

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ MENTOURI CONSTANTINE
FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGÉNIEUR
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

THÈSE

PRÉSENTÉE POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE DOCTORAT EN SCIENCES
EN ÉLECTROTECHNIQUE

SPÉCIALITÉ

MACHINES ÉLECTRIQUES

TITRE

FILTRAGE ACTIF DE PUISSANCE

PRÉSENTÉE PAR

Melle HIND DJEGHLOUD

Soutenue le: 12/12/2007

DEVANT LE JURY CONSTITUÉ DE

<u>Président:</u>	M ^{ed} El-Hadi LATRECHE	Prof.	Univ. Mentouri Constantine
<u>Rapporteur:</u>	Hocine BENALLA	Prof.	Univ. Mentouri Constantine
<u>Examineurs:</u>	Azze-Eddine BENOUDJIT	Prof.	Univ. Hadj Lakhdar Batna
	Abdelaziz CHAGHI	M. C.	Univ. Hadj Lakhdar Batna
	Ammar BENTOUNSI	M. C.	Univ. Mentouri Constantine

2007

Dédicaces

A la mémoire de mon père Bachir décédé le 13 Février 1999,

A ma mère Mériem,

A ma soeur Sarah,

A tous mes chers frères depuis l'aîné au benjamin, Mourad, M^{ed} Rédha, M^{ed}

Lazhar, M^{ed} Kheir-Eddine, et M^{ed} Samir,

A leurs épouses,

A leurs enfants, Nourchène, Djihène, Seïf El-Yakine, Aya, Mériem, Ahmed-

Yahya, et Islam-Bachir

A ma tante Djamila

Remerciements

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

Je remercie, en deuxième position, ma chère mère Mériem et ma petite sœur Sarah, sans lesquelles je n'aurai jamais pu arrivé à terme dans la rédaction, et qui m'ont toujours entouré d'affection et de soutien dans les moments pénibles comme dans les moments de joie.

Egalement, je remercie le directeur de thèse Prof. Hocine Benalla pour son encadrement, ses directives et sa disponibilité. Aussi, je le remercie pour ses encouragements, son indulgence, et sa sympathie tout au long des années de travail collectif au sein de l'équipe d'Electronique de Puissance dont il est chef.

Ma gratitude s'exprime pareillement pour Dr. Ammar Bentounsi, membre de notre équipe, et également membre du jury, pour sa générosité et son dévouement, et d'avoir sacrifié du temps de ses vacances lorsque je lui ai demandé d'intervenir au niveau de la correction linguistique du manuscrit.

En outre, je remercie Prof. M^{ed} El-Hadi Latreche, président du jury, qu'i m'a tant conseillé, aidé et guidé chaque fois que je lui faisais appel, malgré ses nombreuses occupations, notamment vice rectorat et direction du Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine 'LEC', auquel appartient notre équipe.

Egalement, je remercie les autres membres du jury pour la pertinence de leurs remarques avisées, qui vont permettre l'amélioration de la qualité du manuscrit et l'essor vers de nouvelles perspectives.

Enfin, je ne peux oublier de remercier mes amies, notamment Lemia, Zehira, Amina, Sonia, Choubeïla, & Ouassila à qui je souhaite le prompt rétablissement après sa longue maladie, à mes collègues des départements d'Electrotechnique et d'Electronique, enseignants, techniciens, agents administratifs, et étudiants spécialement Rédha, et tous mes étudiants pour leurs sincères souhaits de succès, en particulier, Halim, Fares, Foued, Safac, et Omar.

Table des matières

Introduction générale.....	1
I Etat de l'art des filtres actifs de puissance.....	3
I.1 Introduction.....	3
I.2 Etat de l'art des filtres actifs.....	3
I.3 Conclusion.....	15
II Algorithmes d'identification des harmoniques & techniques de commande & de régulation des filtres actifs.....	16
II.1 Introduction.....	17
II.2 Algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques.....	17
II.2.1 Domaine fréquentiel.....	17
II.2.1.1 Algorithmes de Fourier & de la FFT.....	17
II.2.1.2 Technique de la multiplication sinusoïdale.....	18
II.2.1.3 Technique des séries de Fourier modifiées.....	18
II.2.2 Domaine temporel.....	18
II.2.2.1 Théorie de la puissance instantanée réactive.....	18
II.2.2.2 Algorithme du référentiel synchrone.....	25
II.2.2.3 Algorithme de détection du maximum.....	27
II.2.2.4 Algorithme de la séquence positive du fondamental.....	29
II.2.2.5 Algorithme du filtre coupe-bande (notch filter).....	32
II.2.2.6 Exemple d'application.....	32
II.3 Techniques de commande.....	34
II.3.1 MLI à échantillonnage périodique.....	34
II.3.2 MLI à Bande d'hystérésis.....	34
II.3.3 MLI à porteuse triangulaire.....	35
II.3.4 Technique de la commande vectorielle.....	36
II.3.4.1 Cas d'un onduleur de tension deux niveaux.....	36
II.3.4.2 Cas d'un onduleur de tension trois niveaux.....	47
II.4 Techniques de Régulation des filtres actifs.....	63

II.4.1	Régulation du courant du filtre actif.....	63
II.4.2	Régulation de la tension du filtre actif.....	64
II.5	Conclusion.....	66
III	Applications aux filtres actifs parallèles & séries.....	67
III.1	Introduction.....	68
III.2	Caractéristiques du courant de source avant filtrage actif.....	68
III.3	Applications aux filtres actifs parallèles.....	70
III.3.1	Cas d'un onduleur de tension deux niveaux.....	70
III.3.1.1	Circuit de puissance.....	70
III.3.1.2	Circuit de commande.....	71
III.3.1.3	Dimensionnement des condensateurs.....	73
III.3.1.4	Dimensionnement du filtre de sortie.....	74
III.3.1.5	Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	75
III.3.2	Cas d'un onduleur de tension trois niveaux.....	82
III.3.2.1	Circuit de puissance.....	82
III.3.2.2	Circuit de commande.....	82
III.3.2.3	Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	84
III.4	Applications aux filtres actifs séries.....	89
III.4.1	Cas d'un onduleur de tension deux niveaux.....	89
III.4.1.1	Circuit de puissance.....	89
III.4.1.2	Dimensionnement des filtres passifs.....	90
III.4.1.3	Circuit de commande et de régulation.....	91
III.4.1.4	Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	93
III.4.2	Cas d'un onduleur de tension trois niveaux.....	98
III.4.2.1	Circuit de puissance.....	98
III.4.2.2	Circuit de commande et de régulation.....	99
III.4.2.3	Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	100
III.5	Etudes comparatives.....	105
III.5.1	Entre filtres actifs parallèles deux et trois niveaux.....	106
III.5.1.1	Qualité du filtrage.....	106
III.5.1.2	Tension de sortie.....	106
III.5.1.3	Fréquence de commutation.....	106
III.5.2	Entre filtres actifs séries deux et trois niveaux.....	107
III.5.2.1	Qualité du filtrage.....	107
III.5.2.2	Tension de sortie.....	107
III.5.3	Entre filtres actifs parallèles et séries.....	109
III.6	Conclusion.....	109

IV	Application de la logique floue au filtrage actif & association d'un filtre actif à l'éolienne.....	110
IV.1	Introduction.....	112
IV.2	Application de la logique floue au filtrage actif.....	112
IV.2.1	Description générale du fonctionnement d'un correcteur flou.....	112
IV.2.1.1	Introduction à la logique floue et à la commande floue.....	112
IV.2.1.2	Description d'un processus flou.....	113
IV.2.1.3	Conception d'un correcteur flou.....	118
IV.2.2	Application à la commande d'un filtre actif parallèle.....	118
IV.2.2.1	Description générale du modèle filtre actif-correcteur flou....	118
IV.2.2.2	Construction de la commande floue.....	119
IV.2.2.3	Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	121
IV.3	Association d'un filtre actif à l'éolienne.....	128
IV.3.1	Généralités sur les éoliennes.....	128
IV.3.1.1	Système de conversion (WECS) à vitesse fixe.....	129
IV.3.1.2	Système de conversion (WECS) à vitesse ajustable.....	129
IV.3.2	Etude d'un filtre actif parallèle lié à une turbine éolienne.....	132
IV.3.2.1	Description générale du système étudié.....	132
IV.3.2.2	Modélisation.....	133
IV.3.2.3	Circuit de commande des courants rotoriques.....	136
IV.3.2.4	Circuit de commande du redresseur MLI.....	141
IV.3.2.5	Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	143
IV.4	Conclusion.....	149
Conclusion générale.....		151
Références bibliographiques.....		154
Annexes.....		162
Annexe A	Système de boucle à verrouillage de phase PLL.....	162
Annexe B	Semi-conducteur de puissance totalement commandables.....	165
Annexe C	Pourquoi le cercle concentrique ?.....	167
Annexe D	S-Functions utilisées dans les modèles des filtres actifs parallèles deux et trois niveaux du chapitre III.....	167
Liste des publications & communications de la candidate.....		172

Acronymes

MLI	Modulation de largeur d'impulsion
LVRC	Line voltage regulator/conditioner
UPQC	Unified power quality conditioner
FA	Filtre actif
TC	Transformateur de courant
AMP	Amplificateur
THD	Total harmonic distortion
h	Rang de l'harmonique
I₁, U₁	Amplitudes des composantes fondamentales du courant et de la tension

THDi THD du courant, tel que: $THDi = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} / I_1$, et $I_h = I_1/h$

THDu THD de la tension, tel que: $THDu = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2} / U_1$, et $U_h = U_1/h$

FFT	Fast Fourier transform
FPB	Filtre passe-bas
PLL	Phase locked loop
PI	Proportional Integral
GTO	Gate turn off.
MOSFET	Metal oxide semi-conductor field effect transistor
Hex. A	Petit hexagone
Hex. B	Hexagone moyen
Hex. C	Grand hexagone
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
WECS	Wind energy conversion system
ASG	Ajustable speed generator
GSAP	Génératrice synchrone à aimants permanents
MADA	Machine asynchrone double alimentation
GADA	Génératrice asynchrone double alimentation
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée

Introduction

Générale

Les avancées ininterrompues dans le champ de l'électronique de puissance permettent l'essor vers de nouveaux composants semi-conducteurs qui satisfont au compromis rapidité et puissance, tout en étant disponibles à de grandes quantités et à de bons prix. Ainsi, on les voit aujourd'hui incorporés dans l'intégrité des systèmes de puissance, notamment les entraînements des moteurs à vitesse ajustable, les redresseurs à diodes et à thyristors, les alimentations sans interruption (ASI), les ordinateurs et leurs périphériques,...etc. Ces dispositifs offrent une solution technico-économique pour une gestion meilleure de l'énergie électrique. Toutefois, cette qualité se trouve dégradée par les caractéristiques de non-linéarités que décrivent ces composants. Par conséquent, à la fois le courant et la tension d'alimentation présentent des distorsions dans leurs formes d'ondes. Une analyse fréquentielle de ces ondes révèle la présence de composantes harmoniques. Ces dernières sont la cause de ces distorsions. En réalité, ce phénomène mérite d'être pris au sérieux vu les nombreuses anomalies qu'il peut engendrer, et qui peuvent même déclencher des incendies. En effet, dès qu'un courant harmonique traverse un circuit résonant, il se retrouve amplifié à la sortie. Si les composantes du réseau d'alimentation, ou les charges y connectées ne soient pas dimensionnées pour être capables de supporter cette amplification, le résultat sera leur détérioration ou leur conflagration.

Plusieurs solutions ont été proposées pour résoudre le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution. Ces dernières peuvent être classées en deux différentes approches: la première, appelée *conditionnement des charges*, assure un équipement moins sensible aux perturbations de l'énergie, permettant la continuité de service même sous une distorsion significative de la tension. La deuxième approche consiste à installer des systèmes dits de *conditionnement* dont l'objectif est de contrer les perturbations harmoniques. Le filtrage actif de puissance constitue un de ces systèmes de conditionnement.

Le principe de base des filtres actifs a été introduit par Sasaki et Machida au cours des années 70. Dès lors, l'intérêt y s'est renforcé d'une part par l'émergence de semi-conducteur de commutation, notamment les IGBT, et MOSFET caractérisés par une fréquence de commutation rapide et une structure à gâchette isolée, et de l'autre part, par la disponibilité des DSP, des FPGA, des convertisseurs analogiques/numériques, des capteurs de courant et de tension à de bons prix [1]. Un filtre actif de puissance est un convertisseur continu-alternatif (onduleur) dont la vocation est la reproduction de composantes harmoniques identiques à celles qu'on souhaite éliminer, mais en opposition de phase. En outre, les nouveaux filtres actifs sont supérieurs en qualité de filtrage, non volumineux, et plus flexibles en fonctionnement que leurs comparables passifs. Cependant, jusqu'à présent, les filtres passifs sont légèrement moins chers et produisent moins de pertes que les filtres actifs.

Dans la littérature anglo-saxonne, on connaît les filtres actifs sous diverses nominations: *active power filters*, *active power conditioners*, *active power line conditioners*, *active power quality conditioners*, *self commutated static var compensators*,...etc. En réalité, le terme conditionnement de puissance a plus d'une signification: filtrage d'harmonique, compensation

de l'énergie réactive, correction du facteur de puissance, rééquilibrage des charges, réduction des creux de tension, ...etc.

Les filtres actifs sont mono ou triphasés, séries ou parallèles, purs ou hybrides, deux ou multiniveaux. La plupart des configurations pures utilisent un convertisseur à modulation de largeur d'impulsion MLI soit à source de tension à élément de stockage capacitif, soit à source de courant à élément de stockage inductif. Les configurations hybrides utilisent un ou multiple convertisseurs MLI à source de tension associés à des filtres passifs. Du point de vue technico-économique, les filtres actifs hybrides sont plus attrayants en qualité de filtrage que ceux purs, particulièrement pour les applications forte puissance [1].

Dans cette thèse, on vise à présenter une étude détaillée du concept de filtrage actif, et à démontrer ses contributions dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique influencée par le raccord avec des charges non-linéaires. Pour ce faire, on a réparti le manuscrit en quatre chapitres:

- ♣ Le 1^{er} chapitre contiendra un état de l'art et une révision de la littérature des filtres actifs,
- ♣ Le 2^{ème} chapitre comportera trois parties: la 1^{ère} partie sera consacrée à l'étude de quelques algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence. La seconde exposera les techniques de génération des impulsions, spécialement celles à base de la MLI. Un intérêt particulier sera accordé à la MLI vectorielle avec un développement original d'une théorie associée aux onduleurs trois niveaux, constituant notre contribution dans le domaine du filtrage actif. Tandis que la 3^{ème} partie montrera comment se fait la conception des circuits de régulation du courant et de la tension des filtres actifs de puissance.
- ♣ Le 3^{ème} chapitre présentera des applications de filtres actifs parallèles et séries deux et trois niveaux, accompagnées par des simulations numériques sous *Matlab-Simulink*, et d'études comparatives des différents cas traités.
- ♣ Le 4^{ème} montrera d'une part l'intérêt de l'introduction des techniques intelligentes, notamment la logique floue, dans le filtrage actif, et de l'autre part l'intérêt du filtrage actif dans les systèmes à énergie renouvelable, notamment l'éolienne.

Chapitre I

Etat de l'Art

des Filtres Actifs

de Puissance

Plan du Chapitre I

I.1. Introduction.....	3
I.2. Etat de l'art des filtres actifs.....	3
I.3. Conclusion.....	15

I.1. Introduction

La technologie des semi-conducteurs a connu de nombreuses avancées ces trois dernières décades, d'où l'émergence de composants rapides et puissants, avec une multitude d'applications tels que le filtrage actif qui a joué un rôle prépondérant dans la fourniture d'une énergie électrique propre et de haute qualité.

Depuis la mise en œuvre de leur principe de base en 1971, les filtres actifs de puissance ne cessent d'investir les différents axes du génie électrique, depuis de la dépollution harmonique des réseaux de distribution, en passant par la compensation des creux de tension et des déséquilibres, jusqu'à la production décentralisée à partir des énergies renouvelables. Ceci est justifié d'une part par la grande flexibilité des filtres actifs, sous leurs structures variées (parallèle, série, hybride, et la combinaison parallèle-série ou série-parallèle) aux différentes stratégies de commande classiques (MLI, hystérésis,...), optimisées (mode glissant, prédictive,...), et intelligentes (réseaux de neurones, logique floue, algorithmes génétiques,...), d'autre part, à leur bonne adaptation avec les milieux dans lesquels ils sont incorporés, notamment ceux consacrés aux systèmes à énergie renouvelable.

Nous allons à présent passer en revue l'état de recherche dans ce domaine [1-7].

I.2. Etat de l'art des filtres actifs

Les niveaux d'harmoniques dans les réseaux électriques ont été bien étudiés par les distributeurs d'énergie et ont fait l'objet d'un grand nombre de travaux de recherche [8–10]. Dans [9], les résultats d'un projet de recherche concernant la mise au point d'un système de détection des niveaux d'harmoniques dans certains réseaux de distribution appartenant à l'AEP (American Electric Power system) ont été présentés. Les champs de mesure ont été établis afin de rapporter les niveaux d'harmoniques dans trois classes de systèmes de distribution: résidentielle, commerciale et industrielle. L'analyse des informations collectées a fourni un aperçu sur la distorsion harmonique dans un système de distribution réel.

Dans [10], les auteurs ont présenté une approche probabiliste pour l'assemblage d'informations et l'importance de la distribution statistique d'harmoniques en termes de niveaux maximum, moyen et minimum.

Comme première solution aux problèmes d'harmoniques, les filtres passifs shunt étaient largement utilisés. D'autre part, ils contribuaient dans la correction du facteur de puissance du réseau d'alimentation. Toutefois, ces derniers présentaient un nombre assez important d'inconvénients [3]:

- ♣ Les caractéristiques de filtrage sont fortement liées à l'impédance de source, cette dernière n'étant pas connue avec précision et variant beaucoup avec la configuration du système ;
- ♣ Les filtres passifs shunt constituent un chemin pour les courants harmoniques provenant de la source. Dans le pire des cas, ces filtres entrent dans des résonances séries avec l'impédance de source ;
- ♣ A une fréquence spécifique, une antirésonance (résonance parallèle) prend lieu entre les filtres passifs parallèles et l'impédance de source, induisant ce qu'on appelle: l'amplification harmonique.

Les problèmes précités ont pénalisé l'emploi des filtres passifs comme palliatif au problème d'harmoniques, et ont d'un autre côté motivé le développement des filtres actifs de puissance comme solution plus prometteuse face à ce problème. A partir des années 70, Ces derniers ont été étudiés pour la compensation de l'énergie réactive, de la séquence négative des courants et des harmoniques dans les systèmes industriels de puissance.

Le principe de base des filtres actifs parallèles a été originalement présenté par H. Sasaki et T. Machida en 1971 [11]. Comme montré dans la Fig. I.1, le filtre actif shunt est commandé de manière à façonner activement le courant de source ' i_s ' dans une forme sinusoïdale, en injectant le courant de compensation ' i_{FA} '. Les auteurs ont proposé une nouvelle méthode pour l'élimination des courants harmoniques basée sur le principe de compensation du flux magnétique dans le noyau du transformateur. Un circuit de commande extrait les composantes fondamentales du courant de la charge non-linéaire circulant dans l'enroulement secondaire (n_2), et génère les courants harmoniques qui, après une amplification appropriée, seront injectés dans l'enroulement tertiaire (n_3) du transformateur. Ceci produit l'annulation du flux harmonique dans le noyau, et résulte uniquement en des courants à fréquence fondamentale dans l'enroulement primaire (n_1). Cette technique est considérée comme l'archétype des filtres actifs parallèles. Comme un amplificateur linéaire a été utilisé afin de générer les courants de compensation, l'implantation de cette technique n'était pas réalisable due à la faible efficacité.

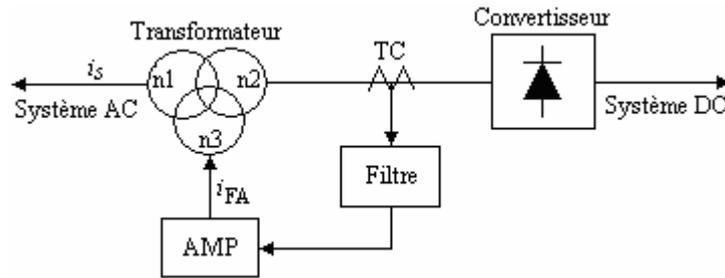


Fig. I.1. Elimination d'harmoniques par une compensation magnétique.

En 1976, L. Gyugyi et E. C. Strycula [12] ont présenté une famille de filtres actifs parallèles et séries, et ont établi le concept de filtres actifs à base d'onduleurs MLI constitués de transistors de puissance. Cependant, ces filtres actifs n'ont pu être réalisés dans des systèmes réels vu que les dispositifs à forte puissance et à fréquence élevée étaient non disponibles lors des années 70.

Le travail est considéré être un effort pionnier dans la mesure où il expose les principes fondamentaux de la théorie des filtres actifs. Une autre étude s'est développée autour de ces mêmes concepts fondamentaux, mais orientée vers de nouvelles techniques de commande. Avec le développement remarquable et le progrès au niveau de la fréquence de commutation et la capacité des semi-conducteur de puissance dans les années 80, les filtres actifs à base d'onduleurs MLI ont vu le jour dans des applications pratiques dans des systèmes de puissance réels.

C'est en 1982, qu'a eu lieu la 1^{ère} application pratique du 1^{er} filtre actif de puissance [3]. Ce dernier était parallèle et consistait en un onduleur MLI de 800 kVA à source de courant et à base de thyristors GTO.

Les premiers travaux sur les filtres actifs discutèrent les caractéristiques de compensation seulement dans le cas des régimes permanents. Le circuit de calcul des courants de compensation était simple, et uniquement des caractéristiques de compensation idéales pouvaient être atteintes. Cependant, dans le cas des régimes transitoires comme ceux causés par des charges fluctuantes, la conception des circuits de compensation devenait plus difficile.

En 1984, H. Akagi, Y. Kanazawa, et A. Nabae, ont introduit le concept de la théorie de la puissance instantanée réactive [13] qui considérait un système triphasé arbitraire de tensions et de courants en tenant compte de leurs composantes harmoniques. Les courants et tensions instantanés étaient représentés par des vecteurs d'espace instantanés dans le plan $a-b-c$, ayant des vecteurs fixés sur le même plan, séparés l'un de l'autre de $2\pi/3$ rad. Ces vecteurs d'espace étaient par la suite transformés dans le plan orthogonal $\alpha-\beta$ de Concordia. Les puissances instantanées active et réactive étaient décomposées en composantes AC et DC dans ce référentiel. Les composantes AC reflétaient les courants réactifs et harmoniques dans la charge non-linéaire. Le calcul des puissances instantanées active et réactive se faisait en temps réel (on-line), et les composantes AC étaient extraites en utilisant un filtre approprié. La conception du filtre d'extraction a un effet significatif sur les caractéristiques de compensation du filtre actif. Avec un bon choix de la fréquence de coupure, un filtre actif

peut être conçu pour éliminer le courant harmonique ou le courant réactif, ou les deux à la fois. Toutefois, cette théorie était conceptuellement limitée aux systèmes triphasés démunis de courants de séquence zéro.

Une théorie de puissance instantanée réactive plus généralisée, valide pour des systèmes de puissance sinusoïdaux ou non sinusoïdaux, équilibrés ou déséquilibrés, avec ou sans courants de séquence zéro, été proposée plus tard par F. Z. Peng et J. S. Lai [14]. Les filtres actifs commandés en se basant sur cette nouvelle théorie généralisée ont fourni de meilleures caractéristiques de compensation aussi bien pour les régimes transitoires qu'en régime permanent.

En 1987, L. A. T. Moràn, P. D. Ziogas, et G. Joos ont introduit un système de filtre actif parallèle à base d'un onduleur de tension triphasé à MLI, servant comme compensateur synchrone de puissance réactive (*Synchronous Solid-State Var Compensator SSSVC*) [15]. Le système proposé a permis la compensation des montées et des descentes du facteur de puissance avec un temps de réponse optimisé. La MLI a été utilisée pour réduire les tailles des composants réactifs.

En même temps, des problèmes relatifs à l'emploi des filtres actifs purs ont été soulignés:

- ♣ Il était difficile de réaliser des onduleurs MLI de forte puissance avec une réponse rapide du courant et des pertes réduites comme circuit principal des filtres actifs ;
- ♣ Le coût initial était élevé si comparé avec celui des filtres passifs; aussi, les filtres actifs étaient moins efficaces que ceux passifs (les formes d'ondes obtenues avec filtrage passif étaient plus sinusoïdales que celles fournies par filtrage actif) ;
- ♣ Les courants injectés par les filtres actifs parallèles pouvaient circuler dans les filtres passifs et dans les capacités raccordés en parallèle au système de puissance.

Par conséquent, l'attention s'est réorientée vers les systèmes combinés de filtres actifs et de filtres passifs raccordés en parallèle, qui furent dénommés 'filtres hybrides parallèles'. Dans [16], M. Takeda, K. Ikeda, & Y. Tominaga ont présenté un nouveau schéma de compensation utilisant un filtre actif parallèle combiné avec un filtre passif passe-haut conventionnel. En répartissant leurs rôles de telle sorte que le filtre actif absorbe les courants harmoniques d'ordres moins élevés, et que le filtre passif absorbe ceux d'ordres plus élevés [7,16], le filtre actif pouvait remplir sa fonction avec un dimensionnement réduit, ce qui a amené à un système relativement économique. Une fonction principale a été introduite dans son circuit de commande révélant la caractéristique intéressante qu'un filtre actif pouvait être utilisé comme un moyen de prévention contre toute résonance parallèle produite par les filtres passifs et les équipements du système de puissance. Ceci a rendu possible la réalisation d'un filtre idéal pour une large gamme d'harmoniques sans crainte d'aucune amplification due aux résonances parallèles. Sur le plan expérimental, cette technique a été vérifiée sur un cyclo-convertisseur (2×2800 kW), étant compensé avec un filtre actif de 900 kVA et un filtre passif de 6600 kVA [16].

En 1988, F. Z. Peng, H. Akagi et A. Nabae ont proposé un système combiné de filtre passif parallèle et de filtre actif série de faible puissance [17,18]. Ce dernier a fourni des caractéristiques de compensation meilleures, et à moindre coût. Ce système fut validé sur un pont triphasé à thyristors de 20 kVA, étant compensé par un filtre passif parallèle de 10 kVA, et par un filtre actif série de 0.3 kVA dans [17], et de 0.45 kVA dans [18]. La vocation du filtre actif série n'était pas essentiellement la compensation des harmoniques causés par le pont redresseur, c'était plutôt l'amélioration des caractéristiques de filtrage des filtres passifs et la résolution des problèmes de résonance liés à ces derniers. Il a été montré que le filtre actif série agit comme une résistance destinée à éliminer les antirésonances entre le filtre passif parallèle et l'impédance de la source d'alimentation, et agit également comme une résistance de blocage dédiée à prévenir les courants harmoniques, produits par la tension harmonique de source, de circuler dans les filtres passifs.

Le Tableau I.1 fournit une comparaison entre les deux systèmes hybrides précités [3].

TABLEAU I.1
SYSTEMES COMBINES DE FILTRES ACTIFS ET DE FILTRES PASSIFS

	Filtre passif-Filtre actif parallèle	Filtre passif-Filtre actif série
Configuration		
Circuit de puissance du filtre actif	Onduleur de tension MLI avec une boucle de courant.	Onduleur de tension MLI sans boucle de courant.
Vocation du filtre actif	Compensation des harmoniques.	Isolation des harmoniques entre la source et la charge non-linéaire.
Avantages	Réduction dans la capacité du filtre actif parallèle.	Grande réduction dans la capacité du filtre actif série.
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> ♣ Les courants harmoniques peuvent circuler de la source vers le filtre actif, ♣ Les courants de compensation injectés par le filtre actif peuvent circuler dans les filtres passifs. 	Nécessité de protection et d'isolation du filtre actif série.

Une autre configuration de filtre hybride est celle proposée par H. Fujita et H. Akagi dans [19]. La configuration se basait sur la connexion série d'un filtre actif série et d'un filtre passif, le tout placé en parallèle entre la source d'alimentation et la charge polluante. Comme le filtre actif servait seulement à l'amélioration des caractéristiques de filtrage du filtre passif, l'avantage apporté par cette nouvelle conception était la réduction des kVA du filtre actif, et le surpassement des inconvénients des filtres passifs fonctionnant seuls, aboutissant ainsi à

une solution plus pratique et plus économique. Aussi, les auteurs ont conclu que le taux du filtre actif (pourcentage du rapport entre la puissance apparente du filtre actif et celle de la charge non-linéaire) présentait une décroissance inversement proportionnelle avec le facteur de qualité du filtre passif.

Une nouvelle topologie, introduite par M. Rastogi, N. Mohan, et A. E. Edris [20], a permis la mise en œuvre pratique des filtres hybrides à taux réduit dédiés aux charges de fortes puissances. Un filtre passif en série avec un onduleur fonctionnant en mode contrôleur du courant été connecté en parallèle au système de puissance. Il a été montré que le filtre proposé avait un taux de seulement 9 % si comparé à un filtre actif agissant seul et approximativement la moitié d'un filtre hybride série. Aussi, les auteurs ont affirmé que la réduction du taux des convertisseurs constituant un filtre actif n'était possible que si un filtre passif était connecté dans une configuration hybride. En outre, une comparaison entre les filtres passifs, actifs purs, et hybrides était fournie (Tableau I.2).

TABLEAU I.2
COMPARAISON ENTRE FILTRES PASSIFS, ACTIFS PURS ET HYBRIDES.

	Filtres Passifs	Filtres Actifs Purs	Filtres Hybrides
Performance	Pauvre	Bonne	Bonne
Fiabilité	Pauvre	Pauvre	Moyenne
Coût	Réduit	Elevé	Moyen
Pertes	Réduites	Elevées	Moyennes

Dans [21], P. T. Cheng, S. Bhattacharya, et D. M. Divan ont présenté un filtre actif hybride parallèle. Le filtre actif consistait en un onduleur à onde-carrée en série avec un filtre passif LC, afin de fournir une isolation source-charge aux fréquences dominantes (5^{ème} et 7^{ème}) et d'obéir à la norme standard IEEE 519 [22] concernant les applications fortes puissances. Il a été également montré que les filtres actifs de faibles taux (1% – 2%) apportaient pratiquement une solution économique et viable pour des charges non-linéaires au dessus de 100 MW

L'apparition des 1^{ers} filtres actifs à nombre multiple de convertisseurs MLI à source de tension fut en 1986 [23,24]. Le filtre actif placé en série avec un filtre passif inductif consistait à la mise en série de quatre onduleurs de tension triphasés MLI. Accordant plus d'attention pour les régimes transitoires, la théorie de la puissance réactive [13] était appliquée pour la conception du circuit de commande des courants de compensation et celui de régulation de la tension capacitive continue alimentant les convertisseurs du filtre actif. Les auteurs ont montré que l'ordre ainsi que la fréquence de coupure du filtre passe-bas utilisé pour le calcul des puissances instantanées de référence (p^* et q^*) influaient sur les caractéristiques de compensation surtout lors des régimes transitoires.

Quant à l'étude d'un filtre actif série à convertisseurs multiples, elle fut proposée en 1995 [25]. Deux convertisseurs étaient utilisés: le premier en série avec le réseau

d'alimentation tandis que l'autre était connecté en série avec un filtre passif parallèle. L'objectif était la réduction des distorsions de la tension et l'élimination des courants harmoniques au point de raccordement commun.

Dans [26] L. Morán *et al.* montrèrent une autre structure de filtre actif à convertisseurs MLI multiples. Il s'agissait d'une structure à deux onduleurs de tension montés en cascade qui s'adaptait bien avec des charges polluantes à forte puissance et qui offrait l'avantage de compenser à la fois les courants harmoniques et l'énergie réactive. Le 1^{er} onduleur, connecté à proximité de la charge non-linéaire, servait à la compensation de l'énergie réactive et des composantes des courants harmoniques basse fréquence. Le second, était destiné à absorber les composantes harmoniques haute fréquence. C'est pour cette raison que le 1^{er} convertisseur était à base de GTO alors que le 2^{ème} était à base d'IGBT.

Une contribution similaire proposée par S. Kim et P. N. Enjeti [27] consistait à utiliser deux onduleurs de tension se partageant la même source d'alimentation DC. Le 1^{er}, à base d'IGBT muni d'un filtre LC en sortie, était chargé de maintenir la tension de source au point de raccordement commun, et de compenser tout déficit dans la puissance réactive. Le second, à base de MOSFET, avait pour rôle l'élimination des composantes harmoniques du courant. La particularité qu'avait cette structure est que le filtre actif était connecté via un transformateur d'isolement tel que l'enroulement primaire se fermait sur la source et sur le 1^{er} onduleur à IGBT, tandis que l'enroulement secondaire était branché entre les bornes du 2^{ème} onduleur à MOSFET. L'objectif était de limiter les bruits, d'avoir un fonctionnement plus stable et une bonne adaptation aux variations brusques de la charge. Aussi, l'alimentation DC était réduite par rapport à celle des filtres actifs conventionnels.

Le 1^{er} filtre actif monophasé présentant la combinaison série-parallèle fut introduit par S. Moran en 1989 [28], et qui fut dénommé: Régulateur/Conditionneur de Tension de Ligne (*Ligne Voltage Regulator/Conditioner* LVRC). Le filtre actif série était dédié à assurer l'isolation entre les charges sensibles aux harmoniques, situées en aval du LVRC, des charges non-linéaires (productrices d'harmoniques) placées en amont, corrigeant ainsi toute distorsion de la tension d'entrée. En outre, il servait à la régulation de la tension continue, à élément de stockage inductif, commune aux deux filtres. Quant au filtre actif parallèle, il s'occupait de la génération des courants harmoniques demandés par les charges connectées à la sortie, reflétant ainsi, à la source, une charge linéaire.

Dans [4,29], H. Fujita et H. Akagi présentèrent une nouvelle configuration de la combinaison série-parallèle et parallèle-série d'un filtre actif triphasé à élément de stockage capacitif, commun aux deux filtres actifs, avec appel à des filtres passifs connectés en parallèle, en aval de la combinaison qui fut appelée: Conditionneur unifié de la qualité de l'énergie (*Unified Power Quality Conditioner* UPQC). Le filtre série assurait la majorité des tâches liées à la fonction filtrage actif, notamment l'élimination des creux et des déséquilibres de tension, et forçait le filtre passif à absorber les courants harmoniques produits par la charge non-linéaire. Le filtre actif parallèle performait la régulation de la tension continue, induisant ainsi à une réduction significative dans la taille du condensateur DC.

Dans [30], P. G. Barbosa, J. A. Santisteban, et E. H. Watanabe ont proposé une autre façon de combiner des filtres actifs parallèles et séries. Le système consistait en un filtre actif parallèle connecté au côté AC d'un redresseur, et un filtre actif série relié au côté DC. Le filtre actif parallèle était commandé de sorte à éliminer les courants harmoniques des lignes AC. Quant au filtre actif série, il était destiné à annuler les ondulations de la tension redressée.

Dans d'autres travaux antérieurs, on a connu des filtres actifs qui étaient placés uniquement sur le côté DC de la charge polluante. En réalité ces derniers étaient essentiellement conçus pour la compensation des courants et/ou tensions harmoniques engendrés par les convertisseurs à thyristors des systèmes haute tension continue 'HVDC' [31] et des systèmes de traction [4,32].

Une application intéressante d'un filtre actif utilisé comme rééquilibrant de charge a été montrée par V. B. Bhavaraju et P. N. Enjeti dans [33]. Un filtre actif à base d'un convertisseur statique MLI AC/DC muni d'un circuit inductif de stockage d'énergie (convertisseur de courant), était désigné pour agir comme un rééquilibrant de charges déséquilibrées. La composante de séquence négative du courant de charge était continuellement mesurée, et un égal en amplitude mais opposé en phase de cette quantité était instantanément injecté par le filtre actif au point de raccordement commun, ceci afin d'atteindre l'objectif d'un rééquilibrage continu de charges déséquilibrées.

Dans [34], un filtre actif triphasé, motivé par le développement d'un système à source de courant dédié au circuit d'excitation d'un générateur à reluctance variable, a été présenté. Le filtre actif, composé d'un onduleur de tension triphasé alimenté par une source capacitive continue, était connecté en parallèle à la source alternative à travers un transformateur d'isolement. Le convertisseur utilisait deux boucles de commande:

- ♣ Une boucle extérieure consacrée à la régulation de la tension du bus DC, et à la génération des courants de référence.
- ♣ Une boucle intérieure utilisant la commande en mode glissant pour la reproduction des courants du filtre actif en concordance avec les courants de référence.

Le 1^{er} filtre actif à structure multiniveaux (plus de deux composants semi-conducteur par bras) fut proposé par V. Aburto *et al.* en 1997 [35]. Le filtre actif était à base d'un onduleur de tension trois niveaux à point neutre clampé (4 composants par bras). Ce dernier pouvait compenser les courants harmoniques et la puissance réactive dans des systèmes de distribution moyenne tension. Toutefois, l'étude n'était validée que par des travaux de simulation sous *MATLAB*. Dès lors, l'intérêt aux filtres actifs multiniveaux, en vue de leur application industrielle en moyenne et forte puissance, n'a cessé de s'intensifier.

En effet, en 1998 S. Round *et al.* proposèrent un filtre actif parallèle trois niveaux susceptible à dériver les harmoniques dans des sites commerciaux et industriels [36]. Il a été montré qu'un fonctionnement stable ne pouvait être atteint que si le filtre actif était connecté en aval des batteries de correction du facteur de puissance. Aussi, ils montrèrent que la topologie trois niveaux permet l'utilisation d'une inductance de sortie de plus petite valeur en comparant avec la topologie deux niveaux.

Puis en 2004, P.-C. Tan *et al.* étudièrent et expérimentèrent un filtre actif hybride cinq niveaux dédié à la compensation du déficit de puissance causé par des locomotives électriques de 25 kV, ces dernières étant à base de thyristors [37]. Le filtre actif consistait alternativement en un filtre parallèle cinq niveaux à structure cascade ou à point neutre clampé à topologie réduite, et en un filtre passif de faible taux. Le filtre actif était commandé par la commande hystérésis, et absorbait à la fois les distorsions harmoniques de faible ordre de la tension le long de la ligne, et fournissait une tension efficace de support. A son tour, le filtre passif absorbait les résonances harmoniques typiques à de tels systèmes de traction. Les résultats ont montré une croissance significative de la puissance transmise aux locomotives avec un moindre investissement.

Ensuite, en 2005, T. Jin *et al.* ont exposé une multitude de topologies d'onduleurs de tension trois niveaux pouvant être appliquées comme filtres actifs [38]. 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. Le résultat théorique, validé expérimentalement, a révélé qu'avec une structure appropriée, la chute de tension dans chaque interrupteur semi-conducteur pouvait être clampée à la moitié de la tension du bus continu. Ainsi, la tension supportée par chaque composant est réduite, ce qui entraîne le gain du coût du système entier. Par conséquent, on obtient la topologie la plus adaptée aux applications haute tension et forte puissance.

Une autre topologie de filtre actif trois niveaux différente de celles qui précèdent, est celle apportée par B.-R. Lin et T.-Y. Yang [39]. L'ondeur utilisé était triphasé à deux bras seulement, sans diodes ou condensateurs clampés, et consistait à la mise en cascade de 03 onduleurs de tension à 04 composants actifs. Le modèle proposé, contenant deux boucles de commande, a permis l'élimination des harmoniques, la compensation de l'énergie réactive et la régulation de la tension du bus continu de l'ondeur.

Une année plus tard, les mêmes auteurs ont optimisé leur structure précitée en présentant une nouvelle configuration d'ondeur trois niveaux à deux bras, 04 composants actifs et un condensateur par bras [40]. Une 3^{ème} boucle de commande a été ajoutée dans l'objectif d'atteindre l'équilibre dans la tension du point neutre. Là encore, le coût est moins élevé en comparant avec les onduleurs trois niveaux conventionnels, tout en offrant de meilleures qualités de filtrage, et en réduisant la contrainte de tension imposé aux semi-conducteur.

Enfin, dans [41], M. E. Ortúzar *et al.* présentèrent un filtre actif 81 niveaux. La configuration consistait à la mise en cascade de quatre onduleurs de tension monophasés en pont, à base d'interrupteurs à trois états différents. Les 81 niveaux de tension sont obtenus à partir de 3^4 combinaisons. L'avantage d'une telle structure est la faible fréquence de commutation des composants, et l'obtention de meilleures formes d'onde tension/courant. Toutefois, il faut signaler l'inconvénient du surcoût.

Avant de clôturer la présentation de cet état de l'art des filtres actifs, il est intéressant de mentionner la flexibilité de ceux-ci, d'une part avec les différents algorithmes de commande comme le mode glissant [34], la commande à base de flux [42], la commande prédictive [43],

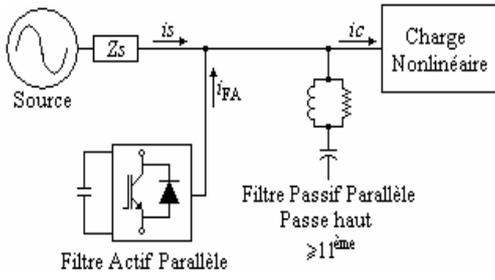
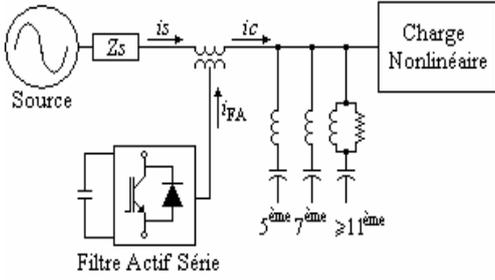
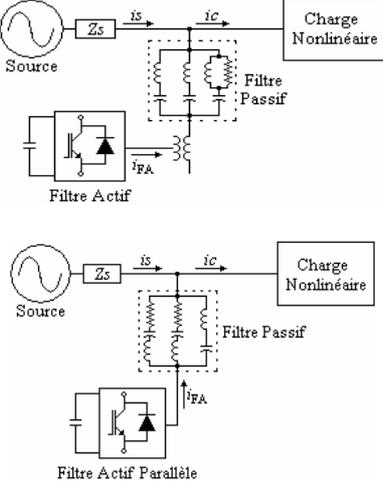
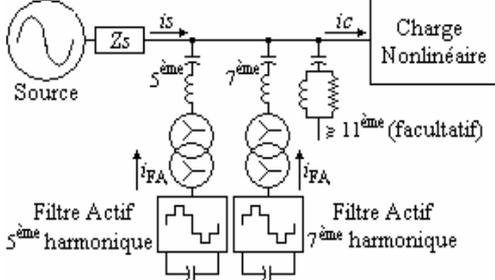
et la commande adaptative [44], et d'autre part avec les techniques intelligentes telles que les réseaux neuronaux [45], la logique floue [46], les algorithmes génétiques [47], et les ondelettes [48].

Aussi, on ne peut laisser passer inaperçue l'extraordinaire interaction des filtres actifs avec les énergies renouvelables. En effet, on connaît aujourd'hui des filtres actifs appliqués aux systèmes solaires [49], et aux aérogénérateurs (turbines éoliennes) [50].

Ainsi, les filtres actifs, sous leurs différentes configurations et stratégies de commande, deviennent de plus en plus des dispositifs de présence permanente et inévitables dans les différentes applications du génie électrique, que ça soit de faible, moyenne ou forte puissance. Pour conclure, on a préféré établir un récapitulatif des structures de base précitées des filtres actifs AC et DC purs, hybrides, et combinés. Ce récapitulatif est présenté dans le Tableau I.3.

TABLEAU I.3
RECAPITULATIF DES CONFIGURATIONS DE BASE DES FILTRES ACTIFS.

Type	Configuration	Avantages/Inconvénients
<p>1. Actif Parallèle</p> <p><i>Sasaki & Machida</i> 1971 [11] <i>Gyugyi & Strycula</i> 1976 [12]</p>	<p>Filtre Actif Parallèle</p>	<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Elimination des courants harmoniques, compensation de l'énergie réactive, correction du facteur de puissance, rééquilibrage des courants de la charge non-linéaire. ♣ Inconvénients: Coût et pertes élevés, limité aux charges de faible et moyenne puissance, risque d'écoulement des courants de compensation dans les filtres passifs raccordés au même réseau.
<p>2. Actif Série</p> <p><i>Gyugyi & Strycula</i> 1976 [12]</p>	<p>Filtre Actif Série</p>	<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Isolation et absorption des tensions harmoniques, rééquilibrage et régulation des tensions alimentant la charge non-linéaire. ♣ Inconvénients: Coût et pertes élevés, difficulté de protéger le filtre actif contre les surintensités, incapacité à contrôler l'énergie réactive.
<p>3. Actif Parallèle & Passif Parallèle</p> <p><i>Takeda et al.</i> 1987 [16]</p>		<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Dimensionnement réduit du filtre actif destiné seulement aux basses fréquences harmoniques, applicabilité aux fortes puissances, régulation de l'énergie réactive, suppression des creux de tension des

		<p>fours à arc et des cyclo-convertisseurs.</p> <ul style="list-style-type: none"> ♣ Inconvénients: Les courants de compensation peuvent circuler dans les filtres passifs, les courants harmoniques peuvent transiter dans le filtre actif.
<p>4. Actif Série & Passif Parallèle</p> <p><i>Peng et al.</i> 1988 [17,18]</p>		<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Taux plus réduit du filtre actif destiné seulement à améliorer les caractéristiques de compensation du filtre passif, aucun risque de circulation d'harmoniques dans le filtre actif. ♣ Inconvénients: Difficulté à protéger le filtre actif contre les surintensités, incapacité à contrôler l'énergie réactive.
<p>5. Mise en série Actif & Passif</p> <p><i>Fujita & Akagi</i> 1990 [19]</p> <p><i>Rastogi et al.</i> 1995 [20]</p>		<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Taux plus réduit du filtre actif destiné seulement à améliorer les caractéristiques de filtrage du filtre passif, aucun risque de circulation d'harmoniques dans le filtre actif, protection aisée du filtre actif contre les surintensités, pas de grande nécessité aux transformateurs de couplage. ♣ Inconvénients: Incapacité à contrôler l'énergie réactive.
<p>6. Actif Parallèle Dédié aux 5ème et 7ème harmoniques</p> <p><i>Cheng et al.</i> 1996 [21]</p>		<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Isolation source-charge aux fréquences dominantes (5ème et 7ème), obéissance à la norme standard IEEE 519, applicabilité aux charges de forte puissance, taux très réduits des filtres actifs (1% à 2%), moindre pertes par commutation en comparant avec les onduleurs MLI, et équilibre des puissances des bus continus des deux onduleurs.
<p>7. Combinaison Actif Parallèle & Actif Série</p>		

<p>Moran 1989 [28]</p>		<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Isolation d'harmoniques entre la charge sensible placée en aval et la charge non-linéaire placée en amont, régulation de la tension continue commune aux deux filtres actifs, correction des distorsions de la tension d'entrée. ♣ Inconvénients: Incapacité de rééquilibrage des courants de charge et de compensation du courant du neutre.
<p>8. Hybride: Actif Parallèle, Actif Série & Passif Parallèle Fujita & Akagi 1998 [29]</p>		<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Elimination d'harmoniques et des courants de séquence négative, régulation de la tension continue commune aux deux filtres actifs, correction des distorsions et des déséquilibres de la tension d'entrée, compensation des creux de tension. ♣ Inconvénients: Fluctuations à basses fréquences de la puissance active s'écoulant à partir ou vers le filtre série lors de l'absorption des creux de tension.
<p>9. AC Actif Parallèle & DC Actif Série Barbosa et al. 1998 [30]</p>		<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Elimination des courants harmoniques du côté alternatif AC et des ondulations de la tension redressée du côté continu DC.
<p>10. DC Actif parallèle Pour HVDC Zhang et al. 1993 [31]</p>		<ul style="list-style-type: none"> ♣ Avantages: Elimination des courants et tensions harmoniques engendrés par les systèmes HVDC (haute tension continue) et de traction.

1.3. Conclusion

Dans ce 1^{er} chapitre un état de l'art des filtres actifs, du point de vue circuit de puissance, a été présenté. L'apparition de ces derniers est justifiée par les besoins à surpasser les problèmes de leurs précédents passifs offrant une bonne qualité de compensation harmonique en dépit des résonances série et parallèle qu'ils introduisent aux systèmes sur lesquels ils sont raccordés, de leur caractère sélectif, et de leur mauvaise adaptation avec les fluctuations des charges polluantes.

On a vu une multitude de configurations de filtres actifs. Selon le Tableau I.3, partant de la configuration 1 jusqu'à la configuration 5, un ordre chronologique est respecté, chaque structure présente une solution à la fois aux problèmes de celle qui la précède et aux problèmes des filtres passifs. Tandis que les autres configurations (6 à 10) sont dédiées à des applications bien déterminées, notamment la compensation des harmoniques, des déséquilibres et des creux de tension engendrés par les cyclo-convertisseurs, les fours à arc, et les systèmes de traction et haute tension continue HVDC.

Selon les auteurs de la référence [6], si on ne souhaite qu'une bonne compensation:

- ♣ des courants harmoniques, on utilise la structure 4,
- ♣ de l'énergie réactive, du déséquilibre de charge, du courant du neutre et des creux de tension on utilise la structure 1,
- ♣ des tensions harmoniques, des déséquilibres et des montées et descentes des tensions d'entrée, on utilise la structure 2, préférée également pour la régulation de la tension DC alimentant le filtre actif.

Dans le chapitre suivant, on présentera les algorithmes de calcul des grandeurs de compensation les plus répandus, les techniques de commande et de génération des signaux de gâchettes, spécialement celles à base de la MLI, ainsi que les circuits de régulation des courants et des tensions des filtres actifs.

Chapitre II

Algorithmes d'Identification

des Harmoniques &

Techniques de Commande

& de Régulation des

Filtres Actifs

Plan du Chapitre II

II.1. Introduction	17
II.2. Algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques	17
II.2.1. Domaine fréquentiel	17
II.2.1.1. Algorithmes de Fourier & de la FFT.....	17
II.2.1.2. Technique de la multiplication sinusoïdale.....	18
II.2.1.3. Technique des séries de Fourier modifiées.....	18
II.2.2. Domaine temporel	18
II.2.2.1. Théorie de la puissance instantanée réactive.....	18
II.2.2.2. Algorithme du Référentiel Synchrone.....	26
II.2.2.3. Algorithme de Détection du Maximum.....	27
II.2.2.4. Algorithme de la séquence positive du fondamental.....	29
II.2.2.5. Algorithme du filtre coupe-bande (notch filter).....	32
II.2.2.6. Exemple d'application.....	32
II.3. Techniques de Commande	34
II.3.1. MLI à échantillonnage périodique.....	34
II.3.2. MLI à Bande d'hystérésis.....	34
II.3.3. MLI à porteuse triangulaire.....	35
II.3.4. Technique de la commande vectorielle.....	36
II.3.4.1. Cas d'un onduleur de tension deux niveaux	36
II.3.4.2. Cas d'un onduleur de tension trois niveaux	47
II.4. Techniques de Régulation des filtres actifs	63
II.4.1. Régulation du courant du filtre actif.....	63
II.4.2. Régulation de la tension du filtre actif.....	64
II.5. Conclusion	66

II.1. Introduction

Comme il a été présenté dans le chapitre précédent, un filtre actif est essentiellement constitué d'un onduleur (tension ou courant, mono ou polyphasé, deux ou multiniveaux). Le bon choix de la méthode d'identification des grandeurs de référence (courant de référence dans le cas d'un filtre actif parallèle, tension de référence dans le cas d'un filtre actif série), ainsi que de la technique de commande, est primordial afin que le filtre actif puisse remplir les tâches pour lesquelles il est destiné. En outre, l'utilisation de feedback provoque des erreurs statiques pouvant affecter les grandeurs de sortie, ce qui nécessite l'adjonction de circuits de régulation propres à ces grandeurs.

Plusieurs algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence et de nombreuses techniques de commande et de régulation ont été développés depuis la mise en place des 1^{ers} filtres actifs. Le lecteur est invité à consulter la littérature des filtres actifs ainsi que le contenu du présent chapitre pour en prendre connaissance.

II.2. Algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques

Selon leur champ de calcul, les algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques sont classés dans deux domaines, *fréquentiel* et *temporel* [1, 3, 5,6].

II.2.1. Domaine fréquentiel

Les algorithmes appartenant à ce domaine sont basés sur l'analyse de Fourier appliquée aux grandeurs distordues (courants ou tensions) afin d'en extraire les signaux de compensation. En utilisant la transformée de Fourier, les composantes harmoniques de compensation sont d'abord séparées des signaux harmoniques polluants et sont ensuite combinées pour générer les consignes. La fréquence de commutation des semi-conducteurs du filtre actif est généralement maintenue plus grande que deux fois la plus élevée des fréquences harmoniques dans l'objectif d'avoir une compensation effective [6]. L'application *on-line* de la transformée de Fourier (système d'équations non linéaires) est un calcul encombrant ; il en résulte un temps de réponse relativement lent.

Parmi les algorithmes appartenants à cette classe, on peut citer:

II.2.1.1. Algorithmes de Fourier & de la FFT

En utilisant la transformée rapide de Fourier (*Fast Fourier Transform FFT*), la composante harmonique du signal peut être reconstituée en éliminant la composante fondamentale du signal transformé. Après, la FFT inverse est appliquée pour l'obtention du signal final dans le domaine temporel [1,51]. L'inconvénient majeur de cette technique est le retard de réponse engendré. En effet, le système a besoin de prendre des échantillons d'une période complète afin de générer les coefficients de Fourier. Par conséquent, cet algorithme ne convient qu'aux systèmes à variation lente dans le temps.

II.2.1.2. Technique de la multiplication sinusoïdale

Cette méthode consiste à multiplier le signal par une onde sinusoïdale d'une fréquence fondamentale puis on passe à l'intégration du résultat de la multiplication. Par conséquent, tous les harmoniques de rangs élevés peuvent être éliminés par l'utilisation d'un simple filtre passe-bas. Cependant, là aussi, la performance est encore lente (plus d'un cycle complet) [52].

II.2.1.3. Technique des séries de Fourier modifiées

Le principe de cette méthode est que seulement la composante fondamentale du signal est calculée et utilisée pour la séparation du signal harmonique total de l'onde échantillonnée du courant/tension de charge [53]. L'implantation pratique de cette technique consiste à modifier les équations principales des Séries de Fourier pour produire une formule récursive avec une fenêtre glissante [54]. Donc, il faut utiliser deux matrices circulaires différentes afin de stocker les composantes des coefficients sinus et cosinus calculées durant chaque pas d'échantillonnage. Les nouvelles valeurs calculées des coefficients désirés sont stockées à la place des anciennes valeurs et l'ensemble des sommes des coefficients sinus et cosinus sont continuellement mises à jour. Le temps de calcul est plus réduit en comparant avec les autres techniques employées surtout dans les applications monophasées. L'avantage de cet algorithme est son applicabilité aux systèmes monophasés comme aux systèmes triphasés.

Une autre technique des séries de Fourier modifiées, convenant aux applications triphasées, a été développée ; elle repose sur la décomposition du signal triphasé en deux composantes, *directe* et *quadrature* [6].

II.2.2. Domaine temporel

Les algorithmes de compensation dans le domaine temporel sont basés sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation des courants/tensions harmoniques. Généralement, les courants de référence sont requis non seulement pour la compensation des courants harmoniques mais également pour remplacer les déficits de la puissance réactive et les fluctuations du bus continu du filtre actif. Fondamentalement, les différents schémas proposés essayent d'inclure la composante réactive afin d'éliminer les courants harmoniques et de corriger le facteur de puissance. Beaucoup d'algorithmes entrent dans cette catégorie [55], notamment :

II.2.2.1. Théorie de la puissance instantanée réactive

A. Principe

Le concept de cette théorie est très commun pour l'extraction des courants/tensions de référence d'un filtre actif. Elle consiste en une transformation variable, dans le référentiel α - β , des puissances, courants et tensions instantanés à partir du référentiel a - b - c . Les équations transformées du 1^{er} plan triphasé au second à coordonnées diphasées, sont dérivées du diagramme de phase représenté Fig. II.1 [13].

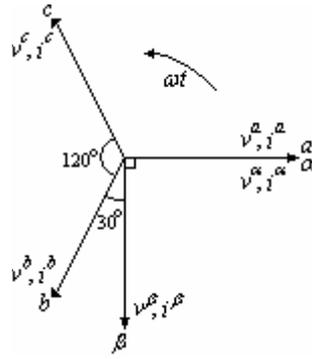


Fig. II.1. Diagramme de transformation du référentiel $a-b-c$ au référentiel $\alpha-\beta$.

Les valeurs instantanées des courants et tensions triphasés peuvent être obtenues dans le plan $\alpha-\beta$ par les équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Avec C_{32} la matrice de transformation développée par Concordia [56] selon la représentation de la Fig. II.1 et dont l'expression est donnée par:

$$[C_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Cette transformation n'est valide que si les tensions sont équilibrées et sinusoïdales. Les puissances instantanées active et réactive dans ce repère sont calculées par:

$$p(t) = v_\alpha(t) \cdot i_\alpha(t) + v_\beta(t) \cdot i_\beta(t) \quad (\text{II.3})$$

$$q(t) = -v_\alpha(t) \cdot i_\beta(t) + v_\beta(t) \cdot i_\alpha(t) \quad (\text{II.4})$$

Il est évident que $p(t)$ est identique à son expression conventionnelle dans le repère $a-b-c$. Cependant, afin de définir la puissance réactive instantanée, Akagi a introduit une nouvelle expression dans l'espace vectoriel donnée par:

$$\vec{q} = \vec{v}_\alpha \times \vec{i}_\beta + \vec{v}_\beta \times \vec{i}_\alpha \quad (\text{II.5})$$

Le vecteur \vec{q} est perpendiculaire au plan $\alpha-\beta$. Pour rester en conformité avec la règle de la main droite, \vec{v}_α est perpendiculaire à \vec{i}_β , et \vec{v}_β est perpendiculaire à \vec{i}_α . Le sens physique du

vecteur \bar{q} n'est pas une "puissance instantanée" à cause du produit de la tension dans une phase et du courant dans une autre phase. Au contraire, $\bar{v}_\alpha \times \bar{i}_\alpha$ et $\bar{v}_\beta \times \bar{i}_\beta$ signifient clairement une "puissance instantanée", à cause du produit de la tension dans une phase et du courant dans la même phase. Akagi a attribué à cette nouvelle grandeur électrique, définie par l'équation (II.5), l'appellation "puissance instantanée imaginaire", représentée par le produit des valeurs instantanées du courant et de la tension, mais qui ne peut être traitée comme une grandeur conventionnelle.

A partir des équations (II.3) et (II.4), p et q peuvent être exprimées en composantes AC et DC, telles que:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (\text{II.6})$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (\text{II.7})$$

Avec:

\bar{p} : Composante DC de p liée au courant actif fondamental conventionnel

\tilde{p} : Composante AC de p , dépourvue de valeur moyenne et liée aux courants harmoniques causés par les composantes AC de la puissance instantanée réelle

\bar{q} : Composante DC de q liée à la puissance réactive générée par les composantes fondamentales des courants et des tensions

\tilde{q} : Composante AC de q et liée aux courants harmoniques causés par les composantes AC de la puissance instantanée réactive.

B. Cas d'un filtre actif parallèle

Ici, il s'agit de l'extraction des courants de référence. L'expression des courants en fonction des puissances instantanées dans le plan α - β est donnée par:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Maintenant, si on souhaite également compenser la puissance réactive (*c.-à-d.* le déplacement du facteur de puissance), ainsi que les courants harmoniques générés par les charges non-linéaires, le signal de référence du filtre actif parallèle doit inclure \tilde{p} , \bar{q} , et \tilde{q} . Dans ce cas, les courants de référence sont calculés par:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Les courants de compensation finaux dans le repère a - b - c , incluant la composante de séquence zéro, sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_0 \\ i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_a + i_b + i_c) \quad (\text{II.11})$$

Le diagramme de blocs permettant de générer les courants de référence de l'équation (II.10) est représenté Fig. II.2, tel que FPB est un filtre passe-bas du second ordre, dont le principe de fonctionnement est illustré dans la Fig. II.3.

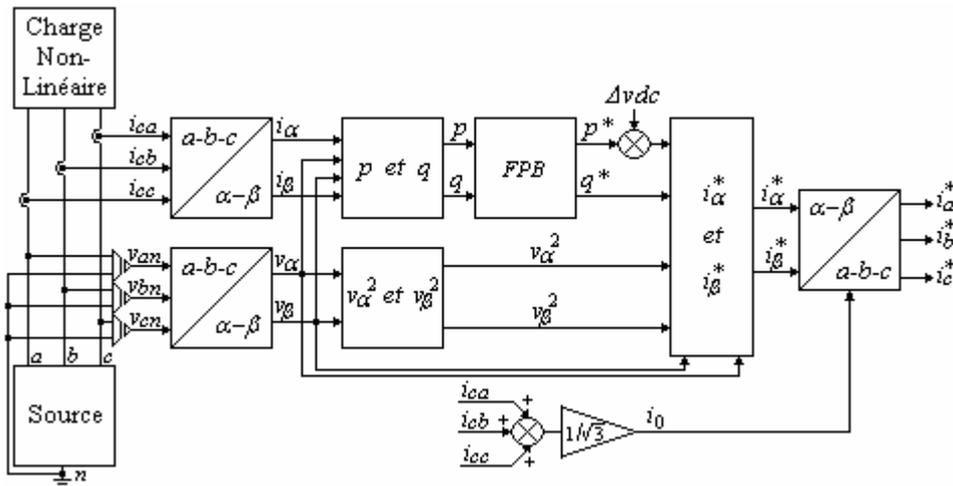


Fig. II.2. Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon la théorie $p-q$.

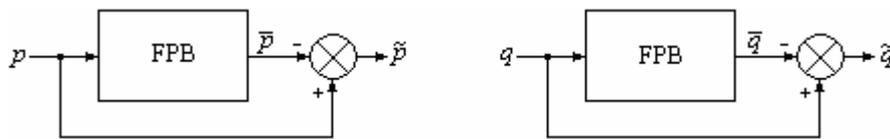


Fig. II.3. Opération du filtre passe-bas utilisé pour l'extraction des signaux AC de $p-q$.

La fonction de transfert FT du FPB est donnée par l'équation (II.12):

$$FT = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \xi_0 \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (\text{II.12})$$

Avec:

$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$, f_0 est la fréquence de coupure du filtre,

s : l'opérateur de Laplace,

ξ_0 : dépassement.

L'avantage de la théorie de la puissance instantanée réactive est que les puissances active et réactive associées aux composantes fondamentales sont des quantités continues. Ces quantités

sont extraites à l'aide d'un filtre passe-bas. Puisque le signal est extrait en DC, le filtrage de ce dernier dans le plan $\alpha\text{-}\beta$ est insensible aux erreurs de déphasage introduites par le filtre passe-bas, améliorant ainsi les caractéristiques de compensation du filtre actif.

C. Cas d'un filtre actif série

Dans ce cas, il s'agit d'extraire les tensions de référence du filtre série [57,58]. Dans chaque phase, la tension de référence est définie comme étant la différence entre les composantes harmoniques contenues dans la tension de source et celles de la charge non-linéaire. Les composantes harmoniques de la tension de source peuvent être modélisées par le produit des composantes harmoniques du courant de source et d'un gain. Maintenant, pour obtenir à la fois les composantes harmoniques du courant de source et celles de la tension de charge, on retranche du signal instantané (courant de source/tension de charge) la composante fondamentale.

Soit $x(t)$ un signal instantané. La composante harmonique x_h de x est définie par:

$$x_h = x - x_f \quad (\text{II.13})$$

telle que:

$$\begin{bmatrix} x_{fa} \\ x_{fb} \\ x_{fc} \end{bmatrix} = C_{32}^{-1} \cdot C_{pq}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_p \\ \bar{x}_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Avec: C_{32}^{-1} , matrice inverse (ou transposée) de C_{32} donnée par la formule (II.2), C_{pq}^{-1} matrice inverse (ou transposée) de C_{pq} représentant la matrice circulaire permettant le passage du plan $\alpha\text{-}\beta$ vers la plan $p\text{-}q$ [56] et ayant pour expression:

$$C_{pq} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

et

$$\begin{cases} \bar{x}_p = x_p - \tilde{x}_p \\ \bar{x}_q = x_q - \tilde{x}_q \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

tels que \bar{x}_p, \bar{x}_q et \tilde{x}_p, \tilde{x}_q sont respectivement les composantes continues et alternatives de x_p, x_q . Soit:

$$\begin{bmatrix} x_p \\ x_q \end{bmatrix} = C_{pq} \cdot C_{32} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

\bar{x}_p, \bar{x}_q sont simplement obtenues en faisant passer x_p, x_q par un FPB semblable à p, q dans la Fig. II.3. Le diagramme représentatif de la théorie de la puissance réactive appliqué à un filtre actif série est illustré dans la Fig. II.4¹.

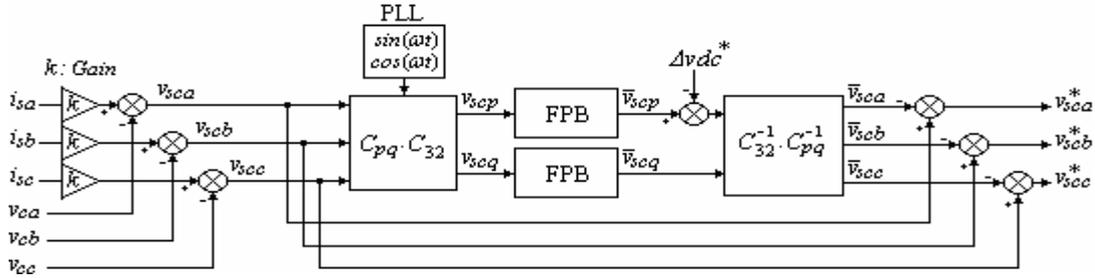


Fig. II.4. Détermination de la tension de référence par la théorie de la puissance réactive.

D. Effet du dimensionnement du FPB sur la qualité de compensation

Un filtre Butterworth est normalement utilisé grâce à sa réponse adéquate. Un filtre du second ordre offre une relation appropriée entre la réponse transitoire et les caractéristiques d'atténuation requises. Les filtres d'ordre plus élevés offrent de meilleures caractéristiques de filtrage mais le temps de résolution est relativement grand.

Comme le FPB est incapable d'éliminer complètement les fréquences harmoniques basses contenues dans les puissances p et q , le filtre actif parallèle ne peut compenser toutes les fréquences harmoniques faibles contenues dans le courant de charge. Normalement, la fréquence de coupure est 127 Hz pour un facteur d'atténuation de 15 dB pour la 1^{ère} composante AC à éliminer, ce qui signifie une atténuation de 82.2 % des 5^{ème} et 7^{ème} composantes harmoniques [55]. L'expression qui relie à la fois le THDi du courant de ligne, la fréquence de coupure du FPB et le facteur de puissance de la charge est donnée par [55]:

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{h=6k}^{\infty} \frac{1}{(f_h / f_0)^4 + 1} \cdot \left[\frac{(h^2 + 1)}{(h^2 - 1)} - \frac{1}{(h^2 - 1)} \cdot \cos(2\phi) \right]}}{\cos(\phi)} \tag{II.18}$$

où h , rang de l'harmonique; $k = 1, 2, 3, \dots$; f_h , fréquence de l'harmonique d'ordre h , et f_0 , la fréquence de coupure du FPB.

La Fig. II.5 montre le THDi des courants de ligne, introduit par les caractéristiques d'un filtre Butterworth du second ordre, en fonction de la fréquence de coupure et considérant un réseau alternatif de 50 Hz. Le THDi du courant compensé dépend de la valeur du facteur de puissance de la charge, comme indiqué dans l'équation II.18. Si la fréquence de coupure change, la performance de compensation du filtre actif est affectée ainsi que la réponse transitoire du circuit de commande.

¹ Le système PLL sera détaillé dans l'annexe A [59].

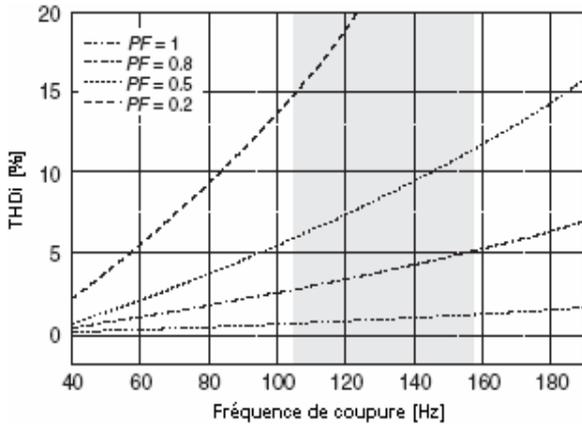


Fig. II.5. Distorsion harmonique du courant de ligne en fonction de la fréquence de coupure du FPB.

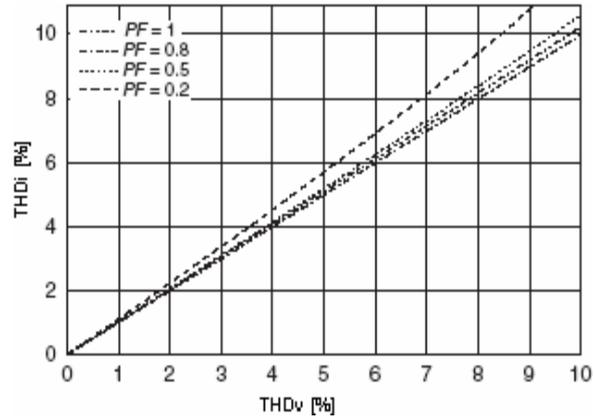


Fig. II.6. Distorsion harmonique du courant de ligne en fonction de la distorsion harmonique des tensions de la source.

E. Effet de la distorsion de la tension du réseau sur les performances de filtrage

L'une des caractéristiques les plus importantes du concept de la puissance instantanée imaginaire est que pour obtenir le signal de référence nécessaire à la compensation des composantes harmoniques et réactives du courant, le système des tensions simples du réseau d'alimentation est utilisé. Généralement, des tensions purement sinusoïdales sont considérées dans l'analyse présentée précédemment. Dans le cas d'une tension purement sinusoïdale, les composantes DC de p et q dans le plan α - β sont liées aux composantes fondamentales du système réel a - b - c . Ce n'est pas le cas lorsque les tensions sont distordues ou déséquilibrées, comme il sera démontré dans ce qui va suivre [55].

Il est supposé que les tensions de source ont des distorsions harmoniques induisant les expressions ci-dessous:

$$v_a(t) = V_1 \cos(\omega t) + V_h \cos[h(\omega t - \delta_h)] \tag{II.19}$$

$$v_b(t) = V_1 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + V_h \cos\left[h(\omega t - \delta_h - \frac{2\pi}{3})\right] \tag{II.20}$$

$$v_c(t) = V_1 \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + V_h \cos\left[h(\omega t - \delta_h + \frac{2\pi}{3})\right] \tag{II.21}$$

avec: V_1, V_h , amplitudes des composantes fondamentale et harmonique respectivement et δ_h , déphasage de la composante harmonique par rapport à l'origine des tensions.

Comme les harmoniques de tension introduisent une composante DC dans p et q , la performance de compensation du filtre actif parallèle est réduite, comme illustré Fig. II.6.

F. Effet du déséquilibre de la tension du réseau sur les performances de filtrage

Le déséquilibre de tension affecte lui aussi la performance de compensation du filtre actif. Dans cette analyse, les tensions phase-neutre du réseau AC sont données par [55]:

$$v_a(t) = V_1 \cos(\omega t) \quad (\text{II.22})$$

$$v_b(t) = V_1(1+m) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.23})$$

$$v_c(t) = V_1(1-m) \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.24})$$

Avec $0 < m < 1$.

Si le FPB est considéré parfait et que le courant du filtre actif poursuit exactement sa référence, alors le courant compensé est (cas de la phase a):

$$i_{sa} = I_1 \cos(\varphi) \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{3} m [I_1 \sin(\varphi) \cos(3\omega t) + I_1 \cos(3\omega t - \varphi)] \quad (\text{II.25})$$

Dans ce cas, le filtre actif n'est pas apte à compenser entièrement le courant de source dans la mesure où la performance de filtrage dépend de l'amplitude du déséquilibre de tension.

Si le déséquilibre est défini comme une fonction des séquences positive et négative, comme décrit par le système (II.24):

$$\begin{cases} v_{a1} = \frac{1}{3} [v_a + a^2 \cdot v_b + a \cdot v_c] \\ v_{a2} = \frac{1}{3} [v_a + a \cdot v_b + a^2 \cdot v_c] \\ a = 1 \angle 120^\circ \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

alors, le THDi du courant de source est défini par:

$$\text{Amplitude THDi} = \text{Amplitude déséquilibre} = |v_{a1}|/|v_{a2}| = (\sqrt{3}/3) \cdot m \quad (\text{II.27})$$

et le THDi variera linéairement en fonction du déséquilibre de tension comme indiqué par la Fig. II.7.

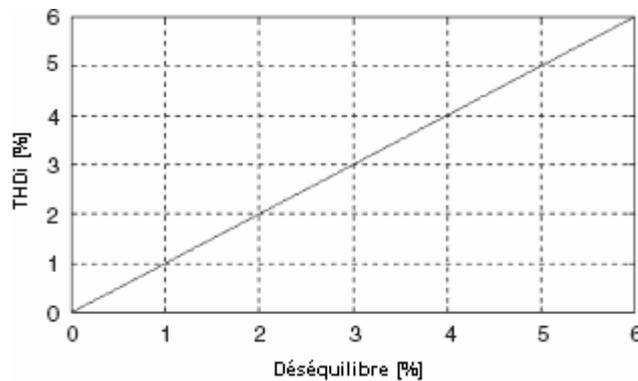


Fig. II.7. Distorsion harmonique du courant de ligne en fonction du déséquilibre des tensions de la source.

II.2.2.2. Algorithme du référentiel synchrone

Le diagramme de blocs d'un générateur de courants de référence utilisant l'algorithme du référentiel synchrone est présenté dans la Fig. II.8 [60].

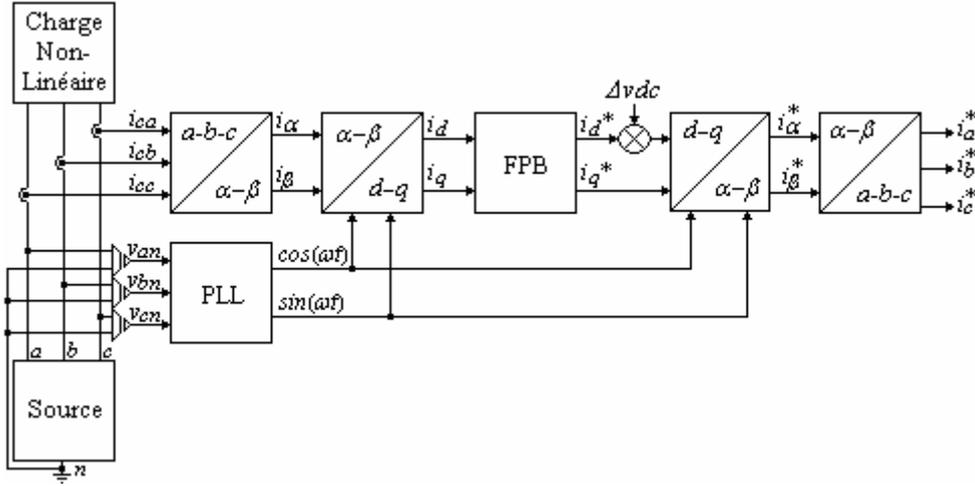


Fig. II.8. Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon l'algorithme du référentiel synchrone.

Dans ce cas, les courants réels sont transformés dans un référentiel synchrone $d-q$. Ce dernier étant synchronisé avec les tensions de source, et tournant à la même fréquence. Cette transformation est définie par:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{II.28}$$

Comme pour la théorie de la puissance réactive instantanée, les termes d et q sont constitués d'une composante DC et d'un multiple de composantes AC, tels que:

$$\begin{cases} i_d = i_{d dc} + i_{d ac} \\ i_q = i_{q dc} + i_{q ac} \end{cases} \tag{II.29}$$

Les signaux de compensation dans ce référentiel s'expriment par:

$$i_{d ref} = -i_{d ac} \tag{II.30}$$

$$i_{q ref} = -i_{q dc} - i_{q ac} \tag{II.31}$$

Enfin, les courants de référence sont générés dans le plan triphasé $a-b-c$ via:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ 0 & \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_{dref} \\ i_{qref} \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

L'une des caractéristiques les plus remarquables de cet algorithme est que les courants de référence sont directement obtenus à partir des courants de la charge polluante, sans tenir compte des tensions du réseau. Ceci est un avantage important puisque la génération des courants de compensation ne sera affectée ni par les distorsions, ni par les déséquilibres présents dans les tensions de source, renforçant ainsi la robustesse et la performance de la compensation. Cependant, la transformation du plan $\alpha\text{-}\beta$ vers le référentiel $d\text{-}q$ des signaux en sinus et cosinus, synchronisés avec les tensions simples du réseau, est indispensable. Ces derniers sont créés en utilisant, dans chaque phase, une boucle à verrouillage de phase, plus connue sous la nomination anglo-saxonne PLL (*Phase Locked Loop*) [59].

Le diagramme de fonctionnement d'une PLL est présenté dans la Fig. II.9.

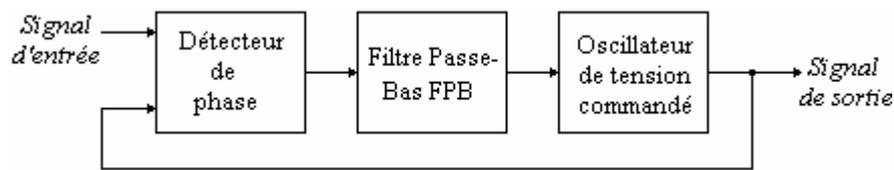


Fig. II.9. Diagramme de blocs d'une PLL.

Comme l'algorithme de génération des courants harmoniques présente des similitudes avec la procédure mathématique appliquée à l'algorithme précédent, les effets introduits par le filtre passe-bas sont les mêmes que ceux affectant la théorie de la puissance instantanée réactive.

II.2.2.3. Algorithme de détection du maximum

Le principe de cet algorithme est expliqué dans la Fig. II.10. Dans ce cas, les courants alternatifs générés par l'onduleur sont forcés à suivre leurs consignes que délivre le générateur des courants de référence. Le courant distordu de la charge polluante est filtré afin d'extraire la composante fondamentale i_{c1} . Le filtre passe-bande est accordé à la fréquence 50 ou 60 Hz, tel que le gain d'atténuation du signal de sortie soit égal à 0, et que l'angle de phase soit égal à 180° [61]. Ainsi, le courant de sortie sera exactement égal au fondamental du courant de charge d'entrée mais en opposition de phase. Si le courant de charge est additionné au courant de sortie du filtre passe-bande, la forme d'onde du courant de référence, requise seulement pour la compensation des courants harmoniques, sera obtenue. Maintenant, dans l'objectif d'assurer la puissance réactive demandée par la charge, la sortie du filtre passe-bande doit être synchronisée avec la tension simple de la phase correspondante, tel que le courant délivré par

le filtre actif soit forcé de coïncider avec la tension de sortie respective de façon à générer la puissance réactive demandée, à absorber la puissance active nécessaire au remplacement des pertes de commutation et au maintien de la constance de la tension continue du filtre actif. La puissance active absorbée par le filtre actif est commandée en ajustant l'amplitude du courant i_{c1} obtenu à partir du générateur de référence. Cette amplitude est égale à l'amplitude de la composante fondamentale du courant de charge plus ou moins le signal d'erreur Δv_{dc} . Ainsi, l'onduleur fournira les courants harmoniques, la puissance réactive demandée par la charge et absorbera le petit taux de puissance active nécessaire à couvrir la puissance perdue par commutation et à garder constante la tension v_{dc} . La caractéristique principale de cette méthode est la dérivation directe de la composante de compensation à partir du courant de charge sans passer par des transformations de référentiels, comme ce fut le cas pour les deux algorithmes précédents. Néanmoins, un problème d'oscillation à faible fréquence est engendré par cette technique au niveau de v_{dc} .

En revanche, quelques modifications introduites dans le schéma de la Fig. II.10 ont été suffisantes pour pallier à ce problème. Le nouveau schéma est présenté dans la Fig. II.11.

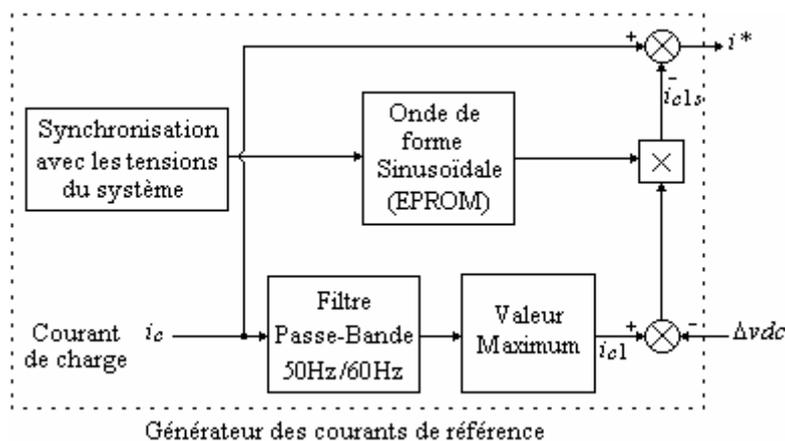


Fig. II.10. Génération des courants de référence par l'algorithme de détection du maximum.

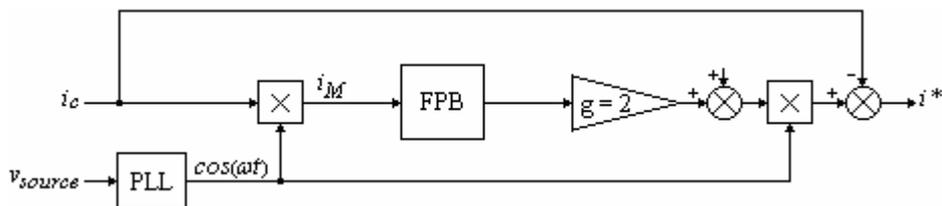


Fig. II.11. Algorithme de détection du maximum modifié.

Il est à noter que ce schéma est nécessaire pour chacune des trois phases.

Le courant i_M mentionné dans la Fig. II.11 s'exprime par (cas de la phase a):

$$i_{Ma} = \frac{I_1 \cos(\varphi)}{2} + \frac{I_1 \cos(2\omega t - \varphi)}{2} + \sum_{n=2k-1}^{\infty} \frac{I_n}{2} \{ \cos[(n-1)\omega t - n\varphi] + \cos[(n+1)\omega t - n\varphi] \} \quad (\text{II.33})$$

avec: $k = 1, 2, 3, \dots$

Ici, ni la tension de source ni le déséquilibre de charge n'ont un effet sur la génération des courants de référence. Aussi, le circuit de commande est très simple et ne demande pas des calculs complexes, d'où un temps de computation réduit par rapport aux algorithmes précédents. En plus, l'utilisation de cette technique minimise les distorsions introduites par les harmoniques du courant. Cependant, cette méthode ne peut assurer l'équilibrage de la puissance active dans les systèmes à 04 fils.

II.2.2.4. Algorithme de la séquence positive du fondamental

Le principe de cet algorithme est illustré dans la Fig. II.12. C'est une technique récente proposée en 2003 par W. G. Chang & T.-C. Shee [62]. Elle est basée sur le besoin d'avoir un courant de source qui soit équilibré, non distordu et en phase avec la séquence positive de la tension de source. En conséquence, le filtre actif sera capable de réaliser:

- ♣ Un facteur de puissance unitaire à la séquence positive de la fréquence fondamentale
- ♣ Une puissance active minimale absorbée ou fournie par le filtre actif
- ♣ Une compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive
- ♣ Une compensation du courant du neutre.

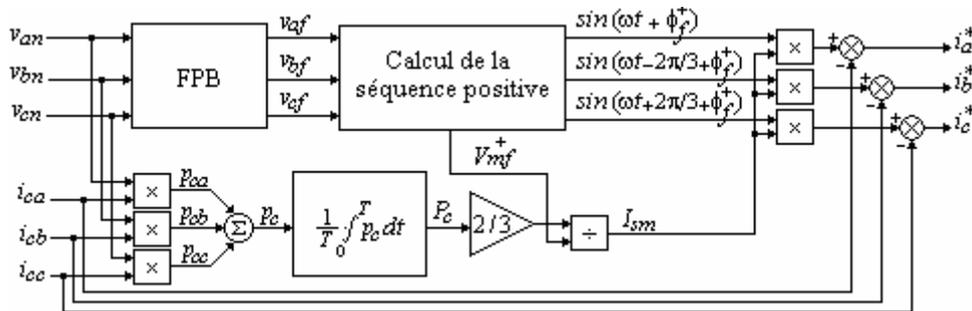


Fig. II.12. Génération des courants de référence par l'algorithme de la séquence positive du fondamental.

Afin d'atteindre ces objectifs, les courants triphasés désirés côté source doivent être en phase avec la séquence positive de la composante fondamentale de la tension de source. Ces derniers seront alors donnés par:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} - I_{sm} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_f^+) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Avec:

I_{sm} : Amplitude (valeur max) du courant de source,

ϕ_f^+ : Argument de la séquence positive obtenue à partir de la transformation de Fortescue [56] de la composante fondamentale de la tension de source.

Pour l'obtention de I_{sm} , on doit suivre les étapes suivantes:

A. Extraction de la composante fondamentale de la tension de source v_f

Pour ce faire, on fait passer chacune des tensions de source par un filtre passe-bande réglé à la fréquence 50 Hz (noté FPB dans la Fig. II.12). Ainsi, à la sortie du filtre, on obtient une composante fondamentale sinusoïdale.

B. Séquence positive de la composante fondamentale de la tension de source v_f^+

Une fois les composantes fondamentales des tensions de source obtenues, on les fait passer maintenant par la transformation de Fortescue afin d'en extraire la composante de séquence positive. La transformation de Fortescue est exprimée par la matrice $[F]$ ci-dessous. Il est à noter que les grandeurs instantanées doivent d'abord être converties en vecteurs ou en grandeurs complexes avant de passer par la matrice $[F]$.

$$[F] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Avec: $a = 1 \angle 120^\circ$

Les séquences positive, négative et homopolaire sont alors données par:

$$\begin{bmatrix} v_f^+ \\ v_f^- \\ v_f^0 \end{bmatrix} = [F] \cdot \begin{bmatrix} v_{af} \\ v_{bf} \\ v_{cf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Dans cet algorithme, on n'est intéressé que par la composante v_f^+

C. Calcul de la puissance active P_c de la charge

Par définition, la puissance active P_c est la valeur moyenne de la puissance instantanée p_c . Ainsi, la puissance active absorbée par la charge est égale à:

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T p_c(t) dt \quad (\text{II.37})$$

Telle que:

$$p_c = v_{an} \cdot i_{ca} + v_{bn} \cdot i_{cb} + v_{cn} \cdot i_{cc} \quad (\text{II.38})$$

En supposant que le filtre actif consomme zéro puissance active P_f , les puissances actives côté source P_s et côté charge P_c seront alors identiques. La puissance active côté source est donnée par:

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T p_s(t) dt \quad (\text{II.39})$$

telle que:

$$p_s = p_{sf}^+ + p_{sf}^- + p_{sf}^0 + p_{sh}^+ + p_{sh}^- + p_{sh}^0 \quad (\text{II.40})$$

avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} p_{sf}^+ = v_{af}^+ \cdot i_{sa} + v_{bf}^+ \cdot i_{sb} + v_{cf}^+ \cdot i_{sc} \\ p_{sf}^- = v_{af}^- \cdot i_{sa} + v_{bf}^- \cdot i_{sb} + v_{cf}^- \cdot i_{sc} \\ p_{sf}^0 = v_{af}^0 \cdot i_{sa} + v_{bf}^0 \cdot i_{sb} + v_{cf}^0 \cdot i_{sc} \\ p_{sh}^+ = \sum_{h=2}^{\infty} \{ v_{ah}^+ \cdot i_{sa} + v_{bh}^+ \cdot i_{sb} + v_{ch}^+ \cdot i_{sc} \} \\ p_{sh}^- = \sum_{h=2}^{\infty} \{ v_{ah}^- \cdot i_{sa} + v_{bh}^- \cdot i_{sb} + v_{ch}^- \cdot i_{sc} \} \\ p_{sh}^0 = \sum_{h=2}^{\infty} \{ v_{ah}^0 \cdot i_{sa} + v_{bh}^0 \cdot i_{sb} + v_{ch}^0 \cdot i_{sc} \} \end{array} \right. \quad (\text{II.41})$$

et:

$$\begin{bmatrix} v_{af}^+ \\ v_{bf}^+ \\ v_{cf}^+ \end{bmatrix} = V_{mf}^+ \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_f^+) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{af}^- \\ v_{bf}^- \\ v_{cf}^- \end{bmatrix} = V_{mf}^- \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_f^-) \\ \sin(\omega t + \phi_f^- - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \phi_f^- + 2\pi/3) \end{bmatrix},$$

$$v_{af}^0 = v_{bf}^0 = v_{cf}^0 = V_{mf}^0 \cdot \sin(\omega t + \phi_f^0) \quad (\text{II.42})$$

$$\begin{bmatrix} v_{ah}^+ \\ v_{bh}^+ \\ v_{ch}^+ \end{bmatrix} = V_{mh}^+ \cdot \begin{bmatrix} \sin(h\omega t + \phi_h^+) \\ \sin(h\omega t - 2\pi/3 + \phi_h^+) \\ \sin(h\omega t + 2\pi/3 + \phi_h^+) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{ah}^- \\ v_{bh}^- \\ v_{ch}^- \end{bmatrix} = V_{mh}^- \cdot \begin{bmatrix} \sin(h\omega t + \phi_h^-) \\ \sin(h\omega t - 2\pi/3 + \phi_h^-) \\ \sin(h\omega t + 2\pi/3 + \phi_h^-) \end{bmatrix},$$

$$v_{ah}^0 = v_{bh}^0 = v_{ch}^0 = V_{mh}^0 \cdot \sin(h\omega t + \phi_h^0) \quad (\text{II.43})$$

Tout calcul fait, on obtient:

$$p_{sf}^- = p_{sf}^0 = p_{sh}^+ = p_{sh}^- = p_{sh}^0 = 0 \quad (\text{II.44})$$

Il reste:

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T p_{sf}^+(t) dt \quad (\text{II.45})$$

Maintenant, en utilisant les transformations trigonométriques suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sin^2(x) = (1/2) \cdot (1 - \cos(2x)) \\ \sin(x) \cdot \sin(y) = (1/2) \cdot [\cos(x-y) - \cos(x+y)] \end{array} \right. \quad (\text{II.46})$$

on aboutit à:

$$P_c = P_s = (3/2) \cdot V_{mf}^+ \cdot I_{sm} \quad (\text{II.47})$$

d'où finalement,

$$I_{sm} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_c}{V_{mf}^+} \quad (\text{II.48})$$

Avec P_c calculée par la formule (II.38).

II.2.2.5. Algorithme du filtre coupe-bande (notch filter)

C'est le plus simple des algorithmes de calcul des courants de référence, comme l'illustre le diagramme représenté Fig. II.13. Proposé en 1992 par C. A. Quinn & N. Mohan [63], cet algorithme est destiné à la fois à générer les courants de consigne d'un système à 04 fils (muni du fil du neutre) et à réguler la tension continue du filtre actif. L'opération est très aisée: il suffit de faire passer chacun des courants triphasés de charge par un filtre coupe-bande réglé sur la fréquence fondamentale à éliminer. En sortie, on obtient les courants harmoniques de référence de chaque fil y compris le conducteur neutre, étant la somme négative des références des trois phases. Ensuite, les tensions de source vont intervenir afin de fournir seulement la composante fondamentale du courant nécessaire à la charge. Ainsi, le courant du neutre se trouvera dépourvu de composantes harmoniques. Idéalement, le filtre actif n'est censé fournir que de la puissance réactive. La valeur moyenne du courant du côté continu est donc nulle. Cependant, les pertes dans un filtre actif non idéal peuvent engendrer la décharge de l'élément de stockage d'énergie. Ceci peut être évité en ajoutant aux courants de référence calculés, des composantes fondamentales dont l'amplitude peut être déterminée en comparant la valeur actuelle de la tension v_{dc} par la valeur désirée $v_{dc\text{désirée}}$ (Fig. II.13).

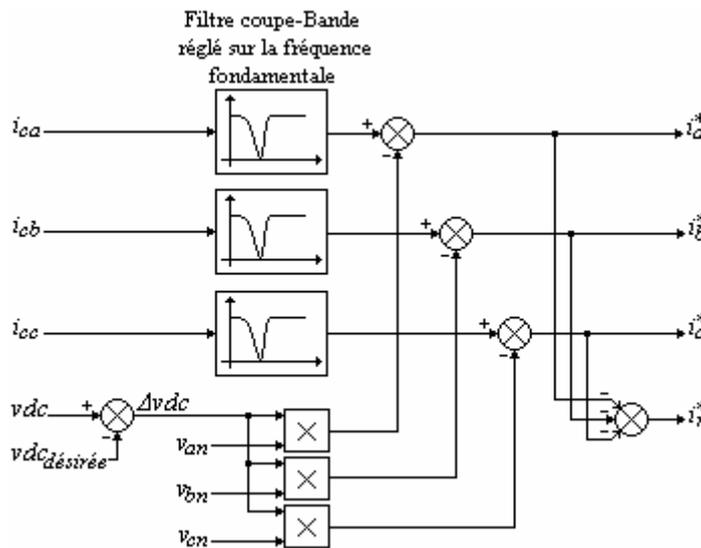


Fig. II.13. Génération des courants de référence par l'algorithme du filtre coupe-bande.

II.2.2.6. Exemple d'application

A titre d'exemple, on montre les courants harmoniques de référence identifiés par simulation sous *Matlab-Simulink* par les trois méthodes décrites plus haut :

- ♣ la théorie de la *puissance instantanée réactive*, avec un filtre passe-bas du 2^{ème} ordre défini par $f_0 = 60$ Hz et $\xi_0 = 0.707$;

- ♣ la séquence positive du fondamental, avec un filtre passe-bande défini par $f_0 = 50$ Hz et $\xi_0 = 0.707$;
- ♣ enfin, la méthode du *filtre coupe-bande*, avec un filtre passe-bande défini par $f_0 = 50$ Hz et $\xi_0 = 0.707$.

Les simulations ont été réalisées avec un réseau 230 V (efficace, phase-neutre), 50 Hz, résistance de ligne $R_s = 0.25$ m Ω , inductance de ligne $L_s = 19.4$ μ H [64], charge polluante en pont de Graëtz à six thyristors de 43.7 kVA avec un angle 0° de retard à l'amorçage et une charge inductive continue $R_c = 67$ Ω , $L_c = 25$ mH [65].

Le résultat de la simulation est illustré Fig. II.14. On montre d'abord l'onde de référence idéale (Fig. II.14.a) [43] qui consiste à retrancher du courant amont du pont de Graëtz (i_{ca}) une onde purement sinusoïdale de pulsation 314 rd/s. Puis, respectivement, les courants de référence obtenus par la méthode de la puissance réactive instantanée (Fig. II.14.b), la méthode de la séquence positive du fondamental (Fig. II.14.c) et la méthode du filtre coupe bande (Fig. II.14.d). Finalement, on superpose les 04 ondes dans la Fig. II.14.e. On constate que du point de vue temps de réponse, les trois méthodes peuvent être classées dans l'ordre suivant:

1. Méthode de la puissance réactive instantanée, avec un temps de réponse de 10 ms.
2. Méthode du filtre coupe bande, avec un temps de réponse de 20 ms.
3. Méthode de la séquence positive du fondamental, avec un temps de réponse de 30 ms.

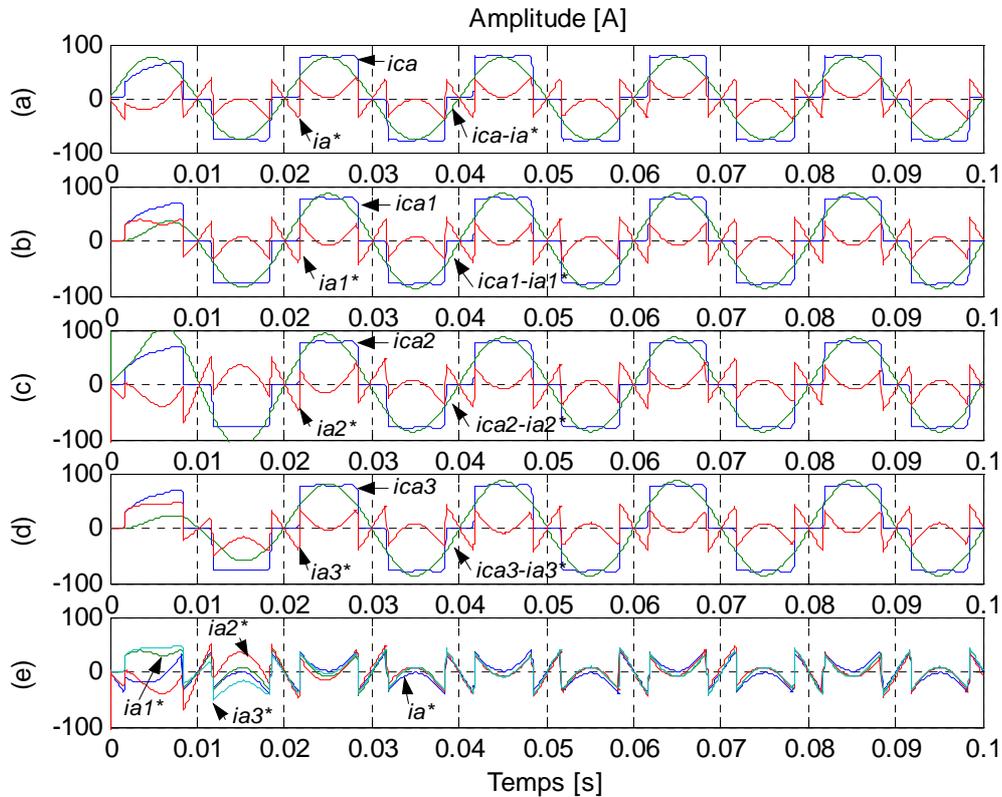


Fig. II.14. Exemples de calcul de i_a^* . (a). Onde idéale de i_a^* . (b). i_a^* obtenu par la méthode de la puissance réactive instantanée. (c). i_a^* obtenu par la méthode de la séquence positive du fondamental. (d). i_a^* obtenu par la méthode du filtre coupe-bande. (e). Superposition des 04 cas.

II.3. Techniques de Commande

La majorité des techniques de commande appliquées aux filtres actifs sont basées sur les stratégies MLI (*Modulation de Largeur d'Impulsion*) [66-68].

II.3.1. MLI à échantillonnage périodique

La méthode d'échantillonnage périodique permet aux semi-conducteur constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage). Comme illustré Fig. II.15, ce type de commande est très simple à implanter dans la mesure où il ne nécessite qu'un comparateur et une bascule D type flip-flop par phase. L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge. Cependant, la fréquence de commutation actuelle n'est pas clairement définie.

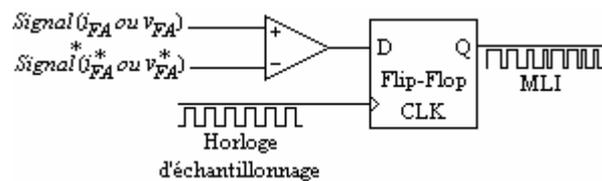


Fig. II.15. Modulateur MLI à échantillonnage périodique.

II.3.2. MLI à Bande d'hystérésis

La méthode de la bande d'hystérésis permet la commutation des interrupteurs du filtre actif lorsque l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée *fourchette* ou *bande d'hystérésis*. Comme illustré Fig. II.16.a, cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase. Dans ce cas, la fréquence de commutation ne peut être déterminée mais plutôt estimée.

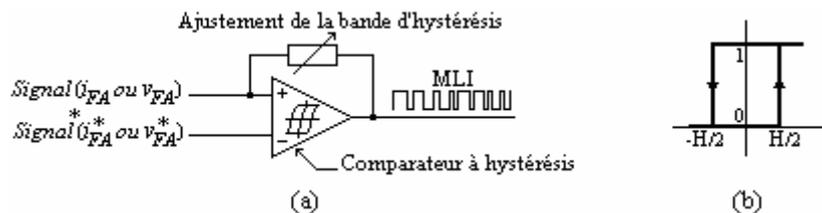


Fig. II.16. Modulateur MLI à bande d'hystérésis. (a). Schéma global. (b). Principe.

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la Fig. II.16.b. L'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $-H/2$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $+H/2$, où H représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre $-H/2$ et $+H/2$ (c.-à-d. qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas [67]. Par exemple, dans le cas d'un filtre actif

parallèle, si l'erreur du courant généré se situe à l'intérieur de la bande, pas de réaction enregistrée de la part de la commande ; si l'erreur est trop élevée, la commande est positive et entraîne l'interrupteur à la fermeture. Par conséquent, la tension générée est supérieure ou égale à zéro, condition nécessaire pour l'accroissement du courant. Analogiquement, lorsque le courant de sortie est trop élevé, ceci incite l'interrupteur à l'ouverture, donc la tension à être inférieure ou égale à zéro et ainsi le courant à décroître.

L'interaction entre les trois phases de l'onduleur constituant le filtre actif est un inconvénient. En effet, si la commande est positive dans l'une des phases dans l'objectif d'accroître le courant, la tension s'accroît également sur cette phase, tandis qu'elle diminue dans les deux autres phases. Ceci peut être préjudiciable pour le contrôle du courant sur les deux autres phases.

La commande par hystérésis est excellente dans la mesure où elle assure une bonne réponse de l'onduleur vis-à-vis des changements rapides des courants de référence, puisque les comparateurs à hystérésis ont une inertie et un retard négligeables.

II.3.3. MLI à porteuse triangulaire

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, montrée dans la Fig. II.17, compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. L'erreur passe par un correcteur Proportionnel-Intégral *PI* avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire. En réalité, cette technique est un peu plus complexe que les deux précédentes. En effet, ce sont les deux coefficients k_p et k_i du correcteur *PI* qui permettent de déterminer la réponse transitoire et l'erreur du régime permanent de cette méthode à porteuse triangulaire. Il a été empiriquement montré que les k_p et k_i calculés par les équations (II.49) et (II.50) donnent une bonne performance dynamique indifféremment sous des conditions transitoires ou permanentes [55].

$$k_p = \frac{L \cdot \omega_c}{2V_{dc}} \tag{II.49}$$

$$k_i = \omega_c \cdot k_p \tag{II.50}$$

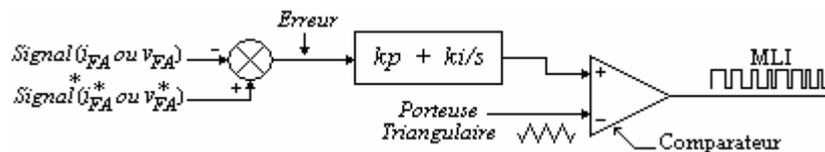


Fig. II.17. Modulateur MLI à porteuse triangulaire.

Avec: L , inductance totale série vue par le filtre actif ; ω_c , fréquence de la porteuse triangulaire ayant une amplitude de **1V** crête à crête, et V_{dc} est la valeur moyenne de la tension du bus continu du filtre actif.

II.3.4. Technique de la commande vectorielle

II.3.4.1. Cas d'un onduleur de tension deux niveaux

II.3.4.1.1. Modélisation de l'onduleur

A. Structure générale

En cas de présence d'un point milieu [69], la structure générale d'un onduleur de tension deux niveaux est représentée Fig. II.18. L'onduleur triphasé de tension deux niveaux est constitué de 02 interrupteurs par bras. Ces derniers ont la particularité d'être bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles [68,70]². Pour assurer la circulation du courant dans les deux sens, l'interrupteur doit être placé en antiparallèle avec une diode.

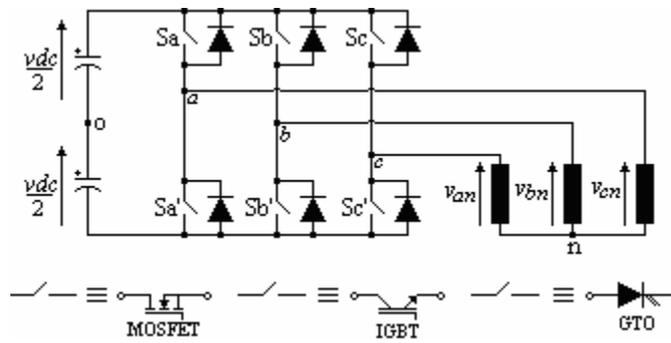


Fig. II.18. Onduleur de tension deux niveaux et les interrupteurs pouvant le constituer.

B. Expression des tensions de sortie

L'onduleur de tension deux niveaux délivre, en sortie, deux niveaux de tensions $-vdc/2$ et $+vdc/2$, en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le Tableau II.1.

TABLEAU II.1
OBTENTION DES DEUX NIVEAUX DE TENSION EN FONCTION DES ETATS DES INTERRUPTEURS

C_i	S_i	S_i'	v_{io}
-1	0	1	$-vdc/2$
1	1	0	$+vdc/2$

Avec: i , indicateur de phase tel que $i = a, b, c$, C_i est la variable d'état de l'interrupteur prenant comme valeurs -1 ou 1, v_{io} est la tension prise entre phase et point milieu o. La tension v_{io} est obtenue en appliquant la formule suivante:

² Voir l'annexe B pour une brève description des différents semi-conducteur de puissance totalement commandables.

$$v_{io} = C_i \cdot \frac{vdc}{2} \quad (II.51)$$

Maintenant, si on considère tous les interrupteurs, toutes les phases (3), et tous les états possibles (2), on obtient 2^3 combinaisons lesquelles sont présentées dans le Tableau II.2.

Les tensions entre phases sont données par:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (II.52)$$

TABLEAU II.2

OBTENTION DES DEUX NIVEAUX DE TENSION POUR TOUTES LES COMBINAISONS POSSIBLES

N°	C_a	C_b	C_c	S_a	S_a'	S_b	S_b'	S_c	S_c'	v_{ao}	v_{bo}	V_{co}
1	-1	-1	-1	0	1	0	1	0	1	$-vdc/2$	$-vdc/2$	$-vdc/2$
2	-1	-1	1	0	1	0	1	1	0	$-vdc/2$	$-vdc/2$	$vdc/2$
3	-1	1	-1	0	1	1	0	0	1	$-vdc/2$	$vdc/2$	$-vdc/2$
4	-1	1	1	0	1	1	0	1	0	$-vdc/2$	$vdc/2$	$vdc/2$
5	1	-1	-1	1	0	0	1	0	1	$vdc/2$	$-vdc/2$	$-vdc/2$
6	1	-1	1	1	0	0	1	1	0	$vdc/2$	$-vdc/2$	$vdc/2$
7	1	1	-1	1	0	1	0	0	1	$vdc/2$	$vdc/2$	$-vdc/2$
8	1	1	1	1	0	1	0	1	0	$vdc/2$	$vdc/2$	$vdc/2$

Si le système est équilibré, on a une somme nulle des tensions phase-neutre:

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (II.53)$$

Alors, les tensions phase-neutre seront données, en fonction des tensions entre phases, par:

$$\begin{cases} v_{an} = (1/3) \cdot (v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = (1/3) \cdot (v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = (1/3) \cdot (v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (II.54)$$

Et en fonction des tensions phase-point milieu, on a:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (II.55)$$

En remplaçant les tensions v_{io} par leurs valeurs définies dans l'équation (II.51), on aboutit à:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \cdot \frac{v_{dc}}{2} \quad (II.56)$$

Et dans le plan α - β , on aura:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \cdot \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (II.57)$$

Avec, C_{32} la matrice de Concordia définie par la formule (II.2). Les coordonnées α - β du vecteur v de la formule (II.57), considérant toutes les combinaisons possibles, sont inscrites dans le Tableau II.3.

TABLEAU II.3
COORDONNEES α - β DES VECTEURS DE SORTIE DE L'ONDULEUR DEUX NIVEAUX

v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{α}/v_{dc}	v_{β}/v_{dc}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{α}/v_{dc}	v_{β}/v_{dc}	
$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0	0	0	0	0	0	0	\vec{v}_0
$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$	-0.408	-0.707	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2.v_{dc}/3$	-0.408	-0.707	\vec{v}_5
$-v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	-0.408	0.707	$-v_{dc}/3$	$2.v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	-0.408	0.707	\vec{v}_3
$-v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$	-0.816	0	$-2.v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	-0.816	0	\vec{v}_4
$v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0.816	0	$2.v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	0.816	0	\vec{v}_1
$v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$	0.408	-0.707	$v_{dc}/3$	$-2.v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	0.408	-0.707	\vec{v}_6
$v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$	0.408	0.707	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2.v_{dc}/3$	0.408	0.707	\vec{v}_2
$v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$	0	0	0	0	0	0	0	\vec{v}_7

II.3.4.1.2. Application de la commande vectorielle

Cette technique de commande, proposée par A. Nabae *et al.* dans [71], divise le référentiel α - β des courants et des tensions en six régions avec un décalage courant/tension de 30° comme illustré dans la Fig. II.19.

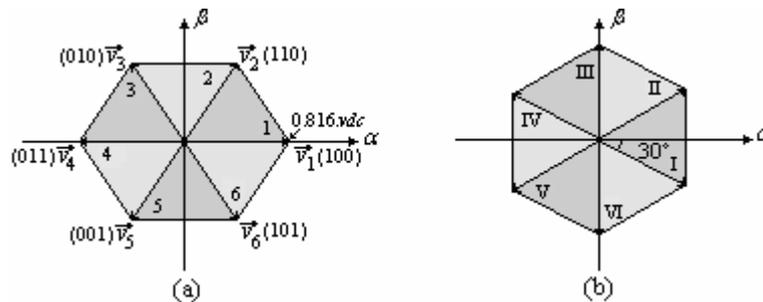


Fig. II.19. Hexagones des tensions et courants définis dans le plan α - β . (a). Hexagone des tensions. (b). Hexagone des courants.

L'hexagone de tension de la Fig. II.19.a 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 courant, où l'erreur de courant Δi est située, 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 Δi à varier dans la direction opposée, maintenant ainsi le courant de sortie proche de sa consigne.

La Fig. II.20 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.

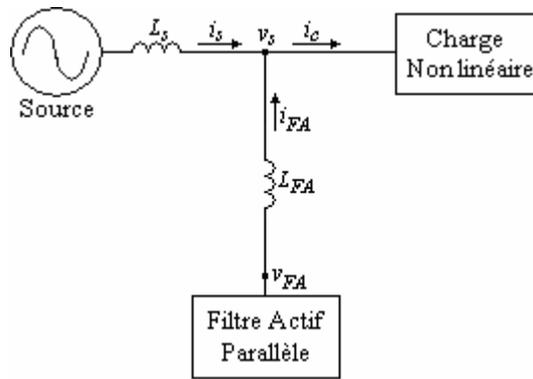


Fig. II.20. Circuit monophasé équivalent d'un filtre actif parallèle.

Avec:

L_s, i_s, v_s : inductance, courant et tension au point de raccordement côté 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:

$$v_{FA} = L_{FA} \frac{di_{FA}}{dt} + v_s \tag{II.58}$$

Le vecteur de l'erreur du courant est défini par:

$$\Delta i = i_{FA}^* - i_{FA} \tag{II.59}$$

Où i_{FA}^* est la consigne du courant i_{FA} généré par le filtre actif. En remplaçant l'équation (II.59) dans l'équation (II.58), on a:

$$v_{FA} = L_{FA} \frac{d(i_{FA}^* - \Delta i)}{dt} + v_s \Rightarrow L_{FA} \frac{d\Delta i}{dt} = v_s + L_{FA} \frac{di_{FA}^*}{dt} - v_{FA} \tag{II.60}$$

En mettant la quantité:
$$v = v_s + L_{FA} \frac{di_{FA}^*}{dt} \quad (II.61)$$

Alors:

$$L_{FA} \frac{d\Delta i}{dt} = v - v_{FA} \quad (II.62)$$

L'expression (II.62) représente l'équation d'état du filtre actif parallèle et montre que la variation du vecteur erreur du courant $d\Delta i/dt$ est définie par la différence entre le vecteur fictif de tension v et le vecteur de tension du 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 Δi est situé. Dans l'objectif d'améliorer la précision de la commande ainsi que le temps de réponse associé, les actions suivantes sont définies [72]:

- si $\Delta i < \delta$, pas de commutation dans les interrupteurs du filtre actif ;
- si $\delta \leq \Delta i \leq H$, les ordres de commutation sont générés selon le mode a ;
- si $\Delta i > H$, les ordres de commutation sont générés selon le mode b .

Où δ , et H sont des valeurs de référence définissant la précision et la fenêtre d'hystérésis du circuit de commande.

Pour réaliser ces conditions, on propose d'utiliser des comparateurs à hystérésis, comme illustré dans la Fig. II.21 [73].

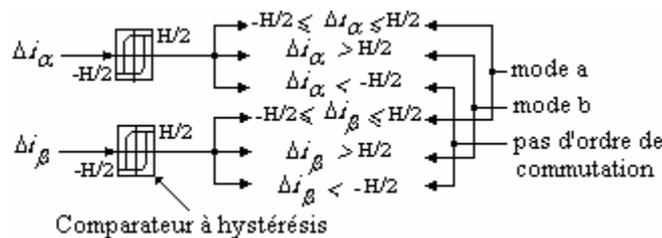


Fig. II.21. Sélection du mode de commutation.

A. Mode a

Ce mode caractérise les petites variations de Δi . Dans ce cas, la sélection du mode de commutation peut être expliquée par l'exemple suivant (Fig. II.22): en admettant que le vecteur \vec{v} de la formule (II.61) est localisé dans la région 1 (Fig. II.22.a) et que le vecteur $\Delta \vec{i}$ se situe dans la région VI (Fig. II.22.b), les vecteurs de l'hexagone de tension adjacents à \vec{v} sont \vec{v}_1 et \vec{v}_2 . Ainsi, et selon l'équation (II.62), les vecteurs $\vec{v} - \vec{v}_1$ et $\vec{v} - \vec{v}_2$ définissent deux vecteurs $L_{FA} \cdot (d\Delta \vec{i}/dt)$, 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 $\Delta \vec{i}$, $c.-à-$

$d.\vec{v}_1$. Par conséquent, $\Delta\vec{i}$ se trouvera forcé de changer dans la direction opposée, ce qui va rapidement réduire son amplitude.

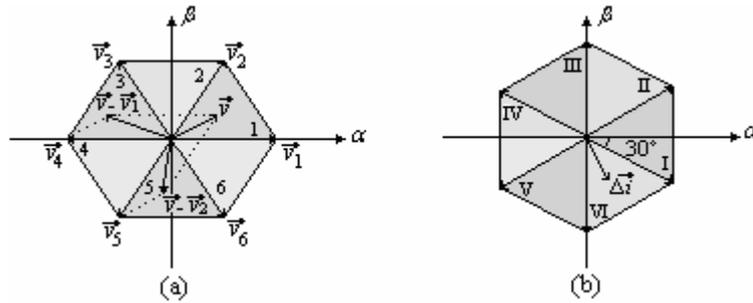


Fig. II.22. Sélection du mode de commutation en concordance avec les régions où \vec{v} et $\Delta\vec{i}$ sont repérés. (a). Région de $L_{FA} \cdot (d\Delta\vec{i}/dt)$. (b). Région de $\Delta\vec{i}$.

En effectuant la même analyse sur toutes les combinaisons possibles, les lois de commande pour chaque secteur de \vec{v} et $\Delta\vec{i}$ peuvent être déterminées (Tableau II.4).

TABLEAU II.4

GENERATION DES LOIS DE COMMANDE SELON LE MODE a.

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

B. Mode b

Ce mode caractérise les grandes variations de Δi . Dans ce cas, si Δi devient plus grand que H durant une période transitoire, il est alors nécessaire de choisir un mode de commutation où $d\Delta\vec{i}/dt$ suit la direction la plus opposée à $\Delta\vec{i}$. Ainsi, la bonne tension de sortie est celle qui correspond à la région où $\Delta\vec{i}$ est situé. La génération des lois de commande selon ce mode est présentée dans le Tableau II.5.

La fréquence de commutation f_s peut être fixée en agissant sur les intervalles de temps entre les commutation et non pas en appliquant un nouveau ordre de commutation si le temps séparant deux commutation successives est inférieur à la valeur $t = 1/(2.f_s)$ [55].

TABLEAU II.5
GENERATION DES LOIS DE COMMANDE SELON LE MODE b.

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

La Fig. II.23 montre le schéma bloc de la commande MLI vectorielle appliquée au filtrage actif parallèle deux niveaux [55, 72, 73]. Dans ce schéma $*v$ et $*\Delta i$ désignent les secteurs respectifs des vecteurs \vec{v} et $\Delta \vec{i}$, 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 .

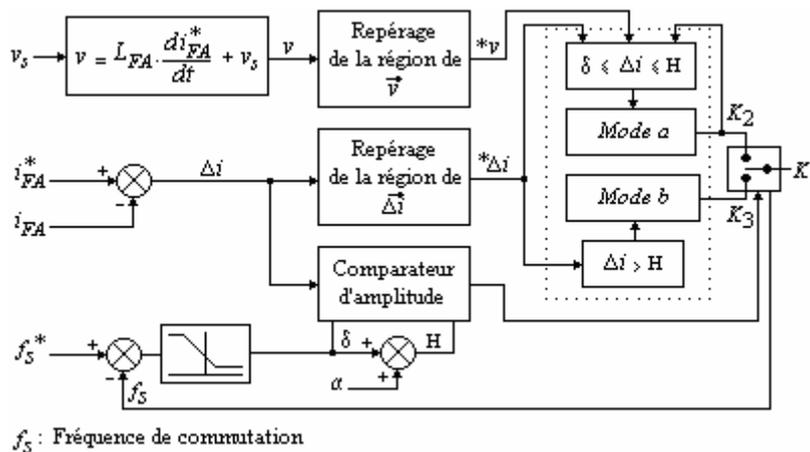


Fig. II.23. Schéma bloc de la commande vectorielle appliquée à un filtre actif parallèle.

II.3.4.1.3. 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 α - β en se basant sur ces deux données:

- ♣ Signe algébrique des composantes α et β du vecteur ;
- ♣ Amplitude de la composante β par rapport à l'amplitude de la composante α .

L'application de ces données sur l'hexagone de tension de la Fig. 19.a et sur l'hexagone de courant de la Fig. II.19.b, aboutit à deux algorithmes différents, ces derniers sont illustrés dans la Fig. II.24 [69,74].

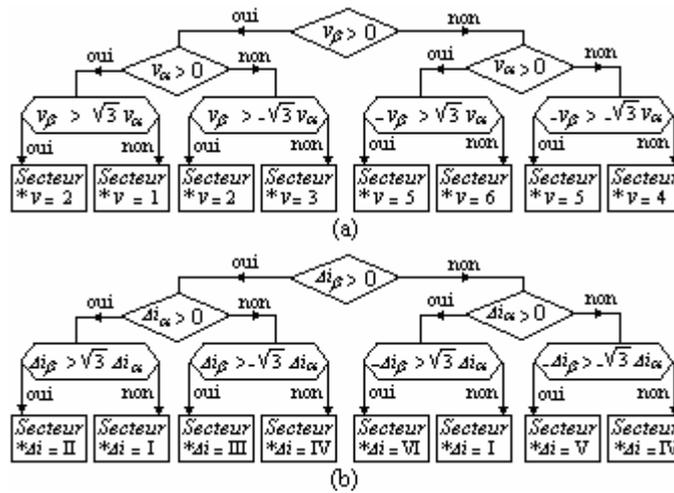


Fig. II. 24. Détection des secteurs par l’algorithme de la MLI vectorielle.
(a). Secteurs * v . (b). Secteurs * Δi .

II.3.4.1.4. Génération des impulsions MLI

Pour cela, on considère un vecteur de référence \vec{v}_{FA}^* tournant dans le cercle concentrique³ de l’hexagone de tension, comme illustré dans la Fig. II.25.a [69, 73, 74, 75].

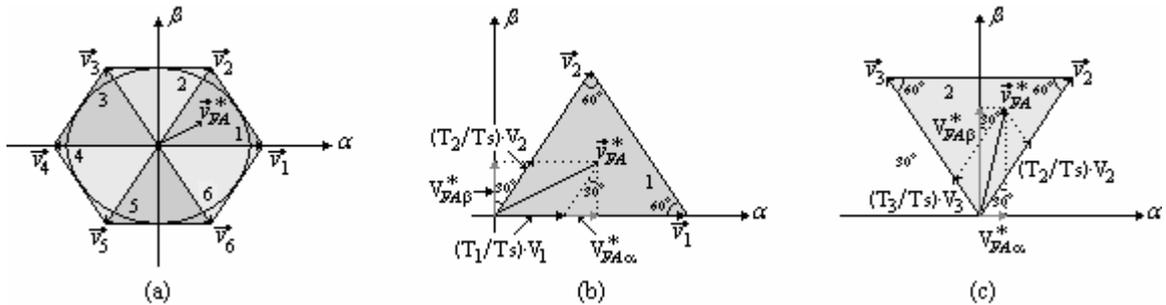


Fig. II.25. Génération des impulsions par la commande MLI vectorielle. (a). Rotation du vecteur de référence dans l’hexagone de tension. (b). Cas de la région 1. (c). Cas de la région 2.

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

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

³ Voir l’annexe C pour la justification de la considération du cercle concentrique et non pas excentrique [74,75].

Pour réaliser ces conditions, et comme le vecteur \vec{v}_{FA}^* parcourt les 06 zones de l'hexagone de tension délimitées chacune par les 02 vecteurs adjacents \vec{v}_k et \vec{v}_{k+1} , alors le temps d'échantillonnage T_s fera intervenir les temps d'application des ces deux vecteurs tout en complétant le reste par le temps d'application des vecteurs nuls \vec{v}_0 et \vec{v}_7 , comme écrit dans la formule (II.63) suivante:

$$T_s = T_k + T_{k+1} + n.T_0 \quad (\text{II.63})$$

avec:

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

T_0 : temps d'application des vecteurs zéro \vec{v}_0 et \vec{v}_7 ;

n : nombre de T_0 contenus dans T_s .

Maintenant, on doit calculer les instants T_k, T_{k+1} et T_0 relatifs à chaque zone de l'hexagone de la Fig. II.25.a. Ceci ne peut être effectué que si on fait appel à la double projection géométrique du vecteur \vec{v}_{FA}^* sur les axes α - β et sur les vecteurs \vec{v}_k, \vec{v}_{k+1} . Ainsi \vec{v}_{FA}^* sera donné par:

$$\vec{v}_{FA}^* = \begin{cases} \vec{v}_{FA\alpha}^* + \vec{v}_{FA\beta}^* \\ \frac{T_k}{T_s} \cdot \vec{v}_k + \frac{T_{k+1}}{T_s} \cdot \vec{v}_{k+1} \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

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

Pour illustrer ce qui vient d'être décrit, prenant les exemples des deux cas des zones 1 et 2.

A. Cas de la zone 1

Cette situation est montrée dans la Fig. II.25.b. Dans ce cas, \vec{v}_{FA}^* est donné par:

$$\vec{v}_{FA}^* = \begin{cases} \vec{v}_{FA\alpha}^* + \vec{v}_{FA\beta}^* \\ \frac{T_1}{T_s} \cdot \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_s} \cdot \vec{v}_2 \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

Alors:

$$\begin{cases} V_{FA\alpha}^* = \frac{T_1}{T_s} \cdot V_1 + \frac{T_2}{T_s} \cdot V_2 \cdot \sin(30^\circ) \\ V_{FA\beta}^* = \frac{T_2}{T_s} \cdot V_2 \cdot \cos(30^\circ) \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

Selon le Tableaux II.3, les vecteurs \vec{v}_1 à \vec{v}_6 ont tous des amplitudes identiques ($V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = V_5 = V_6$) et égales à $(0.816) \cdot V_{dc}$ ou $\sqrt{2/3} \cdot V_{dc}$, V_{dc} étant la valeur moyenne de v_{dc} . Alors:

$$\begin{cases} T_1 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_2 = T_s \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{FA\beta}^*}{V_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

L'impulsion durant une période d'échantillonnage T_s est présentée dans le chronogramme de la Fig. II.26 (cas des trois impulsions des trois interrupteurs supérieurs).

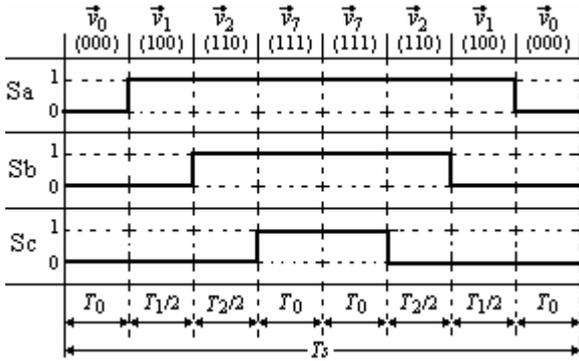


Fig. II.26. Impulsions de la zone 1.

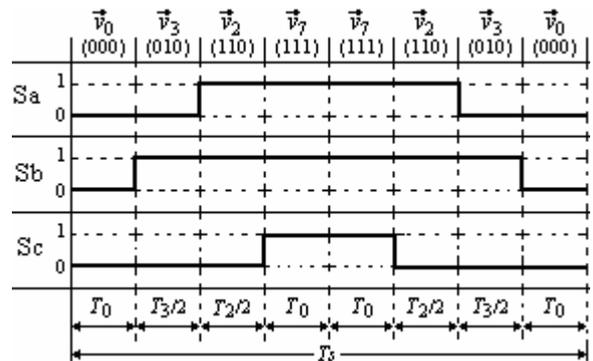


Fig. II.27. Impulsions de la zone 2.

A partir du chronogramme de la Fig. II.26, on conclut que:

$$T_0 = (T_s - T_1 - T_2) / 4 \quad (\text{II.68})$$

B. Cas de la zone 2

Cette situation est montrée dans la Fig. II.25.c. Dans ce cas, \vec{v}_{FA}^* est donné par:

$$\vec{v}_{FA}^* = \begin{cases} \vec{v}_{FA\alpha}^* + \vec{v}_{FA\beta}^* \\ \frac{T_2}{T_s} \cdot \vec{v}_2 + \frac{T_3}{T_s} \cdot \vec{v}_3 \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

Alors:

$$\begin{cases} V_{FA\alpha}^* = \left(\frac{T_2}{T_s} \cdot V_2 - \frac{T_3}{T_s} \cdot V_3 \right) \cdot \sin(30^\circ) \\ V_{FA\beta}^* = \left(\frac{T_2}{T_s} \cdot V_2 + \frac{T_3}{T_s} \cdot V_3 \right) \cdot \cos(30^\circ) \end{cases} \quad (\text{II.70})$$

D'où:

$$\begin{cases} T_2 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_3 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

L'impulsion durant une période d'échantillonnage T_s est présentée dans le chronogramme de la Fig. II.27.

Avec:

$$T_0 = (T_s - T_2 - T_3) / 4 \quad (II.72)$$

Remarques:

♣ En réalité, on a opté pour appliquer le vecteur \vec{v}_0 aux extrémités et \vec{v}_7 au centre de l'impulsion conformément à la référence [69], et contrairement à d'autres références où la situation s'inverse [76].

♣ On s'est contenté de présenter les deux exemples précédents comme les cas des zones restantes dans l'hexagone de tension décrivent des similarités avec ces derniers.

Pour les zones restantes, le calcul des temps de commutation est résumé dans le Tableau II.6, tandis que les chronogrammes d'impulsions respectifs sont illustrés dans les Fig. II.28 à II.31.

TABLEAU II.6

CALCUL DES TEMPS DE COMMUTATION DES ZONES 3 A 6.

Zone 3	Zone 4
$\begin{cases} V_{FA\alpha}^* = -\left(\frac{T_4}{T_s} \cdot V_4 + \frac{T_3}{T_s} \cdot V_3 \cdot \sin(30^\circ)\right) \\ V_{FAB}^* = \frac{T_3}{T_s} \cdot V_3 \cdot \cos(30^\circ) \end{cases}$ $\begin{cases} T_3 = Ts \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{FAB}^*}{Vdc} \\ T_4 = Ts \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FAB}^*}{2 \cdot Vdc} \end{cases}$ $T_0 = (Ts - T_3 - T_4) / 4$	$\begin{cases} V_{FA\alpha}^* = -\left(\frac{T_4}{T_s} \cdot V_4 + \frac{T_5}{T_s} \cdot V_5 \cdot \sin(30^\circ)\right) \\ V_{FAB}^* = -\frac{T_5}{T_s} \cdot V_5 \cdot \cos(30^\circ) \end{cases}$ $\begin{cases} T_4 = Ts \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FAB}^*}{2 \cdot Vdc} \\ T_5 = Ts \cdot \frac{-\sqrt{2} \cdot V_{FAB}^*}{Vdc} \end{cases}$ $T_0 = (Ts - T_4 - T_5) / 4$
Zone 5	Zone 6
$\begin{cases} V_{FA\alpha}^* = \left(-\frac{T_5}{T_s} \cdot V_5 + \frac{T_6}{T_s} \cdot V_6\right) \cdot \sin(30^\circ) \\ V_{FAB}^* = -\left(\frac{T_5}{T_s} \cdot V_5 + \frac{T_6}{T_s} \cdot V_6\right) \cdot \cos(30^\circ) \end{cases}$ $\begin{cases} T_5 = Ts \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FAB}^*}{2 \cdot Vdc} \\ T_6 = Ts \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FAB}^*}{2 \cdot Vdc} \end{cases}$ $T_0 = (Ts - T_5 - T_6) / 4$	$\begin{cases} V_{FA\alpha}^* = \frac{T_1}{T_s} \cdot V_1 + \frac{T_6}{T_s} \cdot V_6 \cdot \sin(30^\circ) \\ V_{FAB}^* = -\frac{T_6}{T_s} \cdot V_6 \cdot \cos(30^\circ) \end{cases}$ $\begin{cases} T_6 = -Ts \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{FAB}^*}{Vdc} \\ T_1 = Ts \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FAB}^*}{2 \cdot Vdc} \end{cases}$ $T_0 = (Ts - T_1 - T_6) / 4$

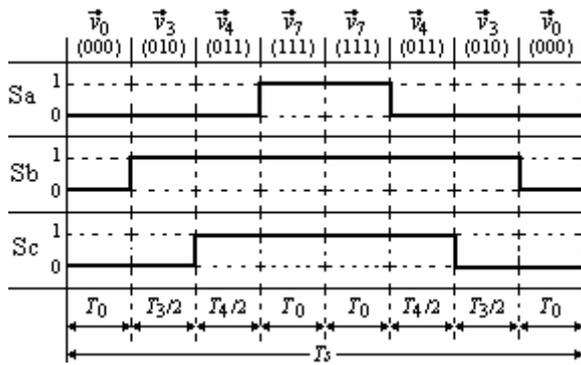


Fig. II.28. Impulsions de la zone 3.

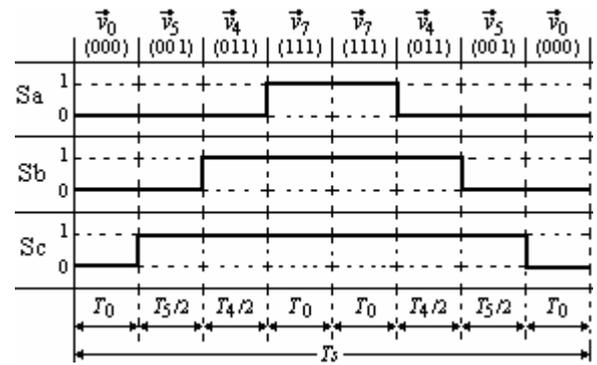


Fig. II.29. Impulsions de la zone 4.

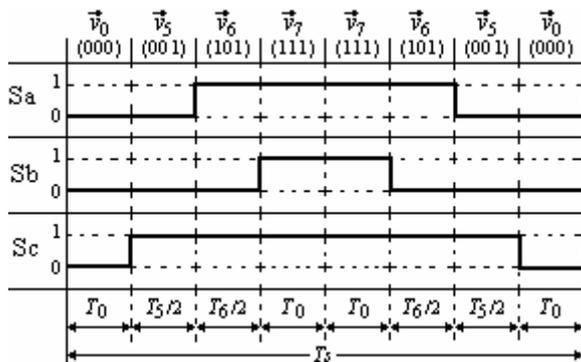


Fig. II.30. Impulsions de la zone 5.

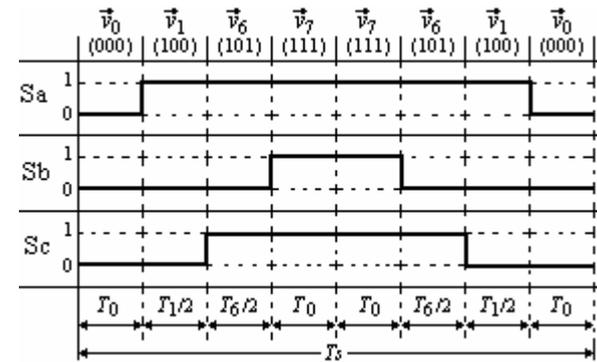


Fig. II.31. Impulsions de la zone 6

En observant les chronogrammes précédents (Fig. II.26 à II.31), on constate:

- ♣ A l'intérieur d'un seul chronogramme, lors de deux intervalles successifs, un seul interrupteur change d'état tandis que les deux autres gardent leurs états actuels (ex. Fig. II.26, on a: (000)→(100)→(110)→(111)),
- ♣ Lors de la transition d'une zone à l'autre, deux interrupteurs changent d'état tandis que le troisième reste inchangé.

Ceci permet de gagner 1/3 de la période où l'interrupteur ne commute pas. En conséquence, de moindres pertes par commutation sont engendrées. Et c'est justement cette caractéristique qui donne à la MLI vectorielle un challenge par rapport aux autres techniques de commande.

Ainsi s'introduit la contribution originale principale qu'on propose dans cette thèse et qui consiste à appliquer la commande MLI vectorielle à un filtre actif parallèle à base d'un onduleur de tension trois niveaux [77,78].

II.3.4.2. Cas d'un onduleur de tension trois niveaux

II.3.4.2.1. Apparition des structures multiniveaux

Aujourd'hui, l'industrie présente une demande continue d'équipement électrique de plus en plus puissant pouvant atteindre plusieurs mégawatts. De tels équipements ont généralement besoin d'être alimentés à partir de réseaux de moyenne tension (2.3, 3.3, 4.16, ou 6.9 kV), mais le problème est qu'il est difficile, par exemple, de connecter directement un

semi-conducteur de puissance d'un variateur de vitesse à ce type de réseau. Comme solution à ce problème, les onduleurs multiniveaux⁴ ont été proposés [79,80]. En effet, ces onduleurs incluent un ensemble de semi-conducteur de puissance et de sources capacitatives à la sortie desquels sont générées des tensions alternatives en forme d'escalier. La commutation des interrupteurs permet l'addition de tensions capacitatives de valeurs élevées à la sortie, alors que les semi-conducteurs ne doivent supporter que des tensions de valeurs réduites. La Fig. II.32 montre un diagramme schématique d'un seul bras d'onduleurs de différents niveaux dont l'action du semi-conducteur est représentée par un interrupteur idéal ayant plusieurs positions.

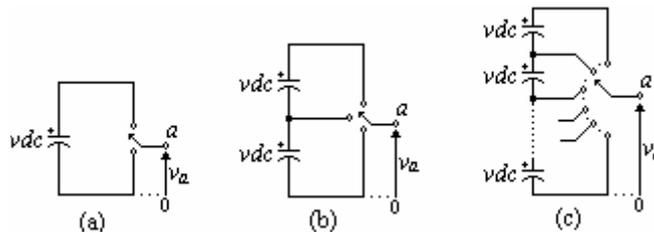


Fig. II.32. Bras d'une phase d'un onduleur de tension.
(a). Deux niveaux. (b). Trois niveaux. (c). N niveaux.

L'onduleur deux niveaux génère une tension de sortie pivotant entre deux valeurs (deux niveaux) tout en respectant la borne négative du condensateur (Fig. II.32.a), alors que l'onduleur trois niveaux génère trois tensions (Fig. II.32.b), et ainsi de suite pour l'onduleur N niveaux (Fig. II.32.c). En élevant le nombre de niveaux de l'onduleur, les tensions de sortie ont plusieurs niveaux induisant une forme d'onde de plus en plus proche d'une sinusoïde échantillonnée. Par conséquent, en comparant avec l'onde de la tension de sortie de l'onduleur deux niveaux, celles des onduleurs multiniveaux ont un taux de distorsion plus réduit et donc une moindre pollution harmonique.

En résumé, les avantages des onduleurs multiniveaux sont:

- ♣ Génération de tensions extrêmement moins distordues et production minimale des dv/dt ;
- ♣ Le courant qui circule est lui aussi à distorsion minimale ;
- ♣ Réduction des tensions du mode commun et par conséquent des contraintes dans les paliers des moteurs électriques. En plus, l'utilisation de techniques de modulation sophistiquées peut totalement annuler ces tensions [81];
- ♣ Possibilité de fonctionner avec de plus faibles fréquences de commutation.

En outre, l'étude proposée dans [82] démontre l'intérêt des structures multiniveaux à perturbations harmoniques minimales.

Toutefois, certains inconvénients peuvent se manifester lors de l'emploi des onduleurs multiniveaux, notamment la complexité de la commande lors de l'accroissement du nombre de niveaux et les problèmes liés aux déséquilibres de tension [80].

⁴ Le terme multiniveaux fut introduit suite à l'apparition du terme trois niveaux proposé par Nabae *et al.* [79].

Trois différentes topologies ont été proposées pour réaliser des onduleurs multiniveaux: à diodes clampées (à point neutre clampé) [79], à condensateurs clampés (condensateurs flottants) [83], et la structure cascade à sources DC séparées [84]. En outre, plusieurs techniques de modulation et de commande ont été développées, en particulier la MLI sinusoïdale, l'élimination sélective des harmoniques multiniveaux, et la MLI vectorielle [76].

II.3.4.2.2. Modélisation de l'onduleur de tension trois niveaux à diodes clampées

A. Structure générale

La structure générale d'un onduleur de tension trois niveaux à diodes clampées est présentée dans la Fig. II.33. L'onduleur triphasé de tension trois niveaux à diodes clampées est constitué de 04 interrupteurs par bras. Ces derniers sont, comme pour le cas précédent deux niveaux, bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. En outre, l'onduleur contient 06 diodes clampées au point milieu o du bus continu.

B. Expression des tensions de sortie

L'onduleur de tension trois niveaux délivre, en sortie, trois niveaux de tensions $-v_{dc}/2$, 0, et $v_{dc}/2$, en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le Tableau II.7.

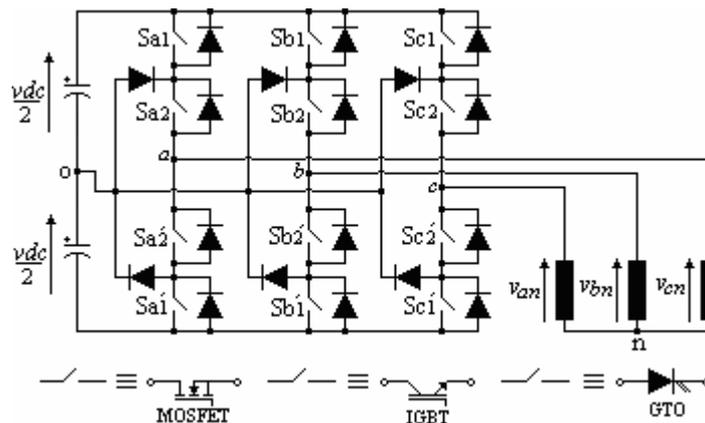


Fig. II.33. Onduleur de tension trois niveaux et les interrupteurs pouvant le constituer.

TABLEAU II.7

OBTENTION DES TROIS NIVEAUX DE TENSION EN FONCTION DES ETATS DES INTERRUPTEURS

C_i'	S_{i1}	S_{i2}	$S_{i'2}$	$S_{i'1}$	v_{io}
-1	0	0	1	1	$-v_{dc}/2$
0	0	1	1	0	0
1	1	1	0	0	$v_{dc}/2$

Avec: i , indicateur de phase tel que $i = a, b, c$, C_i' est la variable d'état de l'interrupteur prenant comme valeurs -1, 0, ou 1, v_{io} est la tension prise entre phase et point milieu. La tension v_{io} est obtenue en appliquant la formule suivante:

$$v_{io} = C_i' \cdot v_{dc}/2 \tag{II.73}$$

Maintenant, si on considère tous les interrupteurs, toutes les phases (3), et tous les états possibles (3), on obtient 3^3 combinaisons lesquelles sont présentées dans le Tableau II.8.

En appliquant les équations (II.52) à (II.56) de nouveau, les tensions de sortie de l'onduleur trois niveaux s'exprimeront dans le plan α - β par:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \cdot \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.74})$$

Avec:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C'_a \\ C'_b \\ C'_c \end{bmatrix} \cdot \frac{v_{dc}}{2} \quad (\text{II.75})$$

TABLEAU II.8

OBTENTION DES TROIS NIVEAUX DE TENSION POUR TOUTES LES COMBINAISONS POSSIBLES

N°	C_a	C_b	C_c	S_{a1}	S_{a2}	S_{b1}	S_{b2}	S_{c1}	S_{c2}	v_{ao}	v_{bo}	v_{vo}
1	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	-vdc/2	-vdc/2	-vdc/2
2	-1	-1	0	0	0	0	0	0	1	-vdc/2	-vdc/2	0
3	-1	0	-1	0	0	0	1	0	0	-vdc/2	0	-vdc/2
4	-1	0	0	0	0	0	1	0	1	-vdc/2	0	0
5	0	-1	-1	0	1	0	0	0	0	0	-vdc/2	-vdc/2
6	0	-1	0	0	1	0	0	0	1	0	-vdc/2	0
7	0	0	-1	0	1	0	1	0	0	0	0	-vdc/2
8	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0
9	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	vdc/2
10	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	vdc/2	0
11	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	vdc/2	vdc/2
12	1	0	0	1	1	0	1	0	1	vdc/2	0	0
13	1	0	1	1	1	0	1	1	1	vdc/2	0	vdc/2
14	1	1	0	1	1	1	1	0	1	vdc/2	vdc/2	0
15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	vdc/2	vdc/2	vdc/2
16	1	-1	0	1	1	0	0	0	1	vdc/2	-vdc/2	0
17	1	0	-1	1	1	0	1	0	0	vdc/2	0	-vdc/2
18	0	1	-1	0	1	1	1	0	0	0	vdc/2	-vdc/2
19	-1	1	0	0	0	1	1	0	1	-vdc/2	vdc/2	0
20	-1	0	1	0	0	0	1	1	1	-vdc/2	0	vdc/2
21	0	-1	1	0	1	0	0	1	1	0	-vdc/2	vdc/2
22	1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	vdc/2	-vdc/2	-vdc/2
23	1	1	-1	1	1	1	1	0	0	vdc/2	vdc/2	-vdc/2
24	-1	1	-1	0	0	1	1	0	0	-vdc/2	vdc/2	-vdc/2
25	-1	1	1	0	0	1	1	1	1	-vdc/2	vdc/2	vdc/2
26	-1	-1	1	0	0	0	0	1	1	-vdc/2	-vdc/2	vdc/2
27	1	-1	1	1	1	0	0	1	1	vdc/2	-vdc/2	vdc/2

Les coordonnées α - β du vecteur v de la formule (II.74), considérant toutes les combinaisons possibles, sont inscrites dans le Tableau II.9. La représentation vectorielle des vecteurs \vec{v}_0 à \vec{v}_{20} , dans le plan α - β , est montrée dans la Fig. II.34.

TABLEAU II.9
COORDONNEES α - β DES VECTEURS DE SORTIE DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX

v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{α}/v_{dc}	v_{β}/v_{dc}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{α}/v_{dc}	v_{β}/v_{dc}	
-vdc/2	-vdc/2	-vdc/2	0	0	0	0	0	0	0	\vec{v}_{14}
-vdc/2	-vdc/2	0	-0.204	-0.354	-vdc/6	-vdc/6	vdc/3	-0.204	-0.354	\vec{v}_5
-vdc/2	0	-vdc/2	-0.204	0.354	-vdc/6	vdc/3	-vdc/6	-0.204	0.354	\vec{v}_3
-vdc/2	0	0	-0.408	0	-vdc/3	vdc/6	vdc/6	-0.408	0	\vec{v}_4
0	-vdc/2	-vdc/2	0.408	0	vdc/3	-vdc/6	-vdc/6	0.408	0	\vec{v}_1
0	-vdc/2	0	0.204	-0.354	vdc/6	-vdc/3	vdc/6	0.204	-0.354	\vec{v}_6
0	0	-vdc/2	0.204	0.354	vdc/6	vdc/6	-vdc/3	0.204	0.354	\vec{v}_2
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	\vec{v}_0
0	0	vdc/2	-0.204	-0.354	-vdc/6	-vdc/6	vdc/3	-0.204	-0.354	\vec{v}_5
0	vdc/2	0	-0.204	0.354	-vdc/6	vdc/3	-vdc/6	-0.204	0.354	\vec{v}_3
0	vdc/2	vdc/2	-0.408	0	-vdc/3	vdc/6	vdc/6	-0.408	0	\vec{v}_4
vdc/2	0	0	0.408	0	vdc/3	-vdc/6	-vdc/6	0.408	0	\vec{v}_1
vdc/2	0	vdc/2	0.204	-0.354	vdc/6	-vdc/3	vdc/6	0.204	-0.354	\vec{v}_6
vdc/2	vdc/2	0	0.204	0.354	vdc/6	vdc/6	-vdc/3	0.204	0.354	\vec{v}_2
vdc/2	vdc/2	vdc/2	0	0	0	0	0	0	0	\vec{v}_7
vdc/2	-vdc/2	0	0.612	-0.354	vdc/2	-vdc/2	0	0.612	-0.354	\vec{v}_8
vdc/2	0	-vdc/2	0.612	0.354	vdc/2	0	-vdc/2	0.612	0.354	\vec{v}_9
0	vdc/2	-vdc/2	0	0.707	0	vdc/2	-vdc/2	0	0.707	\vec{v}_{10}
-vdc/2	vdc/2	0	-0.612	0.354	-vdc/2	vdc/2	0	-0.612	0.354	\vec{v}_{11}
-vdc/2	0	vdc/2	-0.612	-0.354	-vdc/2	0	vdc/2	-0.612	-0.354	\vec{v}_{12}
0	-vdc/2	vdc/2	0	-0.707	0	-vdc/2	vdc/2	0	-0.707	\vec{v}_{13}
vdc/2	-vdc/2	-vdc/2	0.816	0	2.vdc/3	-vdc/3	-vdc/3	0.816	0	\vec{v}_{15}
vdc/2	vdc/2	-vdc/2	0.408	0.707	vdc/3	vdc/3	-2.vdc/3	0.408	0.707	\vec{v}_{16}
-vdc/2	vdc/2	-vdc/2	-0.408	0.707	-vdc/3	2.vdc/3	-vdc/3	-0.408	0.707	\vec{v}_{17}
-vdc/2	vdc/2	vdc/2	-0.816	0	-2.vdc/3	vdc/3	vdc/3	-0.816	0	\vec{v}_{18}
-vdc/2	-vdc/2	vdc/2	-0.408	-0.707	-vdc/3	-vdc/3	2.vdc/3	-0.408	-0.707	\vec{v}_{19}
vdc/2	-vdc/2	vdc/2	0.408	-0.707	vdc/3	-2.vdc/3	vdc/3	0.408	-0.707	\vec{v}_{20}

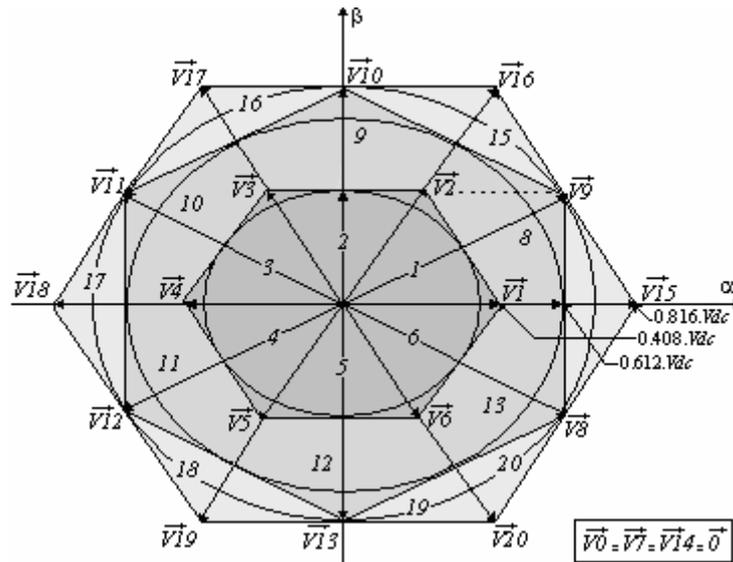


Fig. II.34. Représentation vectorielle des vecteurs \vec{v}_0 à \vec{v}_{20} dans le plan α - β .

Comme observé dans la Fig. II.34, cette représentation vectorielle produit géométriquement trois hexagones coaxiaux:

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

Et en fonction des ordres de commutation, les trois hexagones sont présentés séparément dans la Fig. II.35.

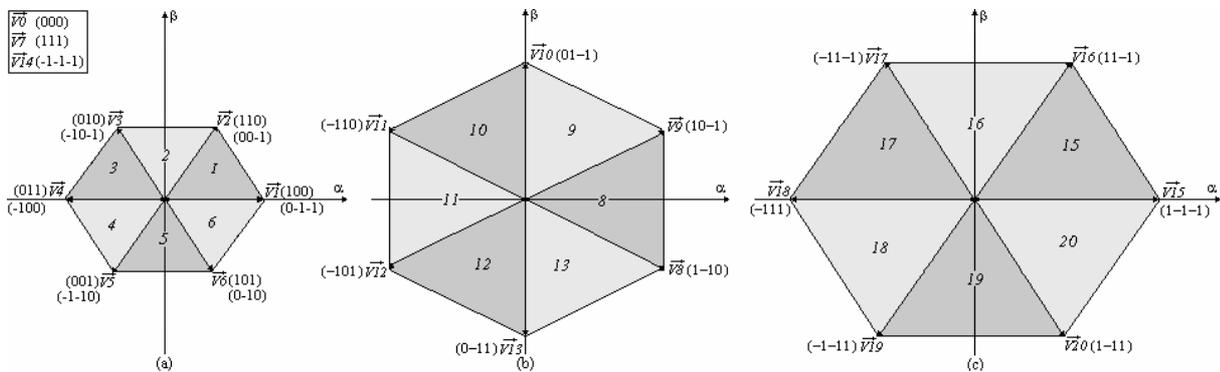


Fig. II.35. Représentation séparée des trois hexagones en fonction des ordres de commutation.
 (a). Le petit hexagone *Hex. A*. (b). L'hexagone moyen *Hex. B*. (c). Le grand hexagone *Hex. C*.

Remarques:

- ♣ L'Hex. A est identique à l'Hex. C, sauf que l'amplitude est divisée par 2,
- ♣ L'Hex. C est totalement semblable à l'hexagone de l'onduleur deux niveaux de la Fig. II.19.a. La seule différence réside au niveau des ordres de commutation qui appellent le 0 et le 1 dans le cas deux niveaux, le -1 et le 1 dans le cas trois niveaux.

II.3.4.2.3. Application de la commande vectorielle

En faisant une analyse analogue à celle effectuée dans le § II.3.4.1.2, on déduit:

A. Pour le mode a (petites variations de $\Delta \vec{i}$)

Les lois de commande vectorielle pour chaque secteur de \vec{v} et $\Delta \vec{i}$ sont identifiées dans le Tableau II.10 pour le cas de l'Hex. A, dans le Tableau II.11 pour le cas de l'Hex. B, et dans le Tableau II.12 pour le cas de l'Hex. C.

B. Pour le mode b (grandes variations de $\Delta \vec{i}$)

Ici, comme pour le cas deux niveaux, c'est la région de $\Delta \vec{i}$ qui détermine le vecteur de sortie. Toutes les possibilités englobant l'ensemble des hexagones sont résumées dans le Tableau II.13.

TABLEAU II.10

GENERATION DES LOIS DE COMMANDE SELON LE MODE a POUR LE CAS DE L'HEX. A.

Région de \vec{v}	Région de $\Delta \vec{i}$					
	I	II	III	IV	V	VI
1	\vec{v}_1	\vec{v}_2	\vec{v}_2	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_1
2	\vec{v}_2	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_3	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}
3	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_3	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_4	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}
4	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_4	\vec{v}_4	\vec{v}_5	\vec{v}_5
5	\vec{v}_6	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_5	\vec{v}_5	\vec{v}_6
6	\vec{v}_1	\vec{v}_1	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_6	\vec{v}_6

TABLEAU II.11

GENERATION DES LOIS DE COMMANDE SELON LE MODE a POUR LE CAS DE L'HEX. B.

Région de \vec{v}	Région de $\Delta\vec{i}$					
	I	II	III	IV	V	VI
8	\vec{v}_9	\vec{v}_9	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_8	\vec{v}_8
9	\vec{v}_9	\vec{v}_{10}	\vec{v}_{10}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_9
10	\vec{v}_{10}	\vec{v}_{10}	\vec{v}_{11}	\vec{v}_{11}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}
11	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_{11}	\vec{v}_{11}	\vec{v}_{12}	\vec{v}_{12}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}
12	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_{12}	\vec{v}_{12}	\vec{v}_{13}	\vec{v}_{13}
13	\vec{v}_8	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_0, \vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_{13}	\vec{v}_{13}	\vec{v}_8

TABLEAU II.12

GENERATION DES LOIS DE COMMANDE SELON LE MODE a POUR LE CAS DE L'HEX. C.

Région de \vec{v}	Région de $\Delta\vec{i}$					
	I	II	III	IV	V	VI
15	\vec{v}_{15}	\vec{v}_{16}	\vec{v}_{16}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_{15}
16	\vec{v}_{16}	\vec{v}_{16}	\vec{v}_{17}	\vec{v}_{17}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}
17	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_{17}	\vec{v}_{17}	\vec{v}_{18}	\vec{v}_{18}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}
18	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_{18}	\vec{v}_{18}	\vec{v}_{19}	\vec{v}_{19}
19	\vec{v}_{20}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_{19}	\vec{v}_{19}	\vec{v}_{20}
20	\vec{v}_{15}	\vec{v}_{15}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_7 ou \vec{v}_{14}	\vec{v}_{20}	\vec{v}_{20}

TABLEAU II.13

GENERATION DES LOIS DE COMMANDE SELON LE MODE b POUR LES TROIS HEXAGONES.

Hex. A		Hex. B		Hex. C	
Région de $\vec{\Delta i}$	Vecteur de sortie \vec{v}_{FA}	Région de $\vec{\Delta i}$	Vecteur de sortie \vec{v}_{FA}	Région de $\vec{\Delta i}$	Vecteur de sortie \vec{v}_{FA}
1	\vec{v}_1	8	\vec{v}_8	15	\vec{v}_{15}
2	\vec{v}_2	9	\vec{v}_9	16	\vec{v}_{16}
3	\vec{v}_3	10	\vec{v}_{10}	17	\vec{v}_{17}
4	\vec{v}_4	11	\vec{v}_{11}	18	\vec{v}_{18}
5	\vec{v}_5	12	\vec{v}_{12}	19	\vec{v}_{19}
6	\vec{v}_6	13	\vec{v}_{13}	20	\vec{v}_{20}

II.3.4.2.4. Détection des secteurs *v et *Δi par l'algorithme de la MLI vectorielle pour les trois hexagones

Pour les secteurs de $\vec{\Delta i}$, la procédure est de même que celle présentée dans la Fig. II.24.b. Pour chacun des trois hexagones, l'application de l'algorithme de la MLI vectorielle en vue de localiser le vecteur \vec{v} , dont l'expression instantanée est donnée par la formule (II.61), est illustrée dans la Fig. II.36.

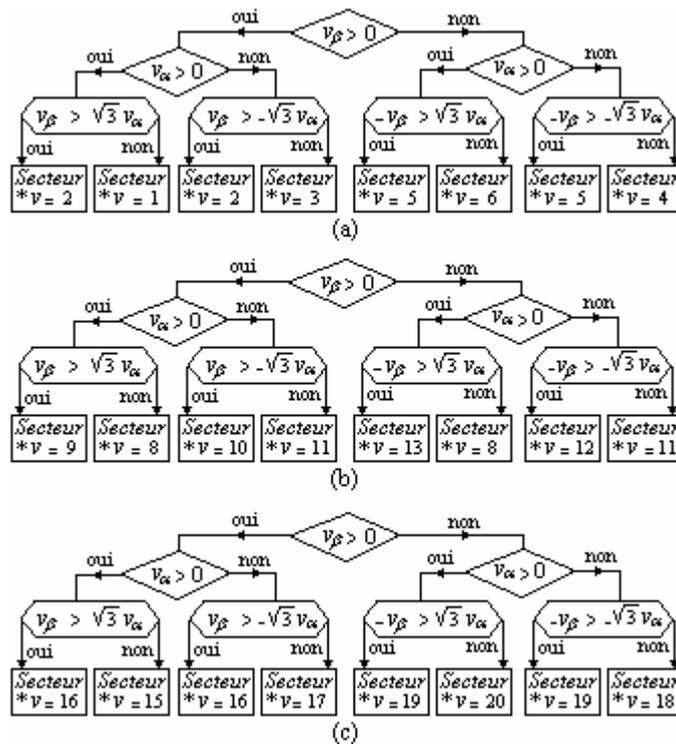


Fig. II. 36. Détection des secteurs *v par l'algorithme de la MLI vectorielle.

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

II.3.4.2.5. Génération des impulsions MLI

On rappelle les similitudes entre l'hexagone de tension de l'onduleur deux niveaux de la Fig. II.19.a, et les hexagones petit et grand de l'onduleur trois niveaux des Figures II.35.a et II.35.b. Par conséquent la détermination des temps d'application des vecteurs adjacents dans chaque secteur, ainsi que des vecteurs nuls se fera d'une manière identique à celle exposée dans le § II.3.4.1.4. Le résultat est mentionné dans le Tableau II.14 pour le cas de l'Hex. A, et dans le Tableau II.15 pour le cas de l'Hex. C.

TABLEAU II.14
CALCUL DES TEMPS DE COMMUTATION DE L'HEX. A.

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

TABEAU II.15
CALCUL DES TEMPS DE COMMUTATION DE L'HEX. C.

Zone 15	Zone 16
$\begin{cases} T_{15} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_{16} = T_s \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{FA\beta}^*}{V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{15} - T_{16}) / 4$	$\begin{cases} T_{16} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_{17} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{16} - T_{17}) / 4$
Zone 17	Zone 18
$\begin{cases} T_{17} = T_s \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{FA\beta}^*}{V_{dc}} \\ T_{18} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{17} - T_{18}) / 4$	$\begin{cases} T_{18} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_{19} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{18} - T_{19}) / 4$
Zone 19	Zone 20
$\begin{cases} T_{19} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \\ T_{20} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{19} - T_{20}) / 4$	$\begin{cases} T_{20} = -T_s \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{FA\beta}^*}{V_{dc}} \\ T_{15} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FA\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\beta}^*}{2 \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{15} - T_{20}) / 4$

Toutefois, pour le cas de l'Hex. B, les expressions des temps d'application des vecteurs adjacents ainsi que celles des vecteurs nuls diffèrent par rapport au cas deux niveaux. A titre d'exemple, on montre dans la Fig. II.37 la méthode de calcul des temps d'application des vecteurs adjacents des zones 8 et 9 de l'Hex. B. Pour les autres zones, il suffit de suivre les symétries. Ainsi, le Tableau II.16 englobe le calcul de tous les temps d'application à la fois des vecteurs adjacents et des vecteurs nuls intervenant dans cet hexagone. On note une inversion de l'emplacement des composantes α - β par rapport aux formules données dans les deux tableaux précédents.

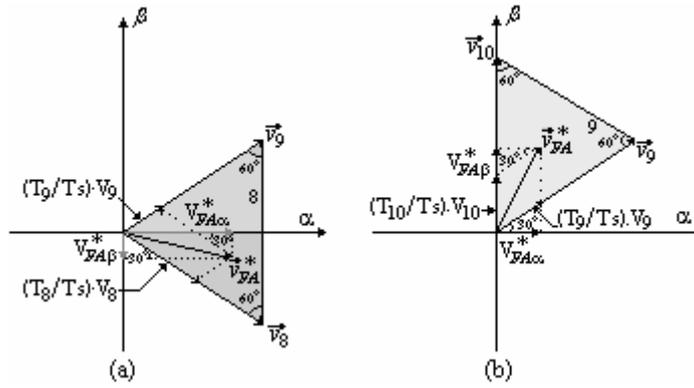


Fig. II. 37. Détermination géométrique des temps d'application des vecteurs adjacents.
 (a). Cas de la zone 8 de l'Hex. B. (b). Cas de la zone 9 de l'Hex. B.

TABLEAU II.16

CALCUL DES TEMPS DE COMMUTATION DE L'HEX. B.

Zone 8	Zone 9
$\begin{cases} T_8 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FAB}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \\ T_9 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FAB}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_8 - T_9) / 6$	$\begin{cases} T_9 = T_s \cdot \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \\ T_{10} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FAB}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_9 - T_{10}) / 6$
Zone 10	Zone 11
$\begin{cases} T_{10} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FAB}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \\ T_{11} = T_s \cdot \frac{-2\sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{10} - T_{11}) / 6$	$\begin{cases} T_{11} = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{FAB}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \\ T_{12} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FAB}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{11} - T_{12}) / 6$
Zone 12	Zone 13
$\begin{cases} T_{12} = T_s \cdot \frac{-2\sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \\ T_{13} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FAB}^* + \sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_{12} - T_{13}) / 6$	$\begin{cases} T_{13} = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot V_{FAB}^* - \sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \\ T_8 = T_s \cdot \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{FA\alpha}^*}{\sqrt{3} \cdot V_{dc}} \end{cases}$ $T_0 = (T_s - T_8 - T_{13}) / 6$

Finalement, les lois de commutation pour un onduleur trois niveaux seront gérées par les chronogrammes présentés dans les Fig. II.38 à II.55.

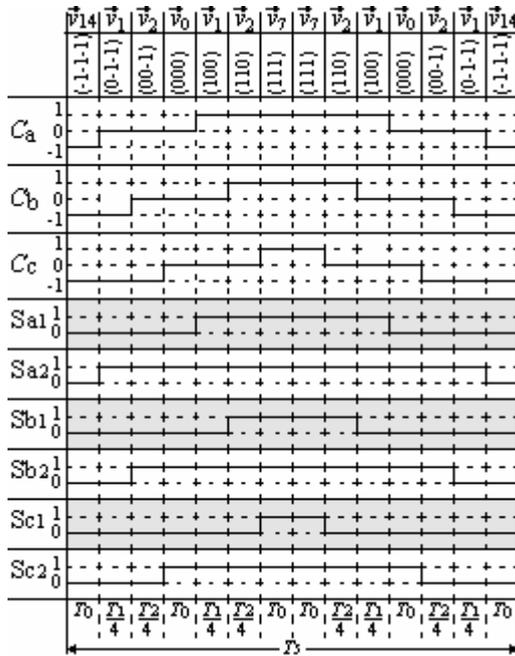


Fig. II.38. Impulsions de la zone 1.

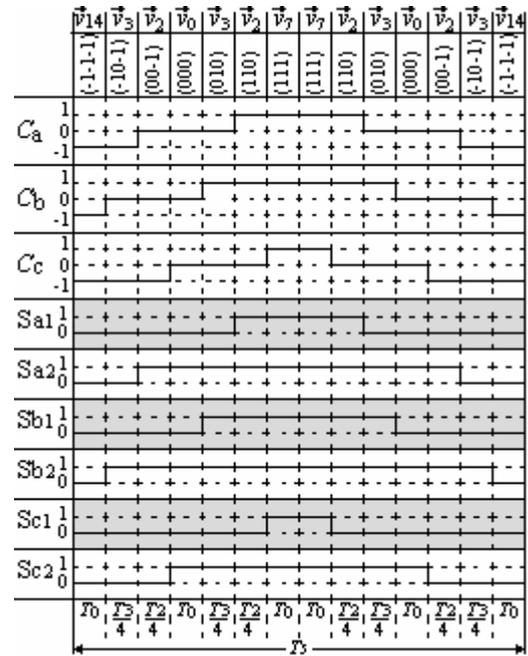


Fig. II.39. Impulsions de la zone 2.

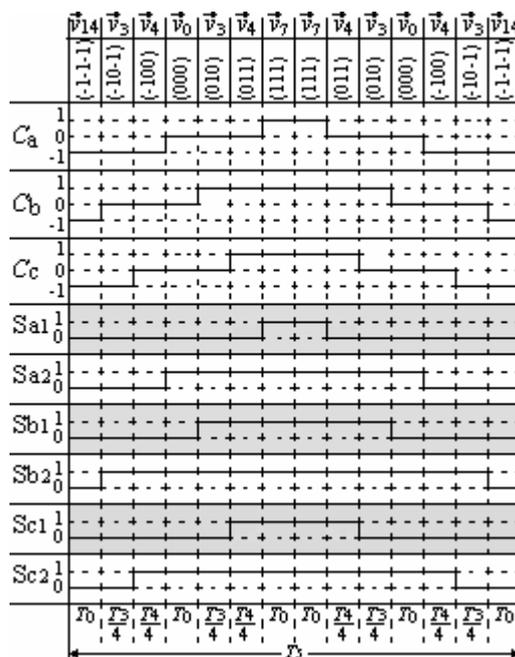


Fig. II.40. Impulsions de la zone 3.

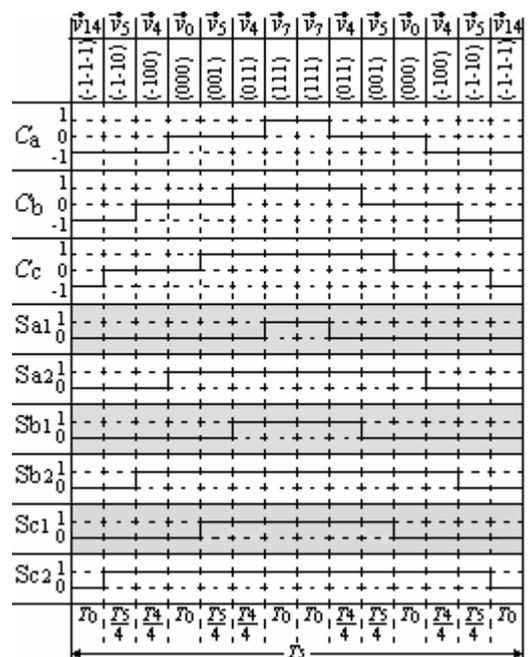


Fig. II.41. Impulsions de la zone 4.

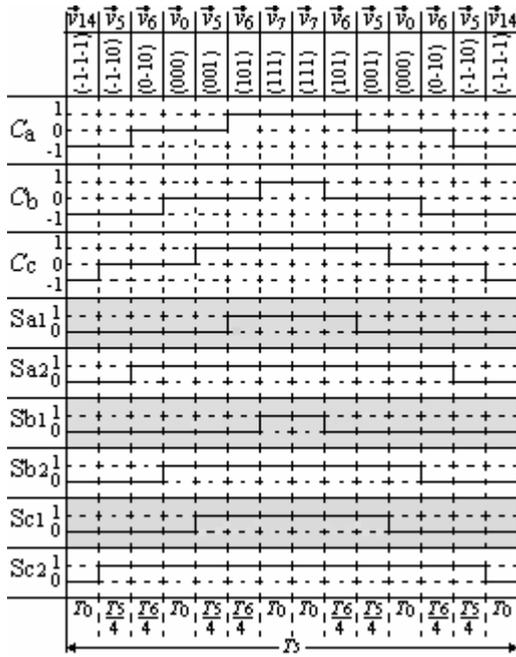


Fig. II.42. Impulsions de la zone 5.

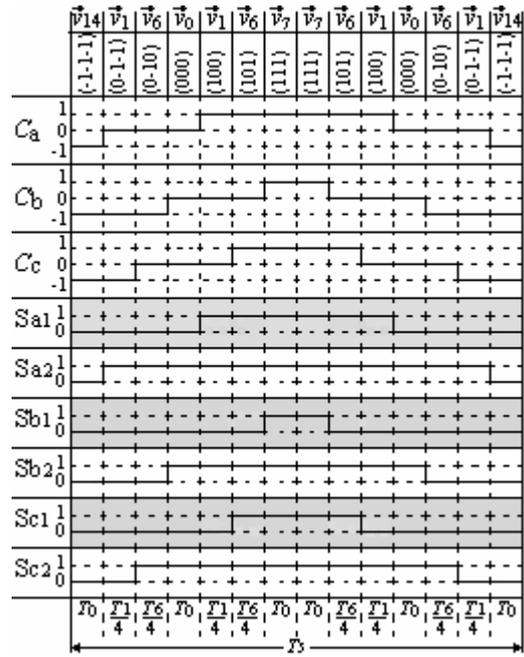


Fig. II.43. Impulsions de la zone 6.

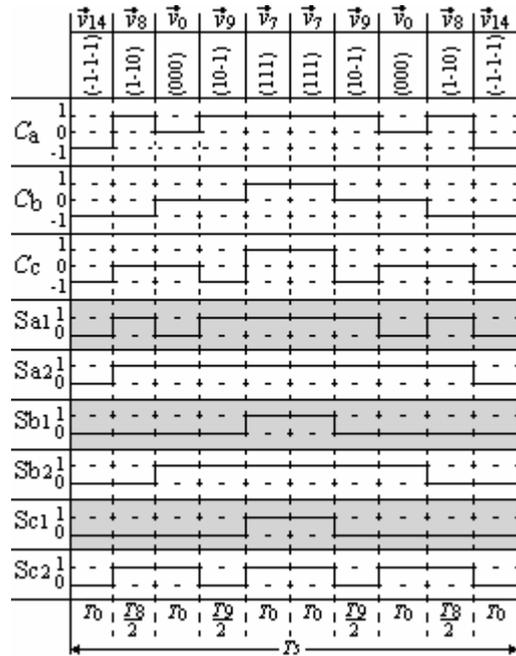


Fig. II.44. Impulsions de la zone 8.

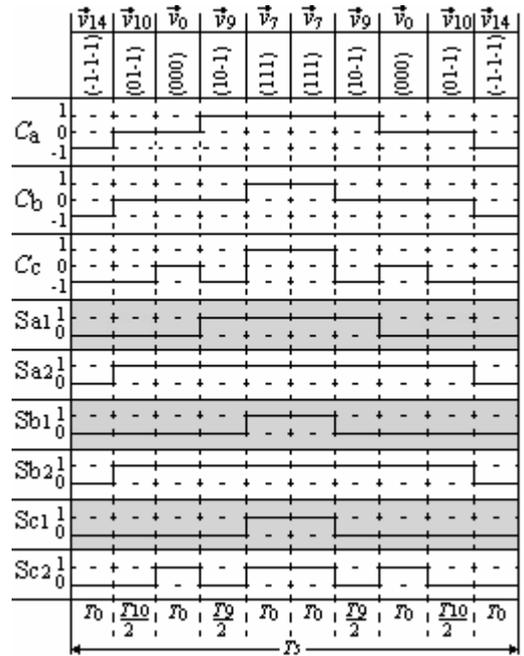


Fig. II.45. Impulsions de la zone 9.

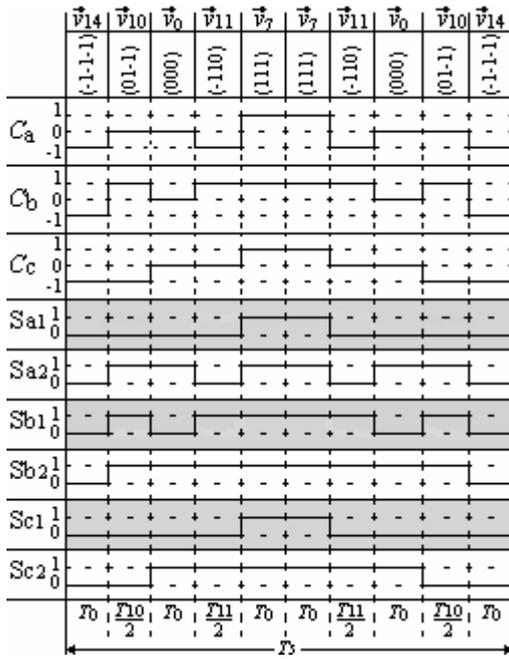


Fig. II.46. Impulsions de la zone 10.

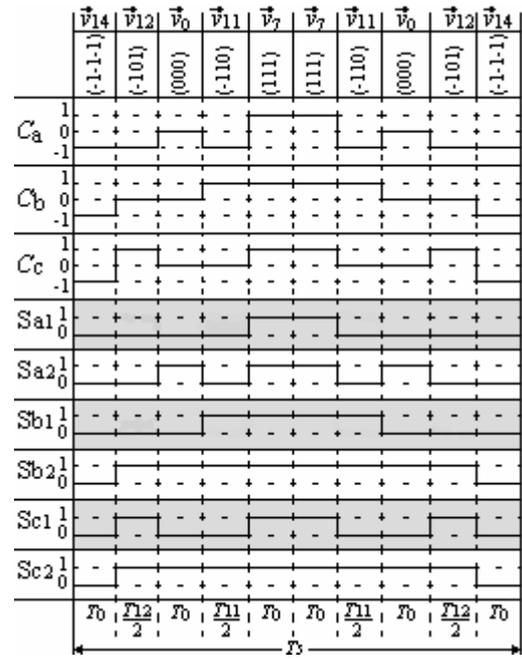


Fig. II.47. Impulsions de la zone 11.

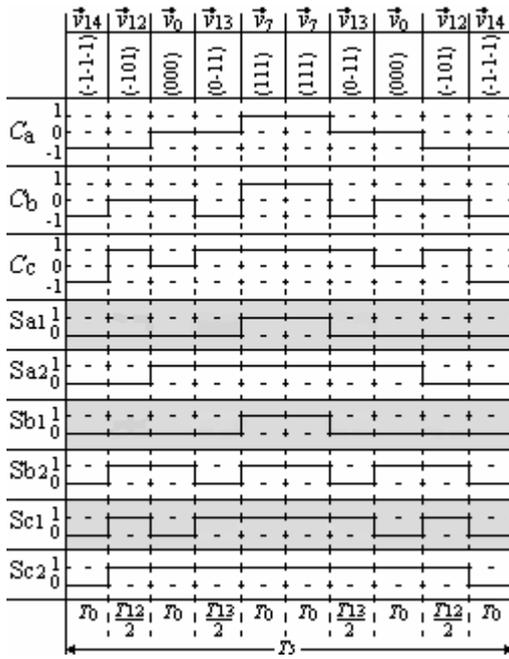


Fig. II.48. Impulsions de la zone 12.

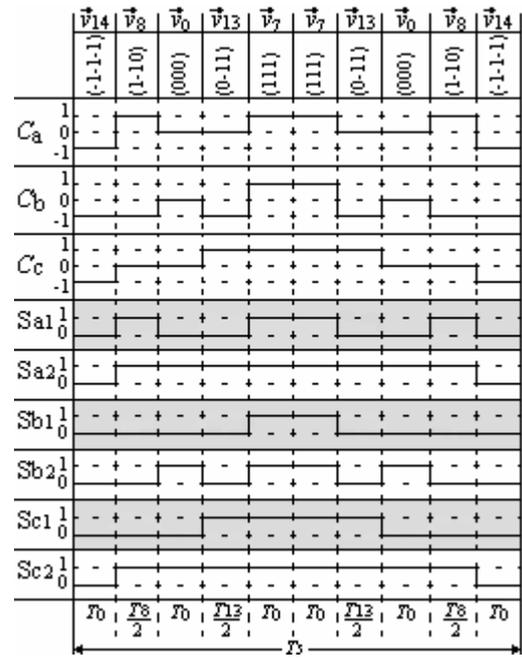


Fig. II.49. Impulsions de la zone 13.

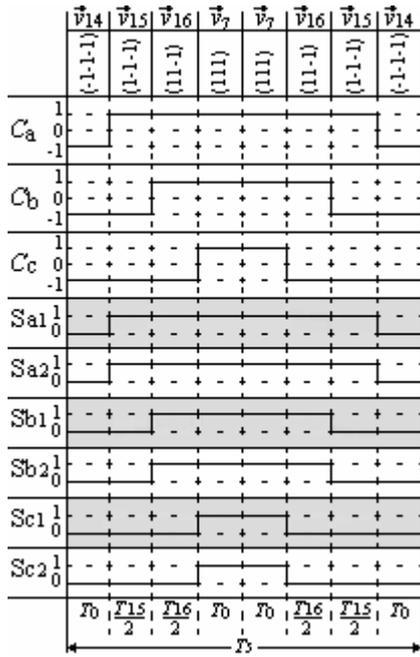


Fig. II.50. Impulsions de la zone 15.

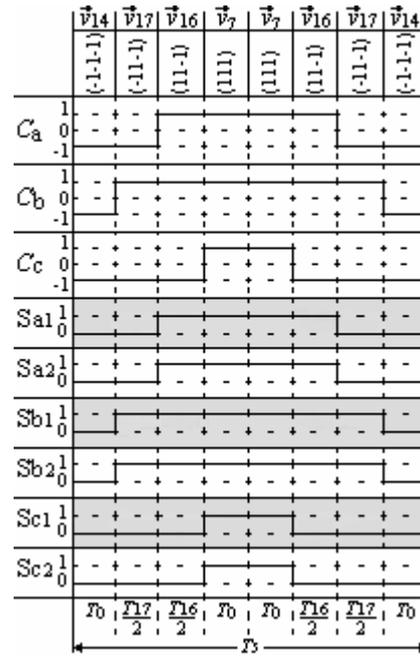


Fig. II.51. Impulsions de la zone 16.

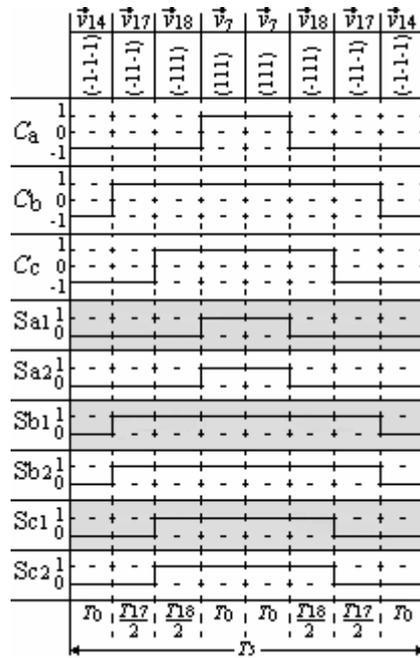


Fig. II.52. Impulsions de la zone 17.

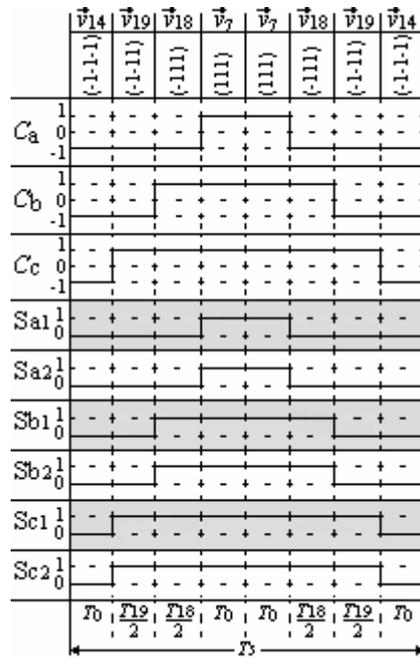


Fig. II.53. Impulsions de la zone 18.

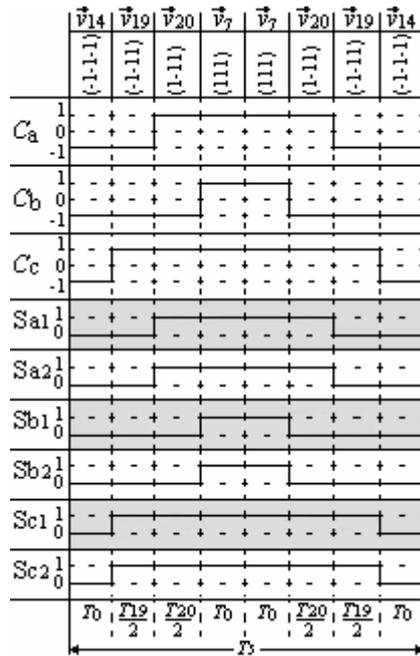


Fig. II.54. Impulsions de la zone 19.

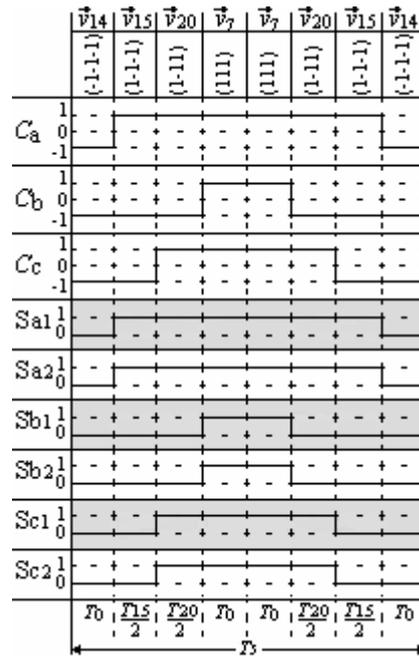


Fig. II.55. Impulsions de la zone 20.

II.4. Techniques de Régulation des filtres actifs

II.4.1. Régulation du courant du filtre actif

Le dimensionnement des gains de la boucle de commande du courant dépend du modulateur sélectionné [55]. Comme précédemment décrit (§ II.3.3), dans le cas de la technique de la porteuse triangulaire, afin de générer les signaux de gâchettes, l'erreur du courant passe d'abord par un correcteur Proportionnel-Intégral *PI*, puis elle est comparée avec une onde triangulaire à amplitude et fréquence fixées (Fig. II.17).

Dans le cas où le filtre actif est à base d'un onduleur de tension, le courant alternatif de sortie est défini par la tension de sortie. La boucle de commande du courant est présentée dans la Fig. II.56.

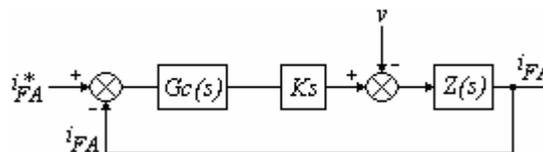


Fig. II.56. Boucle de régulation du courant.

Avec:

- v , tension donnée par l'équation (II.61),
- $Z(s)$, impédance du côté alternatif du filtre actif,
- K_s , gain du convertisseur,

$G_c(s)$, gain du régulateur.

Les valeurs de K_s et $G_s(s)$ sont données par les équations (II.76) et (II.77) [55,63].

$$K_s = V_{dc}/2\xi \quad (II.76)$$

$$G_c(s) = kp + \frac{ki}{s} \quad (II.77)$$

A partir de la Fig. II.23 (cas d'un filtre de sortie RL), et de l'équation (II.77), les expressions suivantes sont obtenues pour un module de Z égal en instantané à $\sqrt{R_{FA}^2 + (L_{FA}\omega)^2}$ R_{FA} , L_{FA} étant respectivement la partie résistive et la partie inductive de Z :

$$i_{FA} = \frac{[K_s.(kp + (ki/s))]/(R_{FA} + s.L_{FA})}{1 + [K_s.(kp + (ki/s))]/(R_{FA} + s.L_{FA})} . i_{FA}^* - \frac{1/(R_{FA} + s.L_{FA})}{1 + [K_s.(kp + (ki/s))]/(R_{FA} + s.L_{FA})} . v \quad (II.78)$$

L'équation caractéristique de la boucle du courant est donnée par:

$$H(s) = 1 + \frac{(kp.s + ki/s)}{s.(R_{FA} + s.L_{FA})} \quad (II.79)$$

L'analyse de cette équation prouve que la boucle de courant est stable pour toutes les valeurs de kp et ki . En plus, l'analyse montre que kp détermine la rapidité de la réponse, et ki définit le facteur de dépassement de la boucle de commande. Si kp est trop grand, l'erreur peut excéder l'amplitude de la porteuse triangulaire, affectant ainsi la fréquence de commutation de l'onduleur, et si ki est trop petit, le gain du correcteur PI diminue, ce qui implique que le courant généré ne sera plus apte à suivre exactement sa référence. La réponse transitoire du filtre actif peut être améliorée en ajustant le gain du PI de manière à ce que le kp soit égal à 1 et que le ki soit égal à la fréquence de la porteuse triangulaire [55].

II.4.2. Régulation de la tension du filtre actif

La régulation de la tension du bus continu du filtre actif peut être améliorée en ajustant le petit taux de puissance active s'écoulant dans le (les) condensateur(s), compensant ainsi les pertes par conduction et par commutation. [24, 55]. La boucle de régulation de la tension est désignée pour être 10 fois plus petite que la boucle du courant. De là, les deux boucles se trouveront désormais découplées. Le circuit de régulation de la tension continue doit être rapide dans la mesure où il répond seulement aux conditions du régime permanent. Les changements transitoires dans la tension continue ne sont pas permis et sont pris en considération lors de la sélection de la valeur appropriée du condensateur.

Afin d'obtenir la quantité P_{dc} représentant la puissance active nécessaire pour maintenir v_{dc} proche de sa référence v_{dcref} , on peut utiliser un simple régulateur type proportionnel [64].

En effet, d'une part les courants de référence ne contiennent pas de composantes fondamentales lors du régime permanent, et d'autre part, la puissance nécessaire pour la compensation des pertes est faible. Le régulateur peut être un filtre passe-bas du 1^{er} ordre, dont la fonction de transfert est donnée par:

$$G_c(s) = \frac{K_c}{1 + \tau_c \cdot s} \quad (II.80)$$

Avec: K_c, τ_c gain et constante de temps du filtre passe-bas.

En négligeant les pertes par commutation dans le filtre actif ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance de sortie L_{FA} , la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension continue vdc s'exprime par:

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \cdot C \cdot v_{dc}^2 \right) \quad (II.81)$$

Pour des faibles variations de vdc autour de v_{dcref} , l'équation (II.81) peut s'écrire:

$$P_{dc} = C \cdot v_{dcref} \cdot \frac{d}{dt} (v_{dc}) \quad (II.82)$$

Des équations (II.80) et (II.82), la boucle de régulation de la tension continue vdc sera présentée par le schéma bloc de la Fig.II.57, et aura pour fonction de transfert la formule:

$$H(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2 \cdot \xi_c \cdot \omega_c \cdot s + \omega_c^2} \quad (II.83)$$

Avec:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{K_c}{C \cdot v_{dcref} \cdot \tau_c}} \quad (II.84)$$

$$\xi_c = \sqrt{\frac{C \cdot v_{dcref}}{K_c \cdot \tau_c}} \quad (II.85)$$

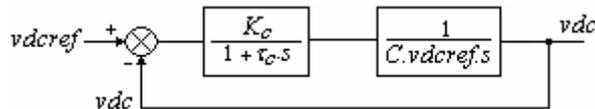


Fig. II.57. Boucle de régulation de la tension continue.

En général, la régulation est stable, mais pour l'obtention d'un amortissement suffisant, le produit $K_c \cdot \tau_c$ doit être limité, et ξ_c compris entre 0.4 et 0.8.

II.5. Conclusion

Dans ce second chapitre, on s'est intéressé à la présentation:

♣ Des différents algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence où on a exposé la théorie de la puissance réactive et étudié le principe de base appliqué d'abord à un filtre actif parallèle puis à un filtre actif série. On a ensuite discuté les impacts:

1. du filtre passe bas utilisé pour la séparation de la partie continue du signal total,
2. des distorsions des tensions de source,
3. du déséquilibre des tensions de source,

sur le THDi du courant de source.

Puis on a pris connaissance des méthodes: (i) du référentiel synchrone, (ii) de détection du maximum, (iii) de la séquence positive du fondamental, et (iv) de la méthode du filtre coupe bande, plus communément appelée *notch filter*.

Comme exemple d'application, on a simulé sous *Matlab-Simulink* des courants de référence obtenus après application de la méthode de la puissance instantanée réactive, de la méthode de la séquence positive du fondamental, et celle du filtre coupe-bande. La 1^{ère} méthode a fourni le temps de réponse le plus rapide et donne la sortie la plus proche de l'onde idéale de la Fig. II.14.a.

♣ Des stratégies de commande, surtout type MLI: à échantillonnage périodique, à bande d'hystérésis, à porteuse triangulaire et MLI vectorielle. Comme cette dernière constitue l'un des mots clés de cette thèse en plus du filtrage actif et des onduleurs multiniveaux, on a passé un temps assez conséquent pour exposer sa théorie appliquée d'abord à un onduleur de tension deux niveaux puis à un onduleur de tension trois niveaux (avec modélisation complète des deux convertisseurs). On a pu démontré les qualités de la MLI vectorielle en permettant un calcul plus fin des instants de commutation, ainsi que le gain d'un tiers de période sans que les interrupteurs changent leurs états, ce qui résulte en une diminution dans les pertes par commutation.

Finalement, on a présenté un exemple de circuit de régulation du courant ainsi qu'une boucle de régulation de la tension continue *vdc* du filtre actif afin d'assurer un fonctionnement plus stable.

Dans le chapitre suivant, on va présenter quelques applications des différents filtres actifs simulés sous *Matlab-Simulink*. Des analyses commentées ainsi que des études comparatives y seront exposées.

Chapitre III

Applications

Aux Filtres Actifs

Parallèles et Séries

Plan du Chapitre III

III.1. Introduction	68
III.2. Caractéristiques du courant de source avant filtrage actif	68
III.3. Applications aux filtres actifs parallèles	70
III.3.1. Cas d'un onduleur de tension deux niveaux	70
III.3.1.1. Circuit de puissance.....	70
III.3.1.2. Circuit de commande	71
III.3.1.3. Dimensionnement des condensateurs	73
III.3.1.4. Dimensionnement du filtre de sortie	74
III.3.1.5. Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	75
III.3.2. Cas d'un onduleur de tension trois niveaux	82
III.3.2.1. Circuit de puissance.....	82
III.3.2.2. Circuit de commande	82
III.3.2.3. Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	84
III.4. Applications aux filtres actifs séries	89
III.4.1. Cas d'un onduleur de tension deux niveaux	89
III.4.1.1. Circuit de puissance.....	89
III.4.1.2. Dimensionnement des filtres passifs.....	90
III.4.1.3. Circuit de commande et de régulation.....	91
III.4.1.4. Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	93
III.4.2. Cas d'un onduleur de tension trois niveaux	98
III.4.2.1. Circuit de puissance.....	98
III.4.2.2. Circuit de commande et de régulation	99
III.4.2.3. Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	100
III.5. Etudes comparatives	106
III.5.1. Entre filtres actifs parallèles deux et trois niveaux	106
III.5.1.1. Qualité du filtrage.....	106
III.5.1.2. Tension de sortie.....	106
III.5.1.3. Fréquence de commutation.....	106
III.5.2. Entre filtres actifs séries deux et trois niveaux	107
III.5.2.1. Qualité du filtrage.....	107
III.5.2.2. Tension de sortie.....	107
III.5.3. Entre filtres actifs parallèles et séries	109
III.6. Conclusion	109

III.1. Introduction

Après avoir étudié les différentes topologies, algorithmes de détection des grandeurs harmoniques de référence, les stratégies de commande et de régulation des filtres actifs dans les deux chapitres précédents, nous allons présenter ici quelques unes de leurs applications ainsi que leur simulation sous Matlab-Simulink, selon les étapes:

- ♣ étape 1: où on montrera l'allure du courant dans la source avant application de toute opération de filtrage, son spectre harmonique contenant les informations sur le THDi et sa position angulaire par rapport à la tension de source, nécessaire pour la détermination de la valeur du facteur de puissance ;

- ♣ étape 2: consacrée à l'étude de la configuration parallèle, pour deux topologies d'onduleurs de tension (deux puis trois niveaux) ; on y exposera les circuits de puissance et de commande ainsi que le dimensionnement des condensateurs et du filtre de sortie ;

- ♣ étape 3: idem mais pour la configuration série ;

- ♣ étape 4: synthétise les résultats précédents par une étude comparative entre les différents filtres actifs.

Mais auparavant, nous allons rassembler les paramètres communs aux différents modèles dans le Tableau III.1 ci-dessous.

TABLEAU III.1

PARAMETRES DE SIMULATION COMMUNS AUX APPLICATIONS CONSIDEREES

Paramètres		Valeurs numériques
<u>Réseau d'alimentation</u> [64]	<i>Tension efficace E_s</i>	230 V
	Fréquence f	50 Hz
	Résistance de ligne R_s	0.25 m Ω
	Inductance de ligne L_s	19.4 μ H
<u>Charge non-linéaire</u> (Pont de Graëtz à 6 thyristors)	Puissance apparente S	43.7 kVA
	Angle de retard à l'amorçage α	0°
<u>Charge linéaire</u> (aval à la charge non-linéaire)	Résistance de charge DC R_c	6.7 Ω
	Inductance de charge DC L_c	25 mH

III.2. Caractéristiques du courant de source avant filtrage actif

Les graphes du courant de source avant application du filtrage actif sont représentés Fig. III.1, III.2 et III.3. On constate une distorsion symétrique du courant i_{sa} par rapport au point de demi période (Fig. III.1), ce qui signifie que les harmoniques multiples de 2 et 3 sont inexistants dans le spectre de i_{sa} ⁵ et que seuls ceux de rang $(6h \pm 1)$ sont présents; ceci est confirmé par le spectre de i_{sa} (Fig. III.2) représentant les 25 premiers harmoniques les plus significatifs, avec un THDi de 27.33 % pour une durée d'observation de 0.1 s.

⁵ Les multiples de 3 disparaissent dû au système triphasé, et ceux multiples de 2 dû à la symétrie.

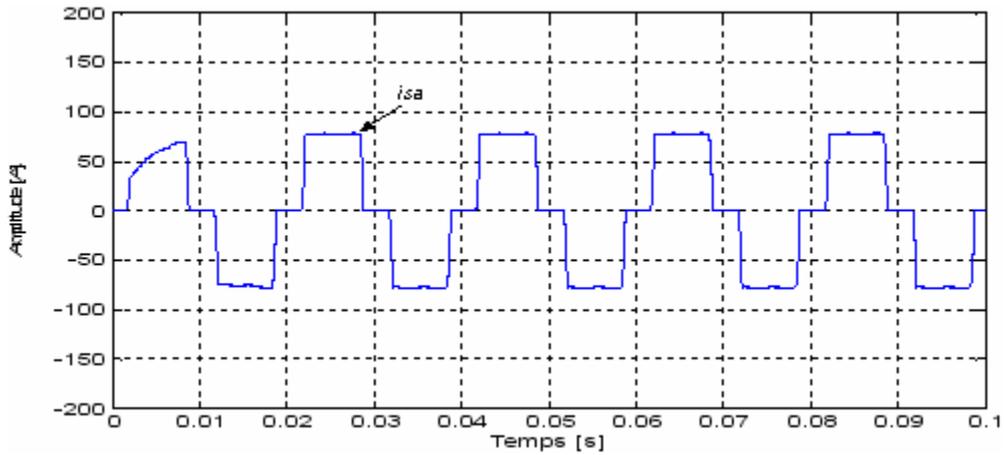


Fig. III.1. Allure de i_{sa} avant filtrage actif.

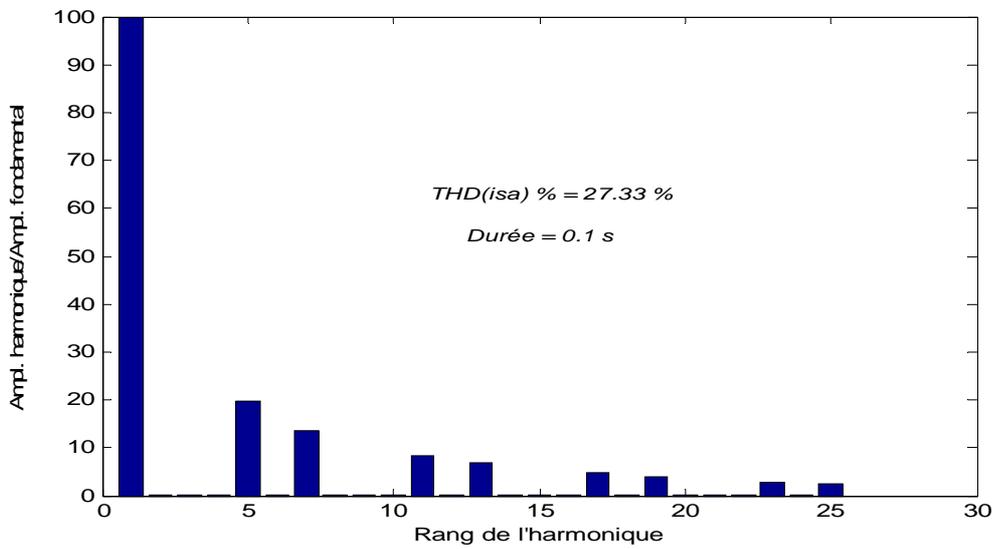


Fig. III.2. Spectre harmonique de i_{sa} .

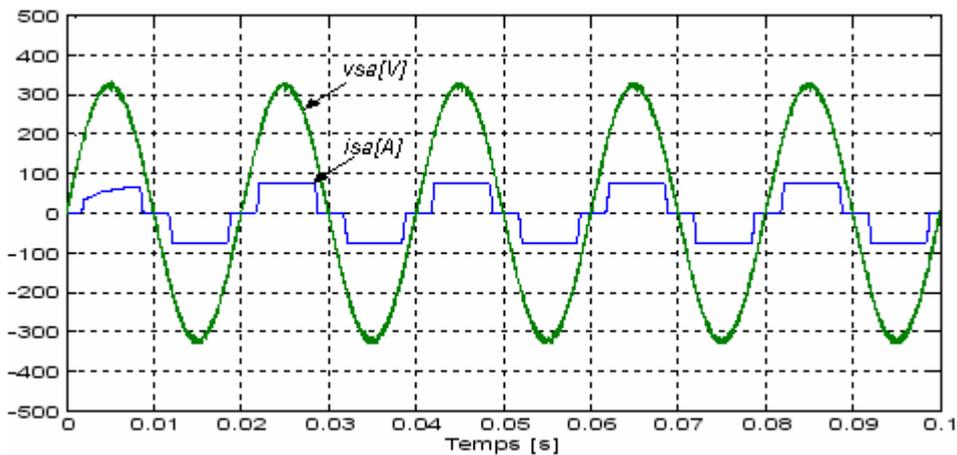


Fig. III.3. Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa} .

La distorsion harmonique n'est pas le seul problème rencontré ici car la Fig. III.3 indique une dégradation au niveau du facteur de puissance (retard estimé à 0.002 s, donc $\varphi = 36^\circ$, soit $\cos\varphi = 0.8$) ; ainsi on peut s'attendre à une fluctuation dans l'énergie réactive du système.

III.3. Applications aux filtres actifs parallèles

III.3.1. Cas d'un onduleur de tension deux niveaux

III.3.1.1. Circuit de puissance

Le circuit de puissance d'un filtre actif parallèle, à base d'un onduleur de tension deux niveaux à IGBT, placé entre un réseau triphasé et une charge non-linéaire polluante en pont de Graëtz à 6 thyristors, est représenté ci-dessous Fig. III.4 [73]

Avec:

i_s , courant de la source d'alimentation

v_s , tension au point de raccordement commun

v_{FA} , i_{FA} , L_{FA} , tension, courant et inductance du filtre actif

i_c , L_F , i_{dc} , courant, inductance amont et courant aval au pont de Graëtz constituant la charge polluante.

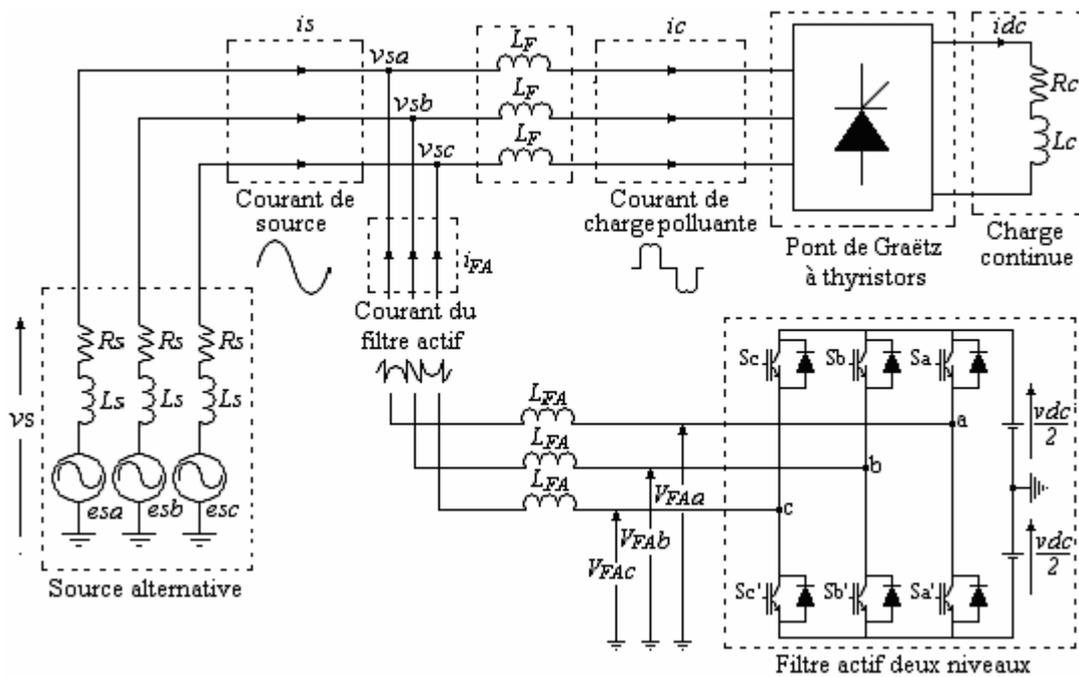


Fig. III.4. Circuit de puissance du filtre actif parallèle deux niveaux proposé.

Le modèle établi sous *Matlab-Simulink* est illustré dans la Fig. III.5.

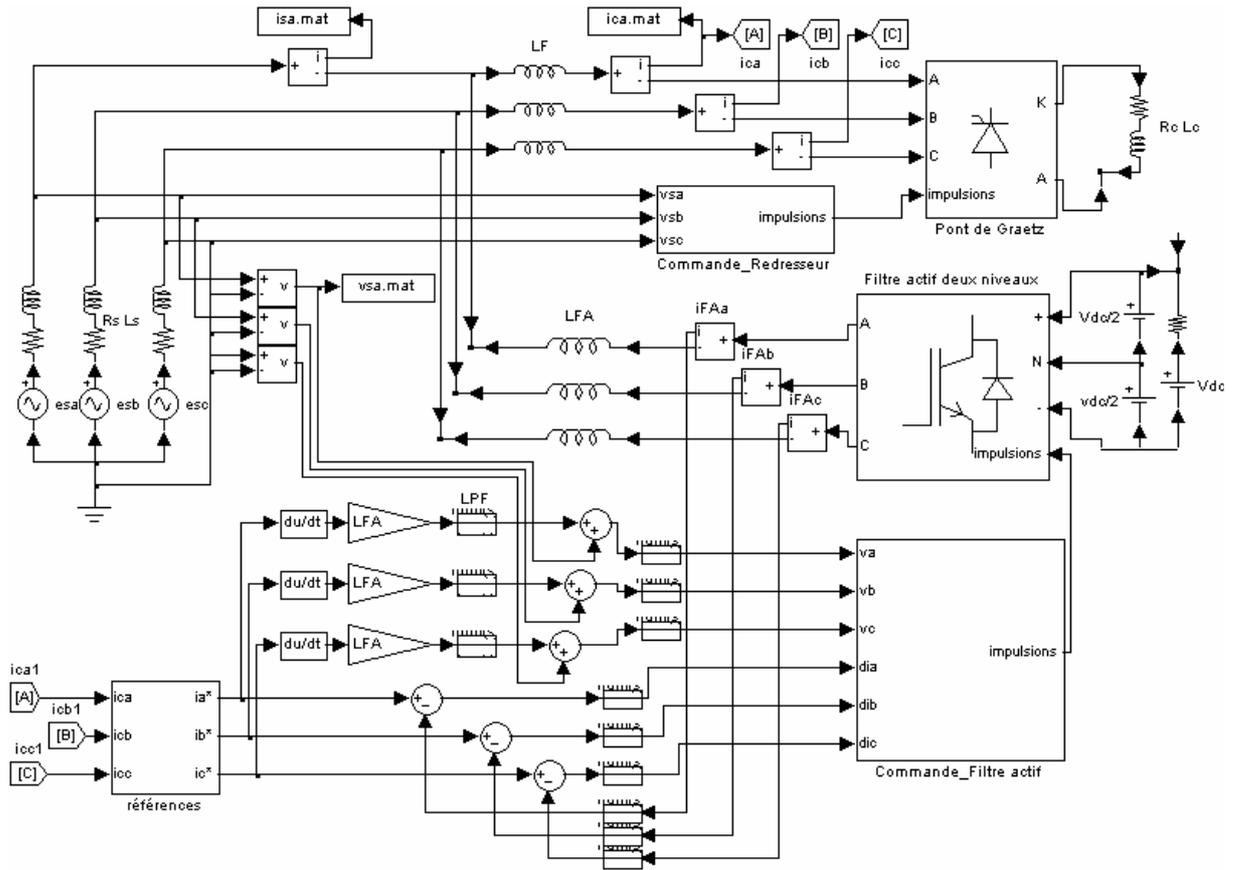


Fig. III.5. Modèle du filtre actif parallèle précédent établi sous Matlab-Simulink.

III.3.1.2. Circuit de commande

Le circuit de commande est, en général, réparti en trois blocs distincts:

- ♣ Bloc de détection des courants de référence ;
- ♣ Bloc de génération des impulsions (commande proprement dite),
- ♣ Bloc de régulation de la tension continue v_{dc} .

Cette application est dépourvue du 3^{ème} bloc dans la mesure où l'on a considéré une source de tension continue produisant v_{dc} .

III.3.1.2.1. Détection des courants de référence

La méthode choisie pour la détection des courants harmoniques de référence est celle du *filtre coupe-bande* ou « *notch filter* ». En réalité, on s'est inspiré de la référence [85] où les auteurs ont utilisé deux filtres passe-bande placés en série (Fig. III.6) et ayant comme paramètres les mêmes que ceux considérés dans le *Chap. II § II.2.2.6*.

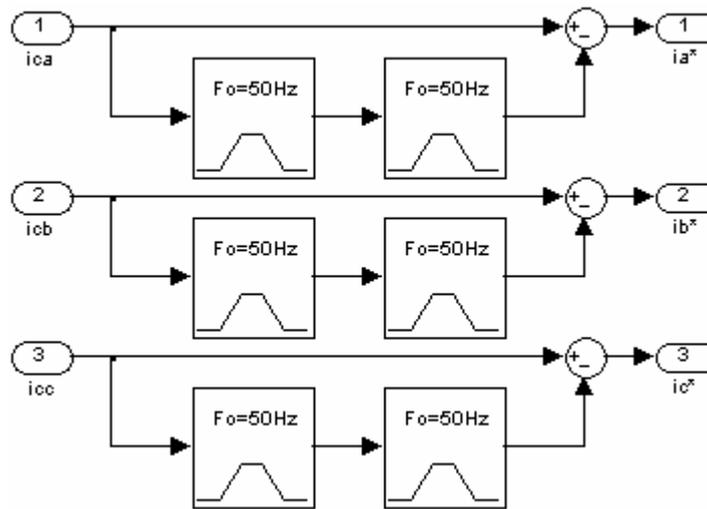


Fig. III.6. Détection des courants de référence par la méthode du filtre coupe-bande (remplacé ici par des filtres passe-bande).

III.3.1.2.2. Génération des impulsions

Pour la génération des impulsions, on a opté pour la MLI vectorielle dont le principe a été détaillé dans le *Chap. II § II.3.4.1*. Sous *Matlab-Simulink*, le bloc de génération des impulsions est illustré dans la Fig. III.7 conformément à la Fig. II.23. Pour réaliser ce circuit, on doit suivre les étapes 1 à 9 mentionnées dans les blocs de la Fig. III.7.

Etape 1 → Transformation C32 ($a-b-c \rightarrow \alpha-\beta$) appliquée à Δi (Eq. II.59) et v (Eq. II.61),

Etape 2 → Sélection du mode de commutation (a ou b ou pas de commutation),

Etape 3 → Application de l'algorithme de la MLI vectorielle pour les secteurs 1 à 6 de l'hexagone de tension,

Etape 4 → Application de l'algorithme de la MLI vectorielle pour les secteurs I à VI de l'hexagone de courant du mode a,

Etape 5 → Application de l'algorithme de la MLI vectorielle pour les secteurs I à VI de l'hexagone de courant du mode b,

Etape 6 → Calcul des temps d'application des vecteurs adjacents et des vecteurs nuls dans chaque zone de l'hexagone de tension selon le mode a,

Etape 7 → Génération des chronogrammes d'impulsions selon le mode a,

Etape 8 → Calcul des temps d'application des vecteurs adjacents et des vecteurs nuls dans chaque zone de l'hexagone de tension et génération des chronogrammes d'impulsions selon le mode b,

Etape 9 → Sélection des impulsions finales parmi le mode a ou le mode b.

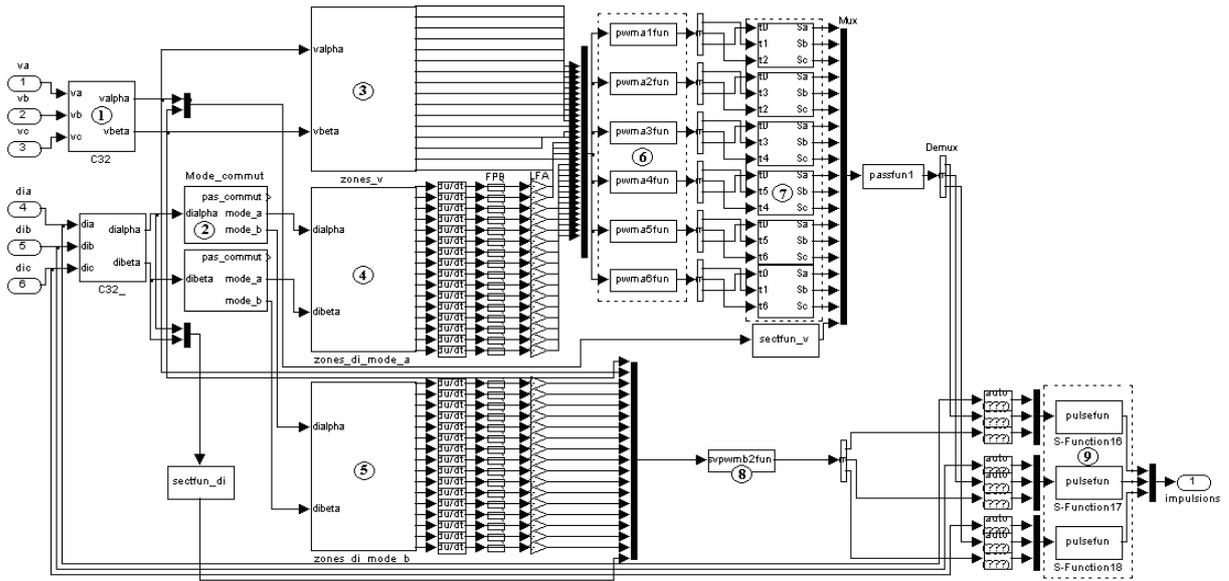


Fig. III.7. Génération des impulsions par la technique de la MLI vectorielle dans le cas deux niveaux.

Remarque:

On constate, à partir de la Fig. III.7, que le circuit de génération des impulsions se base majoritairement sur des *S-Functions* qui sont des programmes sous extension *M-File* importés dans l’interface *Simulink*, permettant de réaliser des tâches difficiles à remplir avec les blocs de la librairie propre à *Simulink* (*Simulink library browser*). Il est possible de consulter en annexe D les programmes des *S-Functions* utilisées.

III.3.1.3. Dimensionnement des condensateurs

Afin de dimensionner le(s) condensateur(s) alimentant le filtre actif, différentes approches ont été proposées [24, 30, 61, 86]. En réalité, les changements transitoires dans la puissance instantanée absorbée par la charge provoquent des fluctuations dans la tension *vdc* aux bornes du (des) condensateur(s). L’amplitude de cette fluctuation peut être contrôlée par un choix judicieux de la valeur du condensateur. La surtension maximale que peut subir le condensateur est donnée par [61]:

$$vdc_{max} = \frac{1}{C} \cdot \int_{(\theta_1/\omega)}^{(\theta_2/\omega)} idc(t)dt + vdc \tag{III.1}$$

Avec: θ_1, θ_2 étant deux angles appartenant à l’intervalle $[0,2\pi]$, et ω étant la pulsation du réseau ($\omega = 2.\pi.f$, par ex. $f = 50$ Hz).

La capacité du condensateur *C* s’exprimera ainsi:

$$C = \frac{1}{\Delta vdc} \cdot \int_{(\theta_1/\omega)}^{(\theta_2/\omega)} idc(t)dt \tag{III.2}$$

La valeur moyenne du courant idc absorbé par le condensateur est donnée par [61]:

$$\int_{(\theta_1/\omega)}^{(\theta_2/\omega)} idc(t)dt = I_{FAm} \cdot \int_{(\theta_1/\omega)}^{(\theta_2/\omega)} [\sin(\omega t) + \sin(\omega t + 2\pi/3)] dt \quad (III.3)$$

I_{FAm} étant l'amplitude max du courant i_{FA} . Si on prend $\theta_1 = 0$ et $\theta_2 = \pi/6$ rad, la capacité du condensateur sera alors formulée par:

$$C = \frac{I_{FA}}{2 \cdot \Delta vdc \cdot \omega} \quad (III.4)$$

A titre indicatif, avec une fluctuation Δvdc de 5 % Vdc , telle que $Vdc = 840$ V, et un courant maximal I_{FA} de 40 A, la valeur numérique de C est 1520 μ F.

L'approche de [30] considère la fréquence de commutation au niveau de la capacité d'expression :

$$C = \frac{12 \cdot I_{FA}}{\Delta vdc \cdot \pi \cdot \omega s} \quad (III.5)$$

fs étant la fréquence de commutation ($\omega s = 2 \cdot \pi \cdot fs$).

Dans ce cas, avec $I_{FA} = 40$ A, $Vdc = 840$ V, $\Delta vdc = 5$ % Vdc , $fs = 23.5$ kHz, C sera égale à 24.66 μ F:

Une autre approche, exposée dans la référence [86], détermine la valeur du condensateur à partir de l'ondulation de la tension continue à ses bornes:

$$\Delta vdc_{ondulation} = \frac{Idc_{ondulation}}{C \cdot \omega} \quad (III.6)$$

Dans ce cas, si 1 pu courant = 40 A, 1 pu tension = 840 V, 1 pu fréquence = 50 Hz, $Idc_{ondulation} = 0.28$ pu, et en limitant $\Delta vdc_{ondulation}$ à 5 % vdc , alors la capacité C du condensateur vaudra 849 μ F.

III.3.1.4. Dimensionnement du filtre de sortie

A la sortie du filtre actif, et en vue d'absorber les harmoniques hautes fréquences dues aux commutations de l'onduleur, on insère un filtre passif. Dans la Fig. III.4, on a utilisé une inductance L_{FA} . Le dimensionnement de L_{FA} est réalisé avec la contrainte que pour une fréquence de commutation donnée, la pente du courant i_{FA} est plus petite que celle d'une porteuse triangulaire (dans le cas d'une commande intersective) définissant cette fréquence de commutation. La pente de la porteuse triangulaire ' χ ' est définie par [61]:

$$\chi = 4 \cdot \varepsilon \cdot fs \quad (III.7)$$

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

La pente maximale de i_{FA} , conformément à la Fig. III.4, dans le cas d'un filtre actif à point milieu, est donnée par:

$$\frac{di_{FA}}{dt} = \frac{0.5.V_{dc} + V_{sm}}{L_{FA}} \quad (III.8)$$

D'où une valeur de L_{FA} estimée à:

$$L_{FA} = \frac{0.5.V_{dc} + V_{sm}}{4.\varepsilon.f_s} \quad (III.9)$$

Dans ce cas, avec $V_{dc} = 840$ V, $V_{sm} = \sqrt{2} .230$ V, $\varepsilon = 1$ et $f_s = 23.5$ kHz, $L_{FA} = 1.26$ mH:

Une autre approche est celle proposée dans la référence [86], L_{FA} peut être dimensionnée en fonction de l'harmonique dominant de v_{FA} , le but étant de limiter l'amplitude de l'harmonique dominant de i_{FA} . Ainsi, l'expression de L_{FA} est définie comme suit:

- on détermine d'abord les valeurs de base de l'impédance Z_{FA} en [Ω] et celle de l'inductance en [H] ;
- on recalcule ensuite la valeur de l'inductance en pu comme suit:

$$L_{FA} = \frac{V_{hd}}{hd.I_{hd}} \quad [\text{pu}] \quad (III.10)$$

telle que:

hd, V_{hd} et I_{hd} représentent respectivement le rang, l'amplitude de tension et l'amplitude du courant de l'harmonique dominant.

- on convertie enfin la valeur en pu de L_{FA} en [H].

Exemple: si 1 pu courant = 40 A, 1 pu tension = 840 V, 1 pu fréquence = 50 Hz, 1 pu impédance = 21, 1 pu inductance = 66.88 mH, $hd = 99$, $V_{hd} = 0.4$ pu, $I_{hd} = 0.1$ pu, alors L_{FA} sera égale à 2.675 mH.

III.3.1.5. Résultats de simulation sous Matlab-Simulink

III.3.1.5.1. Paramètres de la simulation

Pour la simulation du modèle de la Fig III.5 sous *Matlab-Simulink*, on a utilisé les paramètres du Tableau III.2. On va se contenter de l'étude du courant et de la tension seulement dans la phase a , sachant que ceux des deux autres phases sont retardés par rapport à la phase a de 120° et 240° respectivement.

TABLEAU III.2

PARAMETRES DE SIMULATION DU 1^{ER} MODELE

Paramètres	Valeurs numériques
V_{dc}	840 V
L_{FA}	1.25 mH
H (Largeur de la fenêtre d'hystérésis)	2 A
T_s	0.2 ms
L_F	0.3 mH
f_s (fréquence de commutation)	23.5 kHz

L_{FA} calculée selon formule (III.9) avec $V_{dc} = 840$ V, $V_{sm} = \sqrt{2} \cdot 230$ V, $\epsilon = 1$ et $f_s = 23.5$ kHz.

III.3.1.5.2. Résultats de simulation

A. Courant de source après filtrage actif parallèle sans insertion de L_F

Après application du filtre actif parallèle proposé, on enregistre une nette amélioration dans l'allure de i_{sa} , comme illustré Fig. III.8. Donc, i_{sa} a été dépollué à un niveau assez satisfaisant, ceci est conforté par le spectre harmonique de la Fig. III.9, avec un THDi de 7.28 % durant 0.1 s. Par ailleurs, il y a amélioration du $\cos\phi$ dans la mesure où i_{sa} et v_{sa} sont parfaitement en phase (Fig. III.10). Le fait que i_{sa} ait récupéré son allure sinusoïdale nous rassure que le filtre actif a généré un courant i_{FAa} qui suit bien sa référence i_a^* , comme indiqué par les deux courbes de la Fig. III.11.

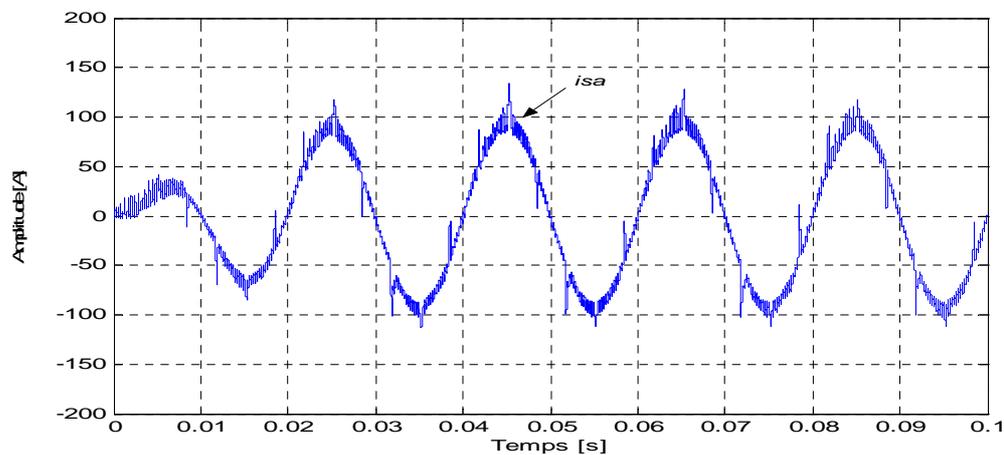


Fig. III.8. Allure de i_{sa} après filtrage actif deux niveaux.

Cependant, un THDi > 5 % reste inacceptable conformément aux normes internationales [22]. En effet, on constate des déformations dans l'onde du courant de source. Ces dernières se situent spécialement au niveau des intersections de i_{ca} (courant absorbé par la charge non-linéaire) avec i_{FAa} pour des valeurs non nulles de ces deux courants (Fig. III.12), *c.-à-d.* lorsque i_{FA} change de sens de progression (montée→descente ou descente→montée), plus

précisément, c'est lors des di_{FA}/dt . Donc, afin de réduire ces déformations, et rendre le THDi $< 5\%$, il faut contrer ces di_{FA}/dt .

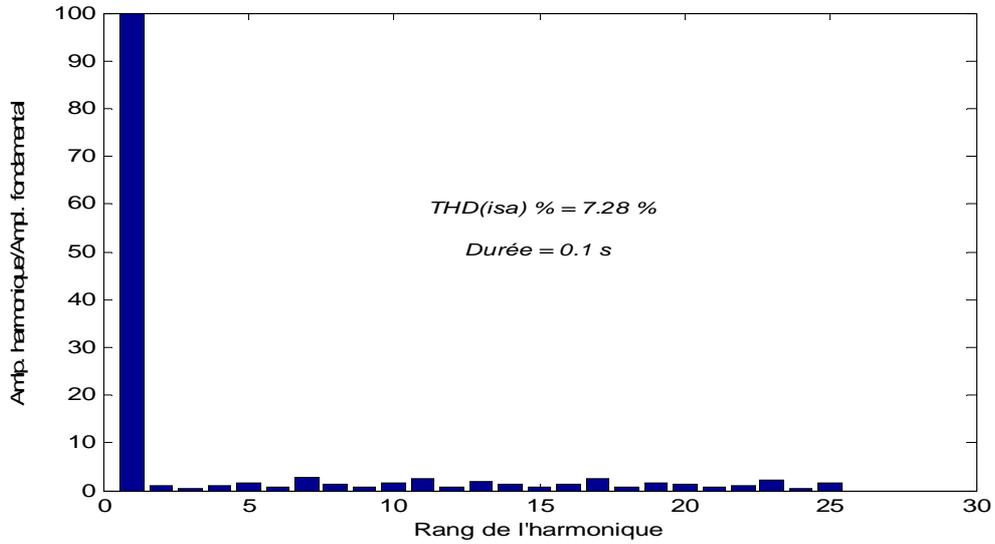


Fig. III.9. Spectre harmonique de i_{sa} .

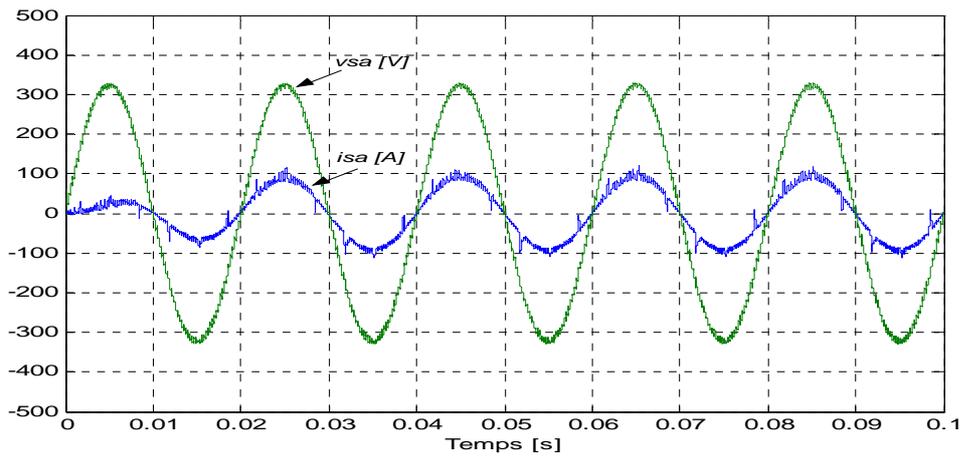


Fig. III.10. Allures de i_{sa} et v_{sa} après filtrage actif.

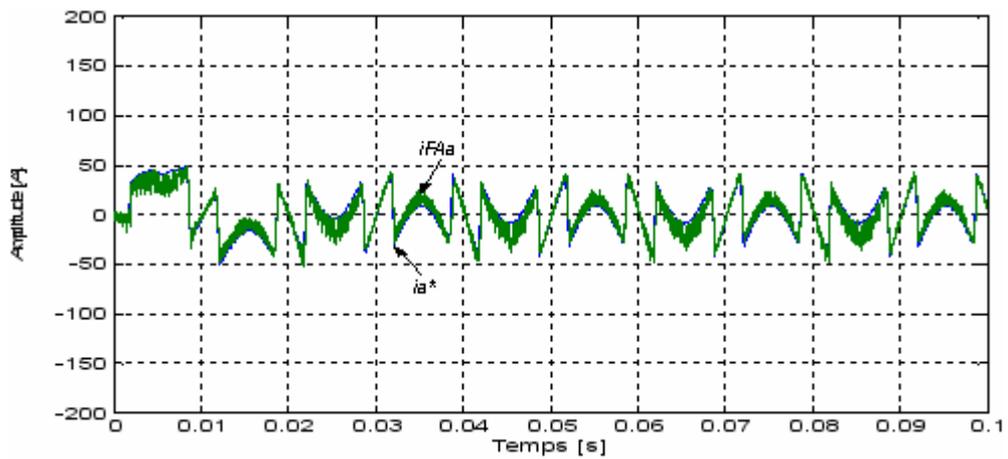


Fig. III.11. Courant généré par le filtre actif i_{FAa} et sa référence i_a^* .

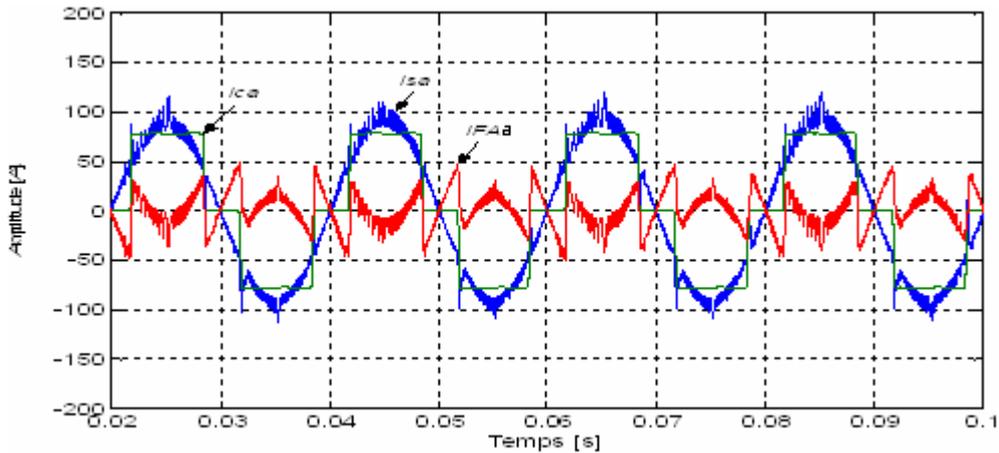


Fig. III.12. Courants de charge non-linéaire i_{ca} , de source i_{sa} et celui du filtre actif i_{FAA} .

B. Courant de source après filtrage actif parallèle et insertion de L_F

Pour améliorer la forme d'onde de i_{sa} , on a inséré l'inductance L_F de 0,3 mH en amont de la charge polluante, comme indiqué Fig. III.4⁶. Le résultat était satisfaisant puisque les déformations ont été réduites et il en est de même pour le THDi avec un nouveau taux de 1,92 %, comme illustré dans les Fig. III.13, III.14. En outre, en superposant les ondes de i_{ca} , i_{FAA} et i_{sa} , comme représenté Fig. III.15, on note une grande similitude avec les ondes idéales de la Fig. II.14.a de l'exemple de simulation traité dans le *Chap. II § II.2.2.6*.

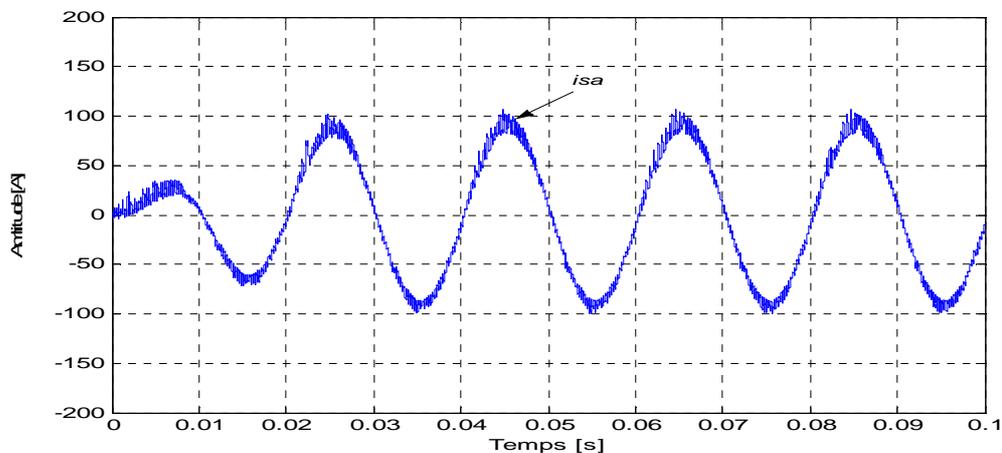


Fig. III.13. Nouvelle allure de i_{sa} après filtrage actif et insertion de L_F .

Dans la Fig. III.16, on montre le nouveau courant i_{sa} et la tension de source v_{sa} . Les deux ondes sont en phase, malgré la présence d'un léger décalage (retard de i_{sa} par rapport à v_{sa}) engendré par L_F . Ceci induit un facteur de puissance proche de l'unité, donc une bonne compensation de la puissance réactive de la source.

⁶ La référence [65] propose une autre solution qui consiste à placer le point de raccordement commun entre la source alternative et la charge non-linéaire (en amont de l'impédance de ligne).

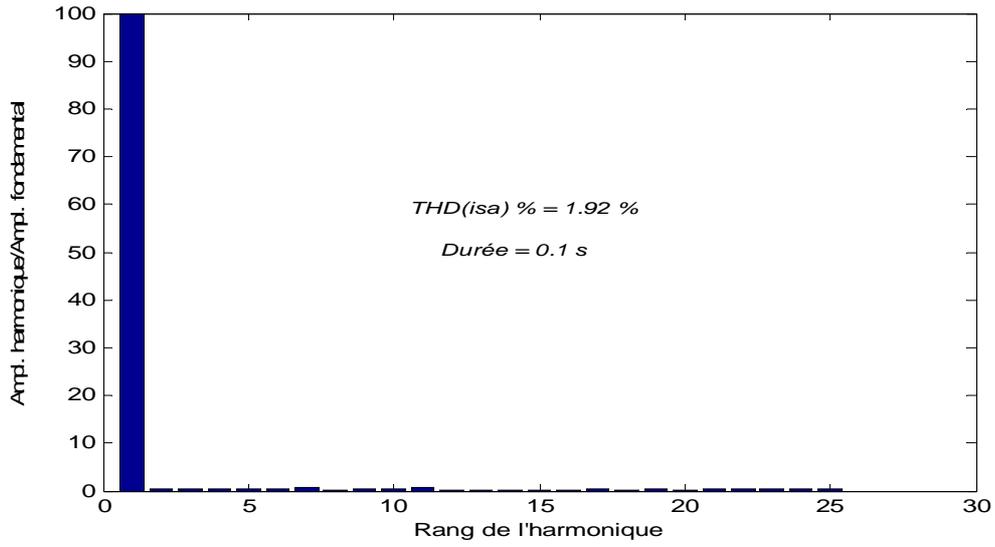


Fig. III.14. Nouveau spectre harmonique de *isa* après filtrage actif et insertion de L_F .

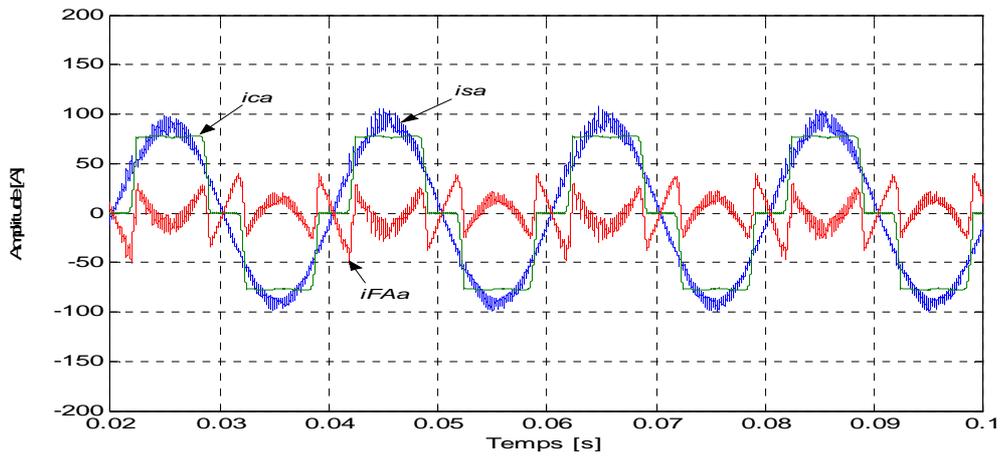


Fig. III.15. Disparition des déformations au niveau des intersections des trois ondes.

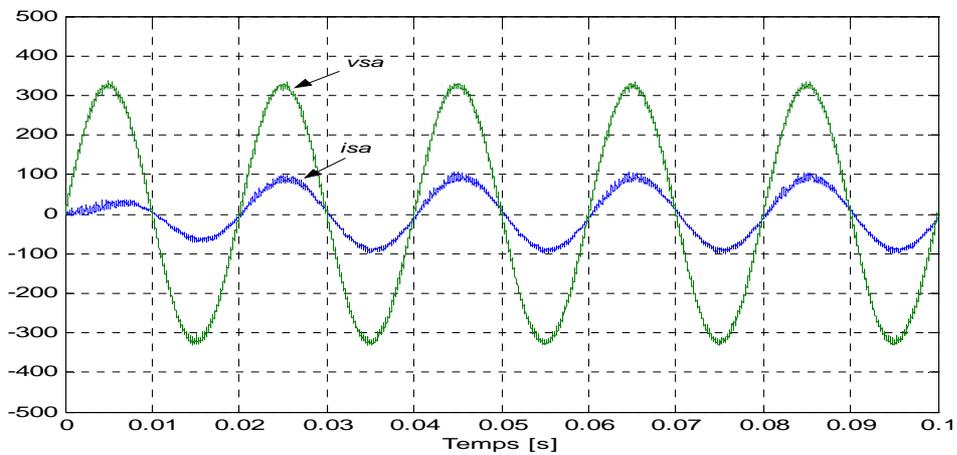


Fig. III.16. Nouveau courant *isa* en phase avec *vsa* ($\cos\phi$ corrigé).

Concernant la tension de sortie du filtre actif v_{FAa} , elle est représentée Fig. III.17. Les deux niveaux de tension (tension phase-neutre du Tableau II.3 du chapitre précédent) $v_{dc}/3$ et $2.v_{dc}/3$ apparaissent clairement et correspondent à 280 V et 560 V respectivement.

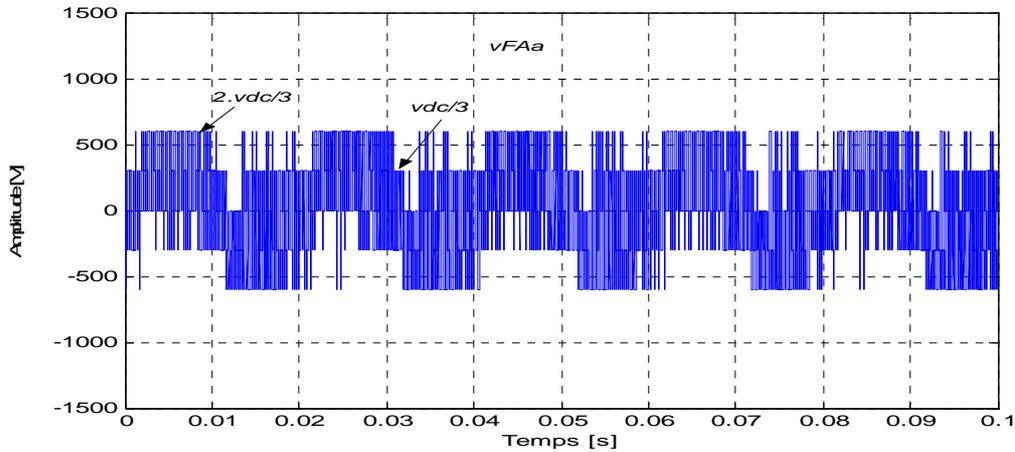


Fig. III.17. Tension de sortie du filtre actif v_{FAa} .

Concernant l'impact de la MLI vectorielle sur le gain en commutation, on constate dans les Fig. III.18 (a),(b),(c) représentant les impulsions des trois interrupteurs supérieurs des trois bras du filtre actif (S_a , S_b , S_c), que chaque période de fonctionnement contient un tiers ($1/3$) où les interrupteurs ne changent pas d'état, ceci étant surtout visible dans les Fig. III.18. (b) et (c). Par conséquent, de moindres pertes par commutation peuvent être attendues. A présent, afin de déterminer la fréquence de commutation, on ajoute la Fig. III.19, présentant ' S_a ' dans les dernières 20 ms de la durée de simulation, et qui révèle, après calcul du nombre de commutation de la 1^{ère} demi période (c.-à-d. de 80 à 90 ms), une fréquence de commutation f_s de 23.5 kHz.

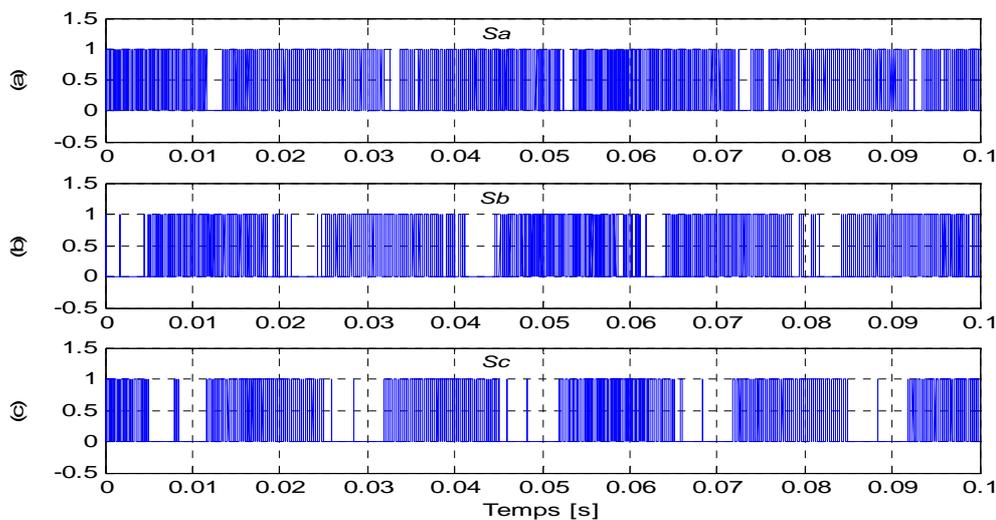


Fig. III.18. Impulsions des 3 interrupteurs supérieurs du filtre actif. (a). S_a . (b). S_b . (c). S_c .

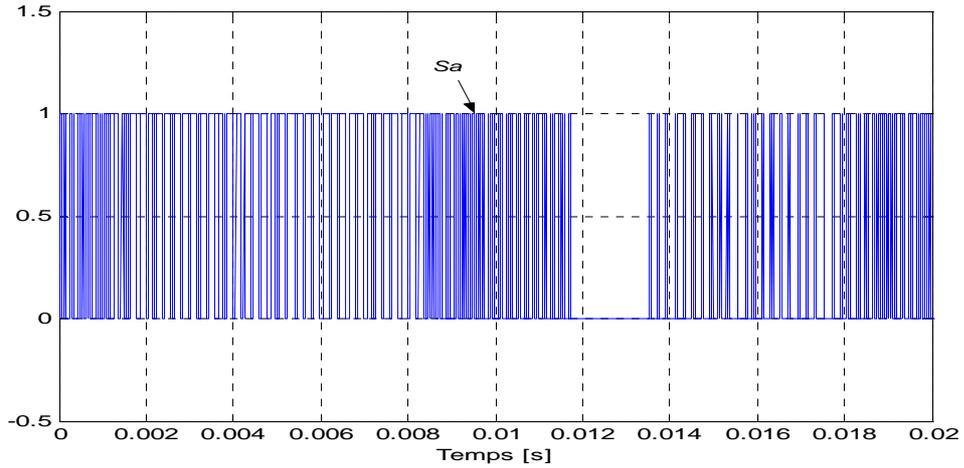


Fig. III.19. Détermination de la fréquence de commutation.

Enfin, et pour plus de compréhension sur l'application de l'algorithme de la MLI vectorielle pour la détermination des secteurs des vecteurs \vec{v} et $\Delta\vec{i}$, on montre dans les Fig. III.20 et III.21 les tracés de ces secteurs en fonction du temps.

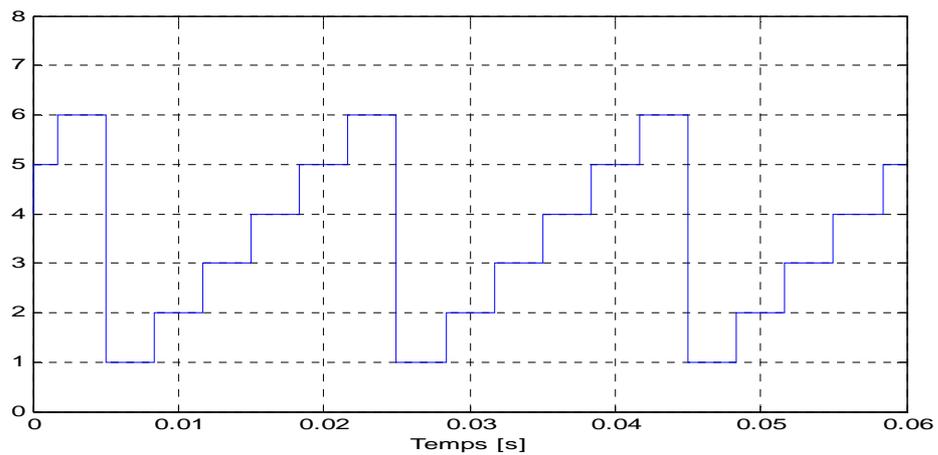


Fig. III.20. Localisation instantanée des secteurs de \vec{v} .

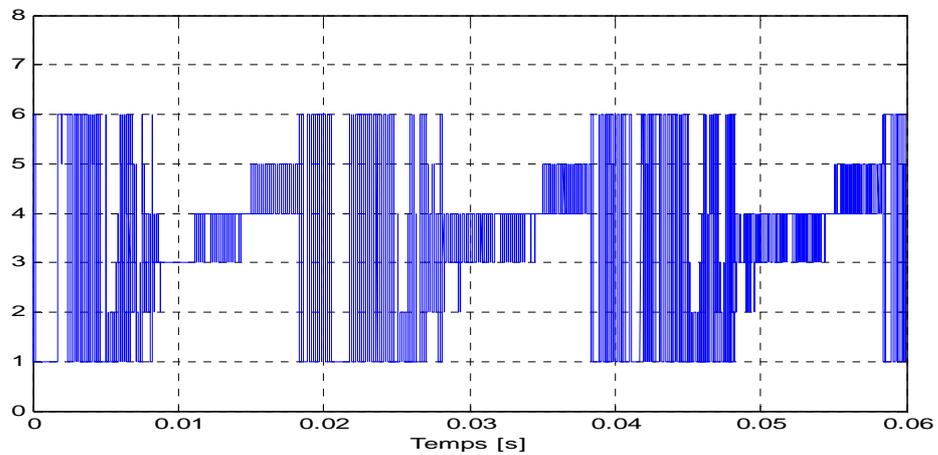


Fig. III.21. Localisation instantanée des secteurs de $\Delta\vec{i}$.

III.3.2. Cas d'un onduleur de tension trois niveaux

III.3.2.1. Circuit de puissance

Le circuit de puissance d'un filtre actif parallèle, à base d'un onduleur de tension trois niveaux à IGBT, placé entre un réseau triphasé et une charge non-linéaire polluante en pont de Graëtz à 6 thyristors, est représenté Fig. III.22 [78]. C'est un filtre actif à base de l'onduleur de tension trois niveaux étudié dans le *Chap. II § II.3.4.2*.

Le modèle établi sous *Matlab-Simulink* est le même que celui montré dans la Fig. III.5. Les seules différences résident au niveau de:

- ♣ l'onduleur de tension qui fut remplacé par un onduleur trois niveaux,
- ♣ bloc de calcul des courants de référence, en remplaçant l'algorithme du filtre *coupe-bande* (*notch filter*) par celui de la puissance instantanée réactive.

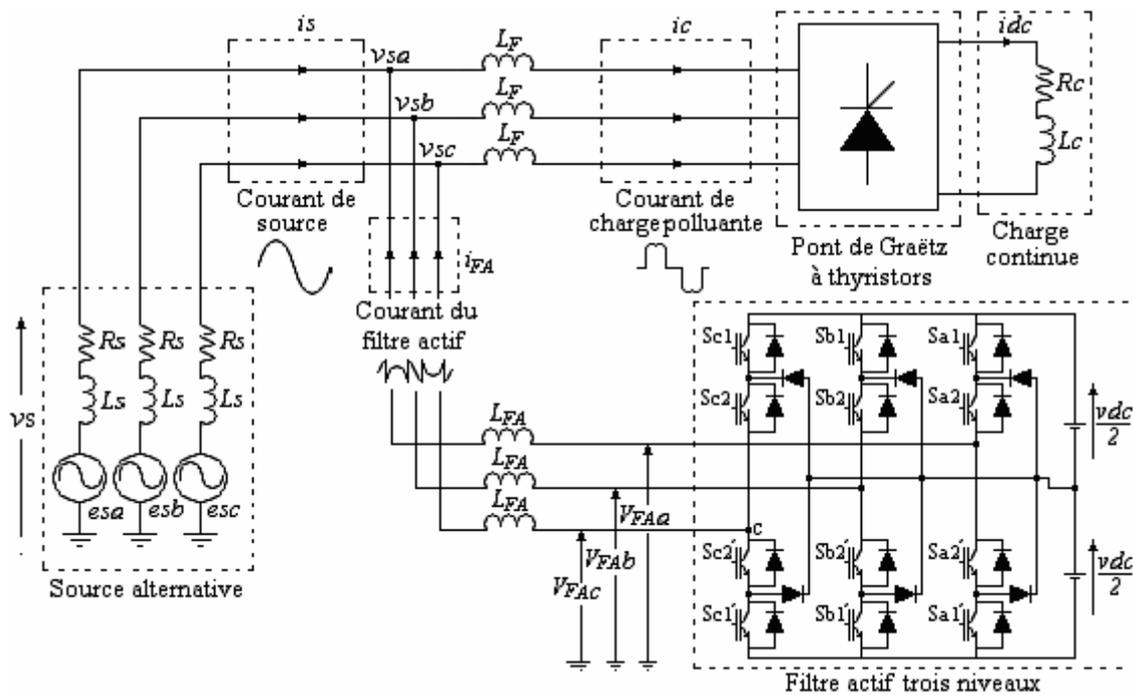


Fig. III.22. Circuit de puissance du filtre actif parallèle trois niveaux proposé.

III.3.2.2. Circuit de commande

Dans cette 2^{ème} application, d'une manière identique à l'application précédente, le circuit de commande est dépourvu du bloc de régulation de *vdc* car on considère une source de tension continue pour alimenter du filtre actif.

III.3.2.2.1. Détection des courants de référence

Ici, on a utilisé la méthode de la puissance instantanée réactive pour la génération des courants de référence. La procédure de mise en œuvre de cette méthode sous *Simulink* est schématisée ci-dessous Fig. III.23.

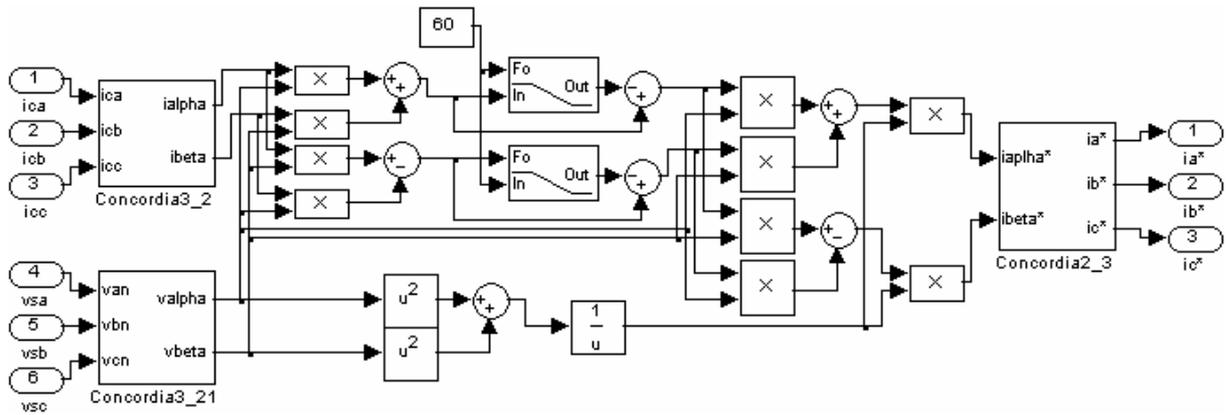


Fig. III.23. Détection des courants de référence par la méthode de la puissance instantanée réactive.

III.3.2.2.2. Génération des impulsions

Comme pour le cas précédent, on applique là aussi la MLI vectorielle pour la génération des impulsions ; les blocs constitutifs de ce modulateur sont illustrés dans la Fig. III.24.

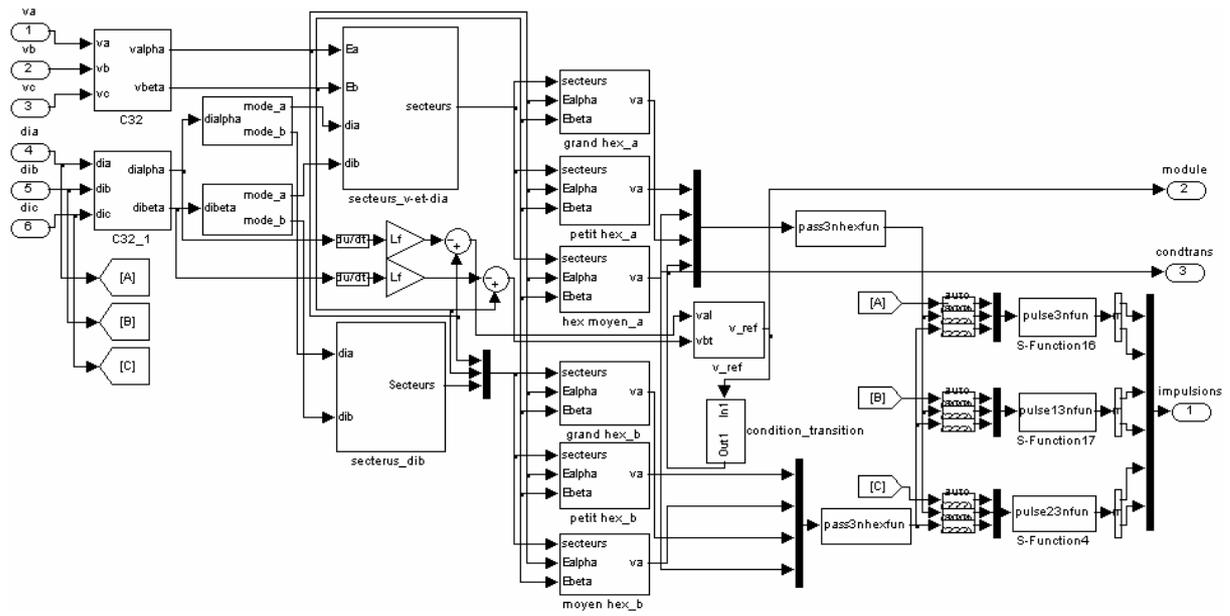


Fig. III.24. Génération des impulsions par la technique de la MLI vectorielle dans le cas trois niveaux.

Toutefois, et puisque l'onduleur de tension est défini ici par trois hexagones différents: *Hex. A*, *Hex. B* et *Hex. C* (cf. Chap. II § II.3.4.2), le circuit de commande contiendra les mêmes étapes décrites dans le cas deux niveaux, mais avec une étape supplémentaire qui est la condition de transition d'un hexagone à l'autre et qui répond à la question suivante: « quelles impulsions faudrait-il envoyer aux gâchette ? Est-ce celles délivrées par le petit hexagone ou le moyen ou celles du plus grand hexagone ? ».

Pour établir cette condition de transition, on avait à trancher entre cercle concentrique et excentrique de chacun des trois hexagones. Finalement, on a opté pour les cercles

concentriques (Fig. II.34 du chapitre précédent) conformément aux arguments [74,75] présentés en annexe C. Ainsi, la condition de transition sera déterminée comme suit: on suppose un vecteur de référence \vec{v}_{FA}^* tournant à l'intérieur des cercles concentriques des trois hexagones et dont le module V_{FA}^* est donné par:

$$V_{FA}^* = \sqrt{(V_{FA\alpha}^*)^2 + (V_{FA\beta}^*)^2} \cdot e^{j(\varphi - \pi/2)} \quad (\text{III.11})$$

Avec: $\varphi = \omega t$, ω est la fréquence angulaire des tensions de source.

Alors, la transition d'un hexagone à l'autre obéira aux conditions suivantes:

- ♣ Si $-V_{dc}/\sqrt{8} \leq V_{FA}^* \leq V_{dc}/\sqrt{8}$, alors V_{FA}^* tourne dans les 06 zones de l'Hex. A,
- ♣ Si $-V_{dc}\sqrt{3/8} \leq V_{FA}^* \leq V_{dc}\sqrt{3/8}$, alors V_{FA}^* tourne dans les 06 zones de l'Hex. B,
- ♣ Si $-V_{dc}/\sqrt{2} \leq V_{FA}^* \leq V_{dc}/\sqrt{2}$, alors V_{FA}^* tourne dans les 06 zones de l'Hex. C.

Telles que $V_{dc}/\sqrt{8}, V_{dc}\sqrt{3/8}, V_{dc}/\sqrt{2}$ constituent les rayons respectifs des cercles concentriques de chaque hexagone (Fig. II.34).

Remarque:

Les programmes des *S-Functions* utilisées dans le modèle de la Fig. III.24 sont consultables en annexe D.

III.3.2.3. Résultats de simulation sous Matlab-Simulink

III.3.2.3.1. Paramètres de la simulation

Pour la simulation du modèle de la Fig III.22 sous *Matlab-Simulink*, on a utilisé les paramètres du Tableau III.3 ci-dessous:

TABLEAU III.3
PARAMETRES DE SIMULATION DU 2^{EME} MODELE

Paramètres	Valeurs numériques
V_{dc}	1680 V
L_{FA}	1.1 mH
H (Largeur de la fenêtre d'hystérésis)	2 A
T_s	0.4 ms
L_F	0.3 mH
f_s (fréquence de commutation)	26.5 kHz

L_{FA} calculée selon formule (III.9) avec $V_{dc} = 1680$ V, $V_{sm} = \sqrt{2} \cdot 230$ V, $\varepsilon = 6.5$ et $f_s = 26.5$ kHz

III.3.2.3.2. Résultats de simulation

A. Courant de source après filtrage actif parallèle sans insertion de L_F

Après l'application du filtre actif parallèle trois niveaux, le courant a récupéré son allure sinusoïdale, comme indiqué Fig. III.25 (cas de la phase *a*), avec les mêmes déformations enregistrées dans le cas deux niveaux (Fig. III.8). Une analyse spectrale sur les 25 premiers harmoniques donne le spectre de la Fig. III.26, le THDi étant de 8.59 %.

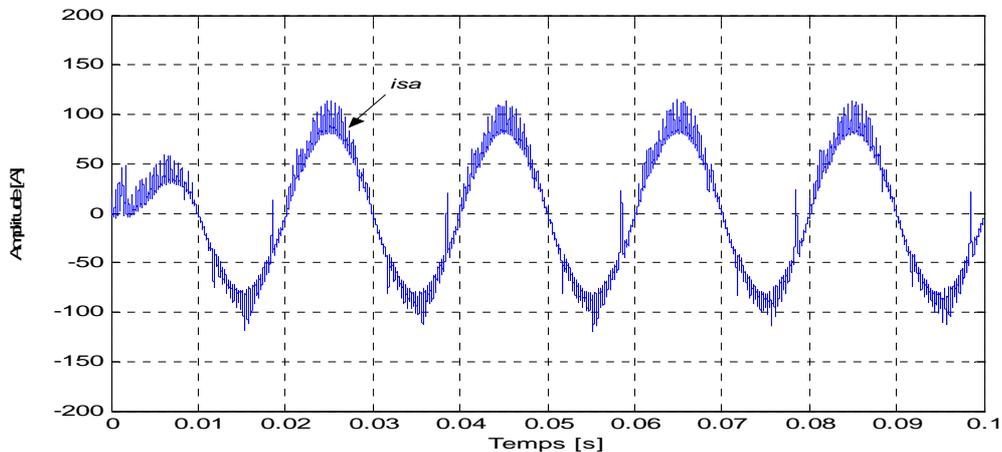


Fig. III.25. Allure de *isa* après filtrage actif trois niveaux.

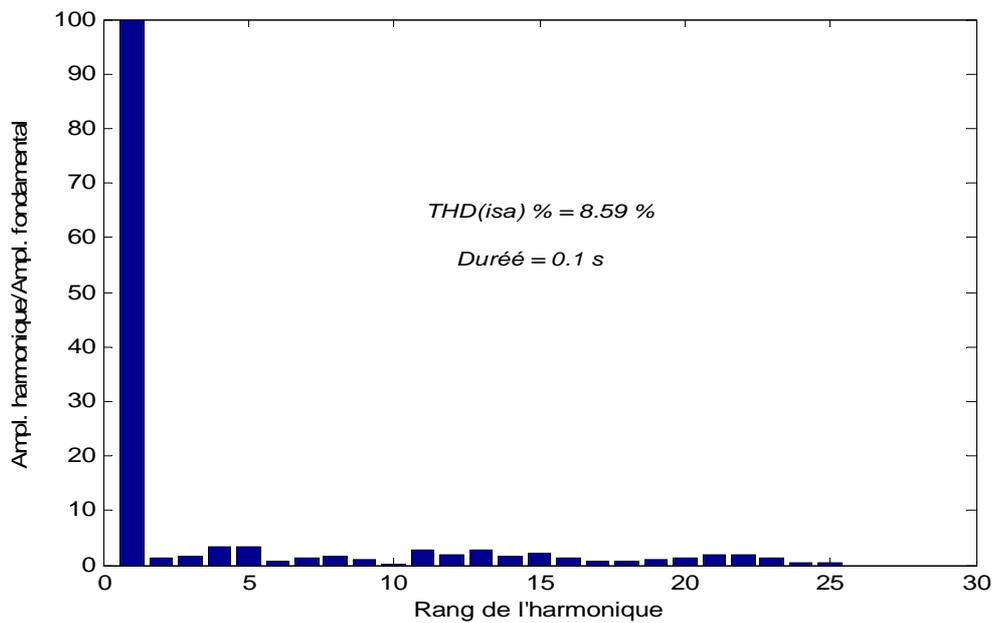


Fig. III.26. Spectre harmonique de *isa* après filtrage actif trois niveaux.

Le THDi étant supérieur à 5 %, il devient impératif de le diminuer (voir plus loin).

Le circuit de commande paraît assez convaincant dans la mesure où le courant généré par le filtre actif évolue autour de sa consigne, comme illustré dans la Fig. III.27.

Du côté source, les deux courbes de la Fig. III.28, représentant le courant et la tension de source en phase, indiquent un $\cos\phi$ corrigé, très proche de l'unité. Par conséquent, on peut déduire que le réactif du réseau a été compensé.

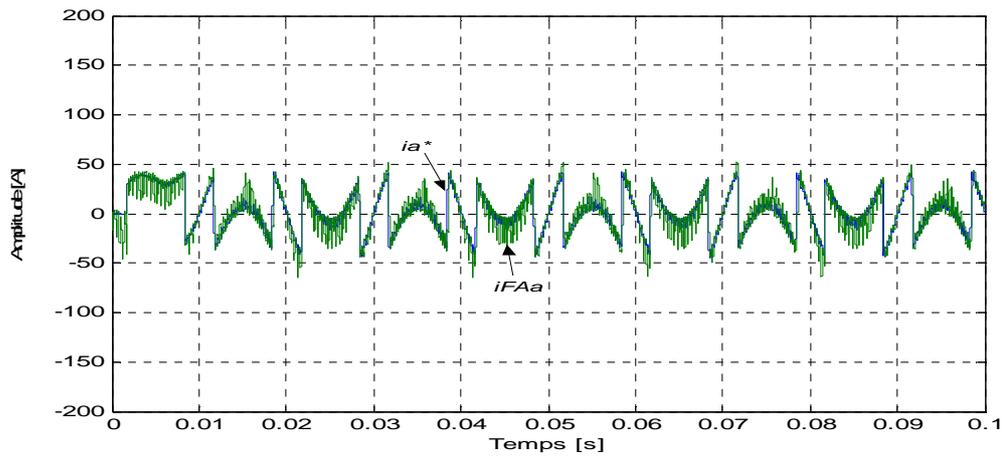


Fig. III.27. Courant généré par le filtre actif trois niveaux i_{FAa} poursuivant sa consigne ia^* .

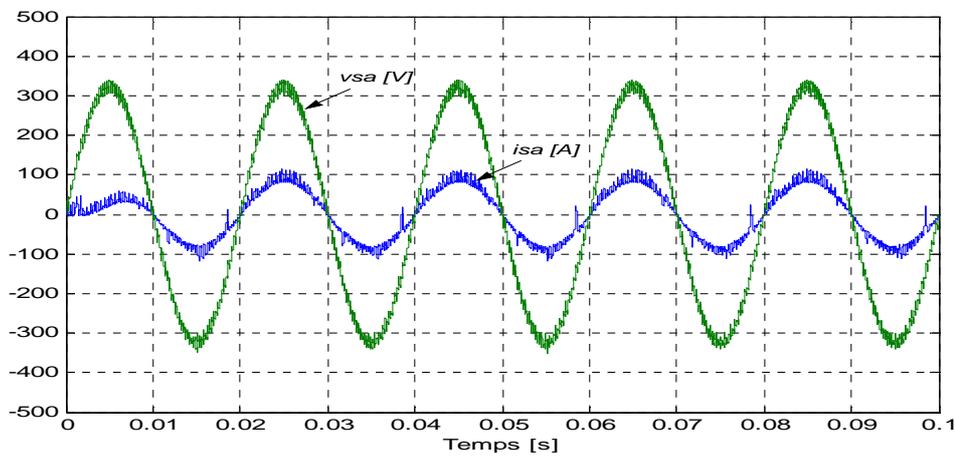


Fig. III.28. Courant et tension en phase (côté source).

De même que pour le cas deux niveaux, les déformations dans la forme de isa se situent dans les points d'intersection non nulles de ica et i_{FAa} , comme on peut le voir dans la Fig. III.29.

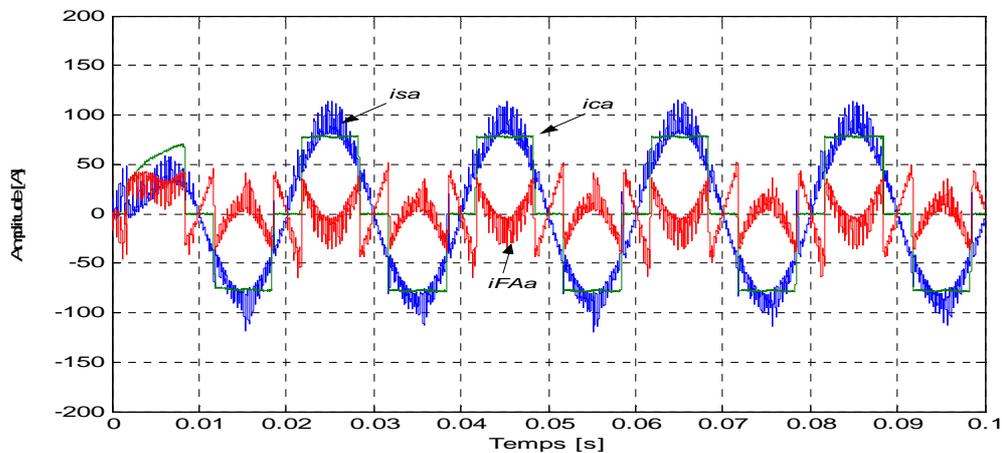


Fig. III.29. Déformations de isa au niveau des intersections non nulles de ica et i_{FAa} .

B. Courant de source après filtrage actif parallèle et insertion de L_F

Afin d'atténuer ces déformations, on a envisagé de placer une inductance L_F de 0.3 mH en amont de la charge polluante, comme on l'a fait dans le cas deux niveaux. Ainsi, ces dernières ont été réduites suite à l'insertion de L_F .

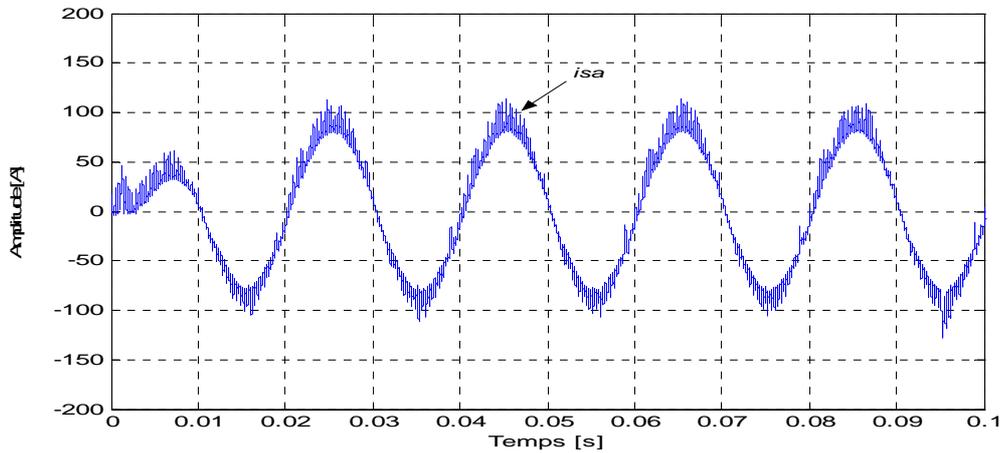


Fig. III.30. Nouvelle forme de isa après insertion de L_F .

En outre, le THDi a diminué. En effet, on note, d'après la Fig. III.31, un THDi de 3.57 % prélevé durant 53 ms.

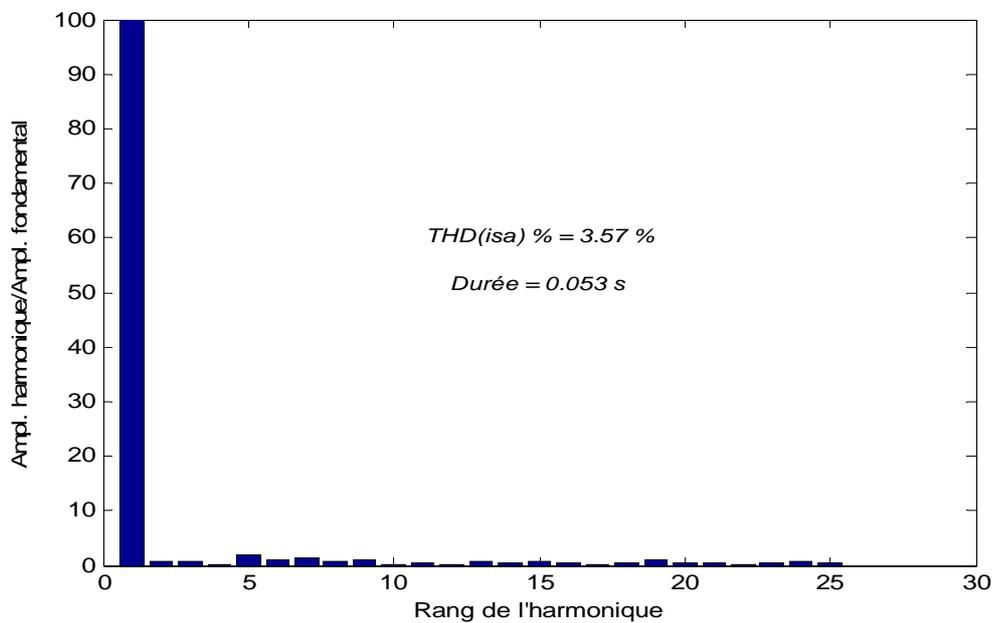


Fig. III.31. Nouveau spectre harmonique de isa après insertion de L_F .

Et si, superposé à la tension de source v_{sa} , le courant isa ne présente pratiquement pas de déphasage par rapport à la tension (Fig. III.32), on en déduit que l'insertion de L_F n'a pas induit de dégradation dans la valeur du facteur de puissance qui reste proche de l'unité.

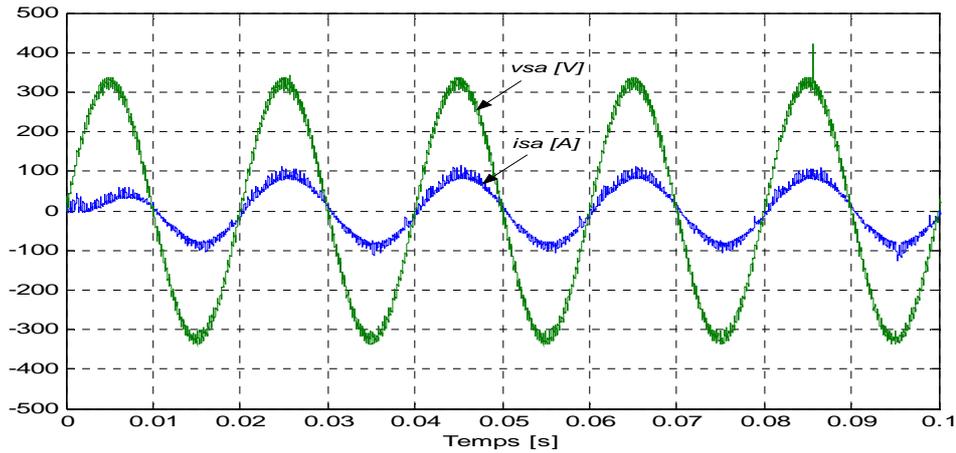


Fig. III.32. Courant i_{sa} en phase avec v_{sa} après insertion de L_F .

En ce qui concerne la tension générée par le filtre actif, on l'a présentée dans la Fig. III.33. Avec beaucoup de découpages, on voit les trois niveaux de tension $2.V_{dc}/3$, $V_{dc}/2$ et $V_{dc}/3$ correspondant respectivement à 1120 V, 840 V et 560 V.

Ces découpages sont dus principalement au circuit de commande à MLI vectorielle contenant plusieurs blocs et plusieurs secteurs, malgré que les calculs demandés soient des opérations algébriques extrêmement simples (voir *Chap. II § II.3.4*).

En revanche, l'allure de cette tension, d'un point de vue global, s'approche plus d'une sinusoïde malgré qu'elle soit épaisse.

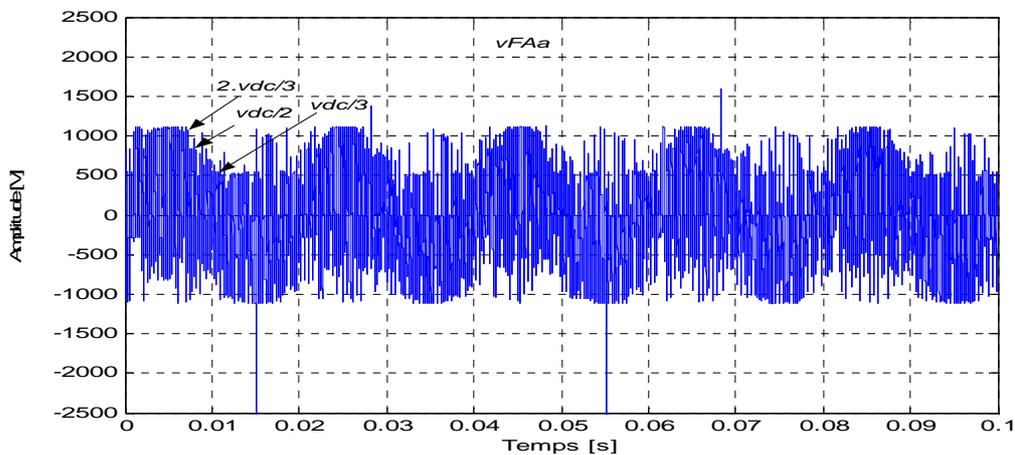


Fig. III.33. Tension générée par le filtre actif avec trois niveaux et avec beaucoup de découpages.

En réalité, ces découpages ont également influencé le gain d'un tiers de période sans commutation par emploi de la MLI vectorielle. En effet, dans la Fig. III.34 où sont représentées les impulsions des deux interrupteurs supérieurs du 1^{er} bras de l'onduleur, on voit difficilement un tiers de période sans commutation. On pense que les impulsions prélevées dans le dernier tiers sont de fausses impulsions provoquées éventuellement par les multitudes opérations de calcul.

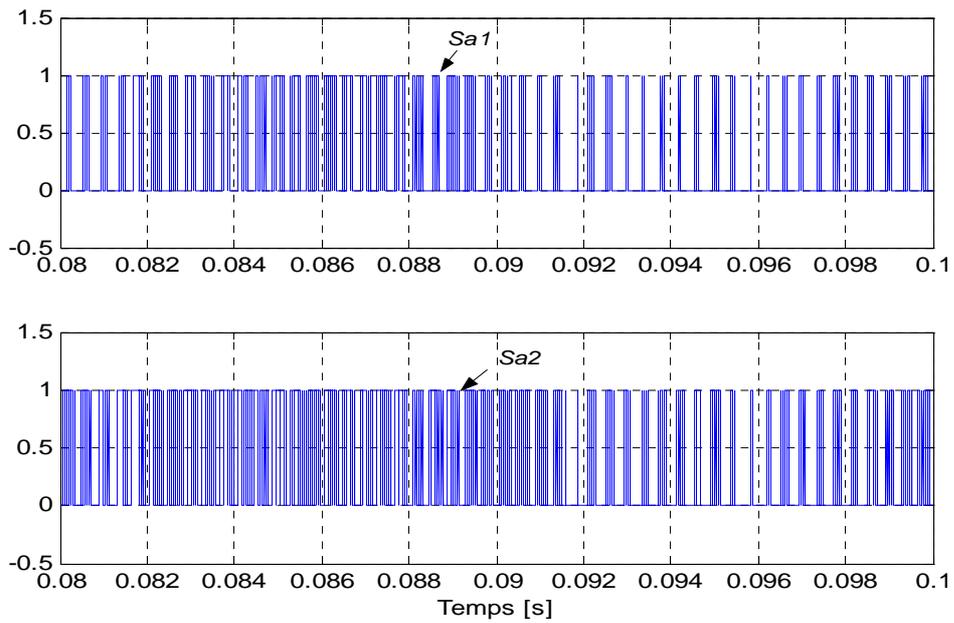


Fig. III.34. Impulsions des deux interrupteurs supérieurs Sa1 et Sa2.

III.4. Applications aux filtres actifs séries

III.4.1. Cas d'un onduleur de tension deux niveaux

III.4.1.1. Circuit de puissance

Le circuit de puissance d'un filtre actif série à base d'un onduleur de tension deux niveaux à IGBT est présenté dans la Fig. III.35 [88].

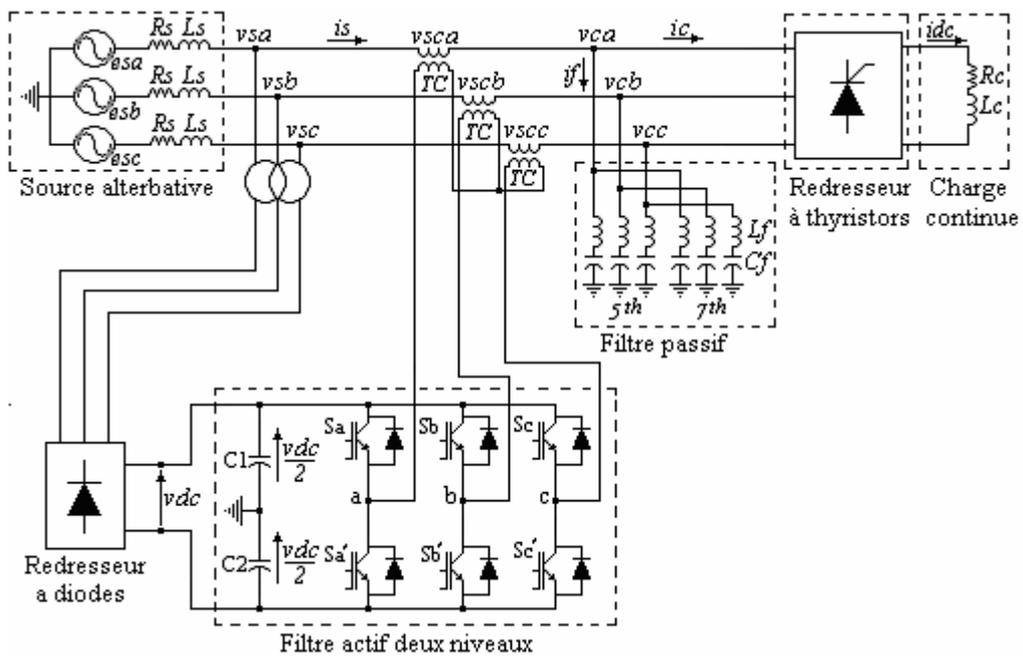


Fig. III.35. Circuit de puissance du filtre actif série deux niveaux proposé.

Avec: TC , transformateur de courant, $v_{c_{a,b,c}}$ tensions de charge, $v_{sc_{a,b,c}}$ tensions aux bornes du filtre actif, $C_{1,2}$ condensateurs du diviseur capacitif du bus continu du filtre actif.

Ce circuit a été emprunté à la référence [87] utilisant un redresseur MLI de faible puissance pour assurer l'alimentation v_{dc} du filtre actif qui fut remplacé par un redresseur à diodes dans cette application. Des filtres passifs type LC résonants sont insérés en parallèles en vue de dériver les harmoniques basses fréquences des rangs 5 et 7.

Sous *Matlab-Simulink*, le modèle du circuit de puissance de la Fig. III.35 a été réalisé comme indiqué dans la Fig. III.36.

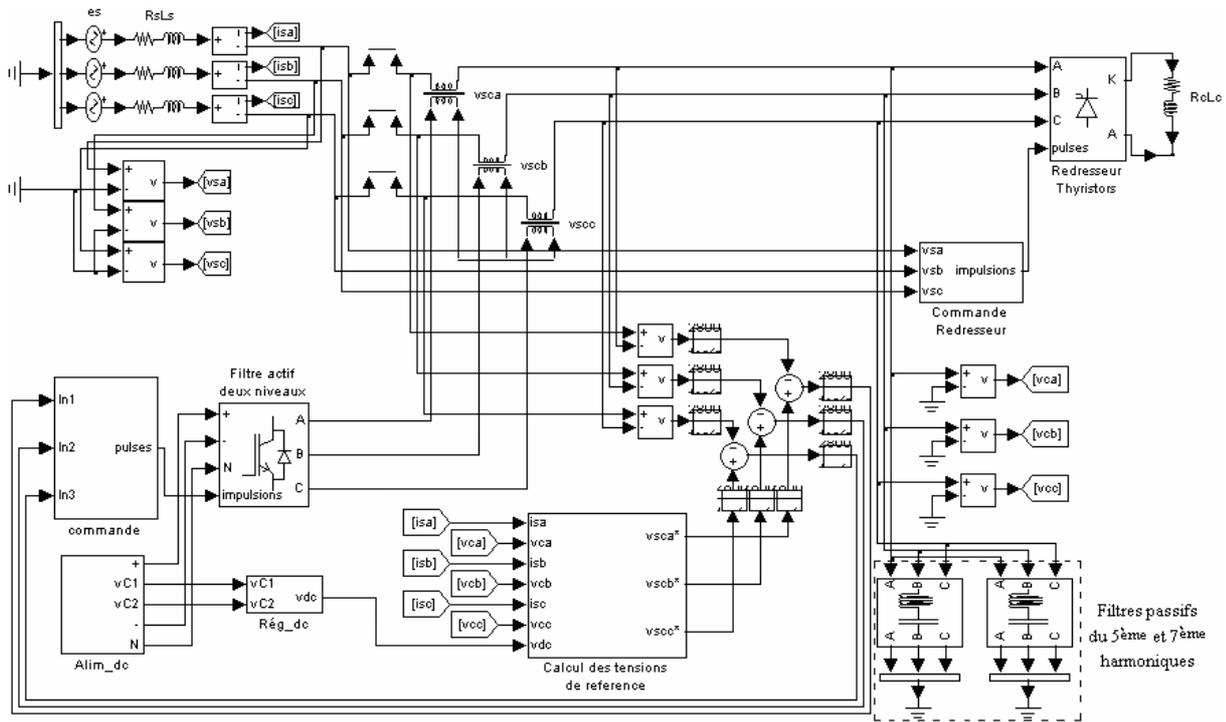


Fig. III.36. Modèle sous *Matlab-Simulink* du filtre actif série deux niveaux proposé.

III.4.1.2. Dimensionnement des filtres passifs

Afin de dimensionner les deux filtres passifs LC , on règle le 1^{er} sur la fréquence 5×50 Hz, et le second sur la fréquence 7×50 Hz. Puis on calcule le produit $L_f \cdot C_f$ comme suit :

♣ Pour l'harmonique de rang 5, on a:

$$L_f \cdot C_f = \frac{1}{(5 \times 2\pi \times 50)^2} = 4.057e - 7$$

♣ Pour l'harmonique de rang 7, on a:

$$L_f \cdot C_f = \frac{1}{(7 \times 2\pi \times 50)^2} = 2.07e - 7$$

III.4.1.3. Circuit de commande et de régulation

Le circuit de commande est, en général, réparti en trois blocs distincts:

- ♣ Bloc de détection des tensions de référence ;
- ♣ Bloc de génération des impulsions,
- ♣ Bloc de régulation de la tension continue v_{dc} .

III.4.1.3.1. Détection des tensions de référence

Pour la détection des tensions harmoniques de référence, on a appliqué la théorie de la puissance instantanée réactive étudiée globalement dans le *Chap. II § II.2.2.1* dans le cas d'un filtre série et dont les étapes détaillées sont disponibles dans la référence [89]. Aussi, peut-on schématiser ces étapes dans les blocs de la Fig. III.37, établis sous *Matlab-Simulink* conformément à ceux de la Fig. II.4.

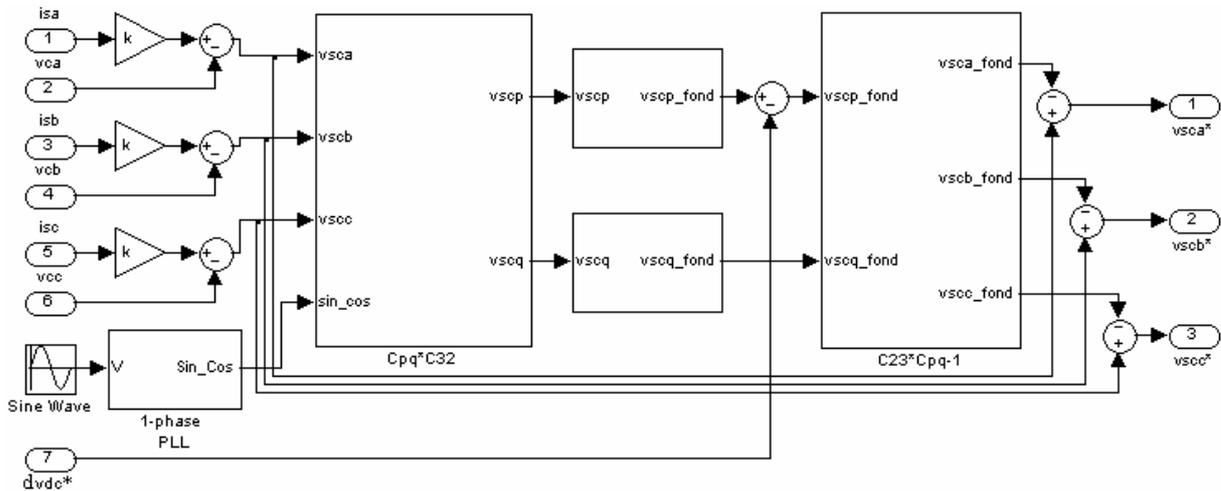


Fig. III.37. Modèle établi sous *Matlab-Simulink* de la théorie de la puissance instantanée réactive en vue de détecter les tensions de référence du filtre actif série.

III.4.1.3.2. Génération des impulsions

Afin de générer les impulsions du filtre actif, on a appliqué cette fois ci la technique de la MLI intersective [88] dont le principe est expliqué par le diagramme de la Fig. III.38 et le modèle de la Fig. III.39. Les impulsions sont obtenues par les intersections entre l'onde modulante (représentée par l'erreur de tension Δv_{sc}) et une onde porteuse triangulaire d'une fréquence f_s .

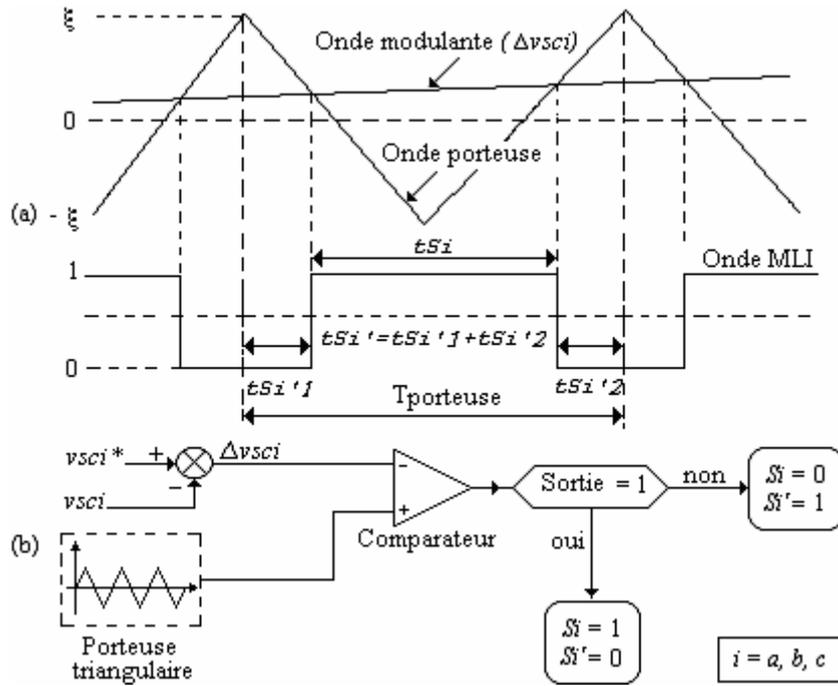


Fig. III.38. MLI intersective. (a). Principe général. (b). Cas d'un onduleur de tension deux niveaux.

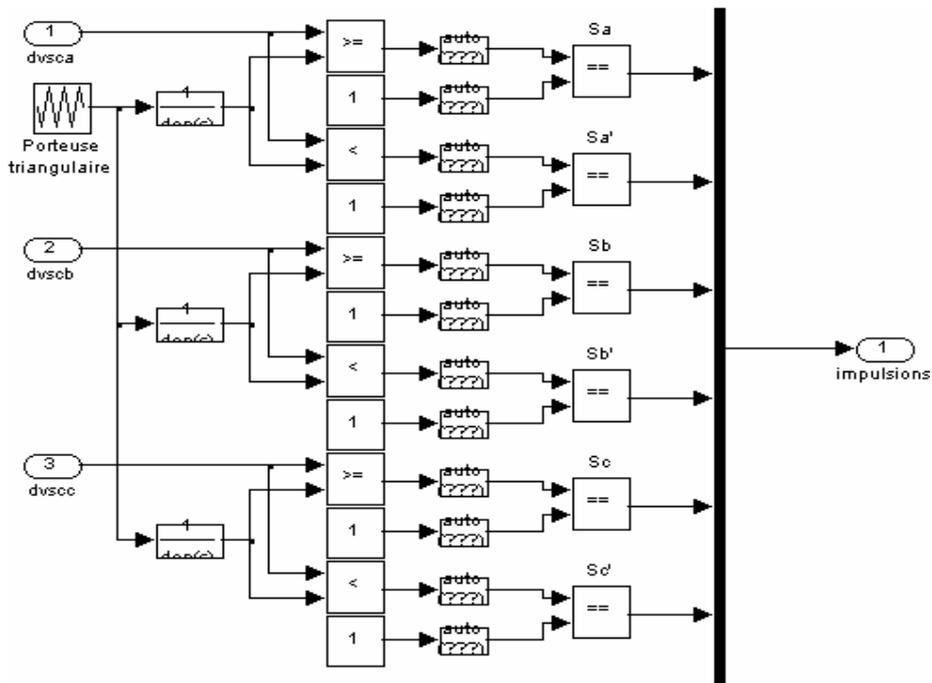


Fig. III.39. Modèle de la MLI intersective appliquée au filtre actif série deux niveaux.

III.4.1.3.3. Régulation de la tension continue

En vue de réguler la tension continue v_{dc} , on a conçu le circuit de la Fig. III.40. On fait la différence entre les deux tensions du diviseur capacitif v_{C1} et v_{C2} , puis on compare le résultat avec une consigne v_{dc_ref} . L'erreur passe alors par un régulateur en vue de la

maintenir limitée et oscillante autour de sa consigne. Le régulateur utilisé ici est un *FPB* du 1^{er} ordre ayant un gain kr et une constante de temps τr .

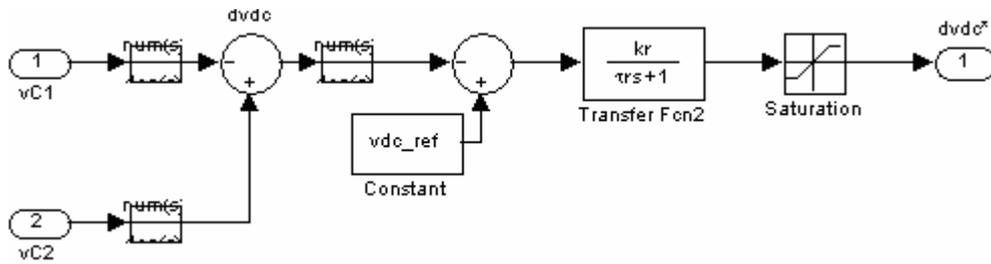


Fig. III.40. Circuit de régulation de la tension continue vdc .

III.4.1.4. Résultats de simulation sous Matlab-Simulink

III.4.1.4.1. Paramètres de la simulation

Afin de simuler le modèle de la Fig III.36 sous *Matlab-Simulink*, on a utilisé les paramètres inscrits dans le Tableau III.4.

TABLEAU III.4
PARAMETRES DE SIMULATION DU 3^{EME} MODELE

Paramètres		Valeurs numériques
Filtres passifs	5 ^{eme} harmonique	L_f, C_f
	7 ^{eme} harmonique	L_f, C_f
Filtre actif	Condensateurs C_1, C_2	
	Amplitude de la porteuse ε	
	Fréquence de commutation f_s (fréquence de la porteuse)	
Circuit de régulation de vdc	vdc_ref	1000 V
	$kr, \tau r$	1, 0.4 ms

C_1, C_2 ont été dimensionnées en vertu de la formule (III.4) avec $Vdc = 1000$ V, $\Delta vdc = 5\% \cdot Vdc$, et $I_{FA} = 50$ A : $C = 1590 \mu F \Rightarrow C_1 = C_2 = 3180 \mu F$, car deux condensateurs en série.

III.4.1.4.2. Résultats de simulation

A. Résultats en alimentant le filtre actif avec une source constante

Après avoir appliqué le filtre actif série proposé, alimenté d’abord avec une source de tension vdc de valeur constante égale à 1000 V, le courant de source acquiert l’allure de la Fig. III.41 qui paraît sinusoïdale et démunie de composantes harmoniques. Ceci est confirmé dans le spectre harmonique de la Fig. III.42 décrivant un THDi de isa de 4.27 % pour les 25 premiers harmoniques durant 0.1 s.

En ce qui concerne la stratégie de commande, on peut conclure un fonctionnement assez satisfaisant dans la mesure où la tension $vsca$ (différence entre tension de source et tension de

charge) poursuit sa référence v_{sca}^* (selon Fig. III.43), calculée par la théorie de la puissance instantanée réactive.

En outre, on note une bonne correction du facteur de puissance du côté source puisque le courant et la tension sont en phase (Fig. III.44) surtout après la 1^{re} période.

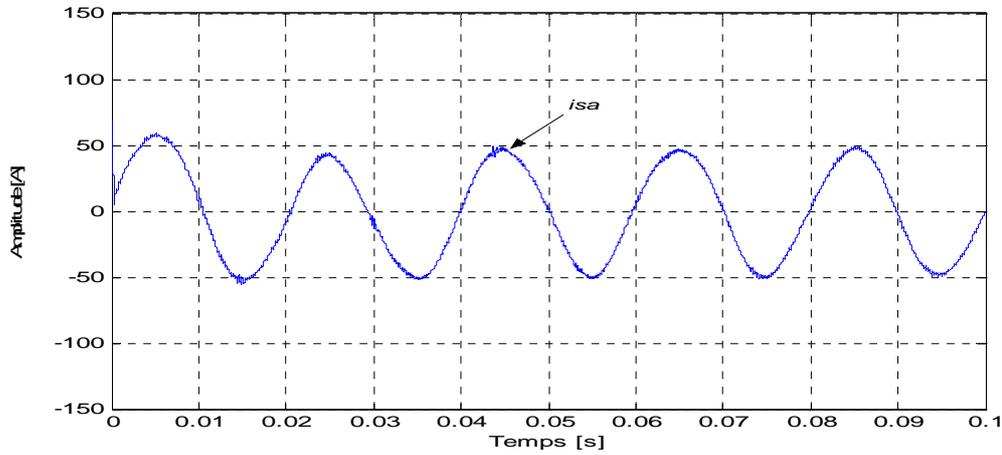


Fig. III.41. Allure de i_{sa} après filtrage actif série deux niveaux alimenté par une source constante.

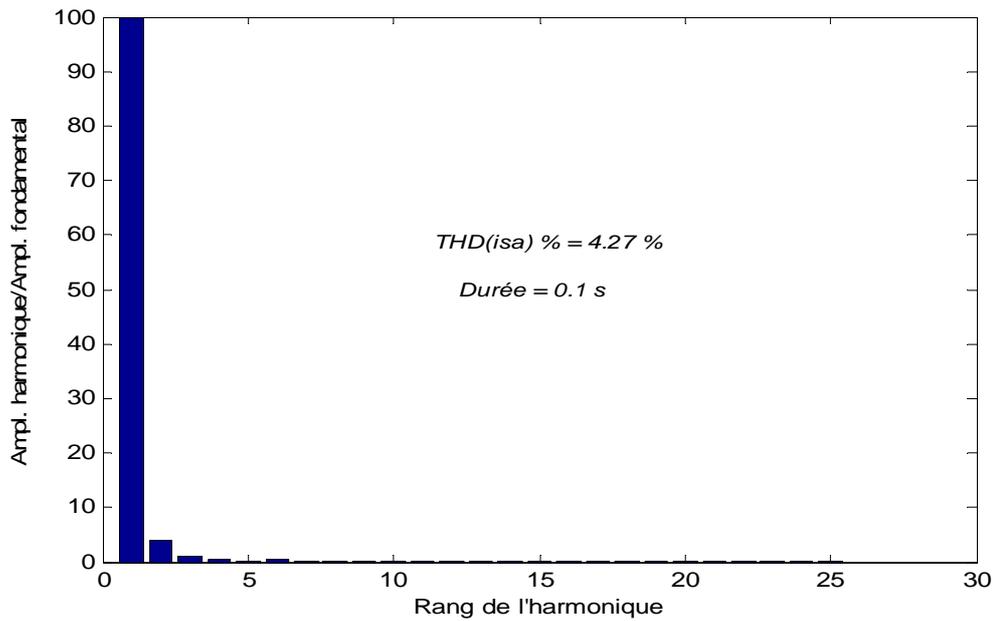


Fig. III.42. Spectre harmonique de i_{sa} après filtrage actif série.

La tension générée par le filtre actif avec les deux niveaux de tension $v_{dc}/3$ et $2.v_{dc}/3$, dans les trois phases présente peu d'anomalies (Fig. III.45).

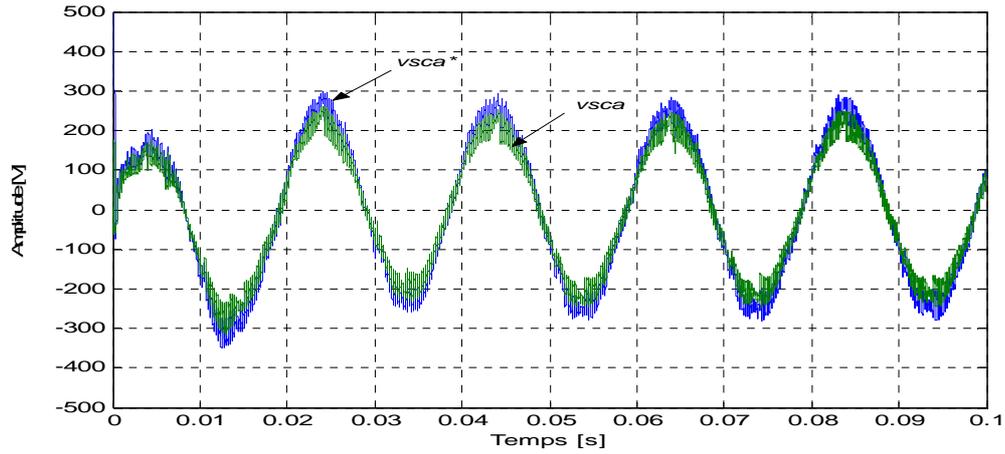


Fig. III.43. Poursuite de $vsca$ du filtre actif deux niveaux à sa référence $vsca^*$.

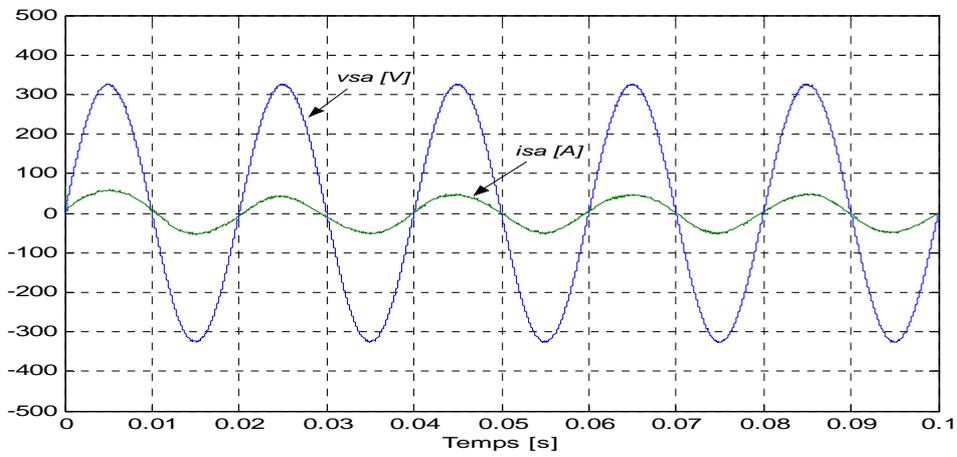


Fig. III.44. Correction du facteur de puissance de la source par élimination du déphasage ente vsa et isa .

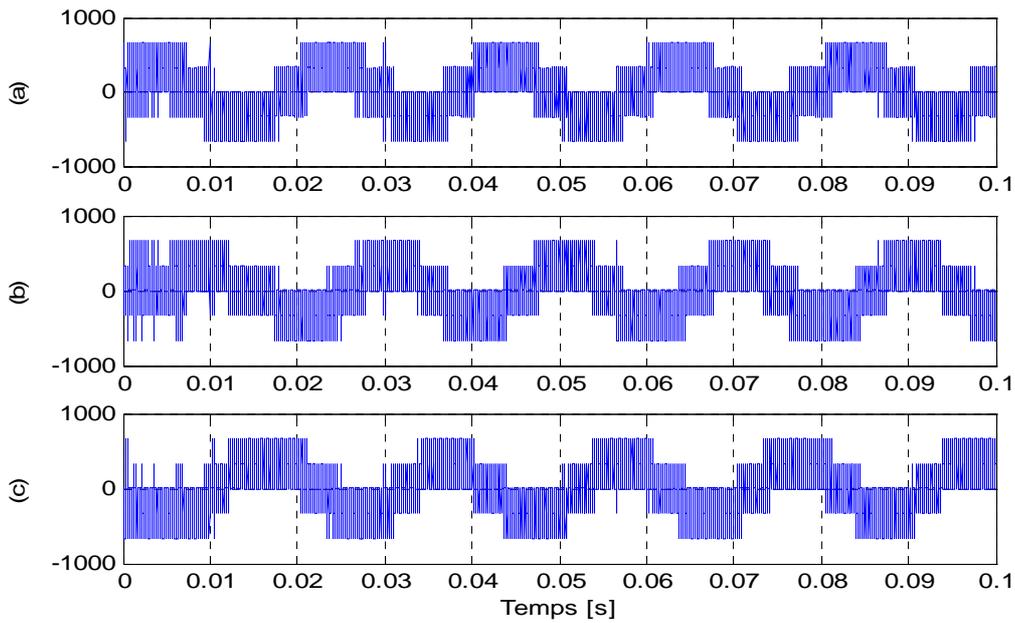


Fig. III.45. Tensions générées par le filtre actif série deux niveaux. (a). v_{FAa} . (b). v_{FAB} . (c). v_{FAC} .

Il est connu que lors de l'application d'une MLI intersective, la fréquence de commutation est imposée par la porteuse triangulaire. En effet, le nombre de commutation par demi période (pour le 1^{er} interrupteur Sa) est égal au nombre de fois que la porteuse est répétée dans une période: la fréquence de commutation est égale à la fréquence de la porteuse soit 10 kHz. Donc, on s'attend à relever un nombre de 100 commutation dans la 1^{ère} demi période de Sa. Ceci est vérifié dans l'impulsion de 'Sa' mentionnée dans la Fig. III.46 où on compte 100 commutation durant la 1^{ère} demi période. Ce nombre est égal à la fréquence de la porteuse qu'on aperçoit dans la Fig. III.47.

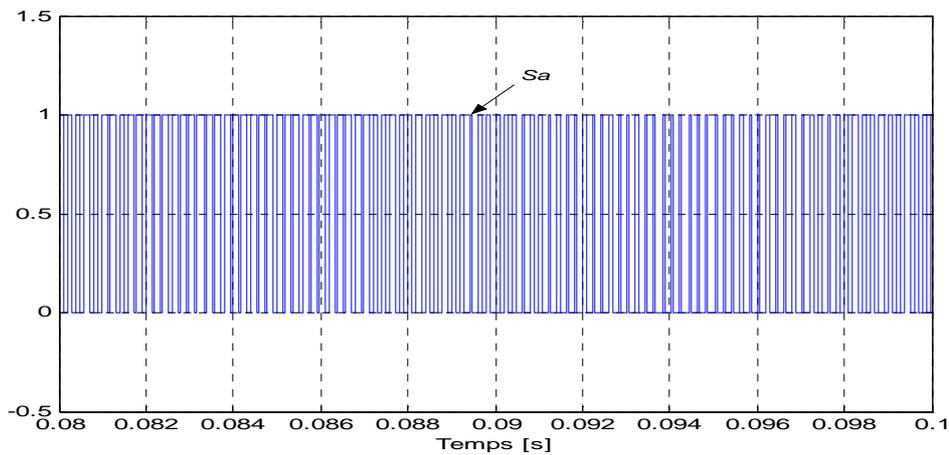


Fig. III.46. Détermination de la fréquence de commutation durant la 1^{ère} demi période de Sa.

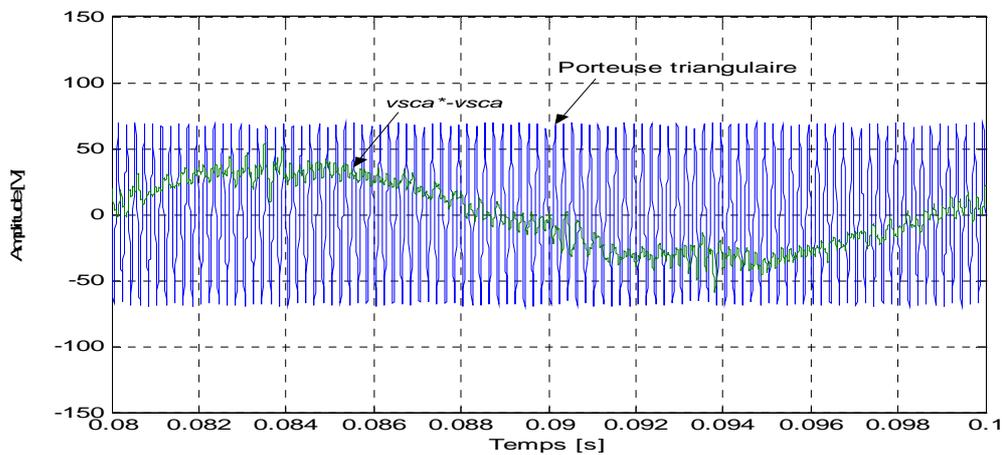


Fig. III.47. Coïncidence de la fréquence de commutation avec la fréquence de la porteuse.

B. Résultats en alimentant le filtre actif avec un diviseur capacitif

En remplaçant les sources de tension continue par celles fournies par le diviseur capacitif alimenté à son tour par le redresseur à diodes, le système garde sa stabilité. En effet, le courant de source montré dans la Fig. III.48 a une forme sinusoïdale ; en outre, son spectre est nettement dépollué, comme constaté dans la Fig. III.49, avec un THDi de 4.71 % influencé uniquement par l'harmonique de rang 2 (voir dissymétrie durant la 1^{ère} période).

Quant aux allures des tensions aux bornes des deux condensateurs, elles sont présentées par les courbes v_{C1} et v_{C2} de la Fig. III.50.

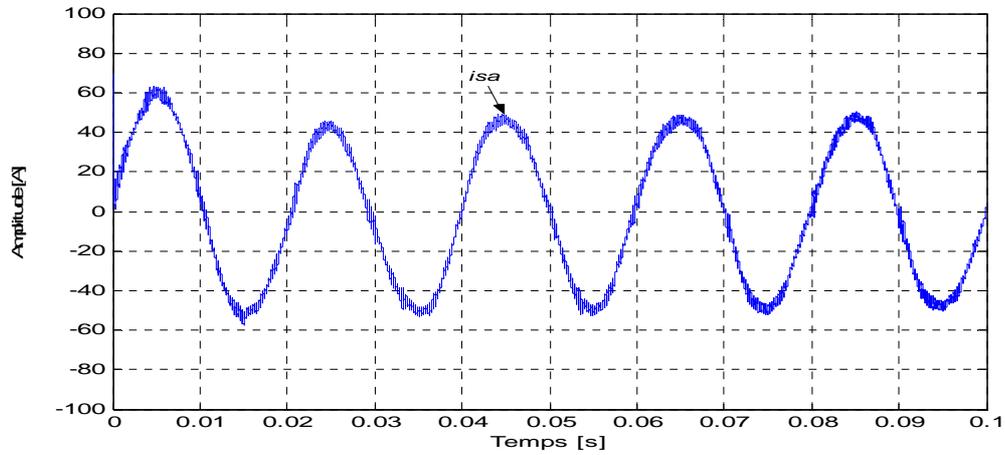


Fig. III.48. Allure de isa après filtrage actif série deux niveaux alimenté par un diviseur capacitif.

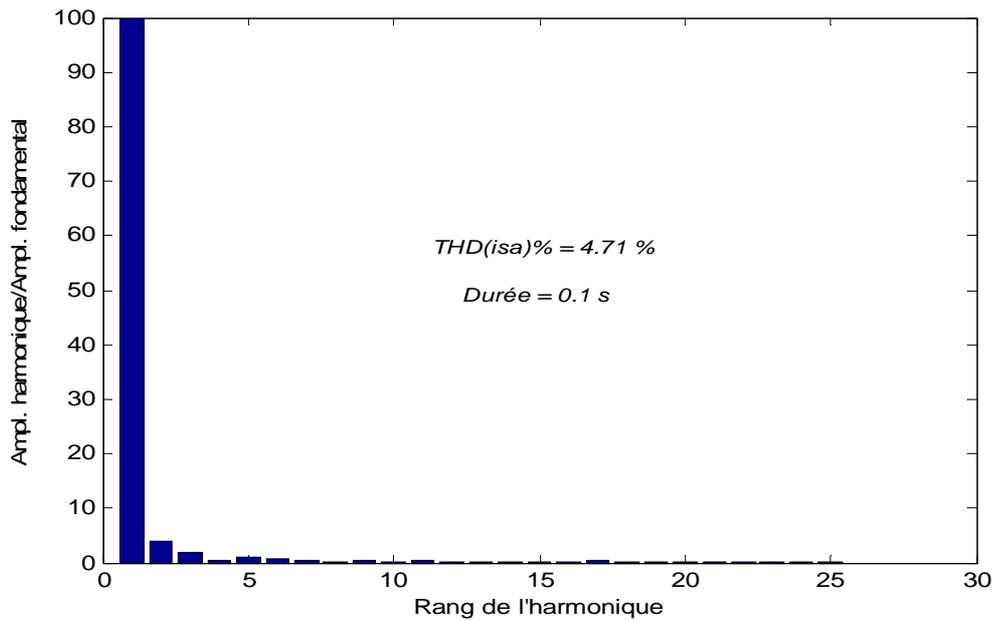


Fig. III.49. Spectre harmonique dans le cas d'une alimentation par un diviseur capacitif.

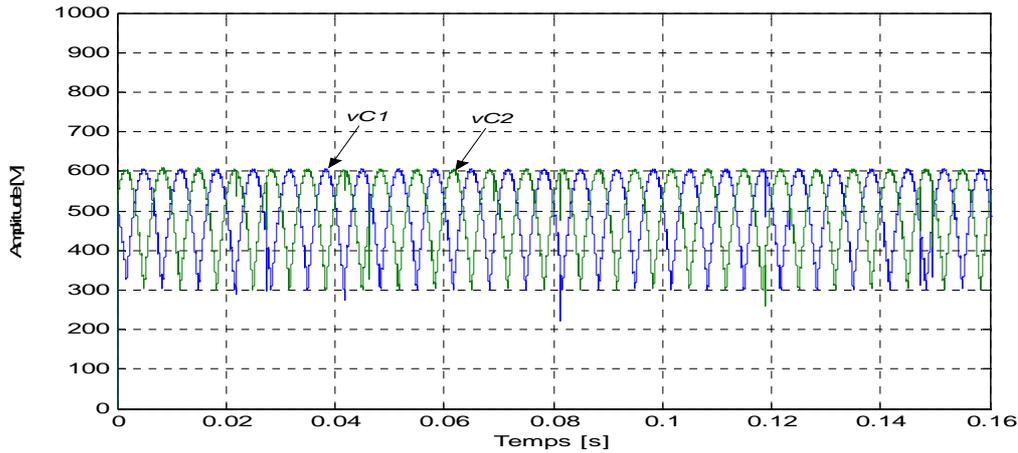


Fig. III.50. Tensions continues aux bornes des deux condensateurs.

III.4.2. Cas d'un onduleur de tension trois niveaux

III.4.2.1. Circuit de puissance

Le circuit de puissance du filtre actif série trois niveaux proposé est présenté dans la Fig. III.51 [88]. C'est un circuit identique à celui de la Fig. III.35 avec une différence près qui consiste à remplacer l'onduleur deux niveaux par un onduleur trois niveaux. Pour cette raison, le modèle établi sous *Matlab-Simulink* ne sera pas présenté car c'est une reproduction du modèle de la Fig. III.36.

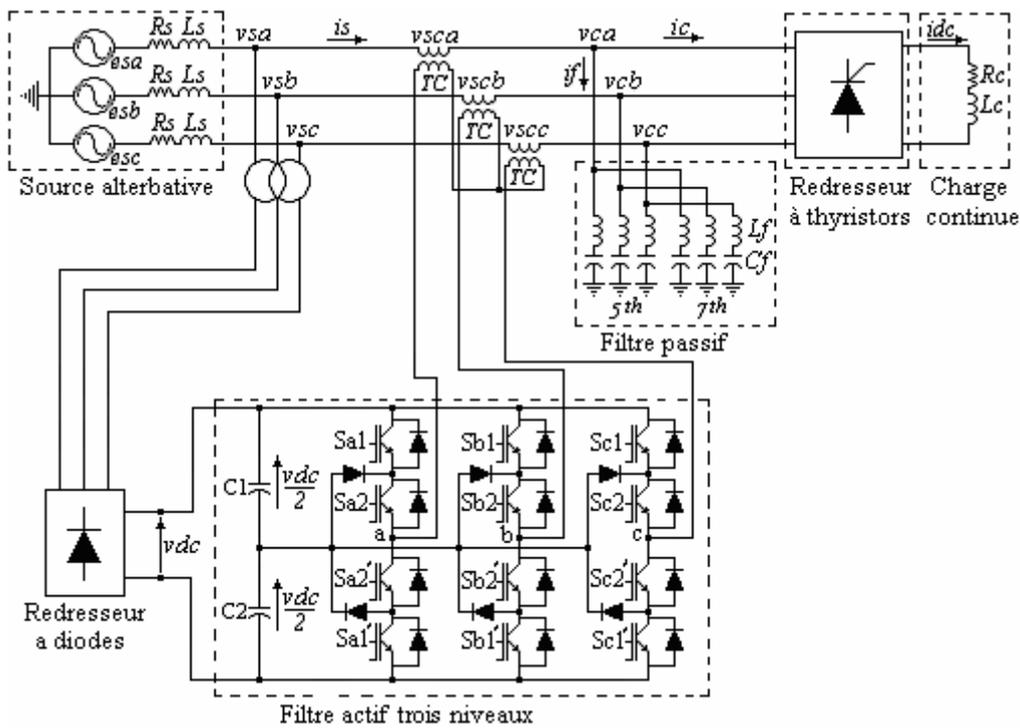


Fig. III.51. Circuit de puissance du filtre actif série trois niveaux proposé.

III.4.2.2. Circuit de commande et de régulation

Concernant le circuit de commande, les blocs de détection des tensions harmoniques de référence et ceux de régulation de la tension continue sont les mêmes que ceux employés dans le cas deux niveaux. Ainsi la différence entre les deux cas réside dans le bloc de génération des impulsions.

On a emprunté le circuit de commande à la référence [90] ayant appliqué deux porteuses en dents de scie décalées l'une par rapport à l'autre d'une demi période de hachage. Avec ces considérations, le circuit de commande est schématisé dans le diagramme de la Fig. III.52. Les ordres de commutation seront envoyés comme suit:

D'abord, on définit les deux signaux T1 et T2 tels que:

- T1 = 1 si $\Delta v_{sci} \geq Cs1$ (porteuse 1) et T1 = 0 dans le cas contraire,
- T2 = 0 si $\Delta v_{sci} \geq Cs2$ (porteuse 2) et T2 = -1 dans le cas contraire.

Puis, on définit un 3^{ème} signal T3 comme étant la somme vectorielle de T1 et T2. Finalement, les ordres de commutation seront déterminés par les conditions suivantes:

- Si T3 = -1, alors Si1 = Si2 = 0, tel que *i* est l'indicateur de phase (*i* = a,b,c),
- Si T3 = 0, alors Si1 = 0 et Si2 = 1,
- Si T3 = 1, alors Si1 = Si2 = 1.

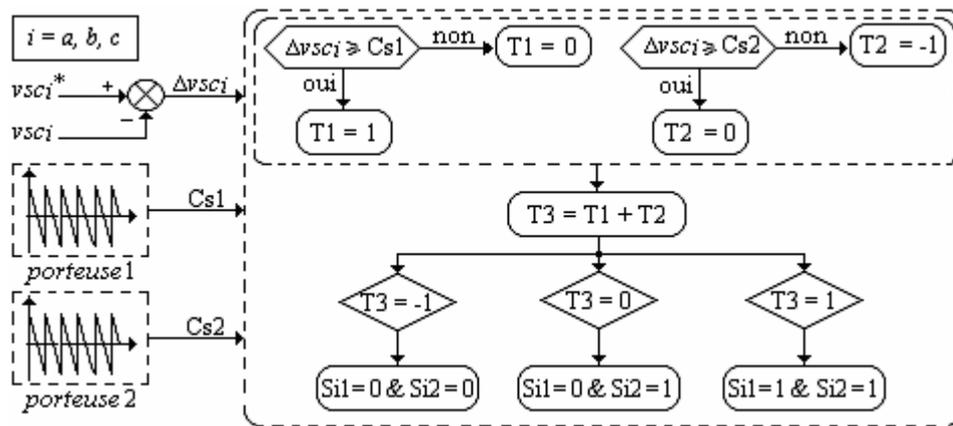


Fig. III.52. Principe d'une MLI intersective à deux porteuses appliquée au filtre actif série trois niveaux.

Sous Matlab-Simulink, le modèle du circuit ci-dessus est représenté Fig. III.53.

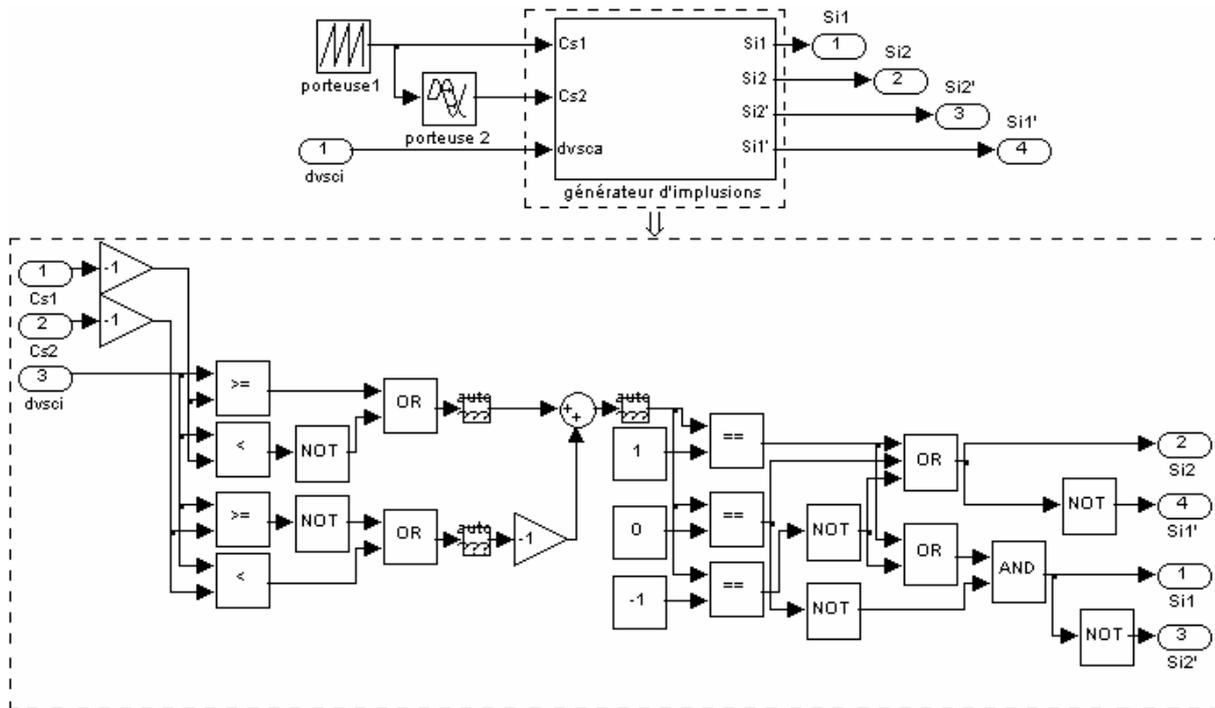


Fig. III.53. Modèle de la MLI intersective à deux porteuses appliquée au filtre actif série trois niveaux.

III.4.2.3. Résultats de simulation

III.4.2.3.1. Paramètres de la simulation

Les paramètres avec lesquels on a simulé cette 4^{ème} application sont inscrits dans le Tableau III.5. Les filtres passifs utilisés sont identiques à ceux du modèle précédent

TABLEAU III.5
PARAMETRES DE SIMULATION DU 4^{EME} MODELE

Paramètres		Valeurs numériques
Filtre actif	Condensateurs C_1, C_2	3180 μ F, 3180 μ F
	Amplitude de la porteuse ξ	70 V
	Fréquence de commutation f_s (fréquence de la porteuse)	10 kHz
Circuit de régulation de v_{dc}	v_{dc_ref}	1000 V
	kr, τ	1, 0.4 ms

III.4.2.3.2. Résultats de simulation

A. Résultats en alimentant le filtre actif avec une source constante

Avec un filtre actif série trois niveaux, la forme du courant de source semble meilleure que celle obtenue par filtrage actif deux niveaux (Fig. III.54), en particulier après les 2 premières périodes.

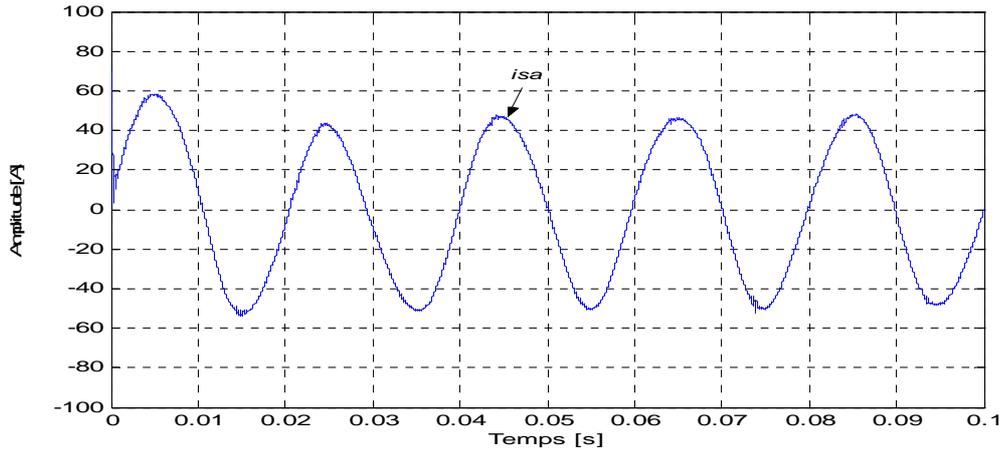


Fig. III.54. Allure de i_{sa} après filtrage actif série trois niveaux alimenté par une source constante.

Le THDi mesuré pour les 25 premiers rangs durant 0.1 s est de 4.44 % (Fig. III.55).

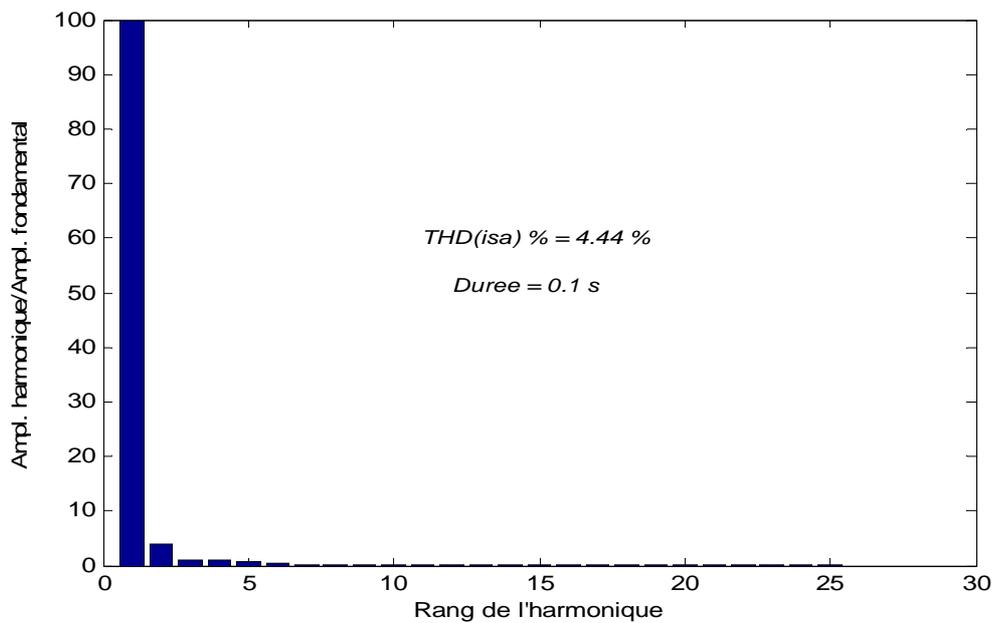


Fig. III.55. Spectre harmonique de i_{sa} .

Là aussi, la tension aux bornes du filtre actif v_{sca} poursuit sa référence v_{sca}^* comme montré dans la Fig. III.56.

Quant au facteur de puissance, on peut conclure qu'il a subi des corrections puisque le courant et la tension du côté source sont parfaitement en phase, ceci est visible dans la Fig. III.57. Dans la Fig. III.58, on présente la tension générée par le filtre actif avec les trois niveaux $2.v_{dc}/3$, $v_{dc}/2$, et $v_{dc}/3$ correspondant respectivement à 666.67 V, 500 V, et 333.33 V.

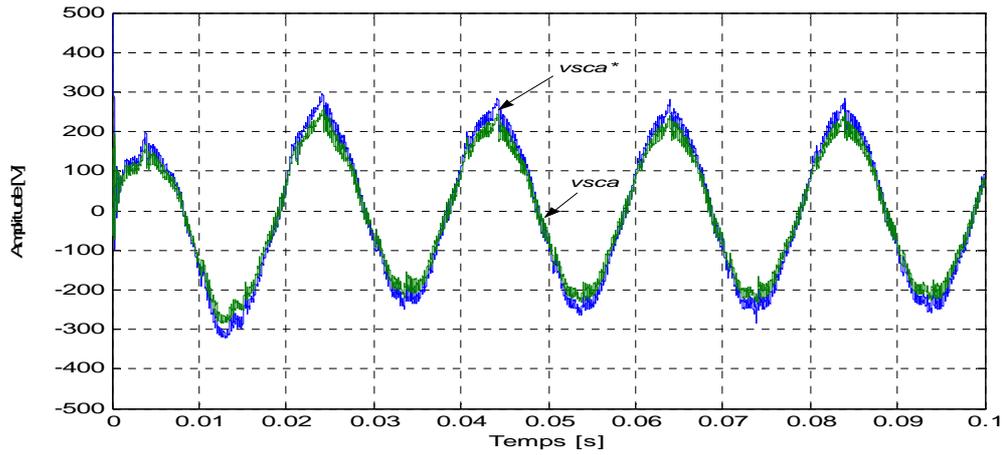


Fig. III.56. Poursuite de v_{sca} du filtre actif trois niveaux à sa référence v_{sca}^* .

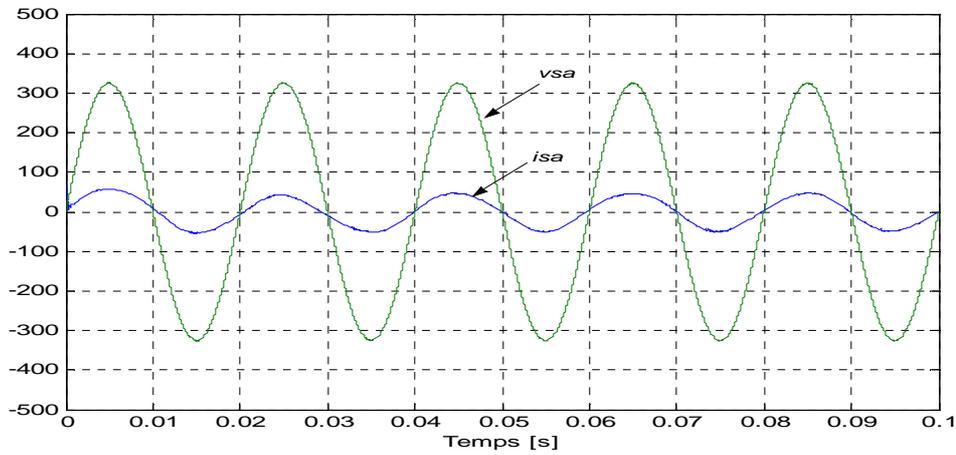


Fig. III.57. Tension v_{sa} et courant i_{sa} en phase.

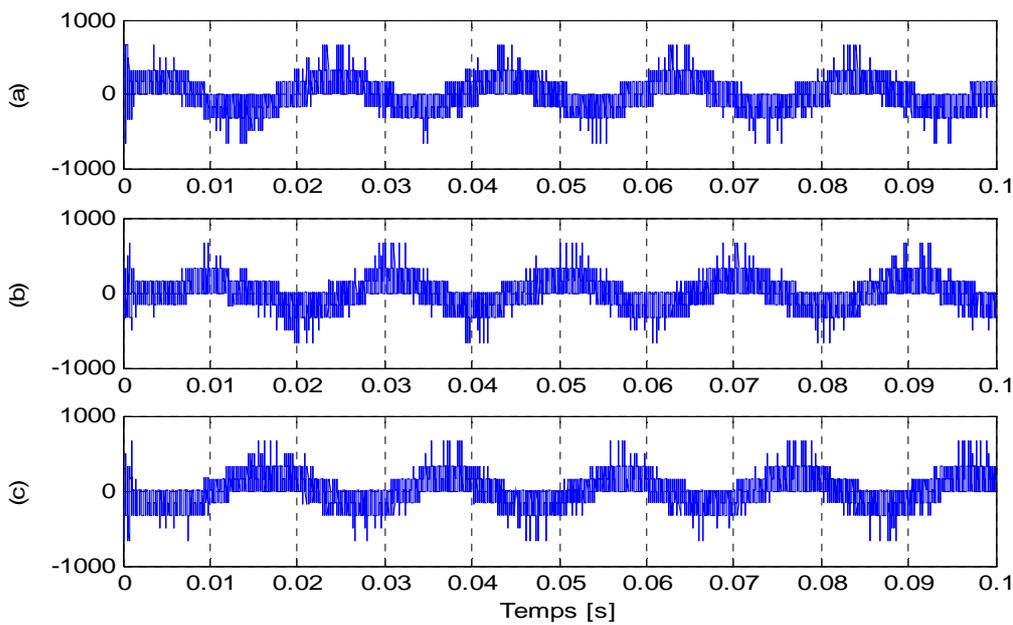


Fig. III.58. Tensions trois niveaux générées par le filtre actif. (a). v_{FAa} . (b). v_{FAb} . (c). v_{FAc} .

Dans la Fig. III.59 on mentionne les impulsions des deux interrupteurs supérieurs du bras *a*. En calculant le nombre d'impulsions par demi période, on déduit une fréquence de commutation de 10 kHz, donc la même que celle du cas deux niveaux, car mêmes tensions d'alimentation et mêmes fréquences des porteuses utilisées (voir Tableaux III.4 et III.5).

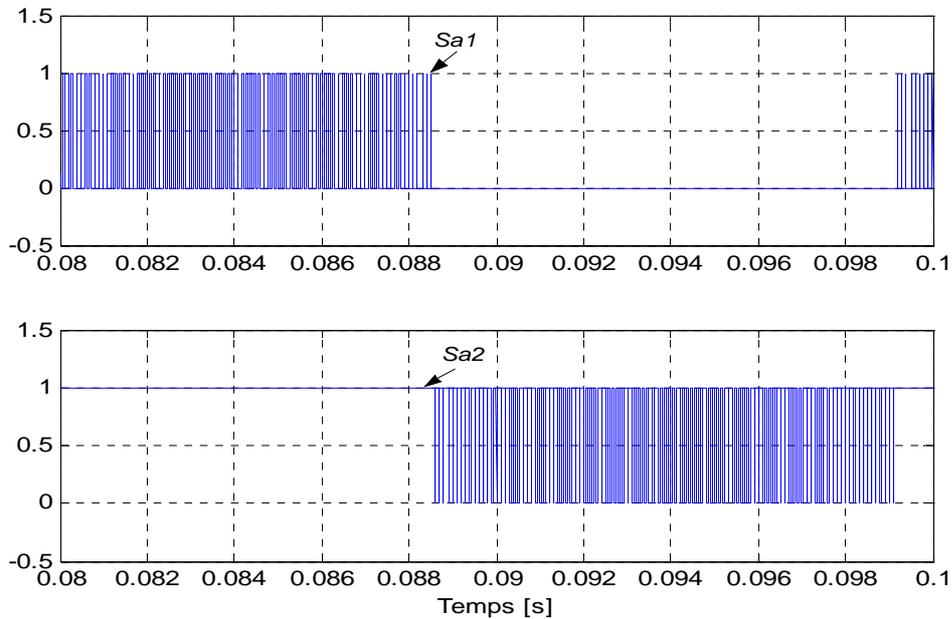


Fig. III.59. Impulsions Sa1, Sa2 des deux interrupteurs supérieurs du bras *a* du filtre actif trois niveaux.

Enfin, on ajoute la Fig. III.60 illustrant la réalisation des impulsions trois niveaux par intersection de l'onde modulante Δv_{sc} tantôt avec la porteuse Cs1 tantôt avec la porteuse Cs2.

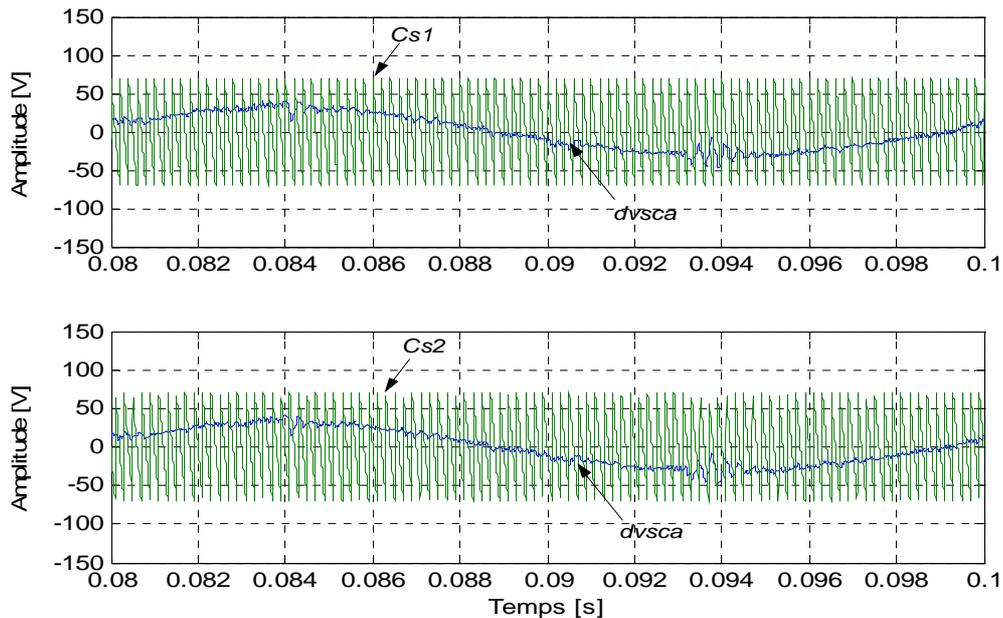


Fig. III.60. MLI intersective trois niveaux (intersection de Δv_{sc} avec Cs1 et Cs2).

B. Résultats en alimentant le filtre actif avec un diviseur capacitif

En utilisant un diviseur capacitif (constitué des deux condensateurs $C_{1,2}$ de 3180 μF chacun) afin d'alimenter le filtre actif, on obtient la forme du courant isa illustrée dans la Fig. III.61. On voit une onde presque sinusoïdale avec un régime transitoire de 40 ms. Le spectre harmonique de isa montré dans la Fig. III.62 révèle un THDi de 4.78 %.

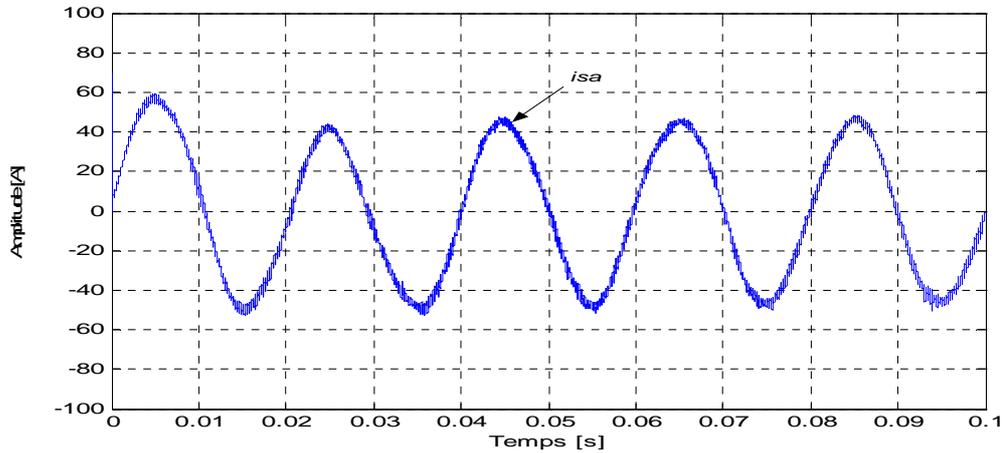


Fig. III.61. Allure de isa après filtrage actif série trois niveaux alimenté par un diviseur capacitif.

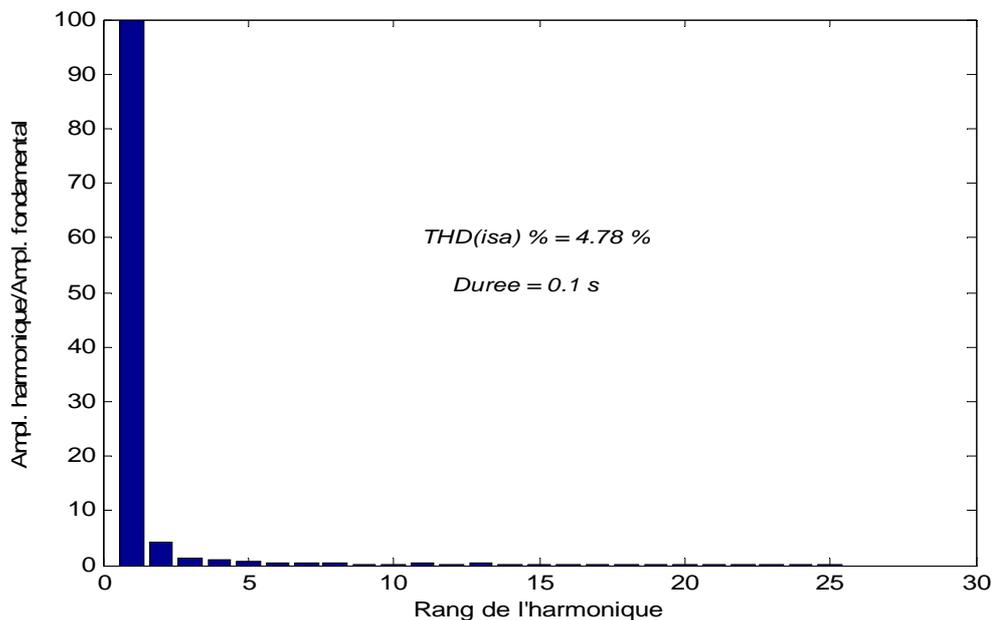


Fig. III.62. Spectre harmonique du courant ci-dessus.

Pour se rassurer que le facteur de puissance n'a pas été influencé par le remplacement de la source d'alimentation, on n'a qu'à observer la Fig. III.63 indiquant un déphasage presque nul entre le courant et la tension de source.

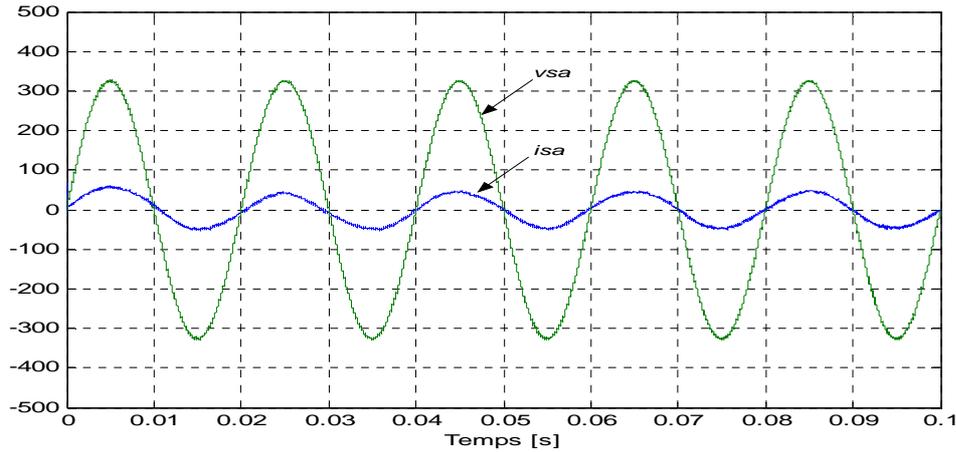


Fig. III.63. Tension v_{sa} et courant i_{sa} en phase.

Les tensions continues aux bornes des condensateurs sont montrées dans la Fig. III.64. On constate deux tensions opposées et oscillant autour de $v_{dc}/2$, c.-à-d. 500 V. Toutefois, l'oscillation est importante, ce qui impose une amélioration dans le circuit de régulation de v_{dc} .

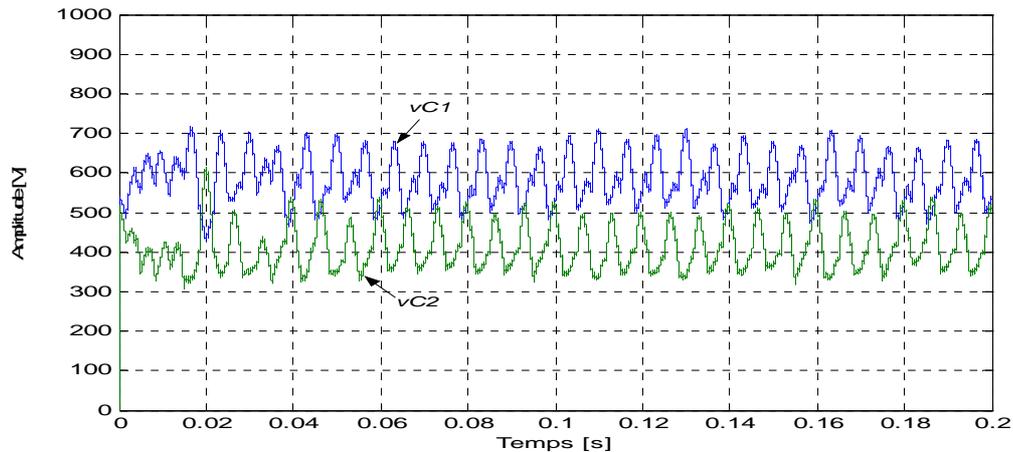


Fig. III.64. Tensions continues aux bornes de C_1 et C_2 .

Aussi, on remarque des différences dans les allures des tensions $v_{C1,2}$ entre les Fig. III.50 et III.64, que nous pouvons expliquer ainsi: l'onduleur deux niveaux à point milieu est caractérisé par un point milieu lié à la masse, tandis que l'onduleur trois niveaux à diodes clampées est caractérisé par la liaison de ses six diodes au point milieu du bus continu sans qu'il y ait une connexion à la masse.

III.5. Etudes comparatives

III.5.1. Entre filtres actifs parallèles deux niveaux et trois niveaux

III.5.1.1. Qualité de filtrage

En exploitant les paires de Fig. (III.8, III.25) et (III.13, III.30) représentant le courant de source obtenu respectivement par les filtres actifs parallèles deux et trois niveaux sans et avec insertion de l'inductance de correction L_F , on en tire quelques différences en faveur du filtre actif deux niveaux avec un THDi de 1.92 % en 0.1 s (Fig. III.14) contre un THDi de 3.57 % en 0.053 s pour le cas trois niveaux (Fig. III.31). On peut même conclure que l'augmentation du nombre de niveaux n'a pas une grande influence sur la qualité de filtrage par rapport au cas deux niveaux.

III.5.1.2. Tension de sortie

Théoriquement, une onde de tension délivrée par un onduleur de tension trois niveaux contient moins d'harmoniques que celle générée par un onduleur de tension deux niveaux. En outre, elle est plus proche d'une forme sinusoïdale qu'une onde deux niveaux [68]. On a pu valider ceci à travers les deux premières applications présentées. Les résultats illustrés dans les Fig. III.17 et III.33 montrent une tension de sortie du filtre actif trois niveaux plus proche de la forme sinusoïdale que celle du filtre actif deux niveaux.

En outre, les onduleurs de tension, d'un point de vue analyse fréquentielle, sont célèbres par les familles de raies autour des multiples de la fréquence fondamentale, *c.-a-d.* 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz, ... pour une fréquence fondamentale de 50 Hz. Les amplitudes de ces raies sont réduites dans le cas trois niveaux par rapport à celles du cas deux niveaux. Afin de valider ceci par simulation, il fallait considérer au moins les 150 premiers harmoniques de v_{FAa} des deux cas. Avec le filtre deux niveaux, l'opération est simple et ne nécessite pas un temps de résolution élevé. Cependant, ceci devient moins aisé dans le cas trois niveaux avec une multitude d'instructions à exécuter par l'algorithme de la MLI vectorielle. En revanche, une comparaison suivant l'analyse fréquentielle sera fournie ultérieurement avec les filtres actifs séries.

III.5.1.3. Fréquence de commutation

Afin de faire fonctionner le filtre actif trois niveaux avec une fréquence de commutation (26.5 kHz) proche de celle du filtre actif deux niveaux (23.5 kHz), il a fallu doubler le temps d'échantillonnage T_s ainsi que la tension d'alimentation du bus continu v_{dc} (voir les Tableaux III.2 et III.3). Cependant, l'intérêt de la MLI vectorielle, introduite essentiellement pour économiser un tiers de période sans commutation, est moins visible dans le cas trois niveaux alors qu'il a été très clair dans le cas deux niveaux (Fig. III.18, III.19, et III.34).

III.5.2. Entre filtres actifs séries deux niveaux et trois niveaux

III.5.2.1. Qualité de filtrage

D'abord, on montre à travers les paires de Fig. (III.41, III.48) et (III.54, III.61) représentant le courant de source obtenu en alimentant les filtres actifs deux et trois niveaux respectivement par une source de tension constante puis par un diviseur capacitif, que la qualité de filtrage ne subit aucune dégradation suite au remplacement de la source constante d'alimentation par le banc de condensateurs, pourvu que les deux condensateurs soient bien dimensionnés (voir formules (III.4), (III.5) et (III.6)).

De même que pour le cas des filtres actifs parallèles, là aussi on démontre que le nombre de niveaux n'a pas un grand impact sur la qualité de filtrage. En effet, les Fig. III.41, III.48, III.54 et III.61 présentent toutes des similitudes aboutissant à des ondes sinusoïdales avec un THDi moyen de *isa* de 4.55 % (Fig. III.42, III.49, III.55 et III.62).

Toutefois, on remarque une amplitude assez apparente de l'harmonique 2, ceci est expliqué par quelques dissymétries notées dans le courant de source. En revanche, et tant que le THDi n'a pas excédé les 5 %, ces dissymétries ne semblent pas engendrer de nuisances.

III.5.2.2. Tension de sortie

La tension générée par le filtre actif série deux niveaux est présentée, pendant les dernières 20 ms de durée d'observation, dans la Fig. III.65. Les deux niveaux de tension $2.v_{dc}/3$ et $v_{dc}/3$ correspondant à 666.67 V et 333.33 V sont mentionnés sur cette Fig. Le THDu de v_{sca} pour les 150 premiers harmoniques du spectre fréquentiel de la Fig. III.66 est de 39.65 % relevé dans une durée de 0.1 s. On voit la 2^{ème} famille de raies d'harmoniques autour de 100 Hz.

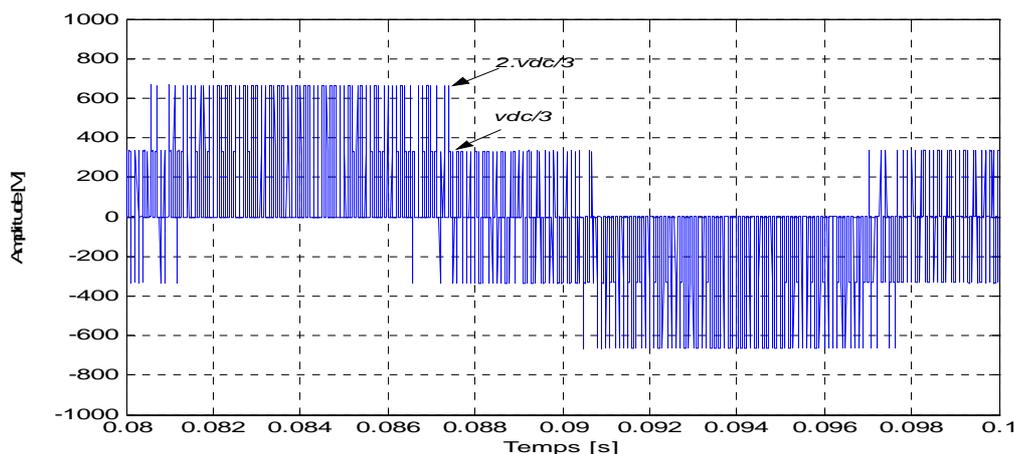


Fig. III.65. Tension v_{sca} aux bornes du filtre actif série deux niveaux.

Dans le cas trois niveaux, pour les mêmes conditions d'exploitation précédentes, la tension v_{sca} est illustrée dans la Fig. III.67 avec ses trois niveaux $2.v_{dc}/3$, $v_{dc}/2$ et $v_{dc}/3$ correspondant à 666.67 V, 500 V et 333.33 V.

Contrairement au cas deux niveaux, et selon le spectre harmonique de la Fig. III.68, aucune famille de raie d'harmonique n'est apparente. Le THDu a été réduit à une valeur inférieure à la moitié du THDu deux niveaux: on enregistre 15.64 % pour les 150 premiers harmoniques durant 0.1 s.

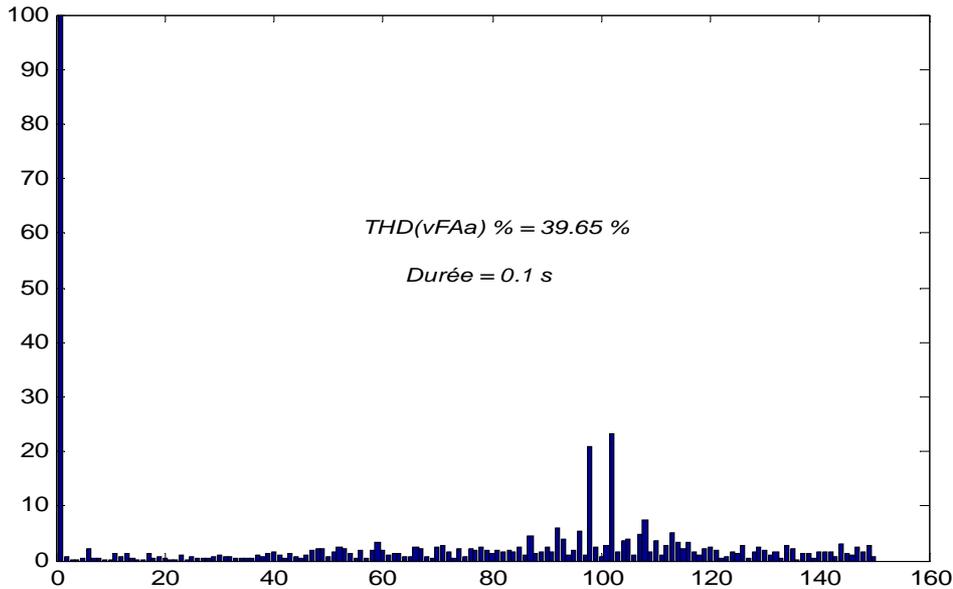


Fig. III.66. Spectre harmonique de v_{sca} du filtre actif série deux niveaux.

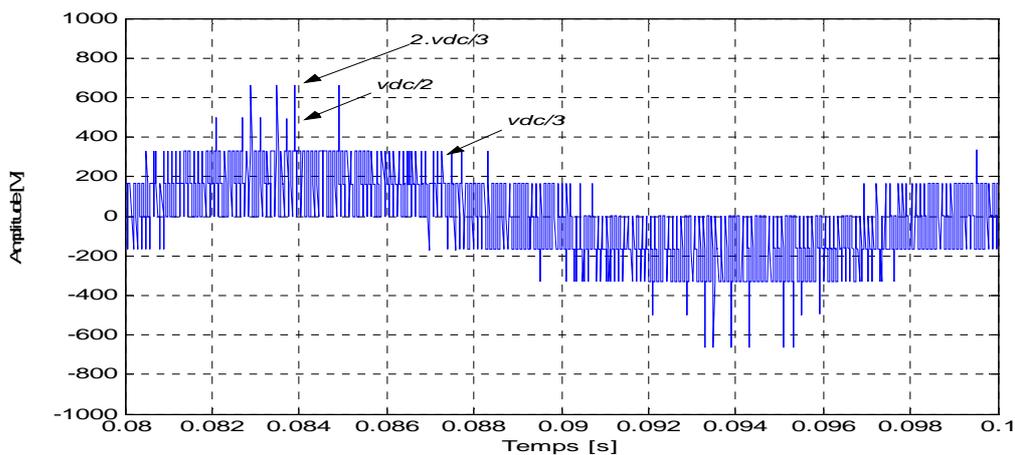


Fig. III.67. Tension aux bornes du filtre actif série trois niveaux.

Donc, ces deux dernières applications du filtrage actif série montrent bien l'intérêt des onduleurs multiniveaux dans le champ du filtrage actif, en plus de la possibilité de leur investigation avec des tensions élevées.

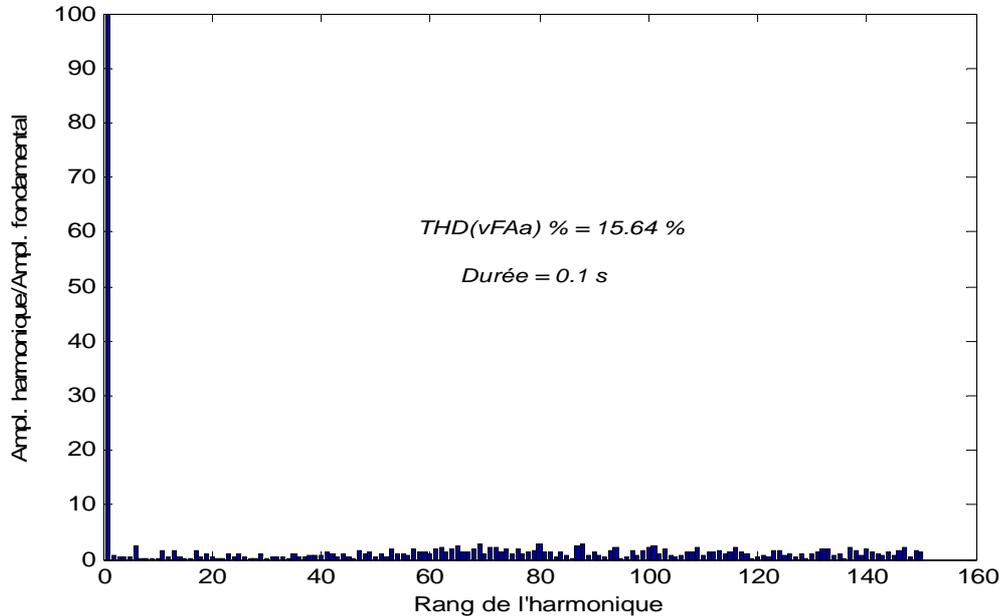


Fig. III.68. Spectre harmonique de v_{sca} du filtre actif série trois niveaux.

III.5.3. Entre filtres actifs parallèles et séries

Premièrement, le problème de déformations dues aux di/dt du courant i_{sa} soulevé dans le cas du filtrage parallèle (que ce soit deux ou trois niveaux Fig. III.12 et III.29) est inexistant dans le cas du filtrage série ; il n'y a donc aucune utilité à insérer des filtres passifs en série. Cependant, pour un fonctionnement correct, un filtre actif série ne peut se dispenser des filtres passifs connectés en parallèle et destinés aux harmoniques de rang faible (5 et 7).

Deuxièmement, et après insertion de l'inductance L_F en amont de la charge polluante, dans le cas du filtrage parallèle, on a noté une qualité de filtrage meilleure que celle du cas série (THDi de 1.92 % (Fig. III.14) dans le cas parallèle et 4.27 % (Fig. III.42) dans le cas série). En outre, la MLI vectorielle est plus robuste que la MLI intersective pour la détermination avec exactitude des instants (ou des ordres) de commutation.

Néanmoins, dans tous les cas étudiés, la dépollution harmonique était satisfaisante et le facteur de puissance a été parfaitement corrigé.

III.6. Conclusion

Dans ce troisième chapitre, quatre applications du filtrage actif de puissance ont été traitées:

1). Deux filtres actifs parallèles alimentés par une source de tension continue dont les ordres de commutation ont été envoyés par la MLI vectorielle, tels que:

- ♣ Le premier est à base d'un onduleur de tension deux niveaux, dont les courants harmoniques de référence ont été détectés par la méthode du filtre coupe bande (*notch filter*),
- ♣ Le second est à base d'un onduleur de tension trois niveaux, dont le calcul des courants harmoniques de référence a été effectué par la méthode de la théorie de la puissance instantanée réactive (*reactive power theory*),

2). Deux filtres actifs séries alimentés d'abord par une source de tension continue puis par un diviseur capacitif alimenté à son tour par un redresseur à diodes, dont les tensions harmoniques de référence ont été détectées par la théorie de la puissance instantanée réactive, tels que:

- ♣ Le premier est à base d'un onduleur de tension deux niveaux et suivant la MLI intersective à une seule porteuse triangulaire pour la génération des impulsions,
- ♣ Le second est à base d'un onduleur de tension trois niveaux dont les ordres de commutation ont été lancés par la MLI intersective à deux porteuses en dents de scie.

Aussi, le chapitre contient des méthodes de dimensionnement de l'inductance de sortie d'un filtre actif parallèle et du (des) condensateur(s) du bus continu d'alimentation. On a vu qu'un bon dimensionnement de ces dipôles amène à une qualité de filtrage meilleure.

Après avoir discuté et exploité les différents résultats obtenus par ces quatre applications, on est passé à trois études comparatives:

- ♣ Entre filtres actifs parallèles deux et trois niveaux,
- ♣ Entre filtres actifs séries deux et trois niveaux,
- ♣ Entre filtres actifs parallèles et séries.

La conclusion qu'on peut tirer par les simulations réalisées est que le filtre actif parallèle deux niveaux présente des supériorités sur celui trois niveaux en montrant bien l'intérêt de la MLI vectorielle et le gain d'un tiers de période sans commutation. En revanche, le filtre actif parallèle trois niveaux devient supérieur par la forme de sa tension de sortie, plus proche de la sinusoïde que celle du filtre actif deux niveaux (Fig. III. 17 et Fig. III.33). Tandis que pour les filtres séries, le filtre actif trois niveaux est tout le temps supérieur.

On peut aussi ajouter que le modèle parallèle trois niveaux à MLI vectorielle, constituant notre contribution principale dans le domaine des filtres actifs de puissance, n'est pas encore très mûr et est en cours d'amélioration.

En outre, des révisions doivent être effectuées au niveau des circuits de régulation des tensions continues *v_{dc}* en vue de minimiser leurs oscillations.

Dans le 4^{ème} et dernier chapitre, on s'intéressera à démontrer la flexibilité du filtrage actif d'une part avec les techniques intelligentes par l'application des correcteurs flous, et de l'autre part avec les énergies renouvelables en associant un filtre actif parallèle à l'éolienne.

Chapitre IV

Application de la Logique

Floue au Filtrage Actif

& Association d'un

Filtre Actif à l'Eolienne

Plan du Chapitre IV

IV.1. Introduction.....	112
IV.2. Application de la logique floue au filtrage actif	112
IV.2.1. Description générale du fonctionnement d'un correcteur flou.....	112
IV.2.1.1. Introduction à la logique floue et à la commande floue.....	112
IV.2.1.2. Description d'un processus flou.....	113
IV.2.2. Application à la commande d'un filtre actif parallèle.....	118
IV.2.2.1. Description générale du modèle filtre actif-correcteur flou....	118
IV.2.2.2. Construction de la commande floue.....	119
IV.2.2.3. Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	121
IV.3. Application d'un filtre actif associé à l'éolienne.....	128
IV.3.1. Généralités sur les éoliennes.....	128
IV.3.1.1. Système de conversion (<i>WECS</i>) à vitesse fixe.....	129
IV.3.1.2. Système de conversion (<i>WECS</i>) à vitesse ajustable	129
IV.3.2. Etude d'un filtre actif parallèle associé à une éolienne.....	132
IV.3.2.1. Description générale du système étudié.....	132
IV.3.2.2. Modélisation.....	133
IV.3.2.3. Circuit de commande des courants rotoriques.....	136
IV.3.2.4. Circuit de commande du redresseur MLI.....	141
IV.3.2.5. Résultats de simulation sous <i>Matlab-Simulink</i>	143
IV.4. Conclusion.....	149

IV.1. Introduction

En vue d'apprécier l'intérêt grandissant pour le filtrage actif, nous allons présenter ici deux de ses applications aux techniques intelligentes et aux énergies renouvelables:

♣ *la première consistera en une application de la logique floue au filtrage actif; plus précisément, il s'agira de remplacer les correcteurs classiques (filtres passe-bas du 1^{er} ordre ou correcteurs PI) par des correcteurs flous afin d'aboutir à une commande plus souple et de renforcer la dynamique du système ;*

♣ *la seconde application associera filtre actif et énergie éolienne: l'énergie du vent entraîne une turbine couplée à une génératrice asynchrone double alimentation dont les enroulements sont branchés à la sortie d'un filtre actif parallèle alimenté à partir d'un redresseur MLI, placé entre les enroulements statoriques et un réseau triphasé ; l'objectif est à la fois de contrôler les courants rotoriques et de limiter les perturbations harmoniques engendrées.*

Des simulations numériques sous Matlab-Simulink permettront de valider les développements théoriques précédents.

IV.2. Application de la logique floue au filtrage actif

IV.2.1. Description générale du fonctionnement d'un correcteur flou

IV.2.1.1. Introduction à la logique floue et à la commande 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 [91].

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 prémices de l'approche floue sont apparues bien avant les années 1940, grâce à des chercheurs américains. Mais il a fallu attendre 1965 pour que le concept de sous-ensemble flou soit employé par L.A. Zadeh, professeur automatique à l'université de Berkeley en Californie. Cet éminent chercheur a participé à la modélisation de phénomènes sous forme floue avec pour objectif de pallier aux inconvénients liés aux limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles. En 1974, M. Mamdani expérimentait les énoncés théoriques de Zadeh sur une chaudière à vapeur, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Depuis, de nombreuses applications ont vu le jour en Europe, telles que la régulation des fours de cimenteries. Citons aussi le chercheur japonais M. Sugeno qui introduisit la logique floue pour la première fois au Japon en 1985. Subséquemment, 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.

IV.2.1.2. Description d'un processus flou

La réalisation d'une commande floue ne nécessite pas forcément la connaissance d'un modèle du système tant que celui-ci est inclus implicitement dans les règles fournies par l'expert. La notion d'ensembles flous permet de définir une appartenance graduelle d'un élément à une classe, *c.-à-d.* appartenir plus ou moins fortement à cette classe. L'appartenance d'un élément à une classe est définie par un degré μ prenant des valeurs entre 0 et 1.

La structure d'une commande floue est montrée dans la Fig. IV.1.

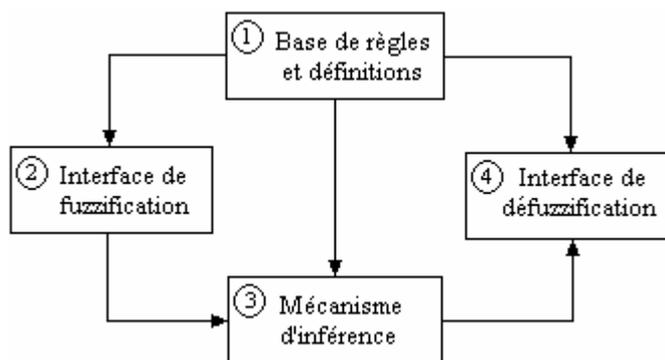


Fig. IV.1. Structure d'une commande floue.

laquelle structure est bâtie autour de 04 blocs distincts:

IV.2.1.2.1. Base de règles et définitions

Dans ce bloc sont groupées l'ensemble des définitions utilisées dans la commande floue (univers de discours, partition floue, choix des opérateurs,...), base de règle, transcription sous forme de règles «Si, Alors » de la stratégie de commande. Pour avoir une idée générale sur la notion d'univers de discours, on peut prendre les deux exemples de l'âge d'une personne ou du degré de température. Quant à la partition floue, elle comprend la définition des sous-ensembles flous. Elle consiste, pour un univers de discours U , à définir n sous-ensembles flous F_i de façon à recouvrir U . C'est-à-dire que pour tout élément x de U , il faut assurer une appartenance minimale μ_{\min} à l'union des F_i .

$$\bigcup_{i=1}^n F_i \supseteq U_\epsilon = \{x \in U; \mu_{U_\epsilon}(x) = \mu_{\min}\} \tag{IV.1}$$

L'expression (IV.1) se traduit au niveau des classes d'appartenance par la condition:

$$\forall x \in U; \mu_{F_1}(x) \vee \dots \vee \mu_{F_n}(x) \geq \mu_{\min} \tag{IV.2}$$

où \vee est un opérateur d'union.

Par exemple, si on considère l'univers de discours d'une température comme étant l'intervalle $[0 \text{ } ^\circ\text{C}, 60 \text{ } ^\circ\text{C}]$, on peut désigner trois sous-ensembles flous définissant cet univers: faible, moyenne et élevée, comme présenté dans la Fig. IV.2.

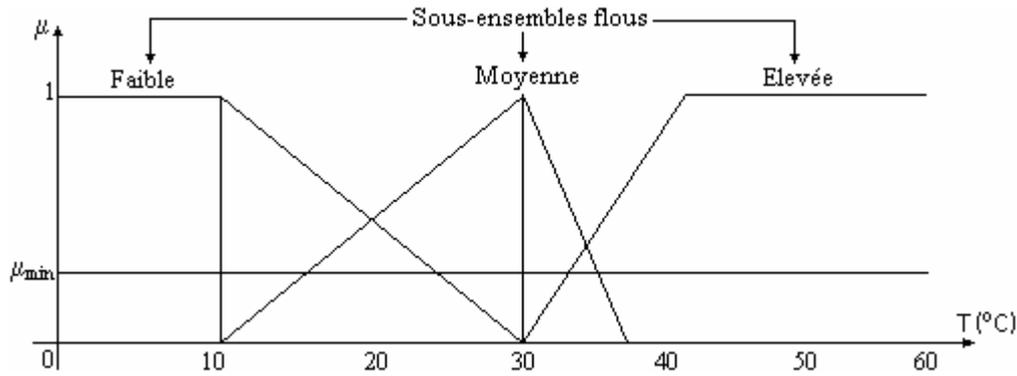


Fig. IV.2. Exemple de partition floue.

Le nombre de sous-ensembles flous à définir dans une partition d'un univers de discours est fixé par l'expert. Plus ce nombre est important, plus on définit de classes d'appartenance sur cet univers. Ceci amène à l'augmentation de la sensibilité de la commande floue.

Une fois la partition floue de l'univers de discours réalisée, il est possible de définir la base de règles où les relations entre les classes d'événements possibles en entrées et les commandes correspondantes sont caractérisées. Par conséquent, si on considère n univers de discours U_i pour les prémices des règles floues et si pour chaque univers U_i on définit une partition en m_i sous-ensembles flous, alors le nombre maximum de règles r_{max} est donné par l'expression suivante:

$$r_{max} = \prod_{i=1}^n m_i \quad (\text{IV.3})$$

Le nombre de règles définies par l'expert peut être inférieur à r_{max} . C'est le cas, en particulier, s'il existe des configurations de sous-ensembles impossibles à réaliser. Par exemple, dans le cas d'un freinage automatique d'un véhicule, la configuration «Vitesse importante Et Distance de l'obstacle nulle» n'est pas considérée.

En outre, le nombre de sous-ensembles flous n'est pas forcément égal au nombre de règles. Par exemple, les deux configurations «Vitesse petite Et Distance de l'obstacle faible» et «Vitesse moyenne Et Distance de l'obstacle importante» amènent à la même conclusion: «Freinage faible». Donc, il suffit de considérer l'une des deux configurations.

IV.2.1.2.2. Interface de fuzzification

. Les opérateurs utilisés dans la commande floue agissent sur les sous-ensembles flous. Ainsi, il est nécessaire de transformer les variables non floues provenant du monde extérieur

en sous-ensembles flous. Ceci est faisable avec l'opérateur de fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance particulière $\mu_{x_0}(x)$. Le choix de l'opérateur dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées.

A. Cas où la mesure de la variable x_0 est exacte

Dans ce cas, le sous-ensemble flou doit être représenté par un fait précis. Par conséquent, on utilise comme opérateur de fuzzification la transformation dite du *singleton*. La fonction d'appartenance de ce sous-ensemble flou est alors définie par:

$$\mu_{x_0}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (IV.4)$$

La Fig. IV.3 montre l'aspect de cette fonction d'appartenance. Le sous-ensemble flou réalisé par cette méthode ne contient ainsi que l'élément x_0 .

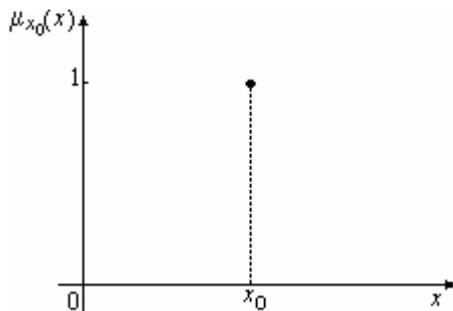


Fig. IV.3. Méthode de fuzzification pour une mesure exacte.

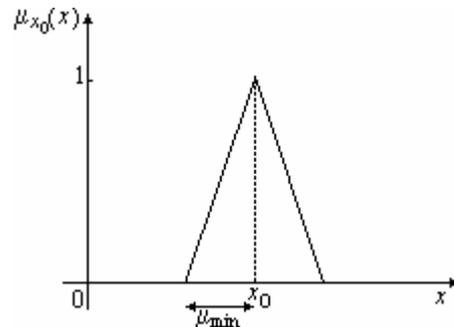


Fig. IV.4. Méthode de fuzzification pour une mesure incertaine.

B. Cas où la mesure de la variable x_0 est incertaine⁷

Dans ce cas, le sous-ensemble doit être représenté par un fait imprécis. On utilise alors une méthode de fuzzification qui associe à la variable mesurée x_0 une fonction d'appartenance telle que, par exemple:

$$\mu_{x_0}(x) = \max \left\{ 0, 1 - \frac{|x - x_0|}{\mu_{\min}} \right\} \quad (IV.5)$$

Cette fonction d'appartenance est illustrée dans la Fig. IV.4. Le sous-ensemble flou comprend la mesure x_0 avec une appartenance unité ainsi que les valeurs voisines de x_0 avec une appartenance inversement proportionnelle à l'écart avec x_0 . La base du triangle (Fig. IV.4) est fonction de l'importance des erreurs de mesure. En effet, plus les erreurs sont importantes, plus la mesure de la variable x_0 devient imprécise, et donc plus le triangle doit s'élargir.

⁷ L'incertitude peut être provoquée, par exemple, par un bruit.

IV.2.1.2.3. Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles (fournie par l'expert) et du sous-ensemble flou (X_0) correspondant à la fuzzification du système de mesure x_0 , le mécanisme d'inférence calcule le sous-ensemble flou Y relatif à la commande du système.

On a une valeur réelle de x qui est X_0 ;

m règles: R_i : SI x_1 est X_1^i ET x_n est X_n^i ALORS y est Y_i ,

on obtient la valeur de y qui est Y .

Dans cette écriture, X_j^i , $i = 1, \dots, m$ et $j = 1, \dots, n$, est le sous-ensemble flou de la règle R_i sur l'univers de discours de la $j^{\text{ème}}$ composante du vecteur de mesure x et Y_i est le sous-ensemble flou relatif à la commande à appliquer pour la règle R_i . En utilisant l'opérateur d'inférence sur l'union des m règles floues, on obtient:

$$\begin{aligned} \mu_y(y) &= \sup_x (\mu_{x_0}(x) \otimes \mu_R(x, y)), \\ &= \sup_x (\mu_{x_0}(x) \otimes (\mu_{R_1}(x, y) \vee \dots \vee \mu_{R_n}(x, y))) \end{aligned} \quad (\text{IV.6})$$

Avec:

$$\mu_{R_i}(x, y) = (\mu_{x_1^i}(x_1) \wedge \dots \wedge \mu_{x_n^i}(x_n)) * \mu_{y_i}(y) \quad (\text{IV.7})$$

Tels que:

\otimes : désigne le produit cartésien,

\vee : correspond au «OU»,

\wedge : correspond au «ET»,

$*$: est une implication floue.

A titre d'exemple, on peut prendre l'opérateur du min pour \wedge , l'opérateur du max pour \vee , le min à la fois pour \otimes et $*$.

IV.2.1.2.4. Interface de défuzzification

Le sous-ensemble flou Y de l'univers de discours V ayant été calculé par le mécanisme d'inférence, la défuzzification a pour tâche de transformer le sous-ensemble flou en une valeur réelle permettant ainsi la commande effective du système.

Afin de présenter les méthodes de défuzzification les plus utilisées, considérons le sous-ensemble flou Y de l'univers de discours V de la Fig. IV.5. La fonction d'appartenance de Y représente la pertinence de chaque action y envisageable.

♣ La première méthode de défuzzification consiste à utiliser le principe du *maximum* telle que la sortie y_0 correspond à une des valeurs possédant la plus grande appartenance au sous-ensemble flou Y :

$$\mu_Y(y_0) = \sup_y (\mu_Y(y)) \quad (\text{IV.8})$$

La sortie y_0 obtenue par cette méthode de défuzzification est illustrée dans la Fig. IV.6.

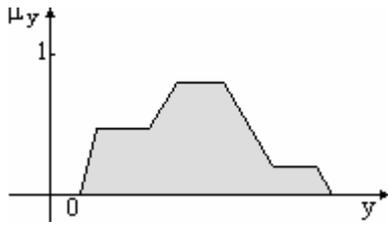


Fig. IV.5. Définition du sous-ensemble flou Y.

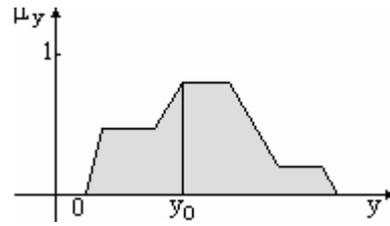


Fig. IV.6. Défuzzification par principe du maximum.

Il se peut que la fonction d'appartenance possède plusieurs maxima comme dans le cas de la Fig. IV.6. Dans ce cas, on choisit comme opérateur de défuzzification une transformation qui effectue la moyenne de ces maxima, *c.-à-d.* la moyenne des actions les plus pertinentes.

$$y_0 = \frac{\int_S y dy}{\int_S dy} \quad (IV.9)$$

Avec:

$$S = \left\{ y_i \in V; \mu_V(y_i) = \sup_y \{ \mu_y(y) \} \right\} \quad (IV.10)$$

La sortie de la commande floue dans ce cas est montrée dans la Fig. IV.7.

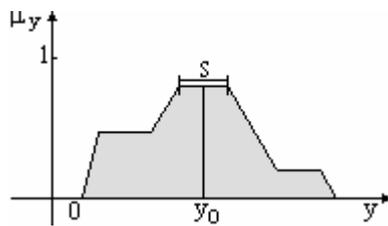


Fig. IV.7. Défuzzification par moyenne des maxima.

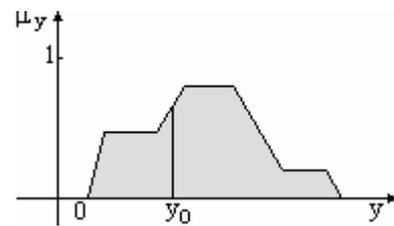


Fig. IV.8. Défuzzification barycentrique.

♣ La deuxième méthode de défuzzification est celle du *barycentre*. Pour prendre en compte l'influence de l'ensemble des valeurs y proposées par la solution floue (*c.-à-d.* ayant une appartenance non nulle à ce sous-ensemble), on utilise une méthode de défuzzification dite barycentrique:

$$y_0 = \frac{\int_V y \cdot \mu_y(y) dy}{\int_V \mu_y(y) dy} \quad (IV.11)$$

On remarque que cette méthode effectue la moyenne des actions y pondérées par leur appartenance $\mu_y(y)$. L'application de cette méthode au sous ensemble flou Y de la Fig. IV.5 donne la sortie illustré dans la Fig. IV.8.

IV.2.1.3. Conception d'un correcteur flou

La conception d'un correcteur flou consiste à réaliser le digramme de blocs montré dans la Fig. IV.9. Les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande elle-même. Le processus peut être un *FPB* du 1^{er} ordre ou un régulateur *PI*.

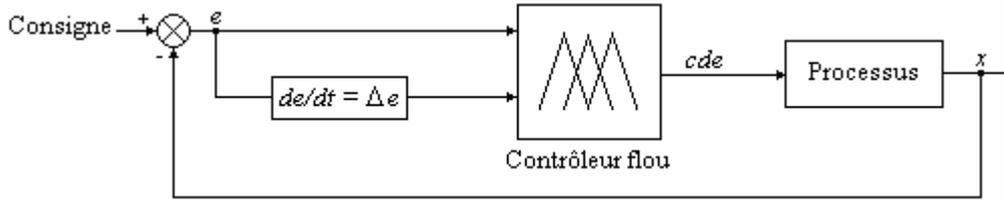


Fig. IV.9. Conception d'un contrôleur flou.

Avec:

e : erreur, telle que $e = \text{consigne} - x$,

Δe : variation de l'erreur, $\Delta e = e(t) - e(t - T)$, T est une constante.

cde : sortie du contrôleur flou,

x : sortie du système.

IV.2.2. Application à la commande d'un filtre actif parallèle

IV.2.2.1. Description générale du modèle filtre actif-correcteur flou

Considérons le système à filtre actif parallèle deux niveaux à IGBT de la Fig. III.4, où on a adopté la méthode du filtre *coupe-bande (notch filter)* pour la détermination des courants harmoniques de référence et la MLI intersective à une seule porteuse triangulaire pour la génération des ordres de commutation [92].

Le diagramme de blocs du correcteur flou considéré est le même que celui de la Fig. IV.9, tel que la consigne est représentée par la différence entre le courant harmonique de référence et le courant généré par le filtre actif.

Le modèle établi sous *Matlab-Simulink* de ce diagramme est montré dans la Fig. IV.10. L'opération ici consiste à remplacer un régulateur *FPB* classique du 1^{er} ordre par un correcteur flou tout en gardant celui classique comme indiqué dans la Fig. IV.10.

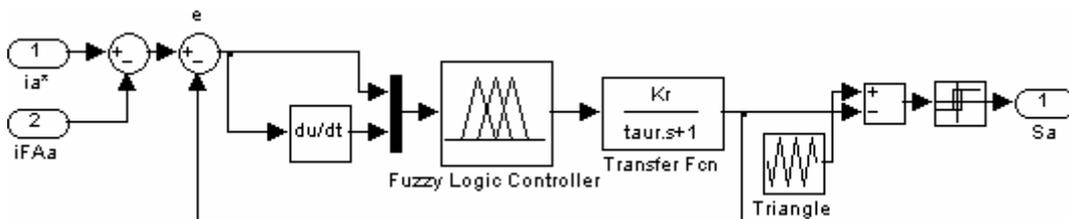


Fig. IV. 10. Modèle du correcteur flou établi sous *Matlab-Simulink*.

IV.2.2.2. Construction de la commande floue

A. Univers de discours

Pour les entrées (e et Δe) comme pour la sortie (cde), l'univers de discours est l'ensemble des nombres réels \mathfrak{R} .

B. Partitions floues

- ♣ Les deux entrées (e et Δe) sont définies chacune par trois sous-ensembles: Négative 'N', Nulle 'ZE', Positive 'P', tels que les fonctions d'appartenance sont du type Gaussien.
- ♣ La sortie (cde) est définie par cinq sous-ensembles: Grande Négative 'GN', Négative 'N', Nulle 'ZE', Positive 'P', Grande Positive 'GP', tels que les fonctions d'appartenance sont du type triangulaire.

Les partitions floues de cette commande sont représentées Fig. IV.11.

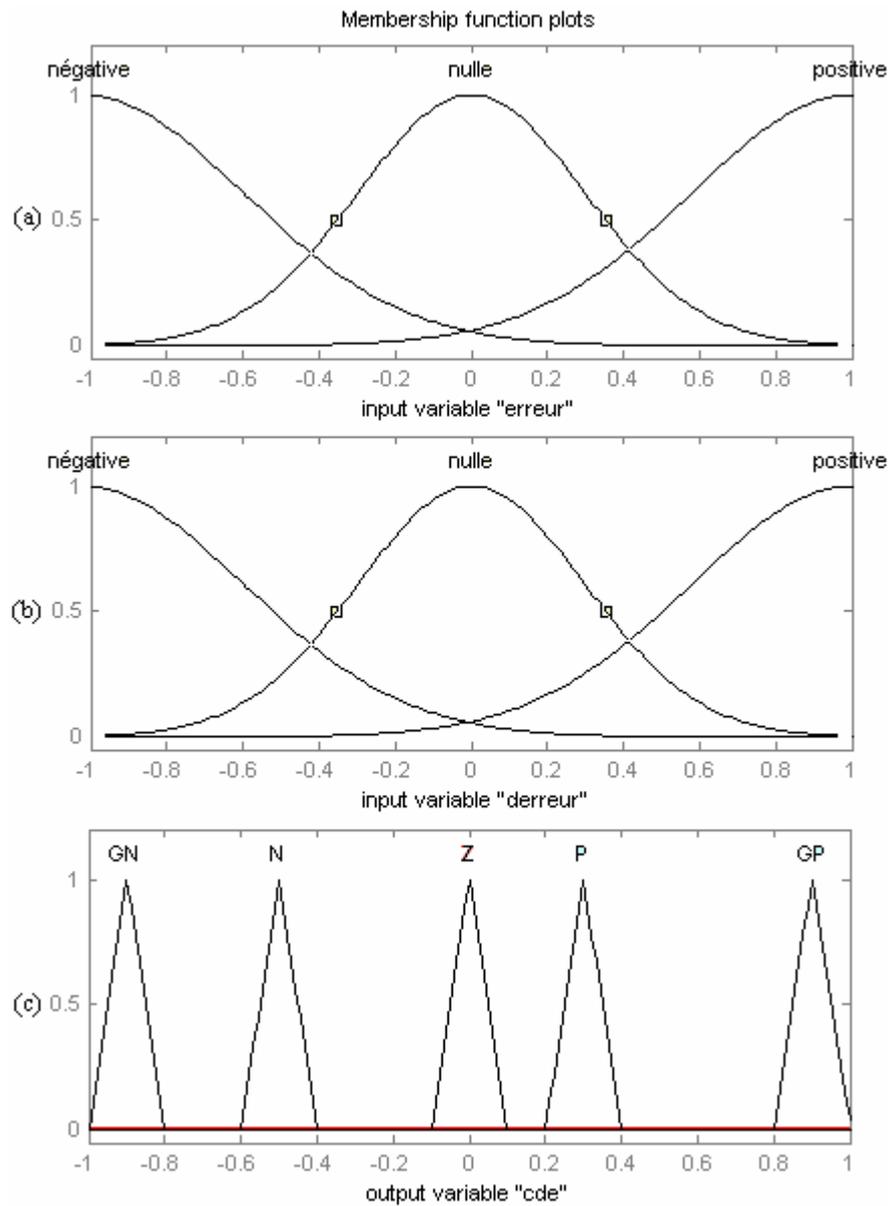


Fig. IV.11. Partitions floues. (a). Partition floue de e . (b). Partition floue de Δe . (c). Partition floue de cde .

C. Base des règles

L'établissement des règles floues se base sur le sens de variation de l'erreur e , de son signe algébrique et de celui de sa dérivée Δe . Comme expliqué dans la Fig. IV.12, et sachant que :

- ♣ e est croissante si sa dérivée Δe est positive,
- ♣ e est constante si sa dérivée Δe est nulle,
- ♣ e est décroissante si sa dérivée Δe est négative,
- ♣ e est positive si la consigne est supérieure à la sortie x (consigne $> x$),
- ♣ e est nulle si la consigne est égale à la sortie x (consigne $= x$),
- ♣ e est négative si la consigne est inférieure à la sortie x (consigne $< x$),

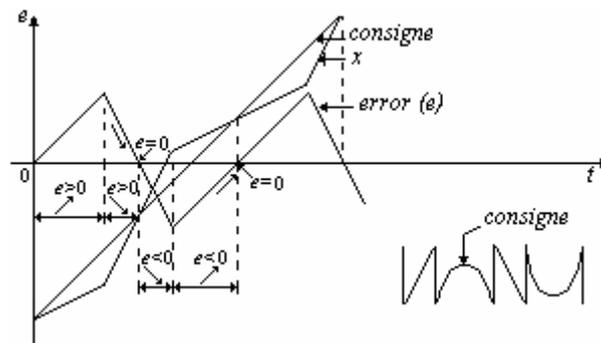


Fig. IV.12. Établissement des règles floues en fonction du sens d'évolution et du signe algébrique de e .

Alors la commande cde sera:

- ♣ Nulle (ZE) si e est nulle (ZE),
- ♣ Grande positive (GP) si e est positive dans les deux situations de croissance et décroissance,
- ♣ Grande négative (GN) si e est négative dans les deux situations de croissance et décroissance,
- ♣ Négative (N) si e est croissante vers zéro,
- ♣ Positive (P) si e est décroissante vers zéro.

Ainsi, les règles floues seront définies comme suit:

- ♣ SI e est ZE, ALORS cde est ZE,
- ♣ SI e est P, ALORS cde est GP,
- ♣ SI e est N, ALORS cde est GN,
- ♣ SI e est ZE ET Δe est P, ALORS cde est N,
- ♣ SI e est ZE ET Δe est N, ALORS cde est P.

D. Fuzzification

Pour la fuzzification, on utilise l'opérateur du singleton.

E. Mécanisme d'inférence

Le choix des opérateurs du mécanisme d'inférence a été effectué comme résumé dans le Tableau IV.1.

TABLEAU IV.1
CHOIX DES OPERATEURS DU MECANISME D'INFERENCE.

Opérateur	Choix
ET (ou intersection)	min
OU (ou union)	max
Produit cartésien	max
Implication floue	min

F. Défuzzification

Pour la défuzzification de la sortie floue, on a appliqué la méthode barycentrique.

IV.2.2.3. Résultats de simulation sous Matlab-Simulink

Afin de programmer un contrôleur flou (bloc disponible dans *Simulink Library Browser*), on doit d'abord aller à l'interface exécutable de *Matlab (Work Space)*, taper FUZZY, ouvrir un nouveau fichier à extension FIS, choisir entre les modèles de MAMDANI ou SUGENO, puis appliquer les étapes A à F précédemment décrites (pour le cas de notre correcteur flou).

IV.2.2.3.1. Paramètres de la simulation

Les paramètres de la simulation sont groupés dans le Tableau IV.2.

TABLEAU IV.2
PARAMETRES DE SIMULATION D'UN FILTRE ACTIF FLOU.

Paramètre		Valeur numérique
<u>Réseau d'alimentation</u>	E_s RMS (efficace)	230 V
	Fréquence f	50 Hz
	Résistance de ligne R_s	0.25 mΩ
	Inductance de ligne L_s	19.4 μH
<u>Charge non-linéaire</u> (Pont de Graëtz à 6 thyristors)	Puissance apparente S	43.7 kVA
	Angle de retard à l'amorçage α	0°
<u>Charge linéaire</u> (aval à la charge non-linéaire)	Résistance de charge DC R_c	6.7 Ω
	Inductance de charge DC L_c	25 mH
<u>Filtre actif</u>	Condensateurs $C_{1,2}$	3180 μF
	Fréquence de commutation (fréquence de la porteuse)	10 kHz
	Filtre de sortie L_{FA}	1.25 mH
	FPB : κ_r , τ	1, 15.9 μs
Inductance de correction	L_F	0.3 mH

IV.2.2.3.2. Résultats de simulation sans correction floue du courant

A. Sans insertion de l'inductance de correction L_F

Après filtrage actif parallèle deux niveaux, avec courant régulé par correcteur classique (*FPB* premier ordre), on obtient le courant de source *isa* montré dans la Fig. IV.13. On constate un courant de forme sinusoïdale malgré les déformations déjà discutées dans les simulations présentées dans le chapitre précédent.

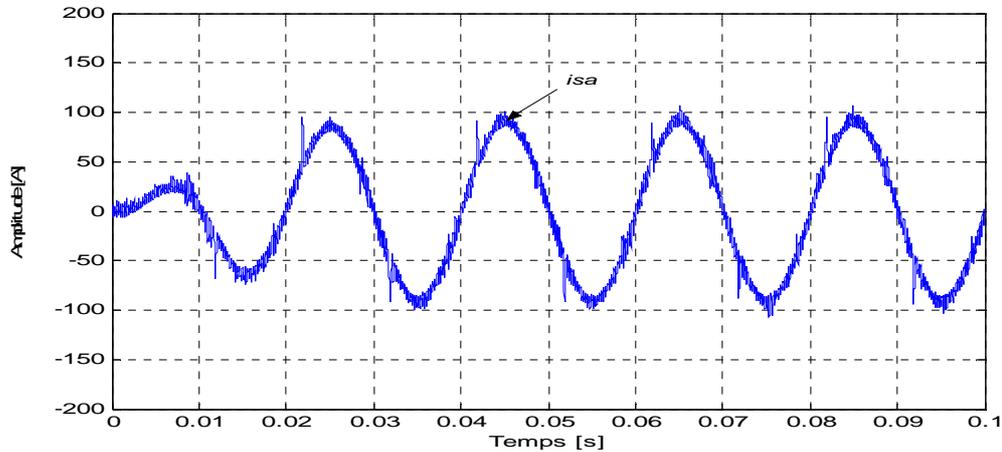


Fig. IV.13. Allure de *isa* après filtrage actif avec correction classique sans insertion de L_F .

Le spectre harmonique du courant ci-dessus, illustré dans la Fig. IV.14, indique un THDi de 6.10 % durant 0.1 s.

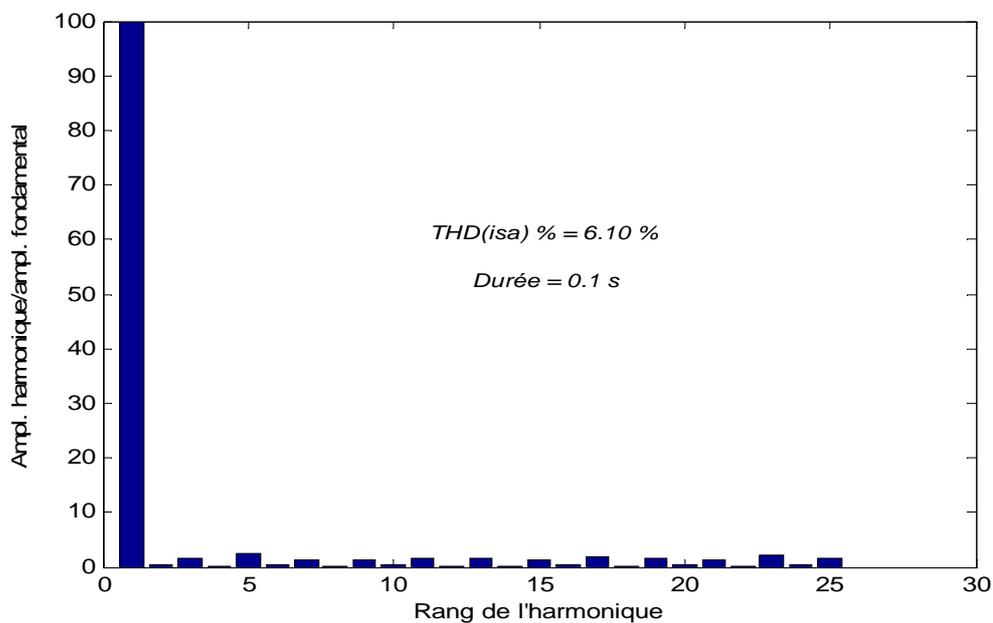


Fig. IV.14. Spectre harmonique de *isa* après correction classique sans insertion de L_F .

Le courant généré par le filtre actif, poursuivant sa consigne, est indiqué dans la Fig. IV.15 ; on constate une poursuite assez satisfaisante ce qui révèle une commande assez correcte.

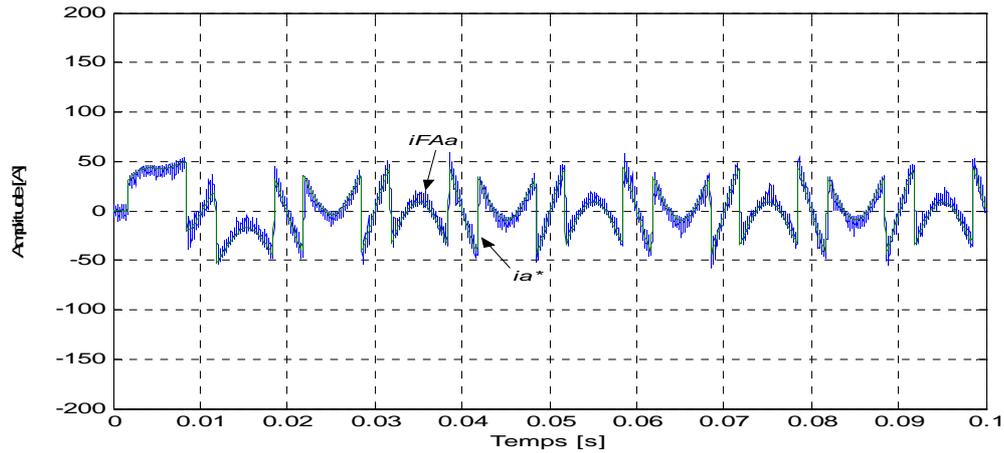


Fig. IV.15. Poursuite du courant du filtre actif à sa référence.

B. Après insertion de l'inductance de correction L_F

Après l'insertion de l'inductance L_F (placée en amont de la charge polluante), de grandes améliorations ont été enregistrées dans la forme du courant de source (Fig. IV.16) et dans son spectre harmonique (Fig. IV.17) où le THDi a chuté à 1.90 % pendant une durée de 0.1 s.

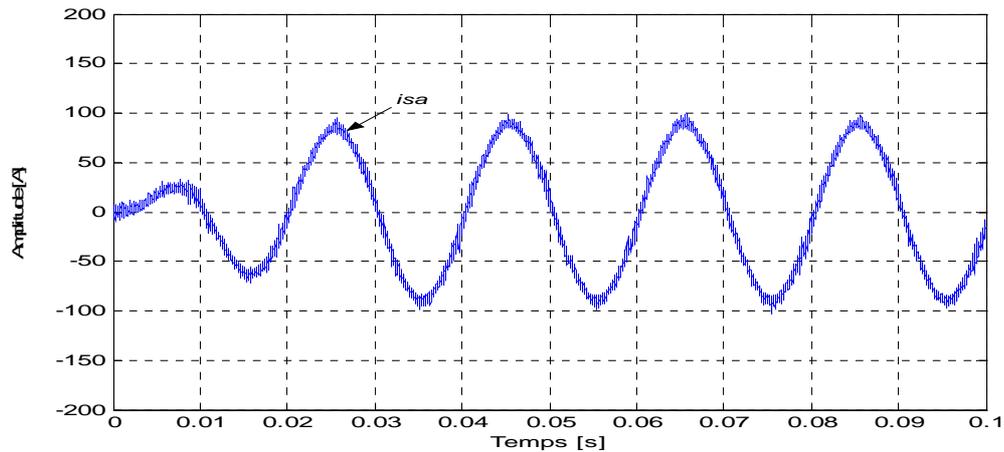


Fig. IV.16. Allure de isa après filtrage actif avec correction classique et insertion de L_F .

En plus, la forme dans laquelle le courant généré par le filtre actif suit sa référence a subi elle aussi des améliorations, comme on l'observe dans la Fig. IV.18.

Afin de s'assurer que le filtre actif a rempli sa 2^{ème} tâche consistant à corriger le facteur de puissance de la source, on a présenté le courant et la tension de source dans la Fig. IV.19. Les deux courbes étant quasi en phase, le facteur de puissance est donc très proche de l'unité.

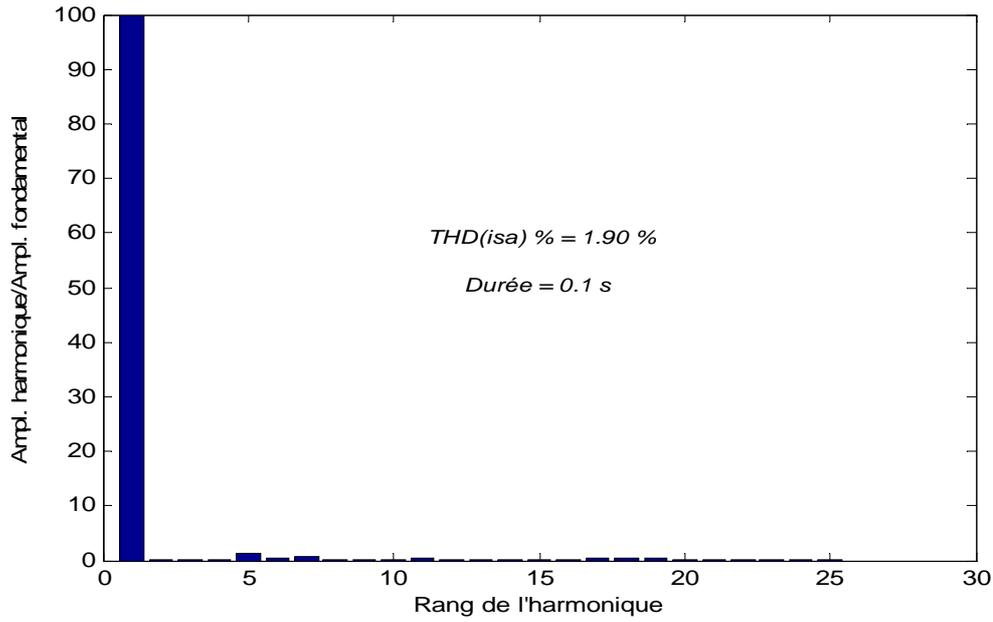


Fig. IV.17. Spectre harmonique de i_{sa} après correction classique et insertion de L_F .

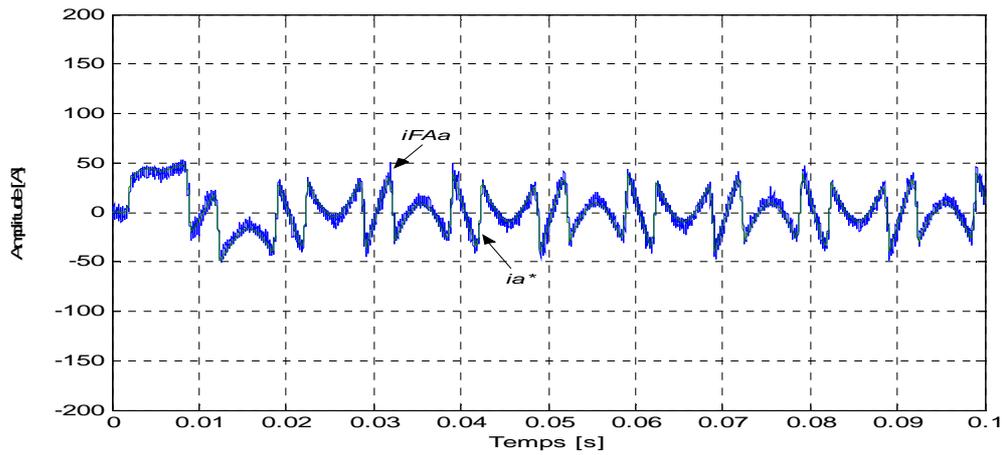


Fig. IV.18. Amélioration du courant généré par le filtre actif après insertion de L_F .

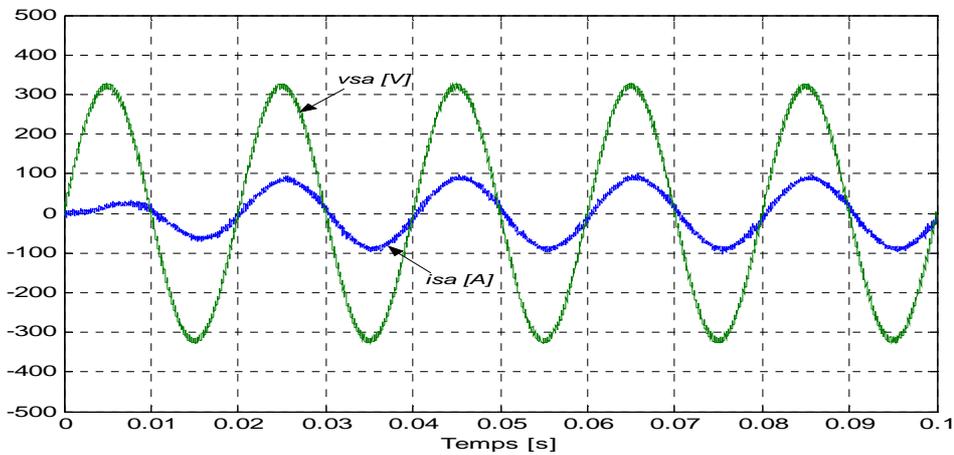


Fig. IV.19. Correction du facteur de puissance de la source.

Enfin, on montre dans la Fig. IV.20 l'allure de la tension v_{dc} avec laquelle le filtre actif a été alimenté. C'est une tension assez stable et oscillant autour de 880 V (ce qui justifie les valeurs considérées pour les deux condensateurs du diviseur capacitif 3180 μF en vertu de la formule (III.4) du Chap. III § III.3.1.3).

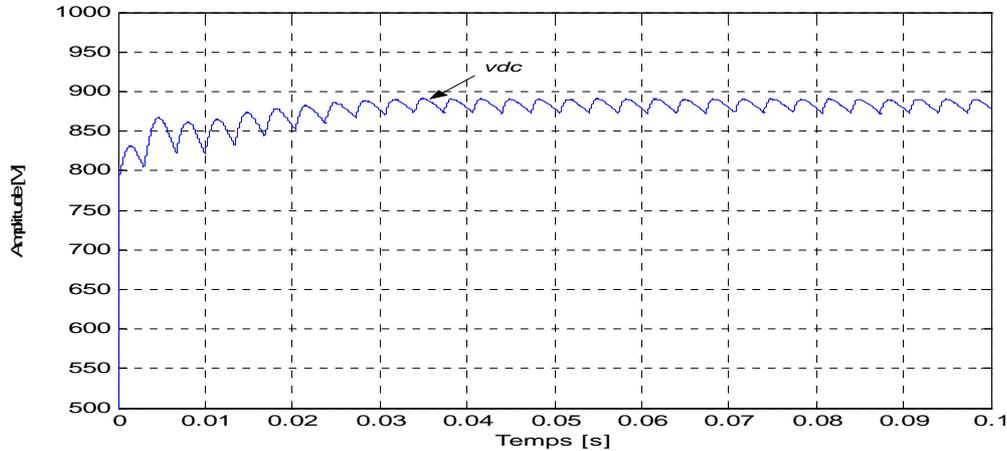


Fig. IV.20. Tension v_{dc} alimentant le filtre actif dans le cas d'une régulation classique du courant.

IV.2.2.3.3. Résultats de simulation avec correction floue du courant

Une fois le correcteur flou placé, selon le procédé illustré dans la Fig. IV.10, et programmé par les 5 règles floues précédentes, de meilleurs résultats ont été obtenus par rapport au cas de la correction classique, en particulier avant l'insertion de L_F .

A. Sans insertion de l'inductance de correction L_F

Le courant de source dépollué par le filtre actif flou est montré dans la Fig. IV.21. C'est une forme plus nette que celle de la Fig. IV.13.

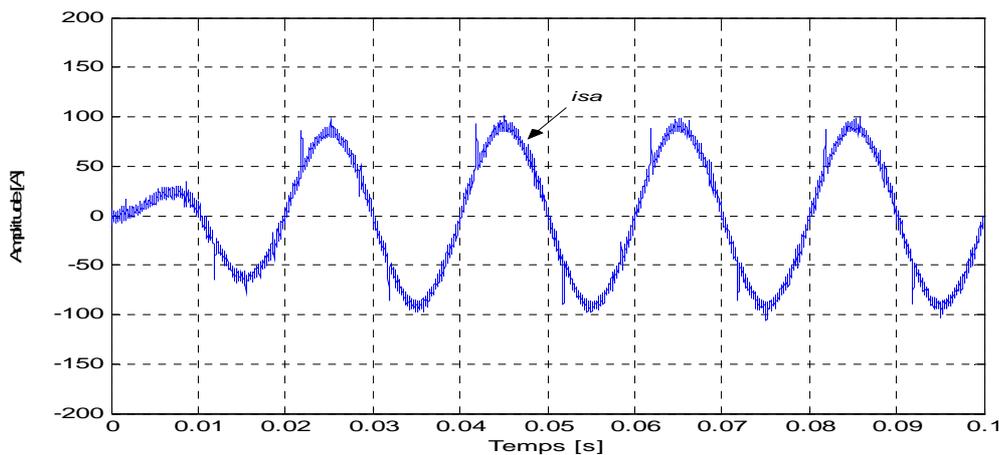


Fig. IV.21. Courant i_{sa} après correction floue et sans insertion de L_F .

Alors que dans le cas d'un correcteur *FPB* classique, le THDi était de 6.10 %, il a été réduit à 4.84 % lors de l'application du correcteur flou (Fig. IV.22).

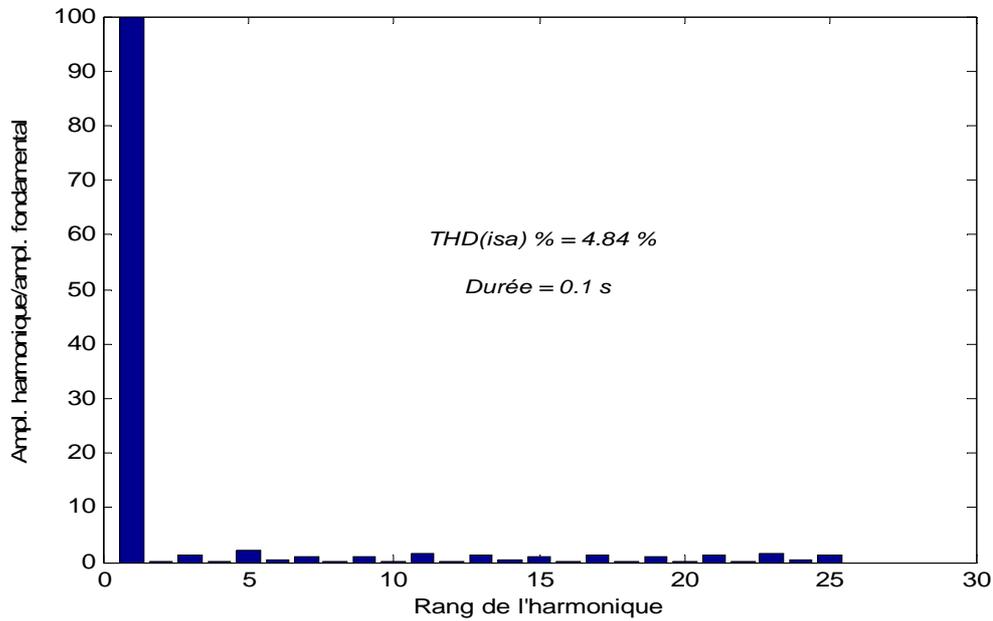


Fig. IV.22. Spectre harmonique de *isa* après correction floue sans insertion de L_F .

La commande floue a généré le courant illustré dans la Fig. IV.23, où on le voit poursuivre parfaitement sa référence.

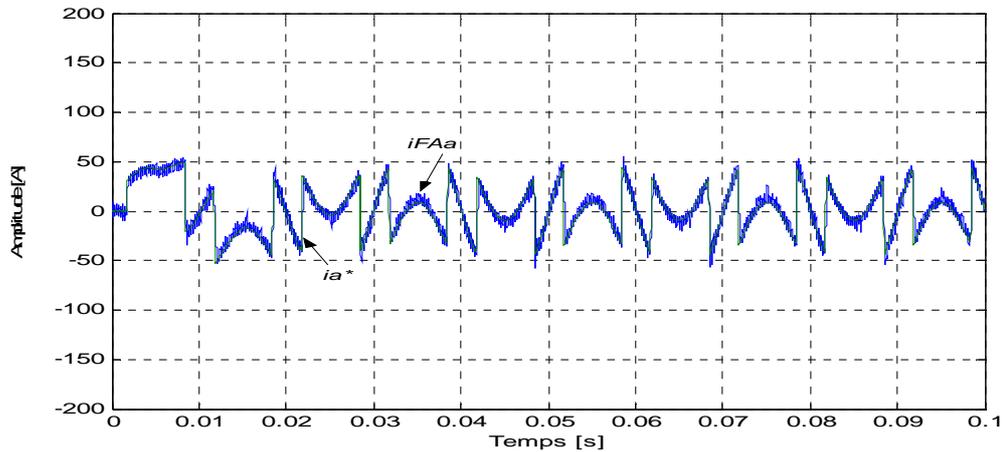


Fig. IV.23. Courant généré par le filtre actif flou poursuivant sa consigne.

B. Après insertion de l'inductance de correction L_F

En réalité, pas de grandes différences ont été notées lors de l'insertion de L_F par rapport au cas du correcteur classique. Le nouveau courant de source est montré dans la Fig. IV.24. Toutefois l'allure est meilleure si comparée avec la Fig. IV.16.

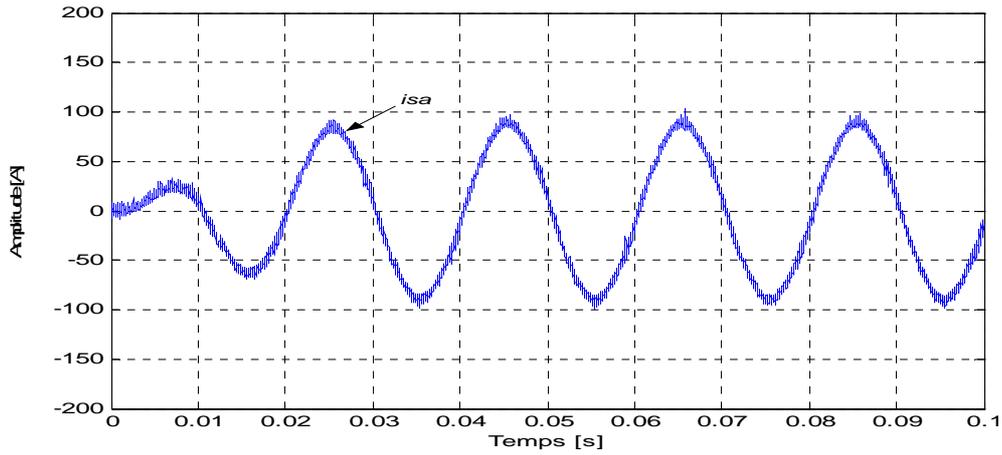


Fig. IV.24. Amélioration du courant *isa* après correction floue et insertion de L_F .

Cependant, la petite différence entre les deux cas classique et flou peut être visible dans le nouveau spectre harmonique de *isa* révélant un THDi de 1.82 % durant 0.1 s (Fig. IV.25).

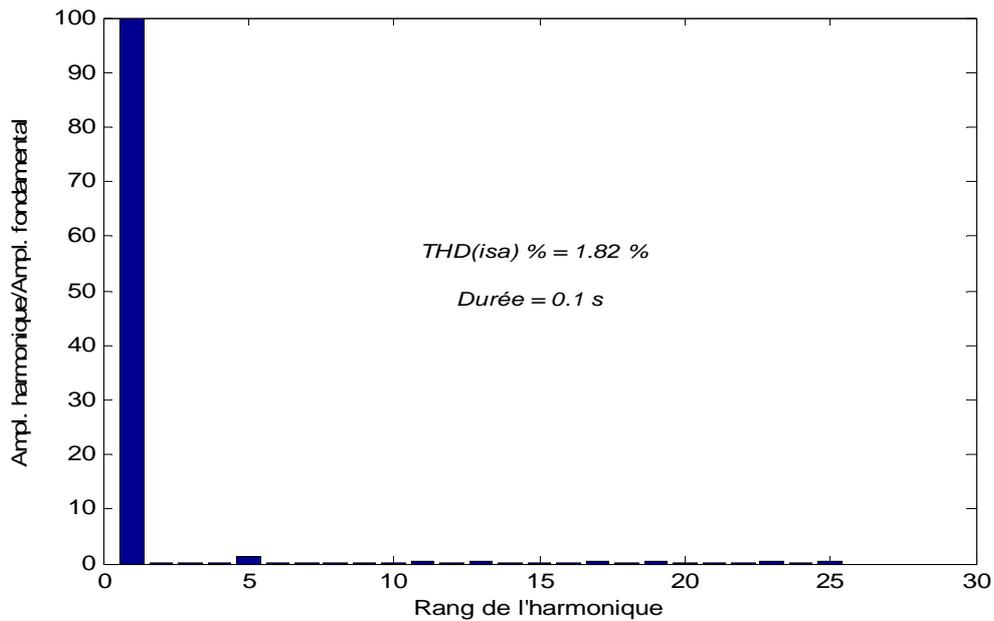


Fig. IV.25. Spectre harmonique de *isa* après correction floue et insertion de L_F .

L'impact du correcteur flou et de l'inductance L_F sur le filtre actif est également visible dans la courbe du courant généré (Fig. IV.26).

La Fig. IV.27, indiquant un décalage presque nul entre le courant et la tension de source, permet de s'assurer que le facteur de puissance n'a pas été perturbé par l'introduction du correcteur flou.

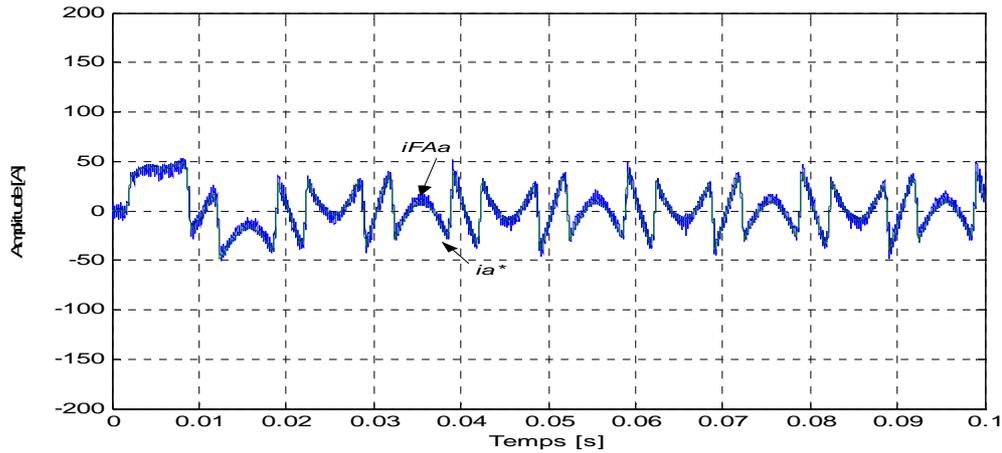


Fig. IV.26. Courant généré par le filtre actif flou avec insertion de L_F .

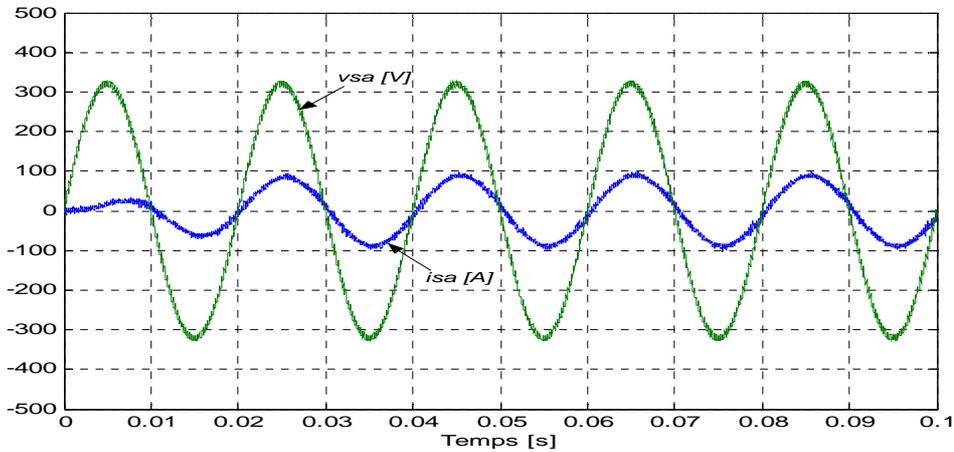


Fig. IV.27. Correction du facteur de puissance par le filtre actif flou.

IV.3. Application d'un filtre actif associé à l'éolienne

IV.3.1. Généralités sur les éoliennes⁸

Malgré que l'exploitation de l'énergie du vent date approximativement de 40 siècles, son *boom* n'est apparu que récemment. Cette énergie s'est avérée être une source potentielle de génération de l'électricité (Fig. IV.28) et sans le moindre impact sur l'environnement. Avec les progrès dans les conceptions aérodynamiques, les éoliennes pouvant capter plusieurs mégawatts sont maintenant disponibles. On prévoit même un renforcement des éoliennes dans les applications en pleine mer dites « *offshore* », tel le prototype Nordex N80 avec une puissance de 2.5 MW installé en Mars 2000 près de Aachen [93]. Lorsque de tels systèmes à conversion de l'énergie du vent, plus communément connus sous l'appellation anglaise *Wind Energy Conversion Systems* (WECS), sont intégrés avec le réseau, ils produisent une quantité substantielle de puissance, qui peut servir d'appoint à la puissance de base générée par les

⁸ Le terme *éolien* est originaire du nom du dieu des vents chez les grecs 'Éole'. Il signifie également *rapide, vif* ou *inconstant*.

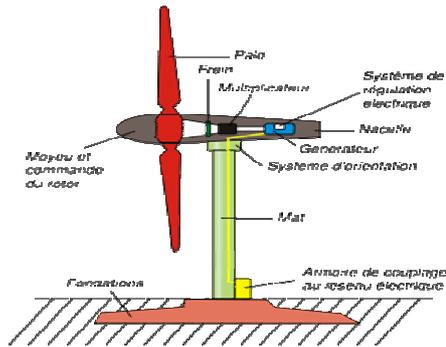


Fig. IV.28. Schéma d'une éolienne de type aérogénérateur⁹.

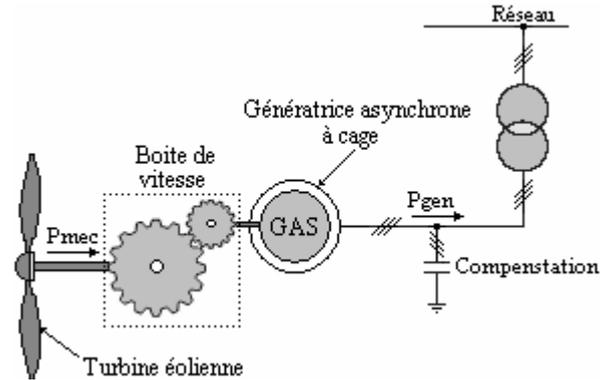


Fig. IV.29. Concept danois d'un WECS à vitesse fixe.

centrales thermiques, nucléaires ou hydrauliques. La taille des WECS peut varier de quelques centaines de kilowatts à plusieurs mégawatts [94]. Ces systèmes peuvent être à vitesse fixe ou ajustable.

IV.3.1.1. Système de conversion (WECS) à vitesse fixe

Plusieurs éoliennes de faible puissance ont été construites selon la conception danoise (Fig. IV.29) dans laquelle l'énergie du vent est transformée en énergie électrique via une simple génératrice asynchrone à cage, connectée directement à un réseau triphasé. Le rotor de l'éolienne est couplé à l'arbre de la génératrice par une boîte de vitesse à rapport constant. Quelques générateurs à induction utilisent des configurations à enroulement à pôle ajustable pour permettre un fonctionnement à plusieurs vitesses synchrones. Cependant, cette turbine danoise doit fondamentalement fonctionner à vitesse constante.

La construction et la performance des turbines à vitesse fixe dépendent des caractéristiques des composants mécaniques. Le temps de réponse de certains d'entre eux peut être de quelques dizaines de ms. Conséquemment, à chaque fois qu'un coup de vent heurte la turbine, une variation forte et rapide de la puissance électrique de sortie est observée. Ces variations de la charge ne nécessitent pas seulement une puissance suffisante pour un fonctionnement stable, mais aussi une conception mécanique robuste afin d'absorber les contraintes mécaniques. Cette stratégie engendre une construction mécanique à coût élevé, particulièrement dans le cas des grandes puissances.

IV.3.1.2. Système de conversion (WECS) à vitesse ajustable

Comme illustré dans la Fig. IV.30, un WECS à vitesse ajustable est essentiellement constitué d'une turbine à vent, d'une boîte de vitesse, d'une génératrice (le plus souvent synchrone à aimants permanents dite GSAP ou asynchrone double alimentation dite GADA, prête à être connectée à un réseau triphasé) et d'une chaîne de conversion statique (un redresseur, un banc capacitif et un onduleur de tension).

⁹ Une éolienne est essentiellement constituée d'un mât, d'un rotor composé de plusieurs pales, et d'une nacelle abritant les composants mécaniques, pneumatiques, certains composants électriques et électroniques.

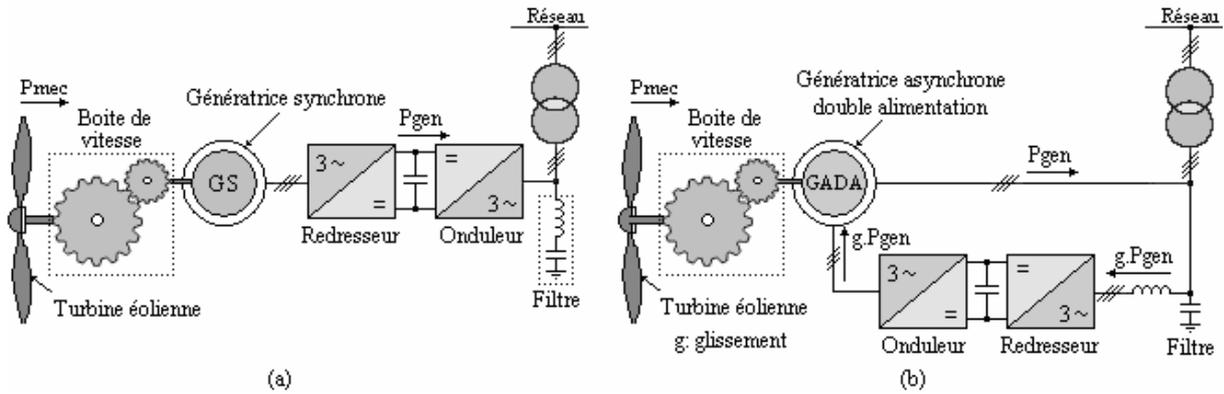


Fig. IV.30. WECS à vitesse ajustable. (a). WECS à génératrice synchrone. (b). WECS à génératrice asynchrone double alimentation.

En réalité, les génératrices à vitesse ajustables sont plus avantageuses que celles à vitesse constante [50, 93,94]. En effet:

- ♣ Du point de vue technico-économique, elles sont plus rentables et permettent un contrôle simple du système d'orientation (l'axe de rotation de l'éolienne doit rester la majeure partie du temps parallèle à la direction du vent). La vitesse (fréquence) ajustée assure la lenteur des constantes de temps du système d'orientation, réduisant ainsi la complexité. Aux faibles vitesses du vent, l'angle créé par le système d'orientation est fixe. Le réglage de cet angle est optimisé uniquement pour limiter la puissance maximale de sortie pour des vitesses élevées du vent.
- ♣ Elles réduisent les contraintes mécaniques: les rafales du vent peuvent être absorbées grâce à l'inertie mécanique de la turbine, créant ainsi une élasticité qui réduit les pulsations du couple causées par la pression du mât,
- ♣ Elles améliorent la qualité de l'énergie, en éliminant les variations de la puissance électrique, *c.-à-d.* l'élimination des creux de tension,
- ♣ Elles améliorent aussi l'efficacité du système: la vitesse de la turbine est ajustée en fonction de celle du vent afin de maximiser la puissance de sortie ; le fonctionnement dans des points de puissances maximales est réalisé pour une large gamme de puissance selon Fig. IV.31 où la courbe en rouge, relative aux points de puissances maximales, n'est réalisée qu'avec un WECS à vitesse variable [93],
- ♣ Elles réduisent les bruits acoustiques car le fonctionnement à faible vitesse n'est possible qu'avec des puissances faibles.

En outre, le fonctionnement près des côtes et même au large de la mer est réalisable avec ces génératrices à vitesse variable alors qu'il est irréalisable avec le modèle danois [93].

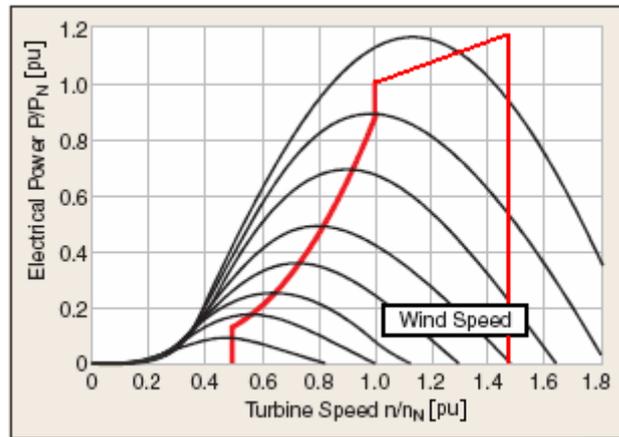


Fig. IV.31. Puissance électrique de sortie en fonction de la vitesse de la turbine.

IV.3.1.2.1. WECS à génératrice synchrone (Direct-in-Line ASG System)

Une génératrice synchrone (alternateur) est utilisée afin de produire une puissance alternative à fréquence variable (Fig. IV.30.a). Une chaîne de conversion statique (redresseur-bus continu-onduleur) connectée en série avec la génératrice transforme cette puissance à fréquence variable en une puissance à fréquence fixe.

Malgré que ces systèmes soient construits pour des puissances élevées (> 1.5 MW), ils présentent les inconvénients suivants:

- ♣ Le convertisseur de puissance, avec un taux de puissance de 1 pu de la puissance totale du système, est très coûteux,
- ♣ Les filtres de sortie sont dimensionnés eux aussi à un taux de 1 pu de la puissance totale, ce qui les rend chers et difficiles à mettre en œuvre,
- ♣ Ce système est plus complexe à construire (aimants permanents et convertisseurs) que les génératrices asynchrones.

IV.3.1.2.2. WECS à génératrice asynchrone double alimentation (Doubly Fed Induction Generator DFIG)

Les développements récents dans les WECS tendent à pallier aux inconvénients de la génératrice synchrone. La Fig. IV.30.b montre une alternative consistant en une génératrice asynchrone double alimentation ‘GADA’ avec une chaîne de conversion AC-AC à quatre quadrants connectée aux enroulements rotoriques.

Contrairement aux systèmes à génératrice synchrone, cette GADA offre les avantages suivants [93]:

- ♣ Un coût réduit du convertisseur, avec un taux de puissance de seulement 25 % de la puissance totale du système, alors que la vitesse est de ± aux alentours de la vitesse de synchronisme,
- ♣ Les filtres de sortie ont une puissance réduite à 0.25 pu de la puissance totale, et les harmoniques du convertisseur constituent une faible fraction de l’ensemble des harmoniques du système,

♣ La GADA à quatre quadrants permet une commande découplée des puissances active et réactive de la génératrice.

IV.3.2. Etude d'un filtre actif lié à une turbine éolienne

IV.3.2.1. Description générale du système étudié

La Fig. IV.32 montre les composantes globales du système étudié. L'ensemble est constitué d'une turbine éolienne, d'une charge non-linéaire en pont de Graëtz à 6 thyristors produisant une pollution harmonique, d'une génératrice asynchrone double alimentation (GADA) couplée à la turbine, d'un réseau alternatif triphasé d'une puissance adaptée à celle de la machine, d'un filtre actif trois niveaux lié au rotor, et d'un redresseur MLI assurant l'alimentation DC du filtre actif à travers un diviseur capacitif [50,95].

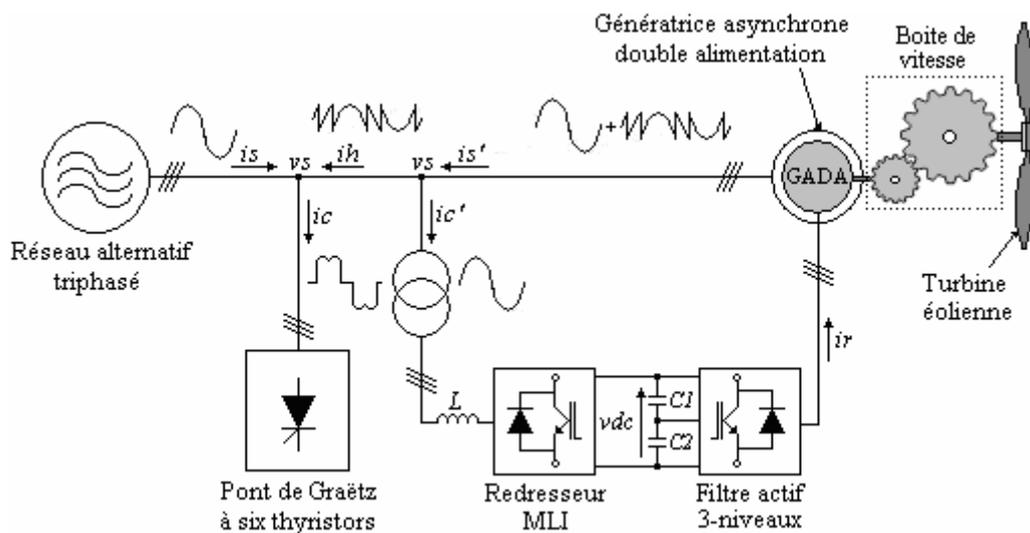


Fig. IV.32. Description générale d'un système à filtre actif lié à une turbine éolienne.

Avec:

i_s , courant de la source alternative triphasée, i_c , courant de la charge non-linéaire, i_c' , courant amont au redresseur MLI, i_s' , i_r courants statorique et rotorique de la GADA, i_h , courant harmonique.

Le principe de fonctionnement de ce système est tel que la GADA produit un courant i_s' constitué d'une composante fondamentale sinusoïdale et d'une somme de composantes harmoniques. Pour alimenter le filtre actif raccordé sur le rotor de la machine, on utilise un redresseur MLI à absorption sinusoïdale dont le courant absorbé est i_c' . En aval de la source alternative est branchée une charge non-linéaire produisant le courant i_c . En retranchant du courant i_c le courant i_h , le réseau garde un courant i_s d'une forme sinusoïdale. En accédant au rotor de la machine via le filtre actif, la régulation de la puissance active rentrant en jeu est possible.

IV.3.2.2. Modélisation

IV.3.2.2.1. Courants dans les différents noeuds

En vertu des lois de Kirchoff, les courants des différents noeuds s'expriment par:

$$\begin{aligned} i_s &= i_c - i_h \\ i_h &= i_s' - i_c' \end{aligned} \tag{IV.12}$$

IV.3.2.2.2. Génératrice asynchrone double alimentation

Le fonctionnement quatre quadrants d'une machine asynchrone double alimentation (MADA) est schématisé dans le diagramme de la Fig. IV.33, tel que P_s , P_r désignent les puissances absorbées ou fournies par le stator et le rotor de la machine. Lorsque le stator fournit de la puissance, la machine fonctionne en une génératrice (quadrants I et IV):

- ♣ hyper synchrone quand le rotor fournit une puissance (quadrant I),
- ♣ hypo synchrone quand le rotor absorbe une puissance (quadrant IV).

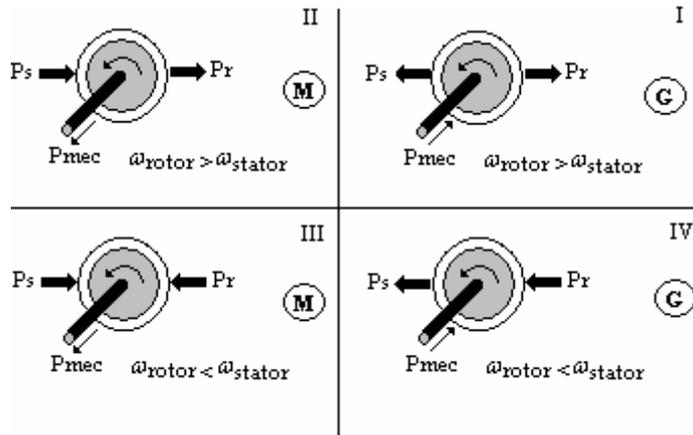


Fig. IV.33. Fonctionnement quatre quadrants d'une MADA.

Lorsque le stator est en absorption de puissance, la machine fonctionne en moteur (quadrants II et III).

Le système d'équations des tensions statoriques et rotoriques s'expriment dans le plan complexe par:

$$\begin{cases} \bar{v}_{s\ abc} = R_s' \bar{i}_{s\ abc} + L_s' p \bar{i}_{s\ abc} + L_m p \bar{i}_{r\ abc} e^{j\theta^r} + j\omega_r L_m \bar{i}_{r\ abc} e^{j\theta^r} \\ \bar{v}_{r\ abc} = R_r \bar{i}_{r\ abc} + L_r p \bar{i}_{r\ abc} + L_m p \bar{i}_{s\ abc} e^{j\theta^r} - j\omega_r L_m \bar{i}_{s\ abc} e^{j\theta^r} \end{cases} \tag{IV.13}$$

Telles que: R_s' , L_s' , résistance et inductance du stator, R_r , L_r , résistance et inductance du rotor, L_m , inductance mutuelle, $p = d/dt$, θ^r et ω_r , angle et vitesse angulaire du rotor.

Afin de réduire la complexité des équations des tensions, on procède à la transformation $d-q$ à travers la matrice $P(\theta)$ donnée par la formule (IV.14):

$$P(\theta) = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Dans l'objectif d'obtenir un référentiel commun pour les grandeurs statoriques et rotoriques, on suppose deux axes tournants fictifs ' d^e-q^e ' liés au stator et décalés du référentiel stationnaire statorique ' d^s-q^s ' d'un angle θ^e , et d'un angle $(\theta^e - \theta^r)$ à partir du référentiel rotorique d^r-q^r , ce dernier faisant un angle θ^r avec le référentiel statorique. Tous ces référentiels sont graphiquement représentés dans la Fig. IV.34.

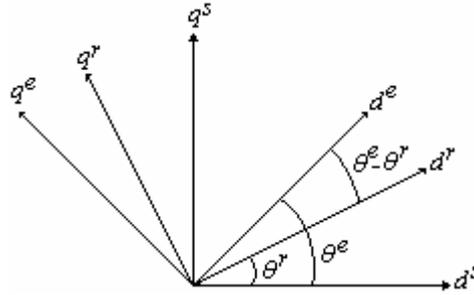


Fig. IV.34. Référentiels stationnaires et tournants.

Dans le référentiel d^e-q^e , les flux statoriques et rotoriques s'expriment par:

$$\begin{cases} \phi_{ds}^e = Ls'is_d^e + Lm.ir_d^e \\ \phi_{qs}^e = Ls'is_q^e + Lm.ir_q^e \\ \phi_{dr}^e = Lr.ir_d^e + Lm.is_d^e \\ \phi_{qr}^e = Lr.ir_q^e + Lm.is_q^e \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Ainsi, les tensions rotoriques seront données par:

$$\begin{cases} vr_d^e = Rr.ir_d^e - \omega_g \cdot \phi_{qr}^e + p\phi_{dr}^e \\ vr_q^e = Rr.ir_q^e + \omega_g \cdot \phi_{dr}^e + p\phi_{qr}^e \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Où ω_g est la vitesse de glissement telle que:

$$\omega_g = \omega_e - \omega_r \quad (\text{IV.17})$$

Avec: $\omega_e = d\theta_e/dt$, et $\omega_r = d\theta_r/dt$.

Dans cette application, on assume un flux statorique aligné sur l'axe d^e . Par conséquent, $\phi_{qs}^e = 0$. Ainsi, en substituant ϕ_{qs}^e par sa valeur donnée dans la 3^{ème} équation du système (IV.15), les courants rotoriques seront dérivés à partir de:

$$\begin{cases} ir_d^e = -(Ls'/Lm). i s_d'^e + (1/Lm). \phi_{ds}^e \\ ir_q^e = -(Ls'/Lm). is_q'^e \end{cases} \quad (IV.18)$$

En remplaçant (IV.18) dans les 3^{ème} et 4^{ème} équations du système (IV.15), on aboutit aux flux rotoriques d'expressions:

$$\begin{cases} \phi_{dr}^e = \sigma.Lr.ir_d^e + (1/Lm). \phi_{ds}^e \\ \phi_{qr}^e = \sigma.Lr.ir_q^e \end{cases} \quad (IV.19)$$

σ , compris entre 0 et 1, est le coefficient de dispersion. Conséquentment, les tensions rotoriques deviendront:

$$\begin{cases} vr_d^e = Rr.ir_d^e - \omega_g.\sigma.Lr.ir_q^e + \sigma.Lr.pir_d^e + (Lm/Ls). p\phi_{ds}^e \\ vr_q^e = Rr.ir_q^e + \omega_g.r.ir_d^e + \omega_g.(Lm/Ls).\phi_{ds}^e + \sigma.Lr.pir_q^e \end{cases} \quad (IV.20)$$

L'expression du couple électromagnétique dans le référentiel tournant d^e-q^e en fonction des variables statoriques est [50,93]:

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{po}{2} \cdot \text{Im} \left\{ \bar{i} s_d'^e \cdot \phi_{dq}^e \right\} = \frac{3}{2} \cdot \frac{po}{2} (\phi_{ds}^e . is_d'^e - \phi_{qs}^e . is_q'^e) \quad (IV.21)$$

po est le nombre de paires de pôles de la machine.

Moyennant l'hypothèse d'un flux statorique aligné sur l'axe d^e dans le référentiel d^e-q^e , le couple devient:

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{po}{2} \cdot \phi_{ds}^e . is_d'^e \quad (IV.22)$$

IV.3.2.2.3. Filtre actif

Le filtre actif, placé en parallèle, est un onduleur de tension trois niveaux dont la modélisation a été présentée dans le *Chap. II § 3.4.2*. Pour calculer les courants harmoniques de référence, on a adopté la méthode de la théorie de la puissance instantanée réactive (*cf. Chap. II § 2.2.1*), et pour le génération des ordres de commutation, on utilise une MLI intersective à deux porteuses en dents de scie (*cf. Chap. III § 4.2.2*).

IV.3.2.2.4. Turbine éolienne

Les grandeurs mécaniques (puissance et le couple) sont gouvernées par:

$$P_{mec} = (\rho/2) . \pi . r^2 . C_p(\lambda) . V^3 \quad (IV.23)$$

$$C_{mec} = (\rho/2) . \pi . r^3 . C_p(\lambda) . V^2 \quad (IV.24)$$

Où:

ρ , densité de l'air (environ $1,23 \text{ kg/m}^3$ à 15 °C et à pression atmosphérique $1,0132 \text{ bar}$), r , rayon de la pale de la turbine, V , vitesse du vent, λ , rapport de la vitesse rotorique ω_r à la vitesse du vent V , $C_p(\lambda)$, $C_c(\lambda)$ sont respectivement le coefficient de la puissance aérodynamique et le coefficient du couple, $C_c = C_p/\lambda$.

La puissance captée peut être maximisée à n'importe quelle vitesse du vent si $C_p(\lambda)$ est contraint à demeurer à la valeur maximale. L'énergie du vent dépend de la méthode avec laquelle le point de puissance maximale (*Maximum Power Point Tracking ou MPPT*) a été repéré. La méthode conventionnelle consiste à générer une loi de commande assurant une variation de la puissance en fonction du cube de la vitesse angulaire de la turbine, comme écrit dans les équations (IV.25) et (IV.26) [96].

$$P_{\max}^* = k_{\max} \cdot \omega_r^3 \quad (\text{IV.25})$$

$$k_{\max} = (1/2) C_{\max} \cdot \rho \cdot A \cdot (r/\lambda_{\max})^3 \quad (\text{IV.26})$$

Avec: A , surface balayée de la turbine.

P_{\max} définit le point de puissance maximale capturée. Comme les conditions liées au vent sont en variation continue, l'objectif de la loi de commande est de maintenir le point de fonctionnement de la turbine satisfaisant à P_{\max} . Pour une vitesse du vent V supérieure à un taux donné, l'énergie captée doit être limitée en imposant un contrôle adapté ou en commandant la GADA pour les points de calage (*stall points*). Cette méthode est appelée *mode de commande du courant*.

Lorsque la puissance de la GADA diminue au dessous de P_{\min} , correspondant au point de puissance maximale à la vitesse minimale du vent V_{\min} , le système est piloté par le mode de commande en vitesse. Si la puissance s'élève au dessus de P_{\min} , on retourne au mode de commande en courant. Toutes ces situations sont résumées dans la Fig. IV.31. Comme illustré dans cette figure, la zone de fonctionnement est limitée entre 0.5 et 1 pu. Lorsque la vitesse est égale à 0.5 pu, on est dans le cas du mode de commande en courant. Au delà de P_{\min} , on est dans le cas du mode de commande en vitesse. En élevant la puissance de la GADA, le système entre dans le mode de repérage du point maximum de la puissance au-dessus de la vitesse de synchronisme. A ce point, la puissance du stator a atteint sa limite tandis que celle du rotor est nulle. Si la vitesse est comprise entre 1 pu et 1.5 pu, la machine fonctionne avec un couple constant.

IV.3.2.3. Circuit de commande des courants rotoriques

IV.3.2.3.1. Schéma global

La circuiterie de commande est dédiée aux courants du rotor de la GADA constituant la partie connectée au filtre actif. Afin de produire les courants de compensation désirés, le filtre actif doit fonctionner correctement. Pour accomplir cette tâche, on a adopté le circuit de

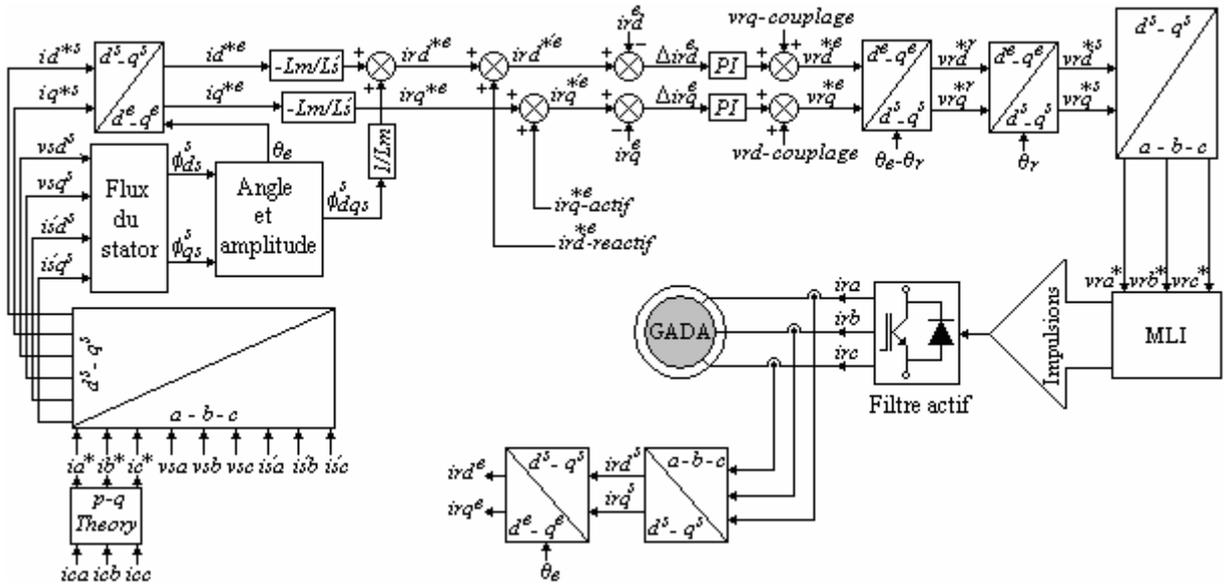


Fig. IV.35. Circuit de commande du filtre actif et des courants rotoriques de la GADA.

commande établi dans la référence [50], communément appelée *Commande à Flux Statorique Orienté*. Ce dernier est présenté dans la Fig. IV.35.

IV.3.2.3.2. Etapes de conception du circuit de commande

A. Bloc de calcul des courants de référence

Dans ce bloc, le calcul des courants harmoniques de référence s'effectuera à l'aide de la théorie de la puissance instantanée réactive. En entrée, le bloc est défini par les courants absorbés par la charge polluante $i_{c_{a,b,c}}$, et en sortie, on a les courants de référence $i^*_{a,b,c}$.

B. Transformation a-b-c/d^s-q^s

Dans ce 2^{ème} bloc, les courants de référence précédemment calculés, ainsi que les courants statoriques et les tensions du point de raccordement commun, seront transformés en des grandeurs diphasées dans le référentiel stationnaire d^s-q^s . Cette transformation est possible via la matrice $P(\theta)$, donnée par la formule (IV.14), appliquée à $i^*_{a,b,c}$, $v_{s_{a,b,c}}$ et $i_{s'_{a,b,c}}$.

C. Caractéristiques du Flux statorique

Les flux statoriques ϕ_{ds}^s et ϕ_{qs}^s se calculent, dans le référentiel stationnaire, par:

$$\begin{cases} \phi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s' i_{ds}^s) dt \\ \phi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s' i_{qs}^s) dt \end{cases} \quad (IV.27)$$

Ainsi, l'amplitude du flux statorique vaudra: $\phi_{dqs}^s = \sqrt{(\phi_{ds}^s)^2 + (\phi_{qs}^s)^2}$.

Selon l'hypothèse d'un flux statorique, dans le référentiel d^e-q^e , aligné sur l'axe d^e , son amplitude ϕ_{dqs}^s sera égale à ϕ_{ds}^e , comme illustré sur le diagramme vectoriel de la Fig. IV.36.

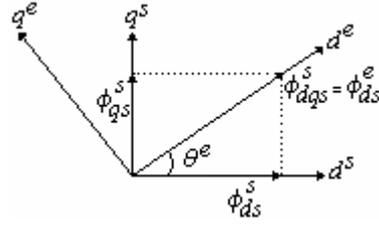


Fig. IV.36. Caractéristiques du flux statorique dans les axes d^s - q^s et d^e - q^e .

Tel que l'angle θ^e est déterminé par: $\theta^e = \arctan(\phi_{qs}^s / \phi_{ds}^s)$.

D. Transformation d^s - q^s/d^e - q^e

Cette transformation concerne les courants de référence de la charge non-linéaire. Elle est donnée par:

$$\begin{bmatrix} i_d^{*e} \\ i_q^{*e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^e) & -\sin(\theta^e) \\ \sin(\theta^e) & \cos(\theta^e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d^{*s} \\ i_q^{*s} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

E. Calcul des courants rotoriques de référence

Les courants rotoriques de référence se calculent, à partir des courants de référence de la charge non-linéaire et des grandeurs de la machine, par:

$$\begin{cases} ir_d^{*e} = -(Ls'/Lm) \cdot i_d^{*e} + (1/Lm) \cdot \phi_{ds}^e \\ ir_q^{*e} = -(Ls'/Lm) \cdot i_q^{*e} \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

Ces courants rotoriques de référence serviront pour la compensation des courants harmoniques causés par la charge non-linéaire.

F. Détermination de la demande en courants rotoriques

La demande en courants rotoriques est représentée dans le diagramme de la Fig. IV.35 par les courants ir_d^{*e} et ir_q^{*e} s'exprimant par:

$$\begin{cases} ir_d^{*e} = ir_d^{*e} + ir_{d\text{-réactif}}^{*e} \\ ir_q^{*e} = ir_q^{*e} + ir_{q\text{-actif}}^{*e} \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

Tel que:

ir_d^{*e}, ir_q^{*e} , composantes dédiées à la compensation de la pollution harmonique produite par la charge non-linéaire,

$ir_{d\text{-réactif}}^{*e}, ir_{q\text{-actif}}^{*e}$, composantes nécessaires pour la commande découplée des puissances réactive et active.

Pour le calcul de $ir_{d-reactif}^{*e}$ et $ir_{q-actif}^{*e}$ on extrait d'abord les expressions des puissances active et réactive dans un référentiel quelconque d^x-q^x (cf. formules (II.3) et (II.4), Chap. II § 2.2.1):

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} \cdot (vs_d^x \cdot is_d^x + vs_q^x \cdot is_q^x) \\ Q_s = \frac{3}{2} \cdot (vs_q^x \cdot is_d^x - vs_d^x \cdot is_q^x) \end{cases} \quad (IV.31)$$

A présent que la GADA est connectée au réseau alternatif, on peut considérer les tensions du stator comme sinusoïdales. Donc, dans le plan d^e-q^e , on a $vs_d^e = 0$ (car $\phi_{qs}^e = 0$) et $vs_q^e = Vm$, Vm étant l'amplitude de la tension du réseau alternatif auquel la machine est connectée. Par conséquent, les puissances active et réactive seront données dans le référentiel d^e-q^e par:

$$\begin{cases} P_s^* = \frac{3}{2} \cdot (Vm \cdot is_q^e) \\ Q_s^* = \frac{3}{2} \cdot (Vm \cdot is_d^e) \end{cases} \quad (IV.32)$$

En substituant les courants statoriques par leurs valeurs extraites à partir des expressions du système (IV.18), on obtient:

$$\begin{cases} P_s^* = -\frac{3}{2} \cdot (Vm \cdot \frac{Lm}{Ls'} \cdot ir_{q-actif}^{*e}) \\ Q_s^* = \frac{3}{2} \cdot \frac{Vm}{Ls'} \cdot (\phi_{ds}^e - Lm \cdot ir_{d-reactif}^{*e}) \end{cases} \quad (IV.33)$$

Ainsi, on a réussi à obtenir une commande découplée des puissances active et réactive de la machine. Dans le cas d'une production de l'énergie électrique à partir d'une éolienne, P_s^* est commandée de façon à varier selon le cube de la vitesse rotorique dans l'objectif de fonctionner dans le mode de transfert du maximum de puissance (équation IV.25).

Finalement, les composantes $ir_{d-reactif}^{*e}$ et $ir_{q-actif}^{*e}$ seront déduites de la formule (IV.33) [50].

G. Calcul des tensions rotoriques de référence

Les deux équations du système (IV.20) indiquent un fort couplage entre les axes d et q . Pour découpler ces axes, quelques simplifications doivent être considérées.

- ♣ Le flux statorique est supposé constant ; ainsi sa dérivée est nulle ($d\phi_{ds}^e/dt = 0$).
- ♣ La correction des erreurs des courants rotoriques Δir_d^e et Δir_q^e sera effectuée sans prise en compte des termes de couplage $vr_{q-couplage}$ et $vr_{d-couplage}$.

En conséquence, on obtient des tensions rotoriques de référence exprimées par:

$$\begin{cases} vr_d^{*e} = PI \cdot (ir_d^{*e} - ir_d^e) + vr_{q-couplage} \\ vr_q^{*e} = PI \cdot (ir_q^{*e} - ir_q^e) + \omega_g \cdot \sigma \cdot Lr \cdot ir_d^e + vr_{d-couplage} \end{cases} \quad (IV.34)$$

Telles que:

$$\begin{cases} vr_{q-couplage} = -\omega_g \cdot \sigma \cdot Lr \cdot ir_q^e \\ vr_{d-couplage} = \omega_g \cdot \sigma \cdot Lr \cdot ir_d^e + \omega_g \cdot (Lm / Ls') \cdot \phi_{ds}^e \end{cases} \quad (IV.35)$$

PI est un correcteur Proportionnel-Intégral. Le dimensionnement des coefficients Kp et Ki du PI peut se réaliser en fonction du diagramme de la Fig. IV.37 et des systèmes (IV.20) et (IV.36), comme suit¹⁰:

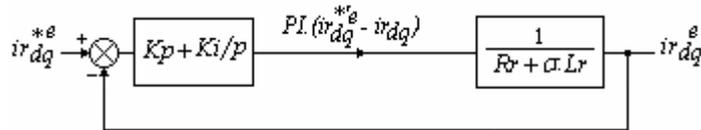


Fig. IV.37. Dimensionnement des coefficients du correcteur PI.

♣ La fonction de transfert en boucle ouverte *FTBO* est donnée par:

$$FTBO(p) = \frac{p + Ki / Kp}{p / Kp} \cdot \frac{1 / (\sigma \cdot Lr)}{p + Rr / (\sigma \cdot Lr)} \quad (IV.36)$$

Les zéros de ce système s'éliminent en appliquant l'égalité:

$$p + Ki / Kp = p + Rr / (\sigma \cdot Lr) \quad (IV.37)$$

Par conséquent:

$$Ki / Kp = Rr / (\sigma \cdot Lr) \quad (IV.38)$$

Et la *FTBO* devient:

$$FTBO(p) = Kp / (\sigma \cdot Lr \cdot p) \quad (IV.39)$$

♣ En boucle fermée, la fonction de transfert *FTBF* est définie par:

$$FTBF(p) = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{1}{1 + \tau_r \cdot p} \quad (IV.40)$$

Où:

$$\tau_r = Rr / Kp \quad (IV.41)$$

est le temps de réponse du système.

Maintenant, à partir des équations (IV.38) et (IV.41), la détermination des valeurs de Kp et Ki devient aisée, car ces derniers sont dépendants des paramètres de la machine, sensés être identifiés au préalable.

¹⁰ Plus de détail sur le calcul des coefficients des correcteurs (PI et autres) est consultable dans la référence [97].

H. Transformations d^e-q^e/d^r-q^r , d^r-q^r/d^s-q^s , et $d^s-q^s/a-b-c$

La dernière étape dans la conception du circuit de commande de la Fig. 35 consiste à revenir au référentiel $a-b-c$ de départ. Pour ce faire, il faut d'abord passer des axes tournant d^e-q^e vers le référentiel rotorique d^r-q^r , ensuite du référentiel rotorique tournant vers celui stationnaire statorique d^s-q^s , enfin du référentiel stationnaire vers le plan $a-b-c$. Toutes ces situations se réalisent successivement par les formules qui suivent:

$$\begin{bmatrix} vr_d^{*r} \\ vr_q^{*r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^e - \theta^r) & \sin(\theta^e - \theta^r) \\ -\sin(\theta^e - \theta^r) & \cos(\theta^e - \theta^r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} vr_d^{*e} \\ vr_q^{*e} \end{bmatrix} \tag{IV.42}$$

$$\begin{bmatrix} vr_d^{*s} \\ vr_q^{*s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^r) & \sin(\theta^r) \\ -\sin(\theta^r) & \cos(\theta^r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} vr_d^{*r} \\ vr_q^{*r} \end{bmatrix} \tag{IV.43}$$

$$\begin{bmatrix} vr_a^* \\ vr_b^* \\ vr_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} vr_d^{*s} \\ vr_q^{*s} \end{bmatrix} \tag{IV.44}$$

IV.3.2.4. Circuit de commande du redresseur MLI

L'objectif du redresseur MLI (*Front-End-PWM Converter 'FEC'*) est de maintenir la tension du bus continu constante sans tenir compte de la direction d'écoulement de la puissance du rotor. Pour la commande du redresseur, on utilise une commande à flux orienté (similaire à celle étudiée plus haut et appliquée au rotor de la machine) avec un référentiel dirigé le long du stator ou de la position des tensions du réseau, permettant un contrôle indépendant des puissances active et réactive s'écoulant entre le réseau et le redresseur. Ce dernier est régulé en courant, tel que la composante directe est dédiée à la régulation de la puissance réactive, tandis que la composante en quadrature est destinée à la régulation de la tension du bus continu. La structure de ce convertisseur ainsi connectée au réseau est montrée dans la Fig. IV.38.

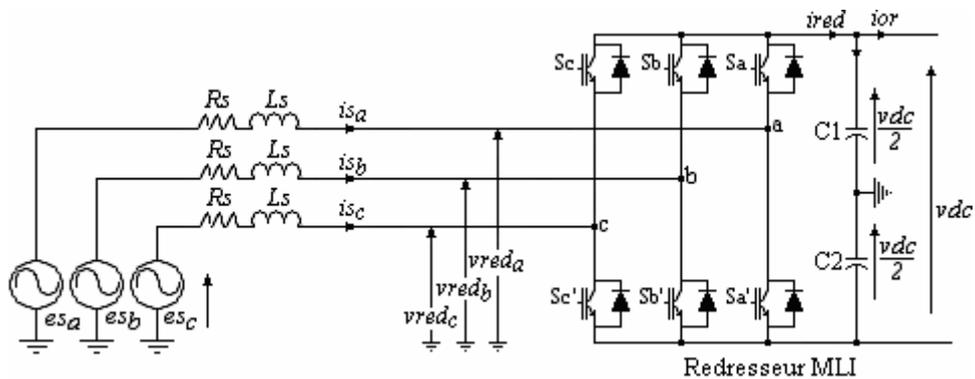


Fig. IV.38. Connexion du redresseur MLI au réseau.

Le système de la Fig. IV.38 est régi par l'expression suivante:

$$\begin{bmatrix} es_a \\ es_b \\ es_c \end{bmatrix} = Rs \cdot \begin{bmatrix} is_a \\ is_b \\ is_c \end{bmatrix} + Ls \cdot p \begin{bmatrix} is_a \\ is_b \\ is_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{reda} \\ v_{redb} \\ v_{redc} \end{bmatrix} \tag{IV.45}$$

Rs, Ls sont la résistance et l'inductance de la ligne. Dans le référentiel d^e-q^e , on a:

$$\begin{cases} es_d^e = Rs.is_d^e + Ls.pis_d^e - \omega_e.Ls.is_q^e + v_{red_d}^e \\ es_q^e = Rs.is_q^e + Ls.pis_q^e + \omega_e.Ls.is_d^e + v_{red_q}^e \end{cases} \tag{IV.46}$$

En alignant l'axe q^e le long de la tension statorique, alors $v_d^e = 0$ et $v_q^e = V_m$ (V_m est l'amplitude de la tension du réseau). Similairement aux expressions (IV.31) et (IV.32), les puissances active et réactive sont respectivement proportionnelles à is_q^e, is_d^e

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \cdot (v_m.is_q^e) = v_{dc}.i_{red} \\ Q = \frac{3}{2} \cdot (v_m.is_d^e) \end{cases} \tag{IV.47}$$

Où i_{red} est le courant redressé. Dans ce système d'équations, il est clair que la tension v_{dc} du bus continu peut être commandée à partir de is_q^e . Ainsi, le circuit de commande peut être développé pour is_q^e et is_d^e , avec une commande de is_q^e obtenue de l'erreur Δv_{dc} à travers un PI , tandis que la commande de is_d^e détermine le déplacement du facteur de puissance du côté réseau. Enfin, le circuit de commande du redresseur est réalisé dans le schéma de la Fig. IV.39.

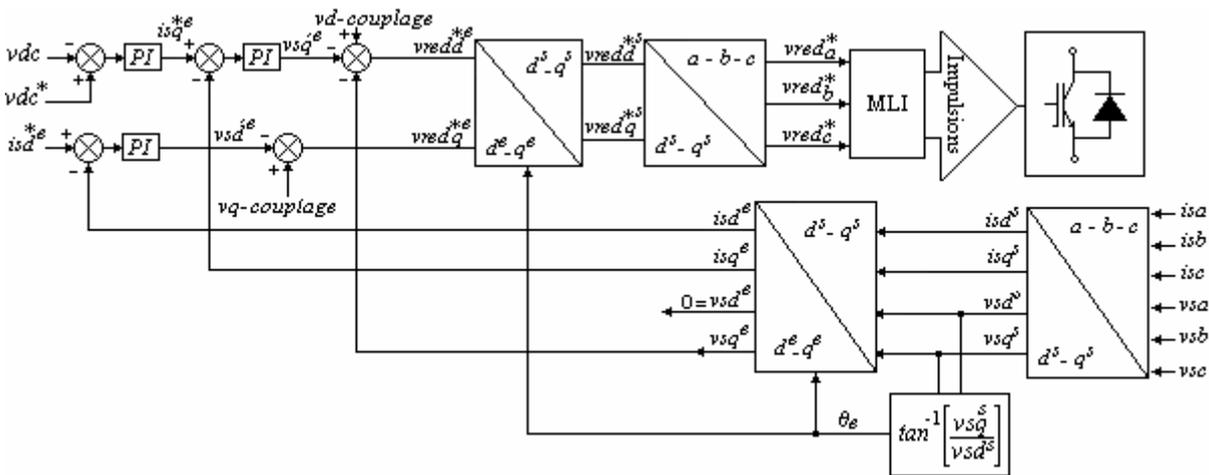


Fig. IV.39. Circuit de commande du redresseur MLI.

Avec:

$$\begin{cases} v s_d^e = R s . i s_d^e + L s . p i s_d^e \\ v s_q^e = R s . i s_q^e + L s . p i s_q^e \\ v_{d-couplage} = -\omega_e . L s . i s_d^e \\ v_{q-couplage} = \omega_e . L s . i s_q^e \end{cases} \quad (IV.48)$$

IV.3.2.5. Résultats de simulation sous Matlab-Simulink

IV.3.2.5.1. Paramètres de la simulation

Le modèle de la turbine éolienne et celui de la GADA ont été empruntés des démo du logiciel Matlab-Simulink/SimPowerSystems/psbwindgen, se basant sur la conception danoise traitée dans le § IV.3.1.1 (utilisation d'une génératrice asynchrone à cage). Le modèle de la turbine éolienne est illustré dans la Fig. IV.40, défini en entrée par la vitesse du vent et celle de la turbine, et en sortie par le couple mécanique. Ce dernier est le quotient de la puissance mécanique (calculée selon la formule (IV.23)) à la vitesse de la turbine.

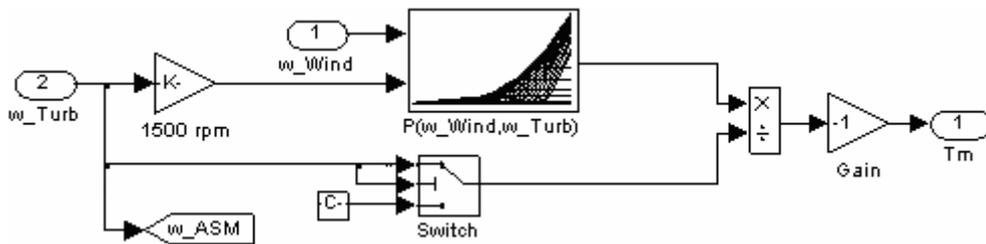


Fig. IV.40. Modèle de la turbine éolienne établi sous Matlab-Simulink.

Aussi, on a emprunté du modèle psb3phPWM des démo la commande qu'on a appliqué au redresseur MLI.

Les paramètres de la simulation sont inscrits dans le Tableau IV.3.

TABLEAU IV.3

PARAMETRES DE SIMULATION D'UN FILTRE ACTIF APPLIQUE À L'EOLIENNE.

Paramètre		Valeur numérique
<u>Réseau alternatif</u>	Es RMS (efficace)	277.13 V
	Fréquence f	50 Hz
	Résistance de ligne Rs	0.5 mΩ
	Inductance de ligne Ls	19.4 μH
<u>Charge linéaire</u> (aval à la charge non-linéaire)	Résistance de charge DC Rc	2 Ω
	Inductance de charge DC Lc	25 mH
<u>Génératrice asynchrone double alimentation GADA</u>	Sn, Un (phase-phase), fn	275 kVA, 480 V, 50 Hz
	Rs', Ls', Rr, Lr, Lm	13.4 mΩ, 0.132 mH, 12.6 mΩ, 0.132 mH, 9.1 mH
	Moment d'inertie J, coefficient de frottement f, nombre de paires de pôles po	44.63 kg.m ² , 0, 2

Turbine éolienne	λ, V	114.3, 10 m/s
Filtre actif	$C_{1,2}, f_s, K_p, K_i$	1520 μ F, 10 kHz, 0.132, 12.6
Inductance de correction	L	5 mH

Remarques

♣ Les impédances relatives à la machine, empruntée des démo, ont été données en pu: $R_s' = 0.016$ pu, $L_s' = 0.06$ pu, $R_r = 0.015$ pu, $L_r = 0.06$ pu, $L_m = 3.5$ pu. Comme ces dernières interviennent dans le circuit de commande des courants rotoriques, on les a converties en unités SI comme suit: puissance de base = 275/3 kVA par phase, tension de base = $480/\sqrt{3}$ V, courant de base = 333.77 A, impédance de base = 0.838 Ω , résistance de base = 0.838 Ω , inductance de base = 0.0027 H, vitesse de base $\omega = 1500.2\pi/50 = 157$ rad/s.

♣ Pour le calcul du moment d'inertie J en kg.m^2 , on a considéré la valeur du coefficient d'inertie en secondes (2 s, prise du modèle des démo), puis, on a appliqué la formule suivante: coefficient d'inertie = $(1/2.J.\omega^2)/S_n$.

IV.3.2.5.2. Résultats de simulation

Le courant absorbé par la charge polluante est illustré dans la Fig. IV.41. Le THDi est de 22.94 %, comme indiqué dans le spectre de la Fig. IV.42.

Après opération de filtrage actif, le courant dans la source est quasi-sinusoïdal (Fig. IV.43). Le THDi est de 4.38 % pendant une durée de 0.1 s (Fig. IV.44).

Concernant le facteur de puissance, la Fig. IV.45 révèle une valeur assez proche de l'unité dans la mesure où les courbes du courant et de la tension du côté réseau alternatif sont presque en phase.

Le filtre actif est alimenté en DC avec la tension v_{dc} fournie par le redresseur MLI. Celle-ci est montrée dans la Fig. IV.46. On voit des variations autour de 500 V.

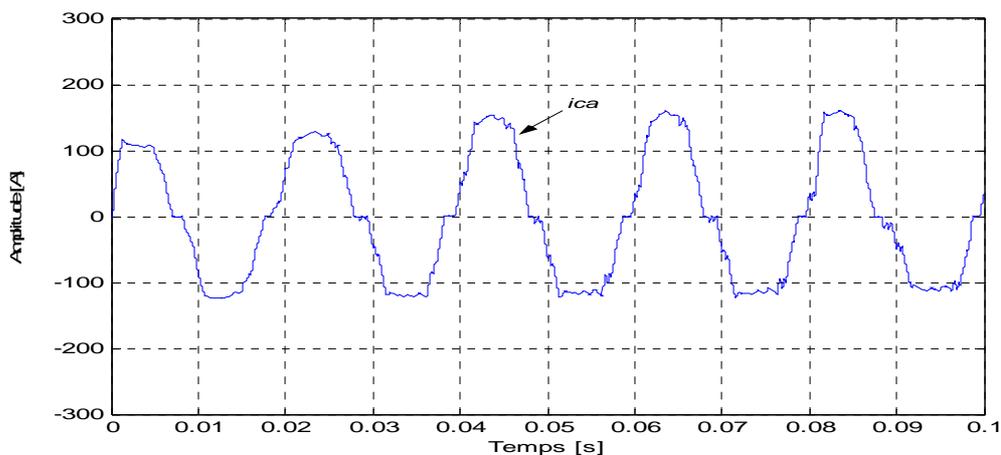


Fig. IV.41. Courant absorbé par la charge non-linéaire.

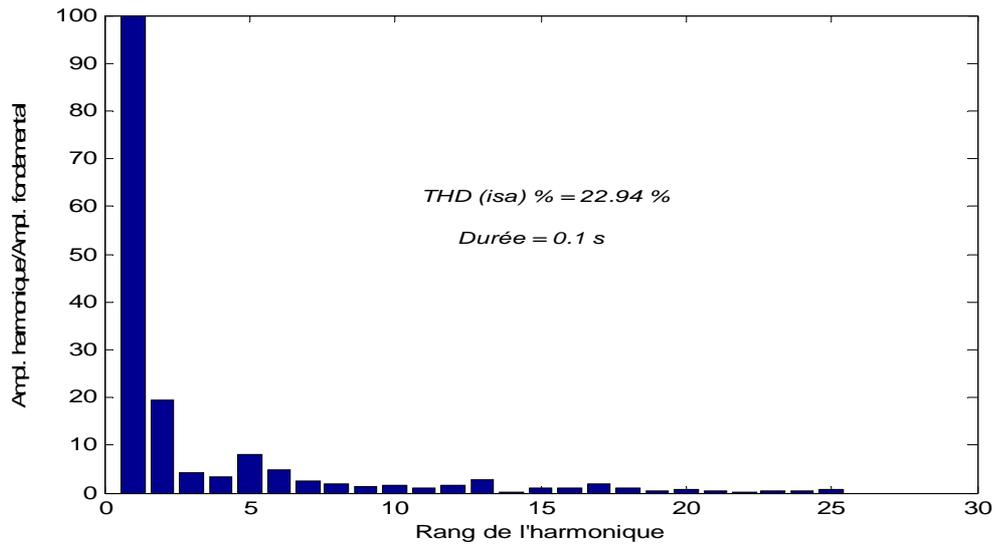


Fig. IV.42. Spectre harmonique du courant de la charge non-linéaire

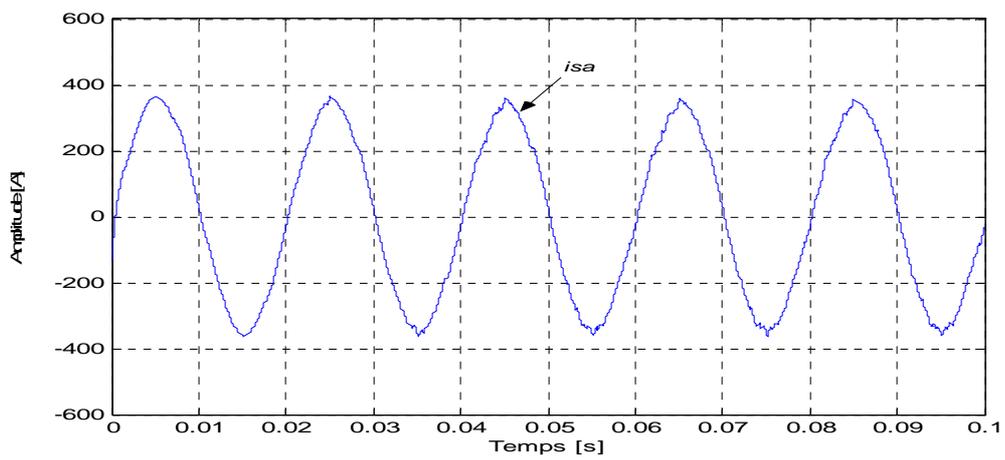


Fig. IV.43. Courant de source isa après filtrage actif.

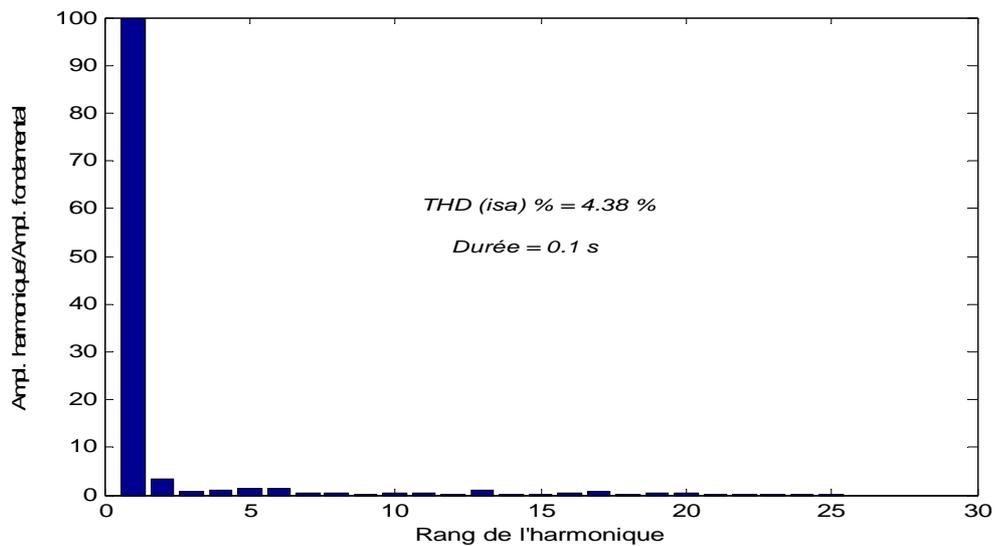


Fig. IV.44. Spectre harmonique du courant filtré et THDi correspondant.

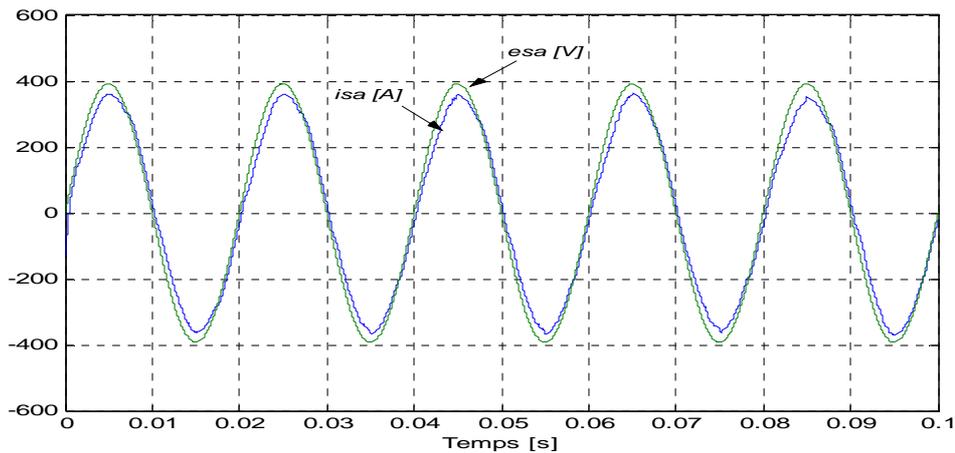


Fig. IV.45. Facteur de puissance corrigé du côté réseau alternatif.

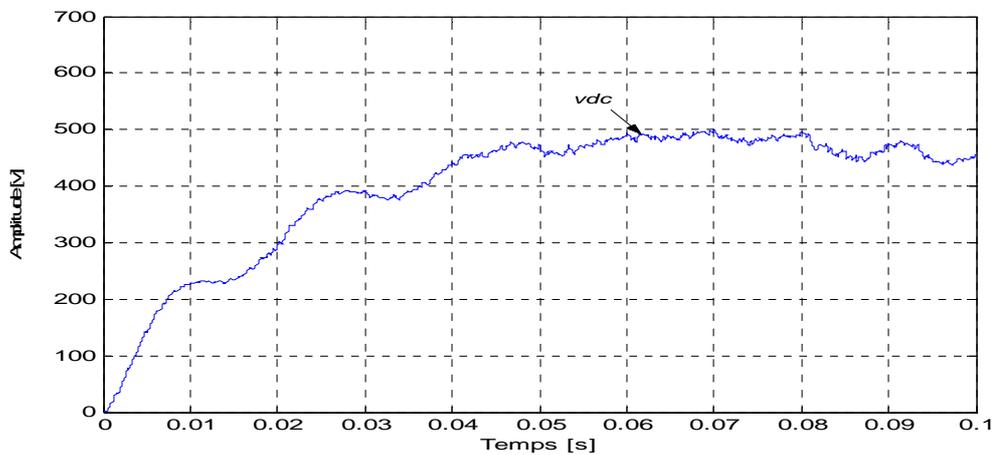


Fig. IV.46. Tension v_{dc} fournie par le redresseur et alimentant le filtre actif.

Les courants du stator is'_a , harmonique iha et celui absorbé par le redresseur MLI ic'_a sont illustrés dans la Fig. IV.47 (a), (b) et (c). L'allure du courant harmonique iha diffère de celle théorique représentée dans la Fig. IV.32, tandis que celle redresseur MLI est presque sinusoïdale.

Maintenant, du côté rotorique de la GADA, on montre dans la Fig. IV.48 les courants rotoriques diphasés dans les axes d^e-q^e . On constate des allures contenant des composantes harmoniques ressemblant à celles du courant de la charge non-linéaire tracées dans les courbes de la Fig. IV.49.

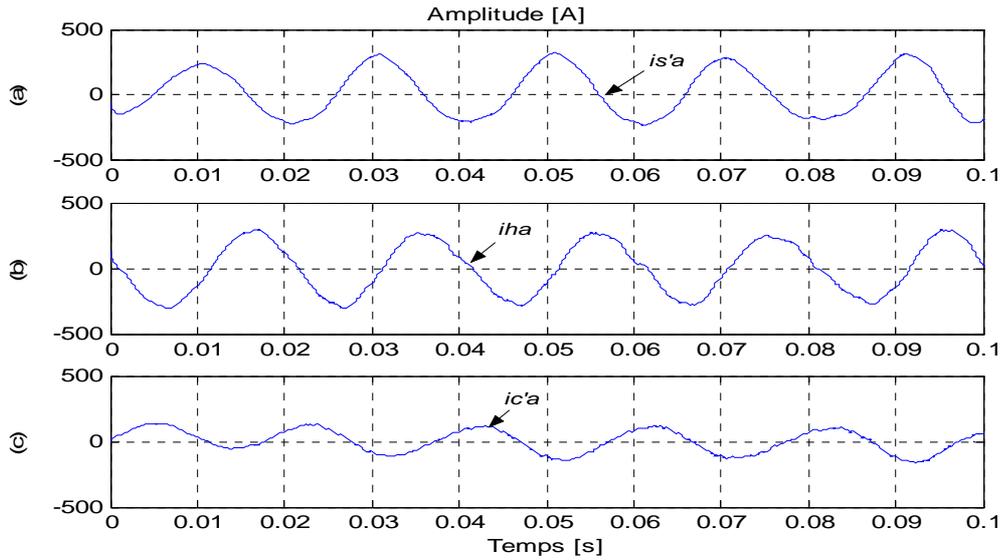


Fig. IV.47. Courants statorique, harmonique, et celui du redresseur MLI.

(a). $i_{s'a}$. (b). i_{ha} . (c). $i_{c'a}$.

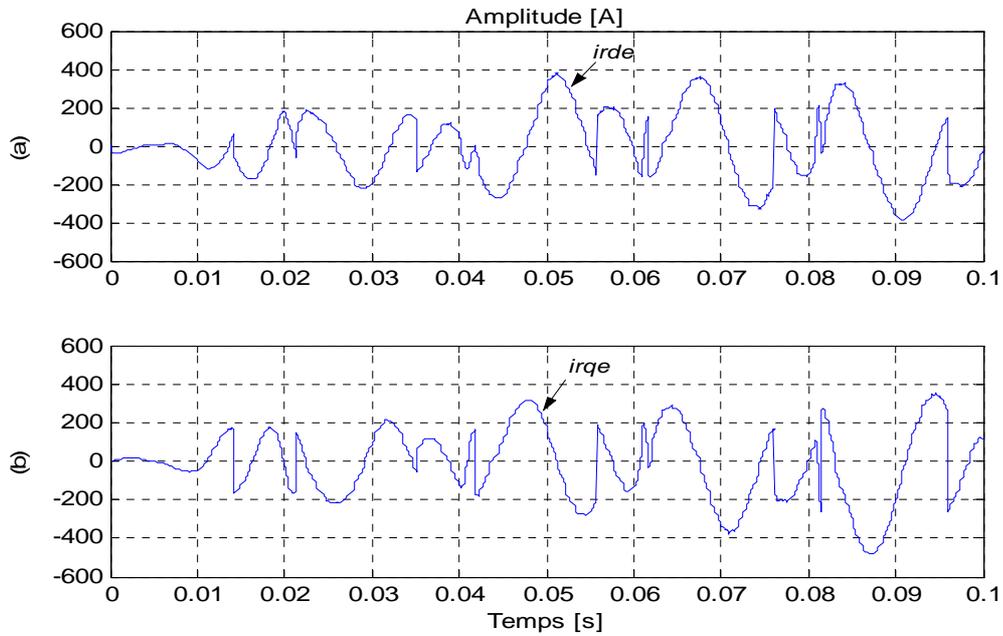


Fig. IV.48. Courants diphasés générés par le filtre actif et destinés à alimenter le rotor.

(a). Courant dans l'axe direct $i_{r_d}^e$. (b). Courant dans l'axe en quadrature $i_{r_q}^e$.

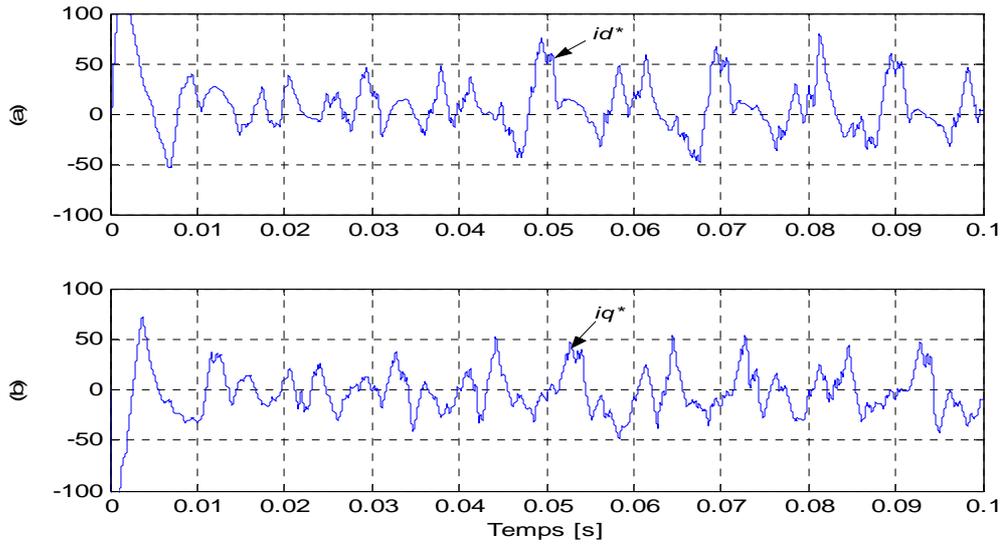


Fig. IV.49. Courants diphasés de référence de la charge polluante. a). Courant dans l'axe direct i_d^* . (b). Courant dans l'axe en quadrature i_q^*

L'angle θ^e est visualisé dans la Fig. IV.50, on enregistre une allure périodique en dents de scie. Dans la Fig. IV.51, on représente le couple électromagnétique instantané de la génératrice exprimé en pu. A l'instant $t = 0$, le couple présente une valeur maximale de -0.8 pu, ensuite il diminue progressivement et devient nul après 20 ms.

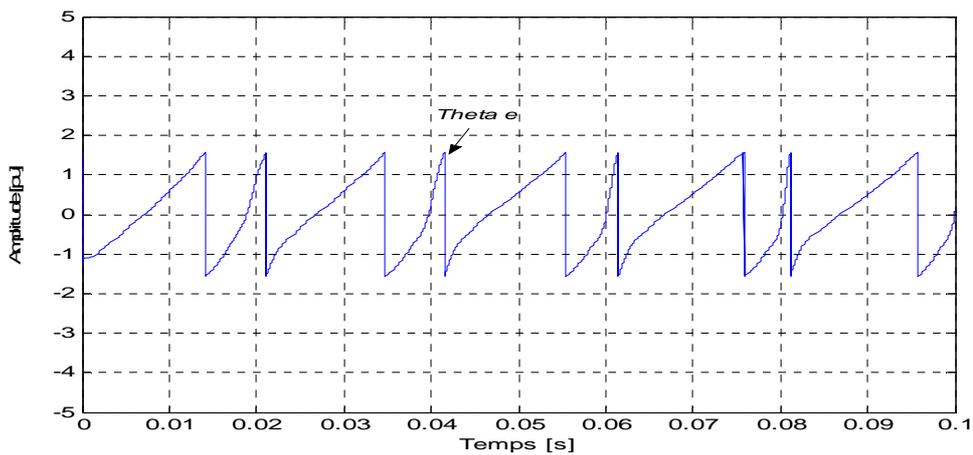


Fig. IV.50. Angle θ^e séparant les référentiels d^e-q^s et d^e-q^e .

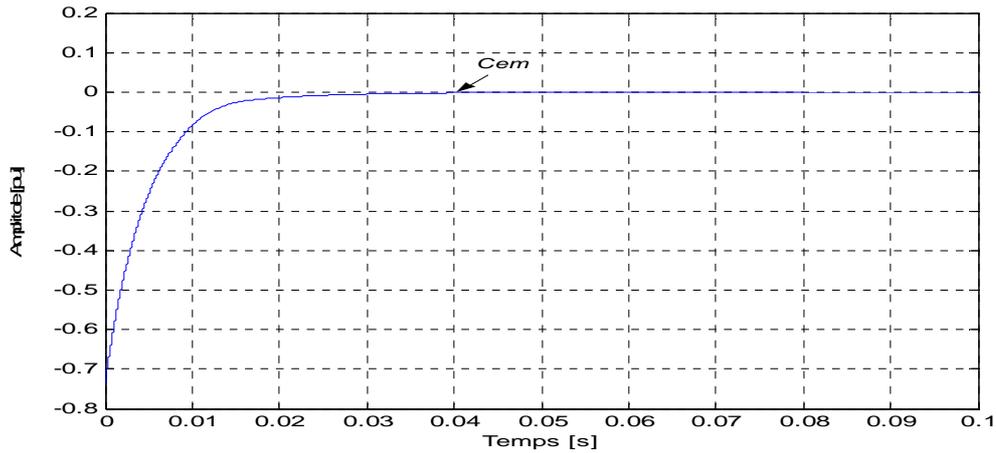


Fig. IV.51. Couple électromagnétique de la GADA.

En outre, on montre dans la Fig. IV.52 les tracés des puissances instantanées active et réactive du côté machine. La puissance active est alternative conformément aux modes où le rotor de la génératrice absorbe de la puissance à partir du réseau à travers le filtre actif (mode hypo synchrone) ou au mode où le rotor transmet de la puissance au réseau, toujours à partir du filtre actif (mode hyper synchrone). La puissance réactive est par contre positive mais fluctuante, ceci est normal car la machine est une charge inductive.

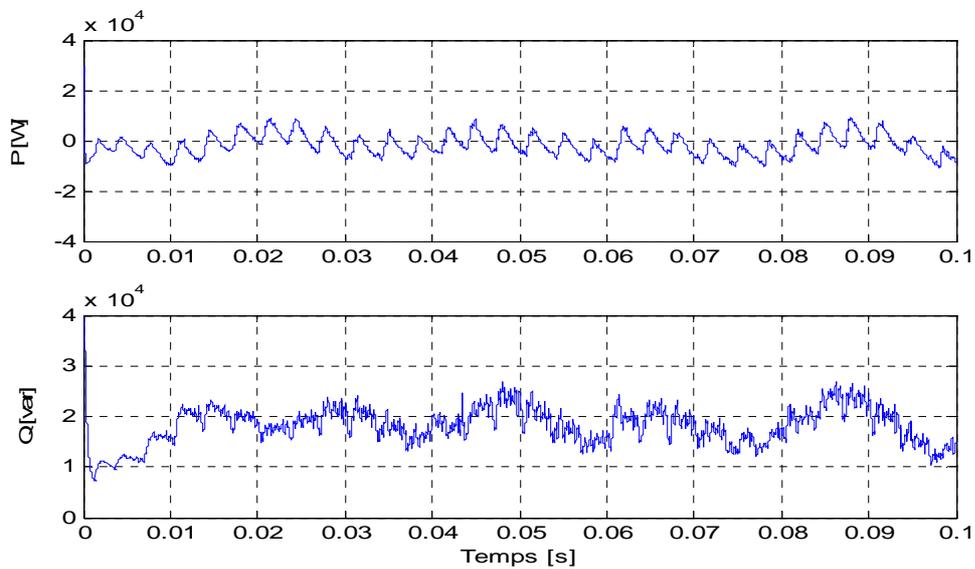


Fig. IV.52. Puissances active et réactive du côté de la GADA.

IV.4. Conclusion

Dans ce quatrième et dernier chapitre, on a présenté 2 applications intéressantes du filtrage actif, à savoir la logique floue et l'éolien.

Dans la 1^{ère} partie consacrée à l'application de la logique floue au filtrage actif, on a d'abord introduit le concept de commande floue puis décrit chacune de ses quatre composantes: base des règles et définitions, interface de fuzzification, mécanisme d'inférence et interface de défuzzification. Ensuite, on est passé au procédé de conception d'un correcteur flou, cas où le système est défini par deux entrées, l'erreur et sa dérivée, et une seule sortie constituant la commande elle-même. Après quoi, on a conçu notre correcteur flou destiné à corriger l'erreur du courant du filtre actif parallèle considéré. Les résultats de simulation sous *Matlab-Simulink* ont montré une amélioration des allures du courant de source surtout avant insertion de l'inductance de correction L_F : un THDi de 6.10 % dans le cas d'un correcteur *FPB* classique du 1^{er} ordre (Fig. IV.14) et un THDi de 4.84 % dans le cas d'un correcteur flou (Fig. IV.22), tous deux obtenus pendant une durée de 0.1 s. Aussi, on a enregistré plus de dynamique et de souplesse lors de l'adjonction du correcteur flou à notre modèle à filtre actif.

La 2^{ème} partie était réservée à l'association d'un filtre actif parallèle à une turbine éolienne. On a vu dans la partie modélisation que la puissance de cette turbine est fonction du cube de la vitesse du vent, tout en préservant l'environnement dans lequel elle est implantée, ce qui explique notre intérêt pour ce type de système à énergie renouvelable. L'éolienne est reliée à un réseau alternatif triphasé via une chaîne constituée d'une génératrice asynchrone double alimentation (GADA), d'un onduleur de tension, d'un redresseur et d'un transformateur. Ce système est communément appelé *WECS* (*wind energy conversion system*) à vitesse ajustable. L'intérêt de ce système est de maintenir l'énergie produite par le vent à son maximum pour les différents points de fonctionnement de la GADA liée à la turbine éolienne. L'intérêt du filtrage actif est d'annuler les courants harmoniques injectés par une charge non-linéaire connectée en parallèle. Afin d'obtenir un contrôle découplé des puissances active et réactive, on a adopté une commande à flux orienté pour le pilotage du rotor de la machine. La simulation de ce système, avec une turbine éolienne empruntée des démo de *SimPowerSystems*, utilisant une GADA de 275 kVA (grand éolien), un filtre actif à base d'un onduleur trois niveaux à MLI intersective et une charge non-linéaire en pont de Graëtz triphasé, a fourni des résultats satisfaisants puisque le courant dans le réseau triphasé est quasi-sinusoïdal (Fig. IV.43), à composantes harmoniques minimales avec un THDi de 4.38 % (Fig. IV.44) et un facteur de puissance proche de l'unité (Fig. IV.45).

En fait, dans cette partie, on s'est beaucoup plus intéressé à réduire la pollution harmonique produite par la charge non-linéaire et à concevoir une commande qui permette un contrôle découplé des puissances active et réactive s'écoulant entre la machine et le réseau sur lequel elle est raccordée. L'étude de l'optimisation de la puissance produite est en cours de développement. Aussi, il reste à distinguer entre les cas où la GADA fonctionne en modes hyper et hypo synchrone. En outre, on envisage de repérer les instants où on est en mode de commande en vitesse ou en commande en courant.

			<h1>Conclusion</h1>
			<h1>Générale</h1>

Conclusion

Le travail présenté dans cette thèse apporte une synthèse des filtres actifs de puissance, principaux palliatifs aux problèmes engendrés par la pollution harmonique dans les réseaux de distribution. Notre contribution majeure dans ce domaine consiste au développement d'une théorie d'un filtre actif parallèle à base d'un onduleur de tension trois niveaux commandé par la MLI vectorielle. Nous nous sommes orientés vers l'onduleur trois niveaux comme il offre le double avantage de délivrer une tension de sortie à contenance harmonique minimale, et vers la MLI vectorielle comme elle permet la réduction des pertes par commutation.

Après avoir introduit leur concept, on est passé dans le 1^{er} chapitre à une révision de la littérature des filtres actifs depuis leur apparition pour la 1^{ère} fois jusqu'aux configurations les plus innovatrices.

Ensuite, on a recensé, dans la 1^{ère} partie du second chapitre, un nombre d'algorithmes utilisés pour la détection des grandeurs harmoniques de référence, notamment la théorie de la puissance réactive, la méthode du référentiel synchrone, la technique de détection du maximum, la méthode de la séquence positive du fondamental, et celle du filtre coupe-bande (*notch filter*).

Dans la 2^{ème} partie, on a exposé quelques techniques de commande (génération des impulsions): MLI à échantillonnage régulier, MLI à bande d'hystérésis, MLI à porteuse triangulaire ou plus communément appelée MLI intersective, et la MLI vectorielle. Pour le cas de MLI vectorielle, on a d'abord détaillé l'étude de son applicabilité à l'onduleur deux niveaux. Le but était de démontrer comment arrive-t-on, par cette technique, à réduire les pertes par commutation. Après, vu la célébrité qu'acquièrent les onduleurs multiniveaux, et la tendance à les incorporer dans la majorité des applications moyenne et forte puissance, on a pensé à contribuer par une étude théorique expliquant le procédé de détermination des instants de commutation des interrupteurs d'un filtre actif trois niveaux par MLI vectorielle.

En outre, on a montré, dans la dernière partie du chapitre, la procédure de conception des circuits de régulation du courant et de la tension des filtres actifs de puissance.

Dans le 3^{ème} chapitre, on a sélectionné 04 applications des filtres actifs à simuler numériquement sous *Matlab-Simulink*. Il s'agissait de deux filtres parallèles deux et trois niveaux commandés par MLI vectorielle, et de deux filtres séries deux et trois niveaux commandés par MLI intersective. La pollution harmonique était engendrée par un pont de Graëtz à 06 thyristors, le THDi relatif au courant de la source d'alimentation était de 27.33 %. Les applications étaient intercalées par des méthodologies de dimensionnement du (des) condensateur(s) du bus continu, et de l'inductance de sortie du filtre actif. La qualité du filtrage était très satisfaisante comme on a réussi à réduire le THDi à une très faible valeur (1.90 %). En réalité, afin d'atteindre cette valeur, on a eu recours au placement d'une inductance de correction des di/dt en amont à la charge non-linéaire. En outre, on est arrivé à corriger le facteur de puissance de la source par tous les modèles simulés. Donc même le problème du manque dans l'énergie réactive a été résolu.

Cependant, on a eu quelques difficultés à voir clairement un tiers de période sans commutation dans le cas d'un filtre actif trois niveaux commandé par MLI vectorielle. Par conséquent, c'était un accroc de démontrer, par simulation, les avantages de notre contribution originale. En revanche, on pense que la partie théorique présentée était suffisante pour accomplir cette tâche.

Avant de terminer ce 3^{ème} chapitre, des études comparatives ont été ajoutées dans l'objectif d'énumérer les similarités et les dissemblances entre:

- ♣ filtres actifs parallèles deux et trois niveaux,
- ♣ filtres actifs séries deux et trois niveaux,
- ♣ filtres actifs parallèles et séries.

On a pu conclure que l'augmentation du nombre de niveaux n'avait pas une grande influence sur la qualité du filtrage, en contre partie, elle permet de réduire les composantes harmoniques de la tension alternative de sortie, et d'élever la tension du bus continu sans aucune crainte sur les interrupteurs du convertisseur. Car, on a noté également qu'un fonctionnement correct du filtre actif nécessitait une tension DC suffisante et non fluctuante.

Dans le 4^{ème} chapitre, et comme on a clôturé l'état de l'art par mentionner la flexibilité des filtres actifs d'une part aux techniques intelligentes, notamment la logique floue, et de l'autre part aux énergies renouvelables, notamment l'éolienne, on a jugé utile de développer deux autres modèles de simulation afin de clarifier:

1. comment la logique floue peut-elle être appliquée pour la correction des courants générés par un filtre actif parallèle,
2. l'intérêt d'un filtre actif parallèle dans un système de conversion de l'énergie éolienne (*wind energy conversion system WECS*).

Pour ce faire, on a réparti le chapitre en deux parties indépendantes. Dans la 1^{ère} partie, on a introduit le concept de logique floue, on a défini les composantes d'une commande floue (base de règles et définitions, interface de fuzzification, mécanisme d'inférence et interface de défuzzification), on a montré le procédé de conception d'un correcteur flou, et on a conçu notre propre correcteur flou dédié au contrôle des courants d'un filtre actif parallèle. Les résultats délivrés par le correcteur flou étaient nettement meilleurs, surtout avant l'insertion de l'inductance de correction.

Dans la 2^{ème} partie, une modélisation d'un système d'éolienne liée à une génératrice asynchrone double alimentation 'GADA' dont les enroulements rotoriques sont raccordés à la sortie d'un filtre actif parallèle, a été présentée. L'éolienne était raccordée sur un réseau alternatif par le biais des enroulements statoriques de la GADA. Le filtre actif, destiné à dériver les courants harmoniques apparaissant dans l'onde du courant du réseau alternatif et provoqués par un pont de Graëtz à 06 thyristors connecté en parallèle, était alimenté à partir d'un redresseur MLI (à absorption sinusoïdale) au travers d'un diviseur capacitif. Ce système avait le double avantage de dépolluer le réseau des harmoniques indésirables et de permettre une commande découplée des puissances active et réactive.

Perspectives

Comme perspectives, on est en cours d'améliorer d'abord nos résultats surtout ceux liés au filtre actif parallèle trois niveaux commandé par MLI vectorielle, et à préparer une maquette expérimentale avec la disponibilité de deux cartes DSP au niveau de notre département.

Aussi, on est entrain de travailler sur les combinaisons parallèles-séries (*unified power quality conditioner UPQC*), vu les nombreux avantages qu'elles offrent, notamment le filtrage des harmoniques de courant et de tension, la compensation des creux de tension, l'élimination des déséquilibres, ...etc.

En outre, avec le nouvel intérêt aux génératrices à reluctance variable GRV, on pense à remplacer la GADA par une GRV afin d'arriver au modèle le plus avantageux. En plus, comme les nouvelles techniques d'identification des grandeurs harmoniques ne cessent d'apparaître, on songe à établir une synthèse afin d'adopter celle qui s'approche le plus des ondes idéales.

Sans oublier de reprendre les circuits qu'on avait conçus pour la régulation des tensions continues, comme ces derniers ont présenté des imperfections à remplir cette tâche et à limiter les oscillations de ces tensions.

			Références
			Bibliographiques

- [1] H. Akagi, "The State-of-the-Art of Active Filters for Power Conditioning", in *Rec. European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, pp. 1–15, September 2005.
- [2] W. M. Grady, M. J. Samotyj, & A. H. Noyola, "Survey of active power line conditioning methodologies", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 5, No. 3, pp. 1536–1542, July 1990.
- [3] H. Akagi, "Trends in active power line conditioners", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, No. 3, pp. 263–268, May 1994.
- [4] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, No. 6, pp. 1312–1322, Nov./Dec. 1996.
- [5] R. Arora, "EMTP simulation of an active filter operating with weak AC distribution system", *Master Dissertation*, Electrical & computer Engineering Department, Concordia University, Montréal, Canada, January 1999.
- [6] B. Singh, K. Al-Haddad, & A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, No. 6, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [7] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, & P. Mehta, "Active power filters: A review," *IEE Proc.-Elertr. Power Appl.*, vol. 147, No. 5, pp. 403–413, September 2000.
- [8] J. S. Subjak Jr. & J. S. Mcquilkin, "Harmonics-causes, effects, measurements, and analysis: An update," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, No. 6, pp. 1034–1042, Nov./Dec. 1990.
- [9] T. C. Shuter, H. T. Vollkommer, Jr., & J. L. Kirkpatrick, "Survey of harmonic levels on the American electric power distribution system", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 4, No. 4, pp. 2204–2213, October 1989.
- [10] A. E. Emanuel, J. A. Orr, D. Cyganski, & E. M. Gulchenski, "A survey of harmonics voltages, currents at the customer's bus", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, No. 1, pp. 411–421, January 1993.
- [11] H. Sasaki & T. Machida, "A new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design", *IEEE Trans. Power Appl. Syst.*, vol. PAS-90, No. 5, pp. 2009–2019, Jan. 1971.
- [12] L. Gyugyi and E. Strycula, "Active AC power filters", in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1976, pp. 529–535.
- [13] H. Akagi, Y. Kanazawa, & A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, No. 9, pp. 625–630, May/June 1984.
- [14] F. Z. Peng & J. S. Lai, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power system", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, No. 1, pp. 293–297, February 1996.
- [15] L. A. T. Moràn, P.D. Ziogas, & G. Joos, "Analysis and design of a three-phase synchronous solid-state var compensator", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, No. 4, pp. 598–608, Jul./Aug. 1989, also in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, 1987.

- [16] M. Takeda, K. Ikeda, & Y. Tominaga, "Harmonic current and reactive power compensation with an active filter," in *Conf. Rec. IEEE-PESC* 1988, pp. 1174–1179.
- [17] F. Z. Peng, H. Akagi, & A. Nabae, "A novel harmonic power filter", in *Conf. Rec. IEEE-PESC*, 1988, pp. 1151–1158.
- [18] F. Z. Peng, H. Akagi, & A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems—A combined system of shunt passive, series active filters", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 26, No. 6, pp. 983–990, Nov./Dec. 1990, also in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1988.
- [19] H. Fujita & H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 27, No. 6, pp. 1020–1025, Nov./Dec. 1991.
- [20] M. Rastogi, N. Mohan, & A. A. Edris, "Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, No. 4, pp. 1994–2000, October 1995.
- [21] P. T. Cheng, S. Bhattacharya, & D. M. Divan, "Control of square-wave inverters in high power hybrid active filter systems", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, No. 3, pp. 458–472, May/June 1998.
- [22] C.K. Duffey & R.P. Stratford, "Update of Harmonic Standard IEEE-519: Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Supply System", *IEEE/IAS Petroleum and Chemical Industry Conference*, 1988.
- [23] F. Z. Peng, H. Akagi, & A. Nabae, "A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, No. 1, pp. 9 – 15, January 1990.
- [24] H. Akagi, A. Nabae & S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, pp. 460 – 465, May/June 1986.
- [25] H. Akagi, H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10. No. 3, pp. 1570–1575, July 1995.
- [26] L. A. T. Moràn, J. Dixon, S. Muller, & R. Wallace, "An active power filter implemented with PWM voltage-source inverters in cascade", *Proc. Symposium Industrial Electronic ISIE'94*, pp. 108 – 113, 25-27 May 1994.
- [27] S. Kim., P. N. Enjeti, "A new hybrid active power filter (APF) Topology", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, No. 1, pp. 48–54, January 2002.
- [28] S. Moran, "A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation", *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, vol. 1, pp. 947 – 951, 1-5 October 1989.

- [29] H. Fujita & H. Akagi, "The unified power quality conditioner: The integration of series- and shunt-active filters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, No. 2, pp. 315–322, March 1998.
- [30] P. G. Barbosa, J. A. Santisteban, & E. H. Watanabe, "Shunt series active power filter for rectifiers AC and DC sides", *IEE Proc.-Electric Power Appl.*, vol. 145, No. 6, pp. 577–584, November 1998.
- [31] W. Zhang, G. Asplund, A. Aberg, U. Jonsson, & O. Lööf, "Active dc filter for HVDC system-A test installation in the Konti-Skan at Lindome converter station", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, pp. 1599-1605, 1993.
- [32] W. Ofosu-Amaah, S. Tanaka, K. Miura, and S. Tadaknma, "A dc active filter for traction systems", in *Proc. 1995 Int. Power Electronics Conf.*, Yokohama, Japan, 1995, pp. 1639-1644.
- [33] V. B. Bhavaraju and P. N. Enjeti, "Analysis, design of an active power filter for balancing unbalanced loads", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, No. 4, pp. 640–647, October 1993.
- [34] S. Saetio, R. Devaraj, and D. A. Torrey, "The design, implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, No. 5, pp. 993–1000, Sept./Oct. 1995.
- [35] V. Aburto, M. Schneide, L. Morán, & J. Dixon, "An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter", in *Conf. Rec. IEEE-PESC*, vol. 2, pp. 1121 – 1126, 22-27 June 1997.
- [36] S. Round, H. Laird, R. Duke, & C. Tuck, "An improved three-level shunt active filter", *Proc. Intern. Conf. Power Electronic Drives & Energy Systems for Industrial Growth*, vol. 1, pp. 87–92, 1-3 December 1998.
- [37] P.-C. Tan, P. C. Loh, & D. G. Holmes, "A robust multilevel hybrid compensation system for 25-kV electrified railway applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, No. 4, pp. 1043–1052, July 2004.
- [38] T. Jin, J. Wen, K. Smedley, "Control and topologies for three-phase three-level active power filters", *IEEE/APEC 20th Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 655–664, 6-10 March 2005.
- [39] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, & C.-H. Huang, "Analysis and implementation of a three-level active filter with a reduced number of power semiconductors", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 152, No. 5, pp.1055–1064, September 2005.
- [40] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, & C.-H. Huang, "Three-phase three-level active power filter with a clamped capacitor topology", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 153, No. 4, pp. 513–522, July 2006.
- [41] M. E. Ortúzar, R. E. Carmi, J. W. Dixon, & L. Morán, "Voltage-Source Active Power Filter Based on Multilevel Converter and Ultracapacitor DC Link", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, No. 2, pp. 477–485, April 2006.

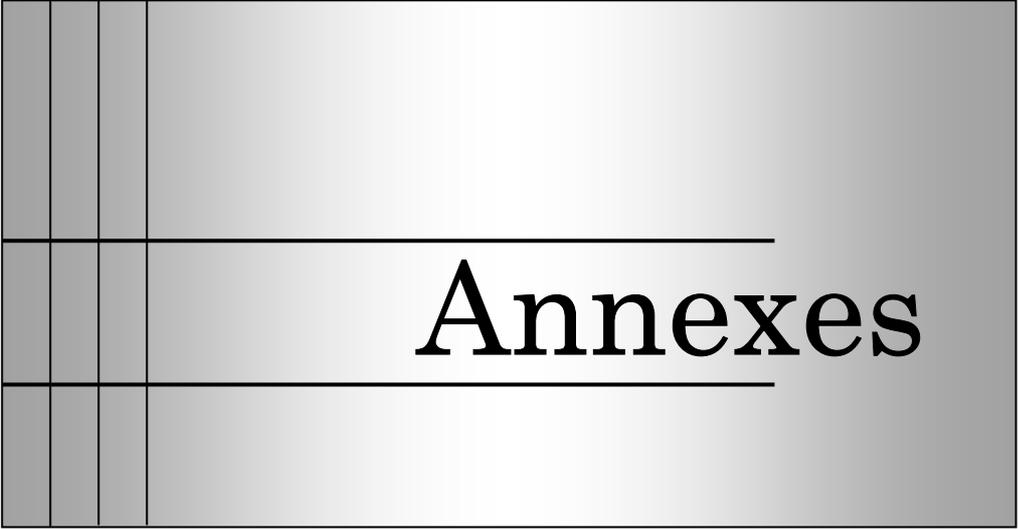
- [42] S. Bhattacharya, A. Veltman, D. M. Divan, & R. d. Lorenz, “Flux-based active filter controller”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, No. 3, pp. 491–502, May/June 1996.
- [43] J. H. Marks & T.C. Green, “Predictive Transient-Following control of Shunt and Series Active Power Filters”, *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 17, No. 4, pp. 574–581, July 2002.
- [44] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, M. R. Iravani, A. R. Bakhshai, “An adaptive filter for synchronous extraction of harmonics and distortions”, *IEEE Trans. Power Delivery* vol. 18, No. 4, pp. 1350–1356, October 2003.
- [45] S. D. Round & N. Mohan, “Comparison of Frequency and Time Domain Neural Network Controllers for an Active Power Filter”, *Proc. IEEE IECON’93*, pp. 1099–1104, 1993.
- [46] J. Dixon, J. Contardo, & L. Morán, “DC Link fuzzy control for an active power filter, sensing the line current only”, *Proc. IEEE 28th Power Electronics Specialists Conference PESC '97*, vol. 2, pp. 1109 – 1114, 22-27 June 1997.
- [47] M. El-Habrouk & M. K. Darwish, “A new control technique for active power filters using a combined genetic algorithm/conventional analysis”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, No. 1, pp. 58–66, February 2002.
- [48] M. Forghani, S. Afsharnia, “Online Wavelet Transform-Based Control Strategy for UPQC Control System”, *IEEE Trans. Power Delivery* vol. 22, No. 1, pp. 481–491, January 2007.
- [49] T.-F. Wu, H.-S. Nien, C.-L. Shen, C.-H. Chang, and J.-Y. Chiu, “A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering With Nonlinear Inductor Consideration”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, No. 4, pp. 1075–1083, July/August 2005.
- [50] M. Abolhassani, H. A. Toliyat, and P. Enjeti, “Stator flux oriented control of an integrated alternator/active filter for wind power applications”, in *Proc. International Electrical Machines & Drives Conference*, pp. 461-467, Madison, Wisconsin USA 2003.
- [51] G. Choe & M.-H. Park, “A new injection method for AC harmonic elimination by active power filter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 35, No. 1, pp. 141–147, February 1988.
- [52] C. Y. Hsu & H. Y. Wu, “A new single phase active power filter with reduced energy storage capacity”, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 143, No. 1, pp. 25–30, January 1996.
- [53] M. El-Habrouk, & M. K. Darwish, “design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs,” *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 148, No. 1, pp. 21–28, January 2001.
- [54] T. Gouraud, “Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Doctorale Sciences pour l’Ingénieur de Nantes, Université de Nantes, France, Janvier 1997.

- [55] L. Morán & J. Dixon, “Active filters”, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, Chapter 39, pp. 1–36, 2007.
- [56] J. Lesenne, F. Notelet, & G. Segulier, “Introduction à l’électrotechnique approfondie”, Chapitre 4, pp. 53–73, Ed. Technique & Documentation, Paris, 1981.
- [57] H. Fujita & H. Akagi. “An Approach to harmonic current-free AC/DC power conversion for large industrial loads: The integration of a series active filter with a double-series diode rectifier”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, No. 5, pp. 1233-1240, Sept/Oct 1997.
- [58] Z. Wang, Q. Wang, W. Yao, & J. Liu. “A series active power filter adopting hybrid control approach”. *IEEE Trans. Power electron.* vol.16, No. 3, pp.574-581, May 2001.
- [59] E. S. Gholipour, “Apport de l’UPFC à l’amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques”, *Thèse de Doctorat*, Département de Formation Doctorale Electrotechnique-Electronique, Faculté des Sciences & Techniques, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Octobre 2003.
- [60] S. Bhattacharya & D. Divan, “Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system”, in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2531–2540, 1995.
- [61] L. A. Morán, J. Dixon, & R. R. Wallace, “A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, No. 4, pp. 402–408, August 1995.
- [62] G.W. Chang & T.-C. Shee. “A novel reference compensating current strategy for shunt active power filter control”, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 19, No. 4, pp. 1751-1758, October 2004.
- [63] C. A. Quinn, N Mohan, & H. Mehta, “A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems”, in *Proc. IEEE APEC’93*, pp. 841–846, 1994.
- [64] M. A. Alali, “Contribution à l’étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Doctorale Sciences pour l’Ingénieur, Université Louis Pasteur, Strasbourg, France, Septembre 2002.
- [65] M. Salo, “Microcontroller based control of current source PWM converter applications”, *Doctorat Thesis*, Tampere University of Technology, Publications 399, Finland, December 2002.
- [66] J. Holtz, “Pulsewidth modulation for electronic power conversion”, *Proc. of the IEEE*, vol. 82, pp. 1194–1214, August, 1994.
- [67] S. L. Capitaneanu, “Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux niveaux”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, Novembre 2002.
- [68] A. M. Trzynadlowski, “Introduction to modern power electronics”, Chapter 2, pp. 65-91, & Chapter 7, pp. 273-364, Ed. John Wiley & Sons, New York, 1998.

- [69] G. Grellet & G. Clerc, “Actionneurs Electriques: Principes, Modèles Commandes”, Chapitre 9, pp. 217–221, 2^{ème} tirage, Ed. Eyrolles, Paris 2000.
- [70] E. Wolfgang, F.J. Niedernostheide, D. Reznik, H.J. Schulze, “Advances in power electronic devices”, in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting & World Conf. on Ind. Applicat. of Electrical Energy*, pp. 4–6, 1999.
- [71] A. Nabae, S. Ogasawara, & H. Akagi, “A novel control scheme for current controlled PWM inverters”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 22, No. 4, pp. 312-323, July/August 1986.
- [72] L.A. Morán, L. Fernandez, J.w. Dixon, & R. Wallace, “A simple and low-cost control strategy for active power filters connected in cascade”. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, No. 5, pp. 621-629, October 1997.
- [73] H. Djeghloud & H. Benalla, “Harmonics cancellation using SVPWM shunt active power filter”, in *The International Journal for Computation in Electrical and Electronics Engineering COMPEL*, vol. 26, No. 1, pp. 116–117, 2007, © Emerald Publishing Group Limited.
- [74] J.-P. Louis & C. Bergmann, “Commande numérique: Régimes intermédiaires et transitoires”, © *Techniques de l'Ingénieur*, Traité Génie Electrique, pp. D3 643-1 à D3643-24, Février 1997.
- [75] H. Akagi, Y. Tsukamoto, & A. Nabae, “Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters”, in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, vol. 1, pp. 867 – 873, October 1988.
- [76] P.F Seixas, M.A Severo Mendes, P. Donoso Garcia, & A. M. N. Lima, “An Algebraic PWM Method for three-level voltage source inverter”, in *Conf. Rec. 35th IEEE Annu. Meeting and World Conferences on Industrial Applications of Electrical Energy*. 2000.
- [77] H. Djeghloud & H. Benalla, “Space vector modulation SVPWM applied to the three-level voltage inverter”, *Proc. 5th Intern. Conf. on Technology and Automation (ICTA'05)*, Thessaloniki, Greece, pp. 288–293, 15-16 October 2005.
- [78] H. Djeghloud & H. Benalla, “A three-level shunt active power filter controlled with the space vector modulation”, *Proc. 17th Intern. Conf. on Electrical Machines (ICEM 2006)*, Chania, Crete Island, Greece, pp. 288–293, 2-5 September 2006.
- [79] A. Nabae, I. Takahashi, & H. Akagi, “A new neutral-point clamped PWM inverters”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-17, No. 5, pp. 518-523, Sept/Oct 1981.
- [80] J. Rodriguez, J.-S. Lai, & F. Z. Peng, “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, No. 4, pp. 724–738, August 2002.
- [81] E. Cengelci, S. U. Sulistijo, B. O. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu, & F. Blaabjerge, “A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, No. 3, pp. 628–637, May/June 1999.

- [82] P. Bartholomeus, “Contribution à l'étude des redresseurs à facteur de puissance quasi-unitaire fonctionnant en mode multiniveaux. Application au chargeur de batteries”, *Thèse de Doctorat*, Université de Lille, Spécialité Génie Electrique, France, Juin 1996.
- [83] J. S. Lai & F. Z. Peng, “Multilevel converters—A new breed of power converters”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, No. 3, pp. 509–517, May/June 1996.
- [84] P. Hammond, “A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, No. 1, pp. 202–208, Jan./Feb. 1997.
- [85] “PSIM6\active filter.sch”, version démonstrative du logiciel *PSIM*, version 6.1, disponible dans le site web: <http://www.powersimtech.com>.
- [86] P. Enjeti, W. Shireen, & I. Pitel, “Analysis and design of an active power filter to cancel harmonic currents in low voltage electric power distribution systems”, in *Conf. Rec. of the Int. Conf. on Power Electron. and Motion Control IECON*, vol. 1, pp. 368 – 373, 9-13 November 1992.
- [87] J. Dixon, G. Venegas, & L. Morán, “A series active power filter based on a sinusoidal current-controlled voltage-source inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, No. 5, pp. 612–620, October 1997.
- [88] H. Djeghloud, O. Bouhaine, & H. Benalla, “Series active power filter combined with shunt passive filter: Application to a two-Level and a three-level inverter”, prévu pour publication dans *Trans. on Systems, Signals, & devices 'TSSD'*, vol. 3, no. 2, Ed. Shaker Verlag, Germany.
- [89] Z. Wang, Q. Wang, W. Yao, & J. Liu. “A series active power filter adopting hybrid control approach”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, No. 3, pp. 574–581, May 2001.
- [90] K. Guedamsi, E. M. Berkouk, & K. Aliouane. “Contribution à la réalisation de la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses de commande de l'onduleur à trois niveaux”, *Séminaire National sur le Génie Electrique SNGE'2001*, Biskra, Algeria, 29-31 Oct. 2001.
- [91] P. Borne, J. Rozinoer, J.Y. Dieullot, & L. Dubois, “Introduction à la commande floue”, *Collection Sciences & Technologies*, Ed. TECHNIP, Paris 1998.
- [92] H. Benalla & H. Djeghloud, “Shunt active filter controlled by fuzzy logic”, *Journal of King Saud University, Engineering Sciences (2)*, vol. 18, pp. 231–247, 2006, Academic Publishing and Press.
- [93] S. Müller, M. Deike, & R. W. De Doncker, “Doubly fed induction generator systems for wind turbines: A viable alternative to adjust speed over a wide range at minimal cost”, *IEEE Ind. Applicat. Magazine*, pp. 26–33, May/June 2002 (www.ieee.org/ias).
- [94] R. Datta & V. T. Ranganathan, “Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine—A comparison with alternative schemes”, *IEEE Trans. Power Conversion*, vol. 17, No. 3, pp. 414–421, September 2002.

- [95] H. Djeghloud, H. Benalla, L. Louze, “A three-level shunt active power filter devoted to wind power applications”, *Int. Conf. on Ecologic Vehicles & Renewable Energies EVER07*, Monaco, France, March 29-April 1, 2007.
- [96] M. Abolhassani, P. Enjeti, H. A. Toliyat, “Integrated doubly-fed electric alternator/active filter (IDEA), a viable quality solution for wind energy conversion systems”, in Proc. *IEEE/Industry Application Society Annual Meeting*, Seattle, WA, USA, pp. 2036-2043, Oct. 2004.
- [97] D. E. Seborg, T. F. Edgar, D. A. Mellichamp, “Process dynamics and control”, John Wiley & Sons, New- York 1989, Chapter 12.



Annexes

ANNEXE A**SYSTEME DE BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE PLL**

Comme la tension du réseau est souvent perturbée et/ou distordue, et afin de généraliser l'application des méthodes d'identification des grandeurs harmoniques à tout type de tension, un système à base de *PLL* (Phase Locked Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase) peut être utilisé. Parmi les méthodes *PLL*, on distingue entre la méthode basée sur la tension et la méthode basée sur la puissance [59].

A.1. Méthode basée sur la tension

Le principe présenté dans cette section utilise une propriété fondamentale de la transformation de Park, à savoir que si la dérivée de l'angle instantané intervenant dans la transformation est égale à la pulsation du système triphasé et équilibré de tension, alors les composantes selon les axes *d* et *q* seront constantes.

Le schéma global de l'asservissement est représenté sur la Fig. A.1. Les tensions simples $v_{a,b,c}(\theta)$, mesurées au point de raccordement, passent d'abord par la transformation de Concordia. Les tensions obtenues $v_{\alpha,\beta}$ seront par la suite transformées en composantes de Park à travers une rotation d'un angle θ^e du plan α - β vers le plan d - q . L'angle θ^e est issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation ω_e déterminée par un régulateur (*PI* par exemple). On souhaite que la pulsation ω_e du repère tournant soit identique à la pulsation ω des tensions $v_{a,b,c}(\theta)$, c'est à dire fixer la tension de référence en jouant sur v_d .

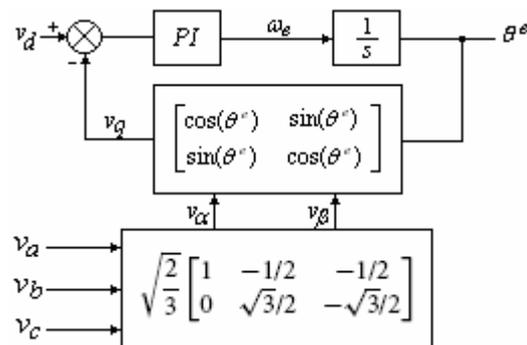


Fig. A.1. Schéma de principe d'un système *PLL* basé sur la tension.

Soit le système de tension, mesuré au point de raccordement et donné par l'expression suivante:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}.V.\cos(\omega t) \\ \sqrt{2}.V.\cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \sqrt{2}.V.\cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

En considérant le terme $\sin(\Delta\theta^e)$ équivalent à θ^e pour les petites valeurs de $\Delta\theta^e$, on aboutit à un schéma simplifié qu'on illustre dans la Fig. A.2.

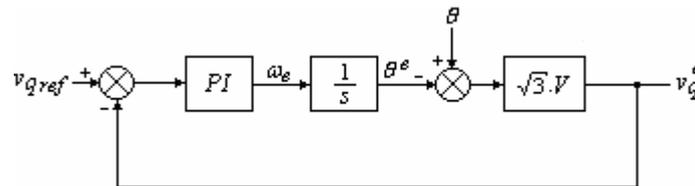


Fig. A.2. Schéma simplifié.

D'après la Fig. A.2, on a:

$$\frac{v_q^e}{v_{qref}} = \frac{-\sqrt{3}.V.(Ki + Kp.s)}{s^2 - \sqrt{3}.V.Kp.s - \sqrt{3}.V.Ki}$$

La détermination des coefficients Ki et Kp s'effectue par l'identification de la fonction de transfert en boucle fermée à un second ordre. On fixe tout d'abord le coefficient d'amortissement ξ à 0.7. On détermine ensuite la pulsation naturelle ω_i en respectant le critère lié à la rapidité du système en boucle fermée.

L'identification des coefficients donne:

$$Ki = \frac{-\omega_i^2}{\sqrt{3}.V} \quad \text{et} \quad Kp = \frac{-2.\xi.\omega_i}{\sqrt{3}.V}$$

A.2. Méthode basée sur la puissance

Cette méthode est basée sur la puissance active instantanée. Sachant que la puissance instantanée est donnée par:

$$P_{3\phi} = v_a.i_a + v_b.i_b + v_c.i_c$$

Dans le cas d'un réseau tri-filaire où la somme des courants est nulle ($i_a + i_b + i_c = 0$), on peut obtenir la puissance active comme suit:

$$P_{3\phi} = (v_a - v_b).i_a + (v_c - v_b).i_c = v_{ab}.i_a + v_{cb}.i_c = \frac{3}{\sqrt{2}}.V.\cos(\theta - \theta^e)$$

Par conséquent, on obtient le système PLL présenté dans la Fig. A.3.

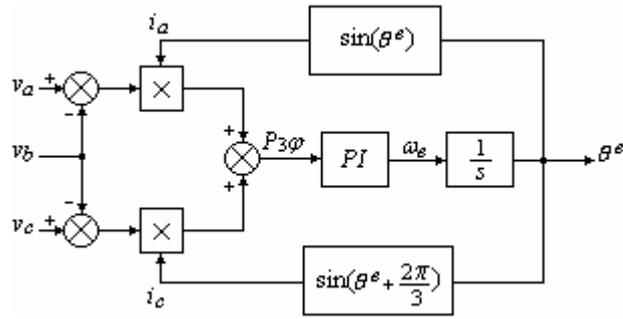


Fig. A.3. Schéma de principe d'un système *PLL* basé sur la puissance.

Avec un procédé de simplification identique au précédent, on obtient le système de la Fig. A.4.

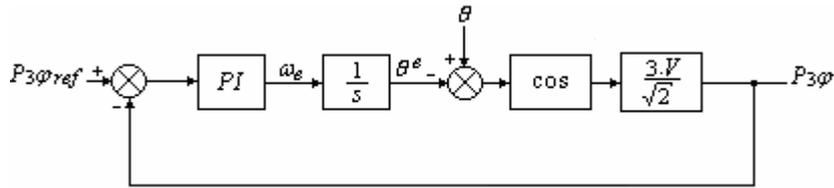


Fig. A.4. Schéma simplifié.

En considérant que pour les petites valeurs de $\Delta\theta^e$, le terme $\cos(\Delta\theta^e)$ est équivalent à 1, on peut représenter la fonction de transfert du système comme suit:

$$\frac{P_{3\phi}}{P_{3\phi ref}} = \frac{\frac{3}{\sqrt{2}} \cdot V (K_i + K_p \cdot s)}{s^2 + \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot V \cdot K_p \cdot s + \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot V \cdot K_i}$$

Ainsi, les K_p et K_i seront donnés par:

$$K_i = \frac{\sqrt{2} \cdot \omega_i^2}{3 \cdot V} \quad \text{et} \quad K_p = \frac{2\sqrt{2} \cdot \xi \cdot \omega_i}{3 \cdot V}$$

ANNEXE B

SEMI-CONDUCTEUR DE PUISSANCE TOTALEMENT COMMANDABLES

Les nombreuses avancées qu'a connu la technologie des composants semi-conducteur de puissance ont conduit à l'apparition d'interrupteurs entièrement commandables à l'amorçage et au blocage, permettant l'obtention d'un rendement meilleur dans l'opération de conversion statique de l'énergie électrique. Parmi ces interrupteurs, les plus utilisés sont les GTO, les MOSFET et les IGBT. Dans ce qui suit, un bref descriptif de ces composants sera fourni [68].

B.1. GTO

GTO est l'acronyme de *Gate Turn Off*. C'est un type de thyristor s'amorçant comme le thyristor (SCR) par un faible courant positif de gâchette. Cependant, contrairement au thyristor, le GTO se bloque par une forte impulsion négative. Les GTO ont des capacités de blocage de tensions symétriques ou dissymétriques. Les GTO à blocage dissymétrique sont usuellement employés dans les convertisseurs de grande puissance, particulièrement les onduleurs. Le gain du courant de blocage est pauvre, typiquement, il vaut 5, mais l'impulsion de blocage est de courte durée, de l'ordre de 50 μ s, ainsi l'énergie associée au signal de gâchette est faible.

Une caractéristique intéressante est que le gain du courant dépend des variations di_G/dt , du courant inverse de la gâchette. Avec un di_G/dt élevé, le temps de blocage est court, mais le gain est presque unitaire et vice-versa. Généralement, les GTO sont lents, avec une fréquence de commutation maximale de l'ordre de 1 kHz, et avec des pertes par commutation élevées. Mais comme interrupteurs entièrement commandables, les GTO n'ont pas de concurrents lorsqu'il s'agit des grandes puissances, et ont des taux comparables à ceux des SCR, atteignant 6.5 kV et 4.5 kA.

B.2. MOSFET de puissance

MOSFET est l'acronyme de *Metal Oxyde Semiconducteur Field Effect Transistor*. C'est un interrupteur caractérisé par la fréquence de commutation la plus élevée. Les 03 électrodes du MOSFET, le drain (D), la source (S), et la grille (G) correspondent respectivement au collecteur, à l'émetteur, et à la base d'un transistor bipolaire (Bipolar Junction Transistor BJT). Cependant, contrairement au BJT, le MOSFET est commandé en tension, comme l'impédance DC gâchette-source est infinie ($10^9 \Omega$ à $10^{11} \Omega$).

Les avantages techniques du MOSFET ne sont pas limités à la fréquence de commutation élevée. En effet, une faible puissance suffit pour le commander, aussi, le circuit de commande est plus simple que celui du BJT. La tension typique d'allumage source-gâchette est de 20 V, alors que 0 V est la tension de blocage. Un processus technologique consiste à placer une diode en parallèle au MOSFET. Cette dernière peut servir comme diode de roue libre, mais le MOSFET devient relativement lent et doit par conséquent être dérivé par une diode externe rapide, surtout pour les fréquences élevées. Ces fréquences sont de

l'ordre de centaine de kHz pour les puissances moyennes, et de MHz pour les très faibles puissances. Les MOSFET de puissance sont disponibles avec des taux de tension et de courant de 500 V et 150 A respectivement (aussi, il y a des MOSFET fabriqués pour 1000 V).

B.3. IGBT

IGBT est l'acronyme de *Insolated Gate Bipolar Transistor*. C'est un composant semi-conducteur hybride, combinant les avantages du MOSFET et du BJT. Les IGBT sont commandés en tension identiquement aux MOSFET, cependant, ils ont de moindres pertes par conduction et des taux élevés du courant et de la tension. L'électrode de commande est appelée grille (G), tandis que le courant principal est conduit ou interrompu du collecteur vers l'émetteur.

La majorité des IGBT disponibles sur marché sont ceux communément appelés *punch-through* ou type dissymétrique (*assymetric type*). Ces derniers sont incapables de bloquer la tension inverse et, avec de faibles pertes par conduction, ils sont destinés aux convertisseurs à entrée DC. D'ordinaire, ils sont intégrés avec une diode de roue libre placée en antiparallèle. Les IGBT symétriques (*non-punch-through*) peuvent, par contre, bloquer une tension inverse, cependant, les pertes par conduction sont plus importantes que celles du cas des IGBT dissymétriques. Les IGBT symétriques trouvent leur application dans les convertisseurs à entrée AC, notamment les redresseurs.

En ce qui concerne la chute de tension à l'état fermé, les IGBT sont comparables aux BJT, mais plus préférables que les MOSFET. Semblablement aux MOSFET, l'amorçage des IGBT est possible avec une commande en tension de 20 V envoyée entre gâchette émetteur, tandis que le blocage se fait avec une tension de 0 V. Les IBT peuvent commuter à des fréquences supersoniques au-delà de 20 kHz. Les taux maximum du courant et de la tension sont de l'ordre de 1 kA et 1.5 kV pour le cas des IGBT dissymétriques et de l'ordre de 2 kA et 3.5 kV pour le cas des IGBT symétriques.

ANNEXE C

POURQUOI LE CERCLE CONCENTRIQUE ?

Comme il faut que la durée T_0 de l'application des vecteurs nuls \vec{v}_0 et \vec{v}_7 (cas de l'onduleur de tension deux niveaux) soit positive ou nulle (et évidemment jamais négative), la zone accessible dans le plan α - β est le polygone indiqué dans la Fig. C.1 [74,75].

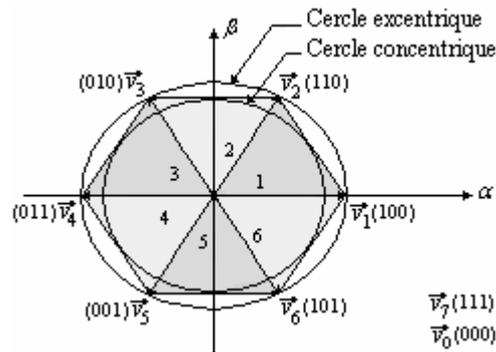


Fig. C.1. Zone accessible dans le plan α - β .

Si on sort du polygone, la somme des modules $T_k \cdot |\vec{v}_k| + T_{k+1} \cdot |\vec{v}_{k+1}|$ sera supérieure au rayon du cercle excentrique, donc la somme $T_k + T_{k+1}$ sera supérieure à 1, et cette commande est irréalisable.

ANNEXE D

S-FUNCTIONS UTILISEES DANS LES MODELES DES FILTRES ACTIFS PARALLELES DEUX ET TROIS NIVEAUX DU CHAPITRE III

D.1. S-Functions utilisées dans le modèle deux niveaux

Il s'agit de donner les programmes des S-Functions mentionnées dans la Fig. III.7, p. 73. Ces dernières sont mentionnées dans le Tableau D.1.

TABLEAU D.1

S-FUNCTIONS UTILISEES DANS LE MODELE DU FILTRE ACTIF DEUX NIVEAUX

<i>Détermination des secteurs de v</i>	<i>Détermination des secteurs de Δi</i>
<pre> function [sys,x0,str,ts] = sectfun_v(t,x,u,flag) switch flag, case 0, [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes; case 3, case { 1, 2, 4, 9 } sys=[]; otherwise error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]); end function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes sizes = simsizes; sizes.NumContStates = 0; sizes.NumDiscStates = 0; sizes.NumOutputs = 1; sizes.NumInputs = 2; sizes.DirFeedthrough = 1; sizes.NumSampleTimes = 1; sys = simsizes(sizes); x0 = []; str = []; ts = [-1 0]; function sys=mdlOutputs(t,x,u) if u(2)>0 if u(1)>0 if u(2)>(sqrt(3)*u(1)) sys = 2; else sys = 1; end end else if u(2)>-(sqrt(3)*u(1)) sys = 2; else sys = 3; end end end else if u(1)>0 if u(2)<-(sqrt(3)*u(1)) sys = 5; else sys = 6; end end else if -u(2)>-(sqrt(3)*u(1)) sys = 5; else sys = 4; end end end end </pre>	<pre> function [sys,x0,str,ts] = sectfun_di(t,x,u,flag) switch flag, case 0, [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes; case 3, case { 1, 2, 4, 9 } sys=[]; otherwise error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]); end function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes sizes = simsizes; sizes.NumContStates = 0; sizes.NumDiscStates = 0; sizes.NumOutputs = 1; sizes.NumInputs = 2; sizes.DirFeedthrough = 1; sizes.NumSampleTimes = 1; sys = simsizes(sizes); x0 = []; str = []; ts = [-1 0]; function sys=mdlOutputs(t,x,u) if u(2)>0 if u(1)>0 if u(2)>(sqrt(3)*u(1)) sys = 2; else sys = 1; end end else if u(2)>-(sqrt(3)*u(1)) sys = 3; else sys = 4; end end end else if u(1)>0 if u(2)<-(sqrt(3)*u(1)) sys = 6; else sys = 1; end end else if -u(2)>-(sqrt(3)*u(1)) sys = 5; else sys = 4; end end end end </pre>

<i>Calcul des temps de commutation du mode a*</i>	<i>Calcul des temps de commutation du mode b**</i>
<pre> unction [sys,x0,str,ts] = pwwmb2fun(t,x,u,flag) Ts =2e-4; Vdc = 840; switch flag, case 0, [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(Ts,Vdc); case 3, sys=mdlOutputs(t,x,u,Ts,Vdc); case { 1, 2, 4, 9 } sys=[]; otherwise error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]); end function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(Ts,Vdc) sizes = simsizes; sizes.NumContStates = 0; sizes.NumDiscStates = 0; sizes.NumOutputs = 3; sizes.NumInputs = 32 ; sizes.DirFeedthrough = 1; sizes.NumSampleTimes = 1; sys = simsizes(sizes); </pre>	<pre> svpwmb2fun </pre>
<pre> x0 = []; str = []; ts = [-1 0] function sys=mdlOutputs(t,x,u,Ts,Vdc) v1a=u(10)-u(26); v1b=u(2)-u(18); sys(1)=Ts*(sqrt(6)*v1a-sqrt(2)*v1b)/(2*Vdc); v2a=u(10)-u(25); v2b=u(2)-u(17); sys(2)=Ts*sqrt(2)*v2b/Vdc; v7a=u(10)-u(28); v7b=u(2)-u(20); sys(3)=(Ts-(Ts*(sqrt(6)*v7a- sqrt(2)*v7b)/(2*Vdc))-(Ts*sqrt(2)*v7b/Vdc))/4; </pre>	
<i>Choix des impulsions parmi les six secteurs du mode a</i>	<i>Choix des impulsions parmi les six secteurs du mode b</i>
<pre> function [sys,x0,str,ts] = passfun1(t,x,u,flag) switch flag, case 0, [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes; case 3, sys=mdlOutputs(t,x,u); case { 1, 2, 4, 9 } sys=[]; otherwise error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]); end function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes sizes = simsizes; sizes.NumContStates = 0; sizes.NumDiscStates = 0; sizes.NumOutputs = 3; sizes.NumInputs = 19; sizes.DirFeedthrough = 1; sizes.NumSampleTimes = 1; sys = simsizes(sizes); x0 = []; str = []; ts = [-1 0]; function sys=mdlOutputs(t,x,u) if u(19)==1 sys(1)=u(1);sys(2)=u(2);sys(3)=u(3); elseif u(19)==2 </pre>	<p>Le programme est inclus dans la S-fonction svpwmb2fun.</p>

```

sys(1)=u(4);sys(2)=u(5);sys(3)=u(6);
elseif u(19)==3
    sys(1)=u(7);sys(2)=u(8);sys(3)=u(9);
elseif u(19)==4
    sys(1)=u(10);sys(2)=u(11);sys(3)=u(12);
elseif u(19)==5
    sys(1)=u(13);sys(2)=u(14);sys(3)=u(15);
elseif u(19)==6
    sys(1)=u(16);sys(2)=u(17);sys(3)=u(18);
end

```

Choix des impulsions à lancer parmi le mode a ou le mode b

```

function [sys,x0,str,ts] = pulsefun(t,x,u,flag)
h=2;
switch flag,
case 0,
[sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(h);
case 3,
sys=mdlOutputs(t,x,u,h);
case { 1, 2, 4, 9 }
sys=[];
otherwise
error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);
end
function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(h)
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0; sizes.NumDiscStates = 0; sizes.NumOutputs = 1;
sizes.NumInputs = 3 ; sizes.DirFeedthrough = 1; sizes.NumSampleTimes = 1; sys = simsizes(sizes);
x0 = []; str = [];
ts = [-1 0
function sys=mdlOutputs(t,x,u,h)
if (u(1)>=-h & u(1)<=h)
    sys=u(2);
elseif (u(1)>h)
    sys=u(3);
elseif (u(1)<-h)
    sys=0;
end

```

* On donne le programme des temps de commutation du secteur 1 de l'hexagone de tension. Pour les autres secteurs, il suffit d'appliquer les équations du Tableau II.6.

** Comme le programme établi (svpwmb2fun) est assez long (260 lignes), on trouve inutile de le communiquer. En revanche, toute personne souhaitant en avoir une idée, est invitée à formuler une demande à l'adresse électronique suivante: hinddjeghloud@yahoo.fr.

D.2. S-Functions utilisées dans le modèle trois niveaux

Le raisonnement dans le cas du filtre actif trois niveaux est assimilable au cas deux niveaux. Cependant, alors qu'on n'avait qu'un seul hexagone de tension dans le cas deux niveaux, on a trois hexagones distincts dans le cas trois niveaux (petit, moyen et grand). En réalité, on a utilisé la S-Function *sectfun_v* (Tableau D.1) du cas deux niveaux pour la détections des secteur des hexagones grand et petit, et la S-Function *sectfun_di* (Tableau D.1)

pour la détection des zones de l'hexagone moyen, géométriquement semblable à l'hexagone du courant. Pour le calcul des instants de commutation de chaque secteur de chaque hexagone, 18 S-Functions similaires à *pwma1fun* (Tableau D.1) ont été utilisées. Ensuite, afin de sélectionner les impulsions à lancer parmi celles délivrées par chaque zone d'un hexagone, on a utilisé *passfun1* (Tableau D.1). Maintenant, afin de sélectionner les impulsions à injecter parmi celles obtenues par chaque hexagone, on a d'abord appliqué la condition de transition de l'équation (III.11), p. 84 se traduisant par la S-Function *condfun* mentionnée dans le Tableau D.2., puis, on a créé la S-function *pass3nhexfun* (Tableau D.2) afin de désigner les signaux de gâchettes recherchés. Ainsi, il ne reste qu'à trancher entre les impulsions des modes a et b en utilisant la S-Function *passfun* (Tableau D.1).

TABLEAU D.2

S-FUNCTIONS UTILISEES DANS LE MODELE DU FILTRE ACTIF TROIS NIVEAUX

Condition de transition	Sélection des impulsions
<pre>function [sys,x0,str,Ts] = condfun(t,x,u,flag) Vdc=1680; switch flag, case 0, [sys,x0,str,Ts]=mdlInitializeSizes(Vdc); case 3, sys=mdlOutputs(t,x,u,Vdc); case { 1, 2, 4, 9 } sys=[]; otherwise error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]); end function [sys,x0,str,Ts]=mdlInitializeSizes(e) sizes = simsizes; sizes.NumContStates = 0; sizes.NumDiscStates = 0; sizes.NumOutputs = 1; sizes.NumInputs = 1; sizes.DirFeedthrough = 1; sizes.NumSampleTimes = 1; sys = simsizes(sizes); x0 = []; str = []; Ts = [-1 0]; % inherited sample time function sys=mdlOutputs(t,x,u,e) if u >=-Vdc/sqrt(8) & u <= Vdc/sqrt(8) sys=1; elseif u >=-Vdc*sqrt(3/8) & u <= Vdc*sqrt(3/8) sys=2; elseif u >=-Vdc/sqrt(2) & u <= Vdc/sqrt(2) sys=3; end</pre>	<pre>function [sys,x0,str,ts] = pass3nhexfun(t,x,u,flag) switch flag, case 0, [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes; case 3, sys=mdlOutputs(t,x,u); case { 1, 2, 4, 9 } sys=[]; otherwise error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]); end function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes sizes = simsizes; sizes.NumContStates = 0; sizes.NumDiscStates = 0; sizes.NumOutputs = 6; sizes.NumInputs = 19; sizes.DirFeedthrough = 1; sizes.NumSampleTimes = 1; sys = simsizes(sizes); x0 = []; str = []; ts = [-1 0]; function sys=mdlOutputs(t,x,u) if u(19)==1 sys(1)=u(1); sys(2)=u(2);sys(3)=u(3); sys(4)=u(4); sys(5)=u(5);sys(6)=u(6); elseif u(19)==2 sys(1)=u(7);sys(2)=u(8);sys(3)=u(9); sys(4)=u(10);sys(5)=u(11);sys(6)=u(12); elseif u(19)==3 sys(1)=u(13);sys(2)=u(14);sys(3)=u(15); sys(4)=u(16);sys(5)=u(17);sys(6)=u(18); end</pre>

Publications

♣ *Internationales*

1. **ACSE** International Journal on Automatic Control and System Engineering, Volume 6, Issue 2, pp. 33-40, June 2006.

ISSN 1687-4811

Titre: *A Novel Time-Domain Reference-Computation Algorithm for Shunt Active Power Filters.*

Auteurs: Hocine Benalla & Hind Djeghloud

2. **JOURNAL OF KING SAUD UNIVERSITY**, Engineering Sciences (2), Volume 18, pp. 231-247, 2006.

ISSN 1018-3639

Titre: *Shunt active filter controlled by fuzzy logic*

Auteurs: Hocine Benalla & Hind Djeghloud

3. **AMSE JOURNAL** (Association for the advancement in Modeling & Simulation), Modelling A, Volume 79, N° 4, pp. 13-30, 2006.

ISSN

Titre: *A new reference algorithm based on positive sequence and instantaneous power for a series active power filter*

Auteurs: Hocine Benalla & Hind Djeghloud

4. **COMPEL** International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Volume 26, N° 1, pp. 114-126, 2007.

ISSN 0332-1649

Titre: *Harmonics cancellation using SVPWM shunt active power filter*

Auteurs: Hind Djeghloud & Hocine Benalla

5. **TSSD** Transactions on Signal Systems and Devices, Issues on Power Electrical Systems, Volume 2, N° 3 (à paraître en fin 2007).

ISSN 1861-5252

Titre: *Series active power filter combined with shunt passive Filter: Application to a Two-Level and a Three-Level Inverter*

Auteurs: Hind Djeghloud, Ouassila Bouhaine & Hocine Benalla

♣ *Nationales*

1. **COST** Communication Sciences et Technologie, N° 2, pp.75-82, Décembre 2003.

Titre: *Réduction des harmoniques utilisant un filtre actif parallèle à trois niveaux*

Auteurs: Hind Djeghloud & Hocine Benalla

Communications Présentées

♣ *Internationales*

1. **World Conference on Energy for Sustainable Development: Technology Advances and Environmental Issues**, Cairo, Egypt, December 6-9, 2004 (Poster)

Titre: *Series active power filter combined with shunt passive filter*

Auteurs: Hocine Benalla, Ouassila Bouhaine & Hind Djeghloud

2. **SSD'05** Third International conference on Systems, signals & Devices, Sousse, Tunisia, March 21-24, 2005 (Orale)

Titre: *Harmonics cancellation using SVPWM shunt active power filter*

Auteurs: Hind Djeghloud & Hocine Benalla

3. **SSD'05** Third International conference on Systems, signals & Devices, Sousse, Tunisia, March 21-24, 2005 (Orale)

Titre: *Series active power filter combined with shunt passive Filter: Application to a Two-Level and a Three-Level Inverter*

Auteurs: Hind Djeghloud, Ouassila Bouhaine & Hocine Benalla

4. **ICTA'05** 5th International Conference on Technology and automation, Thessaloniki, Greece, October 15-16, 2005 (Orale)

Titre: *Space vector pulse width modulation applied to the three-level voltage inverter*

Auteurs: Hind Djeghloud & Hocine Benalla

5. **ICEM 2006** XVII International Conference on Electrical Machines, Chania-Crete Island, Greece, September 2-5, 2006 (Orale)

Titre: *A three-level shunt active power filter controlled with the space vector modulation*

Auteurs: Hind Djeghloud & Hocine Benalla

6. **ICMT'2006** 10th International Conference on Mechatronics Technology, Mexico city, November 20-24, 2006 (Video)

Titre: *A new reference injection algorithm for a three-level space vector pulse width modulated shunt active power filter*

Auteurs: Hind Djeghloud & Hocine Benalla

7. **EVER'07** International Conference on Ecologic Vehicles & Renewable Energies, Monaco, France, March 29 – April 1, 2007 (Poster)

Titre: *A three-level shunt active power filter devoted to wind power applications*

Auteurs: Hind Djeghloud, Hocine Benalla & Lamri Louze

♣ **Nationales**

1. **SNSEM'2003** 1^{er} Séminaire National sur les systèmes Electromécaniques, Annaba, 12-13 novembre 2003 (Orale)

Titre: *Harmonics cancellation using PWM AC/DC Converter*

Auteurs: Hind Djeghloud & Hocine Benalla

2. **CNEA'04** 1^{ère} Conférence Nationale sur l'Electrotechnique et ses Applications, Sidi Bel Abbes, 24-25 Mai 2004 (Orale)

Titre: *Active power filtering: The ideal solution to harmonic disturbances*

Auteurs: Hind Djeghloud & Hocine Benalla

3. **ICEEA'06** Conférence Internationale sur l'électrotechnique et ses Applications, Sidi Bel Abbes, 22-23 Mai 2006 (Orale)

Titre: *Application of a new reference voltage approach to a series active power filter*

Auteurs: Hocine Benalla & Hind Djeghloud

Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution devient de plus en plus préoccupant avec l'accroissement de l'usage des charges non-linéaires. Le filtrage actif de puissance est l'un des solutions les plus efficaces face à ce problème. La contribution qu'apporte cette thèse, dans le champ du filtrage actif, consiste au développement d'une stratégie de commande basée sur la MLI vectorielle et appliquée à une structure multiniveaux. Au départ, on a établi un état de l'art des filtres actifs. Ensuite, on a présenté les algorithmes les plus répandus d'identification des grandeurs harmoniques de référence, et on a énuméré les techniques de commande les plus utilisées, notamment celles à base de la MLI. Un grand espace était réservé à la MLI vectorielle appliquée à un filtre actif deux niveaux, puis trois niveaux. Ce dernier constituant notre apport original. En outre, on a montré comment se fait la conception des circuits de régulation du courant et de la tension d'un filtre actif de puissance. Après, on s'est intéressé aux applications parallèles et séries de filtres actifs deux et trois niveaux, intercalées par des méthodologies de dimensionnement des différents composants passifs entrant en jeu. Des commentaires et des discussions comparatives ont été fournis. Dans une dernière étape, on a d'une part appliqué la logique floue au filtrage actif en vue d'en tirer ses profits de souplesse et de dynamique, en plus de l'amélioration de la qualité de filtrage, et d'autre part, on a associé un filtre actif à l'éolienne, en vue de démontrer son adaptation avec les systèmes à énergies renouvelables.

Abstract

The problem of harmonic pollution in distribution electrical networks is becoming more and more worrying with the increasing use of nonlinear loads. Active power filtering is one of the most effective solutions to this problem. The contribution that brings this thesis, to active filtering field, consists on the development of a control strategy based on space vector pulse width modulation (SVPWM), applied to a multilevel structure. At the beginning, we have established the state of the art of active power filters (APFs). After what, we presented the most popular references identification algorithms, and enumerated the most used control techniques, particularly those based on pulse width modulation (PWM) strategies. A large space was reserved to SVPWM applied first to a two-level APF, then to a three-level one. This latter constituting our original contribution. Besides, we showed how APFs current and voltage regulating circuits can be conceived. Next, we were interested to shunt and series two and three-level APFs appliances, intercalated by dimensioning methodologies of the different considered passive components. Commentaries and comparative discussions were provided. In the last step, we have, on the one hand, introduced fuzzy logic to active filtering in order to show the features of this intelligent technique, especially suppleness and dynamics, besides improving filtering quality, and in the other hand associated an active filter to wind energy, in the target to demonstrate its flexibility with renewable energy systems.

ملخص

إن مشكلة التلوث بالتوافقيات في شبكات التوزيع الكهربائية هي في تفاقم مقلق خاصة مع تزايد استعمال الحمولات غير الخطية. التصفية الفعالة هي واحدة من بين أنجع الحلول المقترحة للتصدي لهذه المشكلة. إن مساهمتنا في هذا الميدان، من خلال هذه الرسالة، تكمن في تطوير تقنية تحكم معتمدة على التعديل الشعاعي في عرض الذبذبة بهدف تطبيقها على مصفى فعال ثلاثي الأطوار. في البداية قمنا بمراجعة أدبة المصافي الفعالة ذات القدرة. بعد ذلك عرضنا الطرق الأكثر شيوعاً في حساب المقادير المرجعية، كما عرضنا تقنيات التحكم الأكثر استعمالاً، خاصة تلك المرتكزة على التعديل في عرض الذبذبة. وقد خصصنا مساحة كبيرة لتطبيق التحكم الشعاعي أولاً على مصفى فعال ثلاثي الأطوار، ثم على واحد ثلاثي الأطوار، هذا الأخير ممثلاً لأهم جديد ساهمنا به. بالإضافة إلى ذلك تعرفنا إلى كيفية تصميم دارات تعديل تيار و توتر المصافي الفعالة ذات القدرة. الخطوة التالية تضمنت تطبيقات برمجية لمصافي فعالة متوازية و متسلسلة، ثنائية و ثلاثية الأطوار، تخللها عرض لمنهجيات حساب قيم المكونات غير الفعالة المعتبرة. صحبت هذه التطبيقات بمناقشات و مقارنات. أما آخر مرحلة فقد شملت من جهة تطبيق التقنية الذكية المتمثلة في المنطق الغامض على مصفى فعال قصد الحصول على المزيد من الديناميكية و الجودة في عملية التصفية؛ و من جهة أخرى فقد اشتملت على ربط لمصفى فعال مع عفة هوائية بهدف البرهنة على ملائمتها مع أنظمة الطاقة المتجددة.