● pas d'adaptabilité</li> </ul>
Filtrage actif parallèle	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Amélioration du THDi</li> <li>● Adaptabilité aux variations de la charge Et du réseau</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● pas d'amélioration de la forme de la tension</li> </ul>
Filtrage actif série	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Amélioration du THDv</li> <li>● Adaptabilité aux variations de la charge Et du réseau</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● pas d'amélioration de la forme du courant</li> </ul>
Filtrage universelle	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Amélioration du THDi et du THDv</li> <li>● Adaptabilité aux variations de la charge Et du réseau</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● réalisation difficile</li> </ul>

### I.7\_ Etat de l'art des filtres actifs :

Puisqu'ils constituent la structure maîtresse de ce mémoire, il s'avère important de décrire un bref historique sur l'évolution des filtres actifs parallèles avant de clôturer ce chapitre.

Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour la compensation de courants et/ou de tensions harmoniques dans les réseaux électriques basse tension depuis leur principe de compensation proposé par H.Sasaki et T.Machida en 1971 [10].

**En 1976 :** une première famille de filtre actif parallèle a été conçue à partir d'onduleur à transistor de puissance commandé 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 [01]. En effet, dans ces années-là, il était presque impossible de trouver, sur le marché, des interrupteurs de puissance capable de fonctionner aux fréquences de commutation et aux niveaux de puissance exigés par la réalité industrielle.

**En 1977 :** la conception d'un premier prototype de filtre actif parallèle à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation des courants harmoniques. Les onduleurs à base de thyristors présentent le problème de la génération de composantes non désirées sur le réseau électrique à la fréquence de commutation.

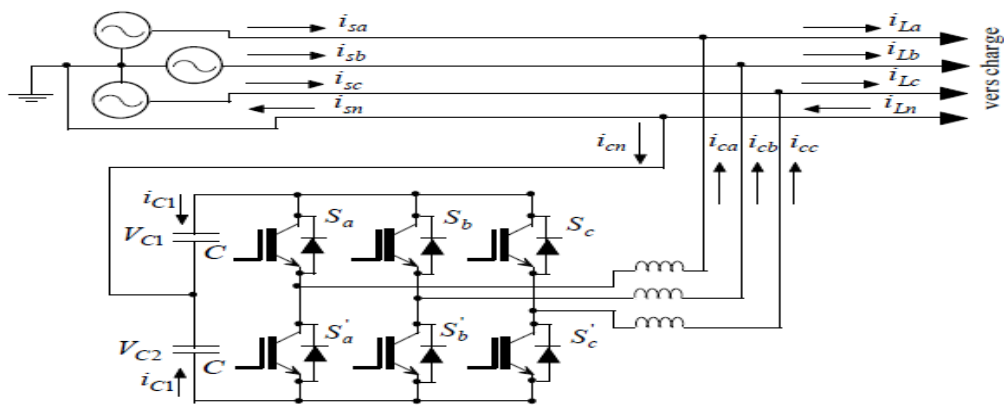
**En 1982 :** Suite l'importance progrès avec la commercialisation de composants d'électronique de puissance, le premier FAP de 800 kva, composé d'un commutateur de courant à MLI et thyristor GTO, a été installé pour la compensation des courants harmoniques.

**En 1990 :** les premiers travaux sur les filtres actifs à quatre fils sont exposés. Ces derniers présentent l'avantage d'éliminer le courant de surcharge dans le conducteur de neutre plus les avantages du filtre actif à 3 fils. Ce type de filtre est implémenté suivant deux structures de l'onduleur de tension [11] :

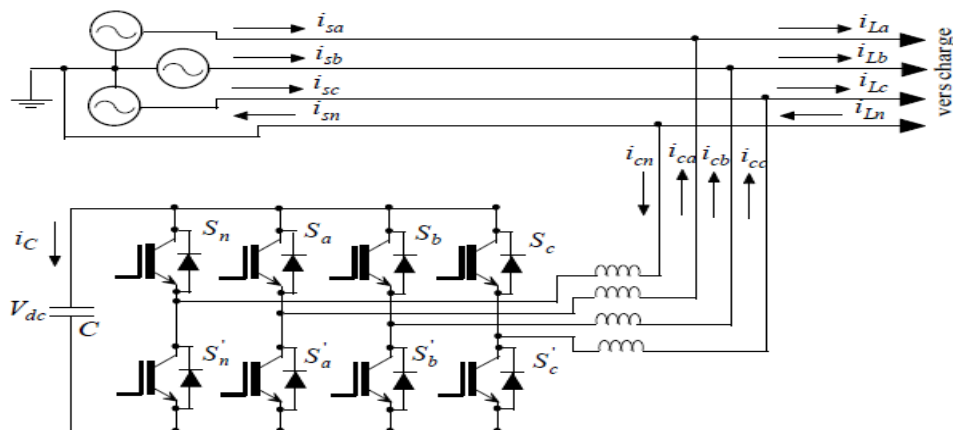
\_ Onduleur à trois bras dit TLSC-SVI (Three-Leg Split Capacitor Voltage-Source Inverter),

\_ Onduleur à quatre bras dit FLFB-VSI (Four-Leg Full Bridge Voltage-Source Inverter),

Dans la première structure le fil neutre du réseau est connecté au point milieu du système de stockage d'énergie composé de deux capacités en cascade. Tandis que dans la deuxième structure le fils neutre est connecté directement au quatrième bras de l'onduleur de puissance figure (I.17).



(a) Onduleur de tension type TLSC



(b) Onduleur de tension type FLFB

Figure (I.17) : Les structures de l'onduleur de tension à quatre fils



**En 1996 :** Les filtres actifs parallèle ont commencés à être commercialisés et installés à travers le monde et surtout au Japon, où dans cette année, il y'avait plus de cinq cent filtres actifs parallèles installés avec des puissances allant de 50 kva à 2MVA [02].

**En 1997 :** Le premier filtre actif à topologie multiniveaux (l'onduleur de puissance comporte plus de deux interrupteurs par bras) à point neutre clampé fut proposé par Aburto et Al. Ce dernier présente l'avantage de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance d'une part, et l'amélioration des qualités spectrales de la tension de sortie composée ici au moins à trois niveaux d'autre part. Dès lors, l'intérêt aux filtres actif multiniveaux, en vue de leur application industrielles en moyenne et forte puissance, n'a cessé de s'intensifier. En effet, en 1998 S.Round et Al proposèrent un FAP trois niveaux susceptible de dériver les harmoniques dans des sites commerciaux et industrielles. Ils démontrèrent que la topologie trois niveaux permet l'utilisation d'une inductance de sortie de plus petite valeur en comparaison à la topologie deux niveaux [12].

**En 2000 :** une nouvelle structure des filtres actifs à quatre fils est apparait. Celle-ci combine entre les deux structures TLSC-VSI et FLFB-VSI. Cette structure dite à FLSC (Four-Leg Split-Capacitor) est illustré sur la figure (I.18). Sensé avoir les avantages des deux topologies mais elle est très complexe [11].

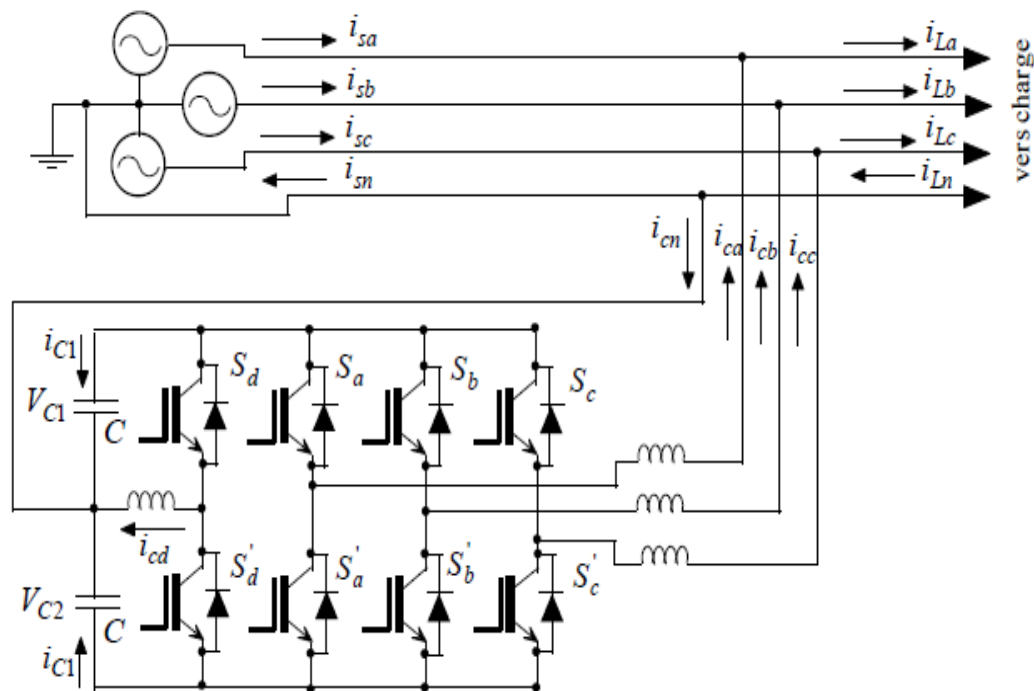


Figure (I.18) : Filtre actif parallèle à base d'onduleur de tension de type FLSC

**En 2003 :** l'auteur dans [13] propose une stratégie de contrôle du filtre actif monophasé à l'aide d'une transformation (dq) où les harmoniques de tension et de courant peuvent être obtenus précisément à travers le filtre passe bas.

**En 2004 :** P.C Tan et Al étudièrent et expérimentèrent un filtre actif hybride cinq niveaux dédiée à la compensation du déficit de puissance causé des locomotives électriques de 25 KV, ces dernières étant à base de thyristors, le filtre actif consistait alternativement en un filtre actif parallèle cinq niveaux à structure cascade ou à point neutre clampé à topologie réduite commandé par la commande hystérésis et en un filtre passif de faible taux absorbait les résonances harmoniques typique à de tels système de traction. Les résultats ont montré une croissance significative de la puissance transmise aux locomotives avec un moindre investissement [08].

**En 2005 :** L'introduction des techniques intelligente dans le contrôle du filtre actif parallèle, dans [17] l'auteur a proposé un filtre actif adaptatif contrôlé à l'aide des réseaux neuronaux artificiels, le réglage de la tension du condensateur est assuré par un régulateur PI. Ensuite, T.jin et al, ont exposé une multitude de topologie d'onduleurs de tension trois niveaux pouvant être appliquées comme filtre actif. Ces topologies initialement conçues afin de manipuler des courants bidirectionnels, étaient empruntées aux systèmes de commande des moteurs électriques et de compensation de l'énergie réactive [08].

**En 2006 :** l'auteur dans [16] a présenté une stratégie complète d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle améliorant les performances des systèmes classiques de dépollution des réseaux électriques. Basée sur des techniques neuromimétiques s'adaptent aux variations de charge, du réseau et donc aux fluctuations des perturbations harmoniques. Les résultats obtenus montrent que cet approche de commande possède l'avantage d'être facile à mettre en œuvre, de plus il est compatible avec des contraintes temps réel.

**En 2007 :** l'auteur dans [15] a proposé une commande par PI adaptatif de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle. Le régulateur adaptatif possède des gains de régulations variables en fonction de la valeur de l'erreur de régulation. Ce régulateur adaptatif est étudié à travers des tests de simulation pour prouver son efficacité.

Les résultats montrent l'amélioration des performances de réglage dynamique et statique de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle.

**En 2008,** l'auteur dans [18] a exposé une stratégie complète d'identification et de commande neuronale d'un onduleur de tension triphasé basée sur l'utilisation de techniques neuromimétiques. Cette approche de compensation se fait en deux étapes. La première étape identifie les courants harmoniques avec la méthode des courants diphasés à l'aide des réseaux de neurones du type Adaline. La deuxième étape injecte les courants harmoniques dans le réseau électrique en utilisant un régulateur PI neuronal. Les résultats de simulation démontrent l'additivité automatique aux fluctuations des perturbations harmoniques ainsi que l'efficacité et la robustesse de cette structure.

**En 2013 :** L'auteur dans [19] a proposé un schéma de commande basé sur la suppression de la PLL, le schéma de contrôle proposé est appliqué à la commande d'un filtre hybride parallèle (FHP) dédiée à la réduction du taux d'harmonique global de courant (THD). Il est basé sur l'algorithme du référentiel synchrone et comporte deux

boucles feedforwards dont l'une est accordée pour l'élimination du 5<sup>ème</sup> harmonique et l'autre pour l'élimination du 7<sup>ème</sup> harmonique avec l'utilisation des filtres multi-variables (FMVs) dans les différentes boucles de commande et la suppression totale de la boucle à verrouillage de phase. Les résultats obtenus montrent que la suppression de la PLL permet un allègement considérable de la commande.

**En 2014 :** l'auteur dans [21] a étudié l'impact d'une charge fortement capacitive sur la qualité de filtrage d'un FAP contrôlé par l'approche FMV. La simulation numérique montre que la méthode d'identification FMV est très efficace pour extraire les harmoniques de références individuellement ou globalement, il a obtenu aussi que le FAP s'applique mieux avec les charges à caractères inductives et ne convient pas avec les charges fortement capacitatives.

Dans la même année, l'auteur dans [22] décrit un générateur photovoltaïque connecté au réseau électrique en associant les fonctionnalités d'un filtre actif parallèle de puissance afin d'améliorer la qualité de l'énergie. Une commande directe en courant est proposée pour compenser les courants harmoniques ainsi que la puissance réactive au point de raccordement tout en injectant de la puissance active solaire vers le réseau. L'auteur a appliqué une méthode globale de recherche du point de puissance maximale de type perturbation et observation (P&O). Les résultats de simulations confirment la faisabilité du système et valide les différentes fonctionnalités affectées à l'onduleur de tension à savoir la compensation de la pollution harmonique, de la puissance réactive et le transfert du flux énergétique de la partie solaire PV vers le réseau électrique.

Finalement, en **2015** et Afin de minimiser les harmoniques du courant de source et de la tension de sortie, réduire l'amplitude du courant de neutre, éliminer le courant homopolaire, compenser la puissance réactive dans le réseau à quatre fils ainsi que minimiser les pertes de commutation dans les interrupteurs de l'onduleur de puissance, l'auteur dans [20] a proposé le schéma d'un filtre actif parallèle à quatre bras commandé par l'algorithme de la MLI vectorielle Tridimensionnel (SVM-3D) ainsi que le contrôle de la logique floue (FLC). Aussi, pour une bonne dynamique du filtre actif parallèle, les courants de référence sont générés par la théorie des puissances réelles, imaginaires et homopolaires ( $\alpha\beta 0$ ). Les résultats de simulation montrent la validité du comportement dynamique des contrôleurs proposés.

### **Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations affectant l'onde de tension du réseau électrique, nous avons illustré, en premier lieu, le phénomène des harmoniques, leurs caractéristiques, leurs sources, leurs conséquences et effets néfastes qui peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction de ces équipements. Dans le chapitre suivant, nous étudierons avec détails le filtre actif parallèle à structure tension.

## **Chapitre II**

# **Topologies et Stratégies de Contrôle-Commande du Filtre Actif Parallèle à Structure Tension**

**Introduction :**

Depuis quelques années, le filtrage actif fait l'objet de nombreux travaux de recherche afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes connectées aux réseaux électriques. Cette technique de compensation moderne utilise des systèmes de filtrage actif à base de convertisseurs statiques triphasés à deux et à trois niveaux.

Dans ce chapitre, nous allons rappeler, le principe de fonctionnement, la structure générale et les différentes topologies et stratégies de commande et de régulation des filtres actifs parallèles à structure tension. Nous étudions ensuite, les principaux blocs de la partie puissance, ainsi ceux de la partie contrôle-commande.

**II.1\_ Principe de fonctionnement et structure générale d'un FAP :**

Le FAP est branché en parallèle entre la source de tension et la charge non linéaire, il est constitué d'un convertisseur statique à base de semi-conducteur de puissance commandé, peut être considéré comme une source de courant car il injecte au niveau du point de raccordement au réseau des courants harmonique égaux en amplitude aux celles de la charge non linéaire mais en opposition de phase, ça signifie que leur somme est nulle. Le rôle du FAP est de compenser les courants harmoniques générés par les charges non linéaires.

Un FAP est constitué généralement de deux blocs, l'un de puissance et l'autre de contrôle-commande.

Le bloc de puissance contient :

- Un convertisseur de puissance (onduleur de puissance),
- Un système de stockage d'énergie,
- Un filtre de découplage au réseau (filtre de sortie).

Ainsi, le bloc de contrôle-commande ressemble les éléments suivants :

- L'identification des courants de références (perturbés),
- Un régulateur de la tension continue,
- Un régulateur du courant injecté sur le réseau par le filtre actif,
- Un système de commande de l'onduleur de puissance.

La nature du FAP suit celle du système de stockage d'énergie d'où si ce dernier est un condensateur, le FAP est dit à structure tension. Tandis que si le système de stockage d'énergie est à base d'une inductance, le FAP est nommé dans ce cas à structure courant.

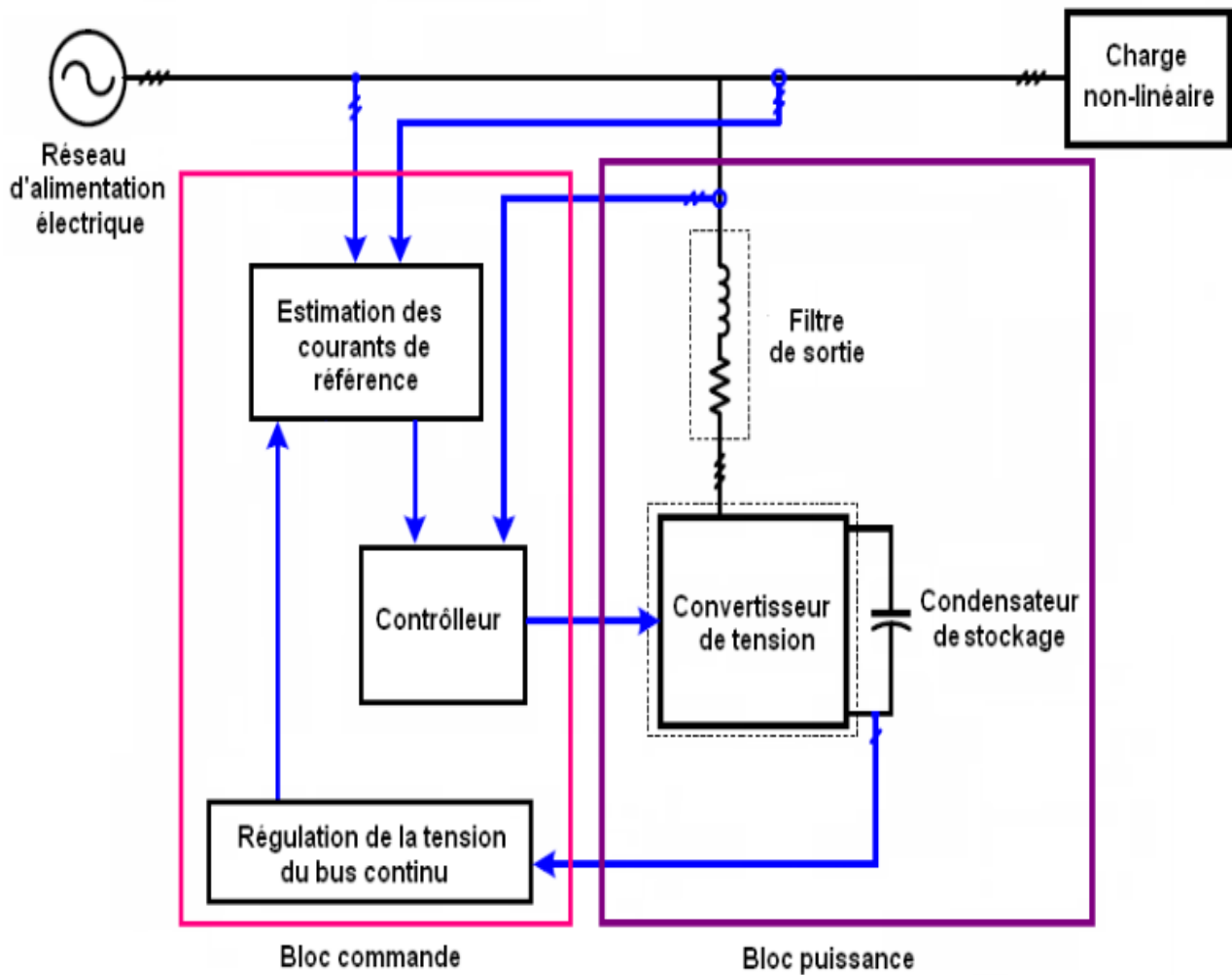


Figure (II.1) : Structure générale d'un FAP à structure tension

## II.2\_ Classification des filtres actifs parallèles FAPs :

En basant sur le nombre de phase, un FAP peut être :

- Monophasé ou triphasé,
- Avec et sans neutre raccordé,
- À base d'un convertisseur de tension ou un commutateur de courant.

On peut aussi classifier les FAPs à structure tension selon leur technologie et topologie, la topologie de puissance utilisée peut être :

- Un convertisseur de tension standard à deux niveaux,
- Un convertisseur de tension standard multi-niveaux (par exemple : convertisseur de tension standard à trois niveaux).

Il ya deux structures généraux des FAPs qui sont :

### II.2.1\_ FAP à structure tension :

L'onduleur de tension connecté en parallèle au réseau est illustré par la figure (II.2). Le condensateur C joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes  $V_c$  doit être positive et maintenue quasiment constante. [23]

L'onduleur de tension est relié au réseau par l'intermédiaire d'un filtre  $L_c$ . Deux rôles sont dévolus à ce filtre : d'une part transformer les variations de tension en variations de courant, d'autre part filtrer les fréquences de commutations des bras d'onduleur. Les interrupteurs de l'onduleur sont réversibles en courant. Ils sont constitués de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture en antiparallèle avec une diode.

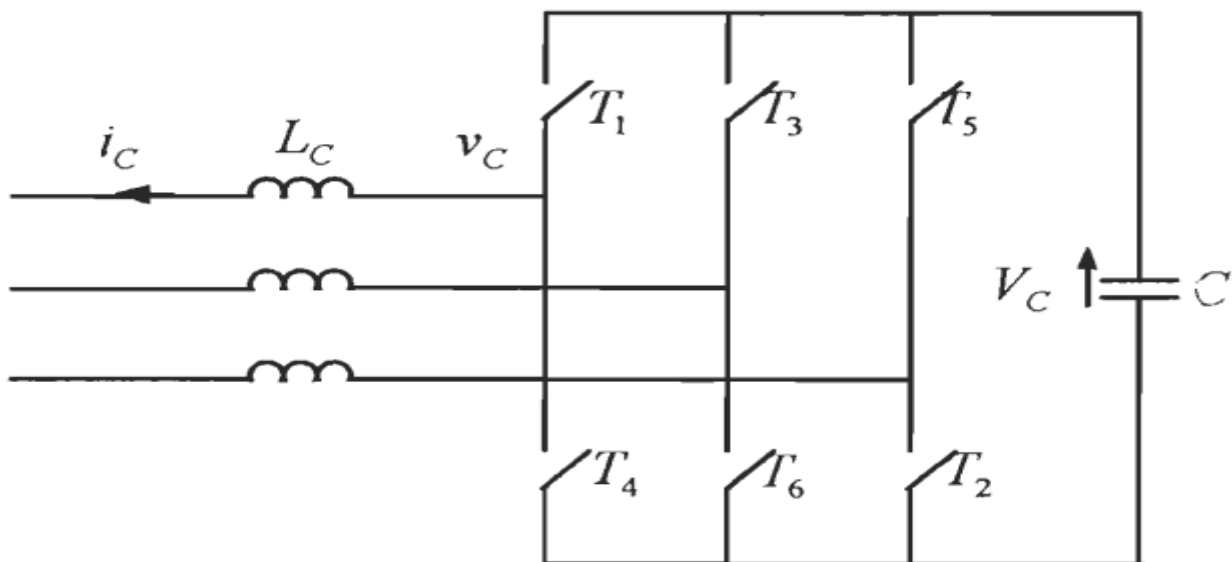


Figure (II.2) : FAP à structure tension

### II.2.2\_ FAP à structure courant :

La figure (II.3) représente le schéma de principe d'un onduleur de courant. L'inductance L joue le rôle d'une source de courant continu. Le courant  $I_c$  traversant cette inductance est maintenu quasiment constant pour ne pas dégrader les performances du filtre actif. [23]

L'onduleur de courant est relié au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas du second ordre constitué d'une inductance  $L_c$  et d'une capacité  $C_c$ . Les interrupteurs sont unidirectionnels. Ils sont formés par des transistors commandés à l'ouverture et à la fermeture. Ceux-ci ne pouvant supporter de tension inverse, ils nécessitent une diode en série.

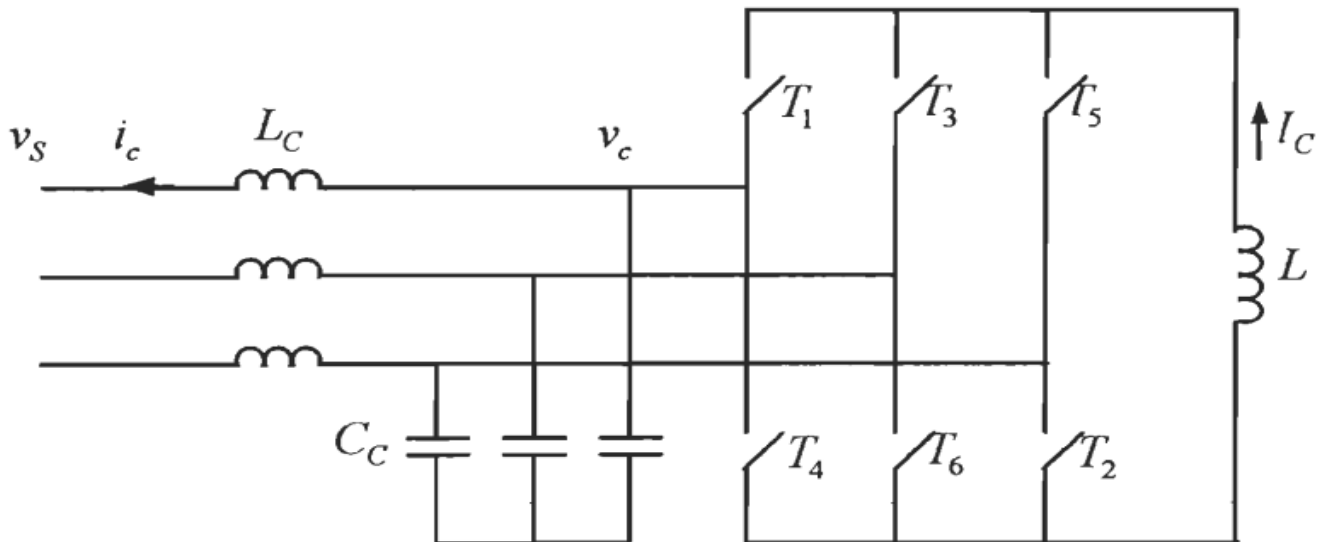


Figure (II.3) : FAP à structure courant

### II.2.3\_ Comparaison des deux structures :

- Pour les faibles puissances, le stockage de l'énergie dans un condensateur (structure tension) est plus efficace et moins coûteux.
- Pour les fortes puissances, le stockage de l'énergie dans une inductance (structure courant) est plus adapté.
- Les interrupteurs constituant un onduleur de tension doivent être protégés contre les surintensités tandis qu'un onduleur de courant nécessite une protection contre les surtensions. Cette dernière est plus complexe à réaliser technologiquement.

Au contraire, la structure tension pour des faibles ou moyennes puissances est plus simple à réaliser. Pour toutes ces raisons nous avons retenus à étudier le FAP à structure tension dans notre travail.

## II.3\_ Etude de la partie puissance :

### II.3.1\_ Différentes topologies du filtre actif parallèle à structure tension à deux niveaux : [04]

#### II.3.1.1\_ Convertisseur à structure tension à deux niveaux à trois bras :

C'est la configuration la plus répandue. Ici le montage est constitué de trois bras connectés en parallèle avec les trois phases du réseau triphasé, chaque bras comporte deux interrupteurs réversibles en courant qui sont des convertisseurs statiques à base de semi-conducteur commandé à l'ouverture et à la fermeture comportant une diode en antiparallèle, la capacité C joue le rôle d'une source de tension continue qui alimente le FAP. La tension Vdc à leurs bornes doit également constante pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs d'une part et Pour ne pas dégrader les performances et la qualité de filtrage d'autre part.



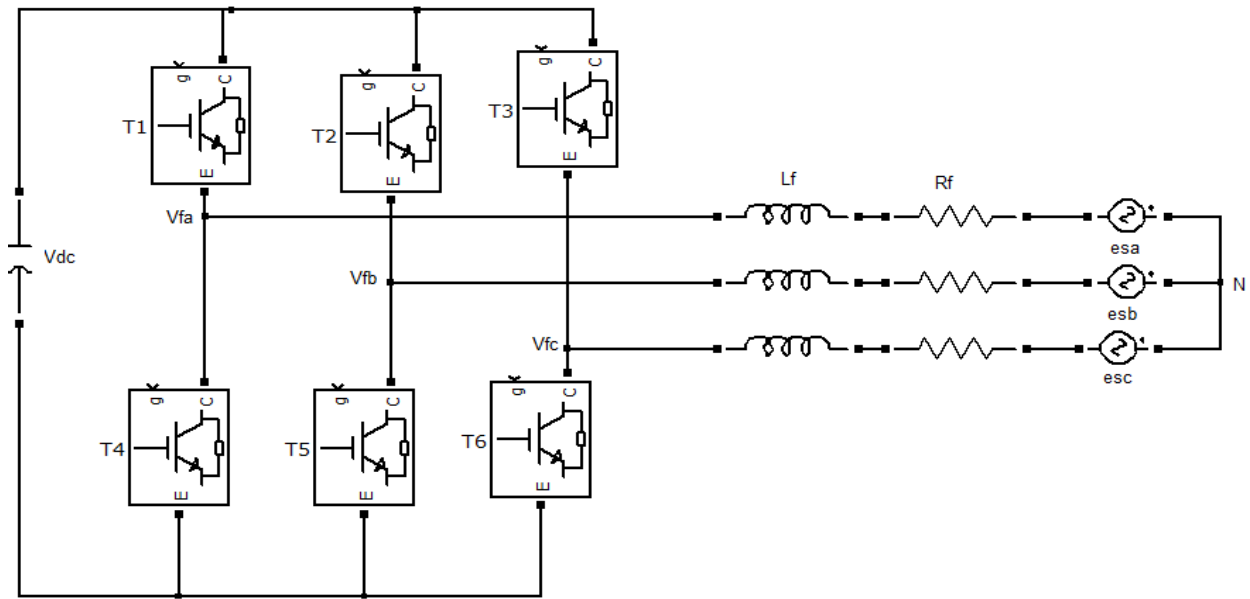


Figure (II.4) : Convertisseur à structure tension à trois bras

**II.3.1.2\_ Convertisseur à structure tension à deux niveaux à deux bras avec condensateur à point milieu :**

Dans cette topologie on distingue deux bras à quatre interrupteurs réversibles en courant et commandés à l'ouverture et à la fermeture comportant une diode en antiparallèle, le troisième bras est remplacé par deux condensateurs à point milieu qui ont le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes  $V_{dc}/2$  doit être maintenue constante.

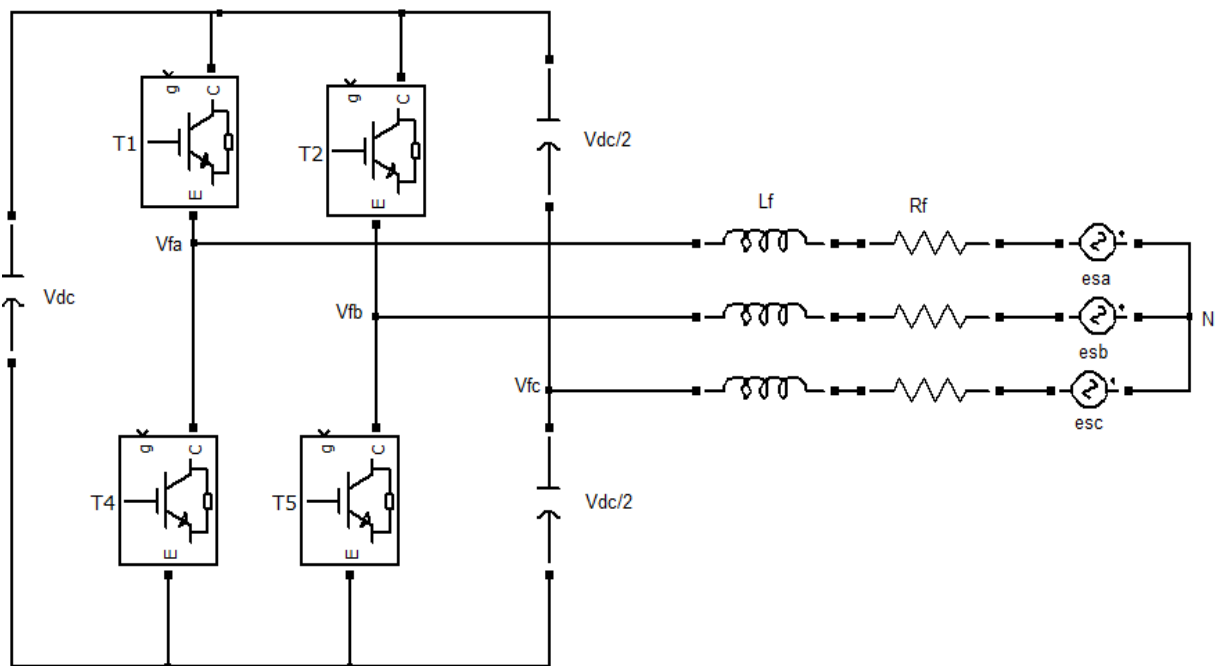


Figure (II.5) : Convertisseur à structure tension à deux bras  
avec condensateurs à point milieu

**II.3.1.3\_ Convertisseur à structure tension à deux niveaux à trois bras avec condensateur à point milieu :**

Cette topologie est constituée de six interrupteurs réversibles en courant et commandés à la fermeture et à l'ouverture, ils forment les trois bras du FAP reliés aux trois fils du réseau triphasé, le quatrième bras est constitué de deux condensateur à point milieu, cette dernière relié au neutre (quatrième fils) du réseau.

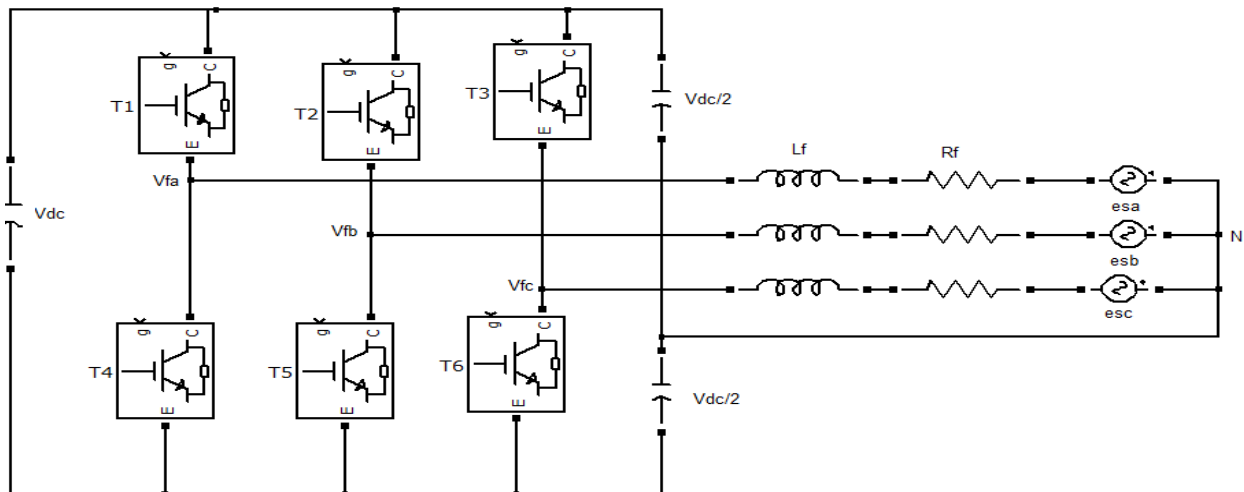


Figure (II.6) : Convertisseur à structure tension à trois bras avec Condensateurs à point milieu

**II.3.1.4\_ Convertisseur à structure tension à deux niveaux à quatre bras:**

Cette configuration a été proposée afin d'éviter le recours à un élément de stockage à point milieu. Elle est constituée de huit interrupteurs réversibles en courant et commandés à l'ouverture et à la fermeture. Les trois bras forment les bras d'un convertisseur de puissance. Le point milieu du quatrième bras est relié au neutre du réseau électrique.

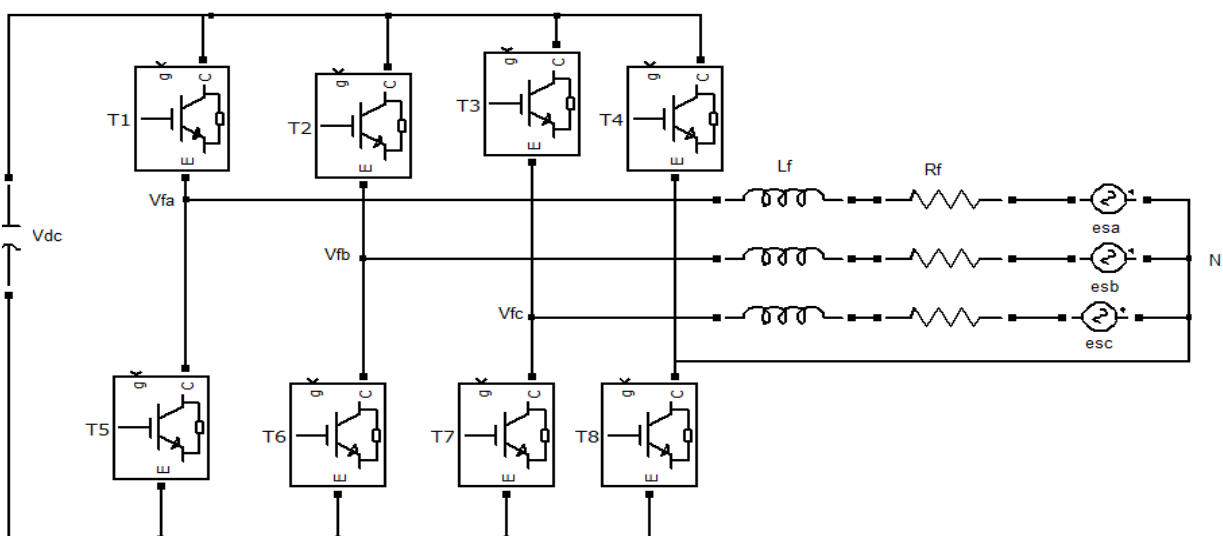


Figure (II.7) : Convertisseur à structure tension à quatre bras

### II.3.2\_ Le système de stockage d'énergie :

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur  $C_{dc}$  qui joue le rôle d'une source de tension continue  $V_{dc}$ . Le choix des paramètres de stockage ( $C_{dc}$  et  $V_{dc}$ ) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du FAP. En effet, une tension  $V_{dc}$  élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue  $V_{dc}$ , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de  $C_{dc}$ , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. La capacité  $C_{dc}$  se calcule de la relation simple suivante : [01]

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\varepsilon \cdot \omega_h \cdot V_{dc}} \quad (\text{II.1})$$

Avec  $\omega_h$  la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

### II.3.3\_ Le filtre de sortie (de découplage) :

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

- Assurer la dynamique du courant, c'est-à-dire réaliser l'égalité :

$$\frac{d}{dt} I_{h-ch} = \frac{d}{dt} I_{inj} \quad (\text{II.2})$$

Avec  $I_{h-ch}$  le courant harmonique de la charge et  $I_{inj}$  le courant injecté par le filtre actif.

- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

Le filtre de sortie est composé d'une inductance  $L_f$  de résistance interne  $R_f$ , il ne permet pas de satisfaire simultanément les deux critères de dimensionnement du filtre de sortie. En effet, seule une valeur relativement faible de  $L_f$  peut réaliser une bonne dynamique du filtre actif en satisfaisant l'égalité (II.2). Malheureusement une valeur faible de  $L_f$  permet à la majorité des composantes dues aux commutations de se retrouver côté réseau et par conséquent d'affecter les installations et les équipements électriques. Inversement, une valeur relativement élevée de  $L_f$  va empêcher ces composantes de se propager sur le réseau électrique mais affectera la dynamique du filtre actif et dégradera alors la qualité de compensation [01]. Le bon dimensionnement du filtre de sortie du premier ordre dépendra donc du compromis à trouver entre la dynamique et l'efficacité du filtre actif parallèle.

## II.4\_ Etude de la partie contrôle-commande :

### II.4.1\_ Identification des courants perturbateurs :

La qualité de la compensation des harmoniques de courant dépend fortement des performances de la méthode d'identification utilisée. En effet, un système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer un filtrage satisfaisant si les courants harmoniques sont mal identifiés [04]. Trois possibilités d'identifications des courants perturbateurs peuvent être utilisés : [05]

- Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante.
- Identification à partir de la détection du courant de la source.
- Identification à partir de la détection de la tension de la source.

Les différentes méthodes d'identification des courants perturbateurs peuvent être regroupées en deux familles :

#### ● Identification dans le domaine fréquentiel :

Basé sur la transformée de Fourier rapide pour extraire les harmoniques de courants. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande capacité de calcul.

#### ● Identification dans le domaine temporel :

Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental ou de certains harmoniques du reste des harmoniques par le filtrage. L'avantage de ces méthodes est qu'elles permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes fréquentielles.

Parmi ces méthodes on cite ici les plus importantes :

- Méthode des puissances actives et réactives instantanées PQ,
- Méthode du référentiel lié au synchronisme SRF,
- Méthode de détection synchrone des courants de référence,
- Méthode du courant instantanés dq.

#### II.4.1.1\_ Méthode des puissances active et réactive instantanées PQ :

##### II.4.1.1.1\_ Généralités sur la théorie des puissances active et réactive instantanées :

Le principe de cette méthode est basé sur le passage de système triphasé constitué par les tensions simples et les courants de lignes à un système biphasé ( $\alpha, \beta$ ) en utilisant la transformation de Concordia.

Notons que ( $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$ ) et ( $i_{cha}$ ,  $i_{chb}$ ,  $i_{chc}$ ) les tensions simples et les courants de lignes du système triphasé équilibré dans le repère abc.

Les expressions des tensions ( $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$ ) et des courants ( $i_{ch\alpha}$ ,  $i_{ch\beta}$ ) dans le repère biphasé ( $\alpha$ - $\beta$ ) calculées en utilisant la transformation de Concordia sont données par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$i_0$  et  $V_0$  les composantes homopolaires de la tension et du courant du système.

La puissance active instantanée est calculée par la relation suivante :

$$\mathcal{P}(t) = V_{sa} \cdot i_{cha} + V_{sb} \cdot i_{chb} + V_{sc} \cdot i_{chc} = \mathcal{P}(t) + \mathcal{P}0(t)$$

Avec :

$\mathcal{P}(t)$  est la puissance active instantanée.

$\mathcal{P}0(t)$  est la puissance homopolaire instantanée.

$$\mathcal{P}(t) = V_{s\alpha} \cdot i_{ch\alpha} + V_{s\beta} \cdot i_{ch\beta} \quad (\text{II.5})$$

$$\mathcal{P}0(t) = V_0 \cdot i_0$$

On peut séparer les composantes homopolaires du courant ou de tension du système triphasé et les expressions matricielles précédentes deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

De même, on peut calculer la puissance réactive instantanée de la relation suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{sa} - V_{sb}) \cdot i_{chc} + (V_{sb} - V_{sc}) \cdot i_{cha} + (V_{sc} - V_{sa}) \cdot i_{chb}] \quad (\text{II.7})$$

$$q(t) = V_{s\alpha} \cdot i_{ch\beta} - V_{s\beta} \cdot i_{ch\alpha} \quad (\text{II.8})$$

En utilisant les relations (II.5), (II.7) et (II.8), nous pouvons exprimer les puissances actives et réactives instantanées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \\ -V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Les puissances active et réactive instantanées peuvent s'écrire comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$\bar{p}$  et  $\bar{q}$  sont les composantes continus de p et q liées aux fondamentaux,

$\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  sont les composantes alternatives de p et q liées aux harmoniques.

#### II.4.1.1.2\_ Calcul des courants de référence :

Les expressions des composantes  $i_{ch\alpha}$  et  $i_{ch\beta}$  du courant de charges sont déduit à partir de la relation (II.9) :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \\ -V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

En remplaçons la relation (II.10) dans la relation (II.11) on obtient :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\nabla} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\nabla} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Ou sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\nabla} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\nabla} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\nabla} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + p_c \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Courant actif          courant réactif          courant harmonique

Avec :

$\nabla = V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2$  Supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

Cette expression montre que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) revient à séparer les termes continus des puissances active et réactive instantanées. Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits les courants de références (iref), sont calculés à partir de la transformation  $\alpha$ - $\beta$  inverse donnée par la relation :

$$\begin{bmatrix} i_{cha-ref} \\ i_{chb-ref} \\ i_{chc-ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

**II.4.1.1.3\_ Séparation des puissances :**

Il est évident, d’après la relation (II.13), que pour identifier une des trois composantes, par exemple les courants harmoniques, les parties alternatives des puissances actives et réactives doivent être séparées des parties continues. Cette séparation peut être réalisée en utilisant l’un des deux artifices de filtrage illustrés sur la figure (II.8) [08].

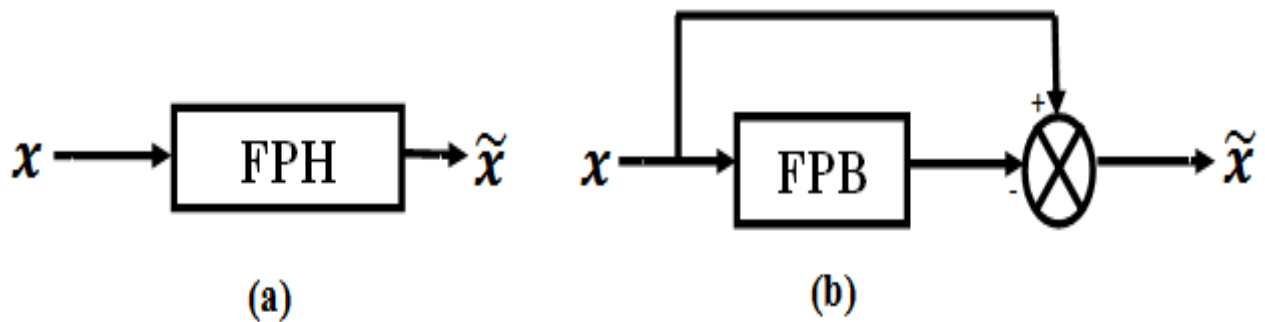


Figure (II.8) : Schéma de principe des filtres utilisés pour l’extraction des composantes alternatives p et q

**II.4.1.1.4\_ Algorithme d’identification :**

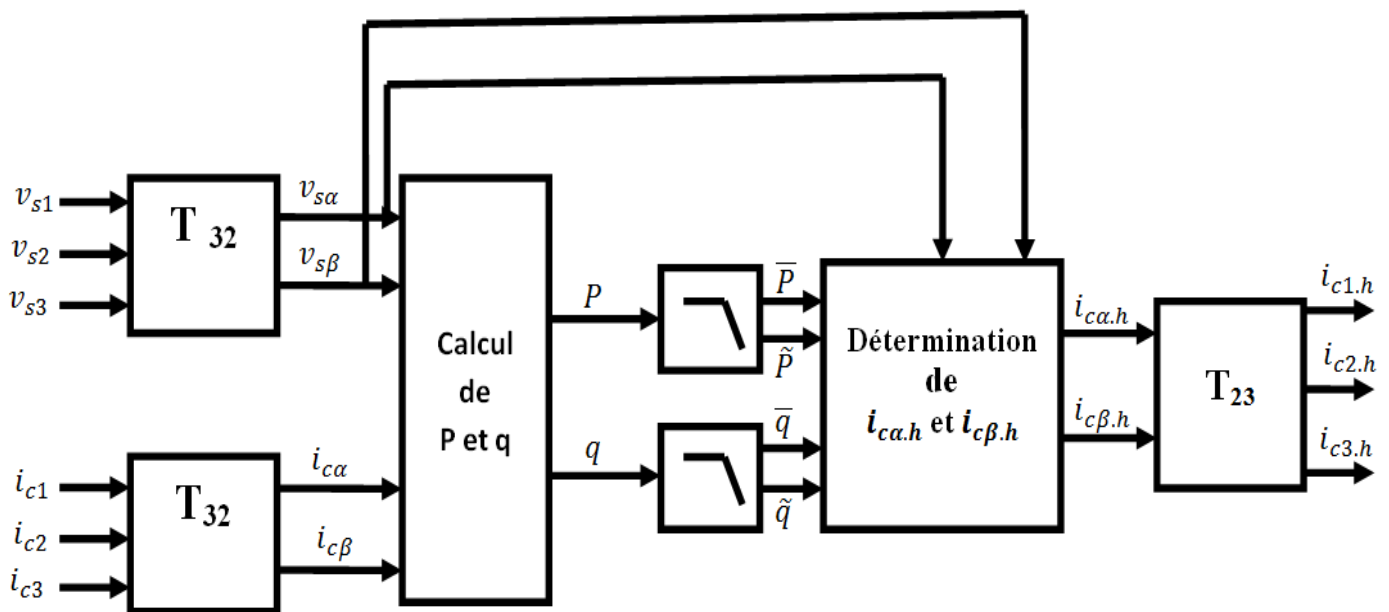


Figure (II.9) : Algorithme d’identification de la méthode Des puissances actives et réactives instantanées

### II.4.1.2\_ Méthode de détection synchrone des courants de référence :

Cette méthode repose sur la génération des courants de référence synchrone avec les trois tensions de la source. Elle ne nécessite pas une PLL et permet d'obtenir des meilleures performances en particulier dans le cas où la tension réseau n'est pas perturbée. Elle nécessite moins de calcul par rapport les autres méthodes d'identifications. Les courants de référence doivent être sinusoïdaux et en phase avec les tensions de la source.

Les tensions de la source sont :

$$\begin{cases} V_{sa}(t) = V_{sm} \cdot \sin(\omega t) \\ V_{sb}(t) = V_{sm} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc}(t) = V_{sm} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$V_{sm}$  est l'amplitude maximale de la tension d'alimentation du réseau électrique.

L'amplitude maximale du courant alternatif de référence de la source  $I_{sm}^*$  est donnée par la relation :

$$I_{sm}^* = I_{smp}^* + I_{smd}^* \quad (\text{II.16})$$

$$\text{Avec : } I_{smp}^* = \frac{2P_{moy}}{3V_{sm}} \quad (\text{II.17})$$

En comparant la tension continue  $V_{dc}$  avec la tension de référence  $V_{dc-ref}$  on obtient un écart. Ce dernier est injecté dans un régulateur pour générer la composante du courant  $I_{smd}^*$  qui a le rôle de maintenir de la tension aux bornes du condensateur  $C_{dc}$ . [04]

On définit les signaux sinusoïdaux unitaires du courant par la relation suivante :

$$\begin{cases} i_{ua}(t) = V_{sa}/V_{sm} \\ i_{ub}(t) = V_{sb}/V_{sm} \\ i_{uc}(t) = V_{sc}/V_{sm} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Les courants de référence désirés de la source alternative peuvent être calculés de la manière suivante :

$$\begin{cases} i_{sa}^*(t) = i_{sm}^* \cdot i_{ua}(t) \\ i_{sb}^*(t) = i_{sm}^* \cdot i_{ub}(t) \\ i_{sc}^*(t) = i_{sm}^* \cdot i_{uc}(t) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Ainsi, pour obtenir les courants de compensation ( $i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$ ) il suffit de calculer la différence entre les courants de référence de la source et ceux absorbés par la charge comme le montre la relation (II.20).

$$\begin{cases} i_{ca}^*(t) = i_{sa}^*(t) - i_{La}(t) \\ i_{cb}^*(t) = i_{sb}^*(t) - i_{Lb}(t) \\ i_{cc}^*(t) = i_{sc}^*(t) - i_{Lc}(t) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$



La figure (II.10) présente l'algorithme d'identification de la méthode de détection des courants de référence.

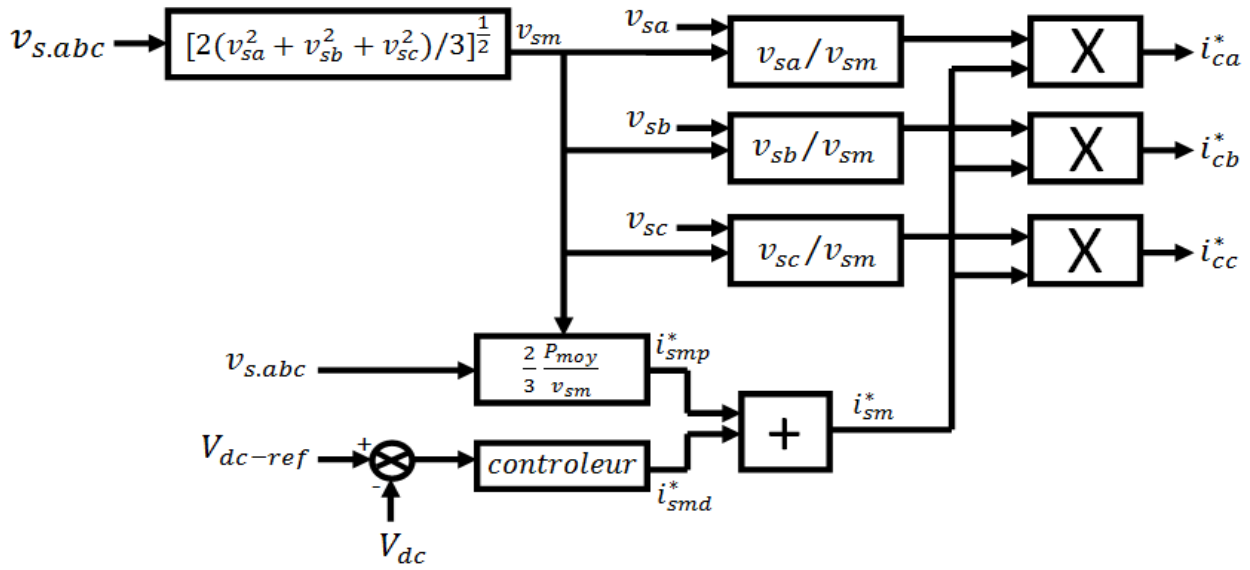


Figure (II.10) : Algorithme d'identification de la méthode de détection des courants de référence

**II.4.1.3\_ Méthode du référentiel lié au synchronisme :** cette méthode repose sur la transformée de Park et elle est basée essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une PLL. Elle a l'avantage d'être insensible aux perturbations de la tension du réseau. Dans cette méthode les courants de référence sont obtenus directement à partir des courants de la charge polluante. Cependant, une transformation du plan  $(\alpha-\beta)$  vers le référentiel  $(d-q)$  des signaux en sinus et cosinus (créés par une PLL) synchronisés avec les tensions simples du réseau est indispensable. [04]

L'expression des courants de charge dans le système biphasé  $(\alpha-\beta)$  à partir de leurs expressions dans le système triphasé  $(abc)$  est donnée par la transformation de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

Les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont calculés en utilisant la transformation  $(\alpha-\beta) \rightarrow (d-q)$  :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

Avec  $\theta$  est la position angulaire de la tension fondamentale du réseau estimée par la PLL.

Les courants  $i_d$  et  $i_q$  peuvent être décomposés en une composante continue liée au fondamentale et une composante alternative liée aux harmoniques.

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (II.23)$$

De la relation (II.22), on peut exprimer les composantes du courant dans le système ( $\alpha$ - $\beta$ ) par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

En remplaçons la relation (II.23) dans (II.24), on obtient :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

Enfin, les expressions des courants de référence  $i_{\alpha-ref}$  et  $i_{\beta-ref}$  selon les axes ( $\alpha$ - $\beta$ ) sont :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d + i_{dc} \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

Les courants de référence dans le système triphasé (abc) sont donnés par la transformation inverse de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \\ i_{c-ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

La figure (II.11) représente l'algorithme d'identification de la méthode du référentiel lié au synchronisme.

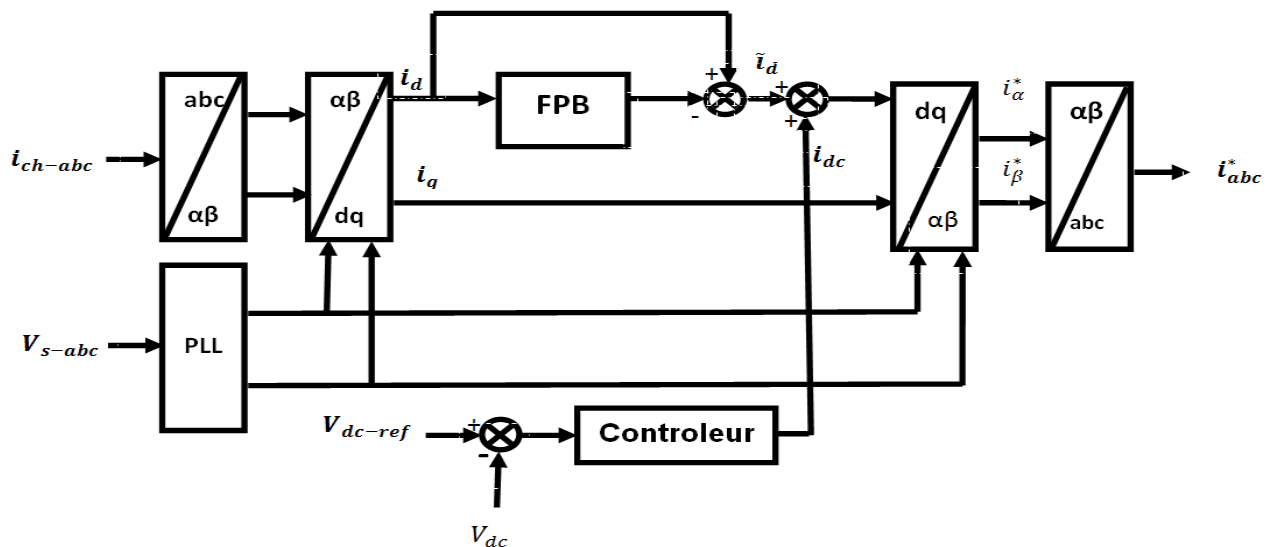


Figure (II.11) : Algorithme d'identification de la méthode du référentiel lié au synchronisme

**II.4.1.4\_ Méthode du courant instantané dq :** le courant de la charge est transformé dans un repère tournant en utilisant la transformé de Park. Les courants obtenus sont composés d'une composante continue, liée au fondamental, et une composante alternative, liée aux harmoniques. Les deux composantes du courant peuvent être séparées à l'aide d'un filtre passe-haut ou un filtre passe-bas, avec le minimum d'atténuation et de

déphasage possible des harmoniques identifiés. Pour réaliser cette étape, un filtre d'ordre élevé est souhaité. Cependant, ce type de filtre est difficile à implanter en pratique.

Dans notre travail, La méthode d'identification utilisée est celle appelée méthode des puissances actives et réactives instantanées. Car elle est d'une grande souplesse en permettant de commander le filtre soit par les courants fondamentaux  $i_s$  ou les courants harmoniques  $I_h$  et offre plusieurs modes de compensation.

- Mode 1 : la compensation des courants harmoniques.
- Mode 2 : la compensation des courants réactifs.
- Mode 3 : la compensation des courants harmoniques et réactifs.

Pour sélectionner le mode de compensation il suffit d'exploiter les composantes de puissance qu'ils lui sont associés. Les puissances associées aux différents modes de compensations sont représentées sur le tableau (II.1) ci-dessous. [24]

Tableau (II.1) : les puissances associées aux différents modes de compensations.

	Commandes-en $i_s$		Commandes-en $I_{ch}$	
	P	q	P	q
Compensation des courants harmoniques	$\tilde{p}$	$\tilde{q}$	$\bar{p}$	$\bar{q}$
Compensation des courants réactifs	0	$\bar{q}$	$\bar{p}+\tilde{p}$	$\tilde{q}$
Compensation des courants harmoniques et réactifs	$\tilde{p}$	$\bar{q}+\tilde{q}$	$\bar{p}$	0

#### II.4.1.5\_ Le système à base de PLL :

La technique PLL est la plus utilisée pour l'extraction de la composante directe de la tension du réseau. C'est un système asservi comprenant un régulateur (PID, RST, RST<sub>amélioré</sub>, ...) pour la détection de la pulsation directe de la tension et utilisant une transformation pour passer dans le repère de Park. [25]

Les tensions mesurées au point de raccordement sont données par le système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_d \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ \sin(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_d - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Avec :  $\theta_d = \omega_d t + \delta_d$

$\omega_d$  Pulsation de la tension directe du réseau,  $\delta_d$  l'angle de la composante directe de la tension du réseau.

Les composantes de tension directe dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , sont données par la transformation de Concordia :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Après calcul, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}(\theta_d) \\ V_{s\beta}(\theta_d) \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_d \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ -\cos(\theta_d) \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Et leurs expressions dans le repère tournant synchrone (d, q) ont la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd}(\tilde{\theta}_d) \\ V_{sq}(\tilde{\theta}_d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\tilde{\theta}_d) & \sin(\tilde{\theta}_d) \\ -\sin(\tilde{\theta}_d) & \cos(\tilde{\theta}_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

D'où on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sd}(\tilde{\theta}_d) \\ V_{sq}(\tilde{\theta}_d) \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_d \begin{bmatrix} \sin(\theta_d - \tilde{\theta}_d) \\ -\cos(\theta_d - \tilde{\theta}_d) \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_d \begin{bmatrix} \sin(\Delta\theta_d) \\ -\cos(\Delta\theta_d) \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

L'asservissement de phase sera réalisé lorsque  $\Delta\theta = 0$ , dans ce cas, l'angle de la tension du réseau  $\theta_d$  et l'angle estimée  $\tilde{\theta}_d$  sont égaux. Ainsi, nous pouvons écrire :

$$V_{sd} = 0 \text{ et } V_{sq} = -\sqrt{3}V_d \quad (\text{II.33})$$

Dans la relation (II.33), on remarque que pour obtenir, dans le même temps l'angle et l'amplitude de la tension directe ( $\theta_d, V_d$ ), la tension directe  $V_{sd}$  doit être nulle. Cela implique que la tension directe de référence  $V_{d\_ref}$  doit être nulle. Après avoir verrouillé, nous utilisons ces paramètres ( $\theta_d, V_d$ ) pour reconstituer la composante directe triphasée de la tension ( $V_{d123}$ ) qui serait égale à la tension du réseau ( $V_{s123}$ ), si celle-ci était saine (sinusoïdale et équilibrée). La figure (II.12) donne la structure générale du système à base de PLL.

Le régulateur PI est exprimé de la façon suivante :

$$\text{PI}(s) = k_p + \frac{K_i}{s} = k_p \left( \frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \quad (\text{II.34})$$

De l'équation (II.32), on a :

$$V_{sd} = \sqrt{3}V_d \sin(\theta_d - \tilde{\theta}_d) \quad (\text{II.35})$$

Supposons que l'angle de phase ( $\theta_d - \tilde{\theta}_d$ ) est petit, ce qui donne l'approximation :

$$V_{sd} = \sqrt{3}V_d(\theta_d - \tilde{\theta}_d) \quad (\text{II.36})$$

Donc la pulsation estimée  $\omega_{de}$  prend la forme :

$$\tilde{\omega}_d = \text{PI}(s) \cdot \sqrt{3}V_d(\theta_d - \tilde{\theta}_d) \quad (\text{II.37})$$

La fonction de transfert de ce système est donnée par :

$$\frac{\tilde{\theta}_d}{\theta_d} = \frac{\sqrt{3}V_d k_p \cdot \left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right)^{\frac{1}{s}}}{1 + \sqrt{3}V_d k_p \cdot \left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right)^{\frac{1}{s}}} \quad (\text{II.38})$$

Un système de seconde ordre donné par :

$$F(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.39})$$

L'identification des deux relations (II.38) et (II.39) donne les paramètres de  $k_p$  et  $\tau_i$  :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\omega_n}{\sqrt{3}V_d} \\ \tau_i = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Pour de bonnes performances de filtrage on prend :  $\xi = 0.707$ ,  $f_n = 50$  hz.

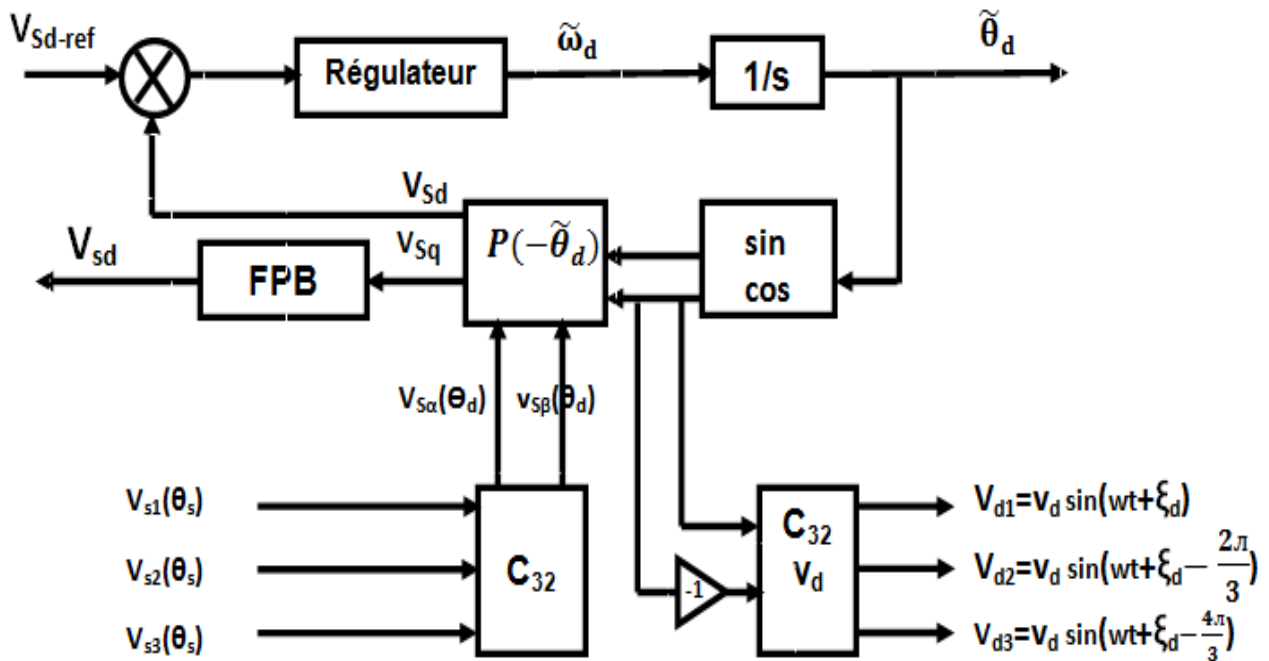


Figure (II.12) : Schéma globale du système à base de PLL

### II.4.2\_ Régulation de la tension continue Vdc:

La tension moyenne Vdc aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. La principale cause susceptible de la modifier est les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie). La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur s'ajoute à un signe près, à la

puissance perturbatrice  $p$  et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi  $V_{dc}$ . La puissance  $P_c$  représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension  $V_{dc}$  égale à la valeur de la tension de référence souhaitée ( $V_{dc-ref}$ ). Le régulateur utilisé ici est un régulateur proportionnel simple  $K_c$ .

En négligeons les pertes de commutation dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante : [05]

$$P_c = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.41})$$

Notons que la relation (II.41) est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension  $V_{dc}$  autour de sa référence  $V_{dc-ref}$ . Elle peut être linéarisée à travers les relations suivantes :

$$P_c = C_{dc} \cdot V_{dc-ref} \cdot \frac{d}{dt} (V_{dc}) \quad (\text{II.42})$$

En introduisant la transformée de Laplace à la relation (II.42), on obtient :

$$P_c(s) = C_{dc} \cdot V_{dc-ref} \cdot s \cdot V_{dc}(s) \quad (\text{II.43})$$

Et par conséquent, la tension continue aux bornes du condensateur de stockage d'énergie déduite de la relation précédente est :

$$V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{C_{dc} \cdot V_{dc-ref} \cdot s} \quad (\text{II.44})$$

A partir de la relation (II.44) et en prenant en compte le régulateur proportionnel  $K_c$ , la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par le schéma de la figure (II.13). Le choix de paramètre  $K_c$  aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

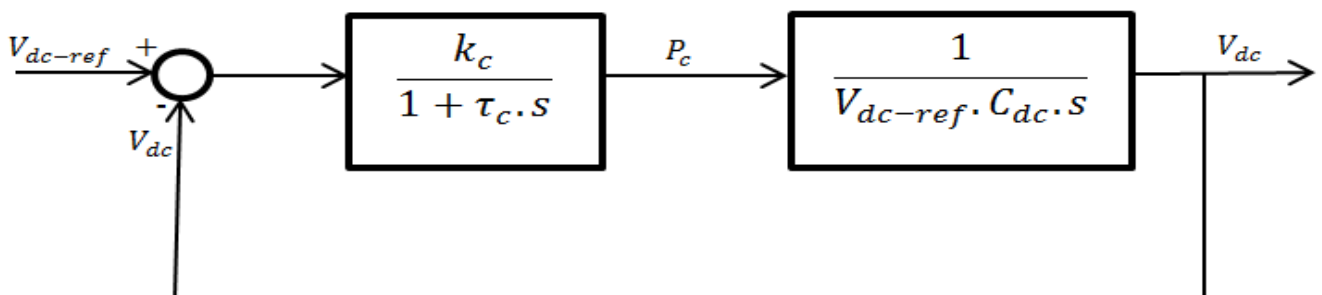


Figure (II.13) : Boucle de régulation de la tension continue

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$F_{pi}(s) = \frac{k_c}{1 + \tau_c \cdot s} \quad (\text{II.45})$$

Et celle de l'ensemble régulateur-filtre passe bas en boucle fermée est :

$$F_v(s) = \frac{(k_c/V_{dc-ref} \cdot C_{dc} \cdot \tau_c)}{s^2 + \frac{1}{\tau_c}s + (k_c/V_{dc-ref} \cdot C_{dc} \cdot \tau_c)} \quad (\text{II.46})$$

La fonction de transfert en boucle fermée d'un système du second ordre est donnée par :

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\varepsilon_c \omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II.47})$$

Alors, les paramètres du régulateur PI sont donnés par :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{k_c}{V_{dc-ref} C_{dc} \tau_c}} \quad (\text{II.48})$$

$$\varepsilon_c = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{V_{dc-ref} C_{dc}}{k_c}} \quad (\text{II.49})$$

### II.4.3 Régulation du courant injecté par le filtre actif parallèle :

En négligeant les effets du condensateur  $C_f$  et des résistances du filtre de sortie sur le courant de référence  $I_{inj}$  (pour les harmoniques basses fréquences qui sont loin de la fréquence de commutation), nous pouvons écrire la relation suivante caractérisant le courant du filtre actif  $I_{inj}$  :

$$L_f \frac{d}{dt} I_{inj} = V_f - V_s \quad (\text{II.50})$$

Notons par  $\Delta I_f$  la différence entre le courant de référence et le courant mesuré.

$$\Delta I_f = I_{ref} - I_{inj} \quad (\text{II.51})$$

En introduisant la relation (II.51) dans (II.50), nous obtenons l'expression ci-dessous :

$$L_f \frac{d}{dt} \Delta I_f = (V_s + L_f I_{ref}) - V_f \quad (\text{II.52})$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (II.52) peut être défini comme tension de référence ( $V_{f-ref}$ ), ce qui nous donne la relation suivante :

$$V_{f-ref} = V_s + L_f \frac{d}{dt} I_{ref} \quad (\text{II.53})$$

L'écart entre  $V_{f-ref}$  et  $V_f$  produit alors une erreur sur le courant, selon la relation (II.53), 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 référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant comme le montre la figure suivante. [05]

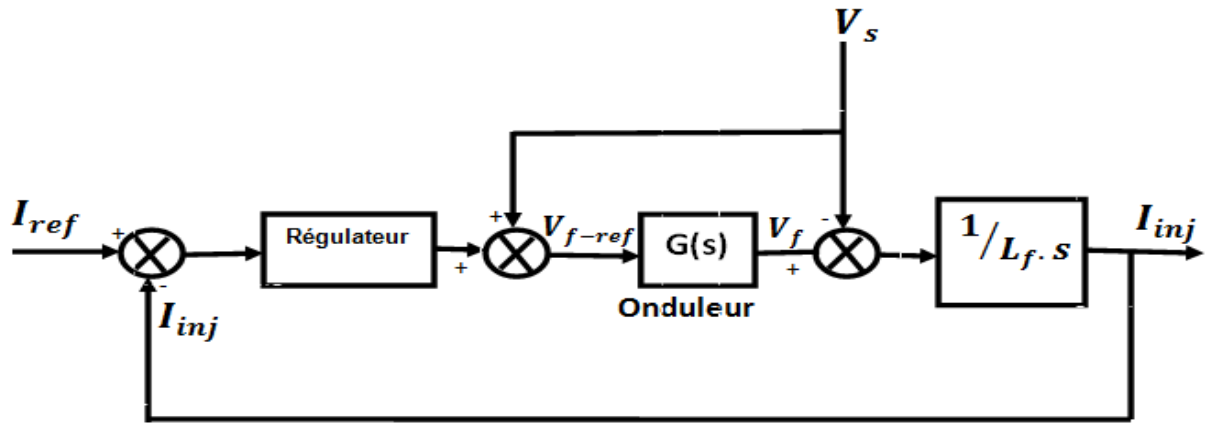


Figure (II.14) : Schéma de principe de régulation des courants du FAP

Dans la gamme des fréquences des courants harmoniques à compenser, l'onduleur de tension à commande MLI peut être grossièrement modélisé par un gain  $G_0$  comme suit :

$$G_0 = \frac{V_{dc}}{V_p} \tag{II.54}$$

Avec :

$V_{dc}$  La tension cotée continu de l'onduleur.

$V_p$  L'amplitude de la porteuse triangulaire.

Pour que  $V_f$  soit égale à  $V_{f-ref}$ , nous choisissons  $G_0$  égale à 1. Le schéma de la régulation de ce courant peut alors se simplifier, comme montre la figure (II.15).

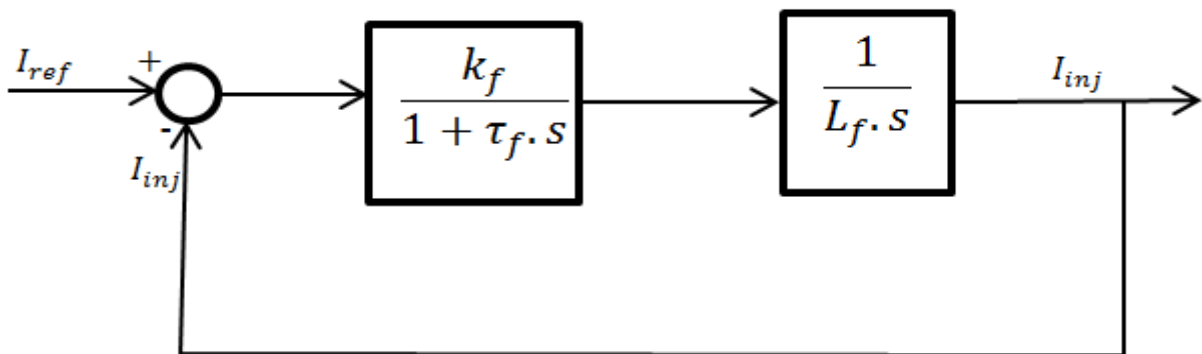


Figure (II.15) : Boucle de régulation des courants du FAP

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma simplifié est :

$$F_i(s) = \frac{(k_f / \tau_f L_f)}{s^2 + \frac{1}{\tau} s + (k_f / \tau_f L_f)} \tag{II.55}$$



Cette dernière est identique à celle d'un système du second ordre donnée par :

$$F_{pi}(s) = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\varepsilon_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (\text{II.56})$$

Ce qui donne les valeurs des paramètres  $k_f$  et  $\tau_f$  du régulateur PI :

$$\omega_i = \sqrt{\frac{k_f}{L_f \cdot \tau_f}} \quad (\text{II.57})$$

$$\varepsilon_i = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_f}{k_f \cdot \tau_f}} \quad (\text{II.58})$$

#### II.4.4\_ Commande de l'onduleur de puissance :

L'onduleur de puissance est un convertisseur statique du domaine de l'électronique de puissance. Il assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative. Il fonctionne en commutation forcée. Il est conçu généralement à base de transistors (IGBT, GTO, MOSFET, ...). L'onduleur est formé de trois bras indépendants ou chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires, chaque interrupteur est présenté comme une paire transistor-diode en antiparallèle.

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance. Les principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- Commande en pleine onde,
- Commande par hystérésis,
- Commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

##### II.4.4.1\_ Commande en pleine onde : [06]

C'est la stratégie de commande la plus simple à mettre en œuvre. Par contre la tension de sortie est très riche en harmoniques de rang faible et donc de fréquence basse. Le filtrage est difficile dans ce mode de commande. Les interrupteurs travaillent à la fréquence des grandeurs électriques de sortie. Pour un convertisseur à deux états, un seul point de fonctionnement est possible en pleine onde, la durée de conduction est égale à une demi période.

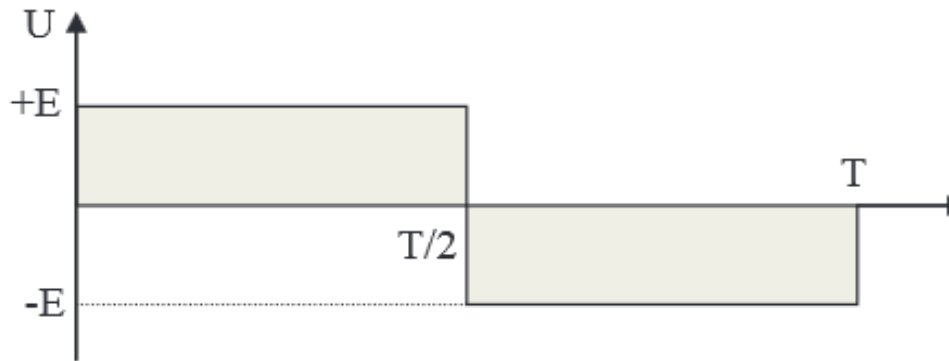


Figure (II.16) : Allure des potentiels de phase lors d'un fonctionnement en pleine onde

$T_1$  Est commandé entre 0 et  $\pi$ , non commandé entre  $\pi$  et  $2\pi$ .

Les commandes de  $T_2$  et  $T_3$  sont respectivement décalés de  $2\pi/3$  et  $4\pi/3$  en arrière.

Les commandes de  $T_4, T_5$  et  $T_6$  sont respectivement complémentaires de celles de  $T_1, T_2$  et  $T_3$ .

#### II.4.4.2\_ Commande par hystérésis :

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparé à un gabarit appelé bande d'hystérésis.

Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre est le principal avantage de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis. On ne peut pas maîtriser correctement le spectre haut fréquence dû aux fréquences de commutations [01].

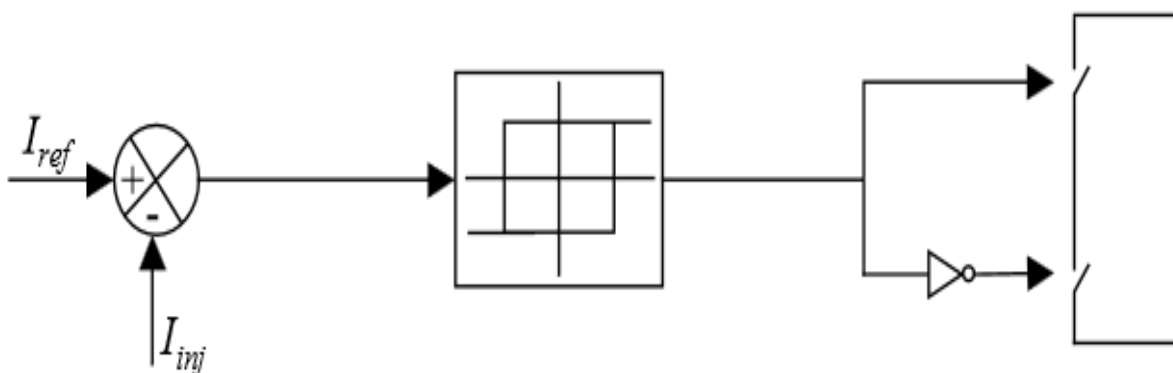


Figure (II.17) : Principe de la commande par hystérésis

Les problèmes liés à la commande par hystérésis sont résolues par l'introduction d'une autre stratégie de commande dite : la commande par hystérésis modulée. Cette dernière présente aussi la difficulté de définir la largeur de la bande d'hystérésis.

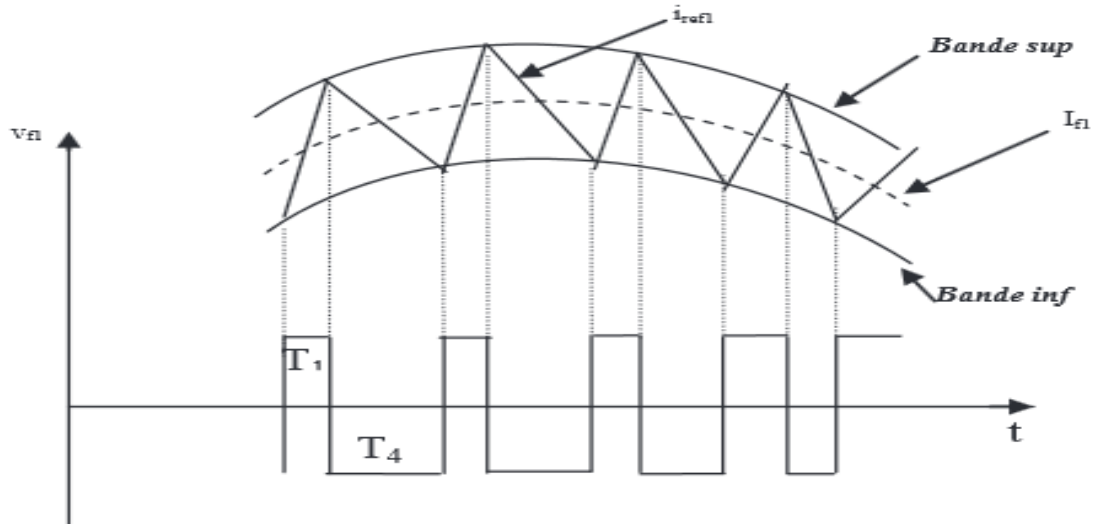


Figure (II.18) : Commande des interrupteurs par hystérésis

### II.4.4.3\_ Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

#### II.4.4.3.1\_ Généralités sur la commande MLI :

Pour résoudre le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation, une nouvelle stratégie de commande est introduite dite : la technique de commande par MLI.

Ce type de commande peut être réalisé selon différentes techniques, à savoir :

- MLI à porteuse, regroupe les techniques suivantes :
  - MLI à échantillonnage naturelle (intersective),
  - MLI régulier symétrique ou la référence est échantillonné à chaque période de la porteuse,
  - MLI régulier asymétrique ou la référence est échantillonné à chaque demi-période de la porteuse.
- MLI à élimination (ou minimisation) d'harmoniques,
- MLI vectorielle.

La MLI naturelle est la méthode la plus simple et la plus fréquemment utilisée. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (l'onde modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire dit porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation.

La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. La figure (II.19) donne le schéma de principe de cette technique. [01]

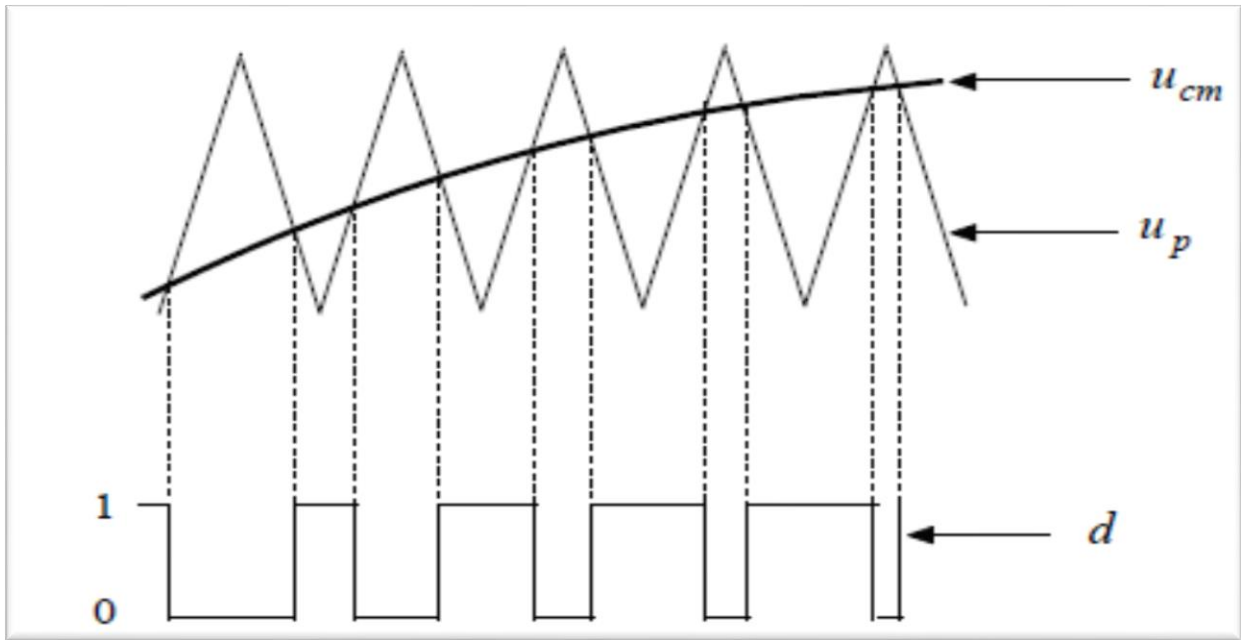


Figure (II.19) : Principe de la commande par MLI

$U_{cm}$  Signal sinusoïdal (référence)

$U_p$  Signal triangulaire (porteuse)

**II.4.4.3.2\_ Principe de la commande MLI sinus-triangle :**

$V_{ref}$  Le signal de la tension de référence sinusoïdal d'amplitude  $V_r^*$  et de fréquence  $f_r = \frac{1}{T_{ref}}$

$V_p$  Le signal de la porteuse en dent de sie triangulaire d'amplitude  $V_p^*$  et de fréquence  $f_p = \frac{1}{T_p}$

La comparaison des deux signaux précédents fournit le signal de commande des interrupteurs comme montre la figure (II.20).

Les paramètres de réglage de la MLI sont :

- Le coefficient de réglage :  $r = \frac{V_r^*}{V_p^*}, 0 < r < 1$  (II.59)

- l'indice de modulation :  $m = \frac{f_p}{f_r}, m > 1$  (II.60)

Les signaux de commande sont envoyés suivant l'algorithme ci-dessous:

$$\begin{cases}
 \text{si} & V_{ref} > V_p \\
 & C_1 = 1 \text{ et} \\
 & V_{io} = U_{dc} \\
 \text{sinon} & V_{ref} < V_p \\
 & C_1 = 0 \text{ et} \\
 & V_{io} = -U_{dc} \\
 \text{fin}
 \end{cases}
 \tag{II.61}$$

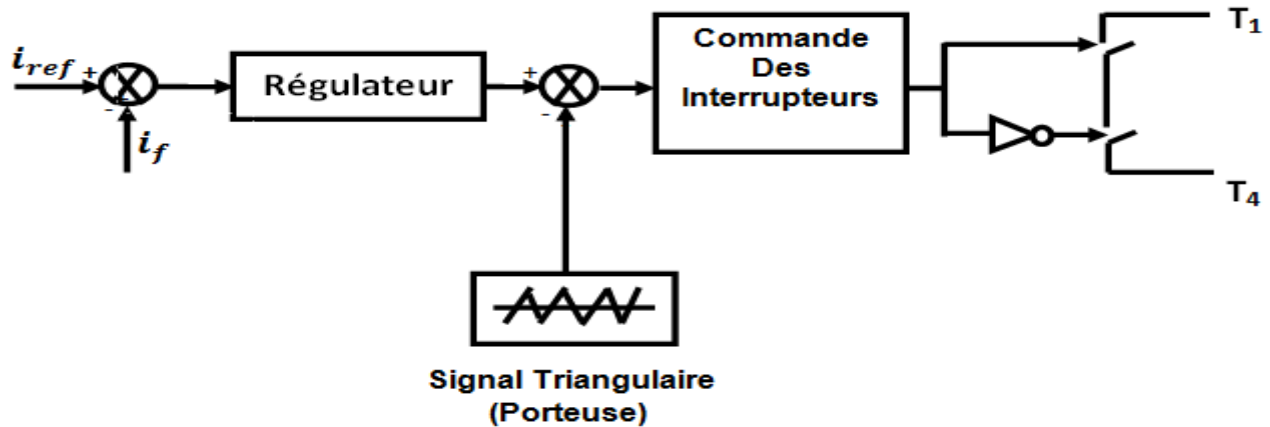
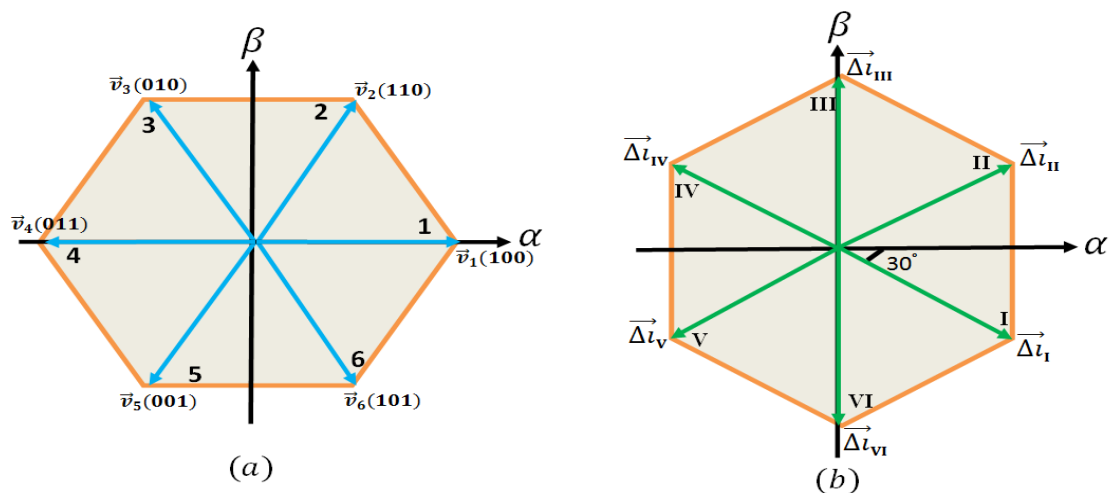


Figure (II.20) : Commande des interrupteurs par MLI

II.4.4.4\_ Commande par MLI vectorielle : [08] [24] [26]

Cette technique de commande divise le référentiel ( $\alpha$ - $\beta$ ) des courants et des tensions en six régions avec un décalage courant-tension de  $30^\circ$  comme illustré dans la figure (II.21).



Hexagone des tensions

Hexagone des courants

Figure (II.21) : Hexagone des tensions et courants définis dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ )

L'hexagone de tension de la figure (II.21) est la représentation vectorielle des vecteurs non nuls  $\vec{V}_1$  à  $\vec{V}_6$  ( $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  étant les vecteurs nuls correspondant aux états 000 et 111 respectivement). Ensuite, l'algorithme de commande doit identifier la région, parmi les I à VI régions de l'hexagone de courants, où l'erreur de courant  $\Delta i$  est situé, puis sélectionner le vecteur de tension de sortie du filtre actif  $V_{FA}$  appartenant à l'hexagone de tension et ayant pour rôle de forcer  $\Delta i$  à varier dans la direction opposée, maintenant ainsi le courant de sortie proche de sa consigne.

La figure (II.22) montre le schéma monophasé équivalent d'un filtre actif parallèle, à base d'un onduleur de tension deux niveaux, connecté entre un réseau alternatif et une charge non linéaire.

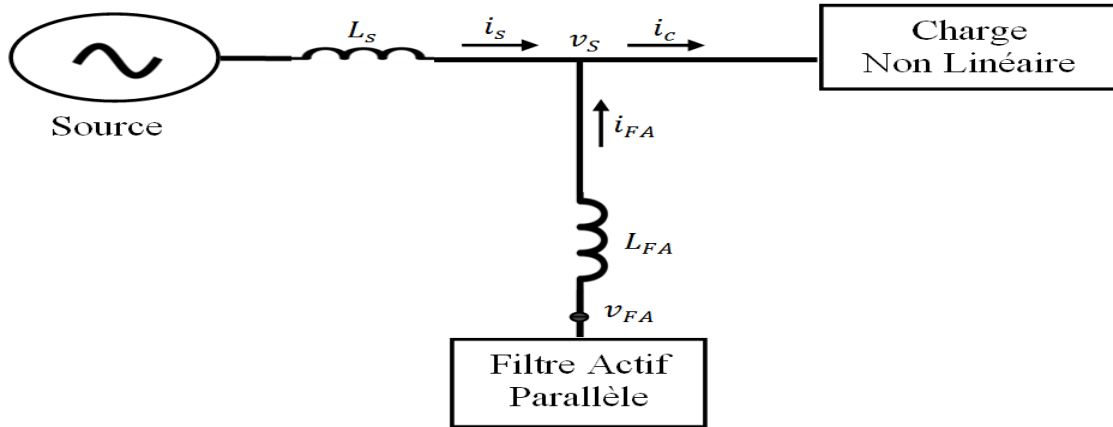


Figure (II.22) : Circuit monophasé équivalent d'un filtre actif parallèle

Avec :

$L_s, i_s, v_s$ : Inductance, courant et tension au point de raccordement coté source d'alimentation.

$L_{FA}, i_{FA}, v_{FA}$ : Inductance de sortie, courant et tension du filtre actif.

L'équation qui relie le courant et la tension du filtre actif s'exprime, après l'application des lois de Kirchhoff au circuit ci-dessus, par :

$$v_{FA} = L_{FA} \frac{di_{FA}}{dt} + v_s \quad (\text{II.62})$$

L'erreur du courant est défini par :

$$\Delta i = i_{FA}^* - i_{FA} \quad (\text{II.63})$$

Ou  $i_{FA}^*$  est la consigne du courant  $i_{FA}$  généré par le filtre actif. En remplaçons l'équation (II.63) dans l'équation (II.62), on obtient :

$$v_{FA} = L_{FA} \frac{d(i_{FA}^* - \Delta i)}{dt} + v_s \quad (\text{II.64})$$

Ou :

$$L_{FA} \frac{d\Delta i}{dt} = v_s + L_{FA} \frac{di_{FA}^*}{dt} - v_{FA} \quad (\text{II.65})$$

En mettant la quantité :

$$v = v_s + L_{FA} \frac{di_{FA}^*}{dt} \quad (\text{II.66})$$

Alors :

$$L_{FA} \frac{d\Delta i}{dt} = v - v_{FA} \quad (\text{II.67})$$

L'expression (II.67) représente l'équation d'état du filtre actif parallèle et montre que la variation du vecteur erreur du courant  $\frac{d\Delta i}{dt}$  est définie par la différence entre le vecteur fictif de tension  $v$  et le vecteur de tension de sortie du filtre actif  $v_{FA}$ .

Par conséquent, si on souhaite garder cette variation voisine à la valeur zéro,  $v_{FA}$  doit être sélectionné de sorte qu'il soit situé à proximité de  $v$ .

La génération des ordres de commutation des interrupteurs constituant le filtre actif dépend à la fois de l'amplitude et de la région où  $\Delta i$  est situé. Dans l'objectif d'améliorer la précision de la commande ainsi que le temps de réponse associé, les actions suivantes sont définies :

- ♦ Si  $\Delta i < -\frac{H}{2}$  → pas de commutation dans les interrupteurs du filtre actif.
- ♦ Si  $-\frac{H}{2} \leq \Delta i \leq \frac{H}{2}$  → les ordres de commutation sont générés selon le mode a.
- ♦ Si  $\Delta i > \frac{H}{2}$  → les ordres de commutation sont générés selon le mode b.

Pour réaliser ces conditions, on propose d'utiliser des comparateurs à hystérésis, comme illustré dans la figure (II.23).

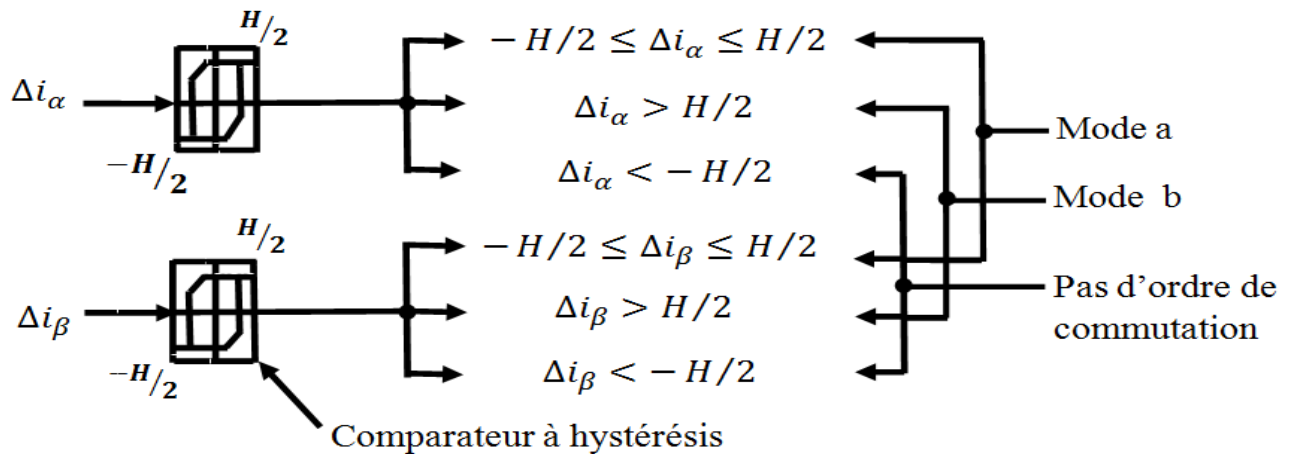


Figure (II.23) : Sélection du mode de commutation

**Mode a :**

Ce mode caractérise les petites variations de  $\Delta i$ . Dans ce cas, la sélection du mode de commutation peut être expliquée par l'exemple suivant figure (II.24) : en admettant que le vecteur  $\bar{v}$  de la formule (II.66) est localisé dans la région 1 et que le vecteur  $\bar{\Delta}_i$  se situe dans la région VI (figure (II.24)), les vecteurs de l'hexagone de tension adjacents à  $\bar{v}$  sont  $\bar{v}_1$  et  $\bar{v}_2$ . Ainsi, et selon l'équation (II.67), les vecteurs  $\bar{v} - \bar{v}_1$  et  $\bar{v} - \bar{v}_2$  définissent deux vecteurs  $L_{FA}(d\Delta i/dt)$ , localisés dans les régions 3 et 5 respectivement. Par conséquent, la tension de sortie du filtre actif sera égale à l'une des deux tensions la plus opposée à  $\bar{\Delta}_i$ , c-à-d  $\bar{v}_1$ . Par conséquent,  $\bar{\Delta}_i$  se trouvera forcé de changer dans la direction opposée, ce qui va rapidement réduire son amplitude.

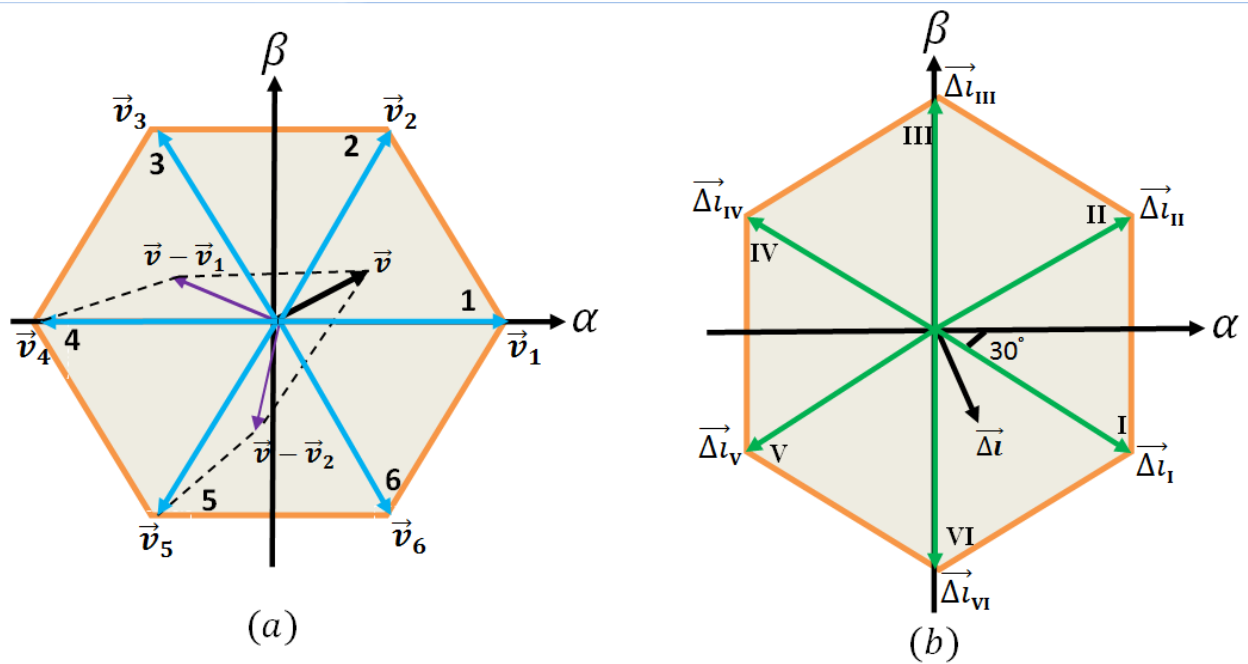


Figure (II.24) : Sélection du mode de commutation en concordance avec les régions

Où  $\bar{v}$  et  $\bar{\Delta}_i$  sont repérés

En effectuant la même analyse sur toutes les combinaisons possibles, les lois de commande pour chaque secteur de  $\bar{v}$  et  $\bar{\Delta}_i$  peuvent être déterminées dans le tableau (II.2).

Tableau (II.2) : Génération des lois de commande selon le mode a :

Région de $\bar{v}$	Région de $\bar{\Delta}_i$					
	I	II	III	IV	V	VI
1	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_1$
2	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$
3	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$
4	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_5$
5	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$
6	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$ ou $\bar{v}_7$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_6$

**Mode b :**

Ce mode caractérise les grandes variations de  $\Delta i$ . Dans ce cas, si  $\Delta i$  devient plus grand que  $H/2$  durant une période transitoire, il est alors nécessaire de choisir un mode de commutation où  $(d\bar{\Delta}_i/dt)$  suit la direction la plus opposée à  $\bar{\Delta}_i$ . Ainsi, la bonne tension de sortie est celle qui correspond à la région où  $\bar{\Delta}_i$  est situé. La génération des lois de commande selon ce mode est présentée dans le tableau (II.3).



Tableau (II.3) : Génération des lois de commande selon le mode b :

Région de $\bar{\Delta}i$	vecteur de sortie $\bar{v}_{FA}$
1	$\bar{v}_1$
2	$\bar{v}_2$
3	$\bar{v}_3$
4	$\bar{v}_4$
5	$\bar{v}_5$
6	$\bar{v}_6$

La figure (II.25) montre le schéma bloc de la commande MLI vectorielle appliquée au filtrage actif parallèle deux niveaux. Dans ce schéma  $v^*$  et  $\Delta i^*$  désignent les secteurs respectifs des  $v$  et  $\Delta i$ , les interrupteurs  $k_1, k_2$  et  $k_3$  commutent comme suit :

- ◆  $k_1$  Vers le mode Où les impulsions gardent le même état précédent.
- ◆  $k_2$  Vers le mode Où les impulsions sont générées selon le mode a.
- ◆  $k_3$  Vers le mode Où les impulsions sont générées selon le mode b.

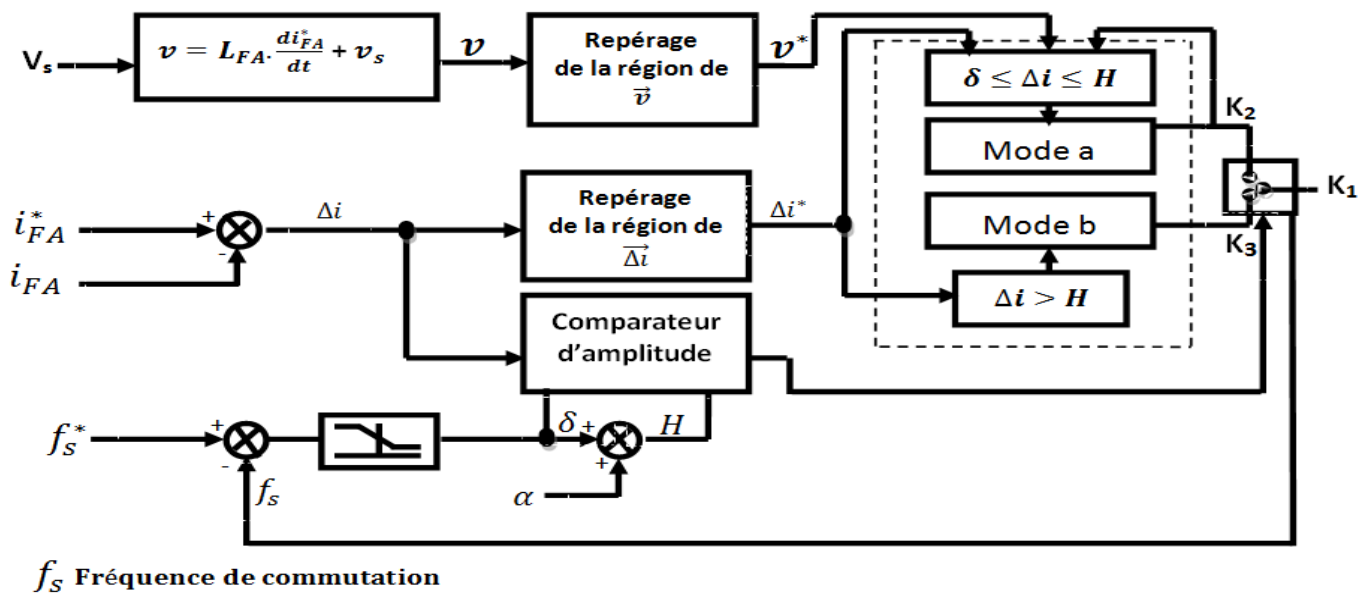


Figure (II.25) : Schéma bloc de la commande MLI vectorielle appliquée à un FAP

#### II.4.4.4.1. Détection des secteurs $v$ et $\Delta i$ par l'algorithme de la MLI vectorielle :

L'algorithme MLI vectorielle permet de localiser un vecteur représenté dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  en se basant sur ces deux données :

- ◆ Signe algébrique des composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur  $v$ .
- ◆ Amplitude de la composante  $\beta$  par rapport à l'Amplitude de la composante  $\alpha$ .

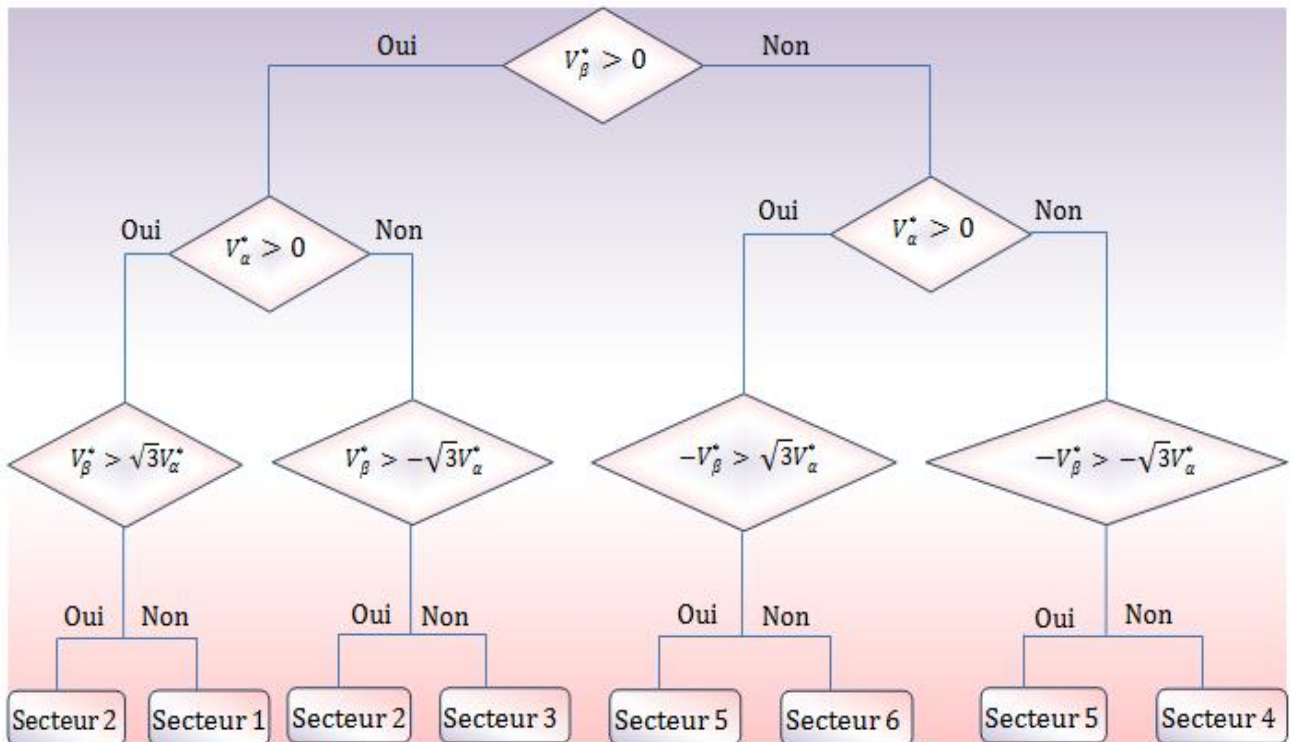


Figure (II.26) : Détection des secteurs  $v$  par l'algorithme de la MLI vectorielle

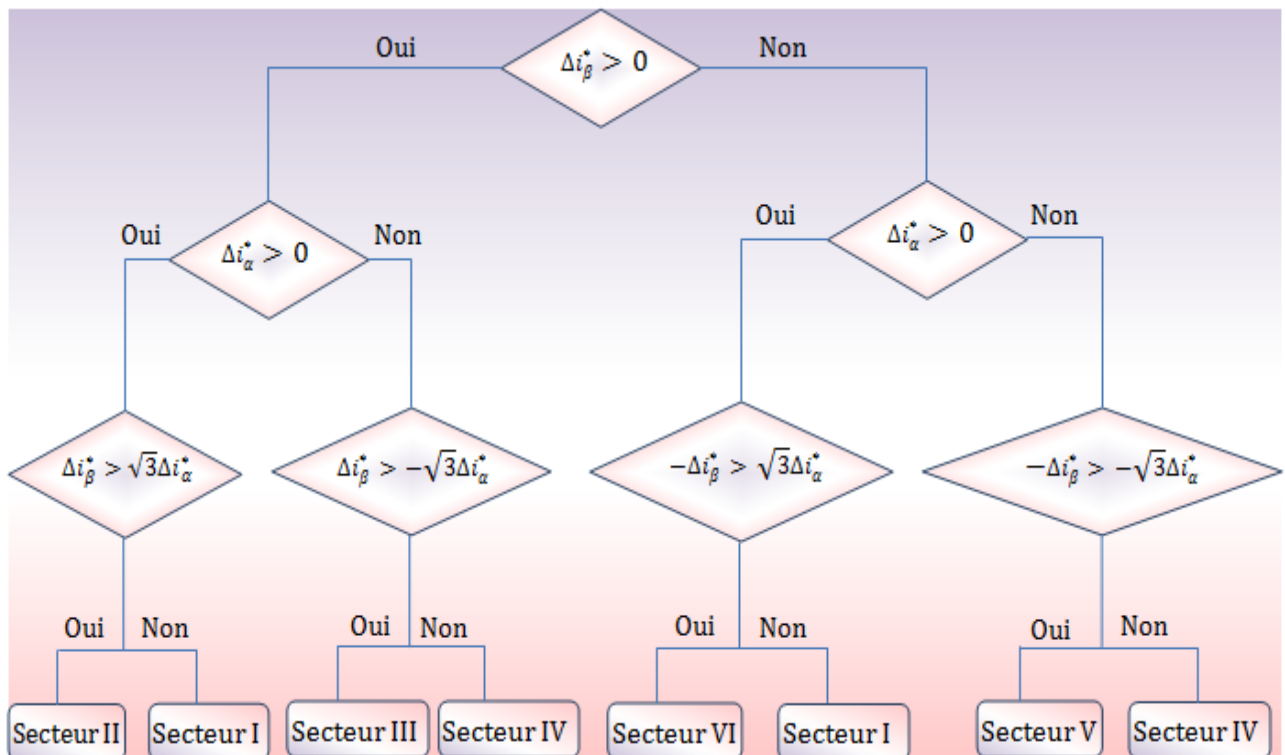


Figure (II.27) : Détection des secteurs  $\Delta i$  par l'algorithme de la MLI vectorielle

#### II.4.4.4.2\_ Génération des impulsions MLI :

Les trois tensions désirées à la sortie de l'onduleur sont représentées par un vecteur équivalent  $\bar{v}_{FA}$  tournant dans la direction antihoraire comme montré dans la figure (II.28).

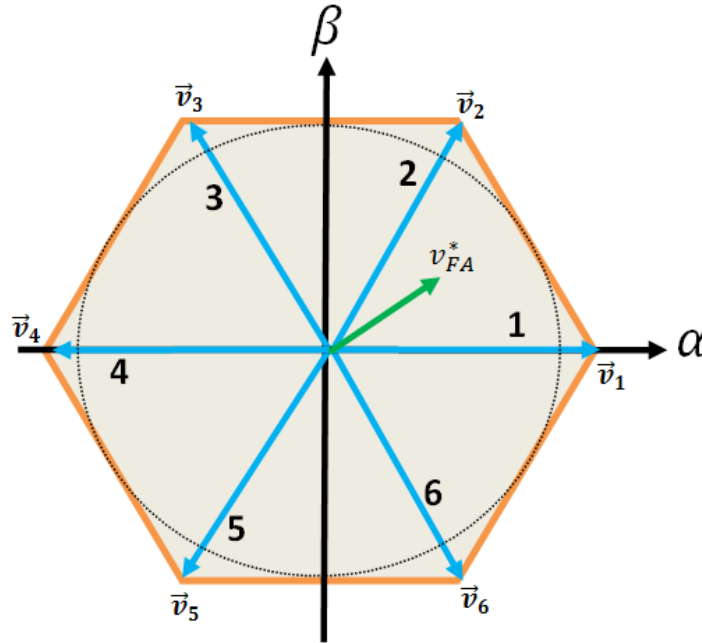


Figure (II.28) : Rotation du vecteur de référence dans l'hexagone de tension

Le vecteur  $\bar{v}_{FA}$  parcourt les six zones de l'hexagone de tension délimitées chacune par les deux vecteurs adjacents  $v_k$  et  $v_{k+1}$ , alors le temps d'échantillonnage  $T_s$  fera intervenir les temps d'application de ces deux vecteurs tout en complétant le reste par le temps d'application des vecteurs nuls  $v_0$  et  $v_7$  comme écrit dans la formule suivante :

$$T_s = T_k + T_{k+1} + nT_0 \quad (\text{II.68})$$

Maintenant, on doit calculer les instants  $T_k, T_{k+1}$  et  $T_0$  relatif à chaque zone de l'hexagone de la figure (II.28). Ceci ne peut être effectué que si on fait appel à la double projection géométrique du vecteur  $\bar{v}_{FA}$  sur les axes  $\alpha$ - $\beta$  et sur les vecteurs  $v_k$  et  $v_{k+1}$ , ainsi  $\bar{v}_{FA}$  sera donné par :

$$\bar{v}_{FA} = \begin{cases} \bar{v}_{FA\alpha} + \bar{v}_{FA\beta} \\ \frac{T_k}{T_s} \cdot \bar{v}_k + \frac{T_{k+1}}{T_s} \cdot \bar{v}_{k+1} \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

Considérons la situation quand le vecteur de tension désiré  $\bar{v}_{FA}$  à la sortie de l'onduleur est dans le secteur 1 comme illustre la figure (II.29).

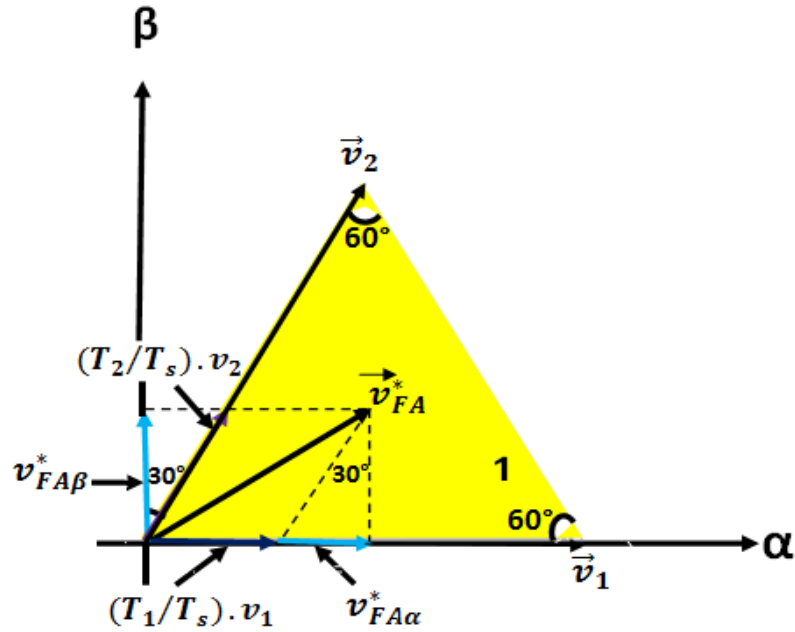


Figure (II.29) : Représentation du vecteur de référence  $\bar{v}_{FA}$  dans le premier secteur

Dans ce cas  $\bar{v}_{FA}$  est donné par :

$$\bar{v}_{FA} = \begin{cases} \bar{v}_{FA\alpha} + \bar{v}_{FA\beta} \\ \frac{T_1}{T_s} \cdot \bar{v}_1 + \frac{T_2}{T_s} \cdot \bar{v}_2 \end{cases} \quad (\text{II.70})$$

Alors :

$$v_{FA} = \begin{cases} v_{FA\alpha} = \frac{T_1}{T_s} \cdot v_1 + \frac{T_2}{T_s} \cdot v_2 \cdot \sin(30^\circ) \\ v_{FA\beta} = \frac{T_2}{T_s} \cdot v_2 \cdot \cos(30^\circ) \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

Les vecteurs  $\bar{v}_1$  à  $\bar{v}_2$  ont tous des amplitudes identiques ( $|v_i| = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} = 0.816 \cdot V_{dc}$ ),  $V_{dc}$  étant la valeur moyenne de la tension continue. Alors :

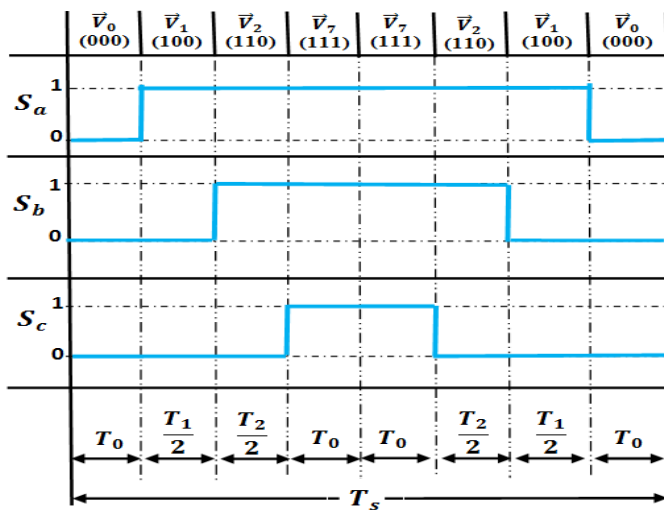
$$\begin{cases} T_1 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot v_{FA\alpha} - \sqrt{2} \cdot v_{FA\beta}}{2V_{DC}} \\ T_2 = T_s \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot v_{FA\beta}}{V_{DC}} \\ T_0 = (T_s - T_1 - T_2) / 4 \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur et les résultats obtenus sont illustrés dans le tableau (II.4).

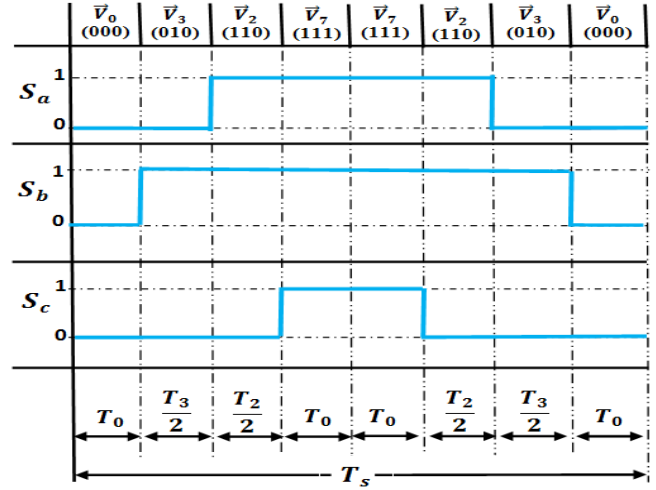
Les impulsions durant une période d'échantillonnage  $T_s$  est présentée dans le chronogramme de la figure (II.30). (Cas des trois impulsions des trois interrupteurs supérieurs).

Tableau (II.4) : les instants  $T_k$ ,  $T_{k+1}$  et  $T_0$  relatifs à chaque secteur de l'hexagone de tension :

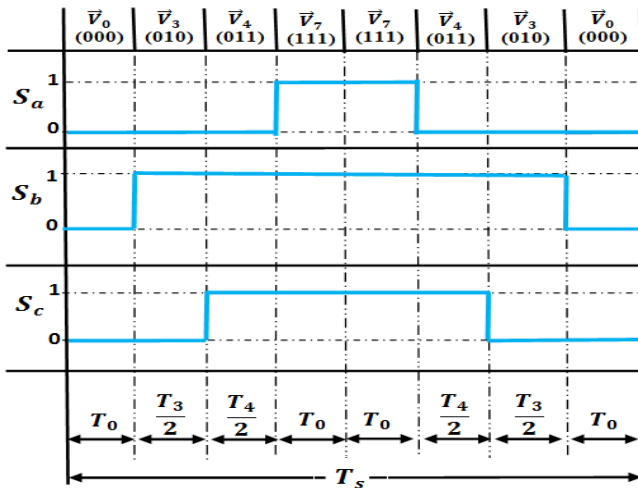
Secteur	Projection du vecteur $v_{FA}$ sur les axes $\alpha$ - $\beta$	Temps d'application
1	$v_{FA\alpha} = \frac{1}{T_s}(T_1 v_1 + T_2 v_2 \sin(30^\circ))$ $v_{FA\beta} = \frac{T_2}{T_s} v_2 \cos(30^\circ)$	$T_1 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot v_{FA\alpha} - \sqrt{2} v_{FA\beta}}{2V_{dc}}$ $T_2 = T_s \cdot \frac{\sqrt{2} v_{FA\beta}}{V_{dc}}$ $T_0 = (T_s - T_1 - T_2)/4$
2	$v_{FA\alpha} = \frac{1}{T_s}(T_2 v_2 - T_3 v_3) \cdot \sin(30^\circ)$ $v_{FA\beta} = \frac{1}{T_s}(T_2 v_2 + T_3 v_3) \cdot \cos(30^\circ)$	$T_2 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot v_{FA\alpha} + \sqrt{2} v_{FA\beta}}{2V_{dc}}$ $T_3 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot v_{FA\alpha} + \sqrt{2} v_{FA\beta}}{2V_{dc}}$ $T_0 = (T_s - T_2 - T_3)/4$
3	$v_{FA\alpha} = -\frac{1}{T_s}(T_4 v_4 + T_3 v_3 \sin(30^\circ))$ $v_{FA\beta} = \frac{T_3}{T_s} v_3 \cos(30^\circ)$	$T_3 = T_s \cdot \frac{\sqrt{2} v_{FA\beta}}{V_{dc}}$ $T_4 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot v_{FA\alpha} - \sqrt{2} v_{FA\beta}}{2V_{dc}}$ $T_0 = (T_s - T_3 - T_4)/4$
4	$v_{FA\alpha} = -\frac{1}{T_s}(T_4 v_4 + T_5 v_5 \sin(30^\circ))$ $v_{FA\beta} = -\frac{T_5}{T_s} v_5 \cos(30^\circ)$	$T_4 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot v_{FA\alpha} + \sqrt{2} v_{FA\beta}}{2V_{dc}}$ $T_5 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{2} v_{FA\beta}}{V_{dc}}$ $T_0 = (T_s - T_4 - T_5)/4$
5	$v_{FA\alpha} = \frac{1}{T_s}(-T_5 v_5 + T_6 v_6) \cdot \sin(30^\circ)$ $v_{FA\beta} = -\frac{1}{T_s}(T_5 v_5 + T_6 v_6) \cdot \cos(30^\circ)$	$T_5 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot v_{FA\alpha} - \sqrt{2} v_{FA\beta}}{2V_{dc}}$ $T_6 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot v_{FA\alpha} - \sqrt{2} v_{FA\beta}}{2V_{dc}}$ $T_0 = (T_s - T_5 - T_6)/4$
6	$v_{FA\alpha} = -\frac{1}{T_s}(T_1 v_1 + T_6 v_6 \sin(30^\circ))$ $v_{FA\beta} = -\frac{T_6}{T_s} v_6 \cos(30^\circ)$	$T_6 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{2} v_{FA\beta}}{V_{dc}}$ $T_1 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot v_{FA\alpha} + \sqrt{2} v_{FA\beta}}{2V_{dc}}$ $T_0 = (T_s - T_6 - T_1)/4$



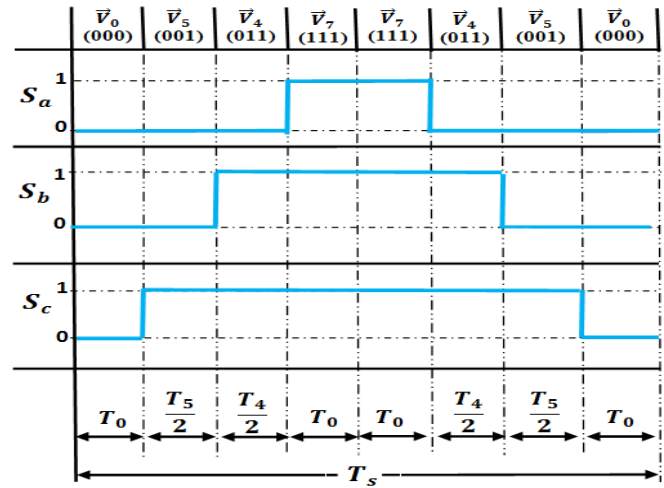
Secteur 01



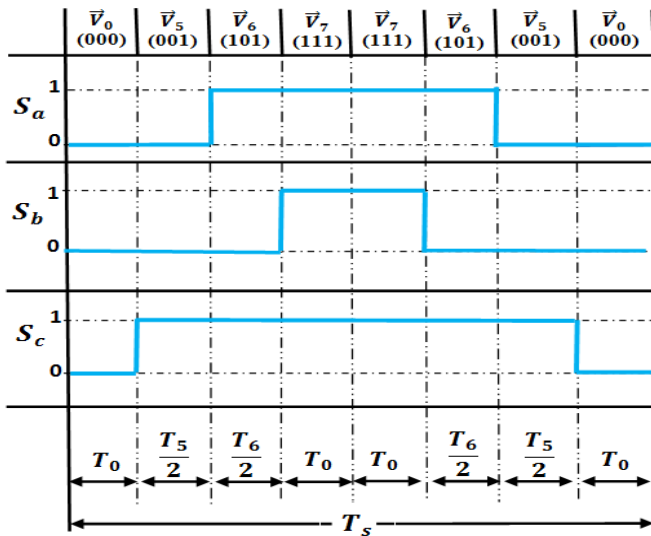
Secteur 02



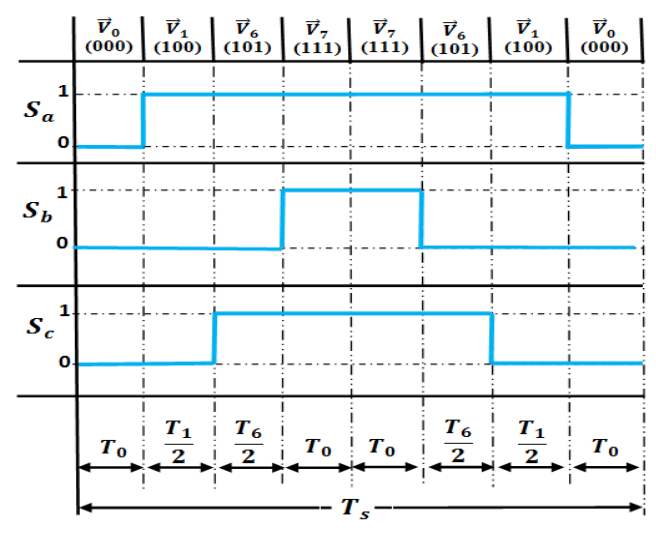
Secteur 03



Secteur 04



Secteur 05



Secteur 06

Figure (II.30) : Les lois de commutation pour chaque secteur

#### II.4.4.5\_ Commande intelligente des filtres actifs de puissance :

Ces techniques intelligentes de commande nouvellement introduites ont une grande importance dans le domaine de l'électronique de puissance et la commande des systèmes électriques de puissance. Le nombre de conférences qui sont consacrées annuellement démontre l'intérêt de leur utilisation. Parmi ces techniques, on peut citer [04]:

##### II.4.4.5.1\_ Commande par logique floue :

La logique floue sert à représenter des connaissances incertaines et imprécises. La commande floue, quant à elle, sert à prendre une décision même si on ne peut estimer les entrées/sorties qu'à partir de prédicats vagues ou lorsque ces entrées/sorties sont entachées d'erreurs que l'on ne peut évaluer que grossièrement. L'approche floue trouve parfaitement sa place dans la régulation et l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent incomplètes. L'intérêt de la commande floue est de « faire entrer » l'expert dans le processus. Les industriels ne tardèrent pas à comprendre l'avantage à la fois technique et commercial de la commande floue que nous pouvons résumer ainsi :

- ◆ Facilité d'implémentation,
- ◆ Solution de problèmes multi variables complexes,
- ◆ Robustesse vis-à-vis des incertitudes.

La structure principale d'un contrôleur à logique floue est illustrée dans la Figure (II.31).

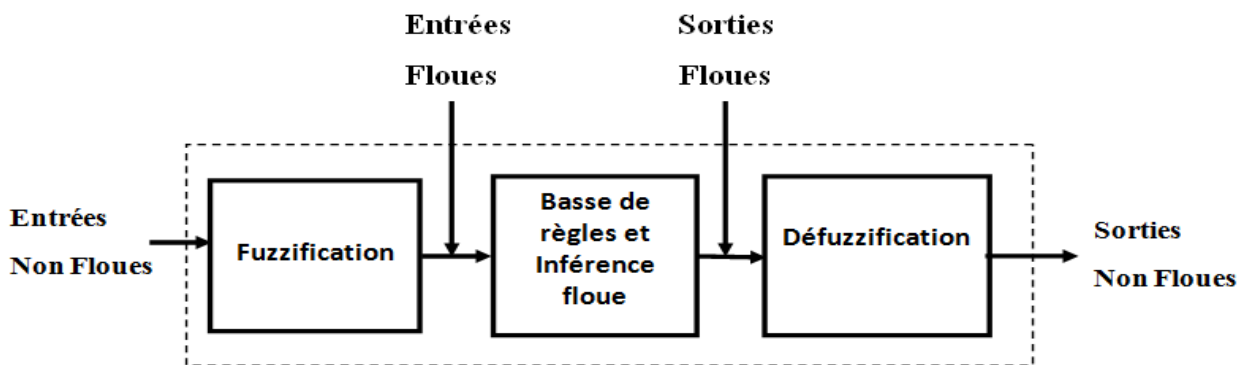


Figure (II.31) : Structure de principe d'un contrôleur floue

Le contrôleur à logique floue sert à convertir les valeurs non floues à son entrée en valeurs floues puis, les traiter avec les règles floues et les reconvertir en valeurs non floue à sa sortie pour appliquer au procédé.

Le rôle de chaque bloc peut être expliqué comme suit :

Le bloc de Fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- ◆ Etablit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées,

◆ Convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous (Fuzzification).

Le bloc base de règles et inférence floue comporte une « base de données », « une base de règles linguistiques floues » et un « moteur d'inférence » telle que :

◆ La base de données effectuer des définitions qui sont nécessaire pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un contrôleur à logique floue,

◆ La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

◆ Le moteur d'inférence a la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et les règles d'inférence.

Le bloc de défuzzification effectue les fonctions suivantes :

◆ Etablit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenances à partir des valeurs des variables de sortie,

◆ Fournit un signal non flou à partir du signal flou déduit (défuzzification).

#### **II.4.4.5.2\_ Réseaux de neurones artificiels (RNAs):**

Les réseaux de neurones artificiels sont des ensembles des neurones formels associés en couches et fonctionnant en parallèle. Chaque neurone (processeur) élémentaire calcul une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Dans un réseau, chaque sous-groupe fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse au sous-groupe suivant. L'information donnée au réseau va donc se propager couche par couche, de la couche d'entrée à la couche de sortie, en passant soit par aucune, une ou plusieurs couches intermédiaires. Les réseaux de neurones ont la capacité de stocker de la connaissance dans les poids synaptiques, obtenus par de processus d'adaptation ou d'apprentissage et de la rendre disponible à l'usage.

Les principaux travaux concernant la commande des filtres actifs sont celles qui ont proposés des systèmes de commande permettant d'imiter la commande par hystérésis à base d'un réseau de neurones multicouche avec des couches cachées en utilisant la topologie de convertisseur standard deux niveaux. Ces travaux ont montré la supériorité des techniques neuronales comparés aux systèmes de commande conventionnelle en matière de la rapidité et de la réponse et l'efficacité dans le processus de compensation des harmoniques.

#### **II.4.4.5.3\_ Algorithmes génétiques :**

Les algorithmes génétiques font partie des réseaux adaptatifs non linéaires. Ils sont composés d'un grand nombre d'unités élémentaires ou agent qui traite l'information le plus souvent de façon parallèle et distribuée. Ces algorithmes s'inspirent les mécanismes de sélection naturelle et de la génétique de l'évolution. Un algorithme génétique fait évoluer une population de gènes en utilisant ces mécanismes.



Cette technique est moins utilisée dans les applications électriques de manière générale et dans le cas de filtrage de puissance en particulier. L'inconvénient majeur des algorithmes génétiques réside dans le nombre de calcul et d'itérations que nécessite le processus de détermination des règles qui est très important.

#### **II.4.4.5.4\_ Avantages des techniques de commande intelligentes :**

Les techniques de l'intelligence artificielle appliquées à la commande des convertisseurs statiques offrent plusieurs avantages [04]:

- ◆ Ne requiert pas de modèles mathématiques de processus à commander,
- ◆ Mise en œuvre et conception simple,
- ◆ Améliorent les performances de la commande comparées aux techniques classiques,
- ◆ Elles sont basées sur l'expertise humaine,
- ◆ Certaines architectures sont moins coûteuses en termes d'implémentation matérielles,
- ◆ Elles apportent des solutions pour des problèmes intraitables par les méthodes classiques.

#### **Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons d'abord étudié le filtre actif à structure tension, connecté en parallèle sur le réseau afin d'injecter les courants permettant d'éliminer la pollution harmonique des charge non linéaires. Ensuite nous avons présenté avec détails les blocs de puissance, ainsi que ceux de la commande.

Pour l'identification des courants harmoniques, nous avons cité les différentes méthodes les plus utilisées. Nous avons également adapté pour le contrôle du courant du filtre actif trois types de commande qui sont : le contrôle par hystérésis, le contrôle par modulation de largeur d'impulsion, ou MLI et finalement le contrôle MLI vectoriel.

Dans le chapitre suivant, nous allons valider, par simulation numérique, l'étude théorique présentée précédemment.

## **Chapitre III**

# **Modélisation et Simulation du Filtre Actif Parallèle à Structure Tension Deux Niveaux**

**Introduction :**

Dans ce chapitre, nous commencerons par un résumé mathématique sur les caractéristiques de la charge non linéaire. Nous verrons ensuite une modélisation de l'ensemble réseau d'alimentation, charge polluante et filtre actif parallèle à deux niveaux. Puis nous finirons en présentant les résultats de simulation obtenus sous l'environnement Matlab/Simulink suivi des interprétations de ces derniers.

**III.1\_ Caractéristiques de la charge non linéaire :****III.1.1\_ Développement en série de Fourier du courant de la charge non linéaire:**

Le courant de la charge non linéaire peut être exprimé par le développement en série de Fourier sous la forme suivante :

$$i_{ch}(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \oint_0^{2\pi} i(\omega t) d\omega t$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \oint_0^{2\pi} i(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.2})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \oint_0^{2\pi} i(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t$$

Pour un signal sinusoïdal la composante continue  $a_0$  mesure la valeur moyenne du courant de la charge, ce qui signifie que  $a_0 = 0$ .

L'équation (III.1) s'écrit alors :

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (\text{III.3})$$

Posons :

$$a_n = I_{Mn} \cos \varphi_n$$

$$b_n = I_{Mn} \sin \varphi_n \quad (\text{III.4})$$

En remplaçons la relation (III.4) dans (III.3), on obtient :

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{Mn} [\cos \varphi_n \sin(n\omega t) + \sin \varphi_n \cos(n\omega t)] \quad (\text{III.5})$$

Et comme :

$$\cos \alpha \cdot \sin \beta + \cos \beta \cdot \sin \alpha = \sin(\beta + \alpha) \quad (\text{III.6})$$

Le courant de la charge prend alors la forme suivante :

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{Mn} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (\text{III.7})$$

Où :

L'amplitude du courant :

$$I_{Mn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (\text{III.8})$$

Et son déphasage,

$$\varphi_n = \text{Arctan}\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (\text{III.9})$$

Ce courant peut être subdivisé en une composante fondamentale et des composantes harmoniques,

$$i(\omega t) = I_{M1} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Mn} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (\text{III.10})$$

$i_1(\omega t) = I_{M1} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1)$  : La composante fondamentale oscille à la fréquence du réseau ( $f = 50\text{hz}$ ).

$i_h(\omega t) = \sum_{n=2}^{\infty} I_{Mn} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n)$  : La composante harmonique oscille à la fréquence  $f_n = n \cdot f$

### III.1.2\_ Taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distorsion : THD) :

La pollution harmonique peut être évaluée par le taux de distorsion harmonique, le taux de distorsion harmonique THDi du courant de source peut être calculé de la manière suivante :

$$\text{THD}_i \% = \frac{I_{sh-eff}}{I_{s1-eff}} 100\% \quad (\text{III.11})$$

D'après l'équation, le THD mesure le rapport entre la valeur efficace des harmoniques et celle du fondamentale.

Le courant efficace de la source peut être calculé d'après la formule suivante :

$$I_{s-eff} = \sqrt{I_{s1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2} \quad (\text{III.12})$$

La composante harmonique instantanée du courant de la source peut être obtenue d'après la formule suivante :

$$i_{sh}(\omega t) = i_s(\omega t) - i_{s1}(\omega t) = \sum_{n=2}^{\infty} i_{sn}(\omega t) \quad (\text{III.13})$$

Et le courant efficace harmonique de la source est :

$$I_{sh-eff} = \sqrt{(I_s^2 - I_{s1}^2)} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2} \quad (\text{III.14})$$

Par conséquent le THDi est égale :

$$THD_i \% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2}}{I_{s1}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \cdot 100\% = \sqrt{\frac{I_s^2}{I_{s1}^2} - 1} \cdot 100\% \quad (\text{III.15})$$

Dans le cas général, pour mesurer la pollution harmonique dans un réseau électrique, on calcule le taux de distorsion harmonique en tension THDv, car il permet également d'intégrer l'influence de l'impédance de court-circuit. Plus l'impédance de court-circuit est faible, moins le courant aura d'influence sur la tension.

$$THD_v \% = \sqrt{\frac{v_s^2}{v_{s1}^2} - 1} \cdot 100\% \quad (\text{III.16})$$

### III.1.3\_ Facteur de puissance :

Pour un signal sinusoïdal, le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S. Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements.

En régime déformé, on doit modifier la définition de la puissance apparente pour qu'elle tienne compte du courant harmonique.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{III.17})$$

Nous voyons dans cette expression (III.17) un nouveau terme qui apparaît, il s'agit de la puissance de distorsion D (la puissance déformante). La figure suivante illustre vectoriellement ces puissances.

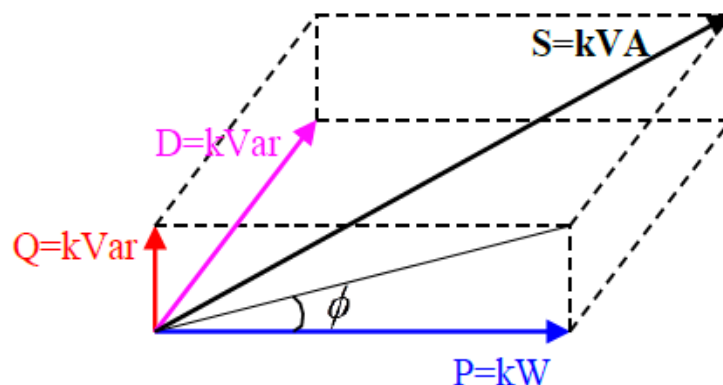


Figure (III.1) : Représentation vectorielle de la puissance apparente

La puissance active, réactive et déformante sont données par les expressions suivantes :

$$\mathcal{P} = \mathcal{V} \cdot I_{s1} \cdot \cos \phi_1$$

$$\mathcal{Q} = \mathcal{V} \cdot I_{s1} \cdot \sin \phi_1 \quad (\text{III.18})$$

$$\mathcal{D} = \mathcal{V} \cdot I_{sh} = \mathcal{V} \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2}$$

Le facteur de puissance est donc égal :

$$\mathcal{FP} = \frac{\mathcal{P}}{\mathcal{S}} = \frac{\mathcal{P}}{\sqrt{\mathcal{P}^2 + \mathcal{Q}^2 + \mathcal{D}^2}} \quad (\text{III.19})$$

On peut aussi calculer le facteur de puissance de la manière suivante :

$$\mathcal{FP} = \frac{\mathcal{V} \cdot I_{s1} \cdot \cos \phi_1}{\mathcal{V} \cdot I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 \quad (\text{III.20})$$

$$\mathcal{FP} = F_{dis} F_{dép} \quad (\text{III.21})$$

$F_{dis} = \frac{I_{s1}}{I_s}$  facteur de déformation et  $F_{dép} = \cos \phi_1$  facteur de déplacement

On constate que la puissance déformante et la puissance réactive contribuent à la dégradation du facteur de puissance.

### III.2 \_ Modélisation de l'ensemble réseau, charge polluante et filtre actif parallèle :

Le schéma de base considéré dans cette modélisation est celui de la figure (III.2) Où la capacité ( $C_{dc}$ ) est l'élément principal de stockage de l'énergie et l'inductance ( $L_f$ ) est utilisé pour le couplage des deux sources de tensions et le filtrage du courant généré par l'onduleur. Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tensions sont considérés comme idéaux.

La structure générale du système étudié comporte les éléments suivants [05]:

- Le réseau triphasé d'alimentation,
- La charge polluante débitant dans une charge de type RL,
- Le filtre actif parallèle à structure tension deux niveaux.

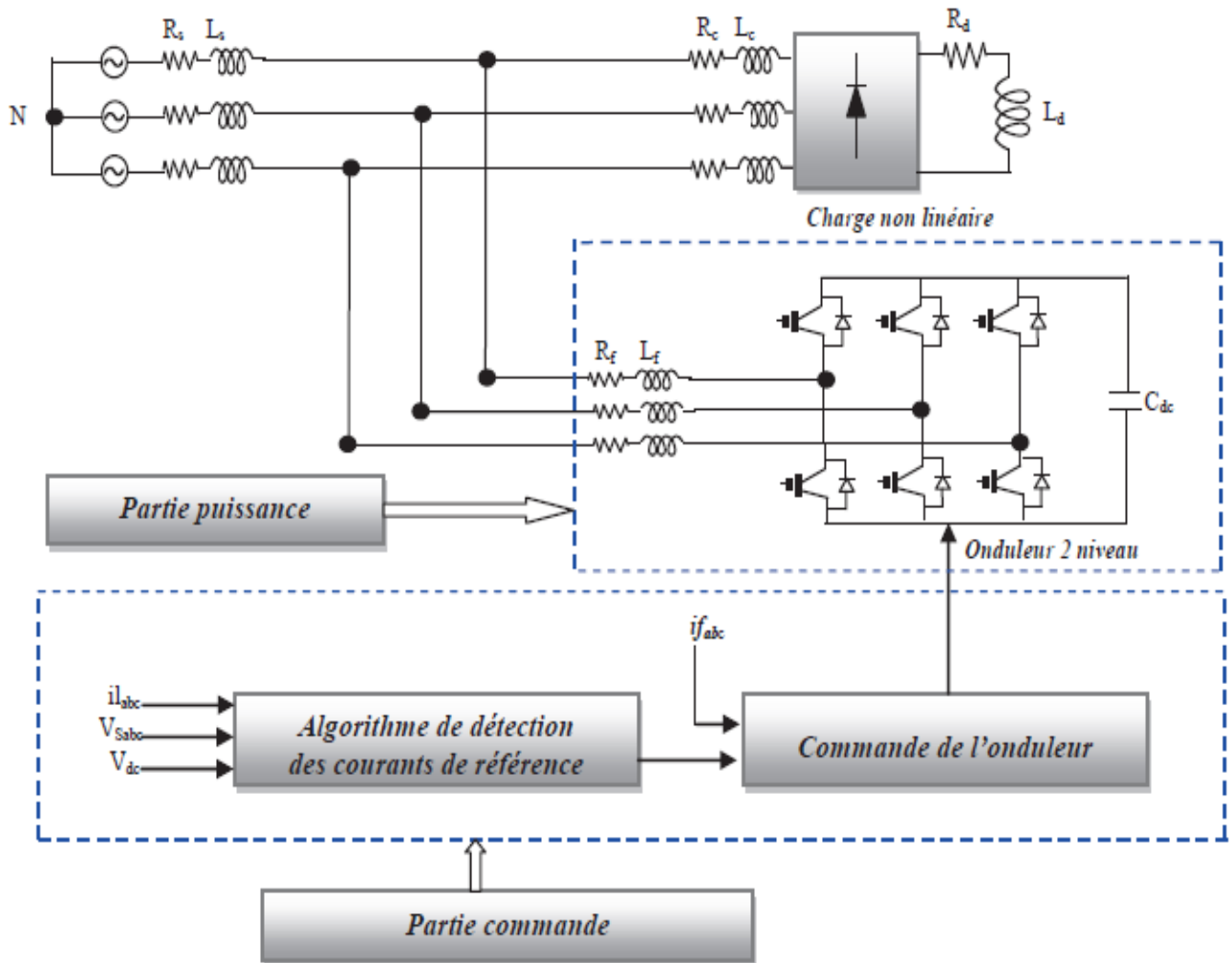


Figure (III.2) : Schéma synoptique de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante

Notons par :

$e_{s1}, e_{s2}, e_{s3}$  Les tensions d'alimentations du réseau électrique.

$V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}$  Les tensions au point de raccordement du filtre actif parallèle au réseau.

$V_{fa}, V_{fb}, V_{fc}$  Les tensions fournies par le filtre actif parallèle.

$i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}$  Les courants injectés par le réseau d'alimentation.

$i_{f1}, i_{f2}, i_{f3}$  Les courants injectés par le filtre actif parallèle.

### III.2.1\_ Modélisation du réseau :

Le réseau est une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance de court-circuit ( $Z_s$ ) comme décrite la figure (III.3).

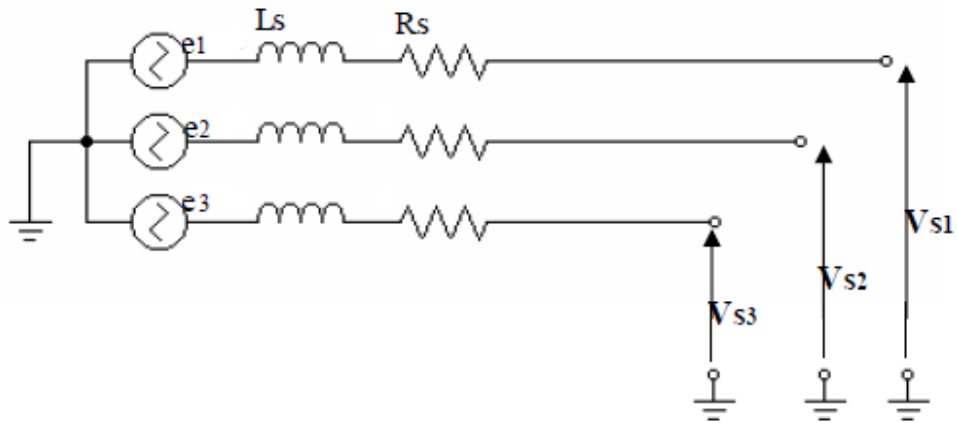


Figure (III.3) : Schéma de principe d'un réseau triphasé

Les tensions triphasées et équilibrées du réseau sont exprimées par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} e_{s1} \\ e_{s2} \\ e_{s3} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_n \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \tag{III.22}$$

$V_n$  Est la valeur efficace de la tension simple d'alimentation du réseau.

L'impédance de court-circuit est exprimée par la relation suivante :

$$Z_s = R_s + j\omega L_s \tag{III.23}$$

### III.2.2\_ Modélisation de la charge polluante :

Dans ce travail, on considère comme une charge polluante, un pont redresseur triphasé non commandé à diodes qui génère des courants harmoniques de l'ordre  $6k \pm 1$ .

La figure (III.4) donne le schéma de principe de cette charge. Cette charge est modélisée comme étant sources de courant parfaites.

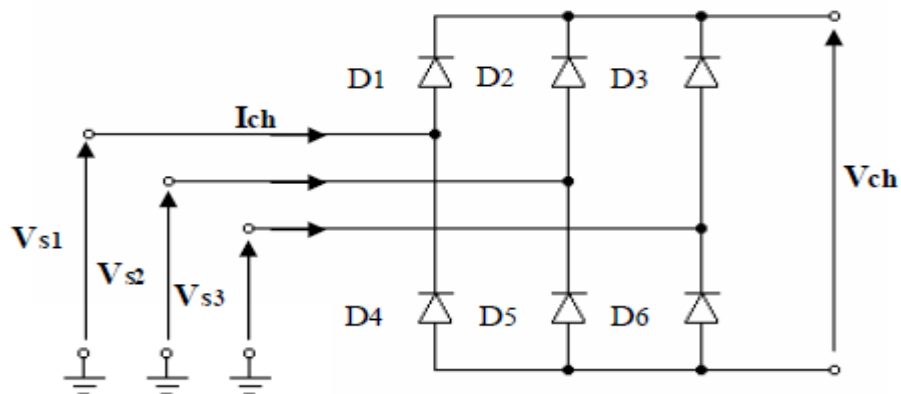


Figure (III.4) : Schéma de principe de la charge polluante



La charge est alimentée par un système de tension triphasé équilibré donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_s \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

$V_s$  Est la valeur efficace de la tension simple au point de raccordement.

### III.2.2.1\_ Tension de la charge $V_{ch}$ :

Pour les interrupteurs du groupe supérieur on a :

$$\begin{cases} D_1 \text{ Conduit si } V_1 = \max(V_1, V_2, V_3) \\ D_2 \text{ Conduit si } V_2 = \max(V_1, V_2, V_3) \\ D_3 \text{ Conduit si } V_3 = \max(V_1, V_2, V_3) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Pour les interrupteurs du groupe inférieur on a :

$$\begin{cases} D_4 \text{ Conduit si } V_1 = \min(V_1, V_2, V_3) \\ D_5 \text{ Conduit si } V_2 = \min(V_1, V_2, V_3) \\ D_6 \text{ Conduit si } V_3 = \min(V_1, V_2, V_3) \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Ou d'une manière générale :

$$\begin{cases} D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_n) \\ D_j \text{ Conduit si } V_i = \min(V_n) \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

La tension de la charge à la sortie du redresseur est :

$$V_{ch} = \max(V_n) - \min(V_n) \quad (\text{III.27})$$

Avec :  $i = 1, 2, 3$  ;  $j = 4, 5, 6$  ;  $n = 1, 2, 3$ .

### III.2.2.2\_ Courant de la charge $I_{ch}$ :

Phase 1:

$$\begin{cases} I_{s1} = I_{ch} \text{ quand } D_1 \text{ conduit.} \\ I_{s1} = -I_{ch} \text{ quand } D_4 \text{ conduit.} \\ I_{s1} = 0 \text{ si } D_1, D_4 \text{ ne conduisent.} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Phase 2:

$$\begin{cases} I_{s2} = I_{ch} \text{ quand } D_2 \text{ conduit.} \\ I_{s2} = -I_{ch} \text{ quand } D_5 \text{ conduit.} \\ I_{s2} = 0 \text{ si } D_2, D_5 \text{ ne conduisent.} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Phase 3:

$$\begin{cases} I_{s3} = I_{ch} \text{ quand } D_3 \text{ conduit.} \\ I_{s3} = -I_{ch} \text{ quand } D_6 \text{ conduit.} \\ I_{s3} = 0 \text{ si } D_3, D_6 \text{ ne conduisent.} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Ou de façon générale :

$$\begin{cases} I_{si} = I_{ch} \text{ quand } D_i \text{ conduit.} \\ I_{si} = -I_{ch} \text{ quand } D_j \text{ conduit.} \\ I_{si} = 0 \text{ si } D_i, D_j \text{ ne conduisent.} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Avec :  $i = 1, 2, 3$  et  $j = 4, 5, 6$ .

### III.2.3\_ Modélisation du filtre actif parallèle à structure tension à deux niveaux:

Dans notre étude on a choisit un onduleur de tension commandé en courant, ce dernier est constitué de trois bras dont chacun est constitué de deux cellules, chaque cellule contient un interrupteur bicommandable (IGBT), aux bornes duquel est monté une diode en antiparallèle, la cellule ainsi définie forme un interrupteur bidirectionnel.

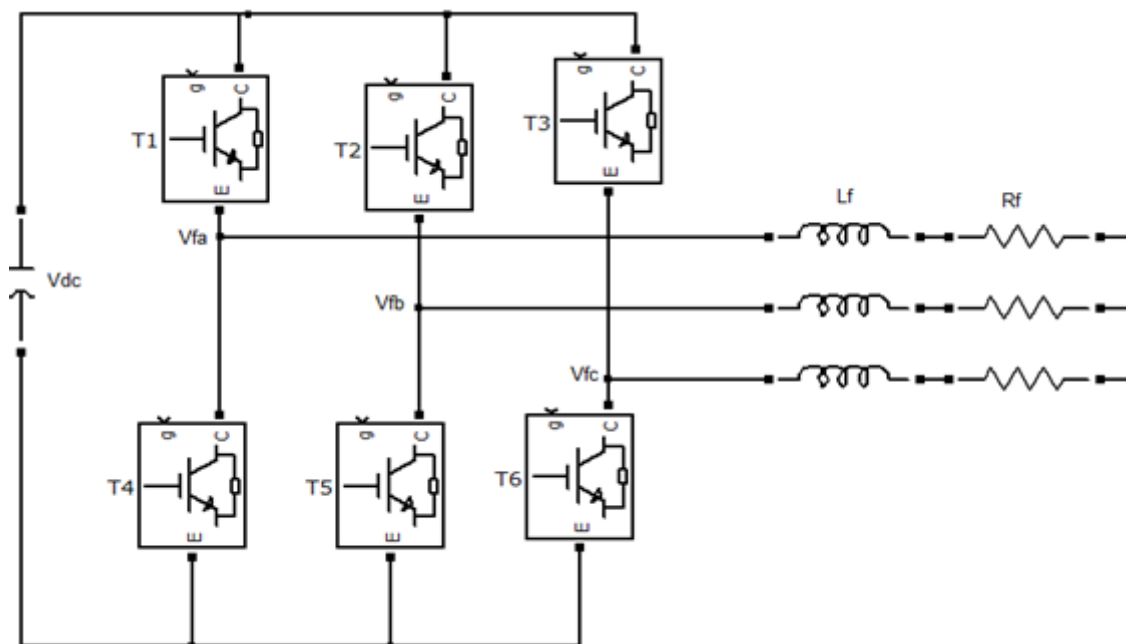


Figure (III.5) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension deux niveaux délivre en sortie deux niveaux de tensions  $(-\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{2})$ .

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état des signaux de commandes

$(S_1, S_2, S_3)$ , comme défini ci-dessous :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases}$$

On a un neutre flottant (isolé), donc les courants injectés par le filtre actif parallèle s'écrivent :

$$i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \quad (\text{III.33})$$

La chute de tension aux bornes de l'inductance  $L_f$  de résistance interne  $R_f$  s'écrit :

$$(R_f i_{f1} + L_f \frac{d}{dt} i_{f1}) + (R_f i_{f2} + L_f \frac{d}{dt} i_{f2}) + (R_f i_{f3} + L_f \frac{d}{dt} i_{f3}) = R_f (i_{f1} + i_{f2} + i_{f3}) + L_f \frac{d}{dt} (i_{f1} + i_{f2} + i_{f3}) = 0 \quad (\text{III.34})$$

De même, les tensions au point de raccordement du filtre actif parallèle étant supposés équilibrées, donc satisfaire la condition suivante :

$$V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} = 0 \quad (\text{III.35})$$

Et comme :

$$V_{fabc} = R_f i_{fabc} + L_f \frac{d}{dt} i_{fabc} + V_{s123} \quad (\text{III.36})$$

En remplaçant les relations (III.34) et (III.35) dans (III.36), on obtient :

$$V_{fa} + V_{fb} + V_{fc} = 0 \quad (\text{III.37})$$

• **Expressions des tensions simples par rapport au point milieu M :**

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{NM} \\ V_{NM} \\ V_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

$$\begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_1 - 1 \\ 2S_2 - 1 \\ 2S_3 - 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

Avec :

$$V_{NM} = \frac{V_{dc}}{3} (S_1 + S_2 + S_3) \quad (\text{III.40})$$

Les tensions composées sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{fb} \\ V_{fc} \\ V_{fa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{bM} \\ V_{cM} \\ V_{aM} \end{bmatrix} \quad (\text{III.41})$$

En utilisant la relation (III.31), on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S_1 - S_2 \\ S_2 - S_3 \\ S_3 - S_1 \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

D'autre part, on a :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S_{ab} \\ S_{bc} \\ S_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{III.43})$$

Ce qui donne les fonctions de connexions composées :

$$\begin{bmatrix} S_{ab} \\ S_{bc} \\ S_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

#### • Expressions des tensions simples par rapport au point neutre N :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{III.45})$$

En remplaçons la relation (III.42) dans (III.45), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.46})$$

Et d'autre part, on a :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.47})$$

En fin, on obtient l'expression des fonctions de connexions simples :

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.48})$$

Les fonctions de connexions  $S_1, S_2, S_3$  prennent chacune la valeur (1 ou 0), ce qui donne huit cas de commandes possibles présentés dans le tableau (III.1).

En introduisons la transformation de Concordia, on peut calculer les composantes des vecteurs tensions ( $V_{fa}, V_{fb}, V_{fc}$ ) dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) ( $V_{f\alpha}$  et  $V_{f\beta}$ ) comme montre la relation (III.49).

$$\begin{bmatrix} V_{f\alpha} \\ V_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.49})$$

Le tableau (III.1) donne les valeurs de tension fournit à la sortie de l'onduleur de puissance ainsi que, celles des composantes en quadratures  $V_{f\alpha}$  et  $V_{f\beta}$ .

Tableau (III.1) : Tensions fournies par un onduleur de tension à deux niveaux :

N°	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$V_{aM}$	$V_{bM}$	$V_{cM}$	$V_{fa}$	$V_{fb}$	$V_{fc}$	$V_{f\alpha}/V_{dc}$	$V_{f\beta}/V_{dc}$	$v_i$
0	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	$v_0$
1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$v_1$
2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$v_2$
3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$v_3$
4	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$v_4$
5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$v_5$
5	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$v_6$
7	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	$v_7$

La figure (III.6) montre la représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur deux niveaux à trois bras dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ).

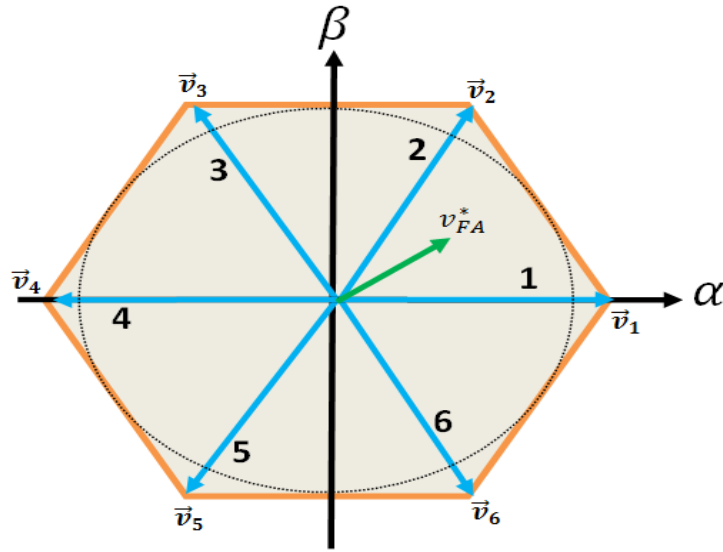


Figure (III.6) : Représentation vectorielle des tensions délivrées par l'onduleur deux niveaux

D'après la figure (III.2), les tensions délivrées par le filtre actif ont la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{fa} = R_f i_{f1} + L_f \frac{d}{dt} i_{f1} + V_{s1} \\ V_{fb} = R_f i_{f2} + L_f \frac{d}{dt} i_{f2} + V_{s2} \\ V_{fc} = R_f i_{f3} + L_f \frac{d}{dt} i_{f3} + V_{s3} \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

De même, Les tensions de raccordement sont décrites par le système :

$$\begin{cases} V_{s1} = e_{s1} - R_s i_{s1} - L_s \frac{d}{dt} i_{s1} \\ V_{s2} = e_{s2} - R_s i_{s2} - L_s \frac{d}{dt} i_{s2} \\ V_{s3} = e_{s3} - R_s i_{s3} - L_s \frac{d}{dt} i_{s3} \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

En remplaçons la relation (III.51) dans (III.50), on obtient :

$$\begin{cases} V_{fa} = e_{s1} + (R_f i_{f1} + L_f \frac{d}{dt} i_{f1}) - (R_s i_{s1} + L_s \frac{d}{dt} i_{s1}) \\ V_{fb} = e_{s2} + (R_f i_{f2} + L_f \frac{d}{dt} i_{f2}) - (R_s i_{s2} + L_s \frac{d}{dt} i_{s2}) \\ V_{fc} = e_{s3} + (R_f i_{f3} + L_f \frac{d}{dt} i_{f3}) - (R_s i_{s3} + L_s \frac{d}{dt} i_{s3}) \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

Le modèle complet sous forme matricielle est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{s1} \\ e_{s2} \\ e_{s3} \end{bmatrix} - \left[ R_s \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III.53})$$

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{s1} \\ e_{s2} \\ e_{s3} \end{bmatrix} + \left[ R_f \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \right] - \left[ R_s \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III.54})$$

### III.3\_ Dimensionnement des paramètres du filtre actif parallèle :

#### III.3.1\_ Dimensionnement du condensateur de stockage d'énergie :

Les changements transitoires dans la puissance instantanée absorbée par la charge provoquent des fluctuations dans la tension  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur. L'amplitude de cette fluctuation peut être contrôlée par un choix judicieux de la valeur du condensateur. La surtension maximal que peut subir le condensateur est donnée par : [08]

$$V_{dc-max} = \frac{1}{C_{dc}} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{dc}(t) dt + V_{dc} \quad (\text{III.55})$$

Avec:  $(\theta_1 \text{ et } \theta_2) \in [0, 2\pi]$

La capacité  $C_{dc}$  s'exprimera par la relation suivante :

$$C_{dc} = \frac{1}{\Delta V_{dc}} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{dc}(t) dt \quad (\text{III.56})$$

La valeur moyenne du courant  $i_{dc}$  absorbé par le condensateur est donné par :

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{dc}(t) dt = I_{fm} \int_{\theta_1}^{\theta_2} [\sin(\omega t) + \sin(\omega t + 2\pi/3)] dt \quad (\text{III.57})$$

$I_{fm}$  Étant l'amplitude max du courant  $i_{FA}$  et  $\Delta V_{dc}$  les fluctuations de la tension du bus continue sont de l'ordre de 5% de  $V_{dc}$ .

#### III.3.2\_ Dimensionnement de l'inductance $L_f$ :

Le dimensionnement de  $L_f$  est réalisé avec la contrainte que pour une fréquence de commutation donnée, la pente du courant  $i_f$  est plus petite que celle d'une porteuse triangulaire définissant cette fréquence de commutation. La pente de la porteuse triangulaire  $\gamma$  est définie par [08] :

$$\gamma = 4V_p f_c \quad (\text{III.58})$$

Telle que :  $V_p$  est l'amplitude de l'onde triangulaire,  $f_c$  est la fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif.

La pente maximal de  $i_f$ , dans le cas d'un filtre actif à point milieu, est donnée par :

$$\gamma = \frac{di_f}{dt} = \frac{0.5 V_{dc} + V_{sm}}{L_f} \quad (\text{III.59})$$

D' Où une valeur de  $L_f$  estimée à :

$$L_f = \frac{0.5 V_{dc} + V_{sm}}{4 V_p f_c} \quad (\text{III.60})$$

Où :  $V_{sm}$  est l'amplitude de la tension d'alimentation du réseau.

### III.4\_ Résultats de simulation numérique :

Afin de valider les différentes stratégies de commande citées dans le chapitre précédent, nous allons présenter ici quelques modèles de simulation numérique implémentés dans l'environnement Matlab/Simulink et consacrés à la topologie du filtre actif parallèle deux niveaux en utilisant la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) à hystérésis, intersective et vectorielle. Nous choisissons d'étudier deux types de charge résistive  $R_{ch}$  et résistive-inductive  $R_{ch}, L_{ch}$ . Les paramètres de simulation sont regroupés dans le tableau (III.2) :

Tableau (III.2) : Paramètres de simulation numérique concernées les modèles étudiés :

paramètres	Valeurs numériques
<b>Réseau d'alimentation</b>	
Tension efficace $E_s$	230 V
Fréquence $f$	50 Hz
Résistance $R_s$	0.25 m $\Omega$
Inductance $L_s$	19.4 $\mu$ H
<b>Charge non linéaire</b>	
$L_c$ (Coté réseau)	0.5 mH
$R_{ch}, L_{ch}$ (Coté continu)	6 $\Omega$ , 50 mH
<b>Filtre actif</b>	
Tension continue de référence $V_{dc}$	$460\sqrt{2}$
Inductance du filtre de sortie $L_f$	1 mH
Fréquence de commutation $f_s$	10 Khz
<b>Paramètres de commande</b>	
Largeur de la bande d'hystérésis	2A
Amplitude de la porteuse	10 pu
Vdc (MLI vectorielle)	840 V
Ts (Période d'échantillonnage)	2 e-4



### III.4.1\_ Etude du système avant insertion du filtre actif parallèle :

Le comportement du système étudié avant insertion du filtre actif parallèle est illustré par les figures (III.7) à (III.9). Ces dernières représentent respectivement l'allure du courant de source et son spectre harmonique ainsi que la superposition de ce courant avec la tension de la source pour la phase A.

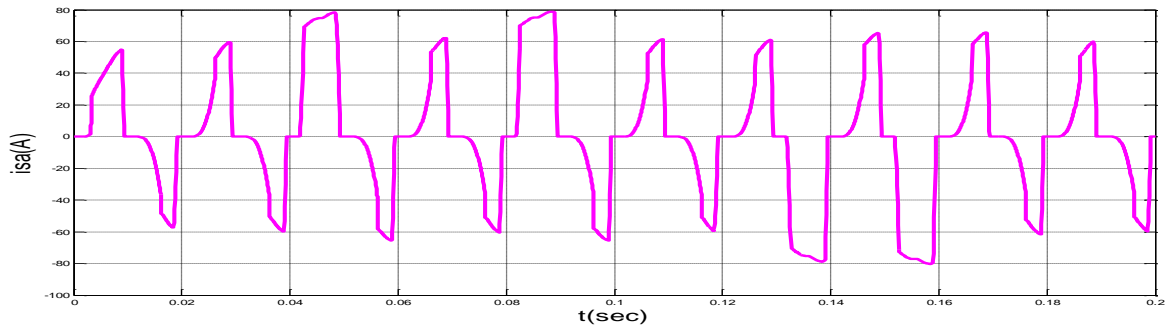


Figure (III.7) : Formes d'ondes du courant isa avant filtrage actif

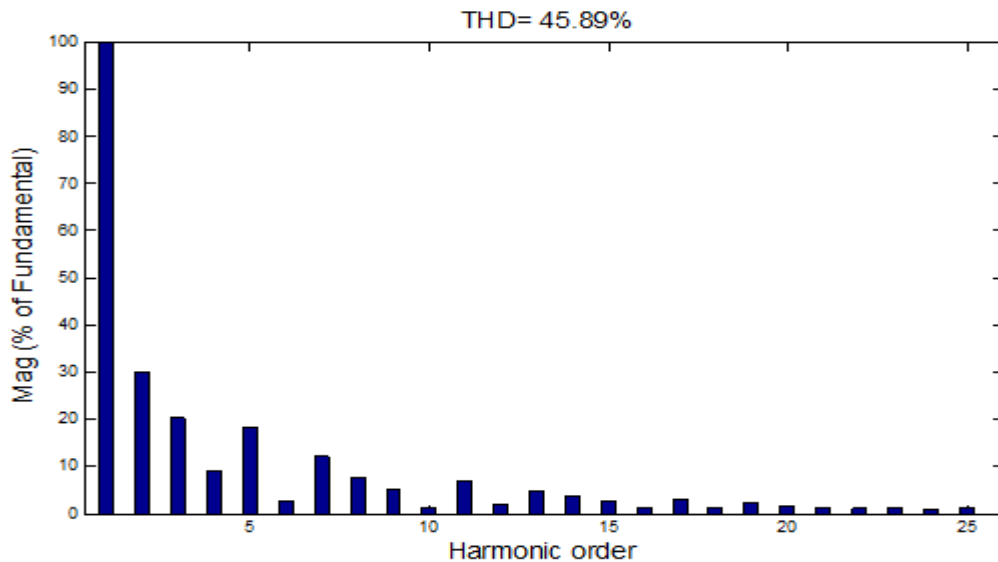


Figure (III.8) : Spectre harmonique du courant isa avant filtrage

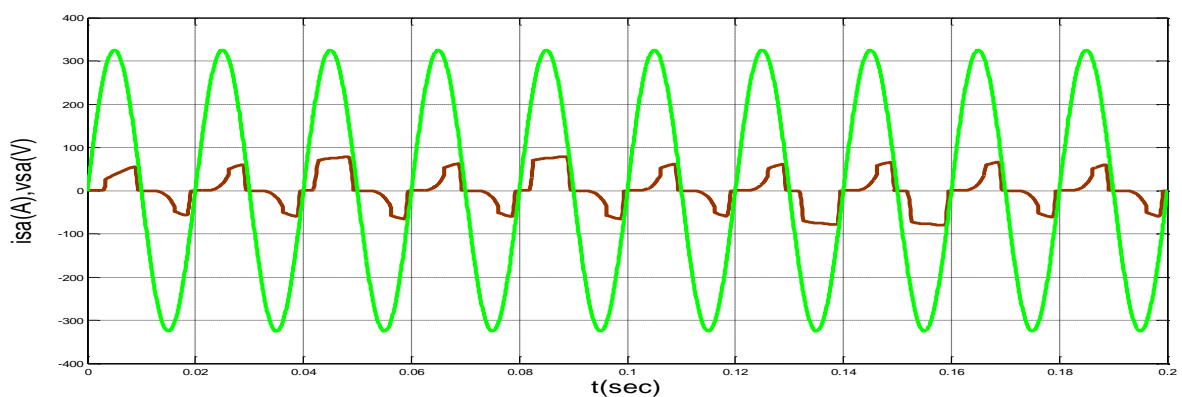


Figure (III.9) : Allure du courant et de la tension de la source avant filtrage

### III.4.2 : Application du filtre actif parallèle :

#### III.4.2.1\_ Cas d'une charge de type R :

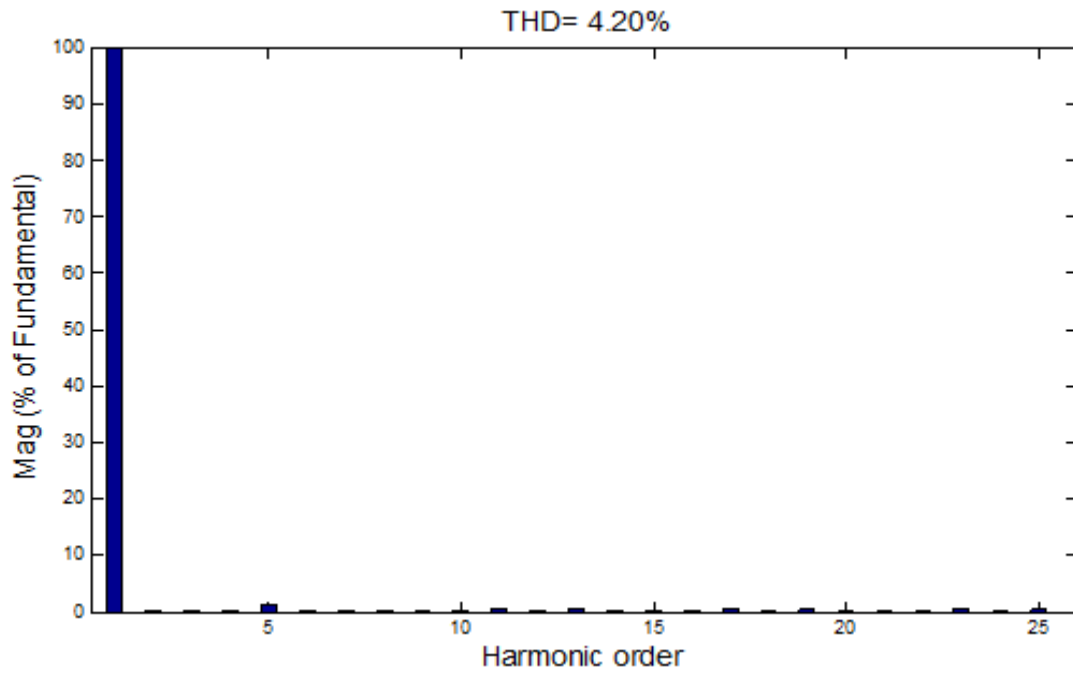


Figure (III.10) : Spectre harmonique du courant isa après filtrage (hystérésis)

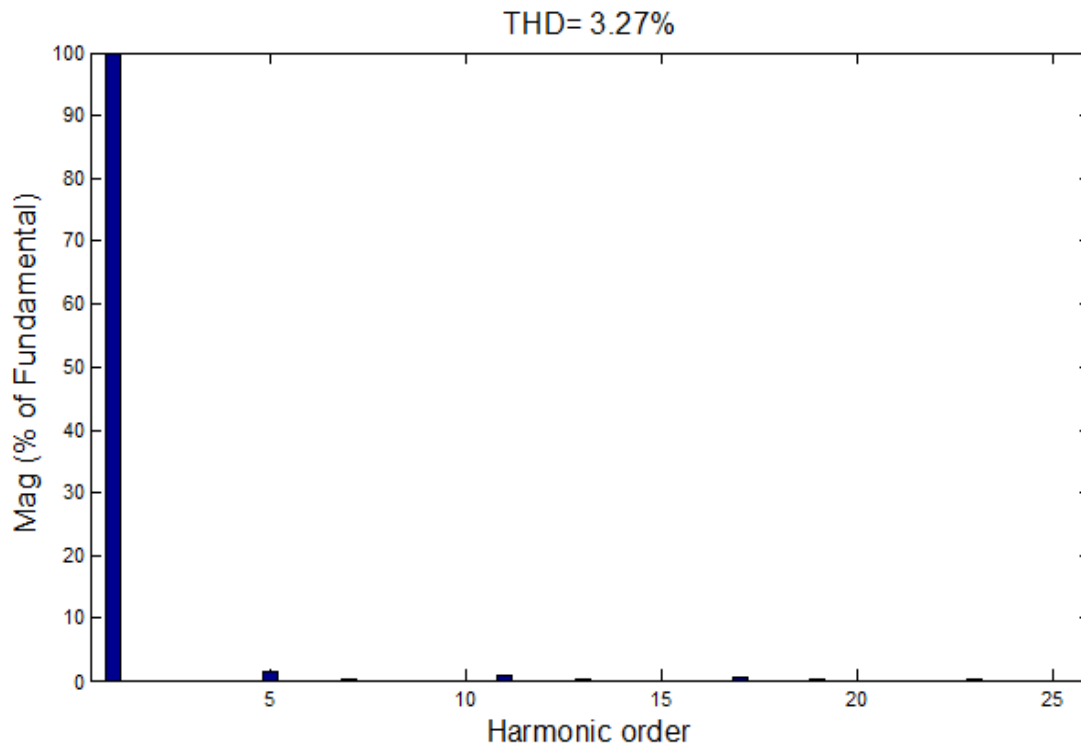


Figure (III.11) : Spectre harmonique du courant isa après filtrage (MLI)

## Commande hystérésis :

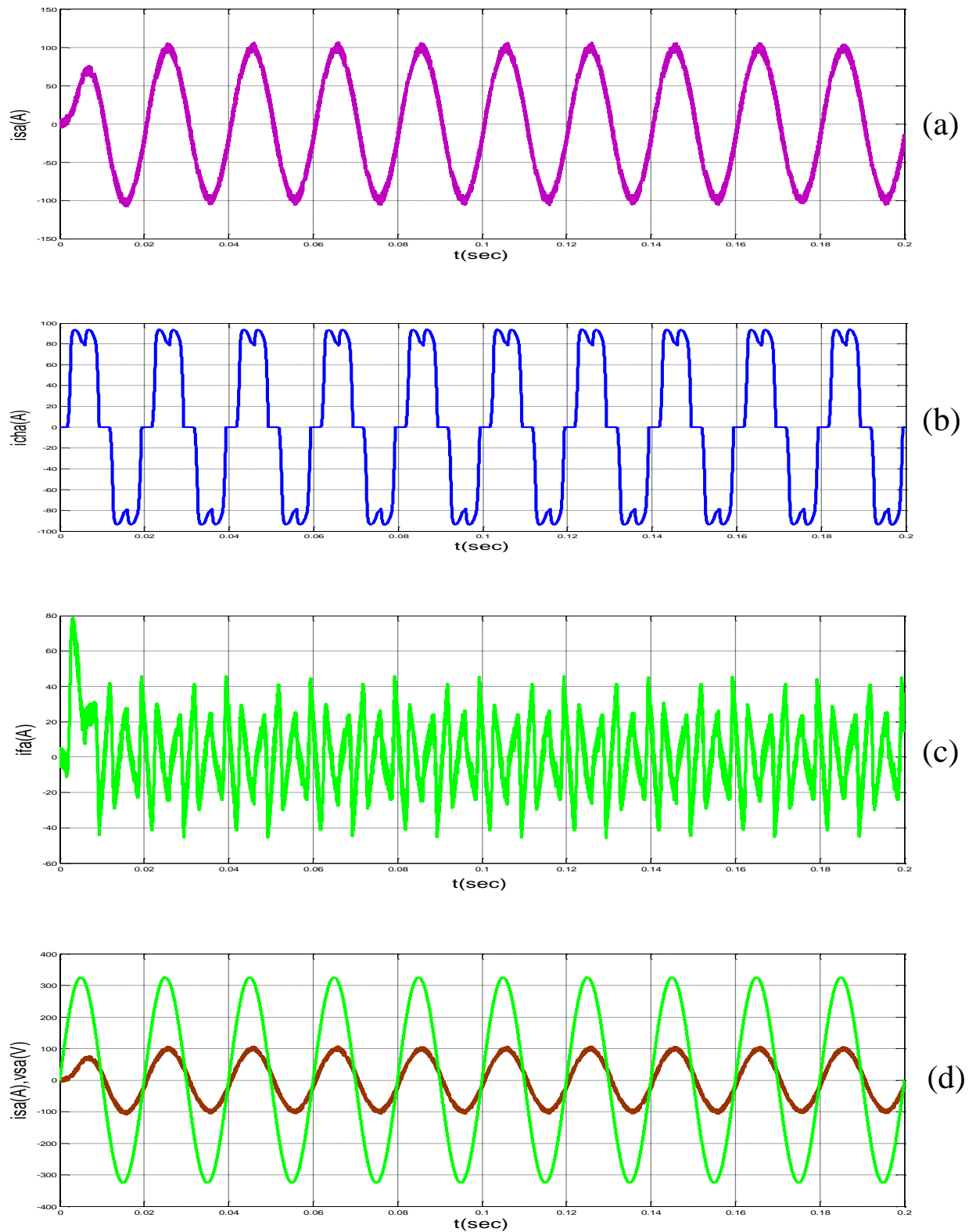


Figure (III.12) : Allure du courant  $i_{sa}$  (a),  $i_{cha}$  (b),  $i_{fa}$  (c),  
déphasage entre  $i_{sa}$  et  $v_{sa}$  (d)

## Commande à MLI intersective :

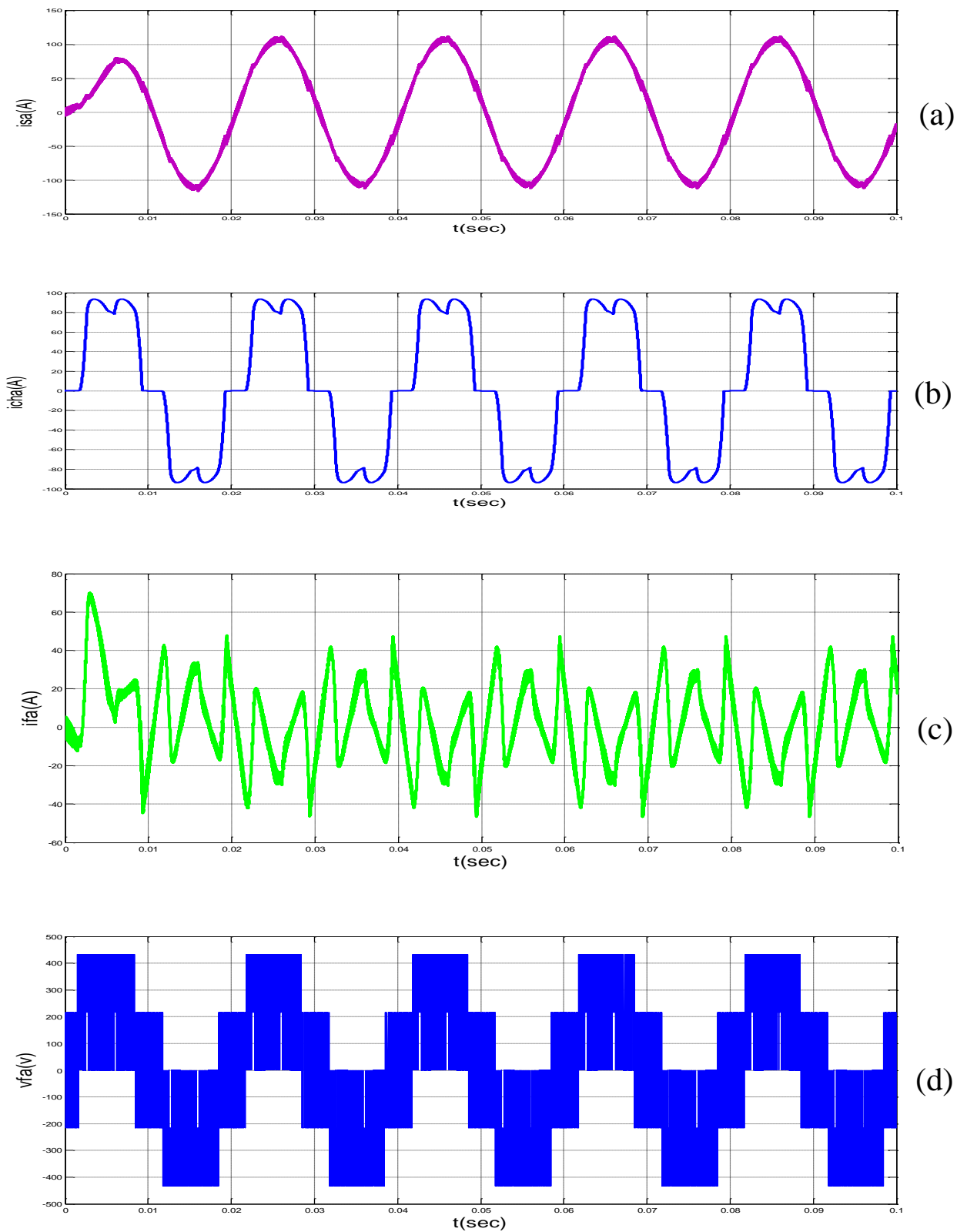


Figure (III.13) : Allure du courant  $i_{sa}$  (a),  $i_{cha}$  (b),  $i_{fa}$  (c),  
tension de sortie de l'onduleur (d)

III.4.2.2\_ Cas d'une charge de type RL :

Commande à MLI intersective :

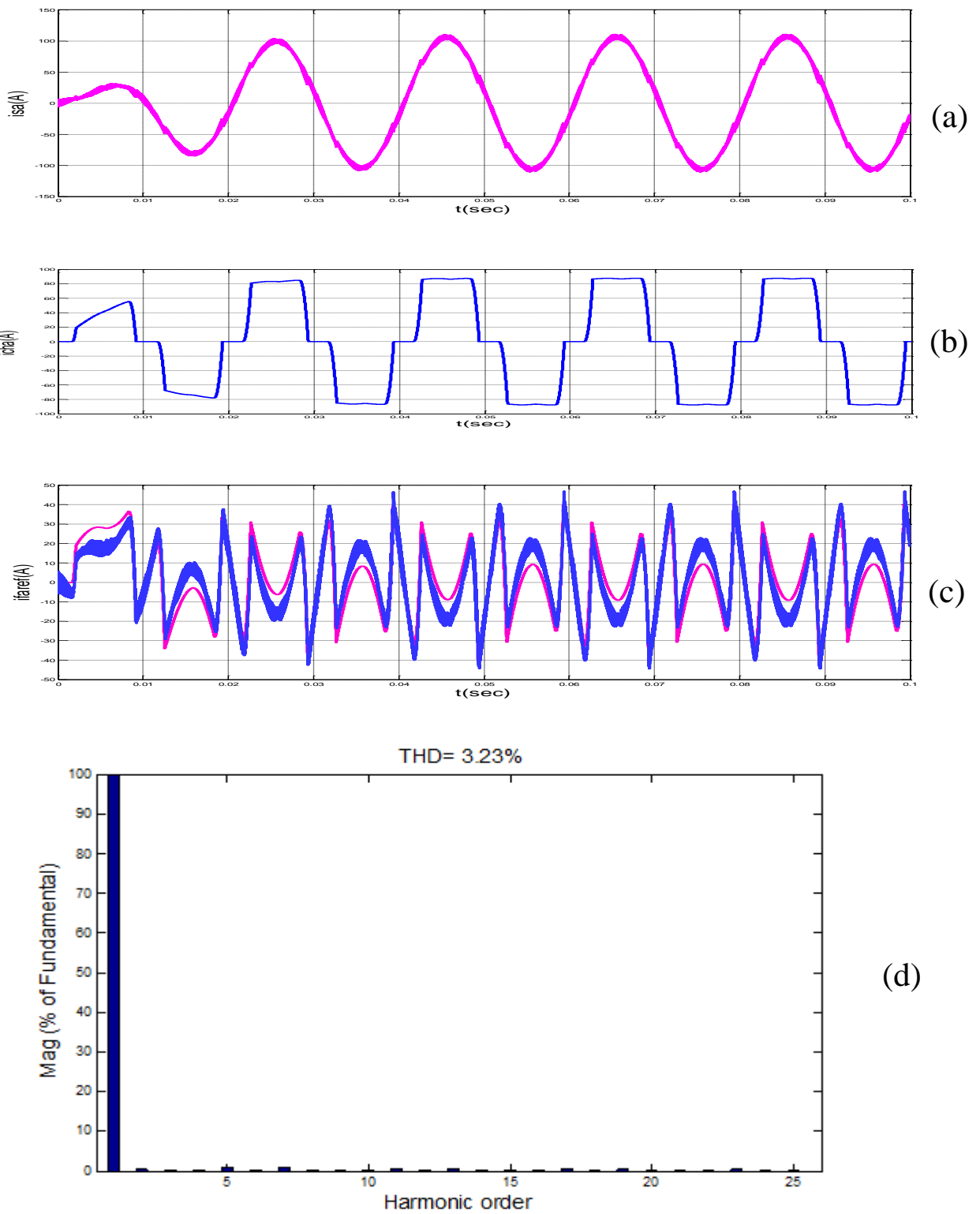


Figure (III.14) : Allure du courant  $i_{sa}$  (a),  $i_{cha}$  (b),  $i_{fa}$  et sa référence  $i_{ref}$  (c),

Spectre harmonique du courant  $i_{sa}$  (d).

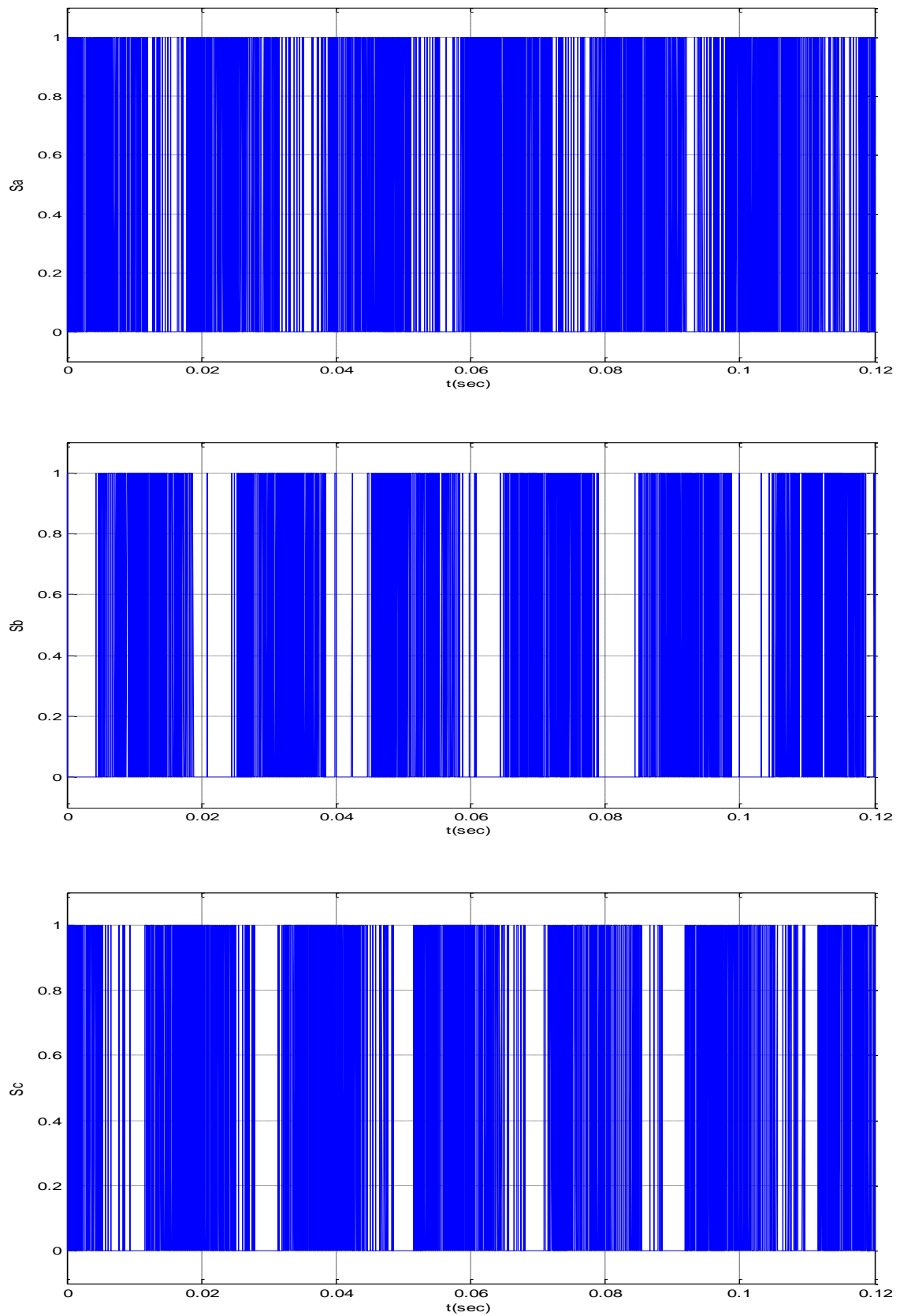
**Commande à MLI vectorielle :**

Figure (III.15) : Les impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur



### III.5\_ Interprétation des résultats :

#### Avant filtrage actif :

Avant l'insertion du filtre actif, la figure (III.7) montre la déformation de l'onde du courant de source  $i_{sa}$ . Cette distorsion est confirmée par le spectre harmonique d' $i_{sa}$  (figure III.8) qui mesure un THDi de 45.89%.

La tension de la source  $v_{sa}$  et le courant  $i_{sa}$  ne sont pas en phase (figure III.9) ce qui signifie l'existence d'un déphasage considérable entre eux, ce qui a pour effet de réduire le facteur de puissance et de le rendre loin de sa valeur admissible.

#### Après filtrage actif :

Pour une charge R, on peut noter :

Le courant de source  $i_{sa}$  prend une forme d'onde presque sinusoïdale (figure III.12 a) et en phase avec la tension de source (figure III.12 d). Ce qui prouve la bonne qualité de filtrage du filtre actif parallèle et un facteur de puissance acceptable. L'analyse spectrale du courant de la source montre l'efficacité du filtre actif parallèle à compenser les courants harmoniques générés par la charge non linéaire. Le THDi d' $i_{sa}$  prend la valeur 4.20% Figure (III.10) pour le contrôle à hystérésis et la valeur 3.27% pour le contrôle MLI Figure (III.11).

La forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur est présentée sur la figure (III.13 d) où on peut voir clairement les deux niveaux de tension  $V_{dc}/3$  et  $2V_{dc}/3$  correspond à 217 V et 434 V respectivement.

Si on utilise un pont de Gaetz à diodes débite sur une charge RL, on peut conclure :

L'insertion de l'inductance  $L_{ch}$  lisse le courant de la charge (figure III.14 b) et par conséquent, la forme d'onde du courant  $i_{sa}$  sera parfaitement sinusoïdale (figure III.14 a), ce qui traduit par la réduction du contenu harmonique du courant  $i_{sa}$  (figure III.14 d).

Le nouveau THDi est de 3.23% cette valeur acceptable conformément aux normes internationales montre que le courant généré par le filtre suit bien sa référence (figure III.14 c).

Les impulsions ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur de puissance sont illustrés sur la figure (III.15), on peut remarquer d'après cette figure que chaque période de fonctionnement contient un tiers ( $1/3$ ) où les interrupteurs ne change pas d'état ce qui réduit les pertes par commutation et par conséquent augmente les performances du filtre actif parallèle.

Les figures (III.16) et (III.17) montrent respectivement les tracés des secteurs de tension  $v$  et de courant  $\Delta i$  en fonction du temps.



**Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons simulé le comportement du système étudié : réseau d'alimentation, charge polluante et le filtre actif parallèle à deux niveaux commandé par les techniques hystérésis, MLI intersective et la MLI vectorielle dite « Space Vector Modulation PWM ».

Les résultats obtenus après des simulations numériques sous l'environnement Matlab/Simulink démontrent l'efficacité du filtre actif parallèle à deux niveaux de compenser les harmoniques de courant générés par les charges non linéaires, en particulier, l'amélioration de la forme d'onde du courant de source ainsi que la réduction de leur THDi.

## **Chapitre IV**

# **Modélisation et Simulation du Filtre Actif Parallèle à Structure Tension Trois Niveaux**

**Introduction :**

Au cours des dernières années, les onduleurs multi-niveaux sont beaucoup utilisés dans les domaines d'application de moyenne tension et grande puissance, en raison de leurs divers avantages tels que : la bonne qualité de l'alimentation, une bonne compatibilité électromagnétique, les pertes de commutation faibles et leur capacité en haute tension, ainsi que, la diminution du contenu harmonique dans la tension et le courant de sortie.

On distingue alors plusieurs types de convertisseurs :

→ Les convertisseurs clampés par le neutre qui ont comme désavantages le nombre des composants semi-conducteurs (04 interrupteurs et deux diodes par phase pour trois niveaux).

→ Les convertisseurs multicellulaires laissent espérer de bonnes performances dynamiques en jouant sur les degrés de liberté mais nécessitent des lois de commande plus complexes.

Dans la première partie de ce chapitre nous aborderons les différentes topologies des convertisseurs multiniveaux, leurs avantages et inconvénients, suivi de la modélisation de l'onduleur trois niveaux (NPC) en vue de l'application à la commande du FAP. Par la suite nous présenterons des simulations numériques sous Matlab/Simulink du filtre actif parallèle à trois niveaux NPC.

**IV.1\_ Topologies des Onduleurs Multi-niveaux :**

Nous présentons ci-dessous, d'une manière brève, les principales topologies des onduleurs multi-niveaux évoqués dans la littérature. [27]

**IV.1.1\_ Topologie à potentiel distribué :**

Pour l'obtention d'une tension de N niveaux, (N-1) capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à  $(V_{dc}/N - 1)$ ,  $V_{dc}$  est la tension totale du bus continu. Chaque couple d'interrupteurs ( $T_{ij}, T_{ij}$ ) forme une cellule de commutation. Les deux interrupteurs sont donc commandés de façons complémentaires figure (IV.1).

Cette topologie a été initialement proposée par A.Nabae pour la génération des trois niveaux de tensions et présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous :

- La forme d'onde de trois niveaux résultante a une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique.

- Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur, celle-ci est donnée par  $V_{dc}/N - 1$ .

La topologie à potentiel distribué présente également plusieurs inconvénients, parmi lesquelles :

- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très complexe, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation.
- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes.
- L'inégalité de commutation entre les interrupteurs situés à l'extérieur de la structure par rapport aux autres.
- Le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lors de leur mise en série.

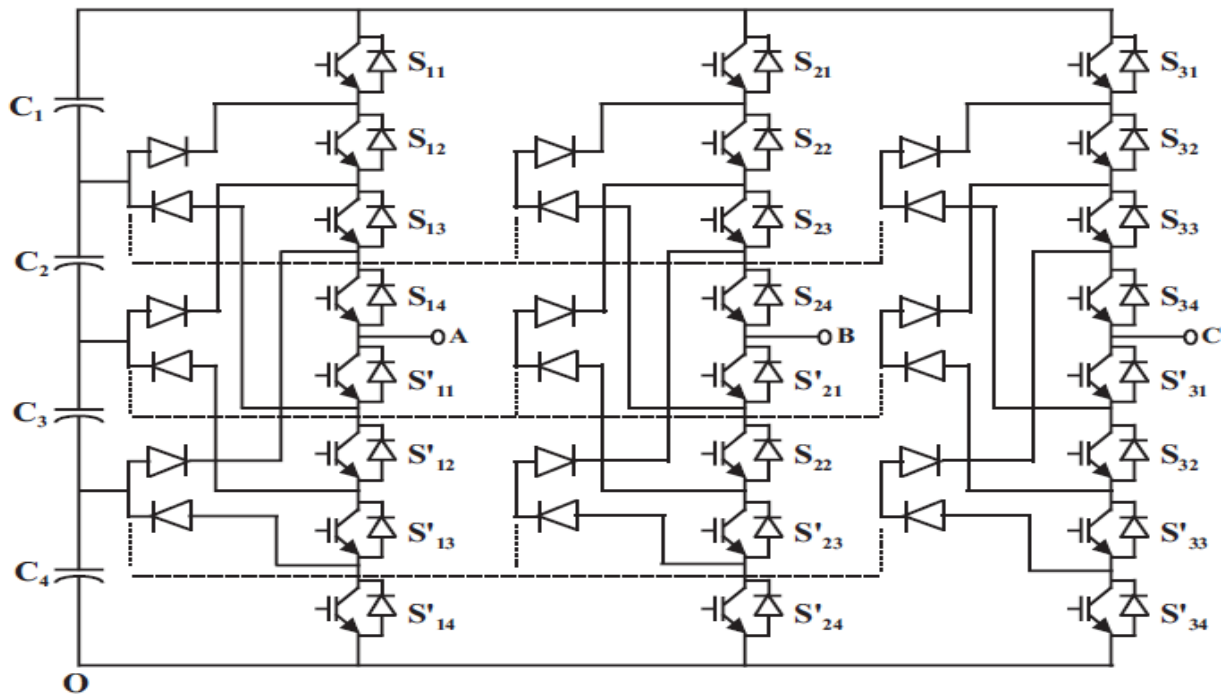


Figure (IV.1) : Topologie multi-niveaux à Potentiel distribué

**IV.1.2\_ Topologie à cellules imbriquées :**

Dans un convertisseur à deux niveaux de tension, chaque phase est constituée d'une paire d'interrupteurs de puissance montée en parallèle aux bornes d'un condensateur. Ils sont souvent commandés de façons complémentaires, si bien que la tension de sortie de la branche est reliée soit à la borne positive, soit à la borne négative de ce condensateur.

Dans la topologie multi-niveaux proposée par T.Meynard et H.Foch, plusieurs cellules « condensateur et paire d'interrupteurs » sont imbriquées les unes dans les autres comme montre la figure (IV.2).

On peut remarquer dans cette figure que :

$$V_{c2} = 2 V_{c1}, V_{c3} = 3V_{c1}, V_{c4} = 4 V_{c1}, \dots, V_{cN} = N V_{c1}$$

Le principe de fonctionnement de cette topologie est identique à celui de la topologie NPC. Parmi les avantages de cette topologie, on peut citer :

- La tension de blocages des interrupteurs est partout la même.
- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs, et pour le transfert de puissance unidirectionnel et bidirectionnel.
- Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux.
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème de déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre requis de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif.

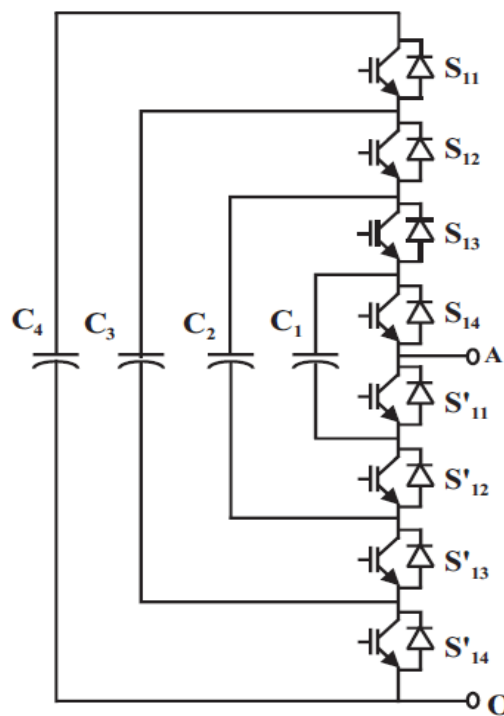


Figure (IV.2) : Topologie multi-niveaux à cellules imbriquées

#### IV.1.3\_ Topologie basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés :

La figure (IV.3) représente la structure d'un convertisseur multi-niveaux basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés (cellules partielles). Les cellules y sont connectées en étoile ou en triangle, chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue. Elles ont toutes la même valeur et doivent être galvaniquement isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit lors de leur mise en série.

Les multiples possibilités permettant de générer la même tension à la sortie de chaque cellule peuvent être exploitées afin d'optimiser les performances du convertisseur (élimination des harmoniques, réduction des pertes par commutation ou par conduction).

Les avantages de cette topologie sont :

- La modularité de sa structure permet facilement son extension à un nombre élevé de cellules sur chaque phase.
- L'équilibrage naturel des tensions est réalisé, ainsi que la commande des interrupteurs devient aisée.
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas d'une énergie éolienne).

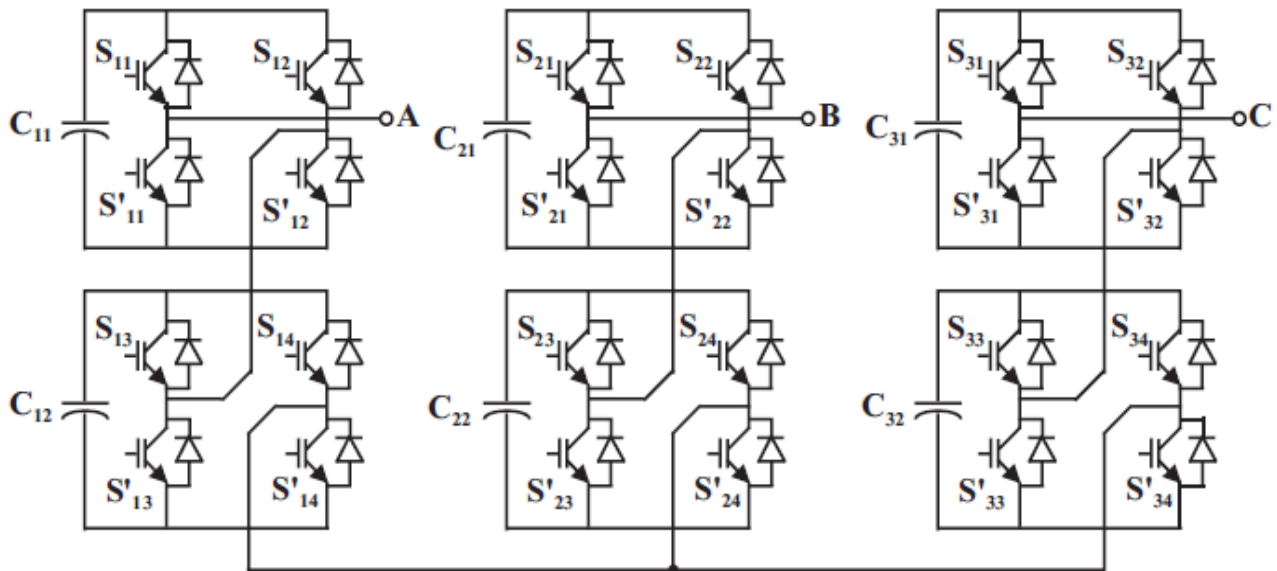


Figure (IV.3) : Topologie multi-niveaux basée sur la mise en série de deux onduleurs monophasés

#### IV.1.4\_ Topologie hybrides :

Les trois topologies résumées ci-dessus constituent les structures de base des convertisseurs multi-niveaux. A partir d'elles, des combinaisons sont possibles, afin d'obtenir des topologies hybrides.

La figure (IV.4.a) représente un onduleur hybride constitué de deux onduleurs monophasés, l'un est un pont en H et l'autre un NPC. Il est également possible de connecter en série deux onduleurs à structure imbriquée comme le montre la figure (IV.4.b).

Les topologies hybrides, lorsqu'elles sont utilisées permettent aux convertisseurs de générer un nombre de niveaux plus élevé que celle dites homogènes. Ainsi, vue de la charge, le convertisseur génère une tension avec moins d'harmoniques pour un même nombre de semi-conducteurs. Mais elles exigent des stratégies de commande un peu plus complexes et peuvent poser des problèmes aux niveaux des échanges énergétiques entre convertisseurs.

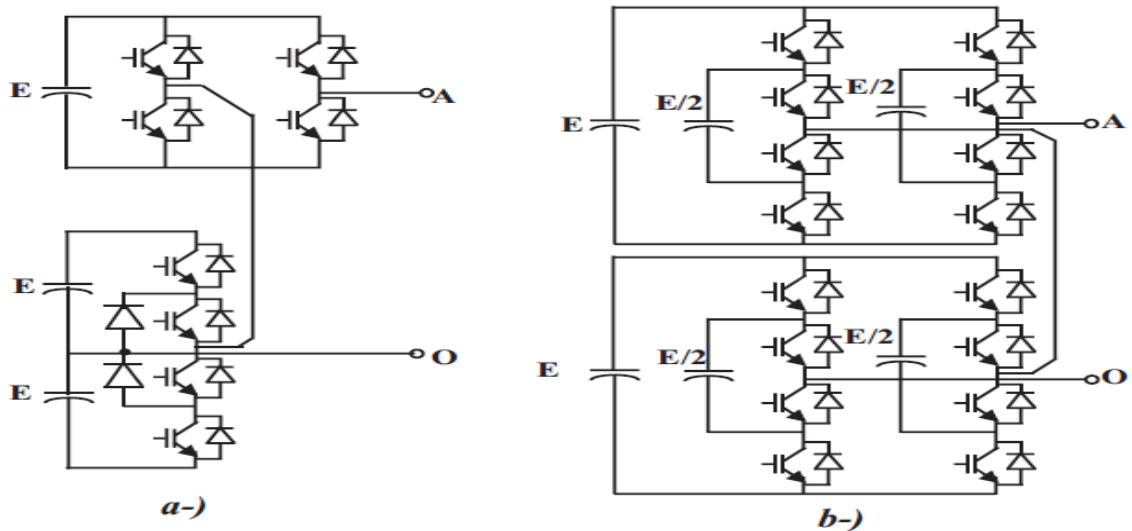


Figure (IV.4) : Exemple de topologies hybrides. a) mise en série d'un NPC et d'un pont en H  
 b) mise en série de deux convertisseurs à cellules imbriquées

**IV.2\_ Structure générale de l'onduleur de tension trois niveaux NPC :**

L'onduleur de tension trois niveaux de structure dite à point neutre clampé NPC (Neutral Point Clamped) est constitué de deux sources de tension continue et trois bras symétriques. Chaque bras comporte quatre interrupteurs bidirectionnels et deux diodes clampées comme le montre la figure (IV.5). Il permet de générer trois niveaux de tensions  $(-\frac{V_{dc}}{2}, 0, \frac{V_{dc}}{2})$  à sa sortie. Les interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux supportent la moitié de la tension d'entrée  $V_{dc}$ . L'utilisation de cette configuration se généralise de plus en plus pour les applications à moyenne tension ou ils permettent d'améliorer les formes d'ondes et d'optimiser les coûts.

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un bras, ce qui provoque des surintensités causées par le court-circuit entre les interrupteurs et les deux sources de tension continue, ou une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, pour cela on décrit la commande complémentaire, qui permet d'avoir les trois tensions  $(-\frac{V_{dc}}{2}, 0, \frac{V_{dc}}{2})$  pouvant être appliquées sur un bras de l'onduleur comme suit :

$$s_{i3} = 1 - s_{i1}$$

*avec i = a, b, c*

$$s_{i4} = 1 - s_{i2}$$

On peut regrouper les trois cas de commande pour la phase i dans le tableau suivant :

Cas	$s_i$	$s_{i1}$	$s_{i2}$	$s_{i3}$	$s_{i4}$	$v_{io}$
1	1	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
2	0	0	1	1	0	0
3	-1	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$

Tableau (IV.1) : Différents cas de commande d'un bras de l'onduleur NPC

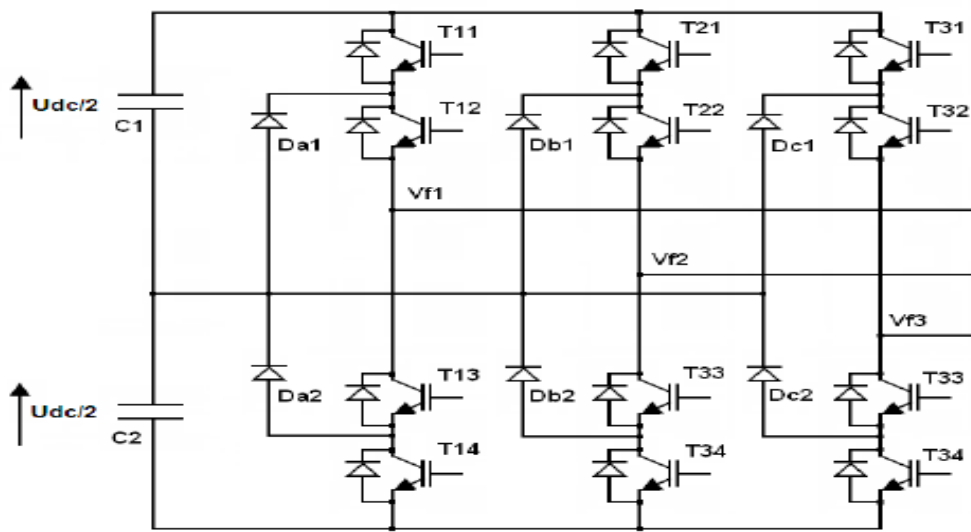


Figure (IV.5) : L'onduleur de tension à trois niveaux

**IV.3\_ Modélisation du filtre actif parallèle à structure tension trois niveaux (NPC) :**

L'ouverture et la fermeture des douze interrupteurs de l'onduleur présenté sur la figure (IV.5) dépendent de l'état des signaux de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ) comme montré ci-dessous :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{11} \text{ et } T_{12} \text{ sont fermés} \\ 0 & \text{si } T_{12} \text{ et } T_{13} \text{ sont fermés} \\ -1 & \text{si } T_{13} \text{ et } T_{14} \text{ sont fermés} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{21} \text{ et } T_{22} \text{ sont fermés} \\ 0 & \text{si } T_{22} \text{ et } T_{23} \text{ sont fermés} \\ -1 & \text{si } T_{23} \text{ et } T_{24} \text{ sont fermés} \end{cases}$$

(IV.1)

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{31} \text{ et } T_{32} \text{ sont fermés} \\ 0 & \text{si } T_{32} \text{ et } T_{33} \text{ sont fermés} \\ -1 & \text{si } T_{33} \text{ et } T_{34} \text{ sont fermés} \end{cases}$$



On a aussi démontré que :

$$i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0$$

$$V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} = 0 \quad (\text{IV.2})$$

$$V_{fa} + V_{fb} + V_{fc} = 0$$

• **Expressions des tensions simples par rapport au point milieu M :**

$$\begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

Les tensions simples ( $V_{fa}, V_{fb}, V_{fc}$ ) prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} - V_{NM} \\ S_b \cdot \frac{V_{dc}}{2} - V_{NM} \\ S_c \cdot \frac{V_{dc}}{2} - V_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{Avec : } V_{NM} = \frac{V_{dc}}{6} (S_a + S_b + S_c) \quad (\text{IV.5})$$

Les tensions composées sont obtenues en utilisant les relations (III.33) et (IV.03) :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

• **Expressions des tensions simples par rapport au point neutre N :**

En remplaçons la relation (IV.6) dans (III.37), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

Les fonctions de connexions composées et simples ont respectivement la même forme de la relation (III.36) et (III.41).

Les composantes  $V_{f\alpha}$  et  $V_{f\beta}$  dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) des vecteurs tensions  $v_{fa}$ ,  $v_{fb}$  et  $v_{fc}$  sont calculés en utilisant la transformation de Concordia.

$$\begin{bmatrix} V_{f\alpha} \\ V_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Pour chaque bras de l'onduleur, on a 03 états de commandes des interrupteurs et, comme le nombre de bras égal à 03, il en résulte qu'on a 3<sup>3</sup> combinaisons de commandes possibles présentées dans le tableau (IV.2) ci-dessous.

Tableau (IV.2) : Tensions fournies par un onduleur de tension trois niveaux à trois bras.

N°	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	V <sub>aM</sub>	V <sub>bM</sub>	V <sub>cM</sub>	V <sub>fa</sub>	V <sub>fb</sub>	V <sub>fc</sub>	V <sub>fα</sub> /V <sub>dc</sub>	V <sub>fβ</sub> /V <sub>dc</sub>	v <sub>i</sub>
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	v <sub>0</sub>
1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	0	v <sub>1</sub>
2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{4}$	v <sub>2</sub>
3	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{4}$	v <sub>3</sub>
4	0	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	0	v <sub>4</sub>
5	0	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4}$	v <sub>5</sub>
6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4}$	v <sub>6</sub>
7	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	v <sub>7</sub>
8	0	-1	-1	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	0	v <sub>1</sub>
9	0	0	-1	0	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{4}$	v <sub>2</sub>
10	-1	0	-1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{4}$	v <sub>3</sub>
11	-1	0	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	0	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	0	v <sub>4</sub>
12	-1	-1	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4}$	v <sub>5</sub>
13	0	-1	0	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4}$	v <sub>6</sub>
14	-1	-1	-1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	v <sub>14</sub>
15	1	-1	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	v <sub>15</sub>

16	1	1	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$v_{16}$
17	-1	1	-1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$v_{17}$
18	-1	1	1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$v_{18}$
19	-1	-1	1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2}$	$v_{19}$
20	1	-1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2}$	$v_{20}$
21	1	-1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{3\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4}$	$v_8$
22	1	0	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{3\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{4}$	$v_9$
23	0	1	-1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$v_{10}$
24	-1	1	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-3\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{2}}{4}$	$v_{11}$
25	-1	0	1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-3\sqrt{2}}{4\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{2}}{4}$	$v_{12}$
26	0	-1	1	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-\sqrt{2}}{2}$	$v_{13}$

La représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur trois niveaux à trois bras dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) est montrée sur la figure (IV.6).

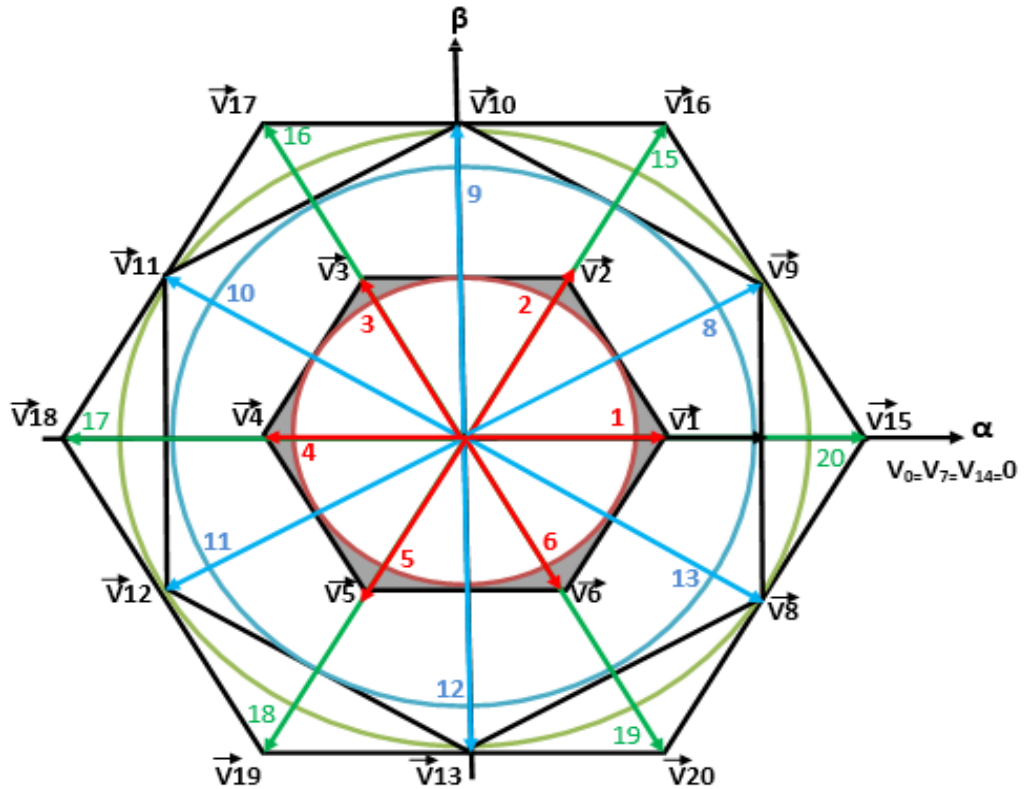


Figure (IV.6) : Représentation vectorielle des tensions délivrées par l'onduleur trois niveaux

**IV.4\_ Résultats de simulation numérique :**

Deux modèles du filtre actif parallèle à trois niveaux avec deux types de charges (R et RL) ont été simulés sous l'environnement Matlab/Simulink. Les stratégies de commande appliquées au filtre deux niveaux ont été proposées ici. Le filtre actif parallèle est remplacé par le bloc Three-Level Bridge de la librairie Power Electronics du Toolbox SimPowerSystems. Le Tableau (IV.3) regroupe les Paramètres de simulation :

Hystérésis et MLI	
Vdc	900 V
MLI vectorielle	
Vdc	600 V
Période d'échantillonnage Ts	2 e -4 Sec

Tableau (IV.3) : les Paramètres de simulation du FAP à trois niveaux

IV.4.1: Cas d'une charge R :

Commande hystérésis :

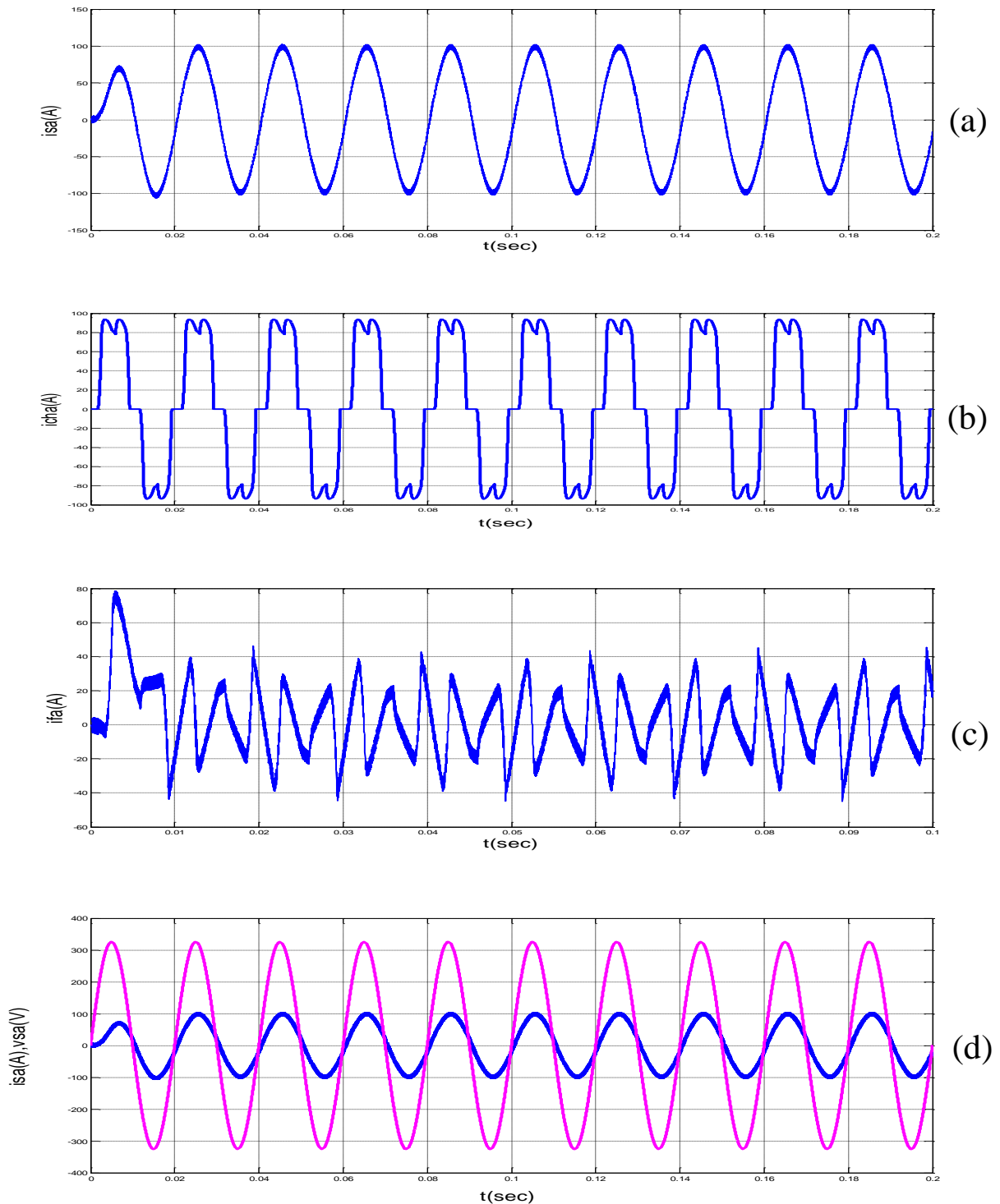


Figure (IV.7) : Allure du courant  $i_{sa}$  (a),  $i_{cha}$  (b),  $i_{fa}$  (c),

Déphasage entre  $i_{sa}$  et  $v_{sa}$  (d)

Commande MLI intersective :

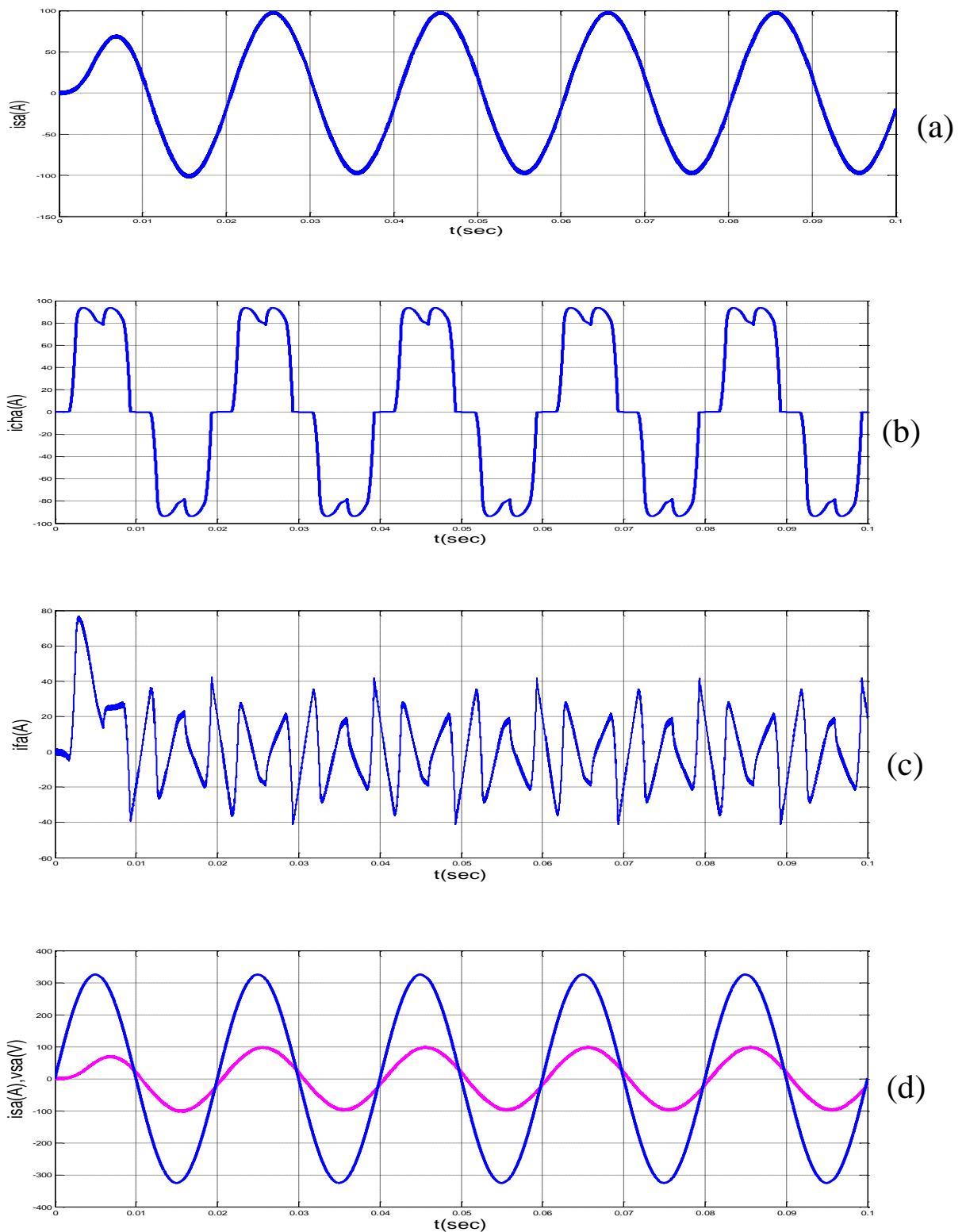
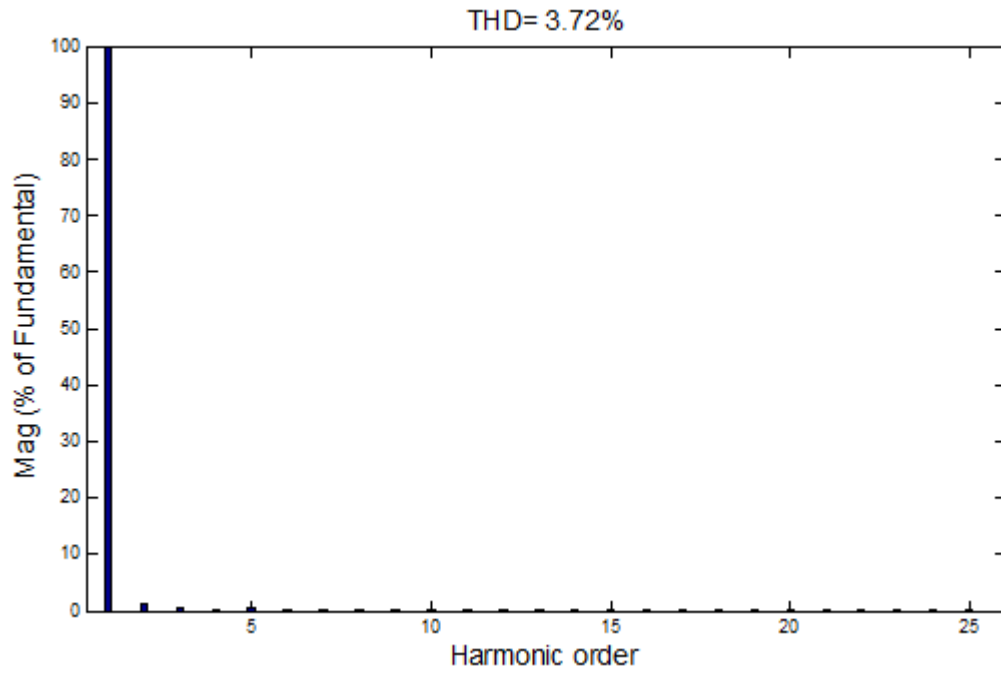
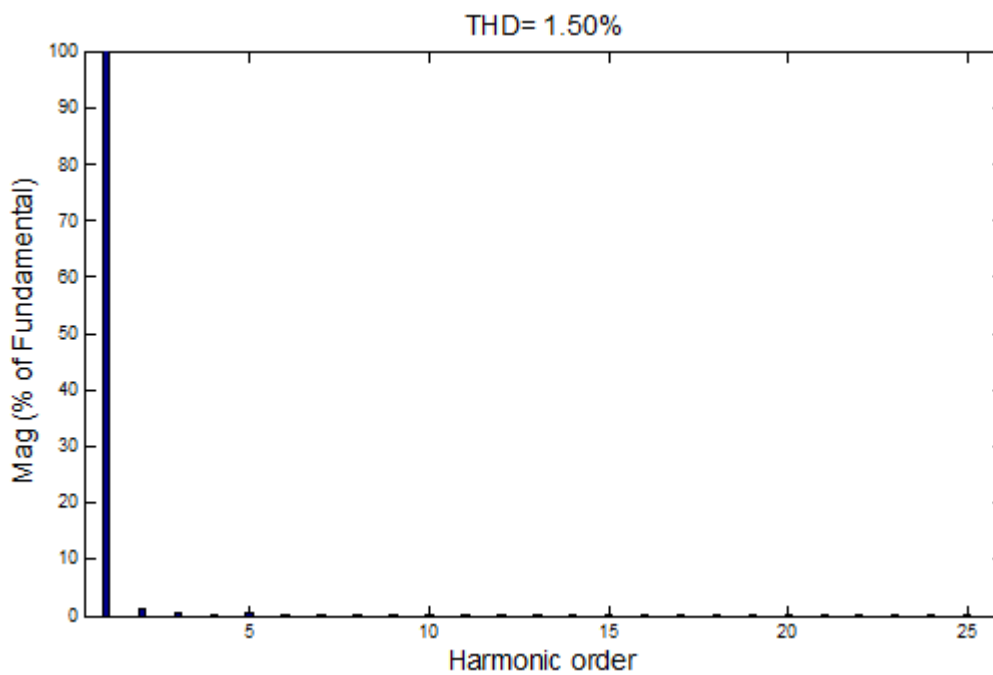


Figure (IV.8) : Allure du courant  $i_{sa}$  (a),  $i_{cha}$  (b),  $i_{fa}$  (c),

Déphasage entre  $i_{sa}$  et  $v_{sa}$  (d)

Figure (IV.9) : Spectre harmonique du courant  $i_{sa}$  après filtrage (hystérésis)Figure (IV.10) : Spectre harmonique du courant  $i_{sa}$  après filtrage (MLI)

IV.4.2: Cas d'une charge RL :

Commande hystérésis :

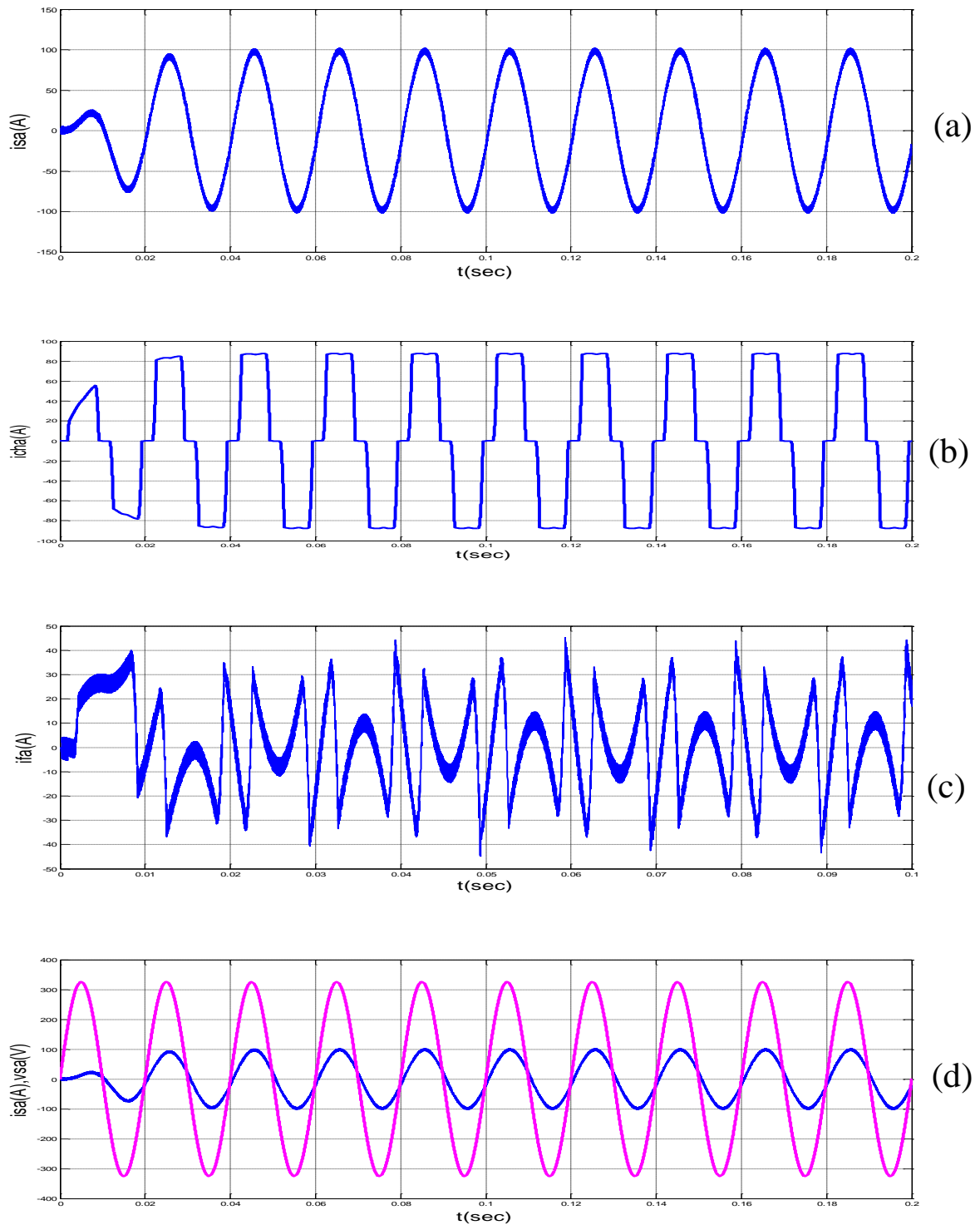


Figure (IV.11) : Allure du courant  $i_{sa}$  (a),  $i_{cha}$  (b),  $i_{fa}$  (c),

Déphasage entre  $i_{sa}$  et  $v_{sa}$  (d)



Commande MLI intersective :

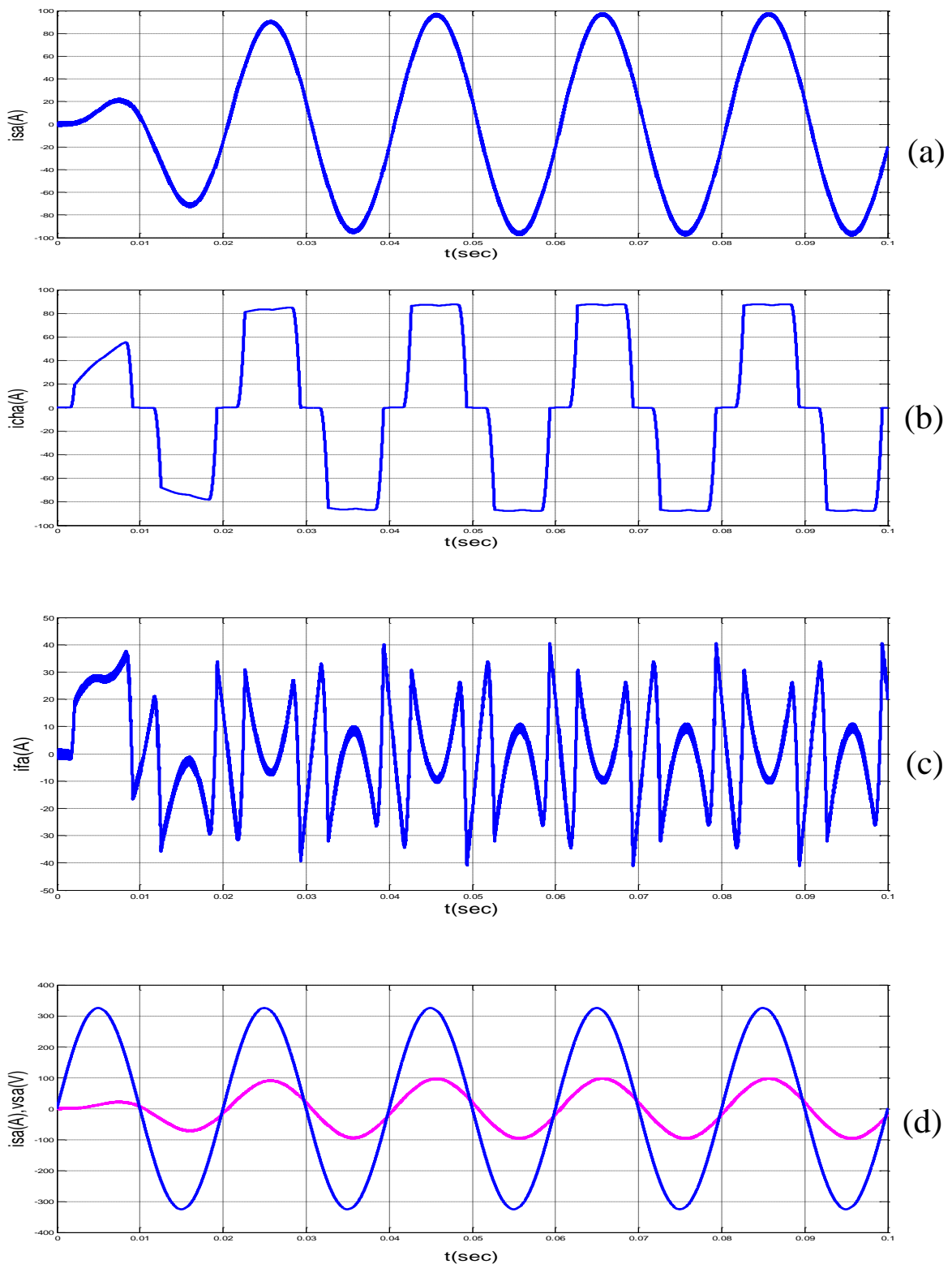


Figure (IV.12) : Allure du courant  $i_{sa}$  (a),  $i_{cha}$  (b),  $i_{fa}$  (c),

Déphasage entre  $i_{sa}$  et  $v_{sa}$  (d)

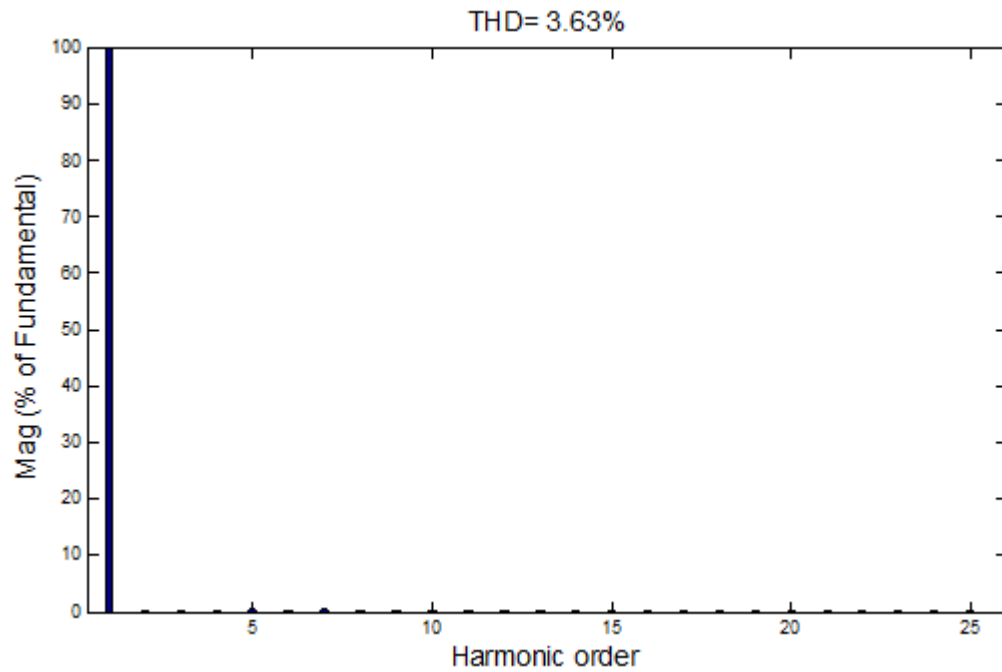


Figure (IV.13) : Spectre harmonique du courant de source isa (hystérésis)

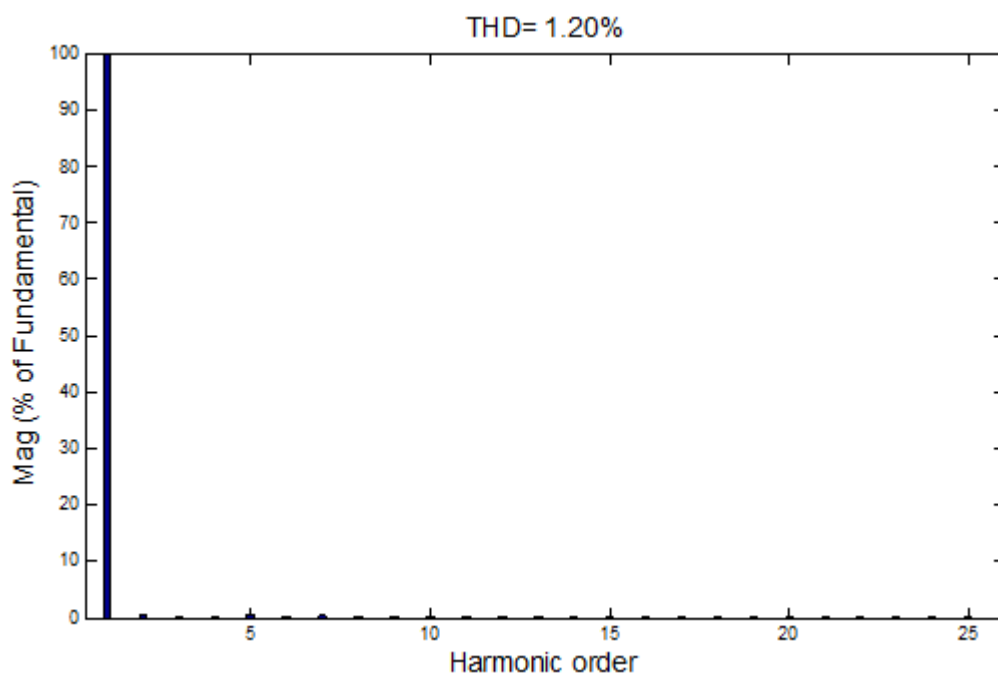


Figure (IV.14) : Spectre harmonique du courant de source isa (MLI)

Commande MLI vectorielle :

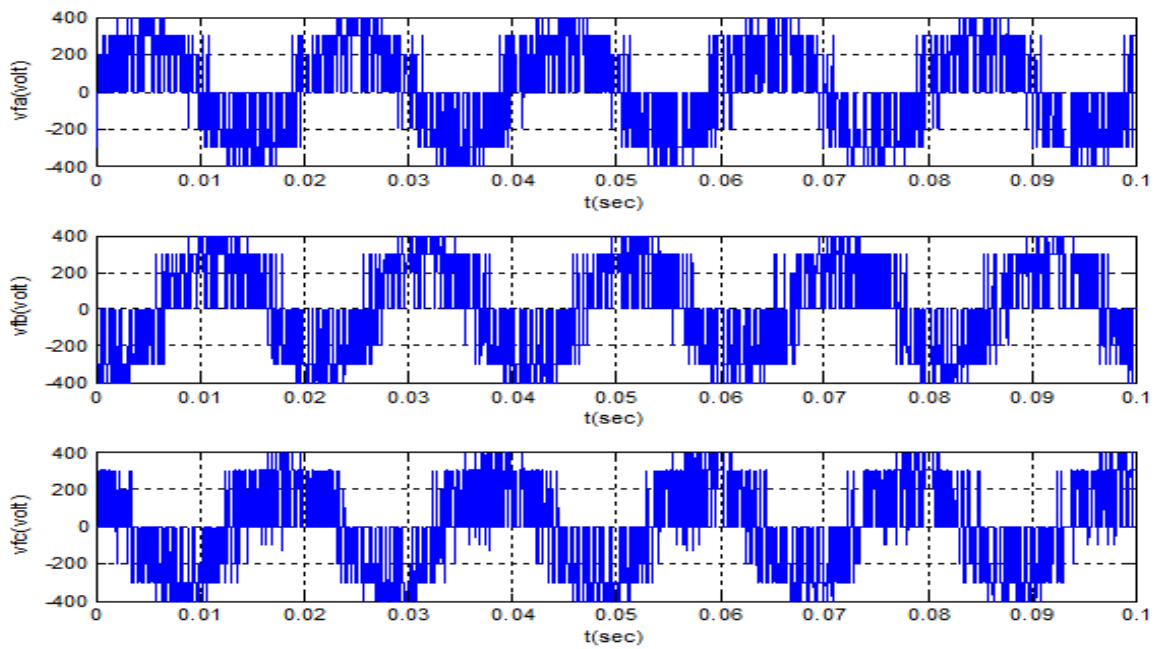


Figure (IV.15) : Tensions simples générées par le filtre trois niveaux

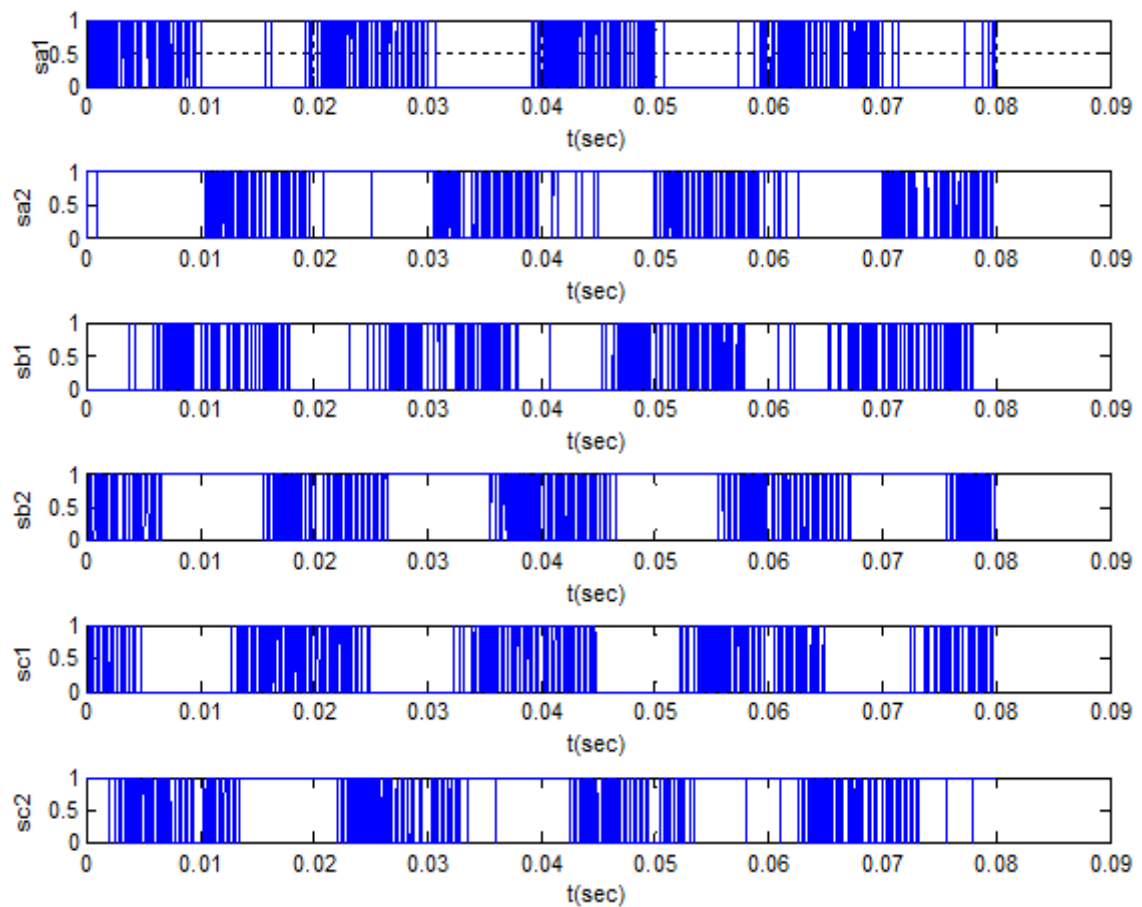


Figure (IV.16) : Impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur

### IV.5\_ Interprétation des résultats :

#### Cas d'une charge de type R :

Après l'insertion du filtre actif parallèle trois niveaux, on peut voir clairement l'amélioration de la forme d'onde du courant de la source isa (figure (IV.7 a) - hystérésis et figure (IV.8 a) – MLI) ainsi que son déphasage avec la tension vsa (figure IV.7 d - hystérésis et figure (IV.8 d) - MLI).

L'analyse spectrale du courant isa donne un THDi de 3.72 % (figure IV.9 - hystérésis) et la valeur 1.50 % (figure IV.10- MLI).

#### Cas d'une charge de type RL :

La présence d'une inductance en amont de la charge non linéaire conduit à l'amélioration de la qualité de l'onde du courant de source, surtout si nous appliquons l'algorithme de commande MLI aux interrupteurs de l'onduleur de puissance trois niveaux (figure IV.12 a). Cela est traduit par la réduction du taux de distorsion harmonique THDi qui prend la valeur 1.20 % (figure IV.14). Le courant et la tension de la source sont en phase (figure IV.12 d), cela signifie que le facteur de puissance sera corrigé ainsi que la puissance réactive a été compensée.


La figure (IV.15) donne l'allure de la tension générée par le filtre actif après l'application de la MLI vectorielle où on peut voir les trois niveaux de tensions  $V_{dc}/3$ ,  $V_{dc}/2$  et  $2V_{dc}/3$  correspond respectivement à 200 V, 300 V et 400 V.

Les impulsions des interrupteurs supérieurs de l'onduleur de puissance pour les trois phases (Sa1, Sa2, Sb1, Sb2, Sc1, Sc2) sont représentées sur la figure (IV.16). Celles des interrupteurs inférieurs de l'onduleur de puissance (Sa3, Sa4, Sb3, Sb4, Sc3, Sc4) sont complémentaires avec les impulsions précédentes.

#### Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons d'abord étudié les différentes topologies du filtre actif parallèle multiniveaux. Ensuite, nous avons présenté le modèle mathématique du FAP à trois niveaux et enfin, nous finirons ce chapitre en présentant les résultats de simulation sous Matlab/Simulink des modèles du FAP à trois niveaux en appliquant les mêmes techniques de commande comme dans le cas du FAP à deux niveaux.

Les simulations effectuées donnent des résultats similaires à ceux obtenus dans le chapitre précédent avec une petite amélioration de THDi. Par conséquent, on peut conclure que la topologie trois niveaux du FAP n'a pas une grande influence sur l'amélioration des performances des grandeurs électriques caractérisant la structure étudiée.



**CONCLUSION  
GÉNÉRALE**

Le travail traité dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la qualité de l'énergie électrique. Plus particulièrement, dans la recherche de moyens efficaces permettant de résoudre les problèmes liés à la pollution harmonique des réseaux électriques basse tension.

Le premier chapitre a été consacré à la problématique de perturbations harmoniques générées par les charges non linéaires connectées aux réseaux électriques. Le second chapitre est particulièrement dédié à l'étude théorique du filtre actif parallèle à structure tension, tandis que, Les deux derniers chapitres sont présentés les résultats de simulation numérique des deux topologies du filtre actif parallèle étudiées aux chapitres précédents.

La méthode des puissances active et réactive instantanées a été choisie pour l'identification des courants de références. L'intérêt lié à l'usage de cette méthode a été démontrée, particulièrement en termes de performances et de simplicité de la mise en œuvre pratique.

Les techniques de commande utilisées pour la génération des impulsions de commande du filtre actif parallèle (onduleur de puissance) sont la commande hystérésis, MLI classique et MLI vectorielle. Cette dernière présente l'avantage de réduction des pertes de commutation car chaque période de fonctionnement contient un tiers de période où les interrupteurs ne change pas d'état. Ce qui traduit par la minimisation des pertes de commutation et par conséquent, l'augmentation des performances du filtre actif parallèle.

Les résultats obtenus par des simulations numériques sous Matlab/Simulink montrent l'efficacité du filtre actif parallèle de compenser les harmoniques de courant, de corriger le facteur de puissance et le rendre proche de l'unité et de compenser la puissance réactive. On peut constater aussi que la topologie trois niveaux du filtre actif parallèle n'a pas une grande influence sur la qualité de filtrage des harmoniques de courant.

En perspectives, nous citons :

- Utilisation des topologies combinées (filtre actif universel parallèle-série) et hybrides (filtres actifs-passifs) vue les nombreux avantages qu'elles offrent.
- Basé sur la technique de commande MLI vectorielle pour générer les signaux de commande de l'onduleur de puissance.
- Introduire les nouvelles méthodes de régulations, en particulier, celles dite intelligentes (régulateur à logique floue, réseaux de neurones, ...).

# ***Bibliographie***

- [01] Mohamad Alaa Eddin Alali « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension », Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur- Strasbourg I, Septembre 2012.
- [02] Abdelmadjid CHAOUI « Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires », Thèse de Doctorat, Université Poitiers, Octobre 2010.
- [03] Dedoun Hakim « Contribution à l'étude et la réalisation des convertisseurs AC/DC à MLI à facteur de puissance unitaire », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [04] Chennai Salim « Etude, Modélisation et Commande des Filtrés Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle », Thèse de Doctorat en Sciences, Université Mohamed Khider de Biskra, Septembre 2013.
- [05] Omeiri Amar « Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant », Thèse de Doctorat d'Etat, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [06] Mohamed Muftah Abdusalam « Structures et Stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validation expérimentales », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, Mai 2008.
- [07] Vanya Ignatova « Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique, Application aux creux de tension et à la pollution harmonique », Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier – Grenoble, Octobre 2006.
- [08] Hind Djeghloud « Filtrage Actif de Puissance », Thèse de Doctorat en Sciences, Université Mentouri – Constantine, Décembre 2007.
- [09] Damien Flieller « Etude de Stratégies de Commande d'un filtre actif de type Parallèle en vue d'assurer la compensation des harmoniques et du déséquilibre », Mémoire du projet de fin d'études, Université Catholique de Louvain – Belgique, 2006.
- [10] Steeve Beaulieu « Etude et Mise au Point d'un Filtre Actif d'Harmonique en vue d'Améliorer la Qualité de l'Alimentation Electrique », Mémoire de la maîtrise en Ingénierie, Université de Québec – Chicoutimi, Mai 2007.
- [11] Farid Hamoudi « Contribution Aux Stratégies de Commande Avancées d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils », Thèse de Doctorat en Sciences, Université El\_Hadj Lakhdar – Batna, Juin 2012.
- [12] Serge Raoul Dzonde Naoussi « Implantation de Réseaux Neuromimétiques sur cible FPGA\_ Application à l'Intégration d'un Système de Filtrage Actif », Thèse de Doctorat, Université de Strasbourg et PhD de l'Université de Douala, Novembre 2011.
- [13] M. Saitou, N. Matsui & T. Shimizu « A control strategies of single-phase active filter using a novel d-q transformation », Industry Application conference 38<sup>th</sup> IAS Annual meeting Conference record of the IEEE, 12-16 Octobre 2003.
- [14] « La Qualité de l'Energie Electrique », Cahier technique N° 199, Edition Octobre 2001, Schneider Electric.
- [15] T. Benmiloud & A. Omari « Régulation de la tension d'alimentation du filtre actif Parallèle par PI adaptatif », 4th international conference in computer integrated manufacturing (CIP' 2007), 03-04 novembre 2007.

- [16] Ould Abdeslam, D. Wira, P. Mercklé, J. Chapuis, Y. A and D. Flieller « Stratégie Neuromimétique d'Identification et de Commande d'un Filtre Actif Parallèle », *Revue des Systèmes, série revue internationale de Génie Electrique (RS-RIGE)*, vol. 9, no. 1, pp 35-64, 2006.
- [17] M. Kale & E. Ozdemir « An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filters », *Electric power system Research*, 2005.
- [18] M. Boudjedaimi, P. Wira, D. Ould A, S. Djennoune and J. Philipe U « Commande d'un Onduleur avec des Approches Neuromimétiques pour la Compensation des Courants Harmoniques dans les Réseaux Electriques », *International Conference on Electrical Engineering and its Applications (ICEEA'2008)*, Sidi Bel-Abbes, Algeria, Mai 20-21, 2008.
- [19] S.N. Essiane, S.P. Ngoffe, A.M. Imano & L.N. Nneme « Proposition d'un Schéma de Contrôle d'un Filtre Hybride Parallèle », *Sciences, Technologies et Developpement (STD)*, vol. 14, pp 9-16, Novembre 2013.
- [20] A. Chebabhi, M-K. Fellah, M-F. Benkhoris and A. Kessal « Fuzzy logic controllers and Three Dimensional Space Vector Modulation technique in the  $\alpha\beta$  axes for three-phase four-wire four-leg shunt active power filter », *The 2<sup>nd</sup> International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA' 2015)*, Djelfa on 29-30 March 2015, Algeria.
- [21] N. Hamouda, H. Benalla & K. E. Hemsas « L'impact d'une charge fortement capacitive sur la qualité du filtrage d'un FAP contrôlé par un filtre multi-variable hautement sélectif », *Revue des Sciences et de la Technologie (RST)*, vol. 5, N°1, Janvier 2014.
- [22] B. Boukezata, A. Chaoui, G. Jean Paul & et M. Hachemi « Système solaire photovoltaïque connecte au réseau électrique et associe à un filtre actif parallèle », *Symposium Génie Electrique (SGE'14) : EF-EPF-MGE 2014*, 08-10 Juillet 2014, ENS Cachan, France.
- [23] Zellouma Laid « Filtrage Actif Parallèle des harmoniques du courant générés par un Pont Redresseur triphasé non commandé », *Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar – Annaba*, 2006.
- [24] Laid Zallouma « Contribution à l'Etude du Filtrage des Harmoniques des Réseaux de Distribution à l'Aide du Filtre Actif », *Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar – Annaba*, 2010.
- [25] Boukadoum Aziz « Contribution à l'Analyse et la Réduction de la Pollution Harmonique dans le Réseau Electrique », *Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar – Annaba*, Octobre 2007.
- [26] Zaamouche Fares « Etude et Analyse de la Commande des Onduleurs Multiniveaux par MLI Vectorielle », *Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar – Annaba*, 2009.
- [27] Joseph Song Manguelle « Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques Alimentés par Transformateurs Multisecondaires Basse Fréquence : Réactions au Réseau d'Alimentation », *Thèse de Doctorat en Sciences, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne*, 2004.