

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'enseignement supérieur
et de la recherche scientifique**

Université Hassiba Benbouali de Chlef



**Faculté des Sciences et Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique**

MEMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de

Magister en Electrotechnique

Option : Réseaux électriques

Présenté par

YOUSFI ABDELKADER

Ingénieur d'état en électrotechnique, Université de Chlef

THEME

**AMELIORATION DE LA QUALITE D'ENERGIE ELECTRIQUE EN
UTILISANT UN ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX**

Soutenu le : 27 Mai 2008, devant le jury composé de :

Mr M.S. BOUCHERIT	Professeur, ENP Alger	Président
Mr B. BELMADANI	Professeur, Univ. HB Chlef	Rapporteur
Mr R. DAHMANE	Maître Assistant, Univ. HB Chlef	Co-Rapporteur
Mr M.O. MAHMOUDI	Professeur, ENP Alger	Examineur
Mr L. NEZLI	Maître de conférences, ENP Alger	Examineur

Année : 2008

REMERCIEMENTS

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

Je tiens à remercier vivement mon promoteur Monsieur B.BELMADANI, Professeur à l'université de chlef, pour ses orientations éclairées, ses conseils constructifs, son esprit critique et son aide précieuse.

J'exprime mes vifs remerciements à Messieurs : M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'Ecole nationale polytechnique d'Alger, et R .Dahmane et Helaimi, qu'ils soient assurés de ma profonde reconnaissance.

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

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

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

DEDICACES

A qui puis je dédie cet humble travail si ce n'est à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

Je dédie ce travail également :

- *A mon frère et à mes sœurs.*
- *A mes oncles et à mes tantes.*
- *A tous mes amis en particulier Khelifa, Samir, Mustafa, Mohamed, Mourad, Abderrahmane...*
- *A toute la famille YOUSFI.*
- *A tous ceux qui me sont chers.*

RESUME

En vue d'améliorer la qualité du transfert d'énergie de la source vers la charge, et de réduire les effets néfastes des harmoniques engendrés par les charges non linéaires, ce travail a été fait.

Dans ce mémoire nous exposons le problème de la dégradation du courant dans les installations électrique, qui découle directement de la prolifération des charges non linéaires, pour le résoudre, nous avons utilisé un onduleur à cinq niveaux à structure NPC comme filtre actif parallèle, qui injecte des courants harmoniques en temps réel au point de connexion (filtre actif-réseau) avec la compensation d'énergie réactive. Nous mettrons en évidence trois stratégies de commande MLI. Ainsi, on présentera une solution efficace à la pollution des réseaux produite par des charges non linéaires.

Mots clés : Pollution des réseaux, qualité de l'énergie, harmoniques, onduleur à cinq niveaux, commande MLI, filtre actif parallèle, charge non linéaire, compensateur de l'énergie réactive.

SUMMARY

In order to improve the quality of the energy transfer from the power supply to the load, and to reduce the harmful effects of the harmonic generated by nonlinear loads, this work has been done.

In this memory we present the problem of the degradation of the current in the installations electric, which ensues directly from the proliferation of the nonlinear loads, to resolve him, we used an five levels inverter with NPC structure as parallel active filter, which injects real-time harmonious currents into the point of connection (active filter-network) with the compensation of reactive energy. We shall bring to light three strategies of command PWM. So, we shall present an effective solution of the pollution of networks produced by nonlinear loads.

Key words : Pollution of the networks, quality of the energy, Harmonics, five-level inverter, PWM control, shunt active filter, nonlinear load, reactive energy compensator.

ملخص

هذا العمل أنجز لتحسين نوعية تحويل الطاقة الكهربائية من المصدر إلى الحمل و تخفيض الاضطرابات الناتجة عن الحمولات الكهربائية غير الخطية. في هذه المذكرة نعرض مشكل تدهور التيار في التركيبات كهربائية الناشئة مباشرة من تكاثر الحمولات غير الخطية , ولحلها نستعمل موج خماسي المستويات NPC (النقطة الحياضية المترابطة) كمرشح متوازي يقوم بإدخال تيارات توافقية في الوقت الحقيقي في نقطة ارتباط (مرشح نشيط, دارة) مع المعوض للطاقة المتفاعلة. وضعنا جليا ثلاث استراتيجيات التحكم MLI , هكذا نكون قد قدمنا حل فعال لتلوث الدارات الناجمة عن طريق الحمولات غير الخطية.

كلمات المفتاح: تلوث الدارات, نوعية الطاقة, التوافقيات, موج ذو خمس مستويات, التحكم بتغيير عرض النبضات, مرشح نشيط متوازن, الحمولات غير الخطية, معوض الطاقة المتفاعلة.

LISTE DE SYMBOLE

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

$i_{h_mesuré}$	Courant harmonique de mesurée
$I_{ref1,2,3}$	Courants de référence
R	Résistance d'induit
L	Inductance de l'induit
K_f	Coefficient de frottement
K_φ	Constantes K_c et K_m
J	Moment d'inertie
Ω_{nom}	Vitesse nominale
C_{nom}	Couple nominal
V_{inj}	Tension harmonique
$U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4}$	Tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux
$i_{d0}, i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}$	Courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux
$V_\alpha, V_\beta, I_\alpha, I_\beta$	Composante de Concordai
$[N(t)]$	Matrice de conversion simple
$[M(t)]$	Matrice de conversion composée
$[N_g(t)]$	Matrice génératrice de conversion simple
$[M_g(t)]$	Matrice génératrice de conversion composée
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
FAP	Filtre actif parallèle
FAS	Filtre actif série
FPP	Filtre passif parallèle
$UPQC$	Unified Power Quality Conditionner
THD	Taux de distorsion harmoniques
NPC	Neutral Point Clamping (point neutre des sources continues M)

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS	i
DEDICACES	ii
RESUME.....	iii
LISTE DE SYMBOLE.....	iv
SOMMAIRE	vi
Introduction générale.....	1
<i>Chapitre I : Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électriques</i>	
Introduction	3
I.1 Qualité de l'énergie électrique : critères et définitions	4
I.2 Les perturbations électriques et leurs origines	4
I.2.1 Creux et coupures de tension	5
I.2.2 Fluctuations de tension	5
I.2.3 Déséquilibre du système triphase de tension	6
I.2.4 Variation de fréquence	7
I.2.5 Harmoniques et interharmoniques	7
I.2.6 Conséquences des phénomènes perturbateurs	8
I.3 Les perturbations harmoniques en courant et/ou en tension	9
I.3.1 Origine des harmoniques	9
I.3.2 Conséquences des harmoniques.....	9
I.3.3 Caractérisation des perturbations harmoniques	10
I.4 Solutions pour améliorer la qualité d'énergie électrique.....	12
I.4.1 Solutions traditionnelles de dépollution.....	13
I.4.1.1 Dépollution des courants perturbateurs	13
I.4.1.1.1 Rééquilibrage des courants perturbateurs	13
I.4.1.1.2 Compensation de la puissance réactive.....	13
I.4.1.1.3 Compensation des courants harmoniques	14
I.4.1.1.3.1 Filtre passif parallèle	15
I.4.1.1.3.2 Filtre passif série	15
I.4.1.1.3.3 Filtre passif amorti ou passe-haut	15
I.4.1.1.3.4 Filtre résonant	16
I.4.1.2 Dépollution des tensions perturbatrices	17
I.4.2 Solutions modernes de dépollution	17

I.4.2.1 Le filtre actif parallèle.....	18
I.4.2.2 Le filtre actif série.....	18
I.4.2.3 La combinaison parallèle-série actifs.....	19
I.4.2.4 Combinaison hybride active et passive.....	20
I.4.2.4.1 Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....	20
I.4.2.4.2 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles ..	21
I.4.2.4.3 Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle	22
Conclusion.....	23
<i>Chapitre II: Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux et stratégie de commande</i>	
Introduction	24
II.1 Modélisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	25
II.1.1 Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux	25
II.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à cinq niveaux	27
II.1.3 Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux	29
II.2 Modèle de commande de l'onduleur à cinq niveaux.....	31
II.2.1 Commande complémentaire	31
II.2.2 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	32
II.3 Les différentes stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux	41
II.3.1 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	41
II.3.2 Commande MLI à une porteuse	42
II.3.3 Commande MLI à quatre porteuses.....	46
II.3.4 Modulation vectorielle.....	49
Conclusion.....	54
<i>Chapitre III : Etude du filtre actif parallèle</i>	
Introduction	55
III.1 Mise en œuvre	56
III.2 Principe du filtrage actif parallèle	57
III.3 Structure du filtre actif parallèle triphasé à cinq niveaux.....	58
III.4 Application du filtre actif parallèle à la charge non linéaire	59
III.4.1 Modélisation du réseau électrique.....	59
III.4.2 Modélisation de la charge polluante.....	59
III.4.2.1 Charge statique.....	61
III.4.2.2 Charge dynamique.....	62
III.4.2.3 Modélisation de la machine à courant continu.....	62

III.4.2.3.1 Equations de fonctionnement	62
III.5 Calcul des courants harmoniques	64
III.5.1 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées	65
III.5.2 Séparation des puissances	67
III.5.3 Identification des courants de référencées	67
III.6 Application de la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées au filtrage actif parallèle	69
III.7 Asservissement des courants du filtre actif à cinq niveaux	69
III.8 Résultats de simulation	71
III.8.1 Charge statique	71
III.8.2 Charge dynamique	80
III.9 Interprétation des résultats	89
Conclusion	90
<i>Chapitre IV : Filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive</i>	
Introduction	91
IV.1 Principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive	92
IV.1.1 Détermination de la valeur I_{s_max}	93
IV.1.2 Principe de la méthode	93
IV.1.3 Expression du courant de charge dans le repère $\alpha - \beta$	94
IV.1.4 Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction du courant de source de référence	94
IV.2 Application de cette méthode sur une charge non linéaire	96
IV.3 Résultats de simulation	97
IV.3.1 Charge statique	97
IV.3.2 Charge dynamique	106
IV.4 Interprétation des résultats	115
Conclusion	116
Conclusion générale	117
Annexe	119
Bibliographie	124

Introduction générale

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

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

Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, de la part des utilisateurs, des taux de déséquilibre des courants et d'harmonique, ainsi qu'à une importante consommation de la puissance réactive. La circulation de ces mêmes courants perturbés va également provoquer des déséquilibres de tension et des harmoniques, lesquels vont se superposer à la tension nominale du réseau électrique. De plus, des incidents du type coups de foudre ou un brusque démarrage d'une machine tournante à forte puissance peuvent causer une chute soudaine et importante de tension. On nommera ce type d'incident: creux de tension, [1]. Ces perturbations ont bien entendu des conséquences néfastes sur les équipements électriques, lesquelles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un arrêt soudain des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements, [2].

Pour faire face à ces problèmes et d'améliorer la qualité de l'énergie, la solution utilisée jusqu'à présent est le filtre passif qui fournit de l'énergie réactive et piège les harmoniques [3][6]. Malgré sa simplicité et son faible coût, cette solution présente deux inconvénients majeurs : Le premier est lié au phénomène de résonance avec le réseau qui est l'origine d'amplification de tout harmonique à fréquence voisine de celle de la résonance, se traduisant par des surtensions pouvant aller jusqu'à la destruction des équipements. Le deuxième inconvénient est la dépendance des performances du filtre passif aux caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté.

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

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

Ce mémoire a été organisé en quatre chapitres:

Le premier chapitre du mémoire recense les perturbations qui peuvent apparaître dans un réseau électrique et expose leurs causes et leurs conséquences. Les solutions de dépollution existantes, tant traditionnelles que modernes sont rappelées.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation d'onduleur triphasé à cinq niveaux. On présentera son modèle de connaissance et celui de commande. Ainsi que les stratégies de commande MLI.

Le troisième chapitre sera consacré au principe du filtrage actif parallèle en utilisant comme organe de puissance de l'onduleur à cinq niveaux. En deuxième lieu l'étude des différentes méthodes d'identification des courants harmoniques et en particulier la méthode des puissances actives et réactives instantanées.

Dans le dernier chapitre, nous terminerons notre étude par l'utilisation du filtre actif pas seulement comme compensateur des harmoniques, mais aussi comme compensateur d'énergie réactive.

Une conclusion générale clôturera ce mémoire.

Introduction

Le distributeur d'énergie doit fournir à l'ensemble de ses clients et utilisateurs une énergie de qualité sous la forme de trois tensions sinusoïdales constituant un réseau triphase équilibré.

La qualité de cette énergie dépend de celle de la tension aux points de raccordement. Toutefois, cette tension subit généralement des altérations durant son transport jusqu'à son arrivée chez le client, industriel ou particulier. Les origines de ces altérations sont nombreuses; outre les incidents relatifs à la nature physique et matérielle des organes d'exploitation du réseau, il existe aussi des causes intrinsèques spécifiques au fonctionnement de certains récepteurs particuliers.

Afin d'éviter le dysfonctionnement, voire la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer.

Nous commencerons ce chapitre par un exposé des principaux défauts affectant la tension et le courant du réseau électrique. Nous parlerons également de leurs origines, des conséquences matérielles. Nous discuterons ensuite des solutions traditionnelles et modernes utilisés pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques.

I.1 Qualité de l'énergie électrique : critères et définitions

Les critères de qualité de l'électricité sont directement issus de l'observation des perturbations électromagnétiques des réseaux électriques.

On parle de Compatibilité Electromagnétique (C. E. M.) afin de caractériser l'aptitude d'un appareil, d'un dispositif [4], à fonctionner normalement dans un environnement électromagnétique sans produire lui même des perturbations nuisibles aux autres appareils ou dispositifs.

La CEM classe ces perturbations selon deux groupes :

- basses fréquences (< 9 kHz) ;
- hautes fréquences (> 9 kHz).

D'autre part, ces phénomènes sont caractérisés selon leur mode de transmission : on parlera de perturbations conduites et de perturbations rayonnées.

De manière générale, les perturbations en électrotechnique appartiennent à la basse fréquence dont la transmission est conduite.

Les phénomènes observés sont nombreux : creux de tension et coupures, surtensions temporaires ou transitoires, fluctuations lentes de la tension (flicker), variations de la fréquence, déséquilibres du système triphasé, harmoniques et interharmoniques, tensions continues dans les réseaux alternatifs, ...

Ils peuvent être regroupés en quatre catégories selon qu'ils affectent :

- La fréquence,
- L'amplitude des trois tensions,
- La forme d'onde,
- Le déséquilibre.

I.2 Les perturbations électriques et leurs origines

Les perturbations électriques affectant l'un des quatre paramètres cités précédemment peuvent se manifester par : un creux ou une coupure de tension, une fluctuation de tension, un déséquilibre du système triphasé de tension, une variation de la fréquence, la présence d'harmoniques et/ou d'interharmoniques.

I.2.1 Creux et coupures de tension

Le creux de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur située entre 10% et 90% de la tension nominale pendant une durée allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes.

Les creux de tension sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre, ou à des défauts sur l'installation ou dans les réseaux tant publics que ceux des utilisateurs. Ils apparaissent également lors de manoeuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de fortes intensités (moteurs, transformateurs, etc.)[5].

Une coupure de tension quand à elle est une diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90% de la tension nominale ou disparition totale pendant une durée généralement comprise entre 10 ms et une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms. La figure (I.1) montre un exemple de creux et de coupure de tension.

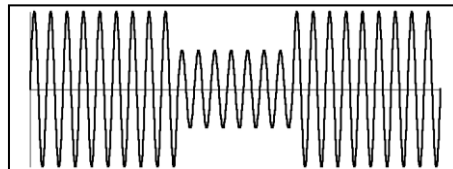


Figure I.1: Creux et coupures de tension

I.2.2 Fluctuations de tension

Les fluctuations de tension sont des variations périodiques ou erratiques de l'enveloppe de la tension. Ce sont des variations brutales de l'amplitude de la tension situées dans une bande de $\pm 10\%$ et se produisent sur un intervalle de temps de quelques centièmes de secondes [5].

Elles sont en particulier dues à la propagation sur les lignes du réseau de courants d'appel importants. L'origine principale de ces courants est le fonctionnement d'appareil dont la puissance absorbée varie de manière rapide, comme les fours à arc et des machines à souder. Ces fluctuations se traduisent par des variations d'intensité, visible au niveau de

l'éclairage causant un gêne visuel perceptible pour une variation de 1% de la tension. Ce phénomène de papillotement est appelé *flicker*. Un exemple de fluctuation de tension est montré dans la figure (I.2).

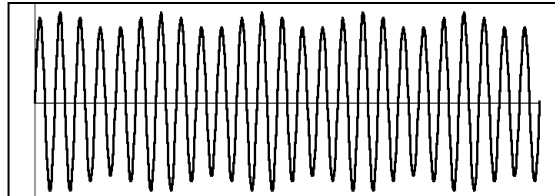


Figure I.2 : Fluctuations de tension.

I.2.3 Déséquilibre du système triphase de tension

Lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de 120° les unes par rapport aux autres, on parlera de déséquilibre du système triphase (voir la figure I.3).

Un réseau électrique triphase équilibré alimentant un récepteur électrique triphase non équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau [5].

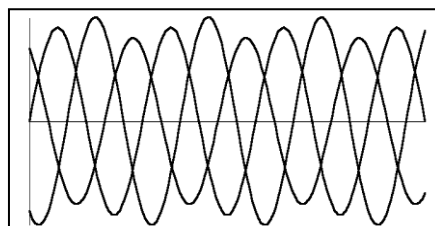


Figure I.3 : Cas particulier de déséquilibre du système triphase de tension

I.2.4 Variation de fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome (voir la figure I.4). Au niveau des réseaux de distribution ou de transport [5], cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50 \text{ Hz} \pm 1\%$.

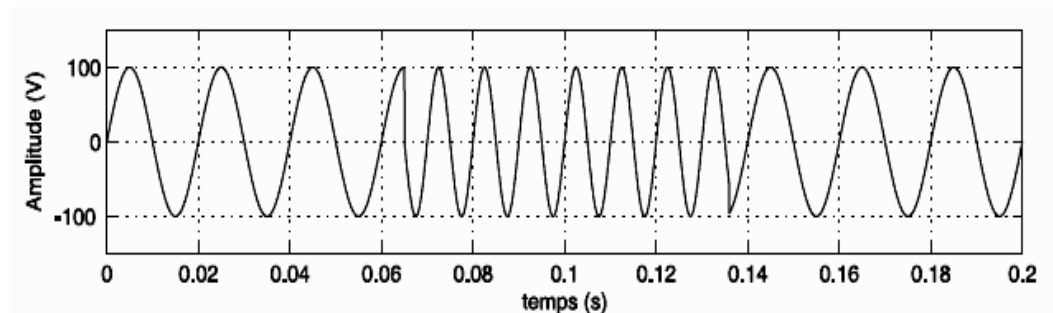


Figure I.4 : Variation de fréquence

I.2.5 Harmoniques et interharmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entières de celle du fondamental. La figure (I.5) montre la superposition de l'harmonique d'ordre 3 sur un courant fondamental de fréquence 50 Hz. La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électrique est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipements de l'électronique de puissance à base de thyristors [5] [20].

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

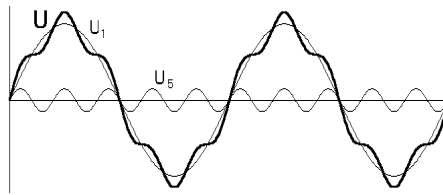


Figure I.5 : Harmoniques et interharmoniques

I.2.6 Conséquences des phénomènes perturbateurs

Parmi les principaux effets instantanés existants, en regroupés dans le tableau (I.1) :

Types de perturbation	Conséquences
<i>Creux et coupures de tension</i>	<i>Perturbation ou arrêt du procédé : pertes de données, données erronées, ouverture de contacteurs, verrouillage de variateurs de vitesse, ralentissement ou décrochage de moteurs, extinction de lampes à décharge.</i>
<i>Fluctuations de tension</i>	<i>Fluctuation de la luminosité des lampes (papillotement ou flicker).</i>
<i>Déséquilibres de tension</i>	<i>Couples moteurs inverses (vibrations) et suréchauffement des machines asynchrones.</i>
<i>Harmoniques et interharmoniques</i>	<i>Surcharges (du conducteur de neutre, des sources...), déclenchements intempestifs, vieillissement accéléré, dégradation du rendement énergétique, perte de productivité. Perturbation des signaux de tarification, papillotement (flicker).</i>

Tableau (I.1) : Principaux conséquence des phénomènes perturbateurs

I.3 Les perturbations harmoniques en courant et/ou en tension

I.3.1 Origine des harmoniques

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

I.3.2 Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donner lieu à des surcoûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types : les effets instantanés et les effets à terme [5] [20].

a) Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

- **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques** : En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.
- **Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs** : Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.
- **Erreurs dans les appareils de mesure** : Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.
- **Vibrations et bruits** : Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électro-magnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).

b) effets a terme

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

- **Echauffement des câbles et des équipements** : Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du suréchauffement du neutre et les matériels bobines comme les transformateurs ou les moteurs.
- **Echauffement des condensateurs** : L'échauffement est cause par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- **Echauffement du aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs** : Echauffement cause par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

1.3.3 Caractérisation des perturbations harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime déformé. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive.

a) Le taux de distorsion harmoniques

Notre étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la charge est entaché de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence

fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformé [5] [20]. Il est donné par l'expression suivante :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_{ci}^2}}{I_{c1}} \quad (I.1)$$

avec I_{c1} la valeur efficace du courant fondamental et I_{ci} les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant

Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40. Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence.

b) Le facteur de puissance

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties : active P , réactive Q et déformante D . Son expression est donnée par l'équation suivante :

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

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental. La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant (avec $D = 3V\sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2}$, où I_c est la valeur efficace du courant de la charge).

Le facteur de puissance F_p est égal au quotient de la puissance active P par la puissance apparente S :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (I.3)$$

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1. En posant :

$$P = 3VI_{c1} \cos \phi \quad (I.4)$$

on aura

$$F_p = \frac{I_{c1}}{I_c} \cos \phi = F_{dis} \cos \phi \quad (I.5)$$

Où F_{dis} représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît. ϕ Représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension.

Afin d'éviter les désagréments causés par la présence de courants et de tensions harmoniques dans le réseau, des normes sont imposées aux utilisateurs.

I.4 Solutions pour améliorer la qualité d'énergie électrique

Une dégradation de qualité peut conduire à une modification du comportement des performances ou même à la destruction des équipements et des procédés dépendant avec les conséquences possibles sur la sécurité des personnes et des surcoûts économiques, ceci suppose que:

- Un ou plusieurs générateurs de perturbations.
- Un ou plusieurs récepteurs sensibles à ces perturbations.
- Entre les deux, un chemin de propagation de ces perturbations.

Ces solutions peuvent être mise en oeuvre pour :

- Corriger un dysfonctionnement dans une installation.
- Agir de façon préventive en vue de raccordement de charges polluantes.
- Mettre en conformité l'installation par rapport à une norme ou à des recommandations du distributeur d'énergie.
- Réduction du facteur énergétique.

I.4.1 Solutions traditionnelles de dépollution

I.4.1.1 Dépollution des courants perturbateurs

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

I.4.1.1.1 Rééquilibrage des courants perturbateurs

- Répartition égale des charges sur les trois phases quand les charges monophasées et biphasées sont mal réparties à cause des courants déséquilibrés dans le réseau électrique basse tension.
- Compensateur passif, ex : Montage de Steinmetz qui provoque un fort déséquilibre pour les fréquences différentes de 50Hz avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmonique [3].

I.4.1.1.2 Compensation de la puissance réactive

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

La plus simple méthode de compensation consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau pour relever le facteur de puissance du réseau d'alimentation [3], [6], à proximité des charges qui ont un mauvais facteur de puissance pour la compensation locale ou près d'un transformateur d'alimentation pour la compensation globale [7].

Afin d'augmenter la performance dynamique et réaliser une compensation variable en fonction de la consommation d'énergie réactive de la charge, il est nécessaire d'utiliser des convertisseurs statiques de puissance réactive avancée [8], [9], [10], [11], utilisés plus particulièrement pour injecter de la puissance réactive en un point du réseau, de façon à augmenter la puissance maximale transmissible et la stabilité du réseau; les machines synchrones triphasées sont également utilisées pour compenser la puissance réactive [12].

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

1.4.1.1.3 Compensation des courants harmoniques

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

Parmi les dispositifs de filtrage les plus répons, les filtres passifs; cette solution est la plus ancienne et la plus répandue aux problèmes d'harmoniques. Il s'agit d'utiliser un condensateur en série avec une inductance de façon à obtenir l'accord sur un harmonique de fréquence donné. Cet ensemble présente une impédance très faible pour sa fréquence d'accord et se comporte comme un court circuit pour l'harmonique considéré [13]. Donc, le principe est de piéger les harmoniques, et de les empêcher de se propager dans le réseau et conserver le fondamental tel qu'il est [10].

L'absorption des harmoniques peut être obtenue par la mise en place des filtres harmoniques [14], dont l'impédance est faible pour les harmoniques concernés et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau [6].

Il est possible d'utiliser simultanément plusieurs ensembles accordés sur des fréquences différentes afin d'éliminer plusieurs rangs d'harmoniques. Les filtres passifs contribuent à la compensation d'énergie réactive [13].

Parmi les filtres passifs, on peut citer:

I.4.1.1.3.1 Filtre passif parallèle

On place en parallèle avec le réseau d'alimentation une impédance très faible accordée à la fréquence d'harmonique à piéger [15].

I.4.1.1.3.2 Filtre passif série

Le principe est le même que le précédent, mais au lieu de piéger les harmoniques, on les empêche de remonter à la source. Un exemple de filtre passif série est le circuit bouchon [15].

I.4.1.1.3.3 Filtre passif amorti ou passe-haut

Le filtre passif amorti ou passe-haut (Figure I.6) compense les harmoniques supérieurs ou égales à sa fréquence propre. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres résonants. Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques, et pour compenser la puissance réactive.

Leurs inconvénients sont les suivants:

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- Equipements volumineux [6].
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau [3] ; ce principe demande une étude soignée, car si le filtre se comporte bien comme un court circuit pour une fréquence désirée, il peut présenter des risques de résonance avec les autres inductances du réseau sur d'autres fréquences et ainsi fait augmenter des niveaux d'harmoniques non gênants avant sa mise en place [13].

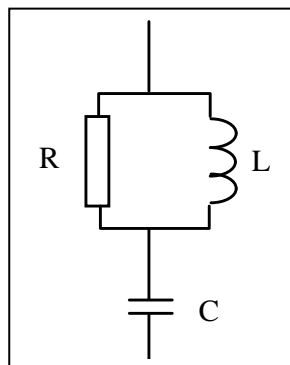


Figure I.6 : Filtre passif amorti ou passe-haut

I.4.1.1.3.4 Filtre résonant

C'est un filtre très sélectif constitué d'un ensemble RLC en série voir la figure (I.7) et il est accordé sur une fréquence déterminée [14]. Sa performance est caractérisée par la réduction de la tension harmonique entre ses bornes [6]. Cette solution consiste aussi à offrir au courant harmonique que l'on désire éliminer, un chemin moins résistant que la ligne. Elle exploite la résonance série des circuits formés par l'association d'éléments inductifs et capacitifs, ces circuits, pour chaque paire (L, C) une fréquence dite de résonance où l'impédance de circuit est très basse [13].

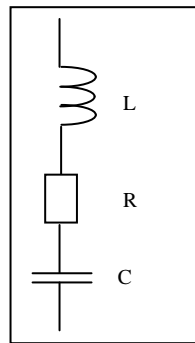


Figure 1.7 : Filtre passif résonnant

De même, leurs inconvénients se résument en :

Le filtrage passif se limite à l'atténuation d'harmoniques d'un rang bien déterminé; ce qui limite son effet, donc cette solution s'avère parfois inactive, à cause de la dérivation de la fréquence de résonance qui est due soit au changement de la structure du réseau ou bien au vieillissement des composants du filtre passif, pis encore cela peut engendrer l'effet inverse à savoir l'amplification des harmoniques, cela peut se traduire par une surintensité ou une surtension; son in adaptabilité nous contraint à concevoir un filtre spécifique pour chaque catégorie de charge selon les harmoniques qu'elles produisent [16].

I.4.1.2 Dépollution des tensions perturbatrices

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

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

I.4.2 Solutions modernes de dépollution

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques.

Nous citerons quatre topologies possibles de filtres actifs :

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

I.4.2.1 Le filtre actif parallèle

Appelé aussi compensateur *shunt*, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution (figure I.8). Il est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il restitue dans le réseau électrique les courants harmoniques i_{inj} égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau i_s soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure auto-adaptabilité, fiabilité et performance.

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

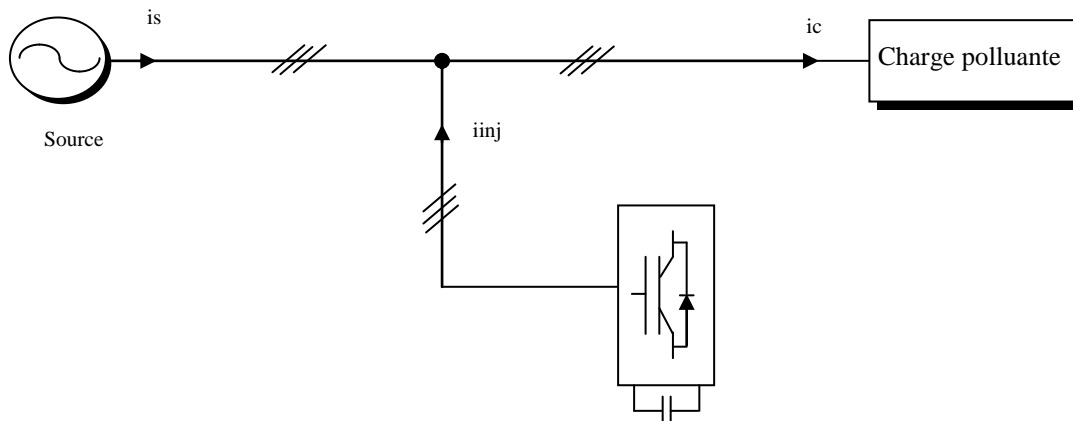


Figure I.8 : Filtre actif parallèle

I.4.2.2 Le filtre actif série

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau (figure I.9). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa

mise en œuvre : elle ne permet pas, par exemple, de compenser les courants harmoniques produites par la charge.

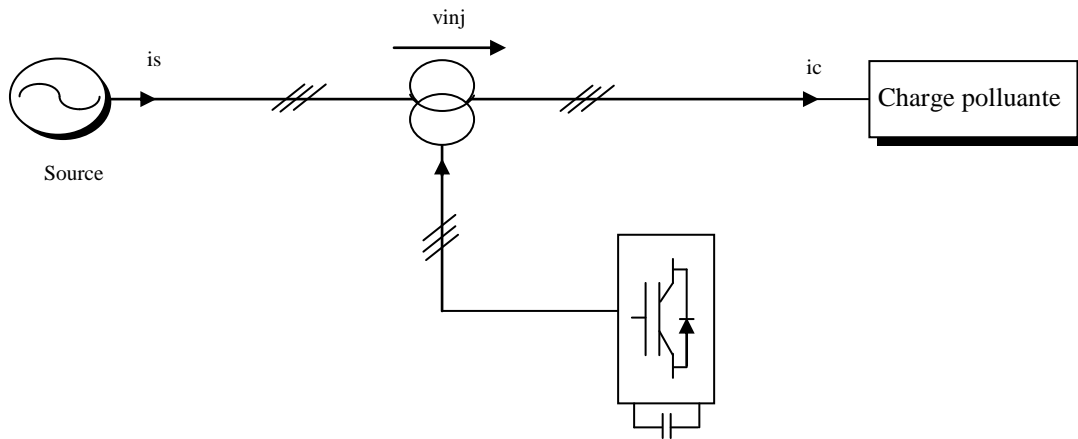


Figure 1.9 : Filtre actif série

I.4.2.3 La combinaison parallèle-série actifs

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série (figure I.10). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle-série actifs ou *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC). L'UPQC possède les avantages cumules des filtres actifs parallèle et série.

Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme montré sur la figure (I.10), permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée.

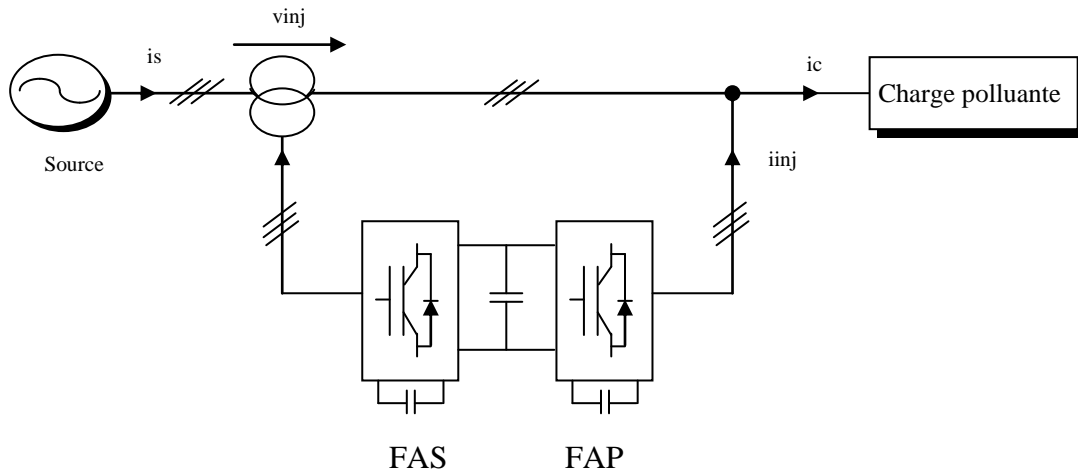


Figure I.10 : Combinaison des filtres actifs série et parallèle

I.4.2.4 Combinaison hybride active et passive

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

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

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

I.4.2.4.1 Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le schéma de principe de ce système de filtrage est donné par la figure (I.11), il est constitué de filtre passif accordé aux fréquences des harmoniques prédominantes et d'un filtre série. Plusieurs études ont confirmé que les performances des filtres actifs peuvent être amélioré par ce couplage [17].

Cette configuration permet d'une part de minimiser la puissance du filtre actif car une grande partie des courants harmoniques est absorbée par les filtres passifs et d'autre part d'améliorer les performances des filtres passifs [18]. Il réduit ainsi les risques d'anti-résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau [12].

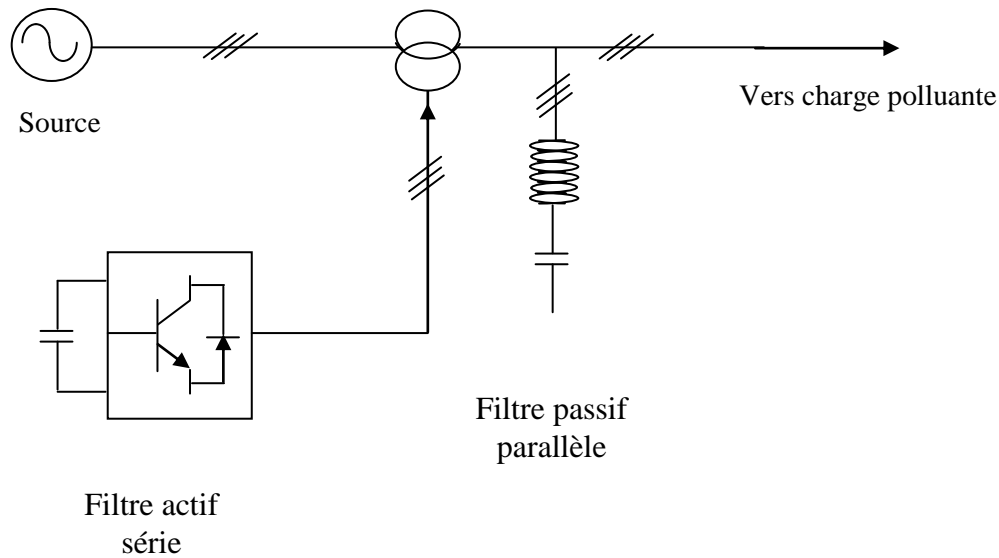


Figure I.11: Filtre actif série assisté par filtre passif

1.4.2.4.2 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en Figure (I.12), est le même que le précédent avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série c'est à dire la puissance de ce filtre est plus faible que celle du filtre hybride car le courant qui le traverse est moins important [4]. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [3], [19].

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

Cette structure est donc bien adaptée à traiter les réseaux de puissance et tension élevées, tout en assurant le ré phasage des composantes fondamentales. Son principal inconvénient est que les filtres passifs sont définis en fonction de la nature de chaque charge: une étude préalable est impérative. Enfin, la quasi-totalité des tensions harmoniques préexistantes (sur la source) sont présentes côté charge. Dans ce sens, cette configuration peut être assimilée au compensateur actif de type «shunt» [13].

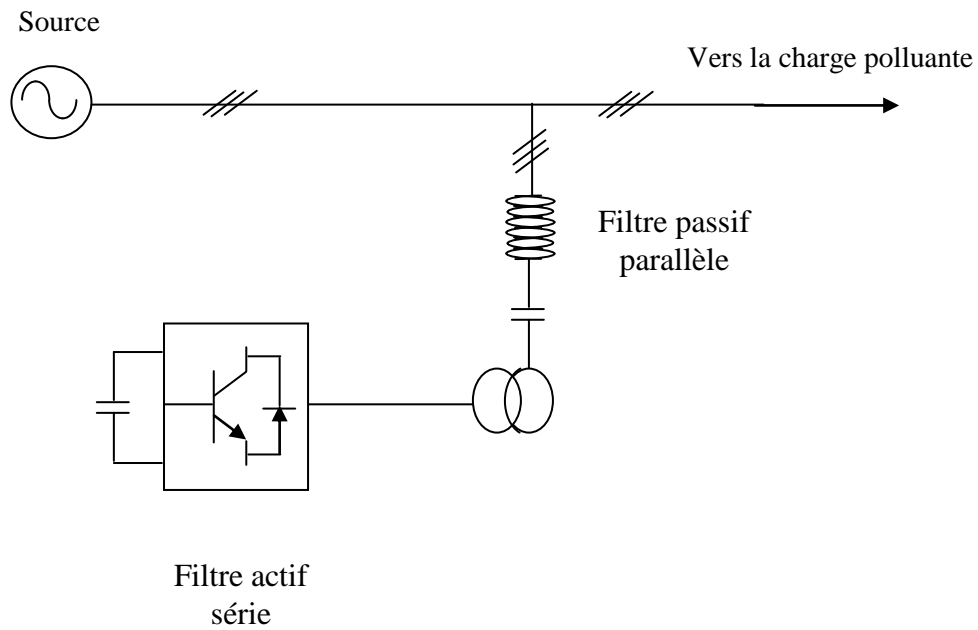


Figure I.12 : Filtre actif série et passif parallèle connectés en série assisté

1.4.2.4.3 Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en Figure (I.13), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle.

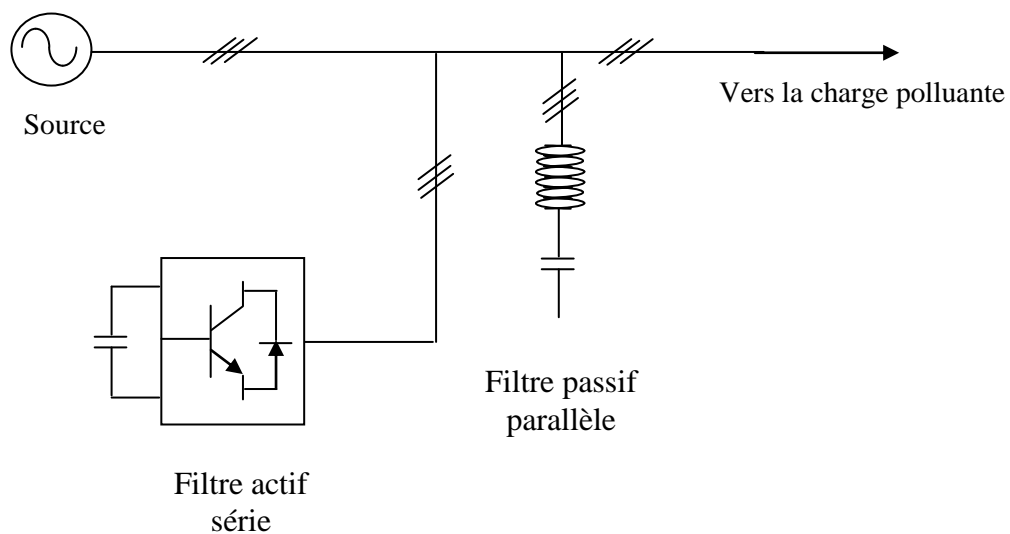


Figure I.13 : Filtre actif parallèle assisté par filtre passif

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques et les solutions de dépollution existantes.

Le développement croissant des appareils générateurs d'harmoniques entraînera une hausse sensible des perturbations injectées par les clients. Le traitement de ce problème se fait par plusieurs stratégies, les solutions classiques présentent de nombreuses contraintes pour répondre à un besoin actif de dépollution, elles sont souvent pénalisées en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Des nouvelles méthodes ont été mises au point: redresseur à MLI, filtres actifs qui sont plus souple et performante (en particulier filtre actif parallèle). C'est ainsi que dans l'objectif d'améliorer la qualité de l'énergie électrique qui doit être conforme aux nouvelles contraintes normatives, nous étudierons, dans le chapitre suivant, la modélisation et la commande d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Introduction

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques assurant la conversion continu-alternatif, dont on distingue deux types d'onduleurs, les onduleurs de tension et les onduleurs du courant (dit commutateur). Ils se présentent dans plusieurs applications, les plus variés est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

L'évolution de la fonction de conversion s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandable, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de "modulation de largeur d'impulsions".

Dans ce chapitre, on étudiera l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux et les stratégies de commandes adaptées à ce dernier.

En premier lieu, on présentera la modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, puis on développera son modèle de connaissance et celui de commande.

En deuxième lieu, on s'intéressera aux stratégies de commande des onduleurs triphasés à cinq niveaux permettant d'élaborer les signaux de commande de ces onduleurs afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible. Pour cela, on étudiera dans ce chapitre les stratégies de commande suivantes :

- Commande MLI à une porteuse;
- Commande MLI à quatre porteuses;
- Modulation vectorielle.

II.1 Modélisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

II.1.1 Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux étudié est constitué de trois (3) bras et quatre (4) sources de tension continue ($+2U_c, +U_c, 0, -U_c, -2U_c$).

Chaque bras comporte huit (8) interrupteurs, six (6) en série et les deux autres en parallèle, plus deux (2) diodes.

Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche. La figure (II.1) donne une représentation schématique de cet onduleur [21], [22], [23].

La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping), représentée par la figure (II.2).

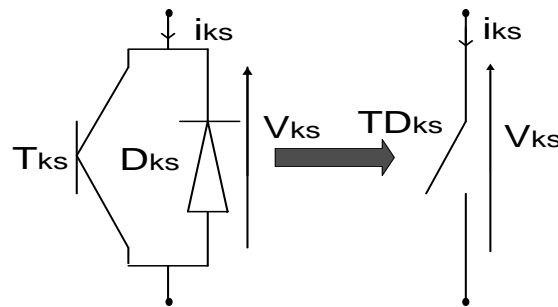


Figure II.1: Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor - diode

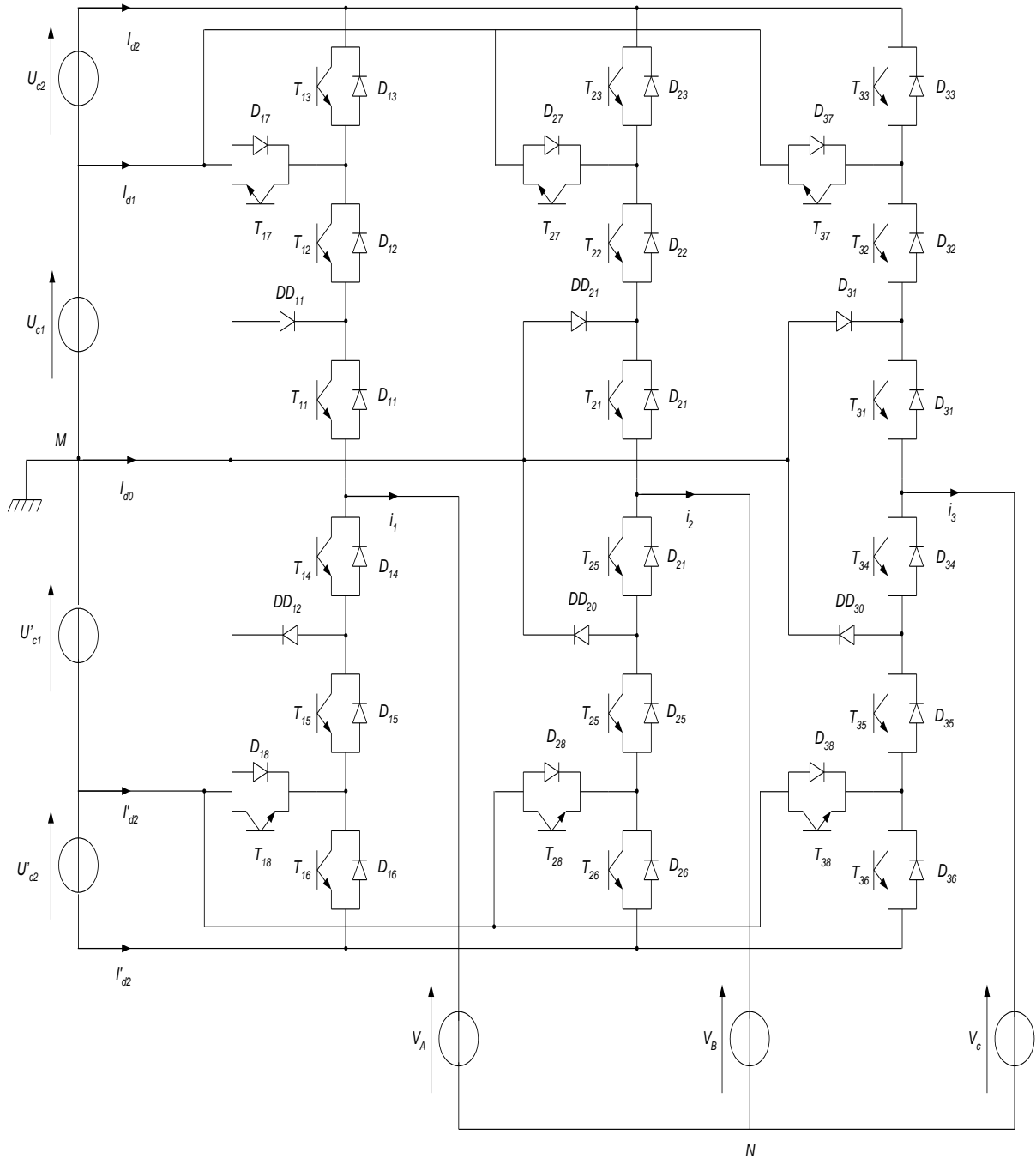


Figure II.2: Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

II.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

Pour simplifier la modélisation, on modélisera d'abord un bras de l'onduleur triphasé sans a priori sur la commande et on déduira le modèle de la structure globale, figure (II.3).

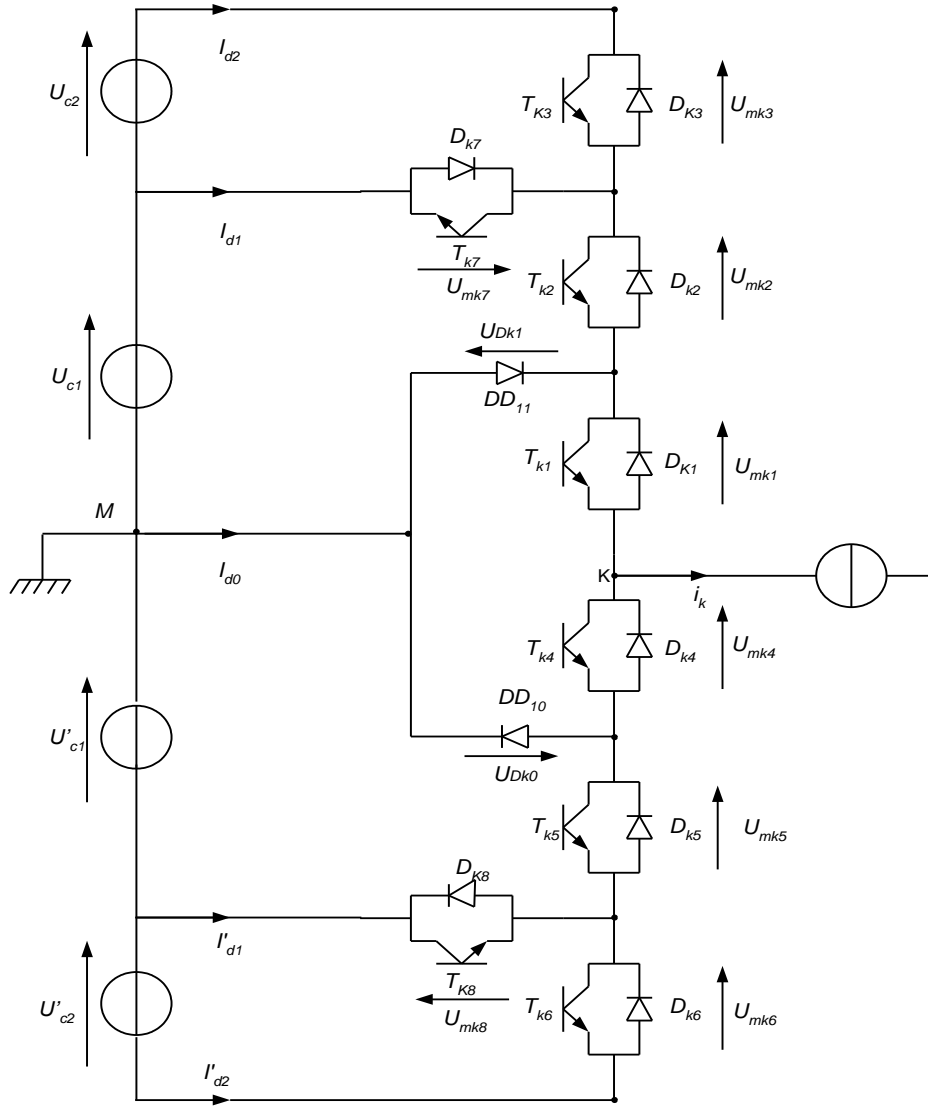
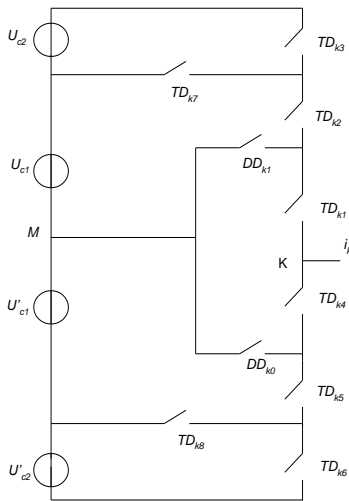


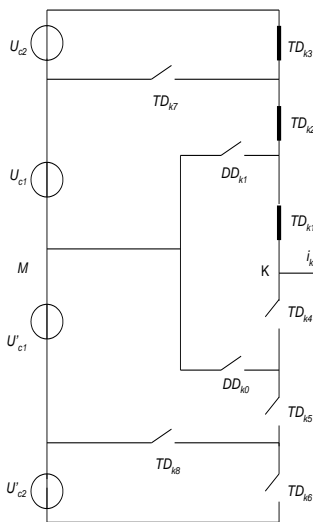
Figure II.3 : Structure d'un bras d'onduleur à cinq niveaux



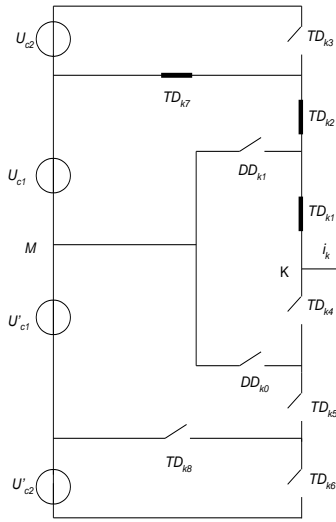
La configuration E0

configuration	Grandeurs électriques
E_0	$I_k=0$
E_1	$V_{km}=U_{c1}+U_{c2}=2U_c$
E_2	$V_{km}=U_{c1}=U_c$
E_3	$V_{km}=0$
E_4	$V_{km}=-U'_{c1}=-U_c$
E_5	$V_{km}=-U'_{c1}-U'_{c2}=-2U_c$
E_6	$V_{km}=0$

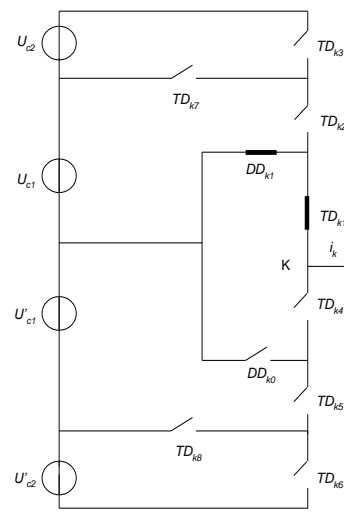
Tableau II.1 Grandeurs électriques pour Chacune des configurations d'un bras



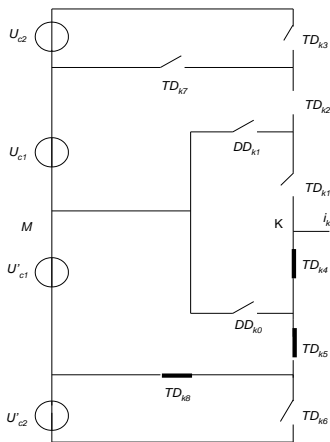
La configuration E1



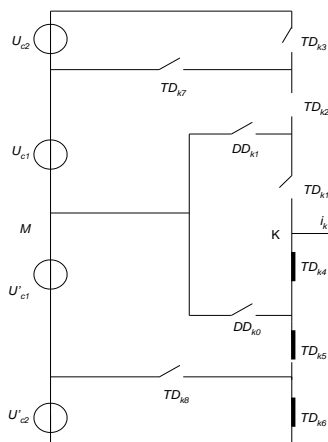
La configuration E2



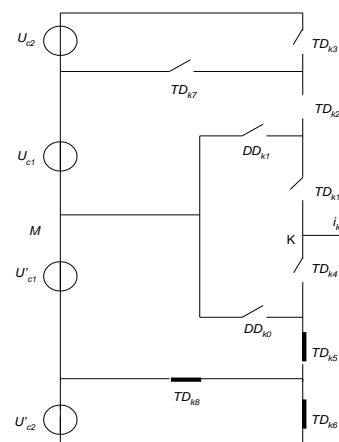
La configuration E3



La configuration E4



La configuration E5



La configuration E6

Figure II.4 : Différentes configurations pour un bras l'onduleur à cinq

II.1.3 Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

La transition entre les différentes configurations donne le réseau de Pétri (figure II.5). La variable R_{mn} intervenant dans le réseau de Pétri représente la réceptivité de la transition de la configuration E_m à la configuration E_n . Les différentes variables sont explicitées ci – dessous [21] [22] [23]:

$$R01=[(U_{mk1} >0 \& B_{k1}) \& (U_{mk2} >0 \& B_{k2}) \& (U_{mk3} >0 \& B_{k3})] \text{ ou } [(U_{mk1} <0) \& (U_{mk2} <0) \& (U_{mk3} <0)]$$

$$R02=[(U_{mk1} >0 \& B_{k1}) \& (U_{mk2} >0 \& B_{k2}) \& \bar{B}_{k3}] \text{ ou } [(U_{mk1} <0) \& (U_{mk2} <0) \& B_{k7}]$$

$$R03=[(U_{mk1} >0 \& B_{k1}) \& \bar{B}_{k2} \& (U_{Dk1} >0)]$$

$$R04=[(U_{mk4} >0 \& B_{k4}) \& (U_{mk5} >0 \& B_{k5}) \& \bar{B}_{k6}] \text{ ou } [(U_{mk4} <0) \& (U_{mk5} <0) \& B_{k8}]$$

$$R05=[(U_{mk4} >0 \& B_{k4}) \& (U_{mk5} >0 \& B_{k5}) \& (U_{mk6} >0 \& B_{k6})] \text{ ou } [(U_{mk4} <0) \& (U_{mk5} <0) \& (U_{mk6} <0)]$$

$$R06=[(U_{mk4} >0 \& B_{k4}) \& \bar{B}_{k5} \& (U_{Dk0} >0)]$$

$$R10=(i_k =0)$$

$$R12=[(i_k >0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& \bar{B}_{k3}] \text{ ou } [(i_k <0) \& B_{k7}]$$

$$R13=[(i_k >0) \& B_{k1} \& \bar{B}_{k2}]$$

$$R14=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k8}] \text{ ou } [(i_k <0) \& B_{k4} \& B_{k5}]$$

$$R15=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k1}] \text{ ou } [(i_k <0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}]$$

$$R16=[(i_k <0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k4}]$$

$$R20=(i_k =0)$$

$$R21=[(i_k >0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}] \text{ ou } [(i_k <0) \& B_{k7}]$$

$$R23=[(i_k >0) \& B_{k1} \& \bar{B}_{k2}]$$

$$R24=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k8}] \text{ ou } [(i_k <0) \& B_{k4} \& B_{k5}]$$

$$R25=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k1} \& \bar{B}_{k8}] \text{ ou } [(i_k <0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}]$$

$$R26=[(i_k <0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k4}]$$

$$R30=(i_k =0)$$

$$R31=[(i_k >0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}]$$

$$R32=[(i_k >0) \& B_{k1} \& B_{k2}]$$

$$R34=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k8}]$$

$$R35=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k1} \& \bar{B}_{k8}]$$

R36= impossible.

$$R40=(i_k=0)$$

$$R41=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}] \text{ ou } [(i_k <0) \& \bar{B}_{k4} \& \bar{B}_{k7}]$$

$$R42=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& B_{k2} \& \bar{B}_{k3}] \text{ ou } [(i_k <0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}]$$

$$R43=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& \bar{B}_{k2}]$$

$$R45=[(i_k >0) \& \bar{B}_{k8}] \text{ ou } [(i_k <0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}]$$

$$R46=[(i_k <0) \& \bar{B}_{k5}]$$

$$R50=(i_k=0)$$

$$R51=[(i_k >0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}] \text{ ou } [(i_k <0) \& \bar{B}_{k4}]$$

$$R52=[(i_k >0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& \bar{B}_{k3}] \text{ ou } [(i_k <0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}]$$

$$R53=[(i_k >0) \& B_{k1} \& \bar{B}_{k4}]$$

$$R54=[(i_k >0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k8}] \text{ ou } [(i_k <0) \& \bar{B}_{k6}]$$

$$R56=[(i_k <0) \& \bar{B}_{k5}]$$

$$R60=(i_k=0)$$

$$R61=[(i_k <0) \& \bar{B}_{k4}]$$

$$R62=[(i_k <0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}]$$

R63= impossible.

$$R64=[(i_k <0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& \bar{B}_{k6}]$$

$$R65=[(i_k <0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}]$$

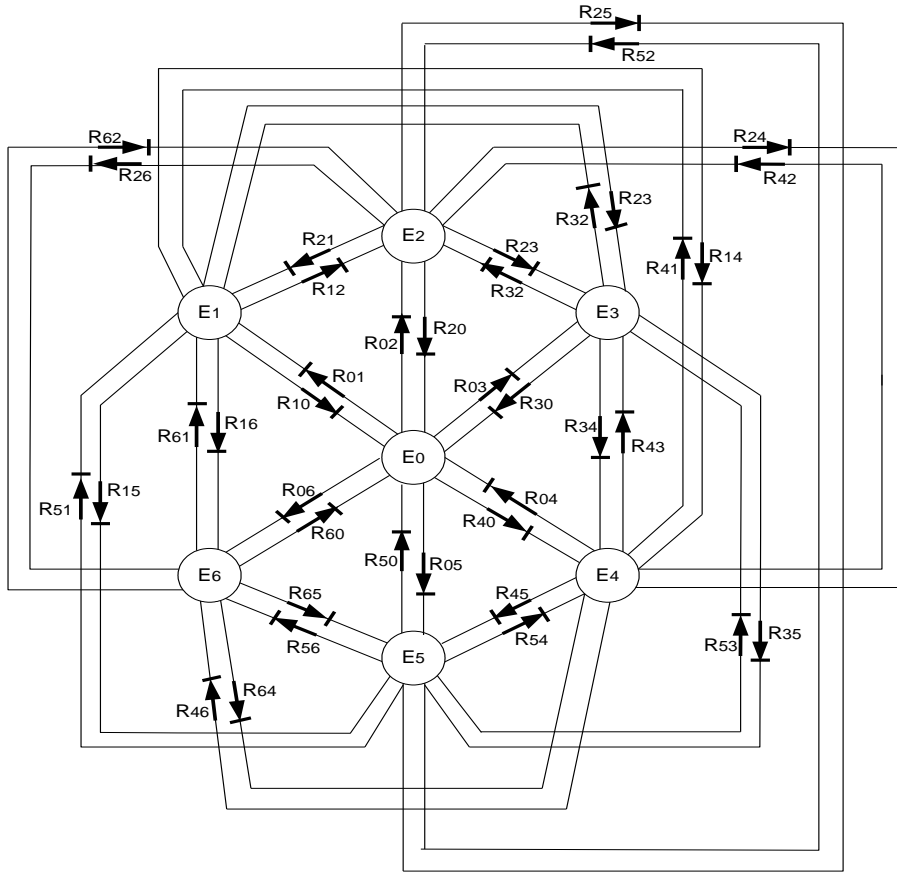


Figure II.5: Réseau de pétri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

II.2 Modèle de commande de l'onduleur à cinq niveaux

II.2.1 Commande complémentaire

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

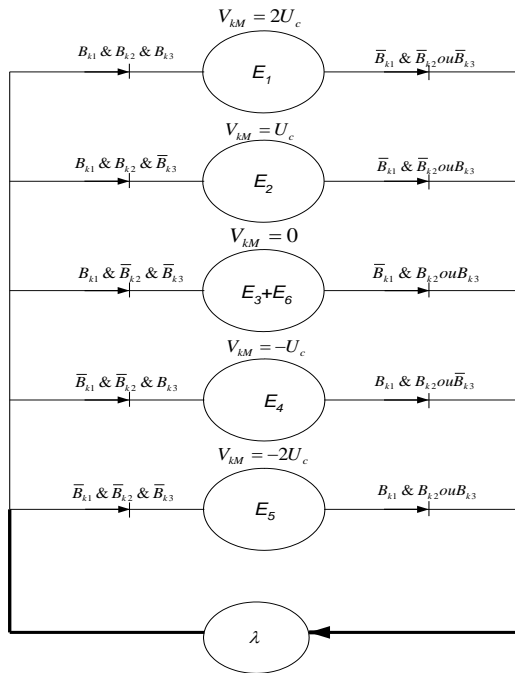
Pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, figure (II.3), plusieurs complémentaires sont possible, la commande optimale est définie comme suit :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour un bras k, les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit:

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec la commande complémentaire et mode commandable, le réseau de Pétri du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux se simplifie de sept à cinq configurations. Le réseau de Pétri obtenu dans ces conditions est représenté à la figure (II.6).



V_{KM}	B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}
$2U_C$	1	1	1
U_C	1	1	0
0	1	0	0
$-U_C$	0	0	1
$-2U_C$	0	0	0

Tableau II.2 : Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq

Figure II.6 : Réseau de pétri réduit d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

II.2.2 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu M sont donnés par le système suivant:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}(1-F_{13})U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{14}F_{15}(1-F_{16})U'_{C1} - F_{14}F_{15}F_{16}(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}(1-F_{23})U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{24}F_{25}(1-F_{26})U'_{C1} - F_{24}F_{25}F_{26}(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}(1-F_{33})U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{34}F_{35}(1-F_{36})U'_{C1} - F_{34}F_{35}F_{36}(U'_{C1} + U'_{C2}) \end{cases} \quad (II.3)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes:

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases} ; \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases} ; \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (II.4)$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placée en parallèle sont définies comme suit:

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11}F_{12}(1-F_{13}) \\ F_{18} = F_{14}F_{15}(1-F_{16}) \end{cases} ; \begin{cases} F_{27} = F_{21}F_{22}(1-F_{23}) \\ F_{28} = F_{24}F_{25}(1-F_{26}) \end{cases} ; \begin{cases} F_{37} = F_{31}F_{32}(1-F_{33}) \\ F_{38} = F_{34}F_{35}(1-F_{36}) \end{cases} \quad (II.5)$$

En introduisant ces fonctions dans le système (II.3), on aboutit au système suivant:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17} U_{C1} + F_{11}^b (U_{C1} + U_{C2}) - F_{18} U'_{C1} - F_{10}^b (U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{BM} = F_{27} U_{C1} + F_{21}^b (U_{C1} + U_{C2}) - F_{28} U'_{C1} - F_{20}^b (U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{CM} = F_{37} U_{C1} + F_{31}^b (U_{C1} + U_{C2}) - F_{38} U'_{C1} - F_{30}^b (U'_{C1} + U'_{C2}) \end{cases} \quad (II.6)$$

Sous forme matricielle (II.6) s'écrit:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \quad (II.7)$$

Dans le cas où $U_{C1}=U_{C2}=U'_{C1}=U'_{C2}=U_C$, la relation (II.7) s'écrit comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.8})$$

Les équations de mailles du système source – onduleur - charge donnent:

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (\text{II.9})$$

Puisque la charge triphasée est couplée en étoile avec neutre isolé :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{II.10})$$

Les tensions simples aux bornes aux de la charge sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

A partir des relations (II.7) et (II.11), on obtient le système matriciel ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \right\} \quad (\text{II.12})$$

Dans le cas $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.13})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur, s'expriment en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3 en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}i_3 \\ i'_{d1} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i'_{d2} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_2 + F_{34}F_{35}F_{36}i_3 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (II.14) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i'_{d1} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i'_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et courants de charge par la relation :

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{II.16})$$

a. Relations de conversion simples :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

b. Relation de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

On appellera $[N(t)]$ et $[M(t)]$ données par (II.19) et (II.20) respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

Matrice de conversion simple

$$N(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)] & -\frac{1}{3} (4F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b) & -\frac{1}{3} [2(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3} (4F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [(F_{17} + F_{11}^b) + 2(F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b) & -\frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}^b) + 2(F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) + 2(F_{37} + F_{31}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b) & -\frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) + 2(F_{38} + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix}$$

(II.19)

Matrice de conversion composée

$$M_g(t) = \begin{bmatrix} [(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b)] & (F_{11}^b - F_{21}^b) & [(F_{28} + F_{20}^b) - (F_{18} + F_{10}^b)] & (F_{20}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ [(F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)] & (F_{21}^b - F_{31}^b) & [(F_{38} + F_{30}^b) - (F_{28} + F_{20}^b)] & (F_{30}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ [(F_{37} + F_{31}^b) - (F_{17} + F_{11}^b)] & (F_{31}^b - F_{11}^b) & [(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)] & (F_{10}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix}$$

(II.20)

• **Schéma de connaissance globale de l'onduleur triphasé à cinq niveaux**

Dans cette partie, on montre par un schéma le modèle de connaissance globale de l'onduleur à cinq niveaux qu'on a abordé dans ce chapitre en mode commandable associé à sa source et à sa charge triphasée. On distingue la partie commande et la partie opérative avec deux blocs l'un continu et l'autre discontinu. Le bloc discontinu représente la fonction de l'onduleur triphasé.

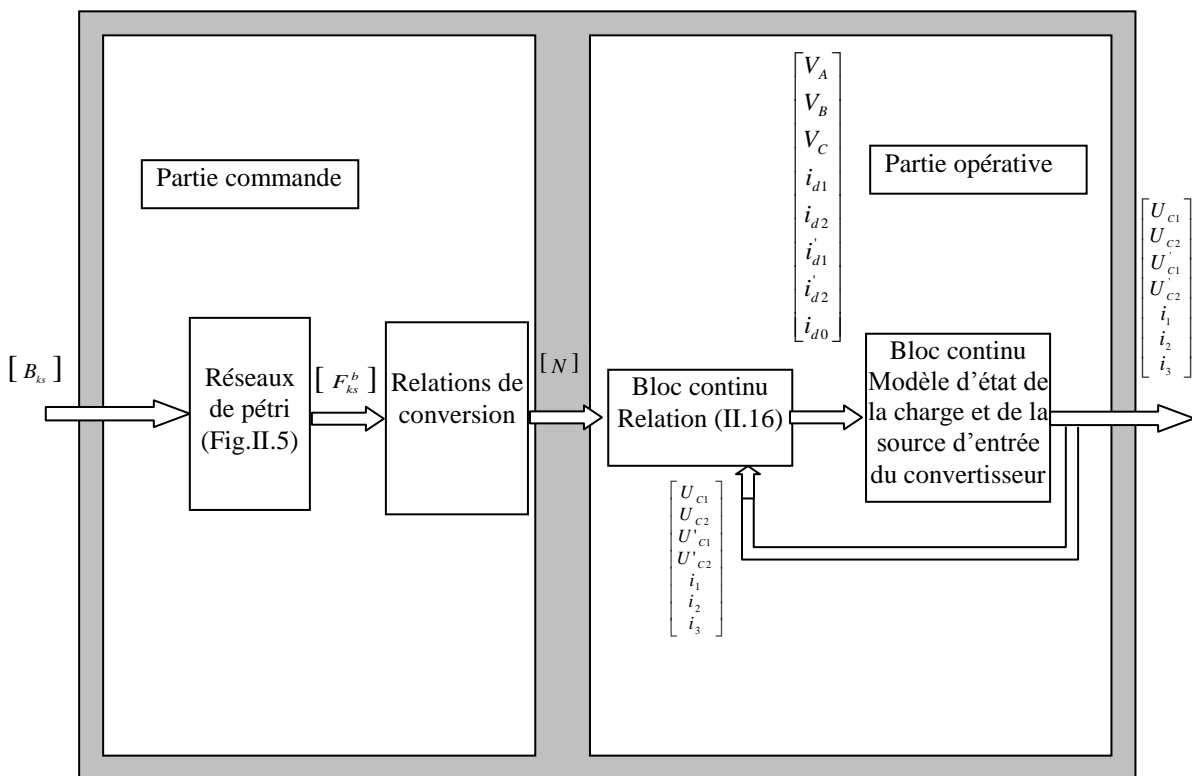


Figure II.7 : Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle T_e , les relations (II.17) et (II.18) de l'onduleur triphasé à cinq niveaux deviennent respectivement (II.21) et (II.22) avec $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ donne par (II.23) et (II.24) respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée [22], [24], [25].

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21}) \quad ;$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

La figure (II.8) présente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les grandeurs de ce modèle sont toutes continues [22], [25], [26].

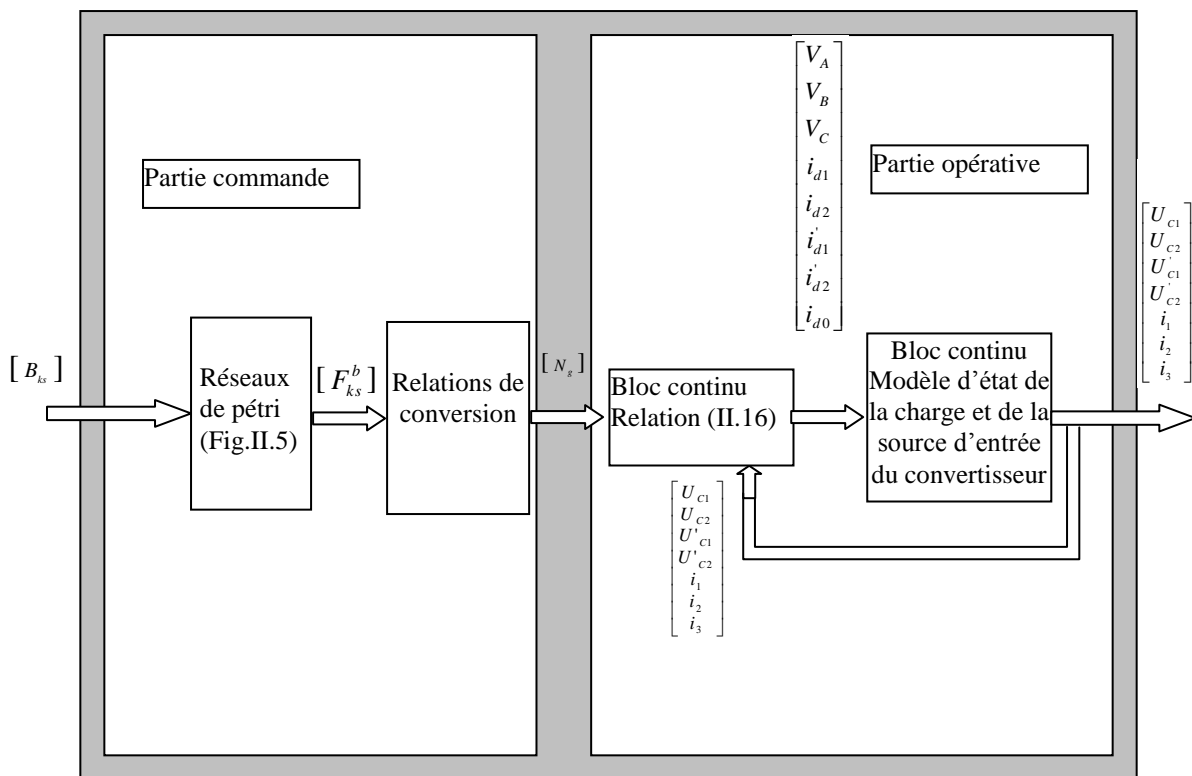


Figure II.8 : Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Matrice génératrice de conversion simple

$$N_s(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2(F_{17r} + F_{17g}) - (F_{27r} + F_{27g}) - (F_{37r} + F_{37g})] - \frac{1}{3} (2F_{17r}^b - F_{27r}^b - F_{37r}^b) & -\frac{1}{3} [2(F_{18r} + F_{18g}) - (F_{28r} + F_{28g}) - (F_{38r} + F_{38g})] - \frac{1}{3} (2F_{18r}^b - F_{28r}^b - F_{38r}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17r} + F_{17g}) + 2(F_{27r} + F_{27g}) - (F_{37r} + F_{37g})] - \frac{1}{3} (-F_{17r}^b + 2F_{27r}^b - F_{37r}^b) & -\frac{1}{3} [-(F_{18r} + F_{18g}) + 2(F_{28r} + F_{28g}) - (F_{38r} + F_{38g})] - \frac{1}{3} (-F_{18r}^b + 2F_{28r}^b - F_{38r}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17r} + F_{17g}) - (F_{27r} + F_{27g}) + 2(F_{37r} + F_{37g})] - \frac{1}{3} (-F_{17r}^b - F_{27r}^b + 2F_{37r}^b) & -\frac{1}{3} [-(F_{18r} + F_{18g}) - (F_{28r} + F_{28g}) + 2(F_{38r} + F_{38g})] - \frac{1}{3} (-F_{18r}^b - F_{28r}^b + 2F_{38r}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{17r} & F_{27r} & F_{37r} \\ 0 & 0 & F_{17g} & F_{27g} & F_{37g} \\ 0 & 0 & F_{18r} & F_{28r} & F_{38r} \\ 0 & 0 & F_{18g} & F_{28g} & F_{38g} \\ 0 & 0 & 1 - (F_{17r} + F_{18r} + F_{17g} + F_{18g}) & 1 - (F_{27r} + F_{28r} + F_{27g} + F_{28g}) & 1 - (F_{37r} + F_{38r} + F_{37g} + F_{38g}) \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

Matrice génératrice de conversion composée

$$M_s(t) = \begin{bmatrix} [(F_{17r} + F_{17g}) - (F_{27r} + F_{27g})] (F_{17r}^b - F_{27r}^b) [(F_{18r} + F_{18g}) - (F_{28r} + F_{28g})] (F_{18r}^b - F_{28g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ [(F_{27r} + F_{27g}) - (F_{37r} + F_{37g})] (F_{27r}^b - F_{37r}^b) [(F_{28r} + F_{28g}) - (F_{38r} + F_{38g})] (F_{28r}^b - F_{38r}^b) & 0 & 0 & 0 \\ [(F_{37r} + F_{37g}) - (F_{17r} + F_{17g})] (F_{37r}^b - F_{17r}^b) [(F_{38r} + F_{38g}) - (F_{18r} + F_{18g})] (F_{38r}^b - F_{18r}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17r} & F_{27r} & F_{37r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17g} & F_{27g} & F_{37g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18r} & F_{28r} & F_{38r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18g} & F_{28g} & F_{38g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17r} + F_{18r} + F_{17g} + F_{18g}) & 1 - (F_{27r} + F_{28r} + F_{27g} + F_{28g}) & 1 - (F_{37r} + F_{38r} + F_{37g} + F_{38g}) \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

II.3 Les différentes stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux

Dans cette partie, nous élaborons trois stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC qui permettent de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible et qui sont :

- Commande MLI à une porteuse;
- Commande MLI à quatre porteuses;
- Modulation vectorielle.

L'analyse de ces stratégies sera basée sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sortie.

Dans l'application de ces différentes stratégies, on posera: $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = 200V$.

II.3.1 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Dans le cas où les tensions de référence sont sinusoïdales, deux paramètres caractérisent cette modulation [21], [22], [24] :

- L'indice de modulation m défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence, $m = f_p/f$.
- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r comme étant le rapport de l'amplitude V_m de la porteuse et de la tension U_{pm} de référence, $r = V_m/U_{pm}$.

Le schéma de la figure (II.9) présente le principe de la commande MLI.

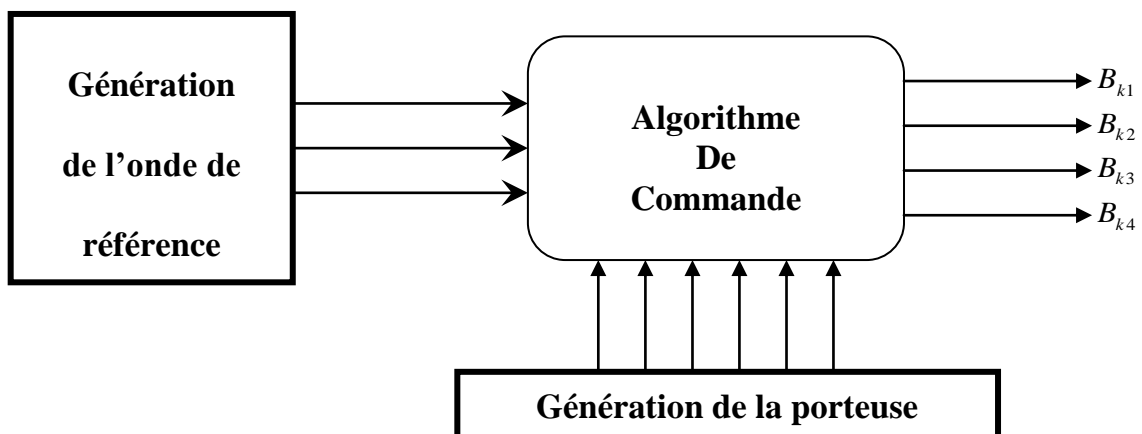


Figure II.9 : Principe de la commande MLI

II.3.2 Commande MLI à une porteuse

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser l'intersection d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir), avec l'onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire ou en dent de scie [22], [23], [24], [25].

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à cinq niveaux ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.25)$$

$$U_p(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} (1 - \frac{t}{T_p}); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.26)$$

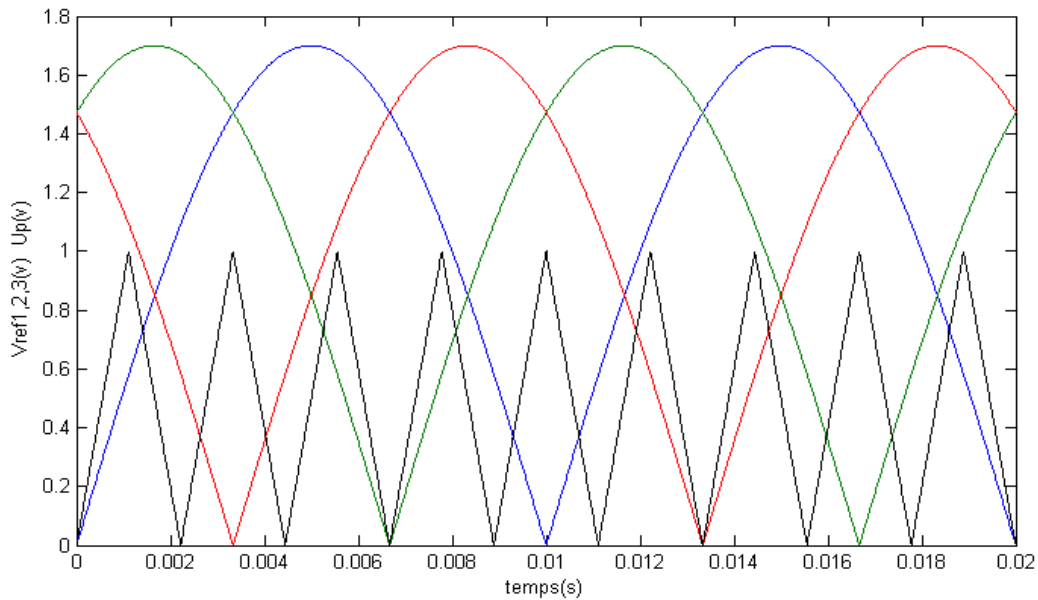


Figure II.10 : Stratégie MLI à une porteuse

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{si } (0 \leq |V_{ref}| \leq U_{pm}) \& (|V_{ref}| \leq U_p) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\
 \text{si } (0 \leq |V_{ref}| \leq U_{pm}) \& (|V_{ref}| > U_p) \& (V_{ref} > 0) \Rightarrow V_{k0} = U_{pm} \\
 \text{si } (0 \leq |V_{ref}| \leq U_{pm}) \& (|V_{ref}| > U_p) \& (V_{ref} < 0) \Rightarrow V_{k0} = -U_{pm} \\
 \text{si } (U_{pm} \leq |V_{ref}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow V_{k0} = U_{pm} \\
 \text{si } (U_{pm} \leq |V_{ref}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow V_{k0} = -U_{pm} \\
 \text{si } (U_{pm} \leq |V_{ref}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow V_{k0} = 2U_{pm} \\
 \text{si } (U_{pm} \leq |V_{ref}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow V_{k0} = -2U_{pm}
 \end{array} \right. \quad (II.27)$$

$$\text{avec: } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} & \text{si } V_{refk} < 0 \\ V_{refk} + U_{pm} & \text{si } V_{refk} \geq 0 \end{cases}$$

Plusieurs commandes complémentaires sont possibles, la plus optimale est celle donnée par le système d'équation (II.28). Les B_{ks} ordres de commande des interrupteurs du bras k sont donnés par le système d'équation (II.29).

$$\begin{aligned}
 B_{k4} &= \bar{B}_{k2} \\
 B_{k5} &= \bar{B}_{k1} \\
 B_{k6} &= \bar{B}_{k3} \\
 B_{k7} &= \bar{B}_{k1} \cdot \bar{B}_{k2} \cdot \bar{B}_{k3} \\
 B_{k8} &= \bar{B}_{k4} \cdot \bar{B}_{k5} \cdot \bar{B}_{k6}
 \end{aligned} \quad (II.28)$$

$$\begin{aligned}
 V_{k0} = 2U_C &\Rightarrow B_{k1} = 1; \quad B_{k2} = 1; \quad B_{k3} = 1 \\
 V_{k0} = U_C &\Rightarrow B_{k1} = 1; \quad B_{k2} = 1; \quad B_{k3} = 0 \\
 V_{k0} = 0 &\Rightarrow B_{k1} = 1; \quad B_{k2} = 0; \quad B_{k3} = 0 \\
 V_{k0} = -U_C &\Rightarrow B_{k1} = 0; \quad B_{k2} = 0; \quad B_{k3} = 1 \\
 V_{k0} = -2U_C &\Rightarrow B_{k1} = 0; \quad B_{k2} = 0; \quad B_{k3} = 0
 \end{aligned} \quad (II.29)$$

Interprétations et commentaires

- Cette stratégie de commande permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=1$ et le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r (figure II.11). Où V_1 est la valeur du fondamentale de la tension de sortie et V_1 est la valeur de la tension du référence.
- L'analyse spectrale de la tension simple de sortie de la phase A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux montre la présence des harmoniques seulement impairs pour des valeurs paires de m et des harmoniques pairs et impairs pour des valeurs impaires de m (figure II.12).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = mf$). La première famille centrée autour de la fréquence $m.f$ est la plus importante du point de vue amplitude (figure II.12).
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

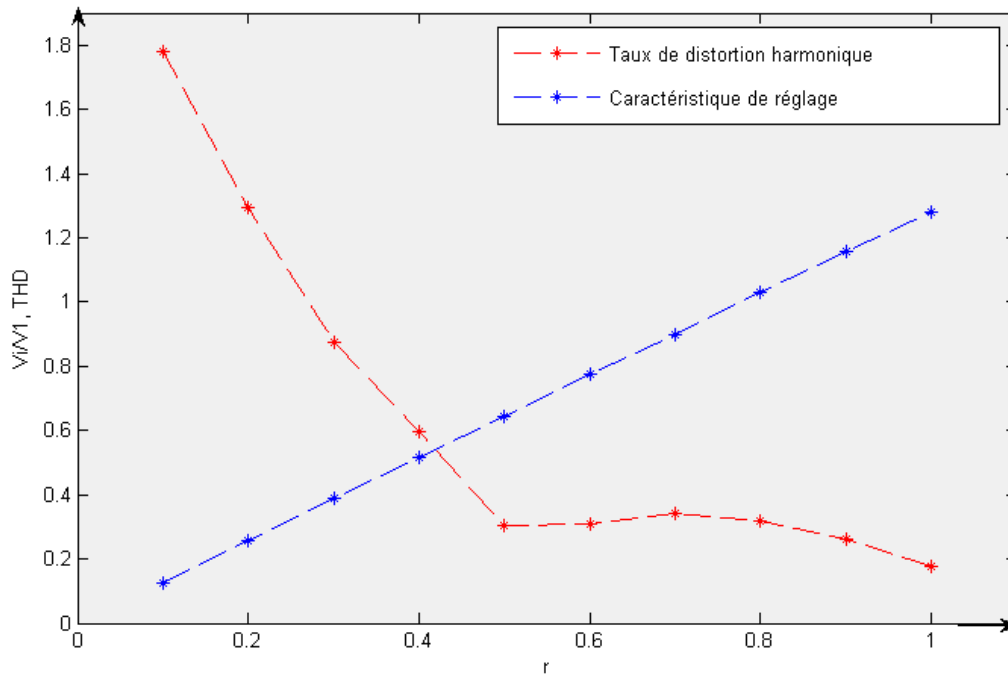


Figure II.11 : Caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie MLI à une porteuse ($m=48$)

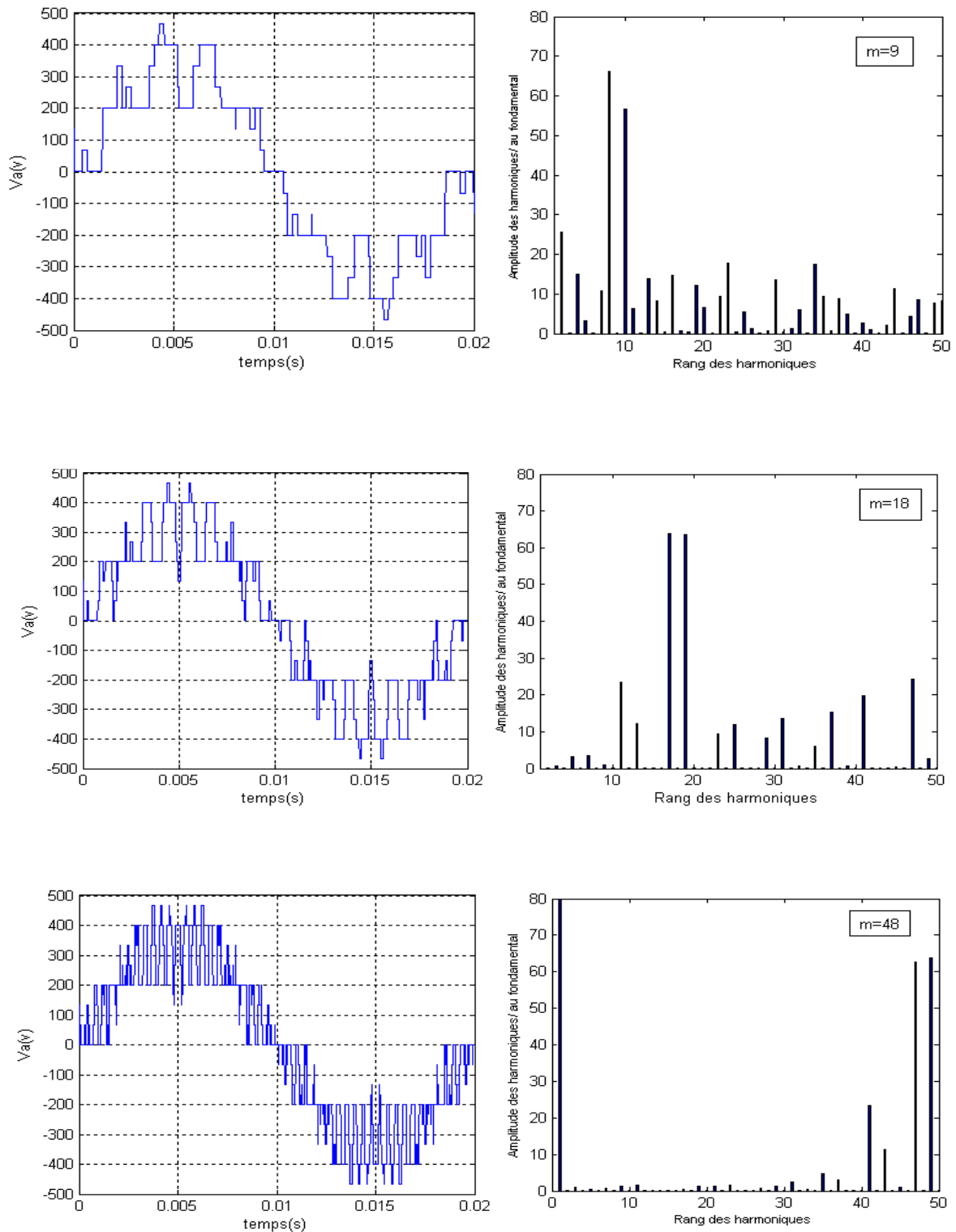


Figure II.12: La tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie MLI à une porteuse ($r=0.85$)

II.3.3 Commande MLI à quatre porteuses

Il existe différents types de commande pour la stratégie MLI à quatre porteuses. Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale avec quatre porteuses triangulaires bipolaires [24], [25], [26].

Les quatre porteuses $U_{p1}; U_{p2}; U_{p3}; U_{p4}$ utilisées sont définies comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 U_{p1} = \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 1 \right) & ; 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\
 U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 3 \right) & ; \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \end{cases} \\
 U_{p2} = \begin{cases} U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} \right) & ; 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\
 U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 2 \right) & ; \frac{T_p}{4} \leq t < \frac{3T_p}{4} \\
 U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 4 \right) & ; \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases} \\
 U_{p3} = -U_{p1} \\
 U_{p4} = -U_{p2}
 \end{array} \right. \quad (II.30)$$

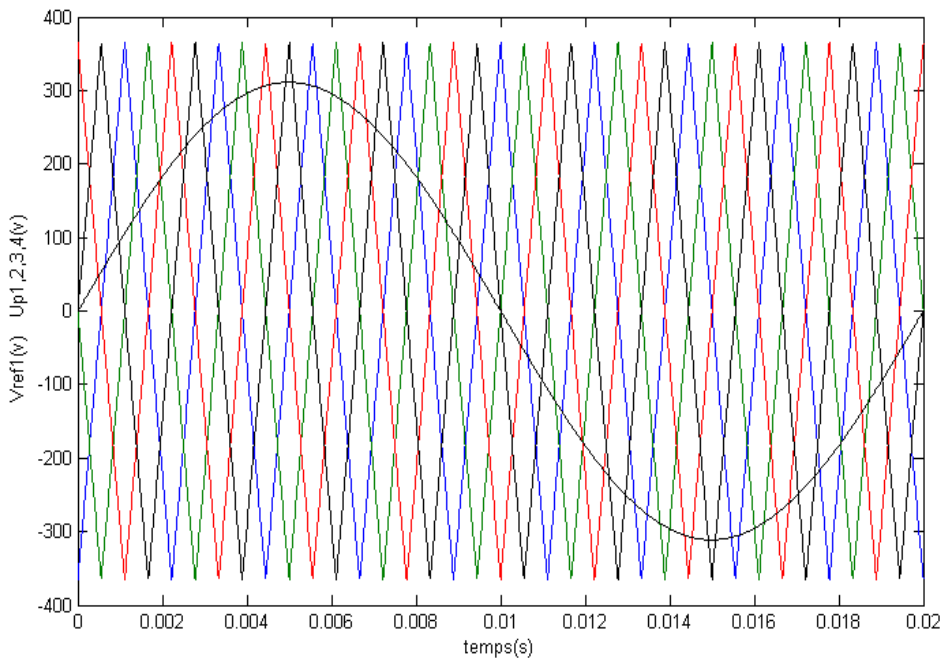


Figure II.13: Stratégie MLI à quatre porteuses bipolaires

L'algorithme de commande pour un bras k de l'onduleur se résume en deux étapes:

Etape1: Détermination des tensions intermédiaires: $(V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4})$

$$\begin{cases}
 V_{refk} \geq U_{p4} & \Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\
 V_{refk} < U_{p4} & \Rightarrow V_{k4} = U_c \\
 \\
 V_{refk} \geq U_{p3} & \Rightarrow V_{k3} = U_c \\
 V_{refk} < U_{p3} & \Rightarrow V_{k3} = 0 \\
 \\
 V_{refk} \geq U_{p2} & \Rightarrow V_{k2} = 0 \\
 V_{refk} < U_{p2} & \Rightarrow V_{k2} = -U_c \\
 \\
 V_{refk} \geq U_{p1} & \Rightarrow V_{k1} = -U_c \\
 V_{refk} < U_{p1} & \Rightarrow V_{k1} = -2U_c
 \end{cases} \quad (II.31)$$

Etape 2: Détermination du signal V_{kM} et les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs

$$\begin{cases}
 V_{KM} = 2U_c \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 1 \\
 V_{KM} = U_c \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 0 \\
 V_{KM} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0, B_{K3} = 0 \\
 V_{KM} = -U_c \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0, B_{K3} = 1 \\
 V_{KM} = -2U_c \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0, B_{K3} = 0 \\
 \\
 \text{avec: } V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4}
 \end{cases} \quad (II.32)$$

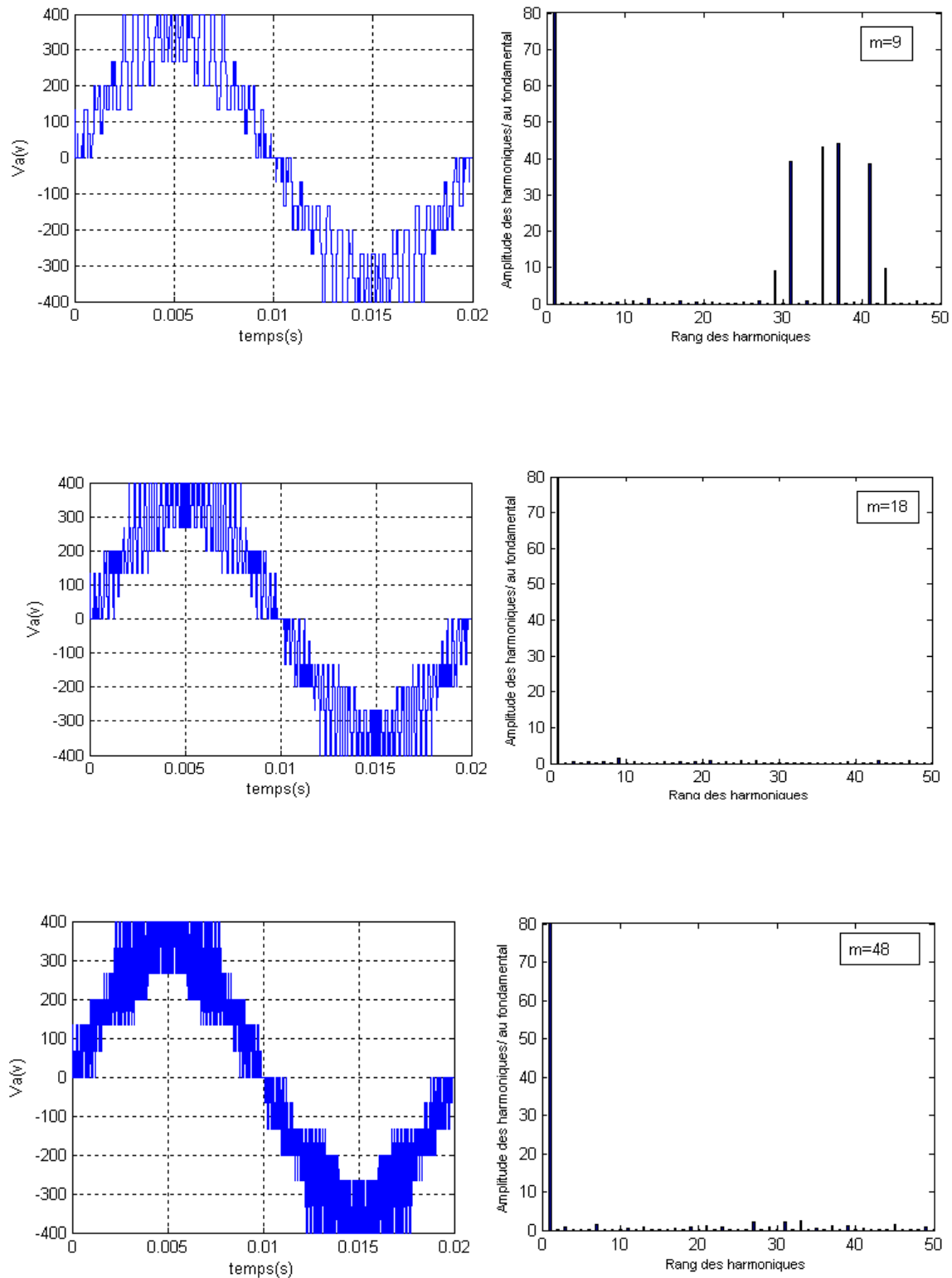


Figure II.14 : La tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie MLI à quatre porteuses bipolaires($r=0.85$)

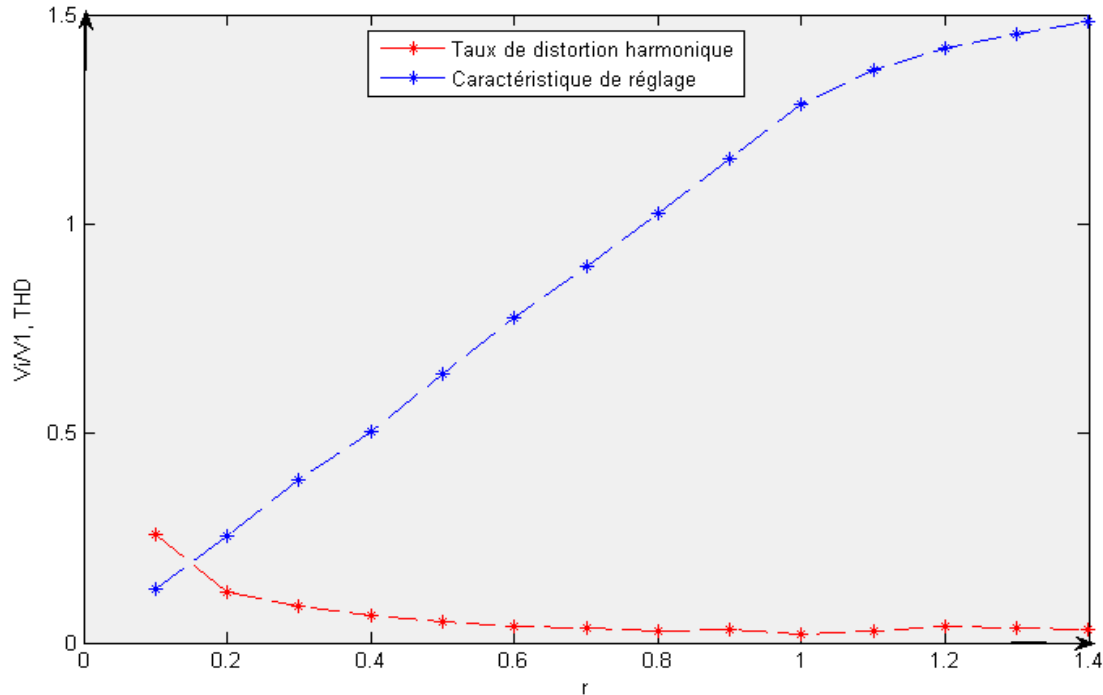


Figure II.15: Caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$)

Interprétations et commentaires

- On constate que quelque soit " m " pair ou impair, la tension V_a présente une symétrie par rapport à $T/4$ et donc seuls les harmoniques impairs existent. On remarque aussi que ces harmoniques se regroupent autour des fréquences multiples de $4mf$ (figure II.14).

- L'augmentation de l'indice de modulation " m " permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées.

Les caractéristiques de la tension simple de sortie V_a de l'onduleur triphasé montre que:

- Le taux de modulation " r " permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 à $2U_c$ correspondant à $r_{max}=1$ (figure II.15).

- Le taux d'harmonique diminue quand " r " augmente.

II.3.4 Modulation vectorielle

Cette nouvelle modulation vectorielle peut utiliser aussi bien une ou quatre porteuses. Nous présentons l'algorithme utilisant quatre porteuses bipolaires [23], [25].

La modulation vectorielle comme l'indique son nom permet de suivre le vecteur de tension de référence V_{Sref} , $V_{Sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})$ et non pas chaque tension de référence de phase séparément.

Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

On définit à partir du vecteur de référence $V_{Sref}[i]$, deux nouveaux vecteurs de références V_{Sref1} , V_{Sref0} [23], [22].

Le vecteur V_{Sref1} (respectivement V_{Sref0}) est associé au demi bras du haut (respectivement du bas) et ces deux vecteurs sont définis par le système suivant:

$$\begin{cases} V_{Sref1}[i] = V_{Sref}[i] + V_0 \\ V_{Sref0}[i] = V_{Sref}[i] - V_0 \end{cases} \quad \text{avec } i=1, 2, 3 \quad (\text{II.33})$$

La tension V_0 de fréquence $3f$ (f : est la fréquence des tensions du vecteur de référence) est donnée par l'expression suivante:

$$V_0 = -\frac{\{ \max(V_{Sref}) + \min(V_{Sref}) \}}{2} \quad (\text{II.34})$$

La figure II.16 représente les différents signaux de la modulation vectorielle

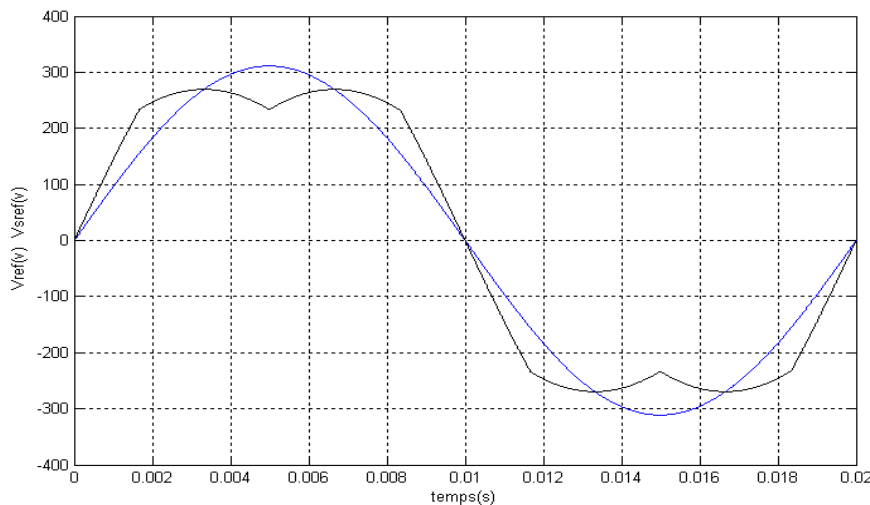


Figure II.16 : Forme du signal de la tension de référence

L'algorithme de commande de cette stratégie est similaire à celui de la commande MLI à quatre porteuses bipolaires en utilisant les tensions $V_{Sref1}[i]$ et $V_{Sref0}[i]$ comme signaux de référence pour la commande des demi-bras de l'onduleur. Il se résume en trois étapes [26]:

Etape1 : Détermination des tensions intermédiaires:

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{11M}[i] = U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{11M}[i] = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{12M}[i] = 2U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{12M}[i] = U_c \end{cases} \quad (II.35)$$

$$\begin{cases} V_{sref0}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{03M}[i] = 0 \\ V_{sref0}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{03M}[i] = -U_c \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref0}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{04M}[i] = -U_c \\ V_{sref0}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{04M}[i] = -2U_c \end{cases}$$

Etape2 : Détermination de la variable intermédiaire $V_{2M}[i]$, image de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux :

$$V_{2M}[i] = V_{1kM}[i] + V_{0kM}[i] \quad (II.36)$$

Etape3 : Détermination des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs:

$$\begin{cases} V_{2M}[i] = 2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1 \\ V_{2M}[i] = U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 0 \\ V_{2M}[i] = 0 & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0 \\ V_{2M}[i] = -U_c & \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 1 \\ V_{2M}[i] = -2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0 \end{cases} \quad (II.37)$$

Interprétations et commentaires

- La caractéristique de réglage est linéaire jusqu'à $r_{\max} = 1,1$ et le taux d'harmonique diminue quand "r" augmente figure II.17.
- On constate que la tension simple V_a ne possède que des harmoniques impairs pour toutes les valeurs de "m", et se regroupent autour des fréquences multiples de $4mf$.
- La figure II.18 montre que pour des valeurs paires et impaires de m, la tension de sortie V_a présente une symétrie par rapport à π .
- L'augmentation de l'indice de modulation "m" permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, donc facilement filtrées.

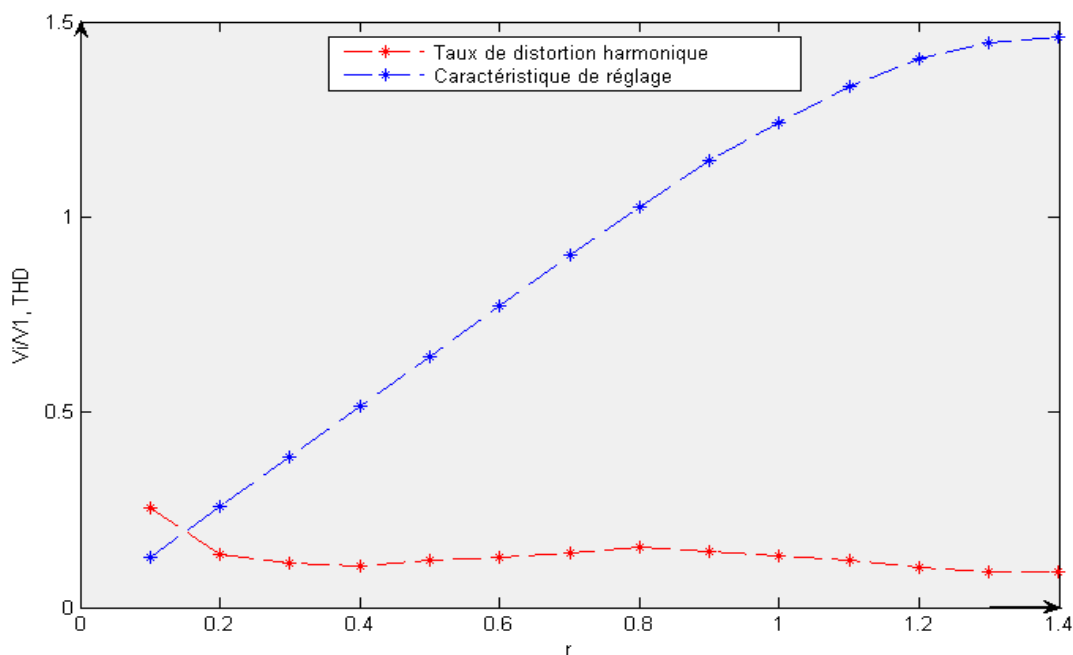


Figure II.17: Caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie Modulation vectorielle ($m=48$)

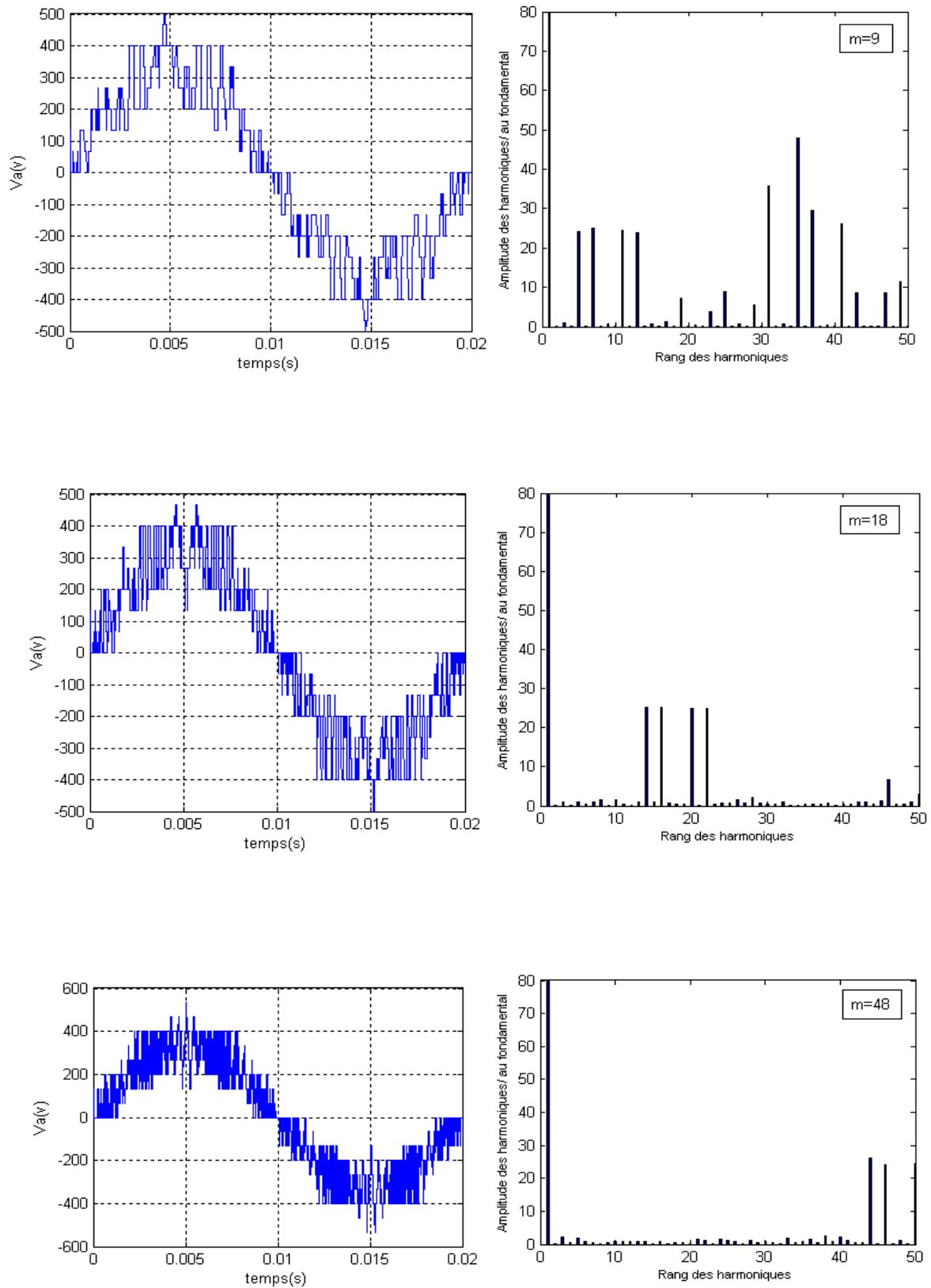


Figure II.18 : La tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie Modulation vectorielle ($r=0.85$)

Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC sans à priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, nous avons défini une commande complémentaire optimale pour un fonctionnement totalement commandable.

Par la suite, on a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on a abouti à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues. L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras globales de l'onduleur à cinq niveaux, nous a permis de montrer que l'onduleur à cinq niveaux est équivalent à quatre onduleurs à deux niveaux en série.

Aussi, nous avons développé trois stratégies de commande MLI de l'onduleur de tension à cinq niveaux. Ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différentes stratégies, a montré qu'elle présente un taux d'harmoniques faible. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$ ou bien de $4.m.f$ aux certaines stratégies.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude du filtrage actif parallèle en utilisant l'onduleur triphasé à cinq niveaux avec ces stratégies de commande.

Introduction

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

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

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

Dans le chapitre précédent, on a modélisé l'onduleur triphasé à cinq niveaux et présenté les stratégies de commande MLI de ce convertisseur.

Le présent chapitre sera consacré à l'étude du filtrage actif parallèle en utilisant l'onduleur triphasé à cinq niveaux, cette étude comporte deux parties. Traite en premier lieu la structure du filtre actif parallèle. Puis on étudie les différentes méthodes d'identification des courants de référence.

III.1 Mise en œuvre

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

Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'avènement des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de conception des filtres actifs parallèles. Ainsi, ces derniers ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde, et plus spécialement dans les pays les plus industrialisés comme le Japon. Ces premiers prototypes ne compensaient alors que les perturbations harmoniques de courant. Suite à ces premiers développements, d'autres types de filtre actif parallèle ont pu être réalisés pour compenser à la fois la puissance réactive, et/ou les harmoniques et les déséquilibres de courant [3] [37].

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

batteries de condensateur installées pour améliorer le facteur de puissance. De même, des filtres actifs parallèles installés par le fournisseur auraient aussi pour objectif de réduire la distorsion harmonique de tension en amont, côté réseau électrique [32] [33].

III.2 Principe du filtrage actif parallèle

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

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

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

La figure (III.1) peut facilement expliquer le fonctionnement du filtre pour un courant de charge i_c imposé. Le courant harmonique i_h que doit fournir le filtre doit être égal a la différence entre le courant d'entrée i_c de la charge polluante et le courant sinusoïdal i_s fourni par la source (lois des nœuds).

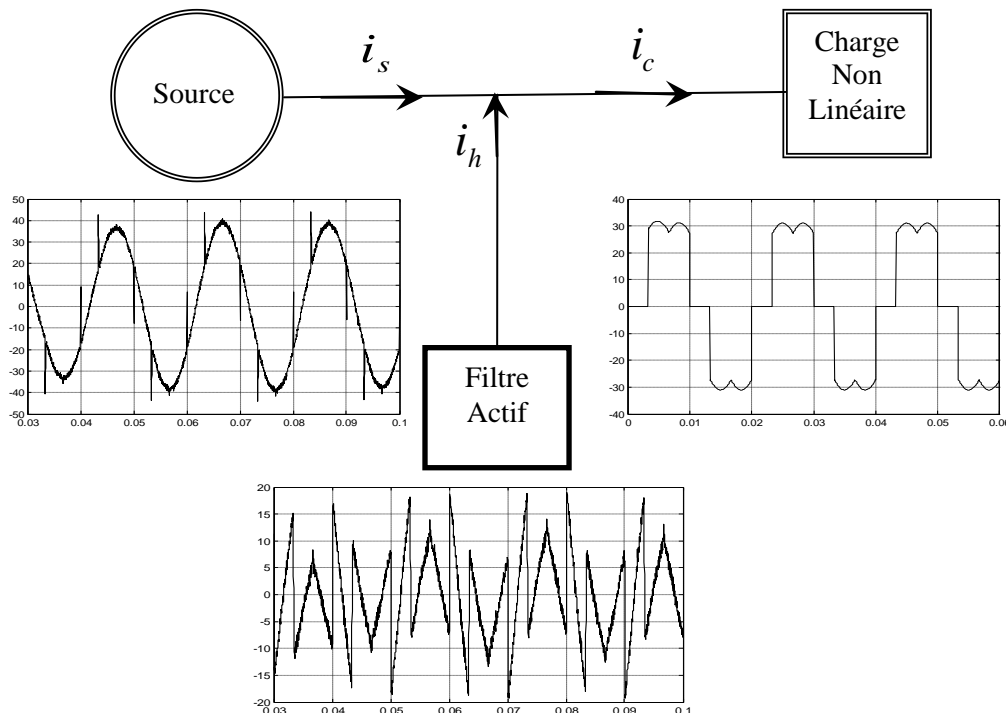


Figure III.1: Principe du filtrage actif

III.3 Structure du filtre actif parallèle triphasé à cinq niveaux

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

Pour synthétiser le courant harmonique i_h , on va utiliser un onduleur de tension commandé en courant, qui est l'onduleur de tension à cinq niveaux représenté à la figure (III.2). Le filtre placé entre le réseau et l'onduleur doit présenter une nature de source de courant vu de l'onduleur mais aussi vu du réseau. On utilise soit un filtre de troisième ordre soit un filtre de premier ordre pour des questions de stabilité, la solution retenue est souvent le filtre de premier ordre constitué d'une inductance L_f en série avec une résistance R_f [27].

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

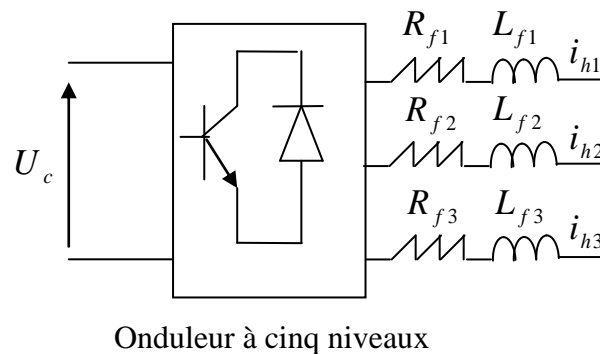


Figure III.2 : Structure du filtre actif

III.4 Application du filtre actif parallèle à la charge non linéaire

III.4.1 Modélisation du réseau électrique

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

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{pmatrix} = \sqrt{2}.E. \begin{pmatrix} \sin(\omega.t) \\ \sin\left(\omega.t - 2.\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega.t + 2.\frac{\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{III.1})$$

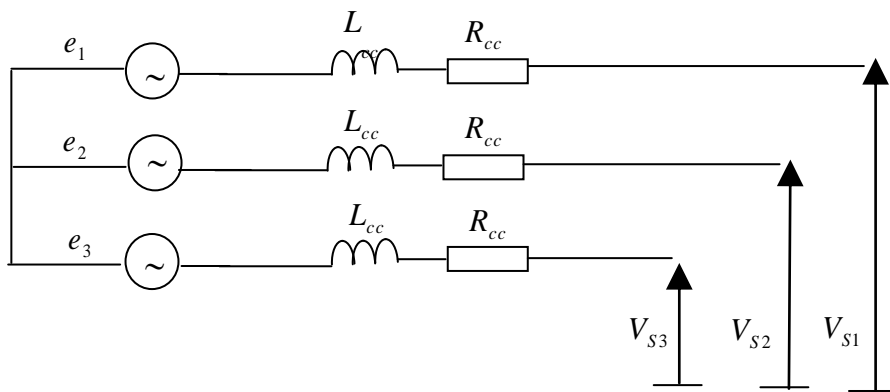


Figure (III.3): Schéma simplifié d'un réseau électrique

III.4.2 Modélisation de la charge polluante

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

Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé, représenté sur la figure (III.4). Ce redresseur génère les harmoniques de courant d'ordre $6k \pm 1$.

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

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

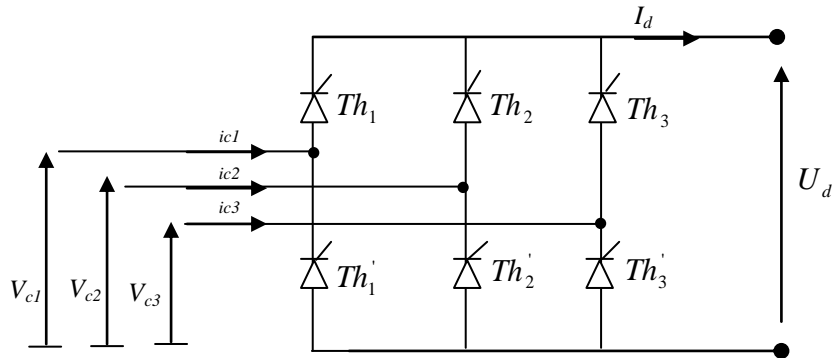


Figure III.4 : Schéma d'un redresseur triphasé à thyristors

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

$$\begin{aligned} i_{ci} &= X_i \cdot I_d \\ U_d &= \sum X_i \cdot V_i \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

X_i : Les fonctions de conversion des semi-conducteurs.

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

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

III.4.2.1 Charge statique

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

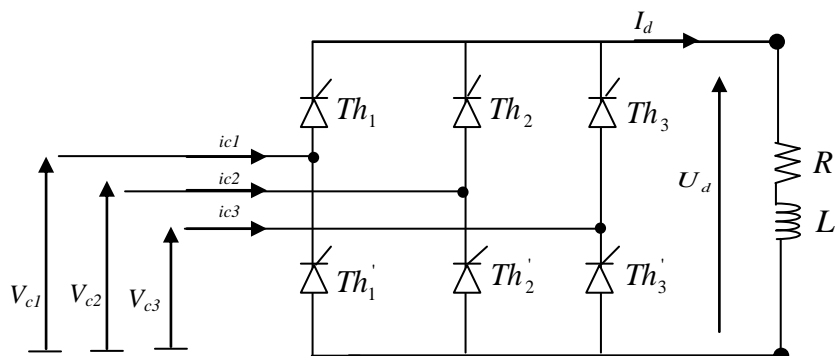


Figure III.5 : Schéma d'un redresseur triphasé à thyristors (charge statique)

La figure (III.6) montre la forme de la tension de sortie U_d pour une charge RL.

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

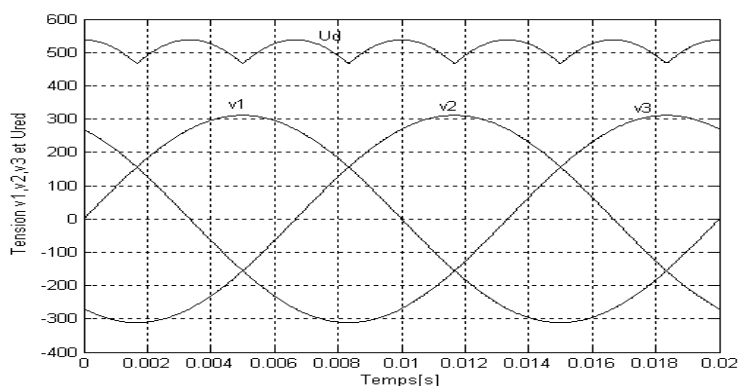


Figure III.6.a : Les tensions d'alimentation et la tension redressée U_d

- Pour $\alpha=30^\circ$

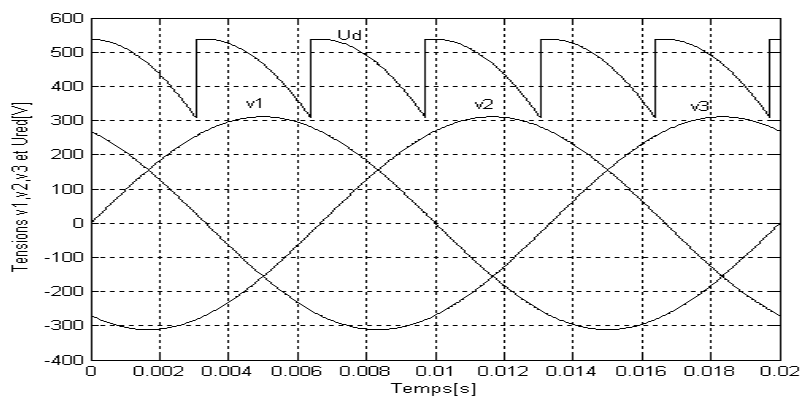


Figure III.6.b : Les tensions d'alimentation et la tension redressée U_d

III.4.2.2 Charge dynamique

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

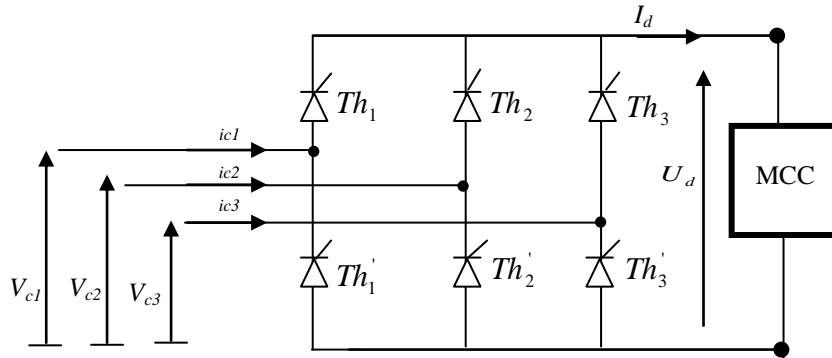


Figure III.7 : Schéma d'un redresseur triphasé à thyristors (charge dynamique)

III.4.2.3 Modélisation de la machine à courant continu

III.4.2.3.1 Equations de fonctionnement

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

a) Equation électrique

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

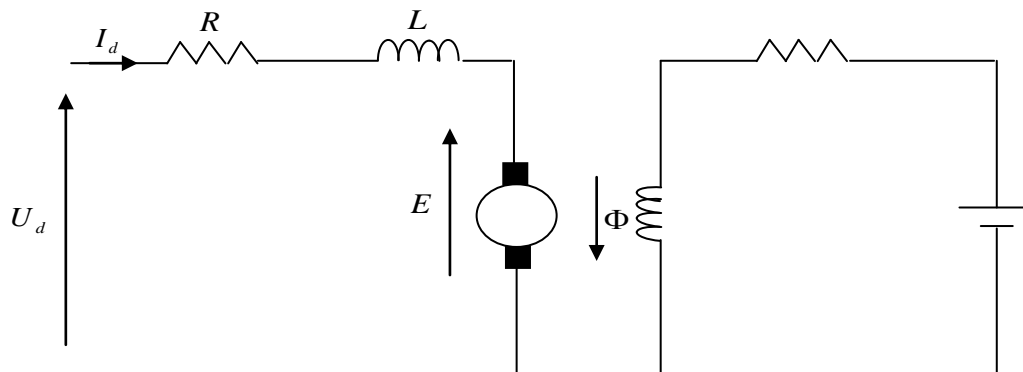


Figure III.8 : Schéma équivalent du moteur à courant continu

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

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

b) Equation mécanique

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

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

c) Equation de conversion

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

$$C_m = K_m \cdot \phi \cdot I_d \quad (\text{III.6})$$

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

$$E = K_c \cdot \phi \cdot N \quad (\text{III.7})$$

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

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

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

$$P = C_m \cdot N = K_m \cdot \phi \cdot N \cdot I_d \quad (\text{III.9})$$

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

$$K_c = K_m$$

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

III.5 Calcul des courants harmoniques

Notre travail consiste à étudier un système électrique composé d'un réseau triphasé alimentant une charge polluante caractérisée par redresseur triphasé à base des thyristors et un filtre actif connecté en parallèle avec le réseau. Dans ce cas le filtre actif parallèle se comporte comme un générateur de courant, il est commandé de façon à injecter au réseau des courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge, le courant de source sont de ce fait sinusoïdaux.

Afin d'obtenir une bonne compensation des courants de la charge non linéaire, l'unité de contrôle doit fournir à la source de courant commandée une consigne qui correspond au courant harmonique du courant de la charge. Différentes méthodes d'identification des courants de compensation peuvent être employées [3], [31], [35], les trois méthodes les plus couramment utilisées les applications de filtrages actifs sont :

La première méthodes consiste à extraire le courant fondamental de charge à l'aide d'un filtre passe bande. Sachant que les fréquences des harmoniques ne sont pas assez éloignées de celle du fondamental, il est donc nécessaire d'employer un filtre très sélectif. Mais ce sera difficile d'obtenir une atténuation importante du signal fondamental sans que les harmoniques ne soient affectés ni en module, et surtout, ni en argument.

Une autre méthode est basée sur l'analyse spectrale du courant polluant. Lorsque la charge polluante crée des courants non stationnaires, la Transformée de Fourier Glissante peut être utilisée. Cette méthode permet de calculer les amplitudes et les phases de tous les harmoniques, mais le temps de calcul, pour un processus numérique en temps réel, peut être trop important.

La troisième méthode utilise les notions des puissances réelle et imaginaire instantanées afin de séparer le fondamental dans le domaine fréquentiel. L'élimination de la composante fondamentale sera à ce moment là facile à mettre en œuvre. Cette méthode qui réalise dans la plupart des filtres actifs actuellement en service dans le monde. C'est cette méthode que nous allons utiliser tout au long de ce mémoire [29], [30], [35].

III.5.1 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

Cette méthode basée essentiellement sur le principe de l'énergie active et réactive instantanée a pour but la détermination du courant fondamental et du courant harmonique d'un courant de charge quelconque, elle utilise la transformation de $\alpha - \beta$.

Notons respectivement les tensions simples d'alimentations et les courants de charge d'un système triphasé équilibré par (V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}) et (i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}) . La transformation de Concordai permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en quadrature. Cette transformation appliquée aux tensions réseaux et aux courants de ligne mène aux expressions suivantes :

$$[V_{s\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$[i_{c\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Hypothèse : on suppose que le système de tensions est parfaitement équilibré sinusoïdale.

A partir des vecteurs $[V_{s\alpha\beta}]$ et $[i_{c\alpha\beta}]$ décrivant le système des tensions et le système des courants dans le repère $(\alpha\beta)$, on applique le concept des puissances instantanées défini par AKAGI [29], [30], [31], [34] valable aussi bien en régimes transitoires que dans le cas des régimes permanents. Cette théorie introduit une décomposition de puissances instantanées dans le plan $(\alpha\beta)$. Les puissances réelle et imaginaire instantanées, notées respectivement p et q, sont définies par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \\ -V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{aligned} p &= V_{s\alpha} \cdot i_{c\alpha} + V_{s\beta} \cdot i_{c\beta} \\ q &= V_{s\alpha} \cdot i_{c\beta} - V_{s\beta} \cdot i_{c\alpha} \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Les quantités $V_{s\alpha} \cdot i_{c\beta}$ et $V_{s\beta} \cdot i_{c\alpha}$ ne représentent pas des puissances instantanées conventionnelles dans le sens où elles sont le résultat du produit d'une tension définie sur un axe par un courant défini sur l'axe en quadrature. Par conséquent q n'est pas homogène à une grandeur électrique conventionnelle. C'est la raison pour laquelle ce nouveau concept est appelé « Puissance imaginaire instantanée » avec une nouvelle unité IVA (Imaginaire-Volt-Amper).

D'autre part, les puissances réelles et imaginaires peuvent être représentées comme suit :

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p}(t) \\ q &= \bar{q} + \tilde{q}(t) \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

où :

\bar{p} est une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant de charge.

\bar{q} est une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant de charge.

\tilde{p} et \tilde{q} sont des puissances alternatives liées à la somme des composantes harmonique du courant. La compensation d'harmoniques par le filtre actif se fait par la génération de ces dernières :

$$\begin{aligned} p_{ref} &= \tilde{p} \\ q_{ref} &= \tilde{q} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

De la relation (III.12) donnant les puissances réelle et imaginaire instantanées découle l'expression suivante pour les courants.

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Avec : $\Delta = V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2$

En considération les équations III.14 et III.16, on sépare le courant de charge dans le repère $(\alpha\beta)$ en trois composantes active et réactive à la fréquence fondamentale et la somme des harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{courant active}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{courant réactive}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{courants harmoniques}} \quad (\text{III.17})$$

Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère $(\alpha\beta)$ revient à séparer les termes continus et les termes alternatifs des puissances réelle et imaginaire instantanées.

III.5.2 Séparation des puissances

En conséquence, l'élimination de la composante fondamentale dans l'équation (III.14) s'effectue à l'aide de deux filtres passe-haut de Butterworth (figure III.9) d'ordre deux [3], [29]:



Figure III.9: Schéma de principe du filtre utilisé pour l'extraction des composantes harmoniques

III.5.3 Identification des courants de références

Après le filtrage de la puissance instantanée active et réactive, la transformation inverse permet le calcul des références de courants. La relation III.18 indique le calculs à effectuer afin d'obtenir les références dans le repère $(\alpha\beta)$.

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{ref} \\ q_{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

La relation III.19 permet l'obtention de l'expression des signaux de référence utilisés pour la régulation des courants dans le repère triphasé.

$$\begin{bmatrix} i_{href1} \\ i_{href2} \\ i_{href3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

p_{ref}, q_{ref} : Les puissances active et réactive de référence, dépendent d'une part de la nature des courants à compenser (éliminer les courants harmoniques revient à compenser les composantes alternatives) et d'une autre part, le mode de régulation du courant.

Le schéma de la figure III.10 illustre les différentes étapes permettant l'extraction des courants de référence à partir des courants de charge i_{c123} et des tensions V_{S123} mesurées au point de raccordement.

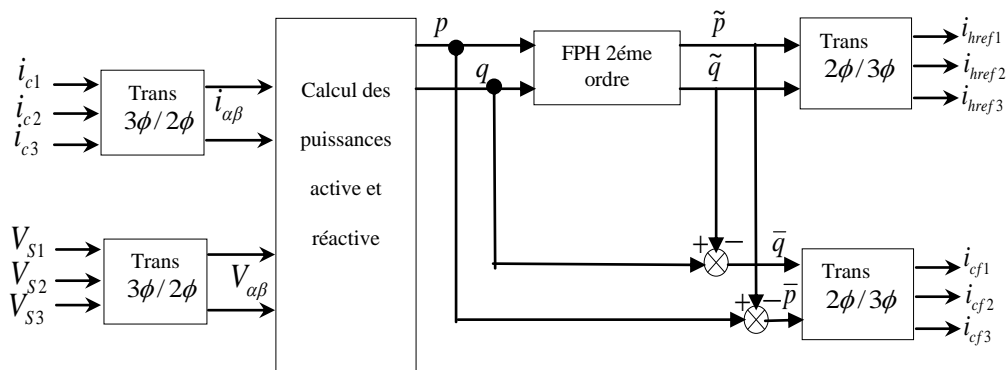


Figure III.10 : Méthode pq d'extraction des courants de référence

III.6 Application de la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées au filtrage actif parallèle

On présente le diagramme fonctionnel par phase de la commande du filtre actif figure (III.11). Le courant harmonique de référence déterminé par la méthode de puissance instantanée est comparé au courant harmonique réel généré par le filtre actif.

L'écarte entre ces deux courants nous permet d'obtenir la commande nécessaire au correcteur qui nous fournira avec l'aide de la stratégie de commande MLI la commande des interrupteurs.

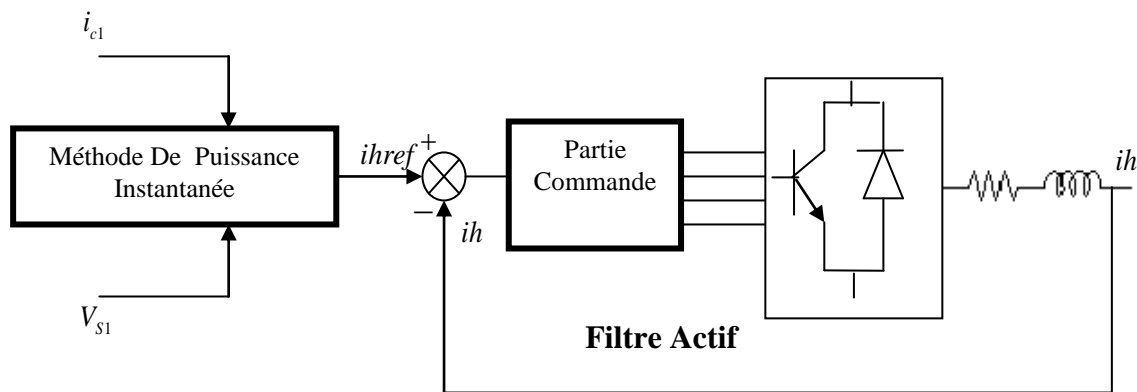


Figure III.11 : L'emplacement de la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées dans la commande du filtre actif

III.7 Asservissement des courants du filtre actif à cinq niveaux

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

La figure (III.12) explique facilement cet asservissement :

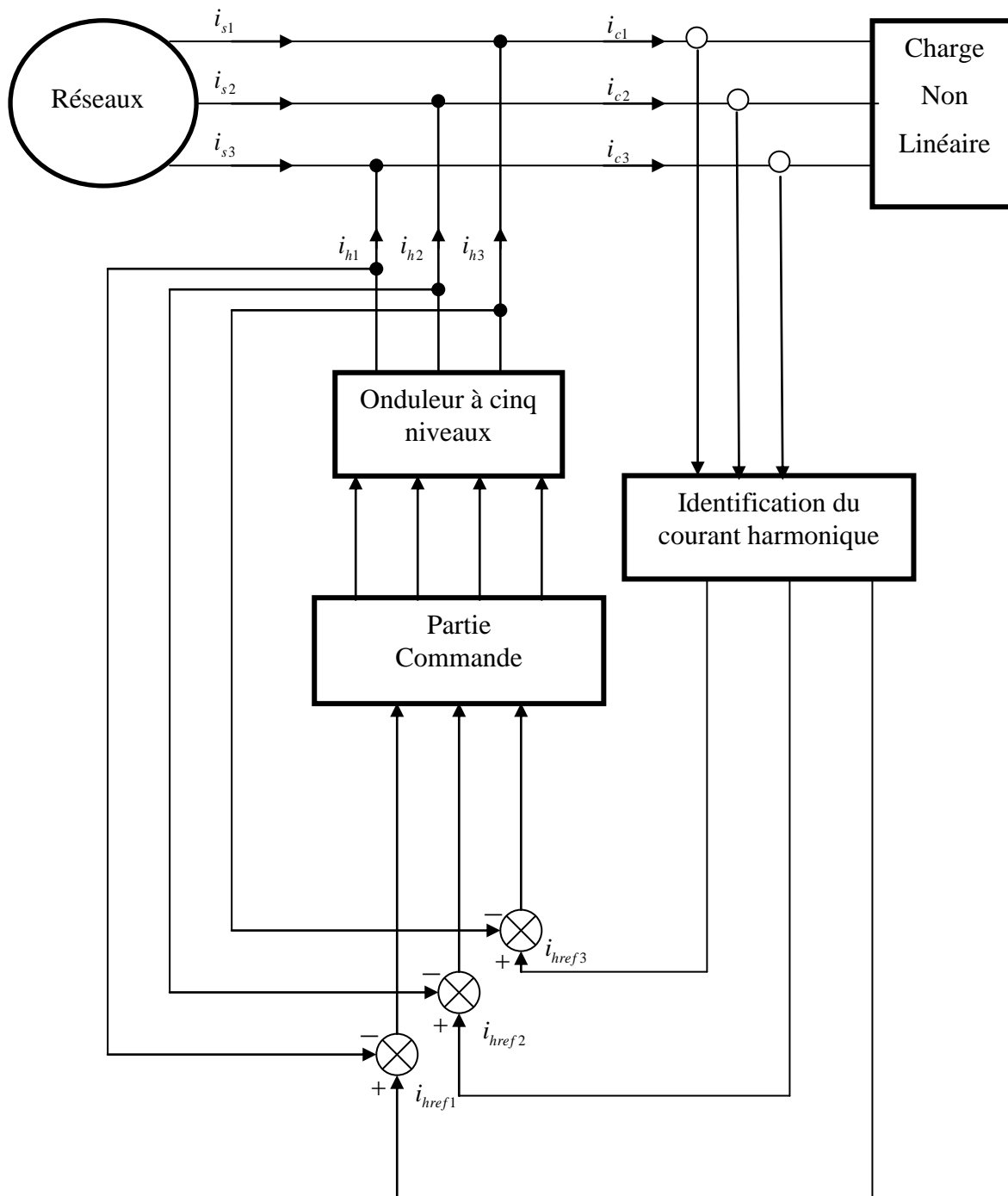


Figure III.12 : Asservissement des courants du filtre actif parallèle triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande MLI

III.8 Résultats de simulation

III.8.1 Charge statique

- Commande MLI à une porteuse

Pour $\alpha=0$

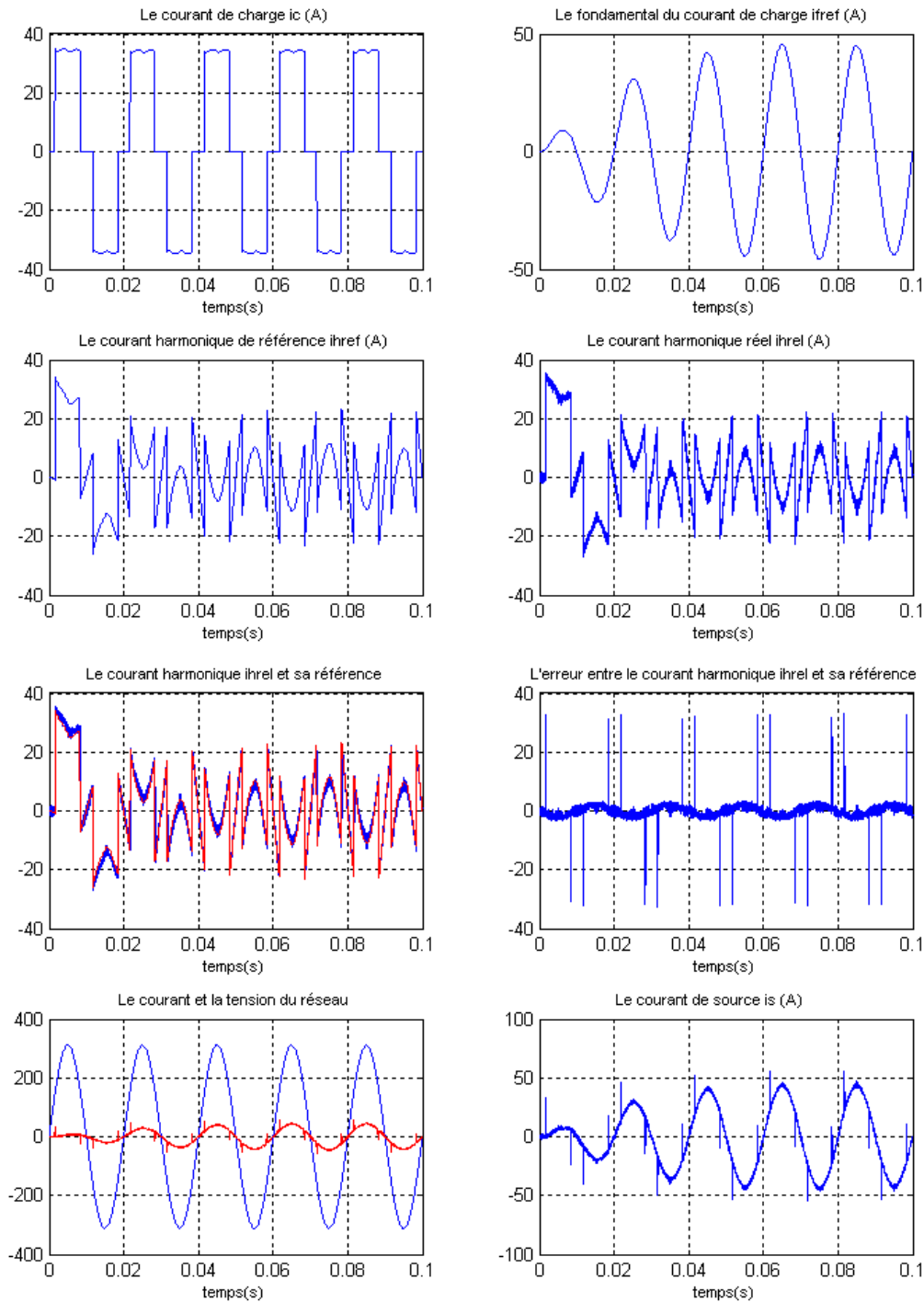


Figure III.13 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

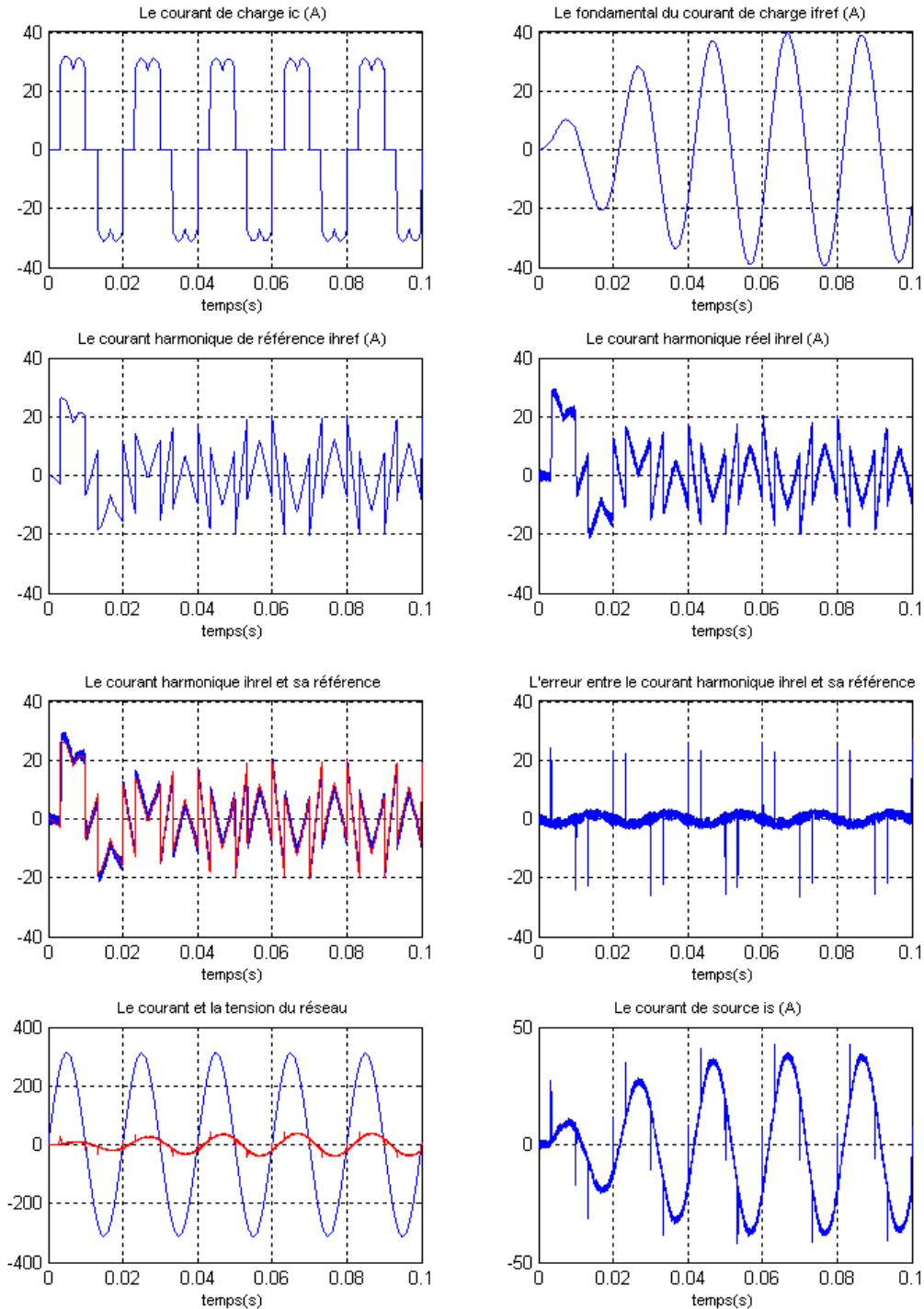


Figure III.14 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

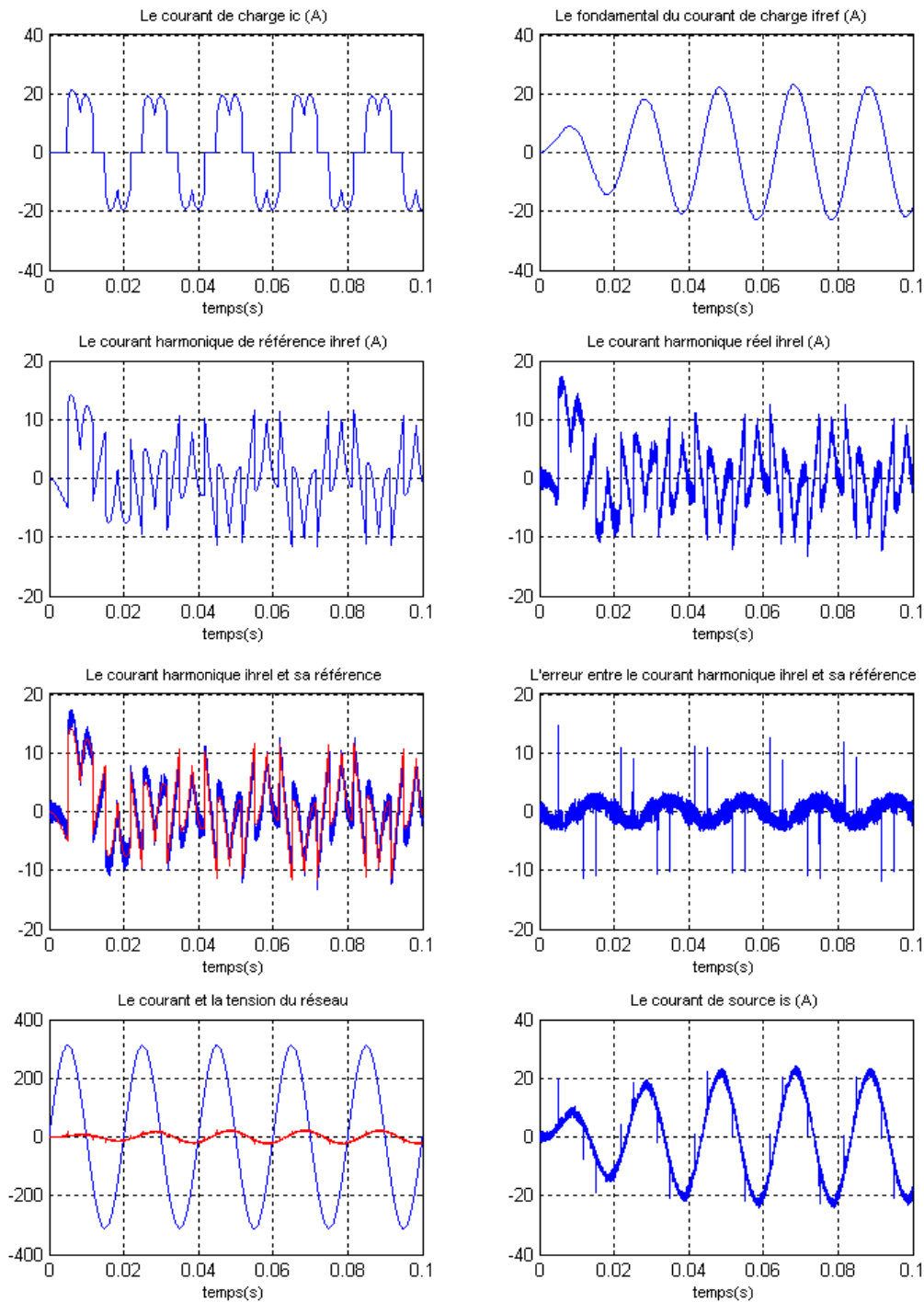


Figure III.15 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

• **Commande MLI à quatre porteuses bipolaires**

Pour $\alpha=0$

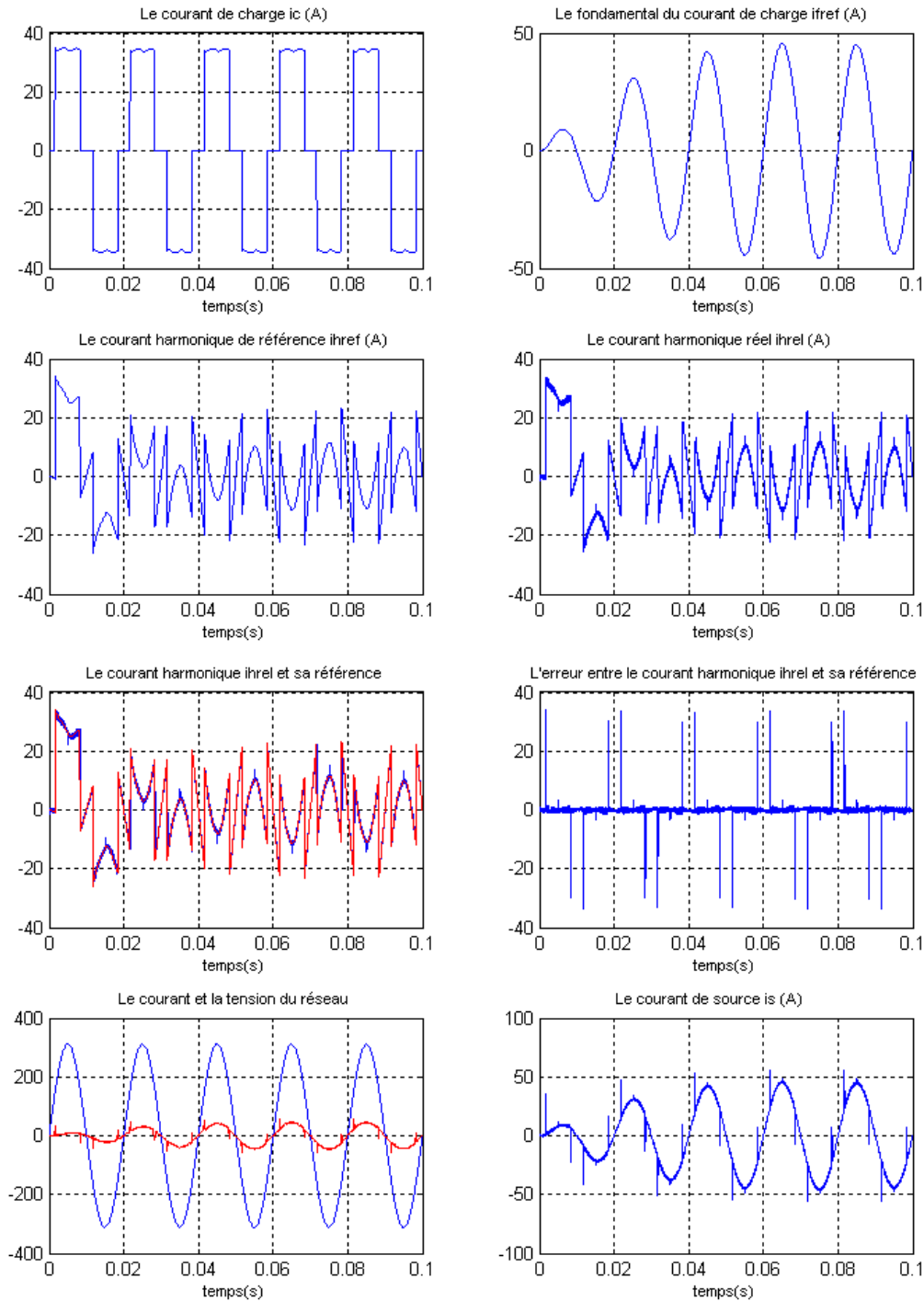


Figure III.16 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

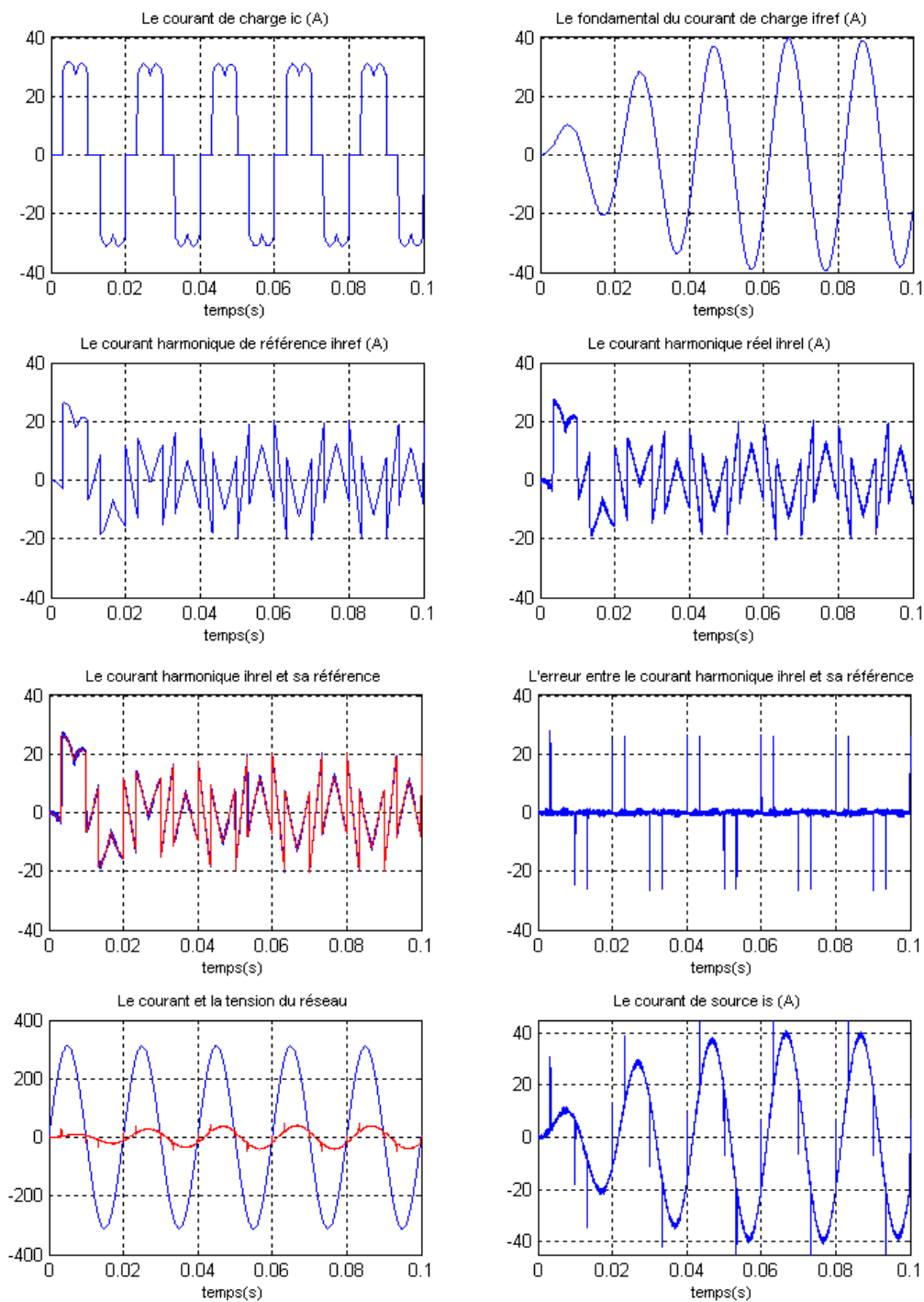


Figure III.17 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

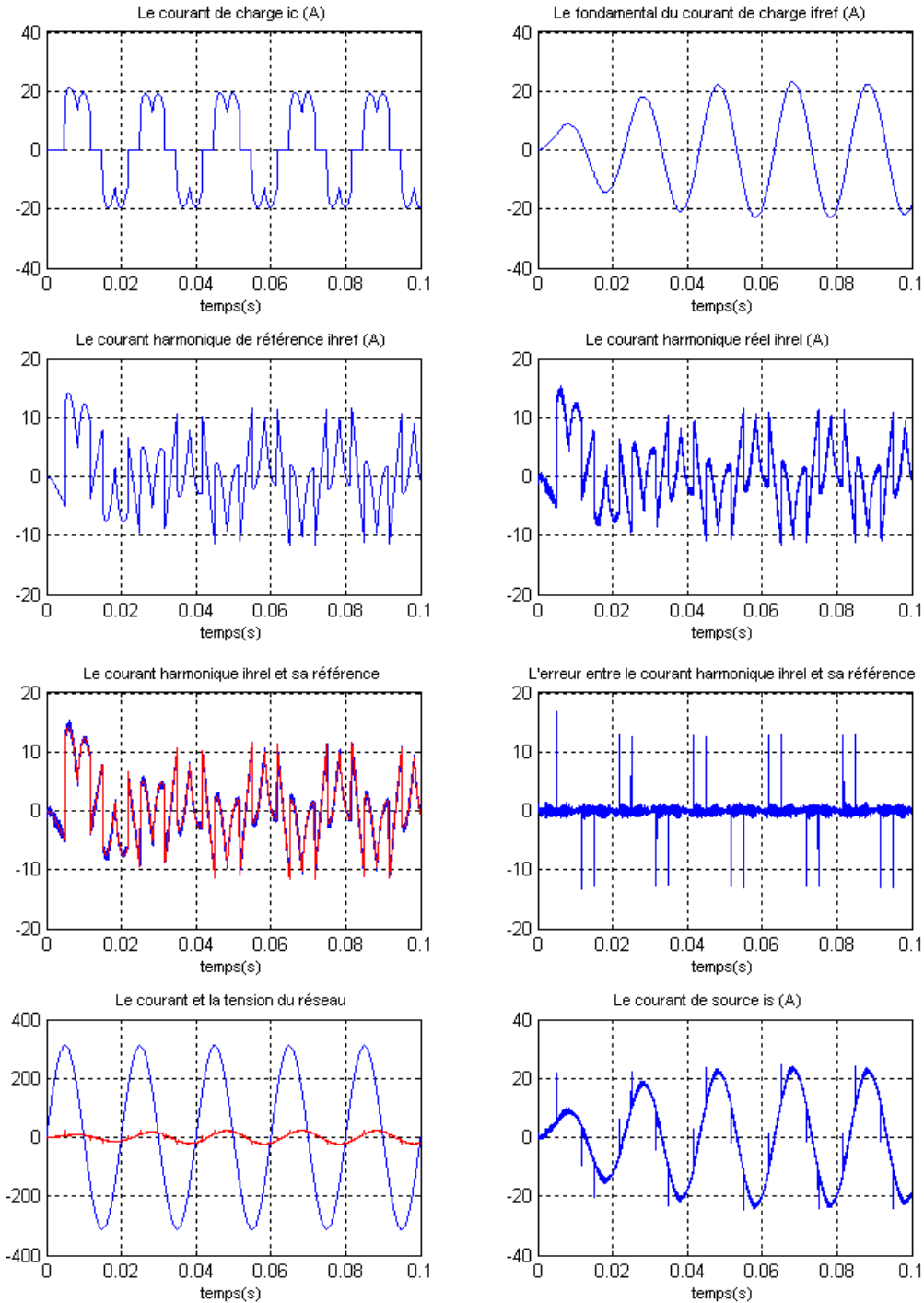


Figure III.18 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

• **Modulation vectorielle**

Pour $\alpha=0$

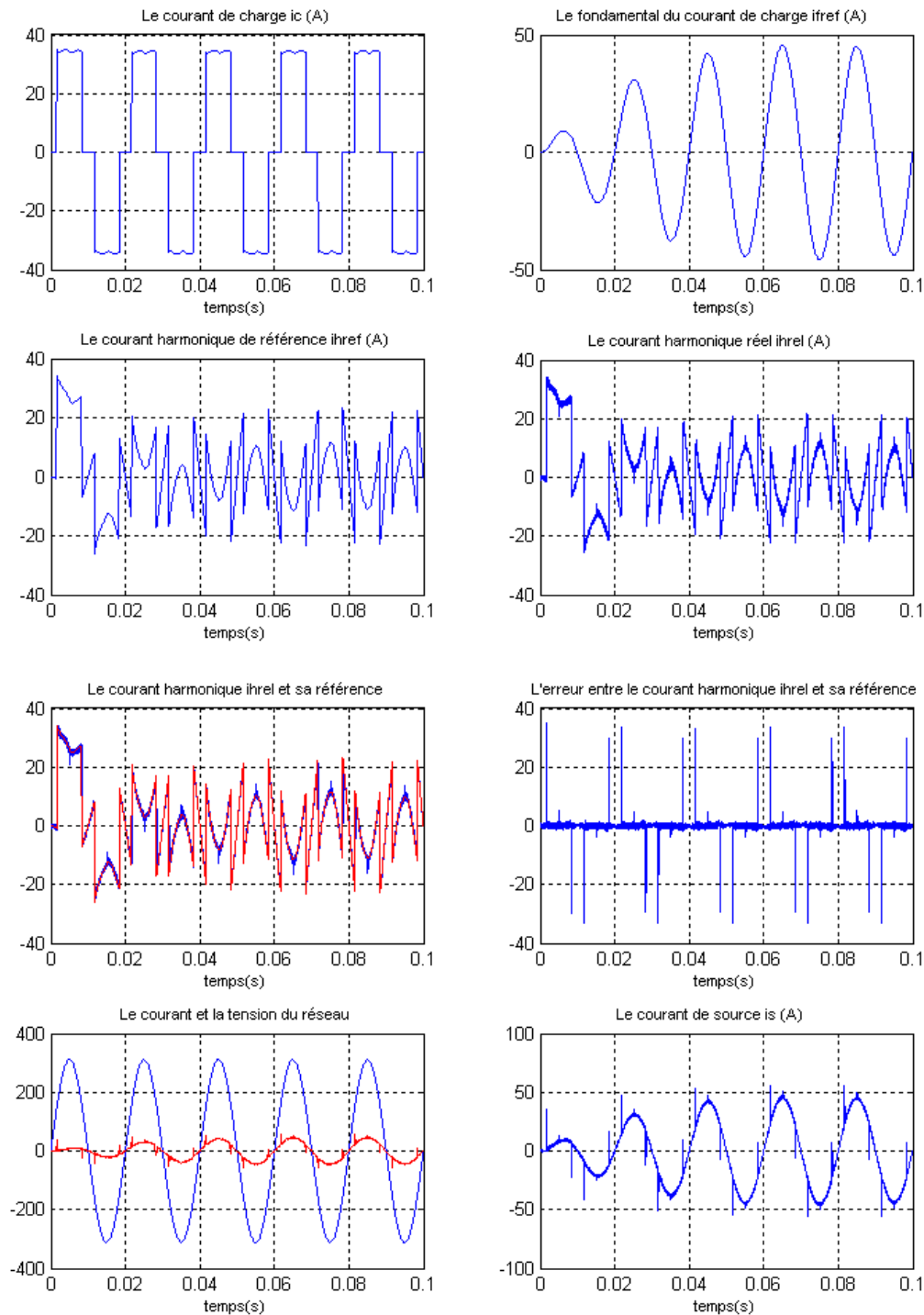


Figure III.19 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

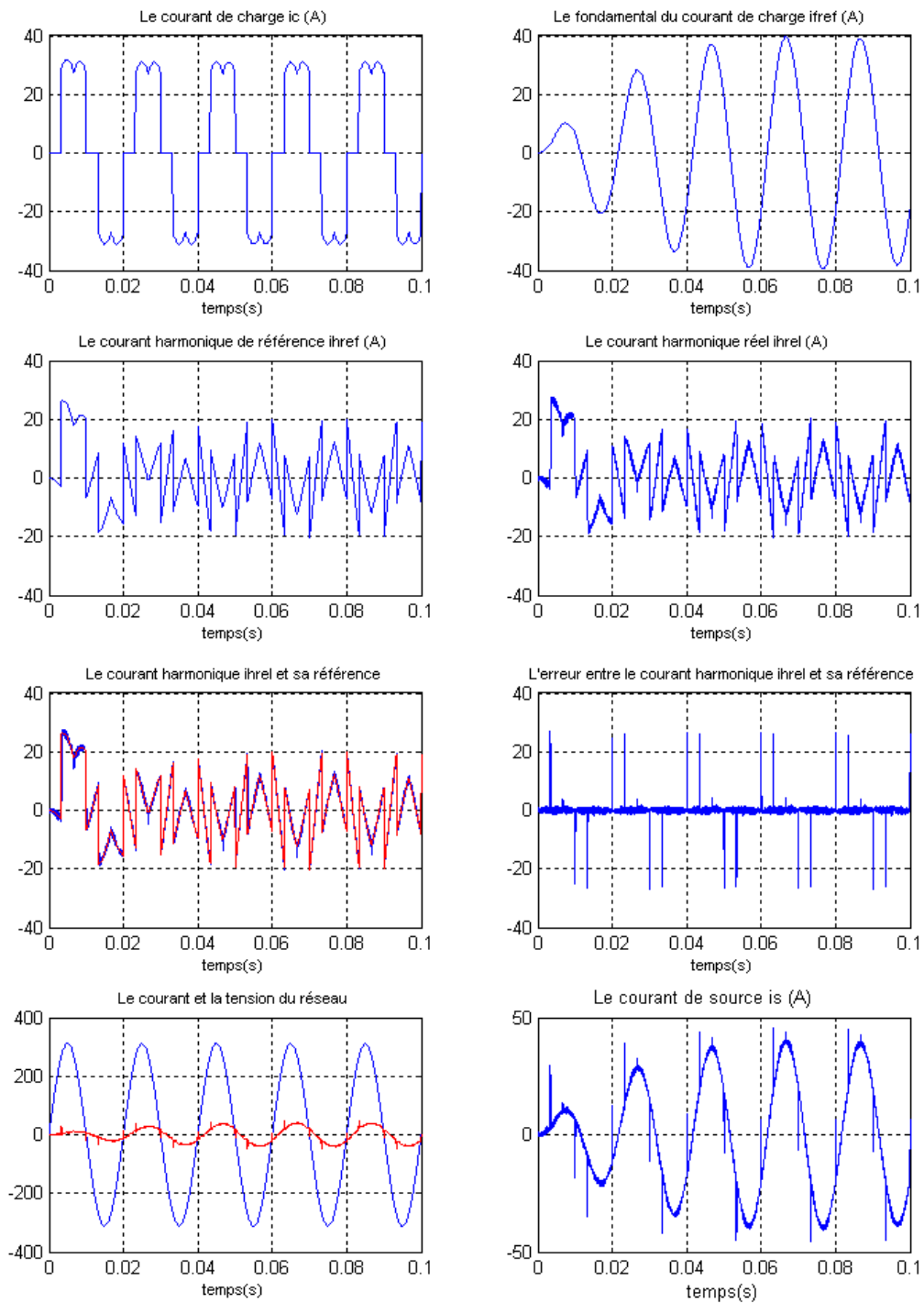


Figure III.20 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

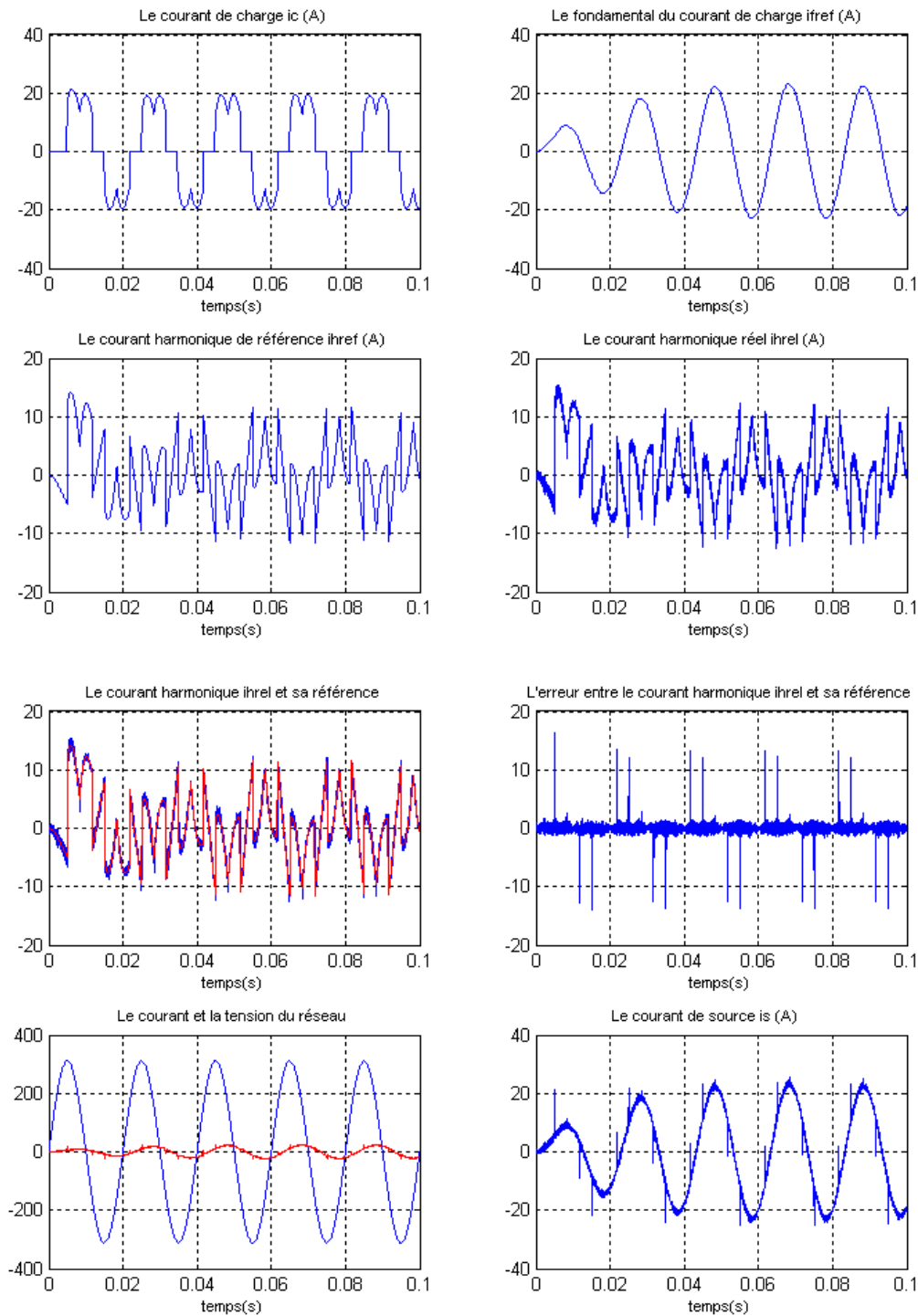


Figure III.21 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

III.8.2 Charge dynamique

- Commande MLI à une porteuse

Pour $\alpha=0$

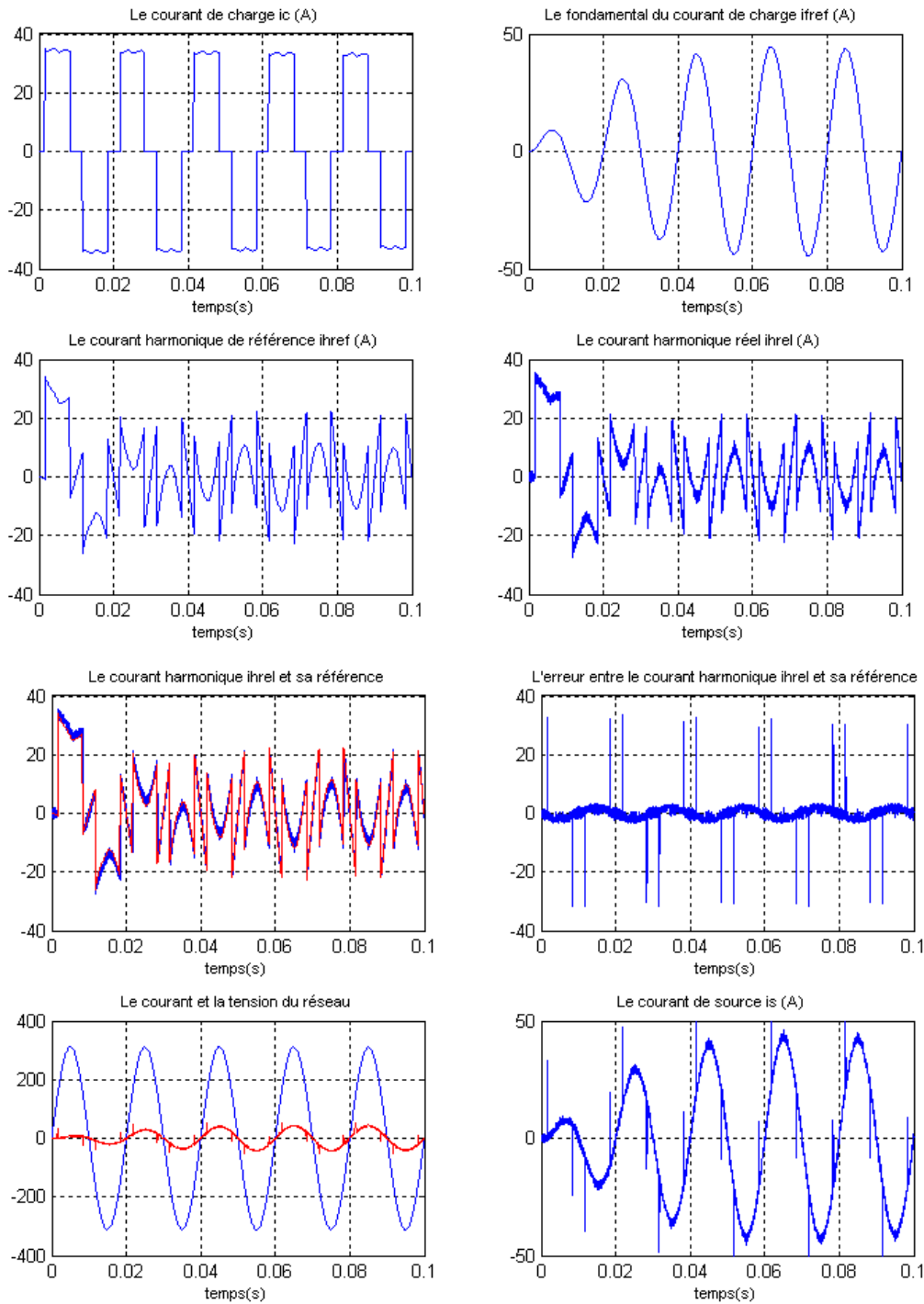


Figure III.22 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

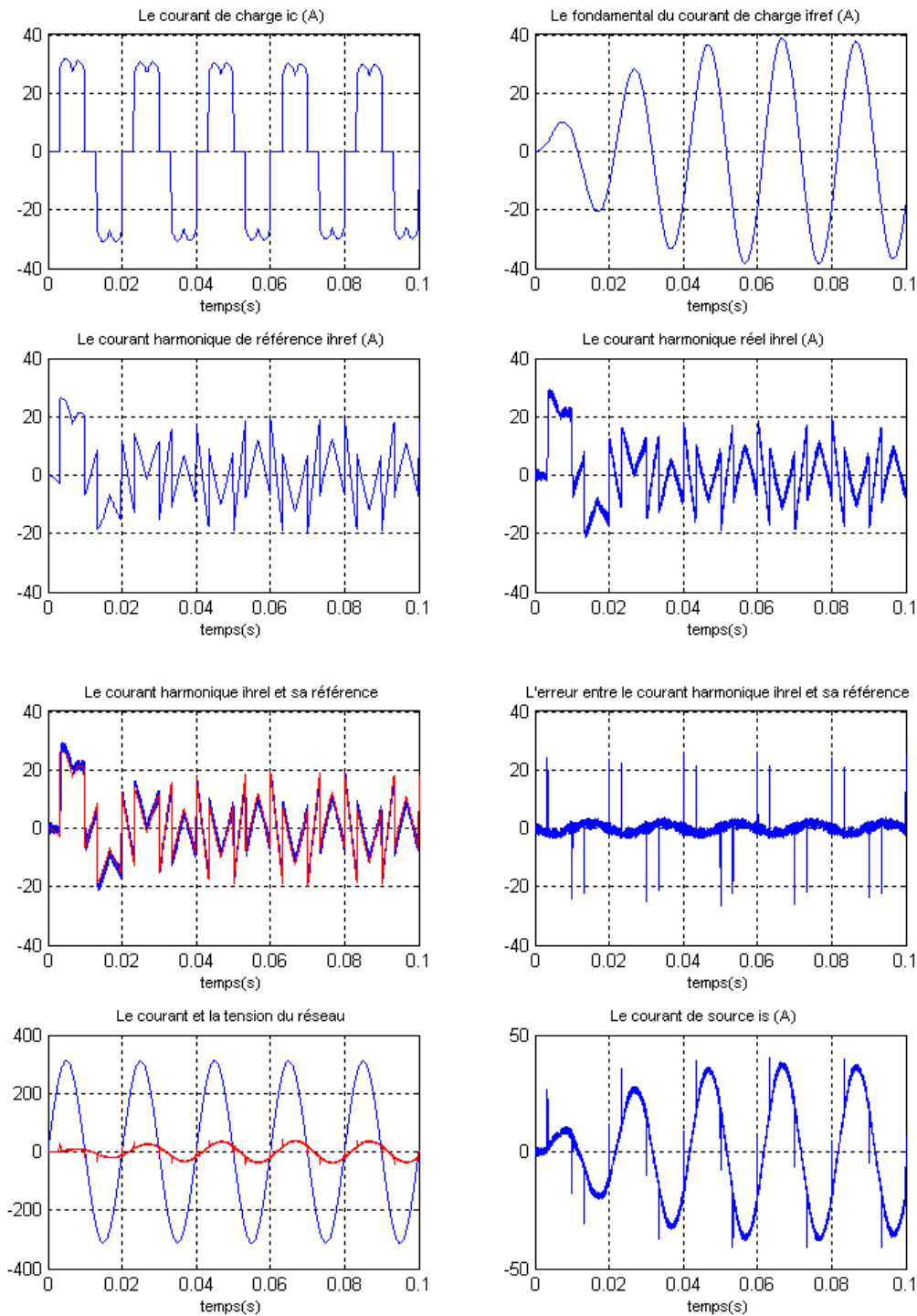


Figure III.23 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

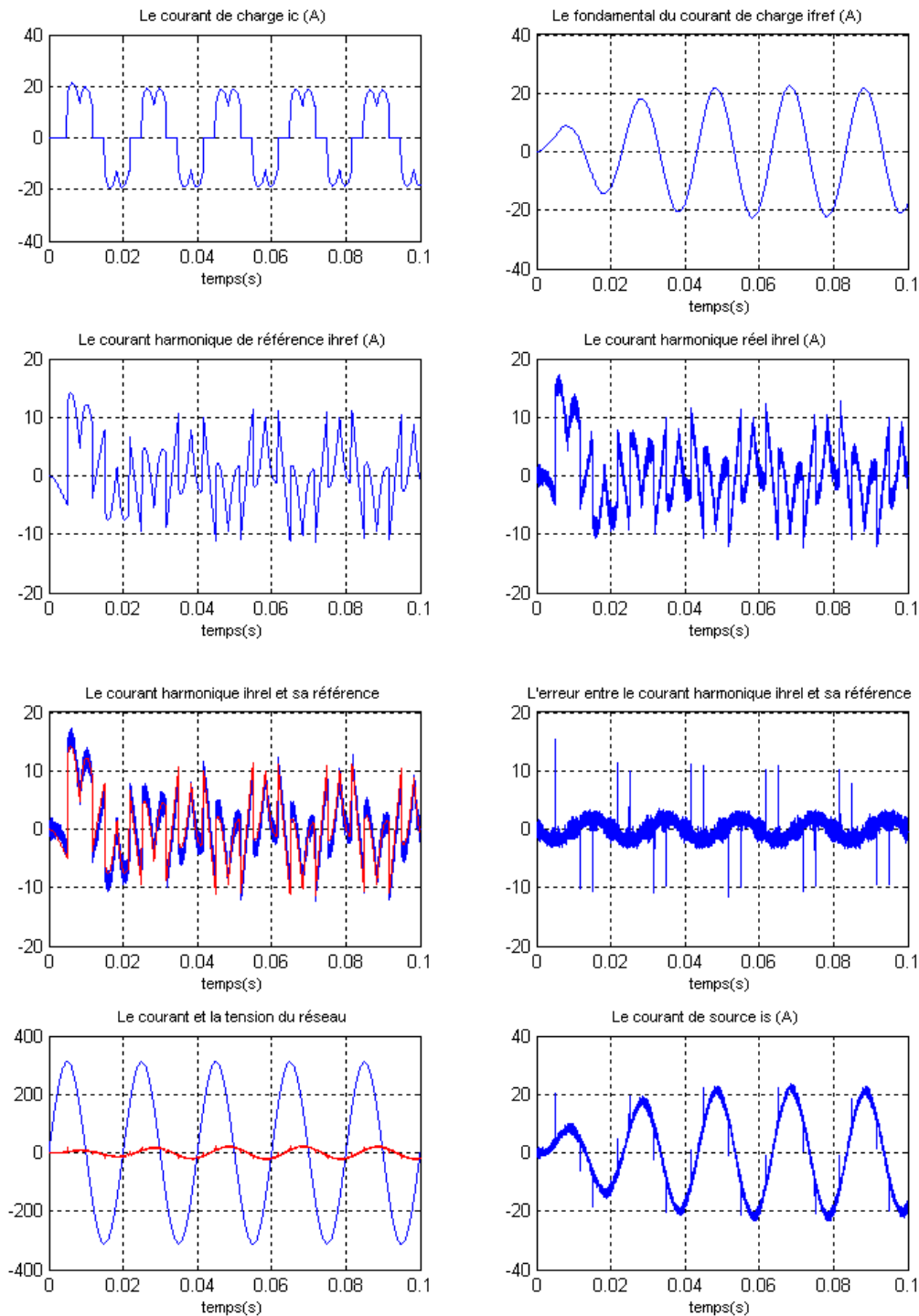


Figure III.24 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

• **Commande MLI à quatre porteuses bipolaires**

Pour $\alpha=0$

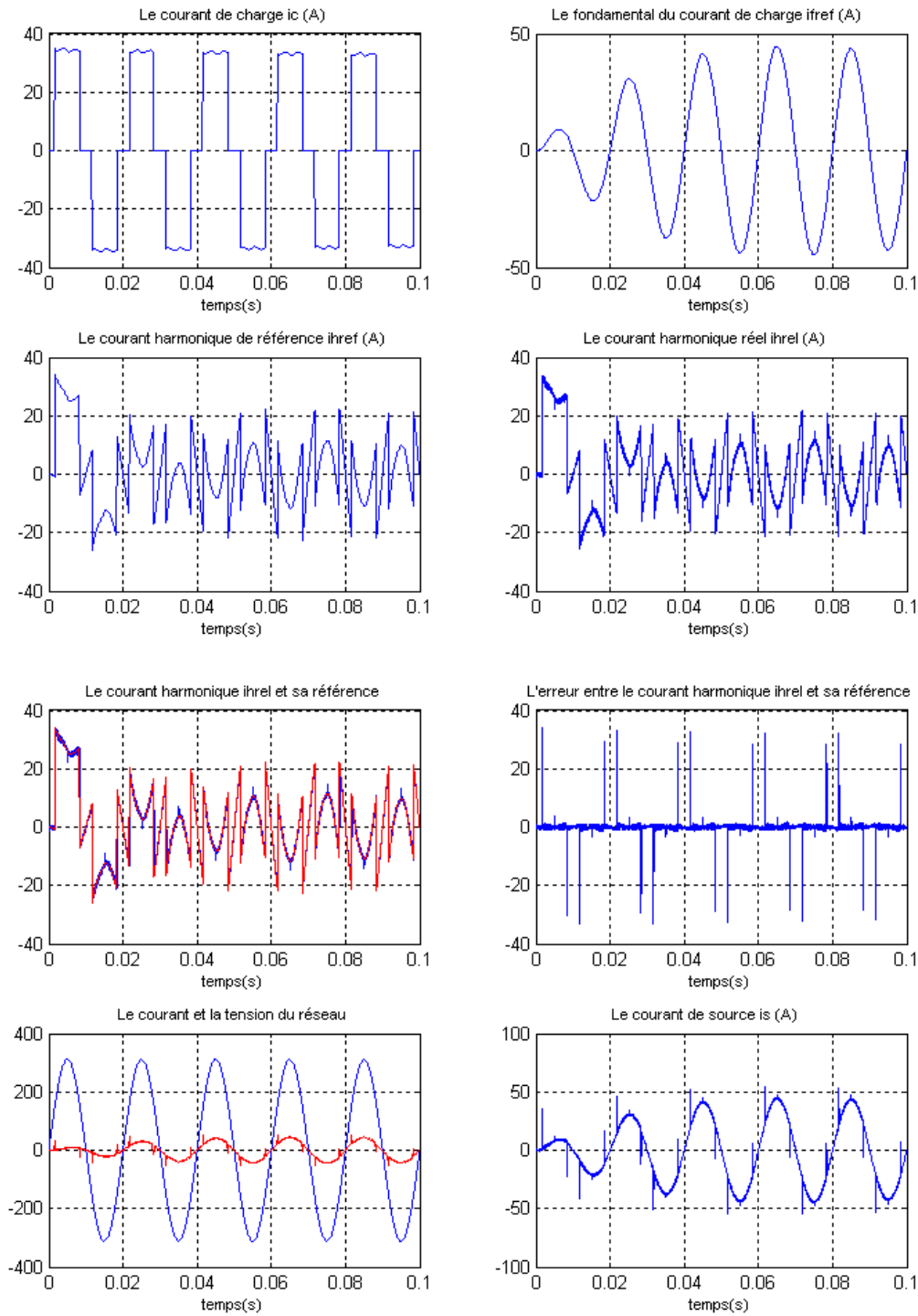


Figure III.25 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

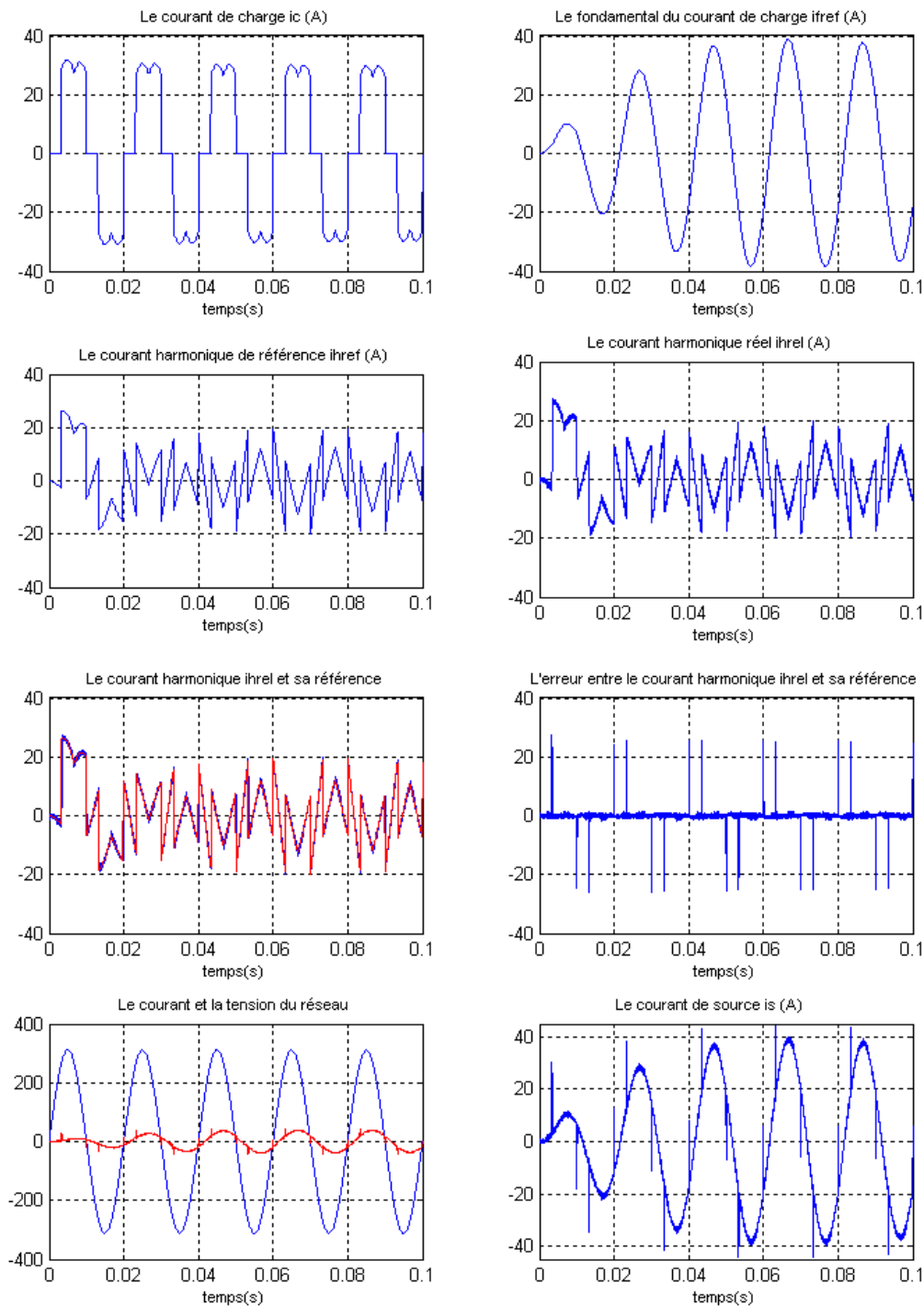


Figure III.26 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

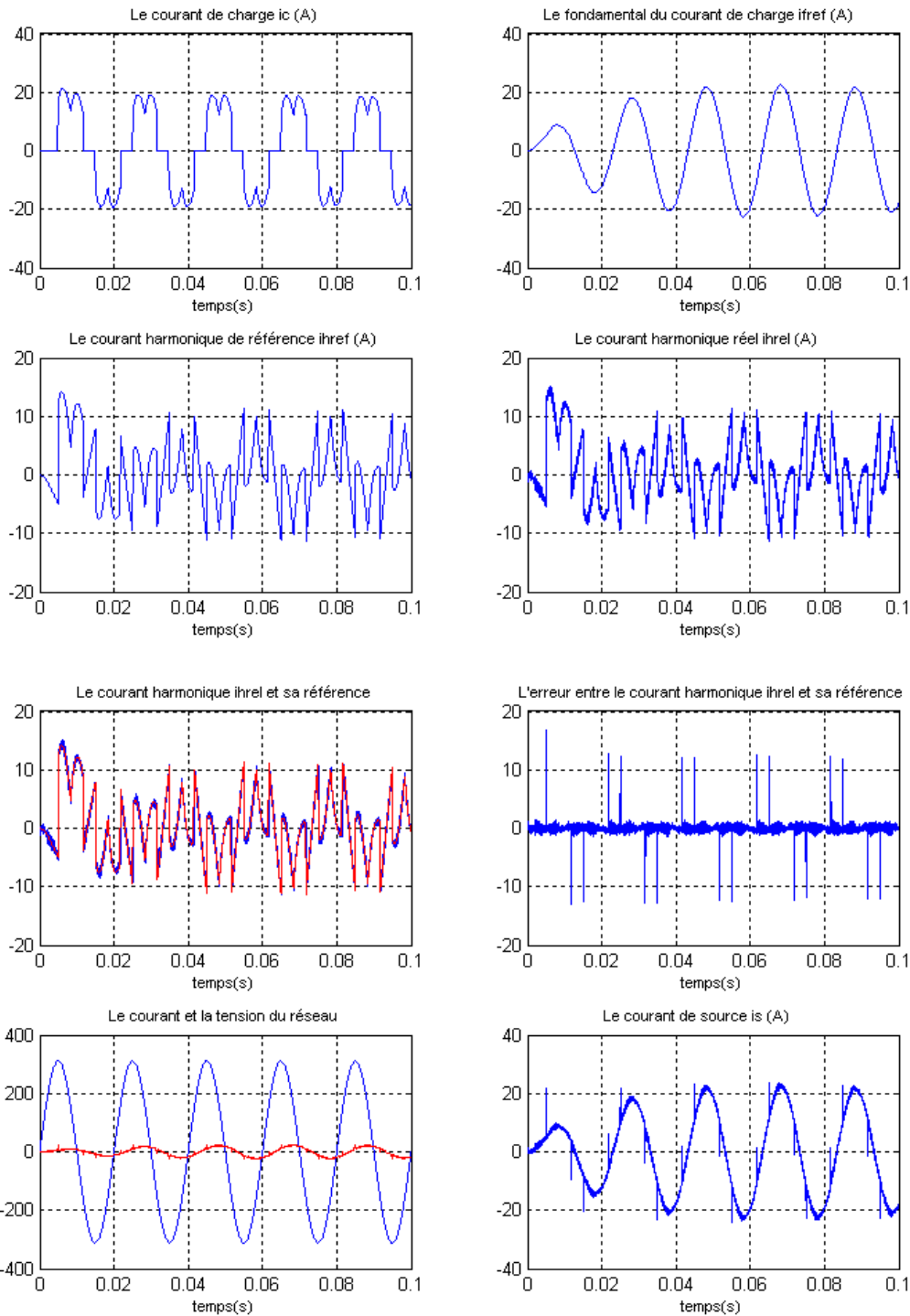


Figure III.27 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaire ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

• **Modulation vectorielle**

Pour $\alpha=0$

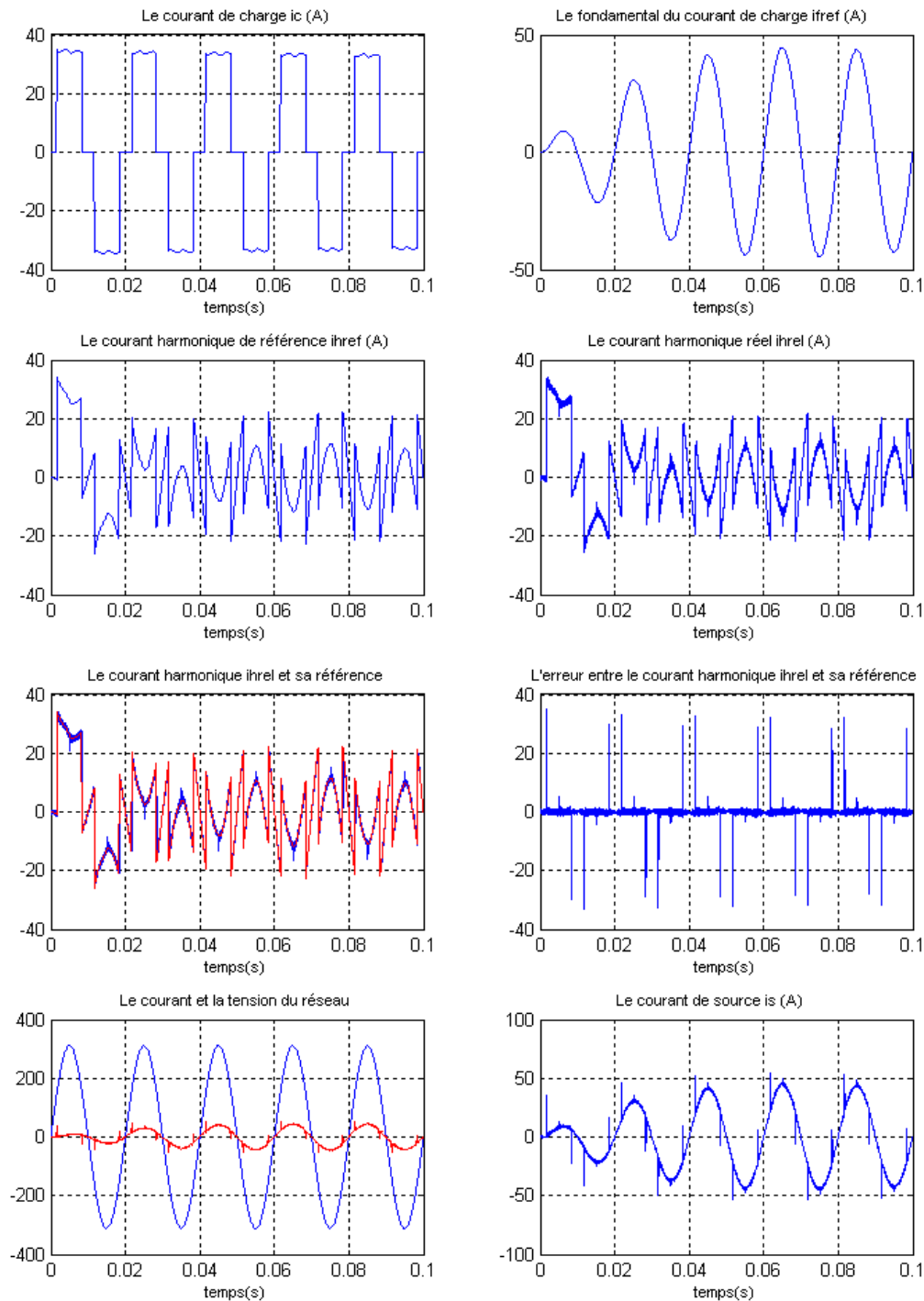


Figure III.28 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

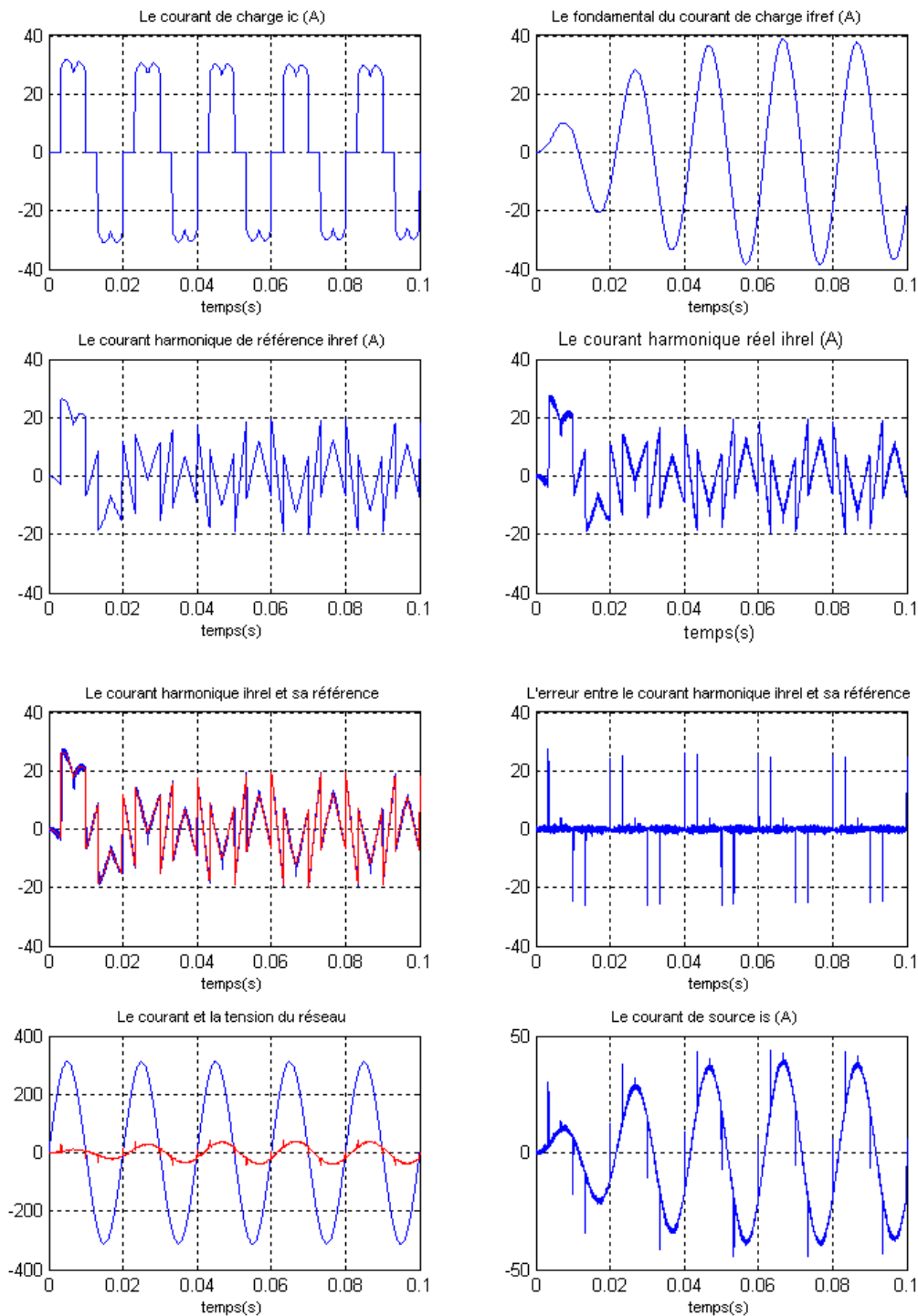


Figure III.29 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

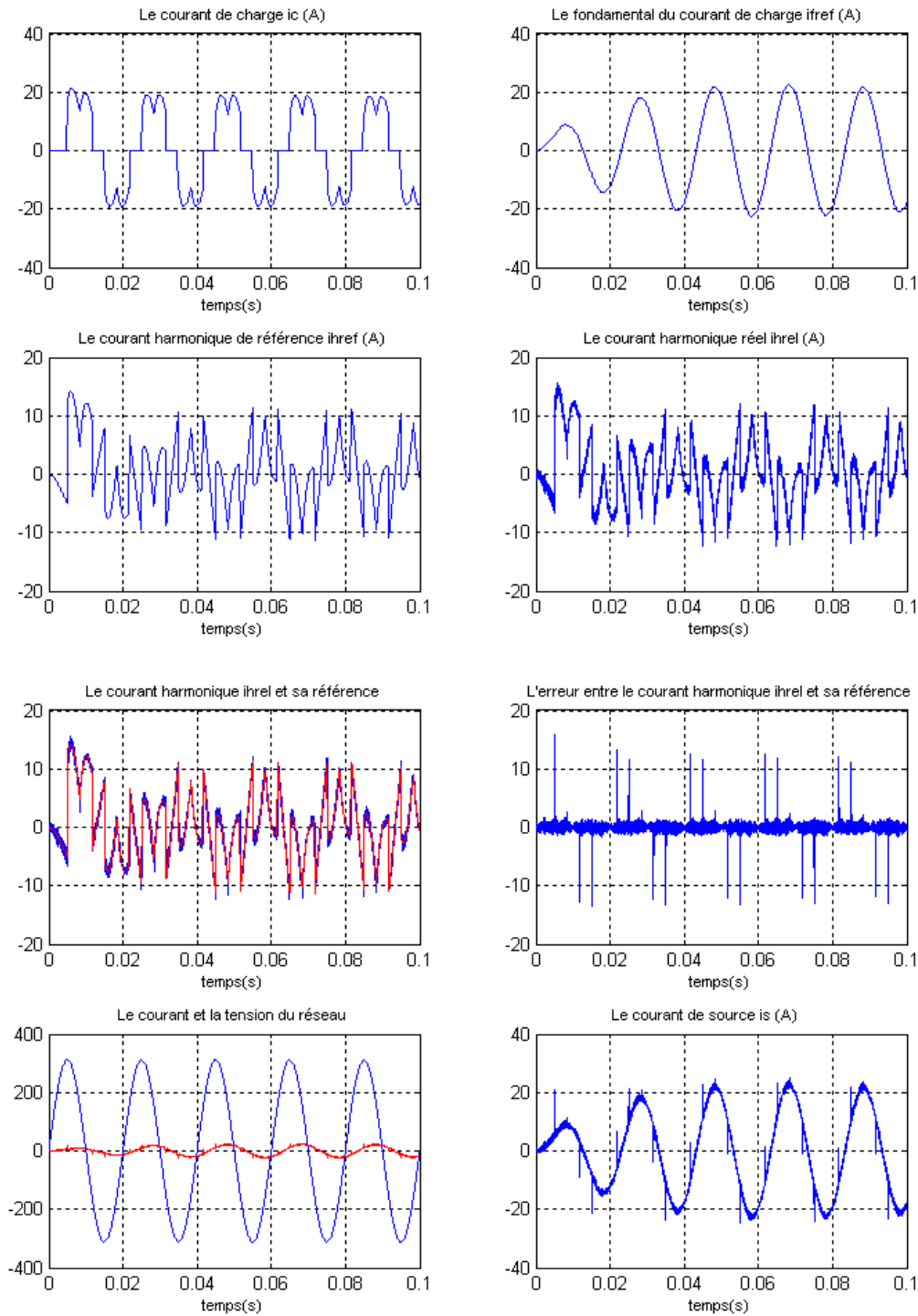


Figure III.30 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

III.9 Interprétation des résultats

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

On remarque que les courants harmoniques générés par le filtre suivent leurs références. Ce qui valide l'algorithme de commande que l'on a utilisé. A cause de la présence de $Lf(di/dt)$, ces courants ne peuvent pas suivre leurs références au niveau des variations brusques. D'où l'apparition des pics au niveau du courant de source qui est sinusoïdal.

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

L'application de la méthode de puissance instantanée pour la détermination des courants harmoniques de référence, permet d'avoir un courant de source sinusoïdal non décalé par rapport au courant de source réel.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les performances des algorithmes de commande du filtre actif parallèle appliqué sur la charge (dynamique et statique) non linéaire. Et montré d'une manière très claire l'intérêt d'utiliser des convertisseurs (onduleurs) pour la dépollution des réseaux électriques, et surtout, les avantages d'utiliser ces onduleurs avec un niveau supérieur (cinq niveaux) qui augmentent les performances du filtre actif parallèle.

D'abord, pour identifier les courants harmoniques de référence, l'image du courant qu'on doit injecter dans le réseau afin d'avoir un courant de source sinusoïdal, on a utilisé un filtre passif passe haut, qui extrait la composante fondamentale du courant imposé par la charge non linéaire (redresseur à thyristors), la soustraction de cette composante fondamentale du courant de charge donne la référence du filtre actif, en supposant une alimentation idéale du filtre c'est-à-dire avoir les quatre tensions d'entrée équilibrées et constantes.

Enfin, on a conclu que l'utilisation un onduleur à cinq niveaux à modulation de largeur d'impulsion, comme filtre actif parallèle des courants harmoniques engendrés par les charges non linéaires, donne des résultats très satisfaisant et une grande efficacité pour résoudre le problème de la distorsion du courant de la source et la dépollution des réseaux électriques.

Introduction

Dans le chapitre précédent, notre objectif était d'éliminer les composantes harmoniques qui induisent des effets néfastes sur la forme du courant du réseau électrique.

Pour le faire, on a utilisé un filtre actif parallèle comme organe de puissance, mais il se trouve que ce même filtre peut être utilisé pour résoudre un autre problème qui ne manque pas d'importance, surtout sur le coût d'énergie payé par l'utilisateur, qui s'élève à des grandes tarifications, ce problème dû au déphasage entre le courant et la tension du réseau. Ce qui se traduit physiquement par l'énergie réactive.

Dans ce chapitre, nous allons voir comment, grâce à un onduleur triphasé à cinq niveaux utilisé en filtrage actif, il est possible de supprimer la compensation de puissance réactive.

IV.1 Principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive

Le filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive à éliminer les harmoniques. Pour avoir un courant de source sinusoïdal et rendre le déphasage entre le courant et la tension du réseau nul, autrement dit, un facteur de puissance unitaire simultanément. Comme le montre la figure (IV.1).

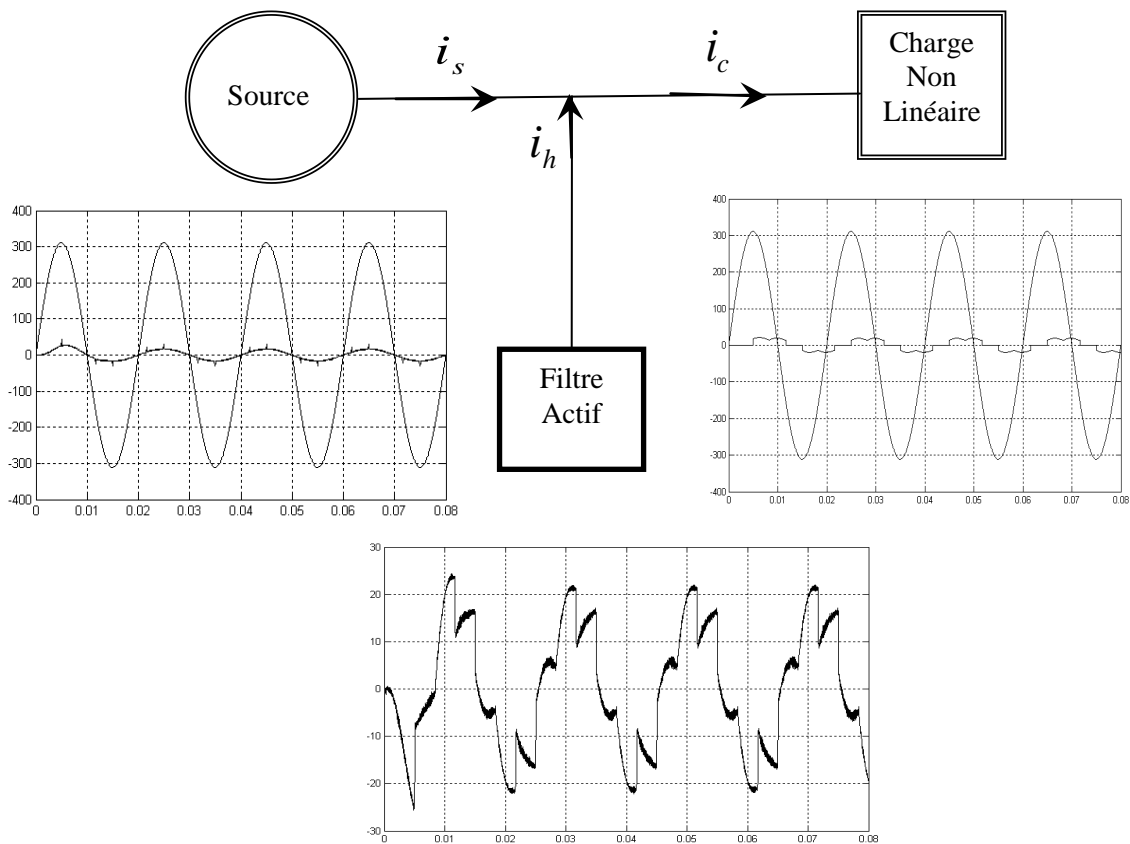


Figure IV.1 : Filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive

Le courant généré par le filtre doit être égale à la somme de deux composantes, une composante harmonique i_h , servant à dépolluer le réseau, autrement dit à éliminer les harmoniques, et une composante fondamentale i_f qui va servir à compenser l'énergie réactive, c'est-à-dire rendre le facteur de puissance unitaire [38].

Ainsi, le courant généré par le filtre s'écrit :

$$i_k = i_f + i_h = i_c - i_s \quad (\text{IV.1})$$

La méthode de la génération du courant se donne comme suit [38] :

1. Identification des courants harmoniques de charge (i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}).
2. Détermination du courant I_{s_max} .
3. Imposition d'une sinusoïde en phase avec la tension réseau, ce qui force l'image du courant réseau pour qu'il soit en phase avec la tension, l'extraction de ce dernier du courant de charge donne le courant de référence du filtre.

IV.1.1 Détermination de la valeur I_{s_max}

Cette méthode utilise la transformation (α, β) , pour déterminer l'amplitude de la composante fondamentale d'un courant de charge quelconque.

IV.1.2 Principe de la méthode

On fait passer les courants de charge du réseau triphasé (i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}) par la transformation (α, β) , autrement dit, trouver les deux composantes i_α et i_β .

Après avoir trouvé ces deux composantes, on fait passer chacun par un filtre passe-bas pour avoir ses composantes fondamentales, comme l'explique l'algorithme de la figure (IV.3).

La racine carrée de ces dernières nous spécifie la valeur maximale du courant de source de référence. En multipliant cette valeur par la sinusoïde $\sin(\omega t + \phi)$ en phase avec la tension du réseau correspondante, on aura le courant de source référence I_{s_ref} . L'extraction de ce dernier du courant de charge donne le courant de référence du filtre.

IV.1.3 Expression du courant de charge dans le repère $\alpha - \beta$

L'expression des courants de charge dans le repère $\alpha - \beta$ est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

IV.1.4 Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction du courant de source de référence

La composante fondamentale des courants i_α et i_β peut être tirée, en faisant passer chacun dans filtre passe-bas, figure (IV.2).

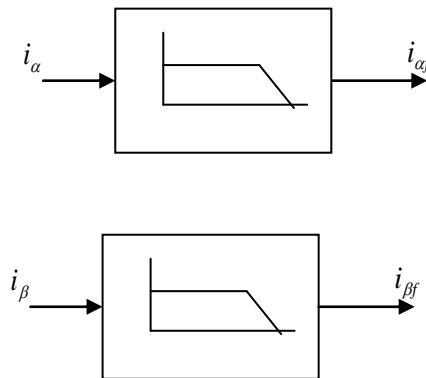


Figure IV.2 : Les deux filtres passe-bas

Les deux filtres passe-bas sont deuxième ordre. Ils ont une fréquence de coupure $f_c = 50\text{Hz}$.

Les deux filtres ont la même fonction de transfert suivante :

$$F(p) = \frac{1}{(1 + \tau.p)^2} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{\tau} = 2.\pi.f_c \quad (\text{IV.3})$$

D'où, la valeur maximale du courant de source de référence est :

$$I_{\max} = \sqrt{i_{\alpha f}^2 + i_{\beta f}^2} \quad (\text{IV.4})$$

En multipliant cette valeur par $\sin(\omega t + \phi)$, on trouve :

$$I_{s_ref} = I_{\max} \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{IV.5})$$

La phase ϕ permet de contrôler l'énergie réactive fournie par le réseau (source).

Pour neutraliser cette puissance réactive, on imposera un déphasage nul ($\phi = 0$) entre le courant et la tension de source.

$$I_{s_ref} = I_{\max} \sin(\omega t) \quad (\text{IV.6})$$

Une soustraction entre le courant de charge et le courant de source de référence, permet d'avoir le courant de référence que doit générer le filtre actif afin d'obtenir un courant sinusoïdal et en phase avec la tension.

D'où :

$$I_{k_ref} = i_c - i_{s_ref} \quad (\text{IV.7})$$

Une comparaison entre le courant réel du filtre actif i_k et le courant du filtre de référence i_{k_ref} permet la détermination des commandes des interrupteurs de ce dernier.

IV.2 Application de cette méthode sur une charge non linéaire

La figure (IV.3) présente l'algorithme général du filtrage actif d'harmonique avec compensation d'énergie réactive, en utilisant la transformation i_α et i_β . Le courant de source de référence déterminé par cette méthode est soustrait du courant de charge pour déterminer le courant du filtre de référence. Ce dernier est comparé au courant réel généré par le filtre pour déterminer la commande des interrupteurs du filtre actif.

Le principe de cette méthode est appliqué sur une charge non linéaire de redresseur triphasé à base des thyristors statique et dynamique. Pour la commande du filtre, on utilise les trois stratégies de commande MLI.

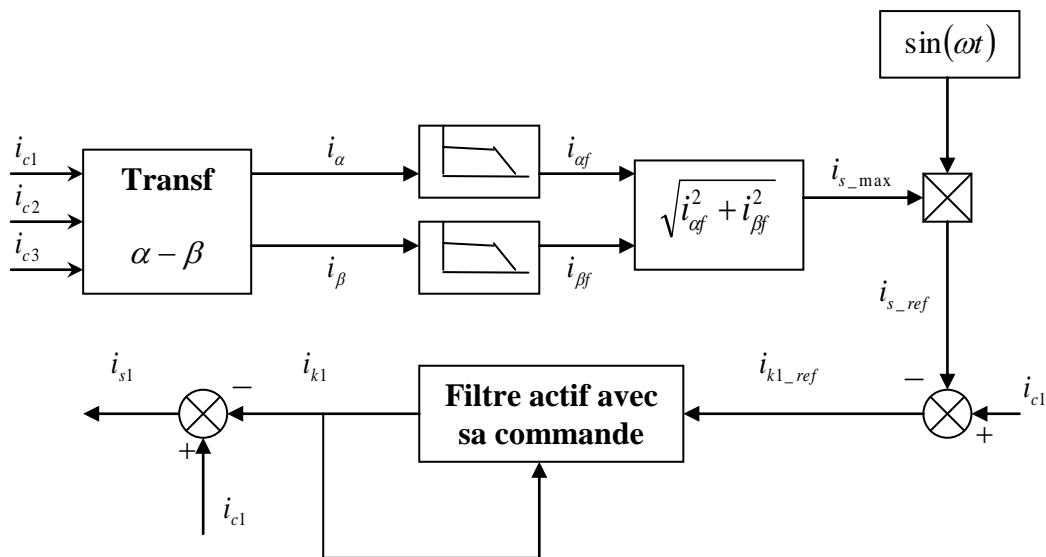


Figure IV.3 : Algorithme général de la commande

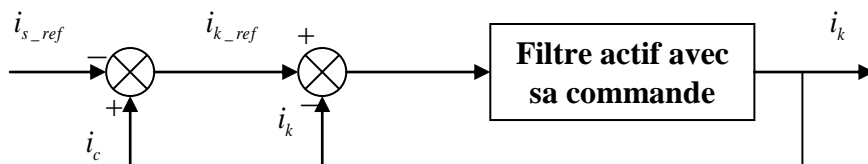


Figure IV.4 : Schéma de la commande du filtre actif

IV.3 Résultats de simulation

IV.3.1 Charge statique

- Commande MLI à une porteuse
Pour $\alpha=0$

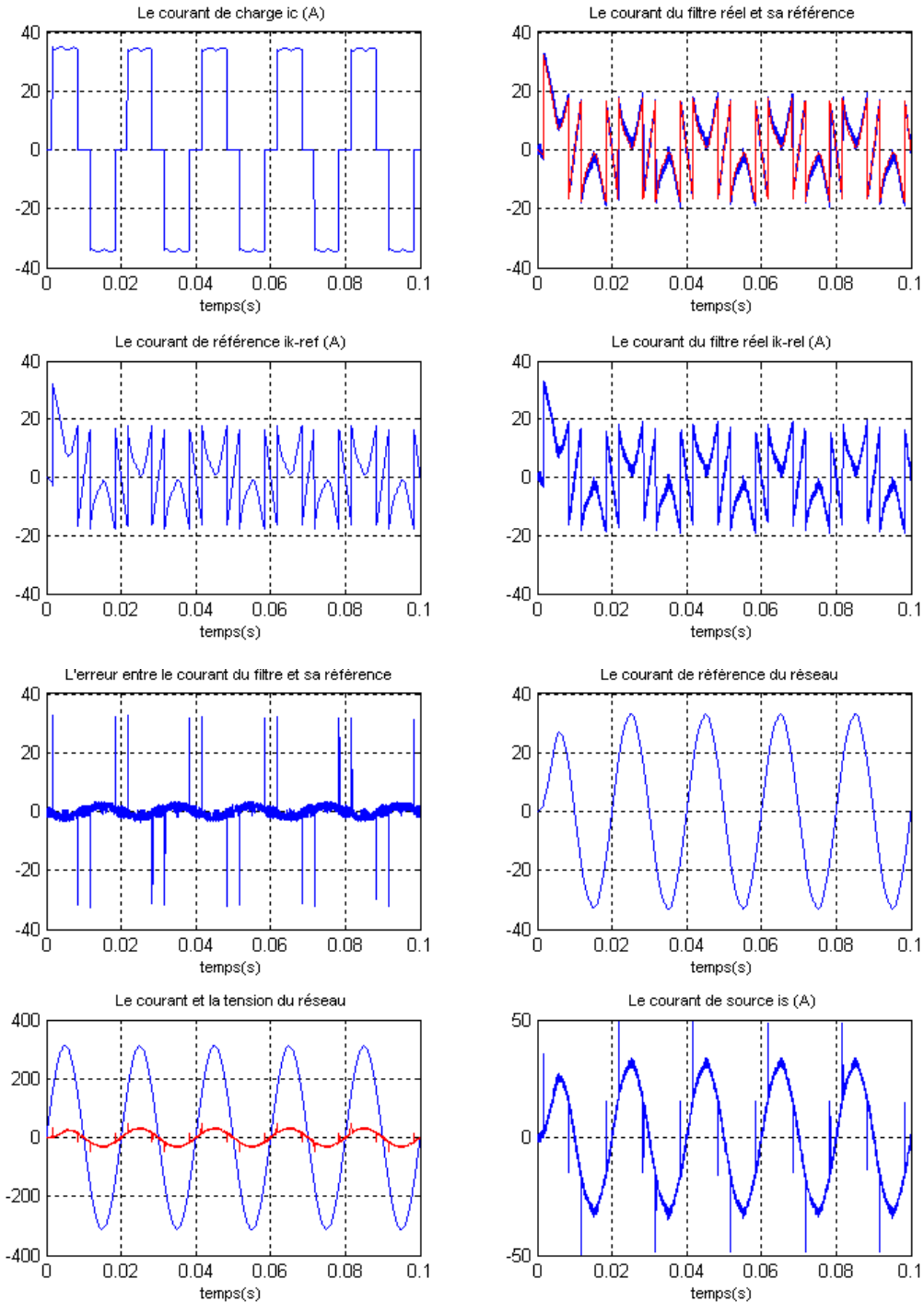


Figure IV.5: Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

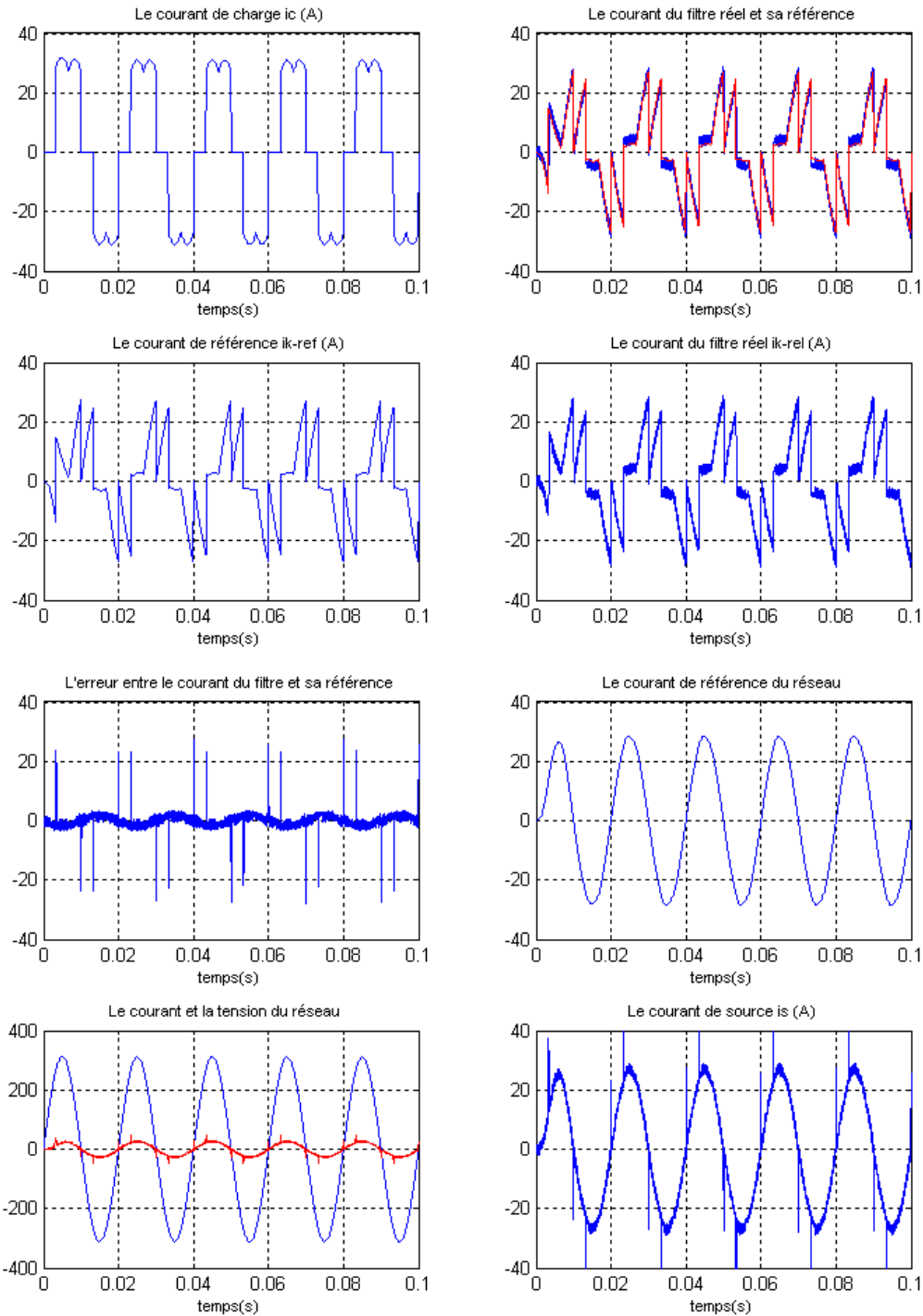


Figure IV.6 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

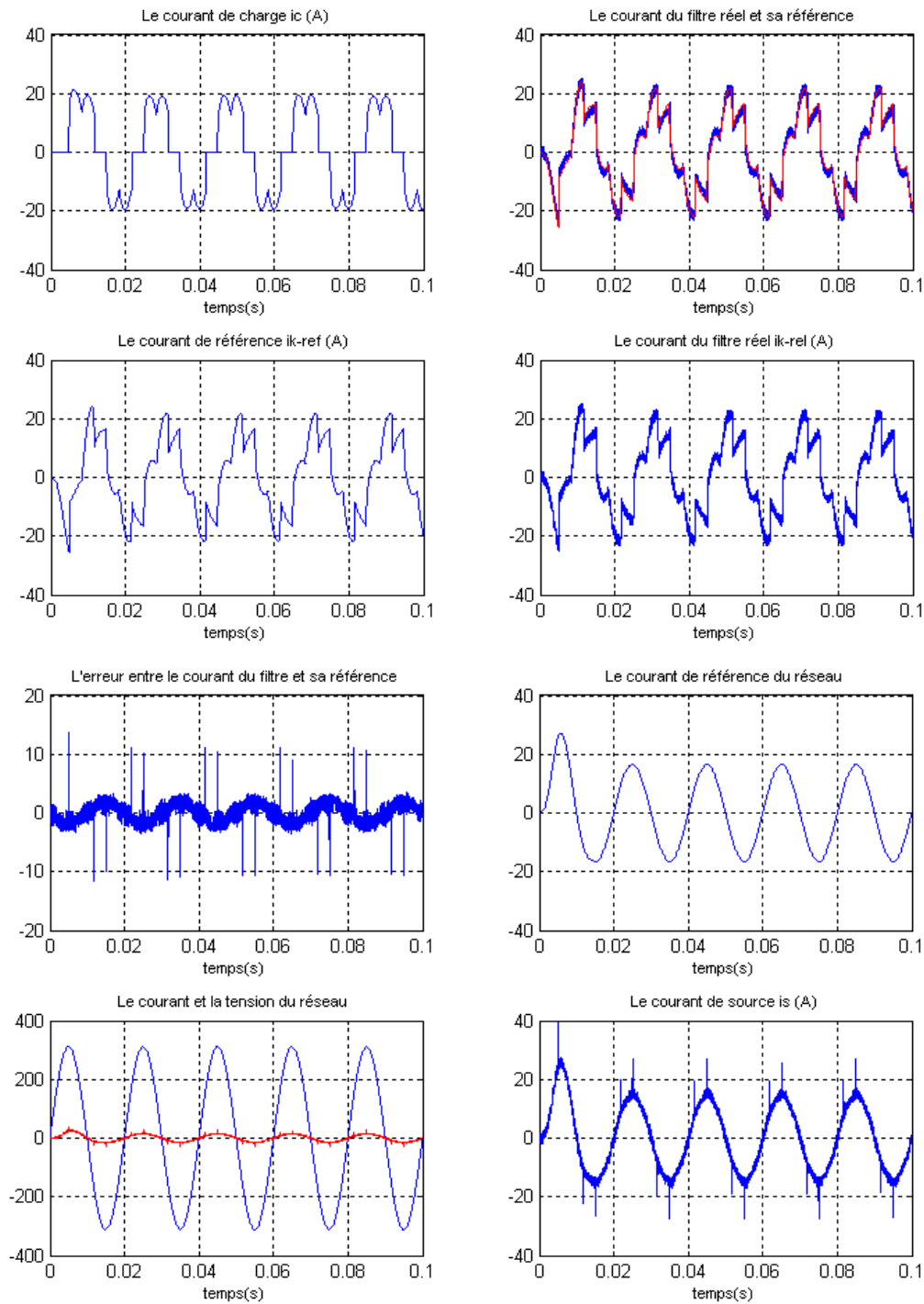


Figure IV.7 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

• **Commande MLI à quatre porteuses bipolaires**

Pour $\alpha=0$

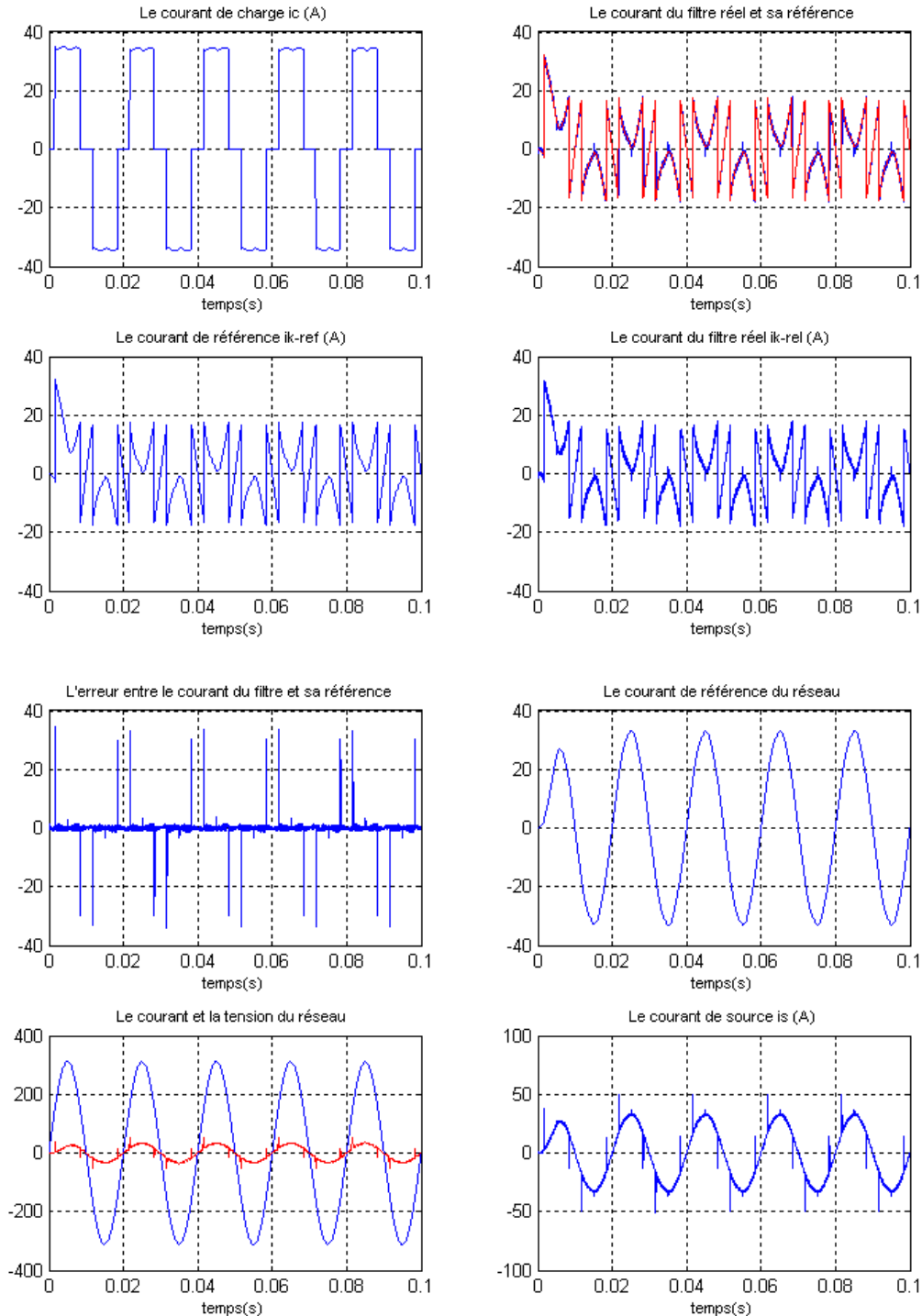


Figure IV.8 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

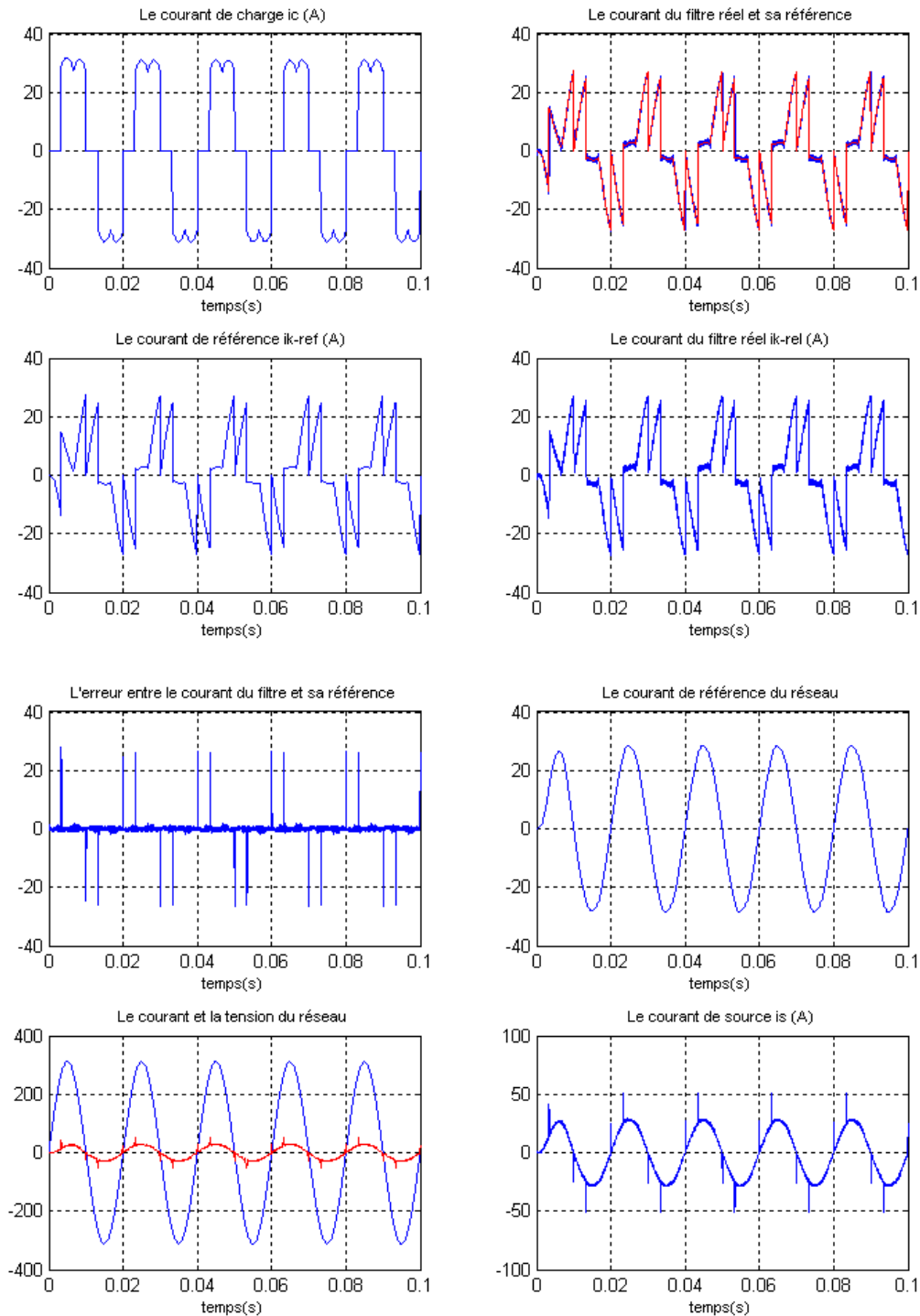


Figure IV.9 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

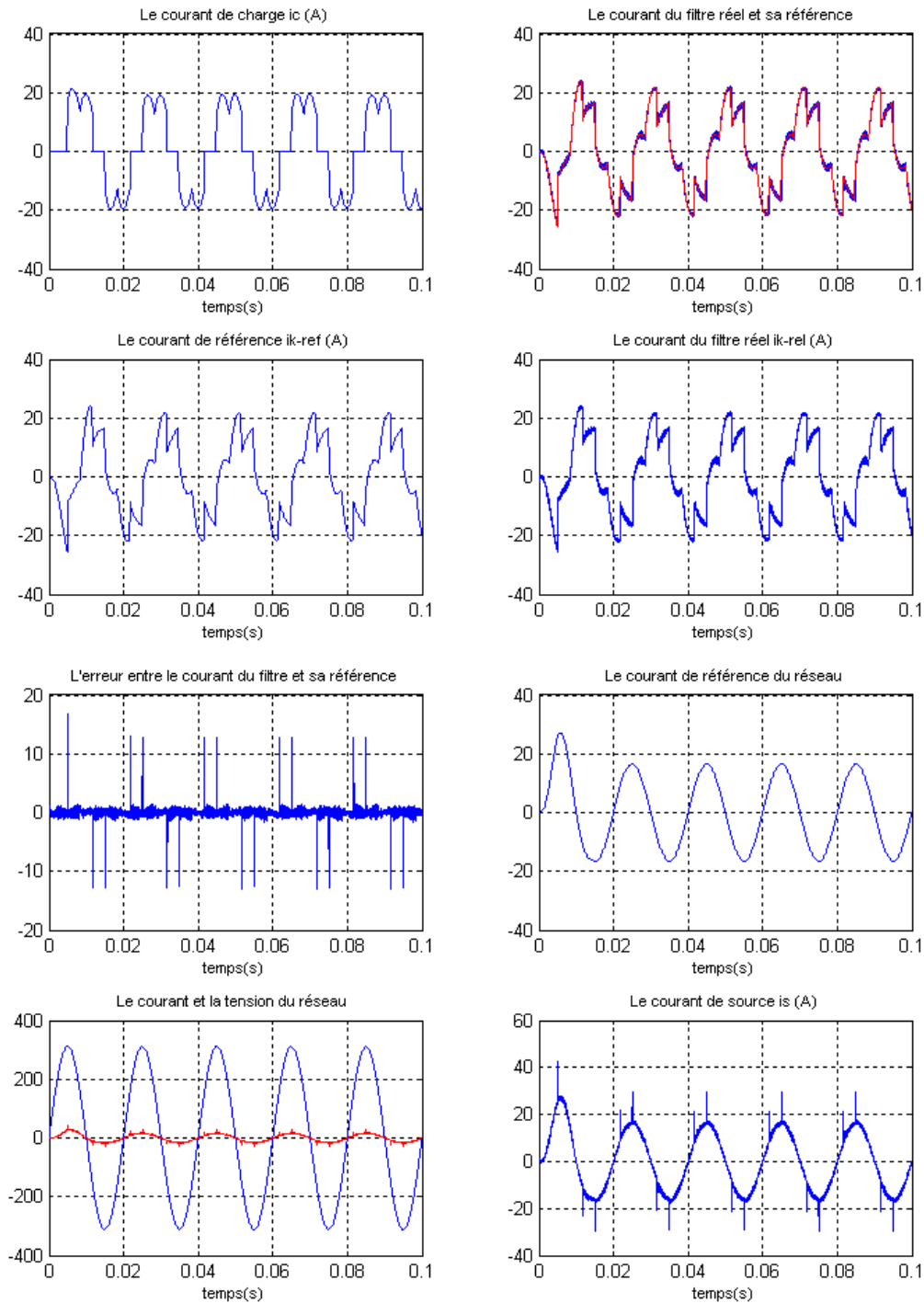


Figure IV.10 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

• **Modulation vectorielle**

Pour $\alpha=0$

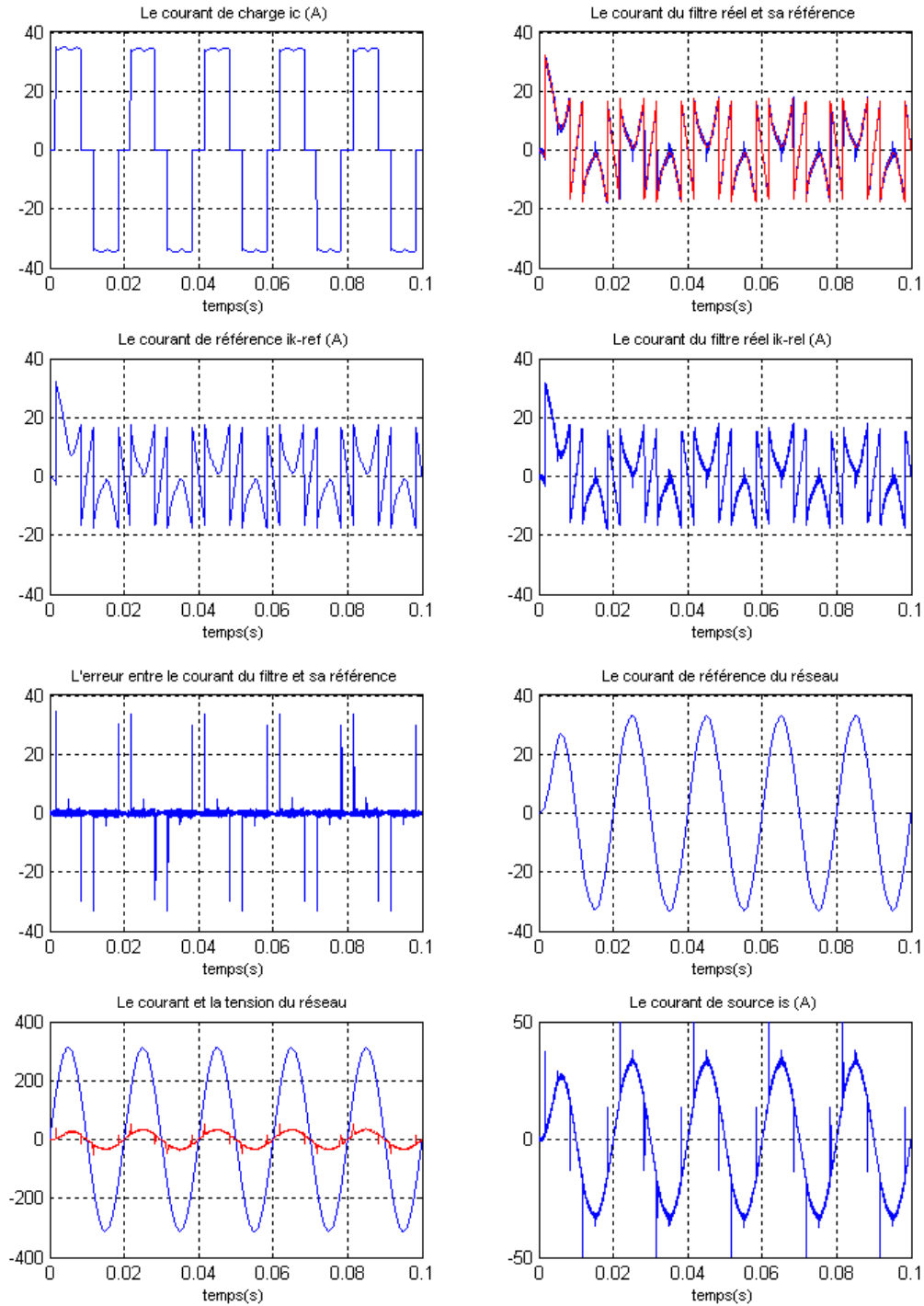


Figure IV.11 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

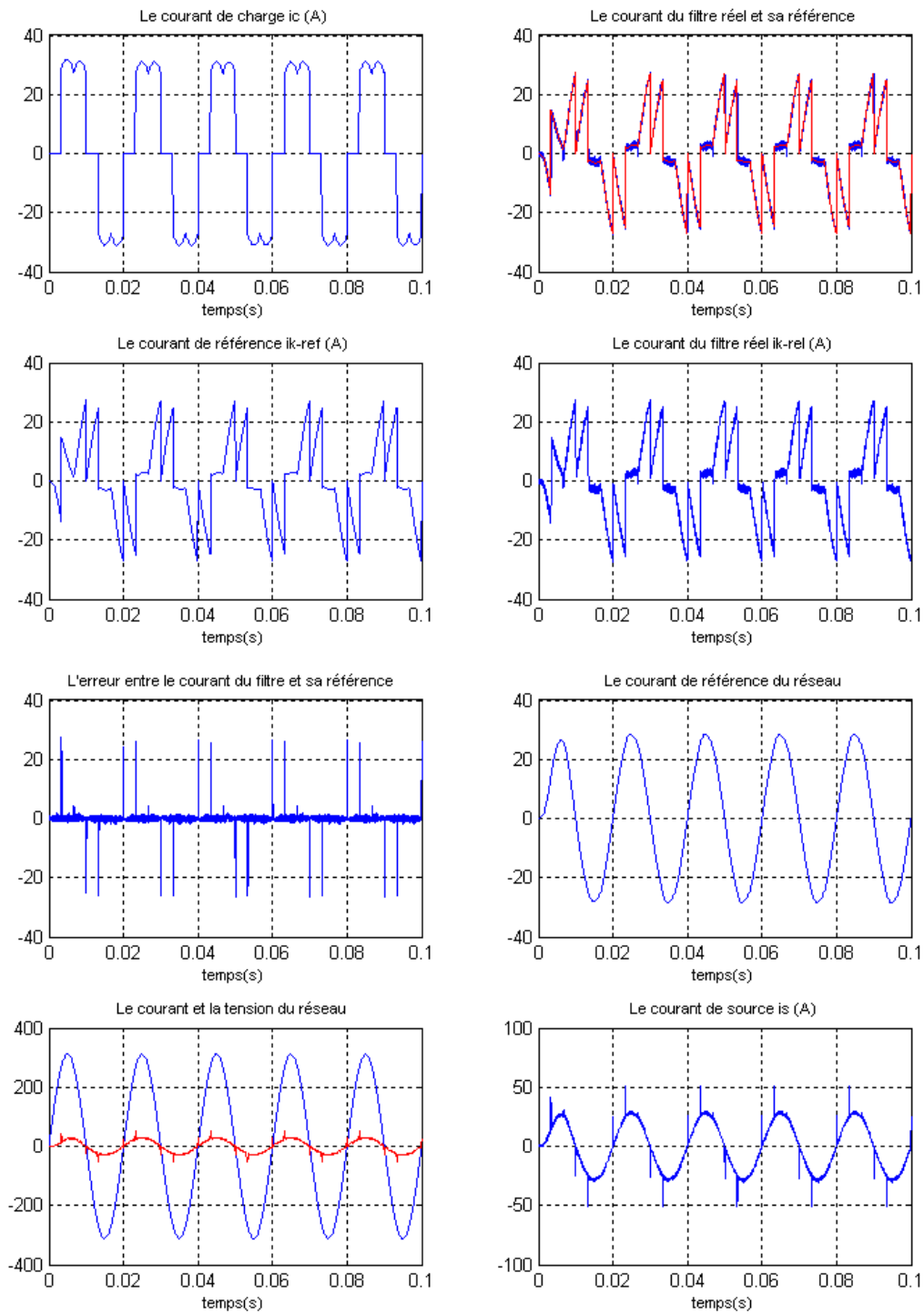


Figure IV.12 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

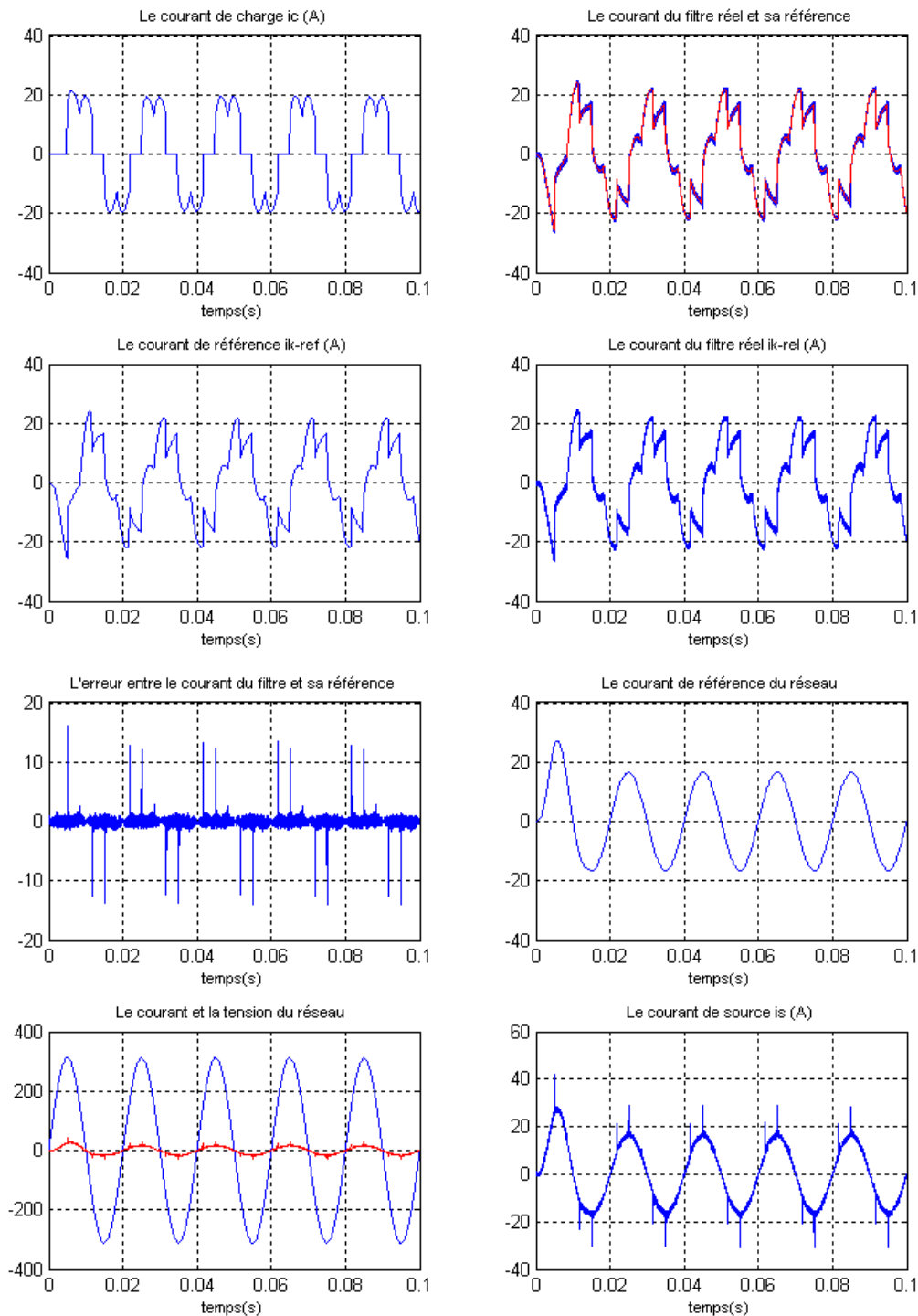


Figure IV.13 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

IV.3.2 Charge dynamique

- Commande MLI à une porteuse

Pour alpha=0

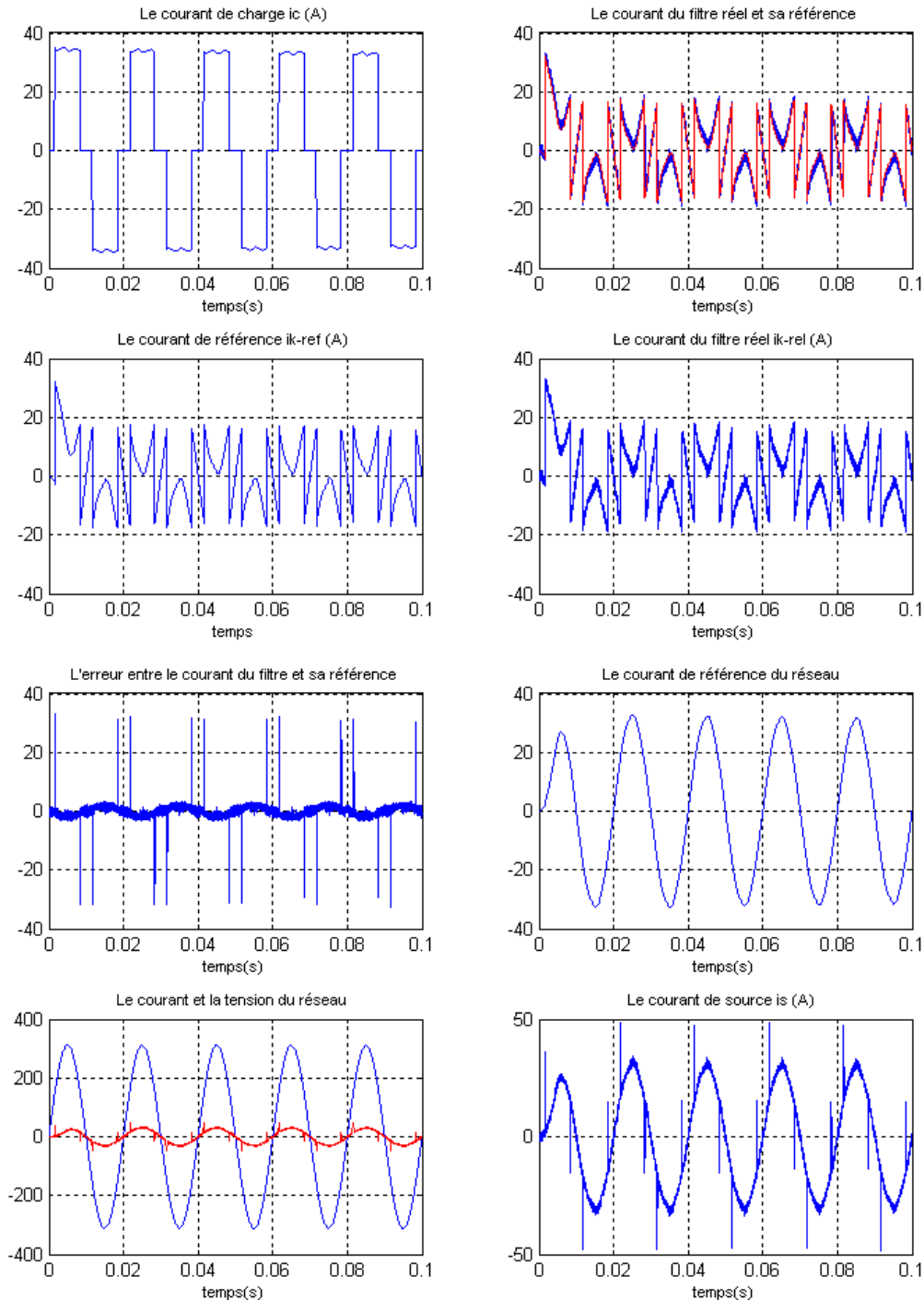


Figure IV.14 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

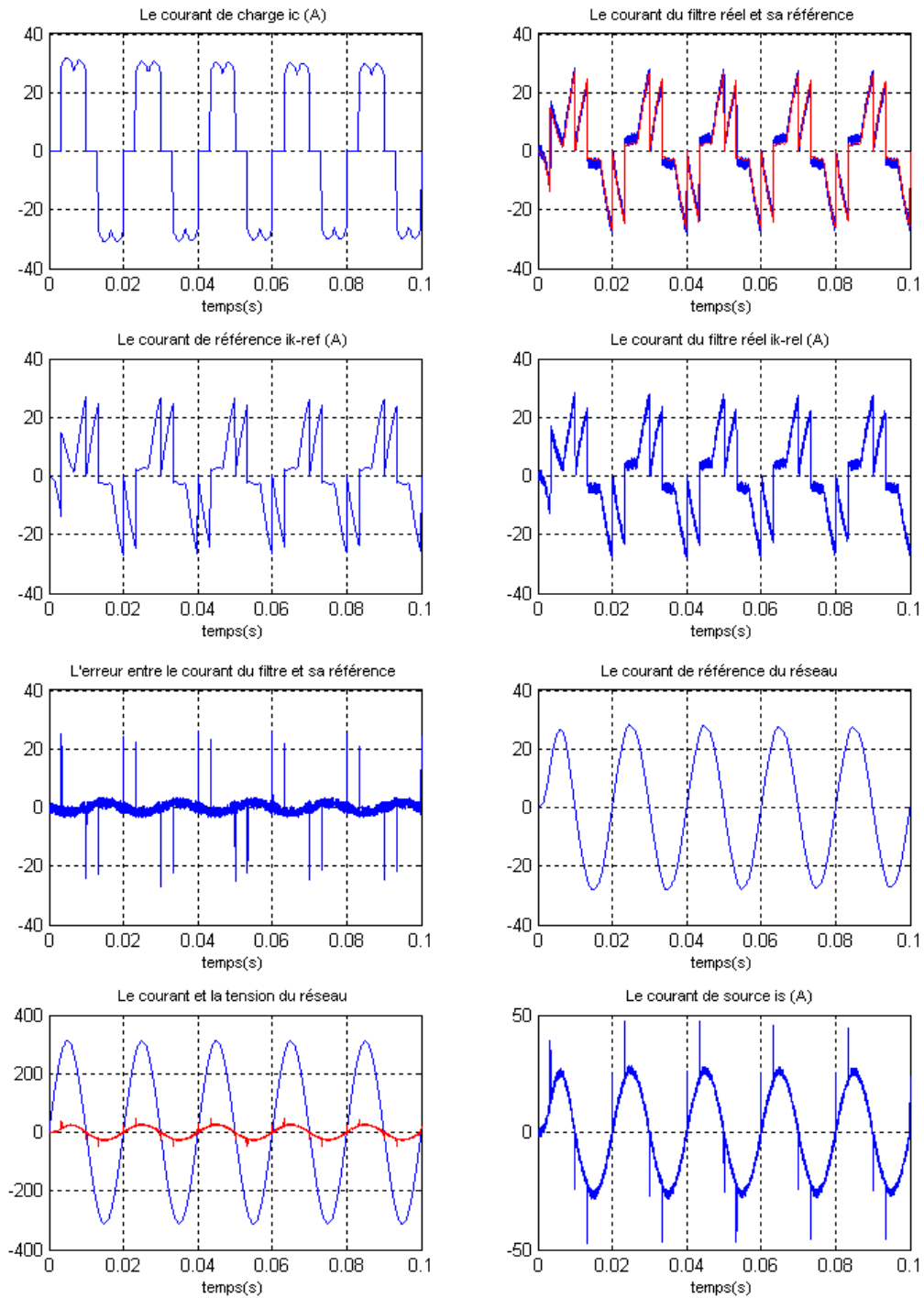


Figure IV.15 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

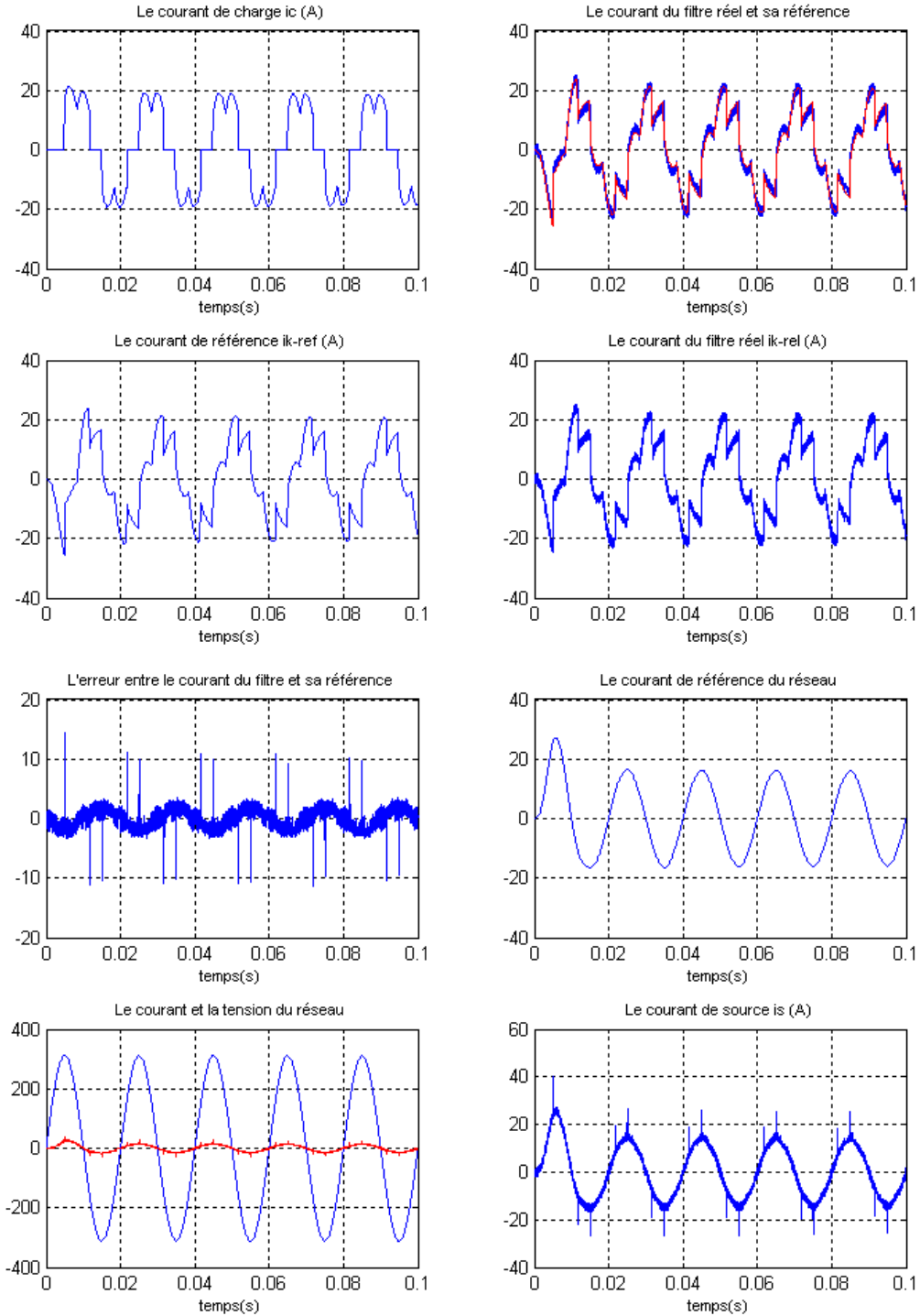


Figure IV.16 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à une porteuse ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

• **Commande MLI à quatre porteuses bipolaires**

Pour $\alpha=0$

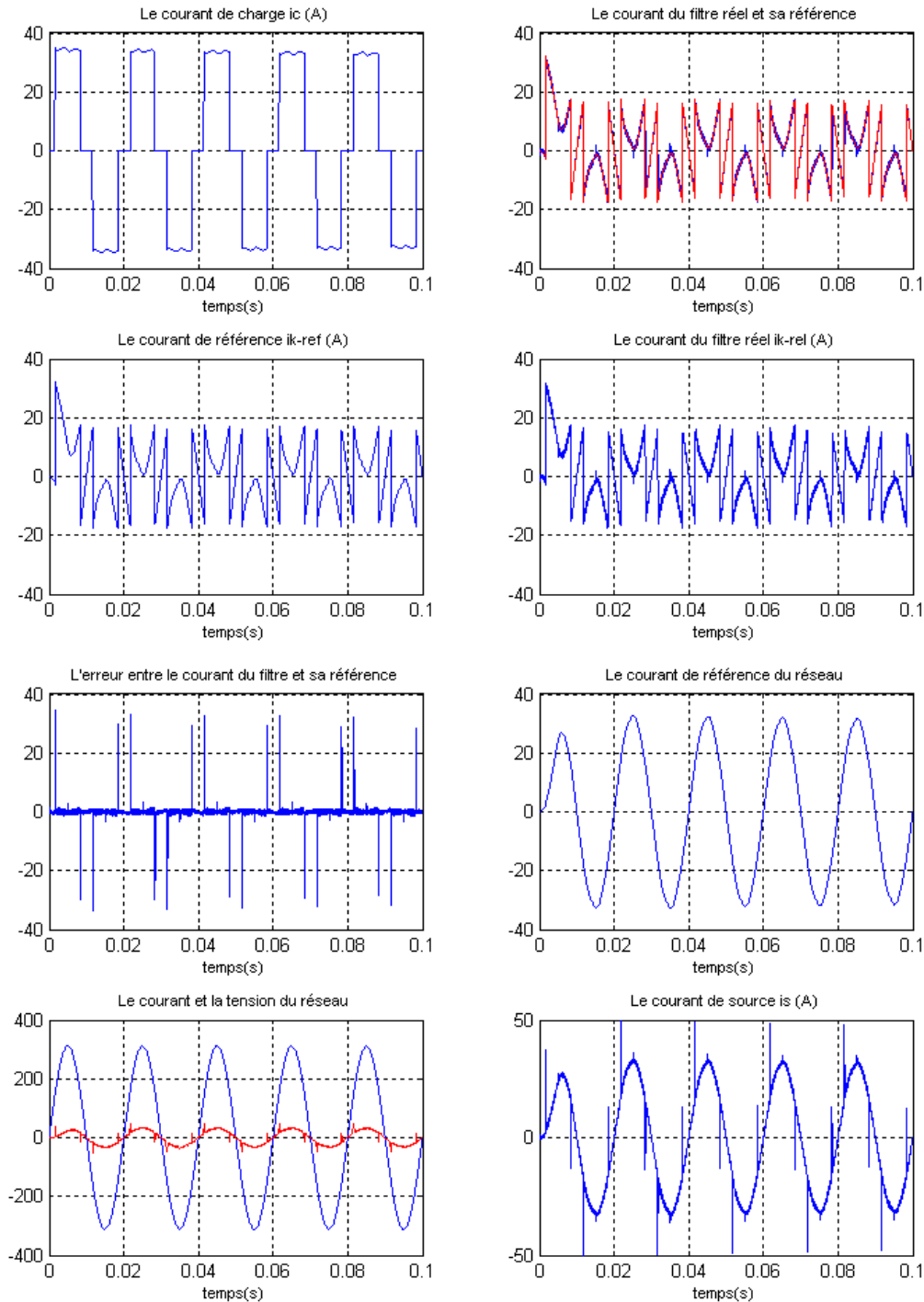


Figure IV.17 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

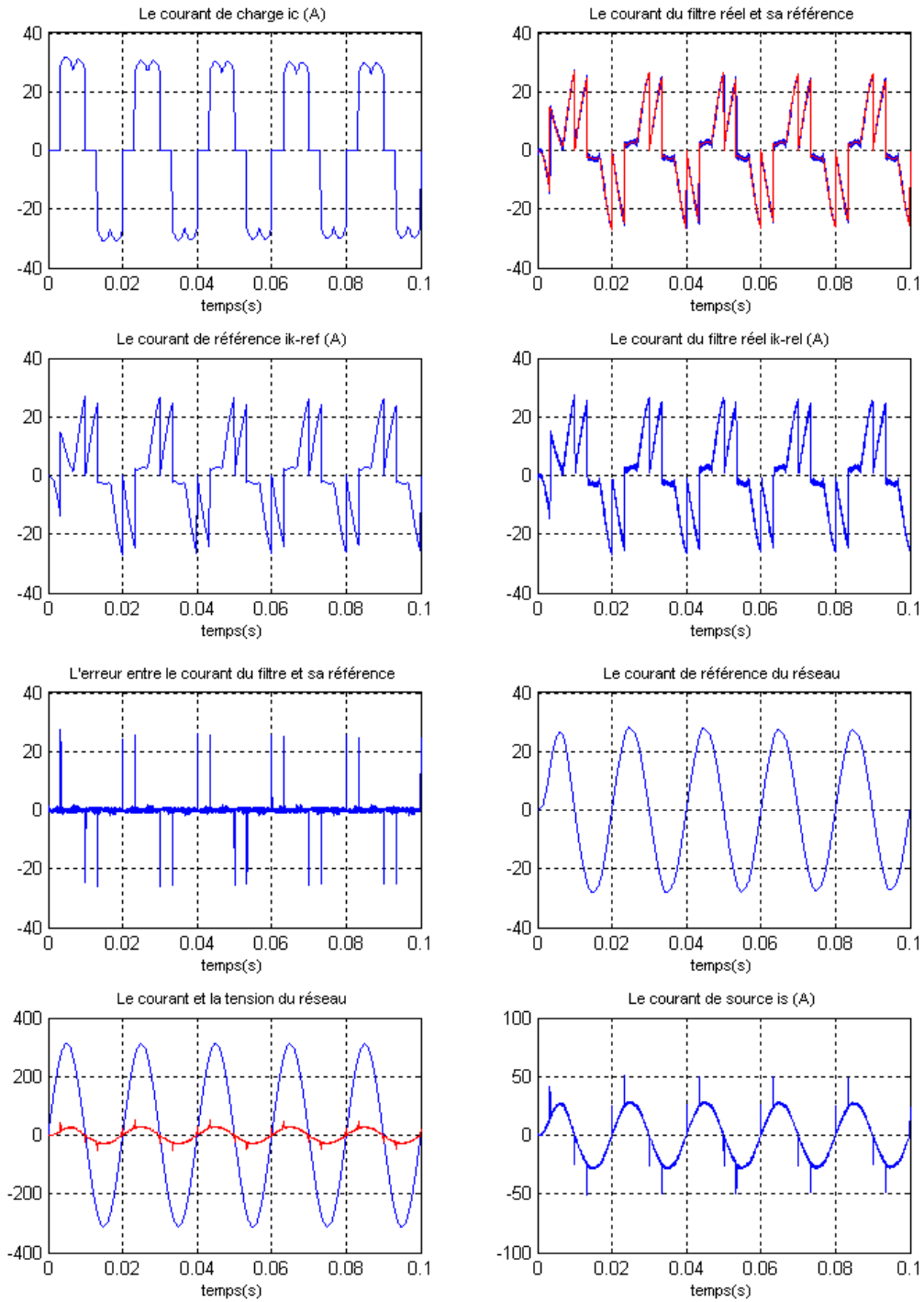


Figure IV.18 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

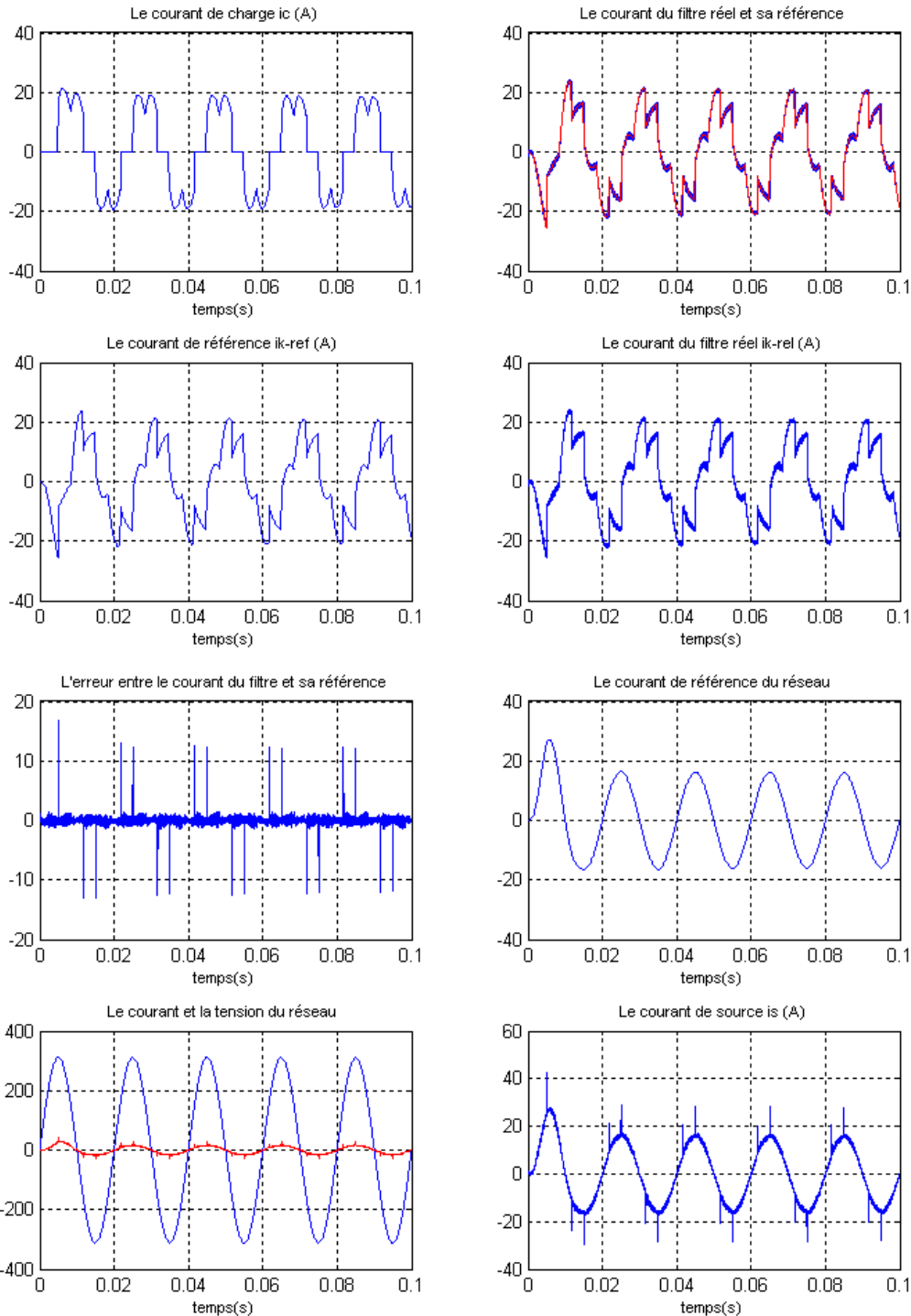


Figure IV.19 : Les grandeurs simulées pour la commande MLI à quatre porteuses bipolaires ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

• **Modulation vectorielle**

Pour $\alpha=0$

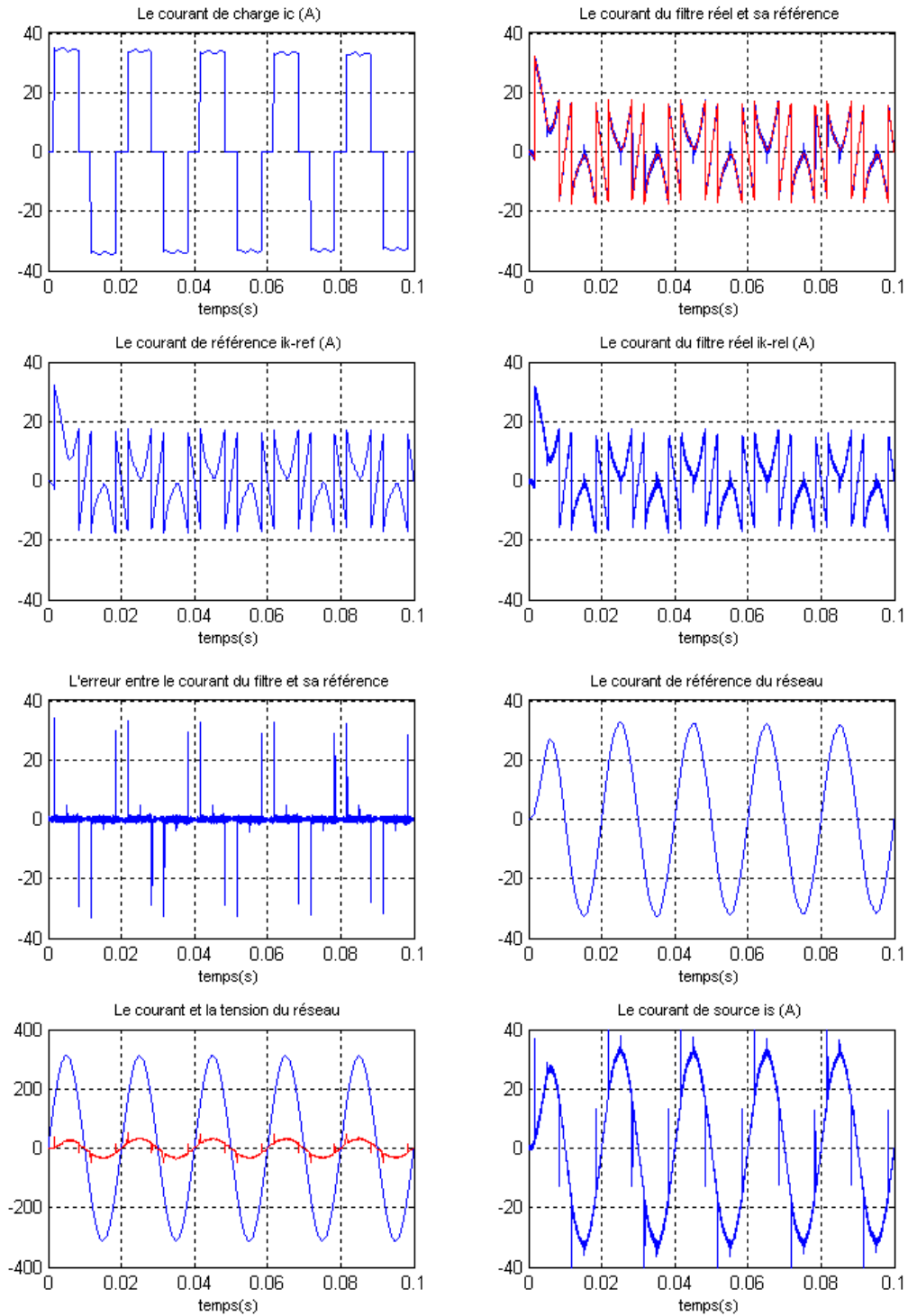


Figure IV.20 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 0$

Pour $\alpha=30^\circ$

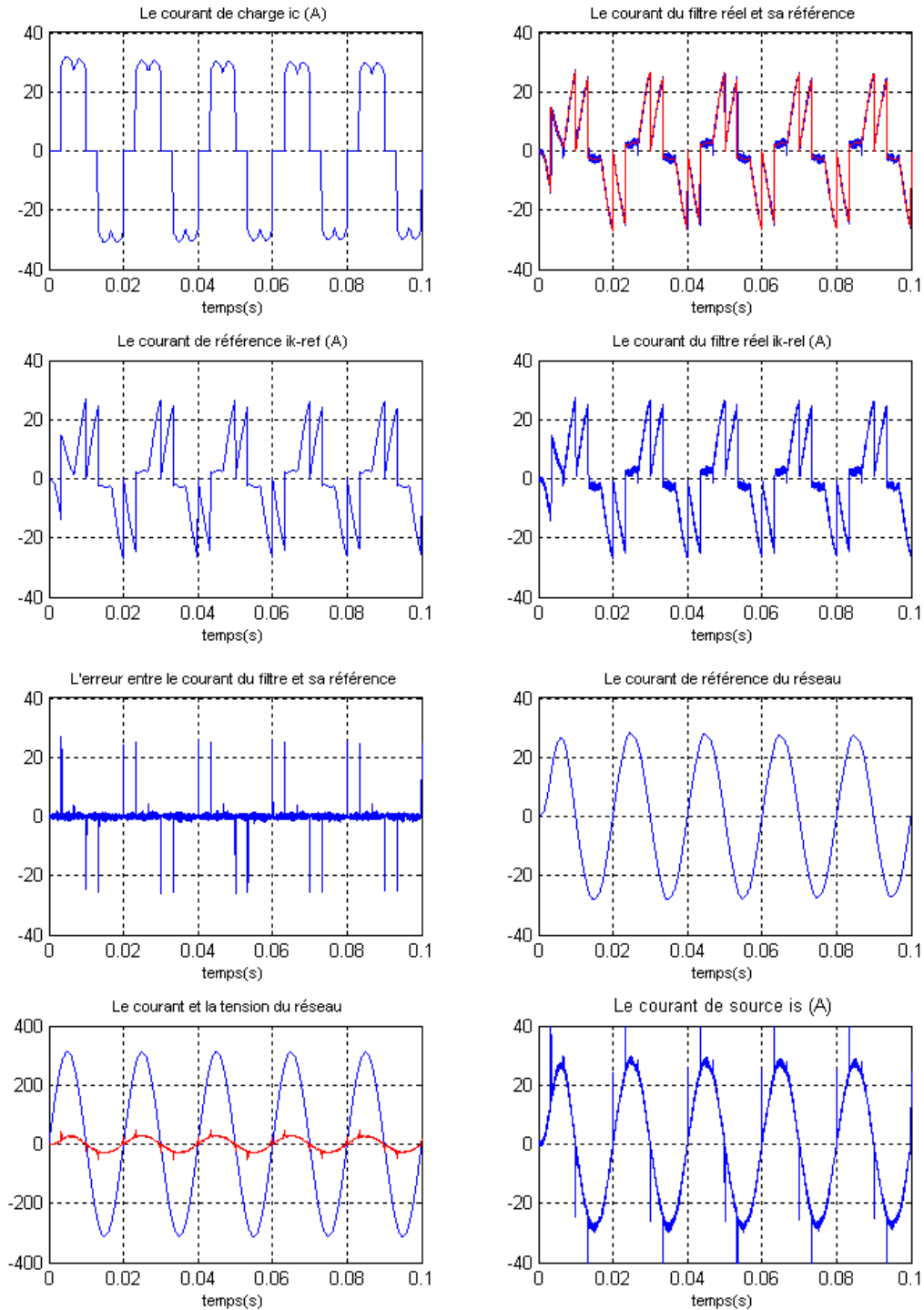


Figure IV.21 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors $\alpha = 30^\circ$

Pour $\alpha=60^\circ$

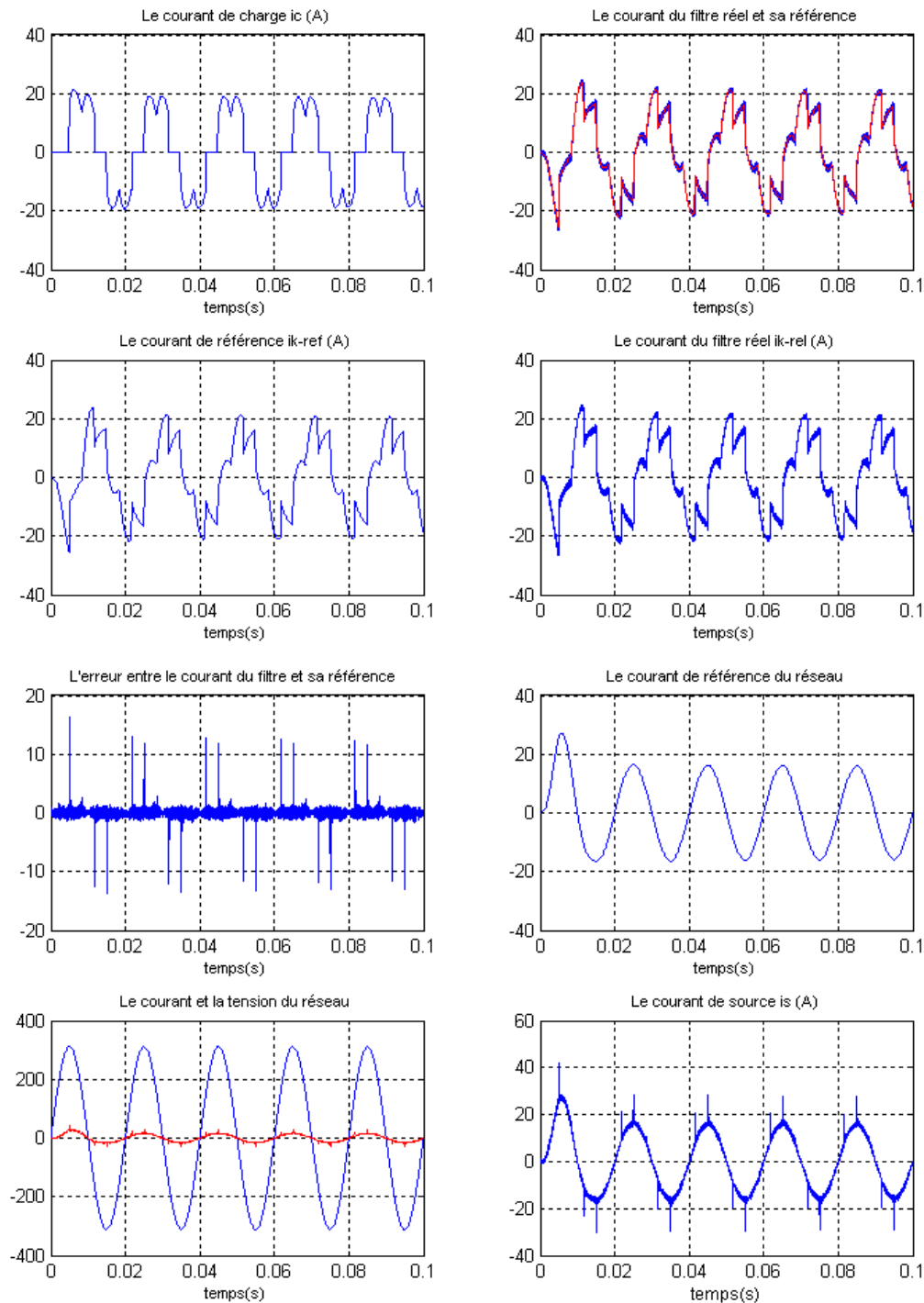


Figure IV.22 : Les grandeurs simulées pour la Modulation vectorielle ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = 60^\circ$)

IV.4 Interprétation des résultats

En utilisant les mêmes stratégies de commande que précédemment, on applique le filtre actif pour une charge non linéaire constituée d'un pont redresseur à base des thyristors débitant sur une charge RL et sur un moteur à courant continu.

On remarque que les courants générés par le filtre suivent bien leurs références. Par contre, ces courants ne peuvent pas suivre leurs références au niveau des variations brusques à cause de la présence de $L_f(di/dt)$, il y a alors une apparition de pics au niveau du courant de source qui est sinusoïdal.

On constate aussi que le courant de source pour le filtrage avec compensation d'énergie réactive, est en phase avec sa tension, ce qui n'est pas le cas pour le filtrage sans compensation d'énergie réactive. D'où la compensation totale de l'énergie réactive, c'est-à-dire un facteur de puissance unitaire coté réseau.

On remarque aussi le déphasage est nul quel que soit l'angle d'amorçage du redresseur à thyristors utilisé comme charge non linéaire.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les performances des algorithmes de commande du filtre actif parallèle appliqué sur la charge (dynamique et statique) non linéaire. Et montrer d'une manière simple comment un onduleur à cinq niveaux peut être utilisé comme un compensateur du courant harmonique et de l'énergie réactive simultanément.

Le principe était d'imposer au filtre actif un courant de référence qui est la somme de deux composantes, la première est un courant harmonique et la deuxième est un courant sinusoïdal.

On conclut que ce type de procédure permet la dépollution parfaite du réseau électrique en l'occurrence, la compensation de l'énergie réactive et l'élimination des harmoniques indésirables.

Conclusion générale

De nos jours, la qualité de l'énergie est un domaine de la plus haute importance. À l'heure où l'économie des pays industrialisés repose sur leurs capacités à produire ou à acheter l'énergie, l'utilisation adéquate et sans perte inutile est capitale. Ce projet, bien que ne touchant qu'un de ces domaines de la qualité de l'énergie pourtant si vaste, a permis de faire un bref survol de la problématique liée à la perturbation et la pollution harmonique sur les réseaux électriques ainsi que des différents moyens de mitigation utilisés. Une bonne compréhension de la problématique des harmoniques, de leurs influences sur le réseau électrique, ainsi que des moyens de mitigation existant pour les minimiser est maintenant devenue essentielle pour tout ingénieur travaillant dans le domaine de l'électrotechnique.

Dans ce projet, nous avons étudié une stratégie de dépollution des réseaux électriques, appelée filtrage actif parallèle qui a vu son développement avec l'évolution des organes de l'électronique de puissance. Ces derniers nous permettent de concevoir des dispositifs appelés convertisseurs de puissance (onduleurs), permettant l'injection des courants harmoniques dans le réseau. Par conséquent, la source fournira des courants sinusoïdaux en phase avec leurs tensions.

Afin d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter la structure de l'onduleur de tension à cinq niveaux de structure NPC, et leurs modèles de connaissance sans a priori sur la commande, en utilisant la méthode de DESIGN associée au réseau de pétri. Ensuite, nous avons développé trois stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux à savoir la stratégie MLI à une porteuse, la stratégie MLI à quatre porteuses, et la modulation vectorielle.

Dans le troisième chapitre, nous avons évoqué le principe détaillé du filtrage actif parallèle. D'abord, nous avons déterminé les courants de références du filtre actif a été basée sur la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées qui offre un meilleur compromis entre l'efficacité, la souplesse et la simplicité d'implantation, On a terminé ce chapitre par les résultats de simulation de l'application de ce filtre à une charge non linéaire constituée par un redresseur à thyristor débitant sur une charge RL et débutant sur une machine à courant continu, ce qui nous a donné des résultats satisfaisants.

Enfin, le dernier chapitre a montré que le dispositif utilisé pour le filtrage actif parallèle des harmoniques peut être utilisé aussi pour neutraliser le déphasage entre le courant et la tension de la source, autrement dit, compenser l'énergie réactive et éliminer les harmoniques indésirable simultanément.

Comme perspectives, on propose :

- Etude du filtrage série utilisant l'onduleur à cinq niveaux.
- Utiliser ces compensateurs actifs dans les réseaux de transport (HT, voire THT).
- Une étude des filtres actifs hybrides devra être accomplie car, actuellement, ils apparaissent comme la meilleure solution pour les applications de filtrage actif.

Annexe1**A) Facteur de puissance**

Indépendamment du régime sinusoïdal ou déformé, le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et apparente. Cependant, le facteur de puissance s'en trouve modifié par la présence de la puissance de distorsion :

$$F_p = \frac{P}{S} \neq \cos\phi$$

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{V_{eff} I_{1,eff} \cos\phi_1}{V_{eff} I_{eff}} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \cos\phi_1$$

$$F_{dis} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}}$$

$$F_{dép} = \cos\phi_1$$

$$F_p = F_{dis} \cdot F_{dép}$$

où : F_{dis} = Facteur de distorsion.

$F_{dép}$ = Facteur de déplacement.

En régime déformé, le facteur de puissance devient le produit du facteur de déplacement et du facteur de distorsion. Les définitions précédentes s'appliquent tout aussi bien en régime monophasé qu'en régime triphasé équilibré.

Annexe2

Commande complémentaire des onduleurs a cinq niveaux

- **Réflexion sur les différentes commandes complémentaires possibles pour l'onduleur à cinq niveaux**

Soit le bras k d'un onduleur à cinq niveaux figure (II.3). Pour une première vue, l'interrupteur T_{k1} par exemple peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois interrupteurs du demi-bras du bas. Ainsi, on remarque que trois commandes complémentaires sont possibles pour chaque bras de l'onduleur à cinq niveaux.

- **Commande N°1**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{A2.1})$$

n	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{KM}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	1	0	$-U_c$
3	0	1	0	0	1	1	Pas connue
4	0	1	1	0	1	0	Pas connue
5	1	0	0	1	0	1	0
6	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	0	0	0	1	U_c
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A2.1

Cette commande complémentaire rend le système commandable en cinq niveaux en interdisant les cas (n°1 et 2) où la configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

- **Commande N°2**

Soit la commande complémentaire :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{A2.2})$$

n	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{KM}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	1	0	$V=0$ ou $i=0$
3	0	1	0	0	1	1	Pas connue
4	0	1	1	0	1	0	Pas connue
5	1	0	0	1	0	1	Court-circuit
6	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	0	0	0	1	U_c
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A2.1

Cette commande complémentaire rend système commandable en quatre niveaux en interdisant les cas correspondants aux commandes n°1,2 (tableau A2.2), où la configuration dépend en plus des grandeurs du système (commande interne), et au cas n°3 (tableau A2.2) où la source de tension de tension est court –circuit .

- **Commande N°3**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{A2.3})$$

n	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{KM}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	1	0	Pas connue
3	0	1	0	0	1	1	$-U_c$
4	0	1	1	0	1	0	Pas connue
5	1	0	0	1	0	1	0
6	1	0	1	1	0	0	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	0	0	1	Court-circuit
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A2.3

Ainsi cette analyse de ces trois commandes complémentaires possible, montre que seule la commande N°01 permet d'exploiter les cinq niveaux de tension de sortie possibles ($2U_c, U_c, 0, -U_c, -2U_c$) pour un bras k .

Afin d'avoir la commandabilité totale de l'onduleur à cinq niveaux, on doit éliminer les cas correspondant aux commandes n°1 et 2 du tableau (A2.1).

Pour les différentes stratégie de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on utilise cette complémentaire (commande N°1).

Annexe3

Les paramètres des charges utilisées :

La charge du filtre actif triphasé à cinq niveaux

$$R_f : 0.1 \Omega$$

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

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

$$R_d : 15 \Omega$$

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

Les caractéristiques de la machine à courant continu utilisée sont :

$$R : 15 \Omega$$

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

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

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

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

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

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

Bibliographie

- [1] **F. DE CHATEAUVIEUX**, "Creux de tension et coupures brèves", Notes EDF, Groupe de travail UIE power quality: Guide sur la qualité de l'électricité pour l'alimentation des installations industrielle, partie 2, HR- 22/96/045.A, 1996.
- [2] **P. MEYNAUD**, " Qualité de la tension dans les réseaux électriques – creux de tension, flicker et harmoniques", Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 4 260, pp.1-25, 1990.
- [3] **M.A.ALALI**, "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)", Thèse de doctorat de l'Université Louis Pasteur – Strasbourg I, Strasbourg 12 Septembre 2002.
- [4] **HILMY AWAD**, "Vector control of static séries compensator for mitigation of voltage dips" Chalmers University of Technology Gotburg, Sweden 2002
- [5] **DJAFFAR OULD ABDESLAM**, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension", Thèse de doctorat de l'université de Haute-Alsace 08 décembre 2005.
- [6] **KAMEL ALIOUANE**, "Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle", Thèse de doctorat l'INP de lorraine, Nancy, 1995.
- [7] **GUY GERARD CHAMPIOT**, " Les perturbations électriques et électromagnétiques : Conception et amélioration des installations et tertiaires" Collection Electra, Dopee Diffusion, 1991.
- [8] **PESCAL RIOUAL**, " Modélisation et commande d'un redresseur à MLI alimenté par un réseau déséquilibré", Thèse de doctorat de l'école nationale de Cachan, 1993.
- [9] **F.RICHARDEAU, N.AOUADA, T.MEYNARD**, "Convertisseur de rééquilibrage de la tension d'un réseau", J.PHIS.III France 7, 1997, PP.5.66-5.71.
- [10] **M.MAGALHAES DE OLIVEIRA**, "Theoretical analysis and real-time simulator studies of an advanced static var compensator", Licentiate thesis, Royal institute of technology, Stockholm, ISSN-1100-1615, TRITA-EHE 9602.1996.
- [11] **THIERRY LEQUEU**, " Etude du filtrage actif de puissance : application à la réalisation d'un compensateur parallèle", Thèse de Doctorat de l'université d'Aix Marseille III, 1996.
- [12] **BEN HABIB MOHAMED CHOUKRI**, " Nouvelle stratégie de commande d'un conditionneur actif de puissance", Mémoire de Magister, Oran.

[13] **OULD-OUALI SAMI HASSANI**, " Etude et réalisation d'un filtre actif parallèle commandé par logique floue", Mémoire de Magister de l'ENP ; 2002.

[14] "Les différentes solution de réduction des harmoniques", Article tiré du site Internet : www.joutomatise.com.

[15] **MASADAE, HEYAFUNE.K**, "A harmonic Control Scheme for the Active Power Filter", EPE Brussels, 1985, pp.229-234.

[16] **E.BETTEGA, JEAN NOEL FIORINA**, "Harmoniques : Convertisseurs propres et compensations actifs", Cahier Technique Merlin Guérin N° 183, édition Novembre, 1996.

[17] **DAYOUB IYAD**, Rapport Bibliographie : " Filtrage Actif des harmoniques des réseaux électriques", Responsable du Stage S.SAADATE, mars 1997.

[18] **A.D. LE ROUX, J.A.DU TOIT, J.H.R ENSLIN**, "Integrate Active Rectifier and Power Quality Compensator With reduced current measurement" IEEE Transactions on industrial electronics, vol.46 n°3, 1999, PP.504-511.

[19] **SALAM NIA AHMED**, " Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel" Thèse de Doctorat de l'INP de lorraine, Nancy, 1995.

[20] **SEDDIK BACHA**, " commandes avancées des systèmes dédiés a l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension a la montée en tension" Thèse de doctorat INPG, 2006.

[21] **BERKOUK.E.M**, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateur et onduleurs multiniveaux", Thèse de doctorat, CNAM Paris, 1995.

[22] **BERKOUK.E.M, BENROMDHANIE.Y, MANESSE.G**, "High voltage rectifiers-multilevels inverters cascade. Application to asynchronous machine field oriented control"

[23] **S.BOULKHRACHEF**, "Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandée par logique floue". Mémoire de Magister, E.N.P .Alger, Mai 2001.

[24] **R.CHIBANI**, "Modélisation et commande d'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents". Mémoire de magister, ENP, 1999.

[25] **J.RDRIGUEZ, J S LAI, F Z PENG**, " Multilevel inverter: A survey of topologies, controls and applications", IEEE Trans On Ind Electronics Vol 49, Aug 2002.

[26] **E.M.BERKOUK, S.AREZKI**, " Modélisation et commande d'une MASDE alimentée par deux onduleurs cinq niveaux à structure NPC", Conférence National sur le génie électrique, Tiaret 2004.

- [27] **P.DELARUE, R.BAUSIERE**, " Filtre actifs : Commande directe du courant de lignes", Colloque " Perturbation réciproques des convertisseurs et des réseaux", Nantes, pp201-213, 1995.
- [28] **HIND DJEGHLOUD, HOCINE BENALLA**, " Application de la régulation flou à un filtre actif parallèle à trois niveaux commandé en MLI et en hystérésis".
- [29] **MEKRI FATIHA**, " Etude et commande d'un filtre actif parallèle à structure tension", Mémoire Magister, université Oran, 2001.
- [30] **DJAFFAR OULD ABDESLAM**, "Techniques neuromimétique pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension", Thèse de doctorat, université de Haute Alsace, 2005.
- [31] **H.AKAGI, Y.KENZAWA, A.NABANE**, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in tree-phase circuit", IPEC, Tokyo, 83, pp.1375-1384.
- [32] **RIADH TOUNSI**, "Développement d'un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles", Thèse de doctorat, INPT, Toulouse, 11janvier 1999.
- [33] **OULD ABDESLAM.D, WIRA.P, MERCKLE.J, CHAPUIS.Y-A, AND FLIELLER.D**," Stratégie neuromimétique d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle"Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE), vol. 9, no. 1, pp 35-64, 2006.
- [34] **AKAGI.H, NABAE.A, ATOH.S**, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters", IEEE Ikans on Ind. Appl 22 (1986) 460-465.
- [35] **OULD ABDESLAM, D.WIRA, P.FLIELLER, D.AND MERCKLE**, "Une nouvelle approche neuromimétique pour l'identification et la compensation des harmoniques dans les systèmes électriques.". International Conference on Electrical Engineering and its Applications, Sidi Bel-Abbes, Algeria, 2006.
- [36] **N.G.HINGORANI AND L.GYUGYI**, "Understanding FACTS ", IEEE Press, New York, 2000.
- [37] **T. GHENNAM**, "Etude et réalisation d'un compensateur actif de puissance commandé par DSP ". Mémoire de magister EMP, 2004.
- [38] **IAIT HAMMOUDA, H.CHEROUAT**, "Commande non linéaire d'un filtre actif parallèle à trois niveaux" PFE, ENP, 2000.
- [39] **R.GHEDOUANT**, "Commande d'un onduleur de tension à structure NPC à trois niveaux application à la conduite d'une machine synchrone à aimant permanent". Mémoire de magister ENP, 1998.