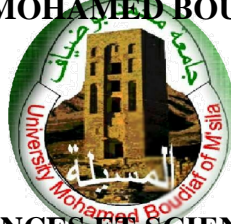


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA



FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

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

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**ETUDE ET SIMULATION D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE EN
UTILISANT UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX
A STRUCTURE NPC POUR LA COMPENSATION DES
COURANTS HARMONIQUES**

Proposé et dirigé par :

-Mr. BEDBOUDI Mohamed

Présenté par :

- BADACHE Zohir

- SACI Abdeslam

Année Universitaire : 2005 / 2006

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

Proposé et dirigé par :

Mr. BEDBOUDI Mohamed

Présenté par :

**BADACHE Zohir
SACI Abdeslam**

Thème :

**ETUDE ET SIMULATION D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE
EN UTILISANT UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX
A STRUCTURE NPC POUR LA COMPENSATION DES
COURANTS HARMONIQUES**

Résumé:

Ce mémoire présente un dispositif de filtrage actif parallèle basé sur un onduleur autonome à trois niveaux à structure NPC commandé par la stratégie Hystérésis en courant et par MLI, un schéma synoptique des deux méthodes est présenté ainsi qu'un asservissement des deux méthodes étudiées pour montrer les performances de chaque commande. Les résultats de simulation de la cascade source-redresseur-filtre actif parallèle sont présentés pour montrer les performances de ce filtre.

Mots clés :

- Filtre actif.
- Onduleur multiniveaux.
- Charge polluante
- Commande à hystérésis.
- Commande à MLI

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
مَنْ يَتَّقِ اللَّهَ يَجْعَلْ لَهُ مَخْرَجًا
وَيَرْزُقْهُ مِنْ حَيْثُ لَا يَحْتَسِبُ
وَمَا يَرْزُقُ اللَّهُ شَيْئًا إِلَّا
يُضَاعِفْ لَهُ أَضْعَافًا كَثِيرًا
وَمَنْ يُؤْتِ اللَّهُ رِزْقًا
فَلَا يَحْتَسِبْ لَهُ شَيْئًا
فَلَا يَسْخَبُ اللَّهُ
عَنِ الْبَاطِلِ إِنَّهُ
سَمِيعٌ عَلِيمٌ
وَمَنْ يُؤْتِ اللَّهُ رِزْقًا
فَلَا يَحْتَسِبْ لَهُ شَيْئًا
فَلَا يَسْخَبُ اللَّهُ
عَنِ الْبَاطِلِ إِنَّهُ
سَمِيعٌ عَلِيمٌ

REMERCIEMENTS

Avant tout, nous remercions le bon dieu tout puissant qui nous donne de la foi, du courage et de patience afin d'accomplir ce modeste travail

Nous tenons à remercier notre promoteur Mr. Bedboudi Mohamed d'avoir accepté de nous encadrer et pour les efforts qu'il est déployé, pour nous aider, conseiller, encourager et corriger avec une grande gentillesse durant toute cette période.

Nous remercions tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.

Nous remercions tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception.

Et enfin nous remercions l'ensemble des collègues de notre promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travail.

Zohir, Abdeslam

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
-----------------------------------	----------

CHAPITRE I DEFINITION DE LA PERTEURBATION ET PRINCIPES DE COMPENSATION

Introduction.....	3
I.1. Définition de la perturbation	3
I.1.1. Perturbation harmonique	3
I.1.2. Représentation spectrale	4
I.1.3. Effets des harmoniques	5
I.1.4. Source des harmoniques	7
I.2. Influence des harmoniques sur le réseau	7
I.2.1. Déformation de la tension du réseau	7
I.2.2. Influence des harmoniques sur le facteur de puissance	9
I.3. Solutions traditionnelles de réduction des perturbations	10
I.3.1. Surdimensionnement des installations électriques	10
I.3.2. Augmentation de la puissance de court-circuit	10
I.3.3. Pont dodécaphasé	11
I.3.4. filtrage passif	12
I.3.4.1. Filtre résonant	12
I.3.4.2. Filtre amorti	13
I.3.4.3. Filtre passe haut	14
I.4. Nouvelles solutions de réduction de perturbation	15
I.4.1. Les redresseurs à MLI	15
I.4.1.1. Redresseur tension	16
I.4.1.2. Redresseur courant.....	16
I.4.2. Filtres actifs	17
I.4.2.1. Le filtre actif parallèle	17
I.4.2.2. Le filtre actif série	18
I.4.3. La combinaison parallèle -série actifs.....	20
I.4.4. Les filtres hybrides (mixte actif _ passif)	20
Conclusion.....	21

CHAPITRE II PRINCIPE DU FILTRAGE ACTIF PARALLELE ET IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES

Introduction.....	23
-------------------	----

II.1.	Principe du filtrage actif parallèle	23
II.2	Modélisation de la tension du réseau	24
II.3.	Modélisation du redresseur hexaphasé	25
II.3.1.	Structure	25
II.3.2.	Etude de la tension de charge.....	26
II.3.3.	Etude des courants	29
II.3.4.	Résultas de la simulation	32
II.4.	Identification des courants harmoniques de référence	34
II.4.1.	Stratégie de l'identification	34
II.4.2.	Généralités sur les puissances instantanées	34
II.4.3.	Séparation des puissances perturbatrices	36
II.4.4.	Calcul des courants perturbateurs.....	36
II.4.5.	Résultas de la simulation de l'identification	38
	Conclusion.....	41

CHAPITRE III

MODEISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR NPC A TROIS NIVEAUX

	Introduction.....	42
IV.1.	Modélisation d'un l'onduleur NPC à trois niveaux.....	43
III.1.1.	Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux.....	43
III.1.2.	Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux.....	43
III.1.3.	Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux	44
III.1.4.	Hypothèse	47
III.1.5.	Commande complémentaire	47
III.1.6.	Fonction de connexion	47
III.1.7.	Modélisation aux valeurs instantanées.....	47
III.2.	Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux	49
III.2.1.	Commande à hystérésis	50
III.2.2.	Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse.....	51
III.2.3.	commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses.....	53
	Conclusion.....	55

CHAPITRE IV
APPLICATION DE LONDULEUR A TROIS NIVEUX
POUR LA COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES

Introduction.....	56
IV.1. Schéma global de l'association réseau-charge-onduleur avant et après compensation.....	56
IV.2. Résultats de la simulation	57
IV.2.1. Stratégie de commande à hystérésis	57
IV.2.2. Résultats de la simulation pour la commande à MLI	63
IV.2.2.1. Commande à MLI avec une seule porteuse	64
IV.2.2.2. Commande à MLI avec deux porteuses	70
IV.3. Résultats de simulation pour une variation de la charge	76
Conclusion.....	82
CONCLUSION GENERALE	83

ANNEXE

Annexe I : Paramètres utilisés.

Annexe II : Le choix de la commande complémentaire.

BIBLIOGRAPHIE

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Chapitre I

h	Rang d'harmonique.
I_h (A)	Courant harmonique de rang h.
Z_{cc1}	L'impédance de court circuit pour le fondamental.
Z_{cch}	L'impédance de court circuit pour l'harmonique de rang h.
THD	Taux distorsion harmonique.
S (VA)	Puissance apparente.
P (Watt)	Puissance active.
Q (VAR)	Puissance réactive.
D	Puissance déformante.
F.P	Facteur de puissance.
THDV	Taux distorsion harmonique tension.
f(Hz)	La fréquence
T(s)	La période

Chapitre II

$I_{s1, s2, s3}$ (A)	Courants fournis par le réseau.
$V_{1, 2, 3}$ (V)	Les tensions de source alternative.
PD3	Parallèle double trois.
φ (rad)	Déphasage entre le courant et la tension.
U_{ch} (V)	Tension de charge.
PD	Parallèle double.
$\overline{U_{ch}}$ (V)	La valeur moyenne de la tension de charge.
R_{cc} (Ohm)	Résistance de court circuit (du réseau).
L_{cc} (henry)	Inductance de court circuit.
ω (rad / s)	pulsation électrique.
V_m (V)	Valeur maximale de la tension.

$V_{s1, s2, s3}$ (V)	Les tensions de phase.
q	Nombre de phase.
$I_{s1eff, s2eff, s3eff}$ (A)	Valeurs efficaces du courant.
$I_{s1f eff, s2f eff, s3f eff}$ (A)	Valeurs efficaces du courant fondamental.
I_{h1eff} (A)	Valeurs efficaces du courant harmonique.
I_f (A)	Amplitude du courant fondamental.
I_{ch} (A)	Courant de charge.
R_{ch} (Ohm)	Résistance de charge.
L_{ch} (henry)	Inductance de charge.
$V_{0, \alpha, \beta}$ (V)	Tensions dans le système de Park.
$I_{0, \alpha, \beta}$ (A)	Courants dans le système de Park.
p (t)	La puissance réelle instantanée.
q (t)	La puissance imaginaire instantanée.
$I_{1har, 2har, 3har}$ (A)	Courants harmoniques.

Chapitre III

<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion.
<i>NPC</i>	Neutral Point Clamping
U_c (V)	Source de tension continue de l'onduleur.
V_{ABCM} (V)	Tension de demi-bras A, B ou C
V_{ABC} (V)	Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C.
$I_{1har, 2har, 3har}$ (A)	Courant de référence 1, 2 et 3 (harmonique).
V_p (V)	Porteuse triangulaire.
V_{pm} (V)	Amplitude de la porteuse triangulaire.
f_p (Hz)	Fréquence de la porteuse triangulaire.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
R_f (ohm)	Résistance de sortie du filtre.
L_f (henry)	Inductance de sortie du filtre.

THDI	Taux distorsion harmonique courant.
------	-------------------------------------

Chapitre IV

Δh (A)	La bande d'hystérésis.
I_{har} (A)	Le courant de référence.
I_f (A)	Le courant injecté.
f_p (Hz)	La fréquence de la porteuse.

Introduction générale :

Aujourd'hui, la situation au niveau des réseaux d'énergie électrique est devenue très préoccupante, la qualité du courant dans les installations électriques se dégrade incontestablement. Elle devient donc une préoccupation importante pour les distributeurs de cette énergie et pour leurs clients, ils adoptent donc, les uns comme les autres, les limites proposées par la normalisation. Cette dégradation découle directement de la prolifération des charges qui consomment un courant non sinusoïdal, appelées «charges non linéaires ». Ce type de charge est utilisé pour assurer la conversion, la variation et la régulation du courant électrique dans les installations commerciales, industrielles et résidentielles.

Parmi les solutions adoptées, on trouve l'utilisation des filtres passifs, cependant l'efficacité de ces derniers se limite à la connaissance préalable de la charge polluante imposant la distorsion du courant.

Mais aujourd'hui, les récents progrès en matière de technologie de l'électronique de puissance apportent une capacité sans précédent de compensation et de correction de la distorsion harmonique générée par les charges non linéaires en utilisant un compensateur actif parallèle, permettant de dépolluer les réseaux électriques.

Le principe de compensation est basé sur l'injection en permanence, au point de connexion (filtre actif parallèle - réseau), des courants qui correspondent à tout moment aux composantes harmoniques des courants absorbés par la charge. De cette manière, le courant fourni par la source d'énergie reste sinusoïdal.

Ce dispositif facile à mettre en œuvre, et peut être installé en n'importe quel point d'un réseau notamment de basse tension, pour compenser la puissance absorbée par une ou plusieurs charges non linéaires, évitant ainsi la circulation des courants harmoniques dans tout le réseau.

L'objectif de ce mémoire est de montrer l'efficacité du filtrage harmonique parallèle qui permet l'adaptation à la charge en temps réel aux harmoniques nécessaires, donnant une performance quasi constante et indépendante du taux de charge.

Ainsi le perfectionnement qu'apporte l'utilisation des onduleurs à niveaux supérieurs par rapport à ceux de niveaux inférieurs, en ce qui concerne la sollicitation de l'organe de commande, et l'amélioration du courant du réseau.

Ce mémoire comporte quatre chapitres :

Dans le premier, on présentera des notions générales sur les harmoniques, leurs sources, leurs conséquences et les méthodes classiques et modernes pour les compenser.

Le deuxième chapitre sera consacré au principe du filtrage actif parallèle ainsi, nous établirons une méthode d'identification des courants harmoniques basée sur l'utilisation des puissances actives et réactives instantanées.

Le troisième chapitre illustrera la modélisation de l'onduleur à trois niveaux, ainsi que son modèle de connaissances et celui de commande. Ensuite nous développerons les stratégies de commande, à savoir la commande à hystérésis et à MLI.

Nous terminerons notre étude par une application qui montrera l'efficacité du filtre actif parallèle pour la compensation des courants harmoniques.

Introduction :

Depuis quelques années, les convertisseurs d'électronique de puissance sont massivement imposés dans le domaine des fortes puissances nécessitant une transformation de l'énergie électrique, ceci grâce à une fiabilité et à des performances accrues par rapport aux convertisseurs électromécanique [4].

Une des applications la plus ancienne, mais aussi la plus importante du domaine de l'électronique de puissance à l'heure actuelle, concerne la conversion d'énergie entre deux sources alternatives et une source continue. Les structures utilisées sont à diodes pour les plus simples ou à thyristors lorsqu'un réglage de la puissance transmise vers la charge est nécessaire quel que soient leurs types, ces convertisseurs se comportent comme des charges non linéaires vues du réseau alternatif. Ils absorbent sur ce dernier des courants non sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive.

L'accroissement du nombre de redresseurs installés et les charges déséquilibrées branchées au réseau, contribue considérablement à la dégradation des réseaux de distribution d'énergie. Ces perturbations s'accompagnent d'un gêne pour les usagers, caractérisé par un dysfonctionnement des appareils prévus pour fonctionner sur un réseau parfait.

Après une étude de l'influence des charges non linéaires sur le réseau, nous présentons dans ce chapitre une étude des perturbations propres aux montages redresseurs classiques. Des solutions à ces problèmes sont présentées, parmi celles-ci les convertisseurs à commutation non commandée.

Après une définition de la pollution harmonique et l'étude de son impacte sur le réseau, nous présenterons une étude des perturbations propres aux montages redresseurs. ses origines et ses effets. Nous terminerons par quelques notes sur les solutions utilisées pour réduire les perturbations.

I.1. Définition de la perturbation :**I.1.1. Perturbation harmonique :**

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale à 50Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle de fondamental. Le domaine de fréquence que correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre l'harmonique 2 et celui du rang 40 [1].

I.1.2. Représentation spectrale :

Un signal déformé se compose généralement de plusieurs harmoniques. Les courbes de la figure (I.1) nous montrent la décomposition d'un signal périodique en série de Fourier.

On représente souvent ce signal sous forme d'un spectre (fig. (I.2)), c'est à dire à l'aide d'un schéma où l'on porte en abscisse le rang et en ordonnée le module (en valeur efficace ou en pour cent) [7].

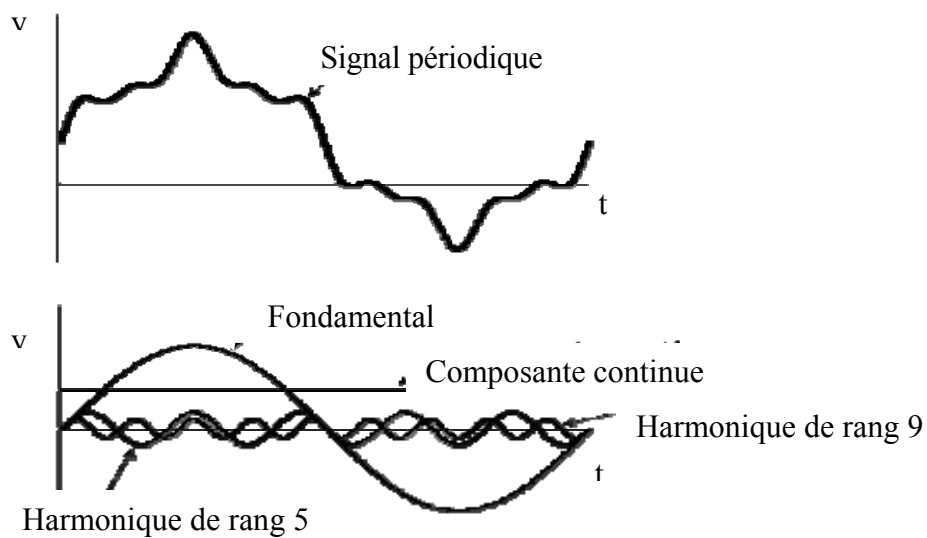


Fig. (I.1) Décomposition d'un signal périodique

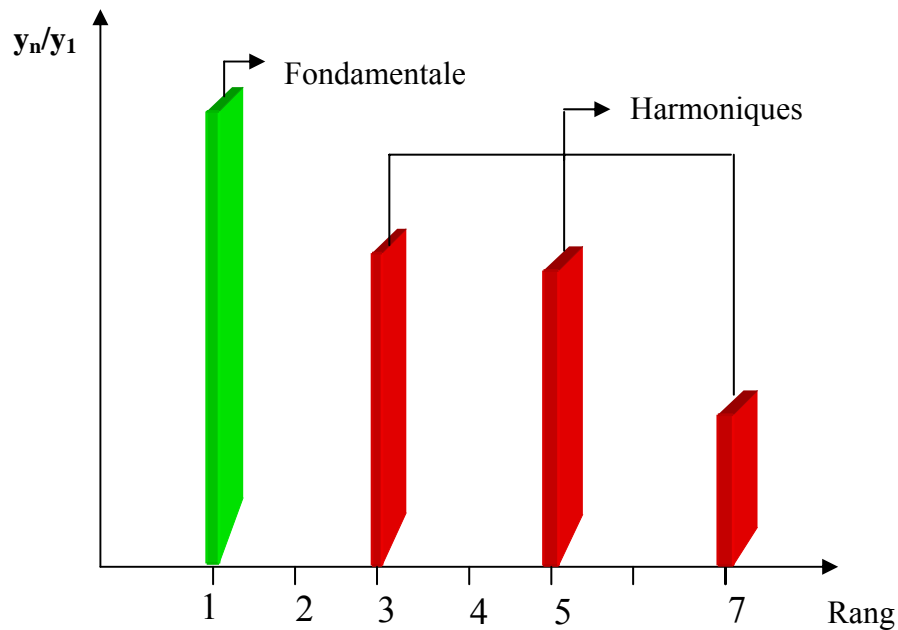


Fig. (I.2) Représentation spectrale d'un signal périodique

I.1.3. Effets des harmoniques :

Les tensions et les courants harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie de certains équipements électriques, qu'on peut les définir en deux cotés : coté réseau et coté charge [5].

Parmi les effets instantanés sur le coté réseau on peut citer :

- Perturbation des systèmes électriques, des dispositifs de mesure et de protection.

- Perturbation des lignes téléphoniques proches des lignes de puissance, Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonance, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [2].

- Résonance, Lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance, les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles, et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs

statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques [3][2].

- Vibration et bruits, en présence des harmoniques, la tension (ou de courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi-période, par conséquent tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé [5] [3].
- Surcharge des conducteurs de neutre [5].

En ce qui concerne les effets à long terme :

Echauffement qui réduit la durée de vie des matériels (condensateurs, transformateurs, machines tournantes...), Les pertes totales par effet joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$I^2 R = \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 R \quad (I.1)$$

Avec I le courant total, I_h le courant harmonique de rang h qui représente le fondamental pour $h=1$, et R la résistance traversée par le courant I [3].

Du côté charge l'effet harmonique se manifeste ainsi :

- Fatigue mécanique des matériaux dus aux vibrations
- pour les machines synchrones, les tensions et les courants harmoniques provoquent des pertes et des échauffements supplémentaires dus au flux de fuite, particulièrement dans les amortisseurs et pour le moteur à induction, ils réduisent le couple utile et empêchent le moteur d'atteindre sa vitesse maximale [5].

I.1.4. Source des harmoniques :

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension est l'injection des courants non sinusoïdaux par des charges dites non linéaires, ainsi les charges déséquilibrées branchées au réseau. Le tableau (I.1) montre quelques sources des harmoniques [1].

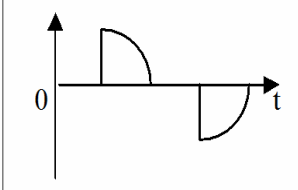
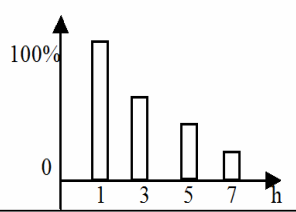
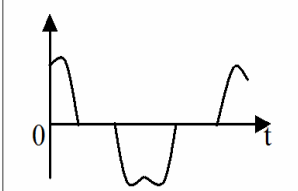
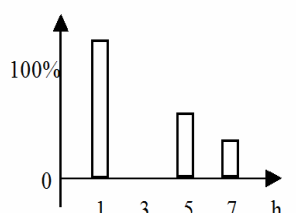
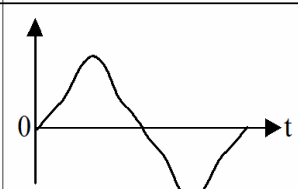
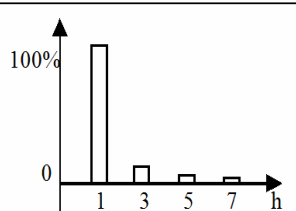
Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spectre harmonique correspondant
Gradateur monophasé (commande par angle de phase)	- Régulation de puissance de fours à résistance. - Modulation de puissance des lampes halogènes		
Redresseur triphasé à thyristor	Variateur de vitesse des moteurs à courant continu et des moteurs synchrones		
Moteur asynchrone	- Machines-outils - Appareils électroménagers - Ascenseurs		

Tableau (I.1) Principales charges polluantes.

I.2. Influence des harmoniques sur le réseau :

I.2.1. Déformation de la tension du réseau :

Considérons une charge non linéaire connectée au réseau de distribution d'énergie et absorbant des courants non sinusoïdaux, on admet que la valeur moyenne du courant dans chaque phase est nulle. On peut mettre donc le courant dans une phase sous la forme d'un développement en série de Fourier [1].

On a :

$$i(t) = I_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} I_h \sqrt{2} \cos(h\omega t + \varphi_h) \quad (I.2)$$

Avec :

I_1 : la valeur efficace du fondamental du courant.

I_h : la valeur efficace du courant harmonique de rang (h).

φ_1 : déphasage du fondamental.

φ_h : déphasage de l'harmonique de rang (h).

Une phase du réseau est modélisée par une source de tension parfaite V_{r1} de pulsation ω en série avec l'impédance de court-circuit Z_{cc} , si l'on nomme Z_{cch} l'impédance de court-circuit pour l'harmonique de rang (h), on en déduit à partir des figures (I.3) et (I.4) la tension $V(t)$ aux bornes du réseau donnée par :

$$V(t) = V_{r1} \sqrt{2} \cos \omega t + |Z_{cc1}| I_1 \sqrt{2} \cos (\omega t + \varphi_1 + \varphi_{cc1}) + \sum_{h=2}^{\infty} |Z_{cch}| I_h \sqrt{2} \cos (h\omega t + \varphi_h + \varphi_{cch}) \quad (I.3)$$

$$\text{Avec : } Z_{cch} = |Z_{cch}| e^{j\varphi_{cch}}$$

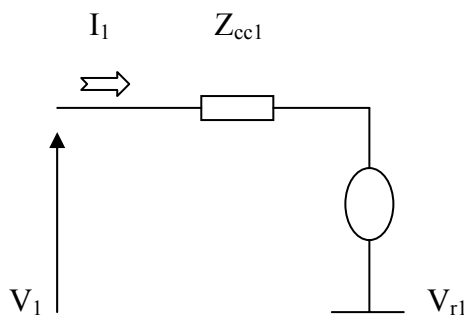


Fig. (I.3)

**Schéma d'une phase
pour le fondamental**

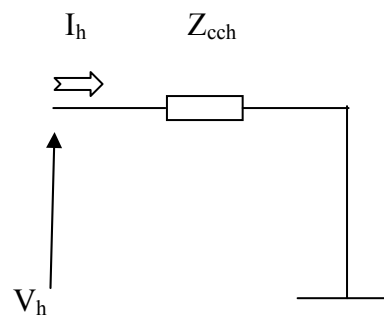


Fig. (I.4)

**Schéma d'une phase
pour chaque harmonique**

Les courants harmoniques ont pour effet de déformer la tension par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau. Si l'on désire réduire cette déformation, il faut diminuer l'impédance harmonique et le courant harmonique.

Afin de caractériser la déformation d'une onde sinusoïdale, on introduit le taux de distorsion harmonique courant THDI [4].

On note :

$$\text{THDI} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad (\text{I.4})$$

I.2.2. Influence des harmoniques sur le facteur de puissance :

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

Dans le cas où il y a des harmoniques, on définit une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), donnée par la relation (I.5), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la Figure. (I.5) [3][4][1].

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (\text{I.5})$$

Le facteur de puissance ($F.P.$) devient :

$$F.P = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cdot \cos \gamma \quad (\text{I.6})$$

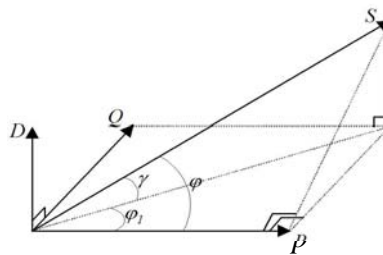


Fig. (I.5) Diagramme de Fresnel des puissances

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

On remarque qu'en régime sinusoïdal la puissance déformante est nulle et le facteur de puissance s'exprime tout simplement par :

$$F.P = \cos \varphi_1 \quad (\text{I.7})$$

Réglementation des perturbations :

Les générateurs de courants harmoniques sont responsables de l'apparition d'harmonique de tension aux bornes de réseau. Ces harmoniques provoquent des pertes supplémentaires dans les lignes, les machines et les transformateurs de plus ils perturbent fortement l'appareillage électronique (problèmes de synchronisation) et créent principalement des interférences avec les équipements de télécommunication.

Une onde de tension trop déformée entraîne un certain nombre d'inconvénients, en particulier pour les convertisseurs eux mêmes dont l'angle d'allumage serait alors décalé.

Les distributeurs d'énergie fixent un taux admissible au point de raccordement de leurs réseaux. En particulier, en France, EDF impose les limites suivantes [1] :

$$\frac{v_h}{v_1} \leq 1\% \quad \text{si } h \text{ est impair} \quad (\text{I.8})$$

$$\frac{v_h}{v_1} \leq 0.6\% \quad \text{si } h \text{ est pair} \quad (\text{I.9})$$

$$\text{THD} \leq 1,6\% \quad (\text{I.10})$$

Au-delà de ces valeurs, il est nécessaire d'installer des dispositifs de filtrage ou dans la mesure du possible d'augmentera la puissance de court-circuit du réseau.

En ce qui concerne le facteur de puissance, EDF impose une valeur minimale de 0.928 ($\text{tg}\varphi < 0,4$), tout dépassement est facturé [1].

I.3. Solutions traditionnelles de réduction des perturbations :

I.3.1. Surdimensionnement des installations électriques :

Cette stratégie consiste à surdimensionner les équipements du réseau de telle sorte à supporter les surtensions produites par les harmoniques [1].

I.3.2. Augmentation de la puissance de court-circuit :

L'impédance de court-circuit en un point du réseau est inversement proportionnel à la puissance de court-circuit disponible en ce point [4]. D'autre part l'impact des harmoniques sera d'autant plus réduit si la puissance de court-circuit est grande [1].

I.3.3. Pont dodécaphasé :

Un convertisseur composé de (n) convertisseur triphasé élémentaire à indice de pulsation p' , sera à indice de pulsation m tel que $m = n \cdot p'$, si les convertisseurs élémentaires sont alimentés par des tensions dont les déphasages sont en progression arithmétique de $\frac{2\pi}{mp'}$.

La figure (I.6) illustre un exemple pour $p'=6$ (pont de Graetz) et $n=2$, soit un convertisseur à indice de pulsation égale à 12. Ce convertisseur appelé dodécaphasé, est le plus utilisé (cas des puissances importantes) dans la mesure où le déphasage de $\frac{\pi}{6}$ est facilement obtenu par un couplage étoile-triangle et étoile-étoile d'un transformateur à double enroulement au secondaire.

Ainsi le courant résultant pris au réseau peut s'écrire [4]:

$$i(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} id (\cos(\omega_1 t - \alpha_1) - \frac{1}{11} \cos(11(\omega_1 t - \alpha_1)) + \frac{1}{13} \cos(13(\omega_1 t - \alpha_1)) - \frac{1}{23} \cos(23(\omega_1 t - \alpha_1)) + \frac{1}{25} \cos(25(\omega_1 t - \alpha_1)) \quad (\text{I.11})$$

La structure dodécaphasé présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée. Cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse [4].

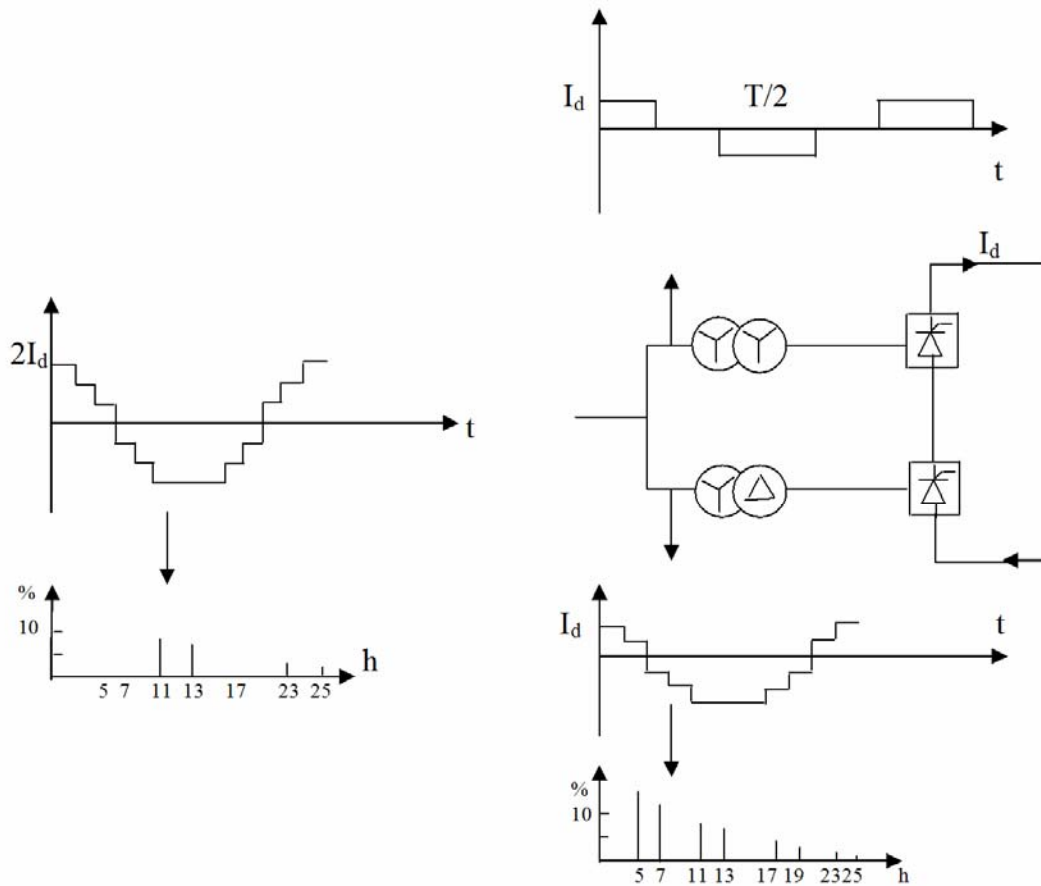


Fig. (I.6) Pont dodécaphasé, forme d'onde et harmoniques

Cette solution provoque un encombrement lors de la commande ce qui limite son utilisation [5].

I.3.4. Filtrage passif :

Il consiste à placer en parallèle sur le réseau un circuit résonant composé de condensateur et inductance accordé sur la fréquence que l'on veut éliminer [5].

Les Modèles des filtres passifs sont:

I.3.4.1. Filtre résonant :

Il est constitué par la mise en série d'une inductance, d'une résistance, et d'un condensateur la figure (I.7) montre clairement le montage de ce dernier ainsi que leurs impédances en fonction de la fréquence [6]

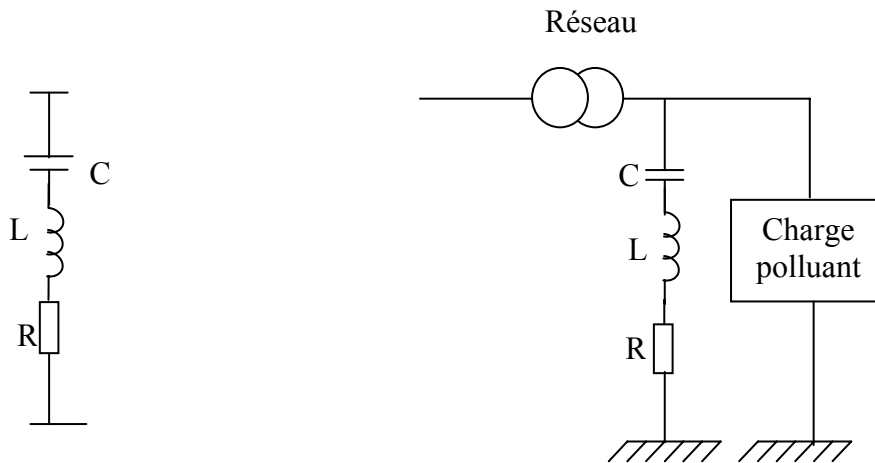


Fig. (I.7) Filtre résonant

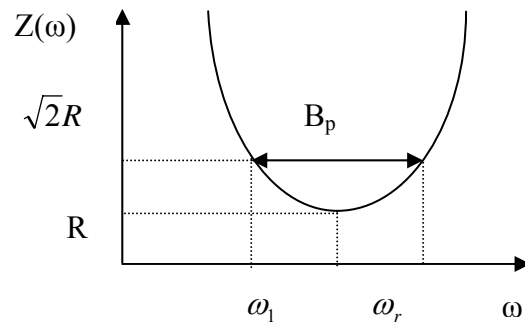


Fig. (I.8) Bande passante d'un filtre.

Avec: $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$: fréquence de résonance.

$Q = \frac{L\omega_r}{R}$: facteur de qualité.

$B_p = \frac{\omega_r}{Q}$: bande passante.

Ce type de filtre est caractérisé par l'emplacement de trois filtres, deux pour les harmoniques d'ordre inférieurs et un filtre pour les harmoniques d'ordres supérieurs, c'est-à-dire pour un pont triphasé nous avons besoin d'un filtre passe bas pour le cinquième et l'autre pour le septième harmonique et d'un filtre passe haut pour tous les harmoniques au-delà de la 11^{ème} [5].

I.3.4.2. Filtre amorti :

La figure (I.9) montre le montage de ce type de filtre. En plus de difficulté de dimensionnement des filtres et à coût global donné, ce type n'est pas efficace que si le rang

d'harmonique à éliminer est suffisamment élevé (à partir de $h=13$)

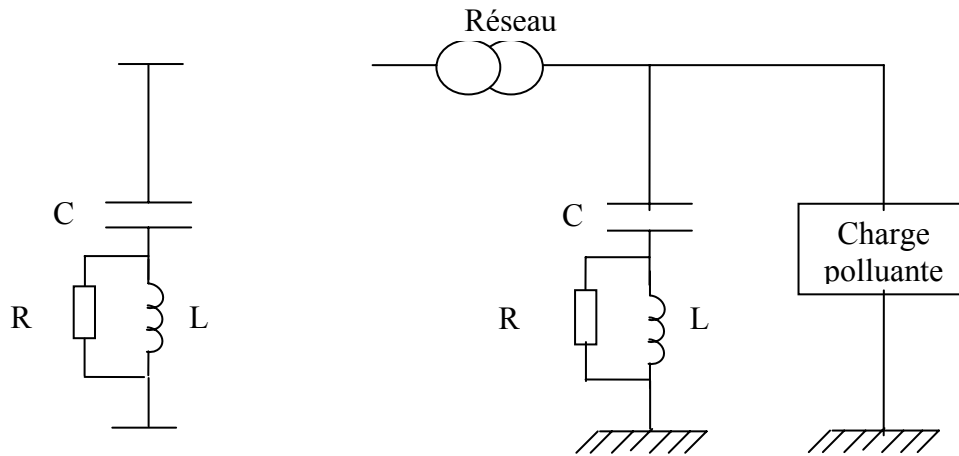


Fig. (I.9) Filtre amorti

En théorie cette solution est intéressante mais en pratique, on est confronté à différents inconvénients :

A la fréquence de coupure du filtre, le module de l'impédance complexe est nul, les courants sont dérivés dans le filtre et ne créent pas de tension harmonique. L'impédance du filtre est en parallèle avec l'impédance du réseau.

Si le réseau se modifie, parce que sa configuration change ou parce qu'ailleurs sur le réseau on rajoute d'autres filtres passifs, l'impédance résultante varie, le filtre précédent ne fonctionne plus, voir amplifier les harmoniques. Il faut modifier le filtre, ce genre de problème est de plus en plus fréquent en pratique.

Ce type de filtrage possède un inconvénient majeur qui est le phénomène de résonance série et parallèle [5]

I.3.4.3. Filtre passe haut :

Le Filtre passe haut est moins sélectif et atténue les harmoniques inférieures ou voisins de sa fréquence de coupure. La figure (I.10) représente l'évolution de son impédance en fonction de la fréquence [1].

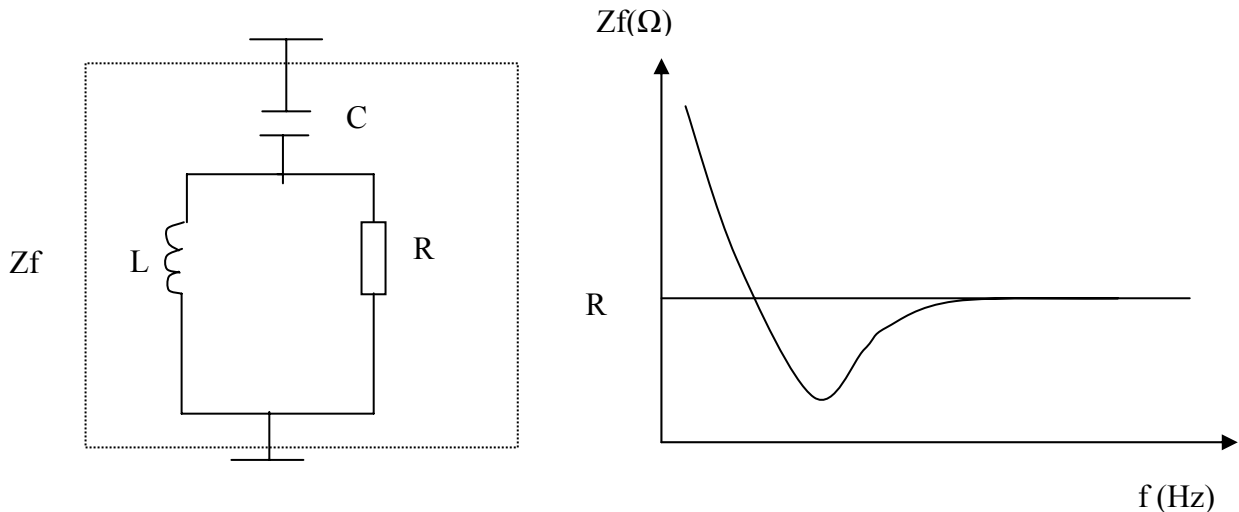


Fig. (I.10) filtre passif passe haut

Le filtre passe haut assure l'atténuation des harmoniques dans une plage plus large de fréquence que le filtre résonnant, mais contribue à améliorer sensiblement le temps de distortion harmonique globale d'une installation polluée. Le filtre passe haut peut être associé à un filtre résonnant dans certaines applications industrielles.

Pour des installations utilisant le filtrage harmonique, on peut concevoir la mise en œuvre d'un filtre résonnant pour les rangs 5 et 7, associé à un filtre passe haut accordé pour un harmonique de rang 13 par exemple [1].

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter plusieurs inconvénients [1] :

- manque de la souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- équipements volumineux.
- problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

I.4. Nouvelles solutions de réduction de perturbation :

I.4.1. Les redresseurs à MLI :

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants à commutation forcée tels que les IGBT ou les thyristors GTO. L'emploi de cette

technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [4].

On distingue deux structures, la structure courant et la structure tension. Elles sont développées dans les paragraphes ci-après.

I.4.1.1. Redresseur tension :

Son schéma de principe est présenté sur la figure (I.11) [12]. Les composants de puissance disponibles (IGBT, GTO) étant unidirectionnels en courant, le courant I_d le sera également. La réversibilité en puissance s'effectue par l'inversion de la tension redressée U_d . Le contrôle de la puissance réactive est obtenu par action sur la phase du courant réseau par rapport à la tension [4].

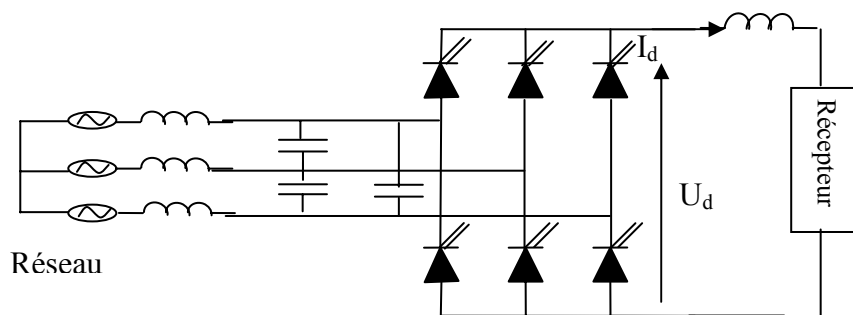


Fig. (I.11) Redresseur tension

I.4.1.2. Redresseur courant:

Elle est présentée sur la figure (I.12) [12]. La tension U_d étant unidirectionnelle, la réversibilité de la puissance active est assurée par le courant I_d , qui est bidirectionnel. Le contrôle de la puissance réactive est réalisé par action indirecte sur la phase du fondamental de courant du réseau [4].

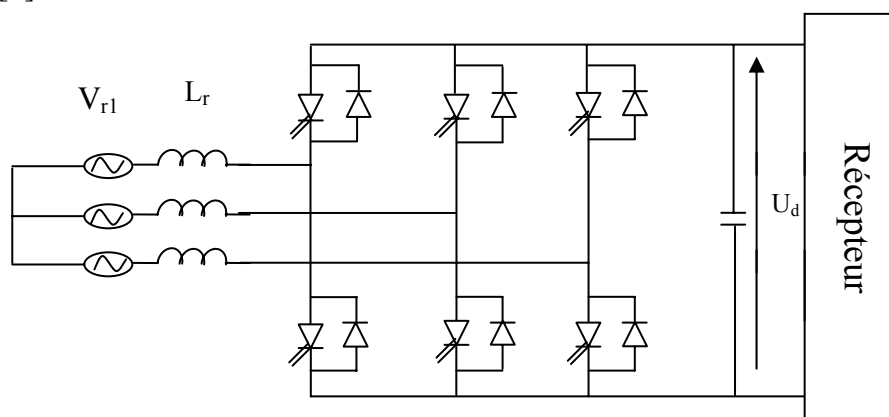


Fig. (I.12) Redresseur courant

Les inductances L_r servent dans la figure (I.12) à découpler le convertisseur de réseau car les deux réseaux alternatifs et continus sont tous deux sources de tension [4].

I.4.2. Filtrés actifs :

Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations présentes dans les réseaux électriques.

Dans cette partie du chapitre, nous allons introduire les principales structures, proposées dans la littérature, à savoir les filtres actifs parallèle, série, combiné parallèle -série [2].

I.4.2.1. Le filtre actif parallèle :

I.4.2.1.1. Principe de fonctionnement :

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la Fig. (I.13), est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [2].

I.4.2.1.2. Mise en oeuvre :

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 [2].

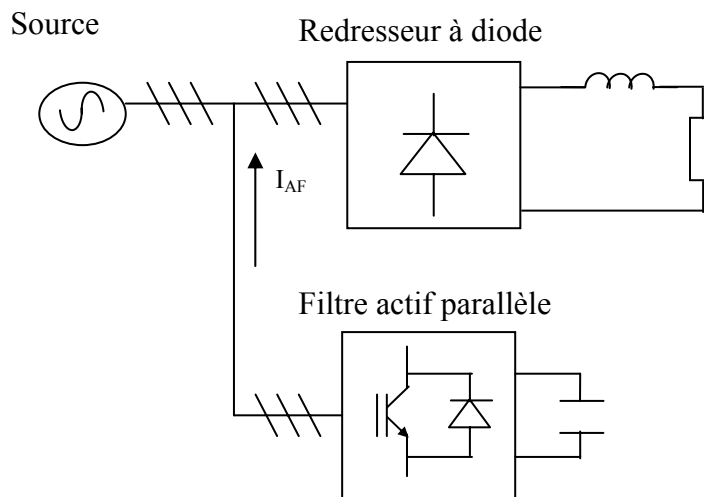


Fig. (I.13) Schéma unifilaire d'un Filtre actif parallèle

I.4.2.2. Le filtre actif série:

I.4.2.2.1. Principe de fonctionnement:

Le filtre actif série se comporte dans ce cas, comme le montre la Fig. (I.14), comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale [2].

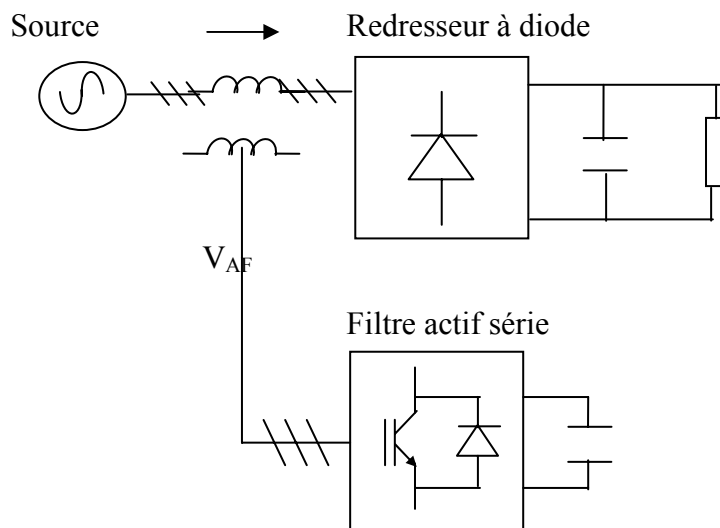


Fig. (I.14) Filtre actif série

I.4.2.2.2. Mise en œuvre :

Le filtre actif Série est une solution adaptée à la compensation des tensions perturbatrices, harmoniques, déséquilibrées et des creux de tension. Ces perturbations trouvent généralement leurs origines dans le réseau lui-même mais peuvent parfois être provoquée par les charges elles-mêmes.

En 1976, une famille de filtres actifs séries avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI a été présentée. Un compensateur statique pour le rééquilibrage de la tension du réseau électrique a été proposé en 1985. La génération, par l'onduleur à thyristors, des composantes non désirées, ayant une faible fréquence de commutation, a découragé l'avancement pratique de cette solution [2].

En 1990, un compensateur de tension à base d'onduleur de tension triphasé a été proposé pour compenser le déséquilibre de tension de réseau électrique. Depuis, beaucoup de travaux ont été consacrés à l'amélioration de la qualité de compensation du déséquilibre de la tension du réseau. D'autres recherches ont introduit le problème des creux de tension et la solution de compensation par le compensateur actif série [2].

	Filtre actif parallèle	Filtre actif série
Configuratin des système	Figure (I.13)	Figure (I.14)
Circuit de puissance du Filtre actif	Onduleur de tention à MLI avec boucle de courant	Onduleur de tention à MLI sans boucle de courant
Filtre actif fonctionnant comme	Source de courant I_{AF}	Source de tension V_{AF}
Type de charge non linéaire	Redresseur à diode ou à thyristor à charge inductive et cycloconvertisseur	Redresseur à diode à charge capacitive au coté continu
Fonction additionnelle	Compensation de la puissance réactive	Régulation de la tension alternative

Tablau (I.2) Comparaison entre le filtre actif parallèle et le filtre actif série [5].

I.4.3. La combinaison parallèle -série actifs:

La combinaison parallèle -série actif, aussi appelée Unified Power Quality Conditioner (UPQC), résulte de l'association des deux filtres actifs parallèle et série, comme le montre la Fig. (I.15) Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [2].

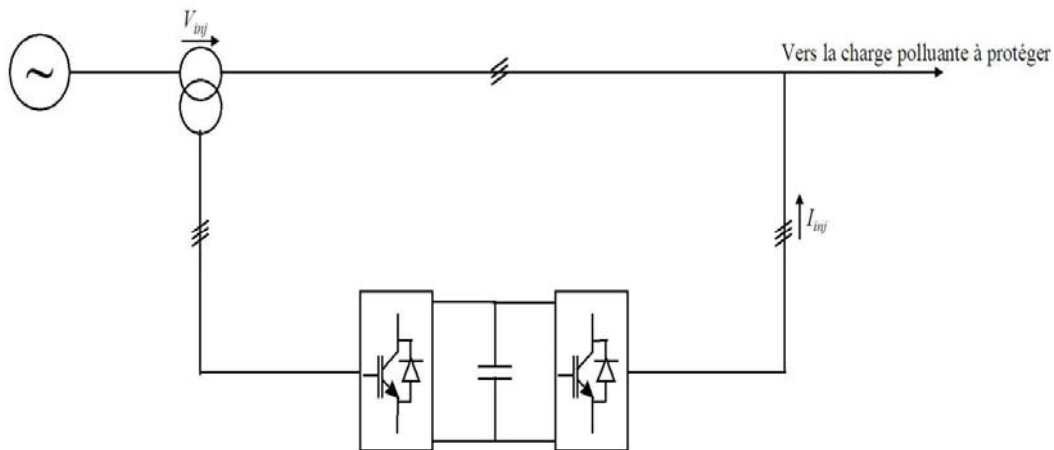


Fig. (I.15) Combinaison parallèle -série actifs.

I.4.4. Les filtres hybrides (mixte actif _ passif) :

Le filtrage mixte ou hybride résulte de l'association d'un filtre passif et d'un filtre actif. L'intérêt des filtres mixtes est que le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques ; le filtre actif maintient les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge du réseau. Ainsi la puissance du convertisseur qui constitue le filtre actif est fortement diminuée grâce aux éléments passifs. Ces structures permettent donc d'optimiser le rapport performance / coût et d'avoir une meilleure tenue en tension.

On a plusieurs structures de filtres hybrides par exemple :

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

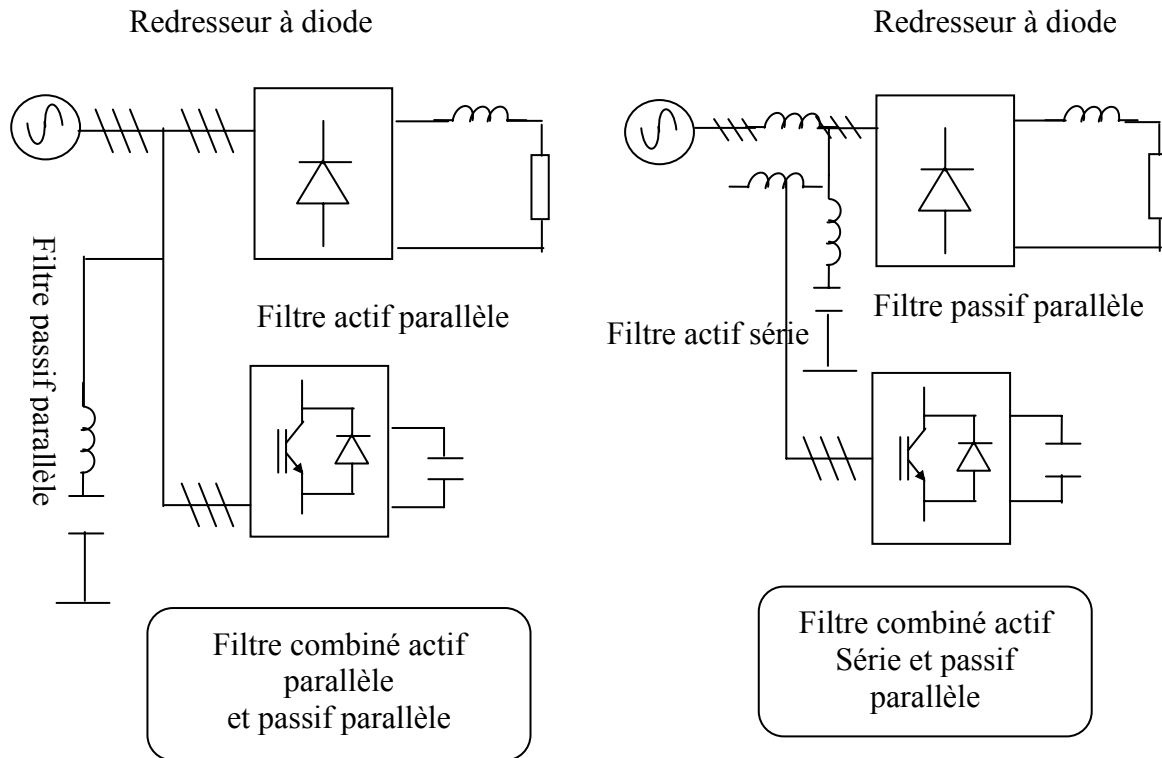


Fig. (I.16) Les filtres combinés

Conclusion :

Nous avons mis en évidence l'influence des harmoniques dans les réseaux de distribution d'énergie. Nous nous sommes intéressés aux convertisseurs statiques plus particulièrement, aux redresseurs, qui forment la base de nombreuses conversions. Ces derniers sont en partie à l'origine de la pollution harmonique et des détériorations du facteur de puissance des réseaux.

Après avoir montré les incidences que ces perturbations ont sur les réseaux de distribution, nous avons présenté les moyens actuels et à venir pour les réduire.

Les solutions existantes, notamment les techniques de filtrage et compensation à base d'éléments passifs présentent nombreuses contraintes.

Pour répondre au besoin d'apporter une solution plus performante et plus souple, de nouvelles structures ont été étudiées et dans certains cas réalisées, comme les compensateurs actifs utilisant des techniques de commande MLI et Hystérésis.

Ces derniers qui seront étudiés dans la suite de ce mémoire, offrent de nombreuses perspectives sur le plan du contrôle harmonique.

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 du filtre actif. L'objectif est alors d'adapter le filtre en temps réel par rapport à un environnement variable en un système unique.

Le filtrage actif est une méthode moderne du filtrage des réseaux, indépendante des caractéristiques de ceux-ci. Il permet la dépollution des réseaux électriques alimentant une charge non linéaire telle que les convertisseurs statiques, sans se soucier des fréquences polluantes contenues dans le courant de la charge [9].

II.1. Principe du filtrage actif parallèle :

Le filtrage actif parallèle des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle sur la charge principale une charge non linéaire constituée par un pont d'onduleur qui injecte des courants harmoniques, de telle sorte que le courant de source (réseau) soit sinusoïdal.

Une mesure du courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant harmonique à fournir. L'injection peut être réalisée par différents types de convertisseurs.

Le courant harmonique I_{har} que doit fournir le filtre est égal à la différence entre le courant d'entrée I_c du convertisseur polluant et le courant sinusoïdal I_s fourni par le réseau comme le montre la figure (II.1) [8][5].

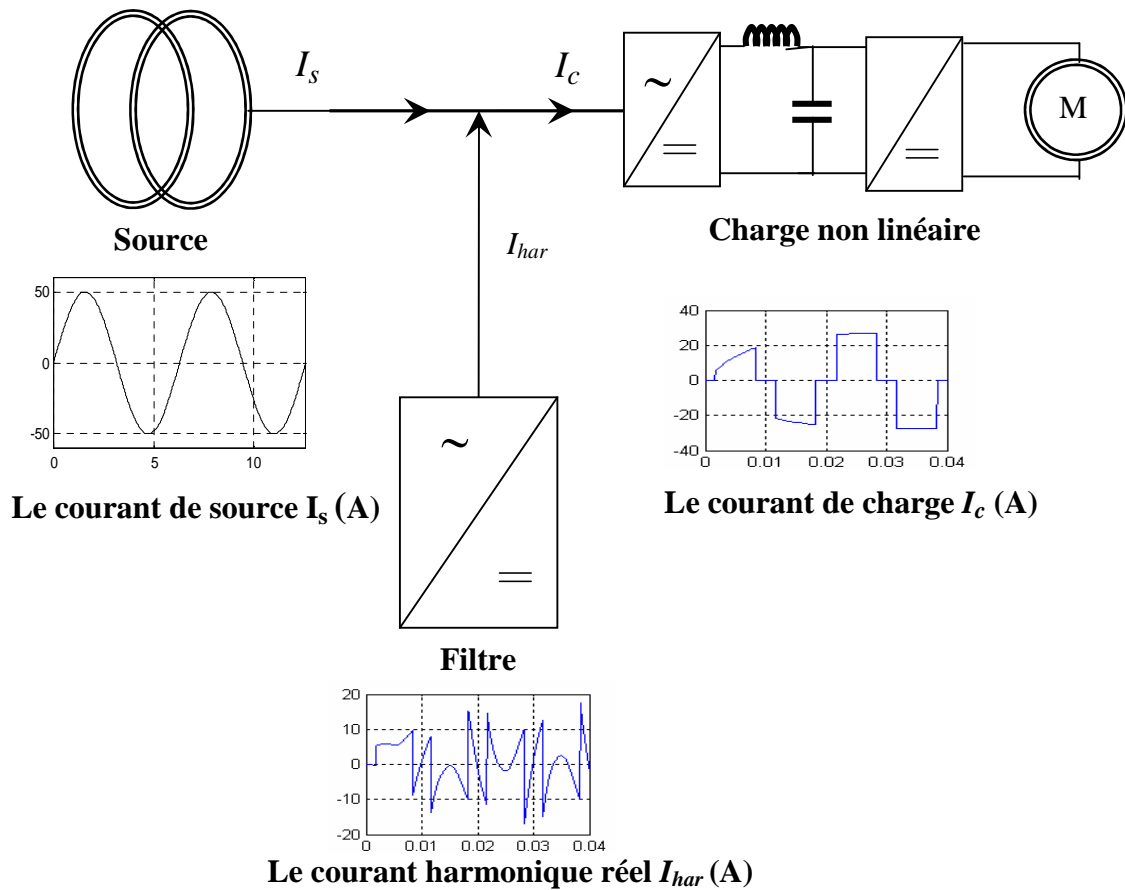


Fig. (II.1) Principe du filtrage actif parallèle

II.2. Modélisation de la tension du réseau :

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court circuit, d'où la représentation du réseau par un système de f.e.m.s triphasées équilibrées en série avec une impédance [14], fig. (II.2).

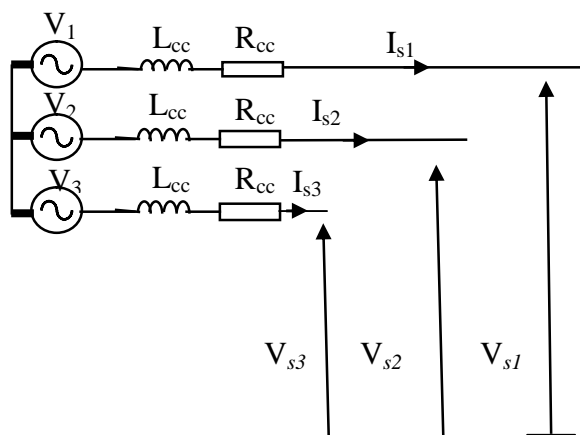


Fig. (II.2) Schéma synoptique d'un réseau

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \varphi) \\ \sin(\theta - \varphi - 2\pi/3) \\ \sin(\theta - \varphi - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Où : $\theta = \omega.t$ ω : pulsation du réseau. φ : Déphasage.

Les tensions de phase sont :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} - R_{cc} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} - L_{cc} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

II.3.Modélisation du redresseur hexaphasé :

Introduction:

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative continu (**AC/DC**). Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie [7].

On utilise des redresseurs chaque fois qu'on a besoin des sources continues sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient major est l'envoi au réseau des courants non sinusoïdaux riche en harmonique. Dans cette partie de chapitre on va étudier le redresseur hexaphasé non commandé (structure pont) comme une charge polluante qui perturbe le réseau électrique [6].

II.3.1. Structure :

La structure à étudié est le redresseur triphasé en pont (hexaphasé) d'indice de pulsation p égal à six donner par la figure (II.3). Le pont redresseur étant alimenté par une source triphasé.

Les tensions simples des réseaux triphasés équilibrés directs sont :

$$\begin{cases} V_1 = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_2 = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

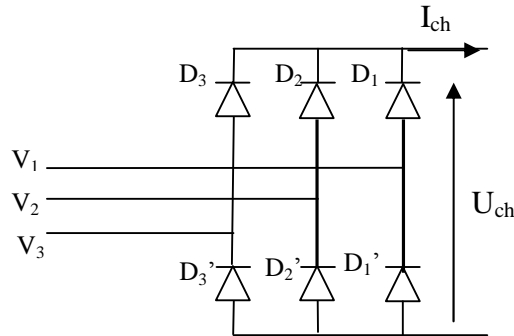


Fig. (II.3) Redresseur triphasé à diodes (PD3)

II.3.2. Etude de la tension de charge [7] :

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2' et D_3' conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \text{Max}(j); j = 1,2,3. \quad (\text{II.4})$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \text{Max}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3. \quad (\text{II.5})$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V_i = \text{Min}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3. \quad (\text{II.6})$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_{ch} à la sortie du redresseur est :

$$U_{ch} = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j); j = 1,2,3. \quad (\text{II.7})$$

Pour $0 < \theta < \pi/6$ on a $V_3 > V_1 > V_2$

$$V_3 \text{ Plus positive} \Rightarrow VD_3 > 0 \Rightarrow D_3 \text{ passante}$$

$$\Rightarrow U_{ch}^+ = V_3$$

$$V_2 \text{ Plus négative} \Rightarrow VD_2' > 0 \Rightarrow D_2' \text{ passante}$$

$$\Rightarrow U_{ch}^- = V_2$$

$$\text{Donc } U_{ch} = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) \quad (\text{II.8})$$

$$U_{ch} = U_{ch}^+ - U_{ch}^- = V_3 - V_2 = U_{32}$$

Pour $\pi/6 < \theta < 3\pi/6$ on a $V_1 \succ V_3 \succ V_2$

V_1 Plus positive $\Rightarrow D_1$ conduit

$$\Rightarrow U_{ch}^+ = V_1$$

V_2 Plus négative $\Rightarrow D'_2$ conduit $U_{ch}^- = V_2$

$$\begin{aligned} \text{Donc } U_{ch} &= \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) \\ U_{ch} &= U_{ch}^+ - U_{ch}^- = V_1 - V_2 = U_{12} \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

Pour $3\pi/6 < \theta < 5\pi/6$ $V_1 \succ V_2 \succ V_3$

$$U_{ch}^+ = V_1$$

$$U_{ch}^- = V_3$$

$$\begin{aligned} \text{Donc } U_{ch} &= U_{ch}^+ - U_{ch}^- = V_1 - V_3 \\ U_{ch} &= \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) = U_{13} \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Pour $5\pi/6 < \theta < 7\pi/6$ $V_2 \succ V_1 \succ V_3$

$$U_{ch}^+ = V_2$$

$$U_{ch}^- = V_3$$

$$\begin{aligned} \text{Donc } U_{ch} &= \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) \\ U_{ch} &= U_{ch}^+ - U_{ch}^- = V_2 - V_3 = U_{23} \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Pour $7\pi/6 < \theta < 9\pi/6$ $V_2 \succ V_3 \succ V_1$

V_2 plus positif $\Rightarrow D_2$ Conduit $\Rightarrow U_{ch}^+ = V_2$

V_1 plus négatif $\Rightarrow D'_1$ Conduit $\Rightarrow U_{ch}^- = V_1$

$$U_{ch} = U_{ch}^+ - U_{ch}^- = V_2 - V_1 = U_{21} \quad (\text{II.12})$$

Pour $9\pi/6 < \theta < 11\pi/6$ $V_3 > V_2 > V_1$

$$Ud^+ = V_3$$

$$Ud^- = V_1$$

Donc

$$U_{ch} = U_{ch}^+ - U_{ch}^- = V_3 - V_1 = U_{31} \quad (\text{II.13})$$

Pour $11\pi/6 < \theta < 12\pi/6$ $V_3 > V_1 > V_2$

$$V_3 \text{ plus positive} \Rightarrow D_3 \text{ conduit} \Rightarrow U_{ch}^+ = V_3$$

$$V_2 \text{ plus négatif} \Rightarrow D_2' \text{ conduit} \Rightarrow U_{ch}^- = V_2$$

Donc

$$U_{ch} = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi)$$

$$U_{ch} = U_{ch}^+ - U_{ch}^- = V_3 - V_2 = U_{32} \quad (\text{II.14})$$

La tension redressée:

$$U_{ch} = \begin{cases} U_{32} \text{ pour } \theta \in [0, \pi/6] \\ U_{12} \text{ pour } \theta \in [\pi/6, \pi/2] \\ U_{13} \text{ pour } \theta \in [\pi/2, 5\pi/6] \\ U_{23} \text{ pour } \theta \in [5\pi/6, 7\pi/6] \\ U_{21} \text{ pour } \theta \in [7\pi/6, 9\pi/6] \\ U_{31} \text{ pour } \theta \in [9\pi/6, 11\pi/6] \\ U_{32} \text{ pour } \theta \in [11\pi/6, 12\pi/6] \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

La valeur moyenne de la tension redressée :

La valeur moyenne de la tension redressée de type PD est de la forme générale [12] :

$$\overline{U_{ch}} = \frac{2q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \quad (\text{II.16})$$

Pour un pont hexaphasé, $q=3$:

$$\overline{U_{ch}} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/2} U_{12}(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} (V_1 - V_2) d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{II.17})$$

II.3.3. Etude des courants [6]:

Chaque enroulement secondaire est connecté à deux diodes D_i, D_i' ($i=1, 2, 3$).

Il est parcouru par I_{ch} pendant l'intervalle (T/q) ou la diode du premier groupe conduit, et par $(-I_{ch})$ pendant l'intervalle de durée (T/q) ou c'est celle du second groupe qui conduit.

Ainsi par exemple pour la première phase on donne

$$I_{s1} = + I_{ch}, \text{ quand } D_1 \text{ conduit.}$$

$$I_{s1} = - I_{ch}, \text{ quand } D_1' \text{ conduit.}$$

$$I_{s1} = 0, \text{ quand } D_1, D_1' \text{ ne conduisent.}$$

La valeur efficace de courant est donc [12] :

$$I_{s1\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(I_{ch}^2 2 \frac{T}{q} \right)} \quad (\text{II.18})$$

$$I_{s1\text{eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{q}} \quad (\text{II.19})$$

Développement en série de Fourier (harmonique courant) :

Un réseau alimentant un montage redresseur fournit à celui-ci un courant presque rectangulaire.

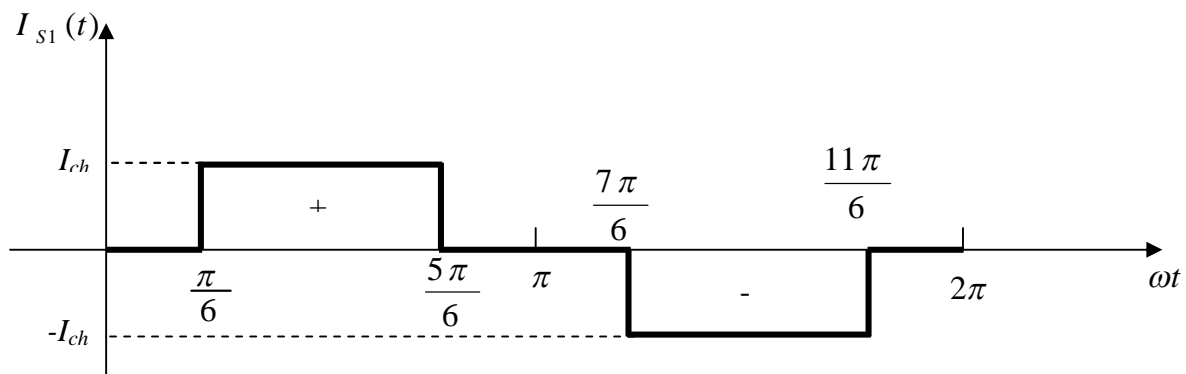


Fig. (II.4) La forme rectangulaire de courant d'entrée d'un pont à diodes

Remarque : En réalité la forme des ondes de courant n'est pas rectangulaire (créneau), mais elle est ondulée due à la présence d'une inductance en aval avec le redresseur. [6]:

Ce courant est de la forme suivante :

$$I_{s1}(t) = \begin{cases} +I_{ch} & \text{si } \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \\ -I_{ch} & \text{si } \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

I_{s2} et I_{s3} sont décalés respectivement de 120° et 240° par rapport à I_{s1} .

Pour décomposer ces courants on appliquera le théorème de Fourier :

$$I_s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{II.21})$$

$I_{s1}(t)$ est impaire donc $a_0 = a_n = 0$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_{s1}(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.22})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{ch} \sin(n\omega t) d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} (-I_{ch}) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.23})$$

Après le calcul on trouve :

$$b_n = \frac{2I_{ch}}{n\pi} \left[1 - (-1)^n \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{II.24})$$

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{Si } n \text{ pair} \\ \left(\frac{4I_{ch}}{n\pi}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) & \text{Si } n \text{ impair} \\ 0 & \text{Si } n \text{ multiple de } 3 \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Donc

$$n = 1, [5, 7], [11, 13], [17, 19], [23, 25], \dots, [6k - 1, 6k + 1], \text{ et } k = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{II.26})$$

$$I_{s1}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(\omega t) \quad (\text{II.27})$$

$$I_{s1}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_{ch}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n\omega t) \quad (\text{II.28})$$

$$I_{s1}(t) = \frac{4I_{ch}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n\omega t) \quad (\text{II.29})$$

Le courant d'entrée du redresseur de la première phase est donné par la relation suivante :

$$I_{s1}(t) = 2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t) + \dots \right] \quad (\text{II.30})$$

La valeur efficace de ce courant est :

$$I_{s1\text{eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.31})$$

La valeur efficace du courant fondamental :

$$I_{s1f}(t) = 2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (\text{II.32})$$

$$I_{s1f\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (\text{II.33})$$

$$I_{s1f\text{eff}} = I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II.34})$$

La valeur efficace du courant harmonique [6]:

$$I_{h1\text{eff}} = I_{s1\text{eff}} - I_{s1f\text{eff}} \quad (\text{II.35})$$

$$I_{h1\text{eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}} - I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II.36})$$

$$I_{h1\text{eff}} = 0.03 I_{ch} \quad (\text{II.37})$$

La valeur efficace des courants harmoniques $I_{h2\text{eff}}$ et $I_{h3\text{eff}}$ égale à celle de la première phase $I_{h1\text{eff}}$.

$$I_{h2\text{eff}} = 0.03 I_{ch} \quad (\text{II.38})$$

$$I_{h3\text{eff}} = 0.03 I_{ch} \quad (\text{II.39})$$

Les amplitudes des courants harmoniques :

On remarque que les amplitudes des courants de chaque harmonique est inversement proportionnelle à son rang :

$$I_h = \frac{I_f}{h} \quad (\text{II.40})$$

Où I_f est le fondamentale du courant absorbé par le convertisseur.

En réalité, les harmoniques sont plus faibles, car la commutation n'est pas instantanée et peut être mieux représentée par [5]:

$$I_h = \frac{I_f}{\sqrt{h^2 - \frac{5}{h}}} \quad (\text{II.41})$$

II.3.4. Résultats de la simulation :

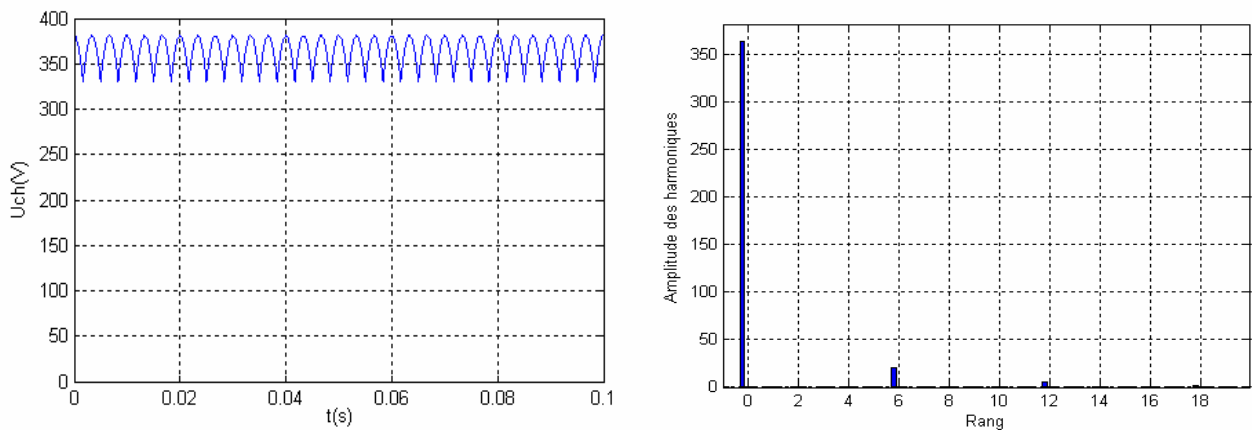


Fig. (II.5) Tension de charge et son spectre de fréquence

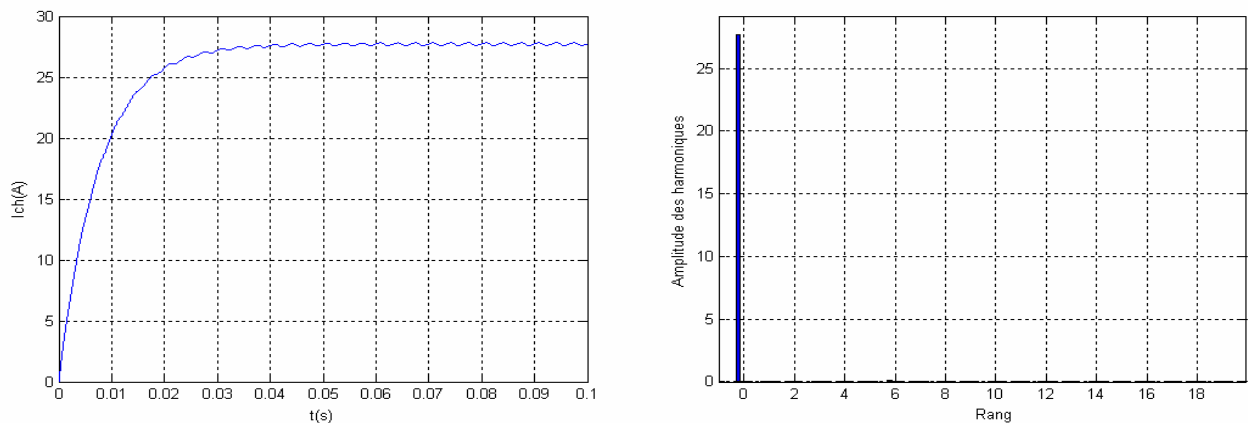


Fig. (II.6) Courant de charge et son spectre de fréquence.

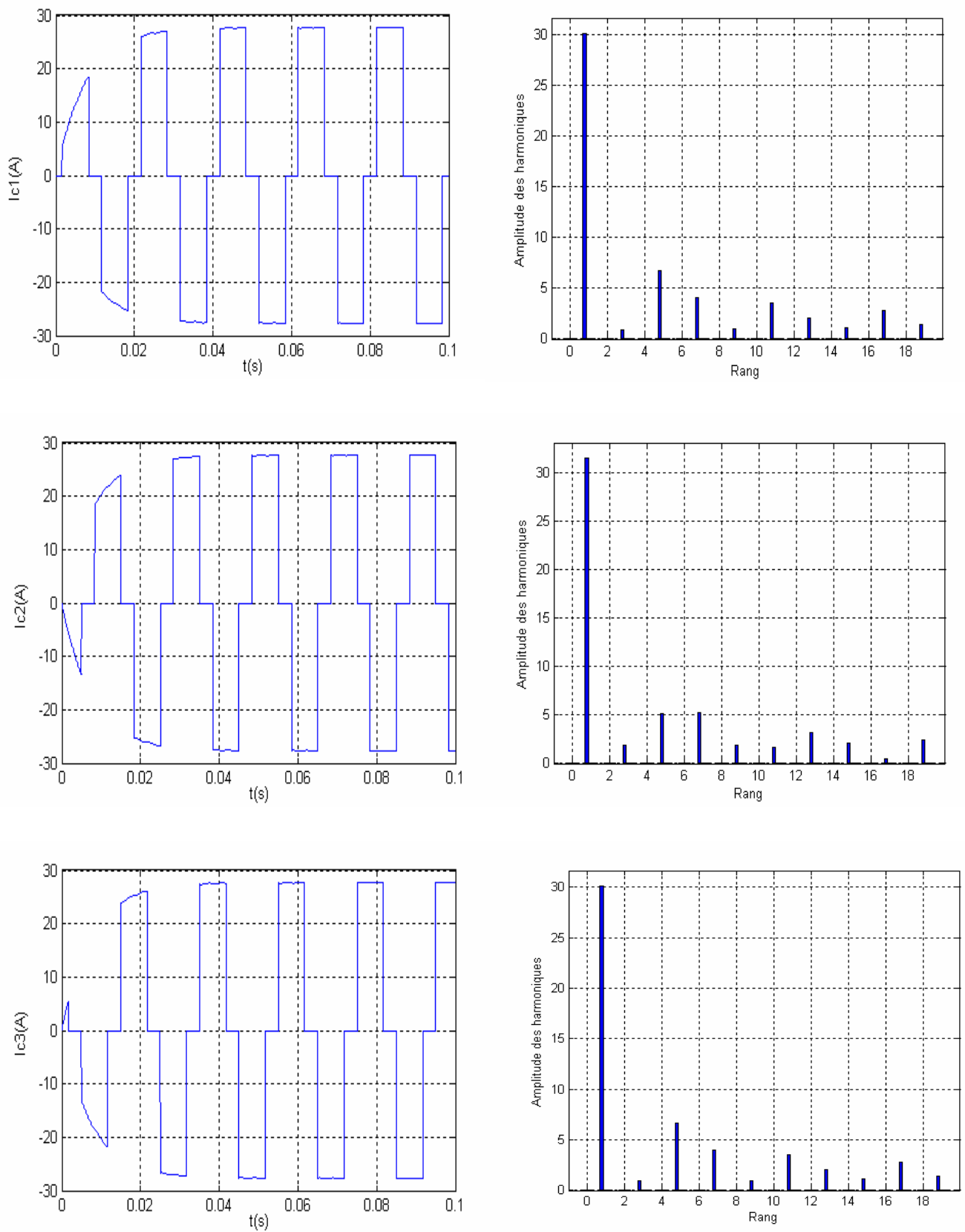


Fig. (II.7) Les courants de lignes et leurs spectres fréquentiels

Interprétation :

Les figures ci-dessus montrent :

- Les courants de lignes ont une forme rectangulaire ceci est dû à la charge non linéaire.
- Le spectre fréquentiel des courants de ligne présente la présence de plusieurs harmoniques d'amplitudes qui coïncident avec celles développées théoriquement (THDI = 31.63%)

11.4. Identification des courants harmoniques de référence :**11.4.1. Stratégie de l'identification :**

La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Il existe trois possibilités d'identification des courants perturbateurs :

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

La première méthode est la plus utilisée pour le filtre actif parallèle pour compenser les courants perturbateurs causés par les charges polluantes. Cette méthode de détection sera employée dans cette étude [6].

11.4.2. Généralités sur les puissances instantanées :

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (P), réactive (Q) et déformante (D) comme le montre la relation (II.42) [2] :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{II.42})$$

Cette méthode exploite la transformation α - β pour obtenir les puissances réelles et imaginaires. Notons par (V_α, V_β) et (I_α, I_β) les composantes orthogonales du repère α - β associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle (V_s) et aux courants absorbés par les charges polluantes (I_s). La transformation α - β -0 triphasée permet d'écrire la relation des tensions suivante [2].

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

Et la relation des courants ci-dessous

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} . \quad (\text{II.44})$$

Les composantes avec l'indice (O) représentent les séquences homopolaires du système triphasé du courant et de tension.

La puissance active instantanée, notée $P(t)$, est définie par la relation suivante

$$\begin{cases} P(t) = V_{s1}I_{s1} + V_{s2}I_{s2} + V_{s3}I_{s3} = p(t) + p_0(t) \\ p(t) = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \\ p_0(t) = V_0 I_0 \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

avec $p(t)$ la puissance réelle instantanée, $p_0(t)$ la puissance homolaire instantanée. L'avantage de la transformation α - β - 0 est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante [2] :

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{s1} - V_{s2})I_{s3} + (V_{s2} - V_{s3})I_{s1} + (V_{s3} - V_{s1})I_{s2}] = V_\alpha I_\beta - V_\beta I_\alpha \quad (\text{II.46})$$

La puissance q a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le volt -ampère imaginaire (VAI) [2]. A partir des relations (II. 45) et (II.46), nous pouvons établir la relation matricielle suivante

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

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

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Avec:

- \bar{p} Une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.
- \bar{q} Une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.
- \tilde{p} et \tilde{q} des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Afin d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, il faut connaître avec précision les fréquences des pulsations des puissances instantanées formées à partir de la relation (II.47). Pour cela, nous baserons notre étude sur l'analyse fréquentielle des puissances instantanées données dans différents cas de courant et tension [2].

11.4.3. Séparation des puissances perturbatrices :

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Pour avoir la composante alternative, on utilise un filtre passe haut.

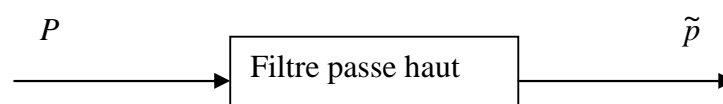


Fig. (II.8) Type du filtre utilisé pour l'extraction des composantes alternatives de p et q.

11.4.4. Calcul des courants perturbateurs :

En inversant la relation (II. 47), nous pouvons recalculer les courants dans le repère (α - β) comme le montre l'équation (II. 49)

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

En considérant les équations (11.47) et (II. 48), nous pouvons séparer le courant dans le

repère (α - β) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à [2]:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix}}_{\text{courant actif}} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix}}_{\text{courant réactif}} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{s\alpha} \end{bmatrix}}_{\text{courants harmoniques}} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

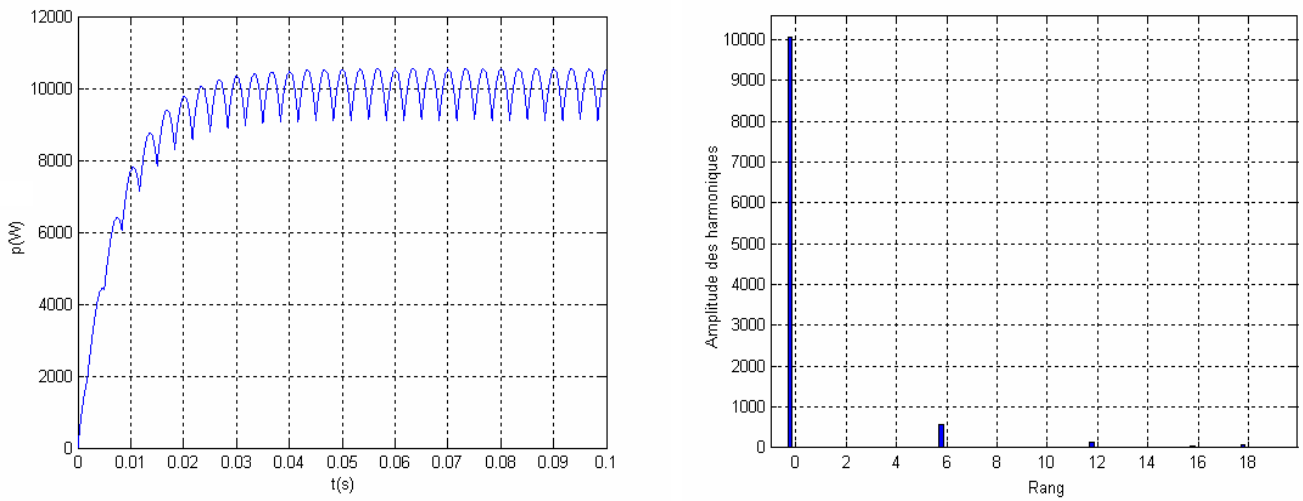
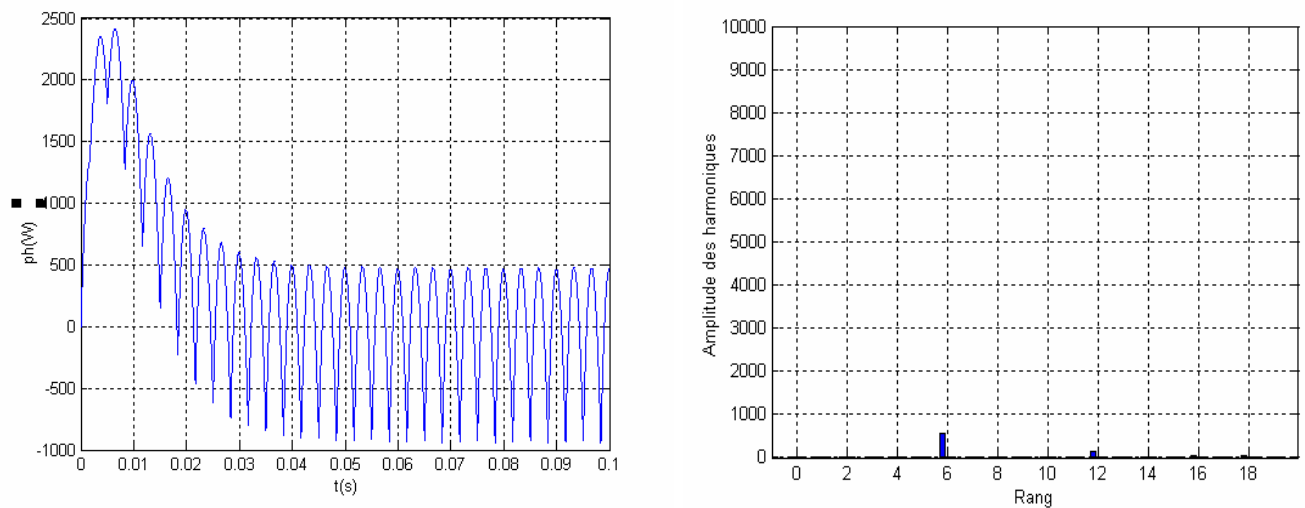
Avec $\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2$ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique. Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère (α - β) revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire

On appliquant la transformation inverse de concordia on trouve les courants produits par charge non linéaire comme suit [1]:

$$\begin{bmatrix} i_{1har} \\ i_{2har} \\ i_{3har} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

On trouve la relation globale des courants harmoniques [14]:

$$\begin{bmatrix} I_{1har} \\ I_{2har} \\ I_{3har} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & -V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

11.4.5. Résultats de simulation de l'identification :**Fig. (II.9) Puissance active instantanée et son spectre d'harmonique.****Fig. (II.10) Composante harmonique de la puissance active instantanée et son spectre.**

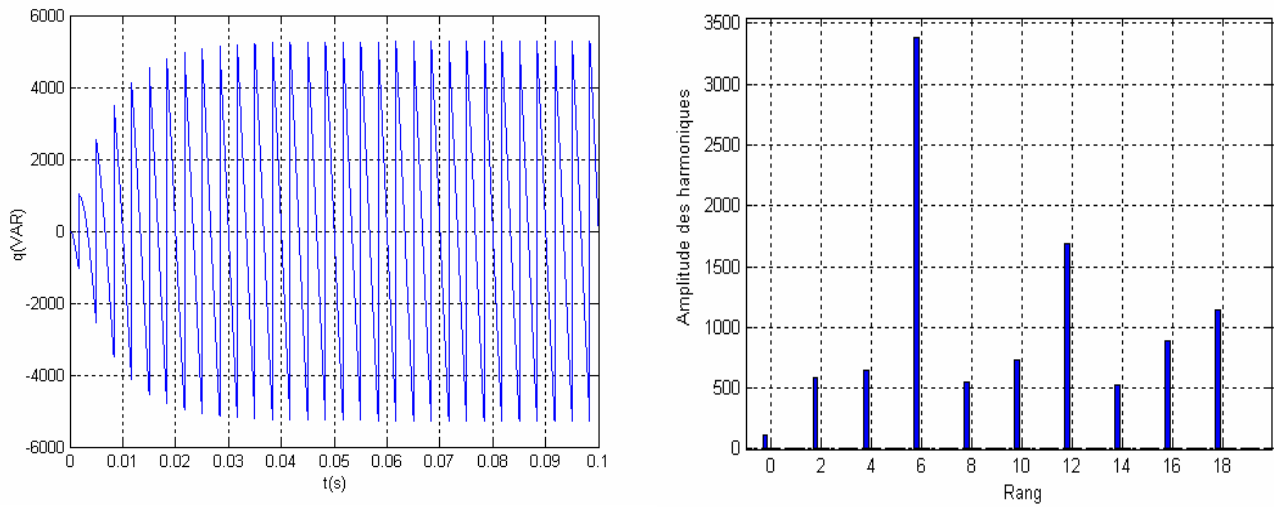


Fig. (II. 11) Puissance réactive instantanée et son spectre fréquentiel.

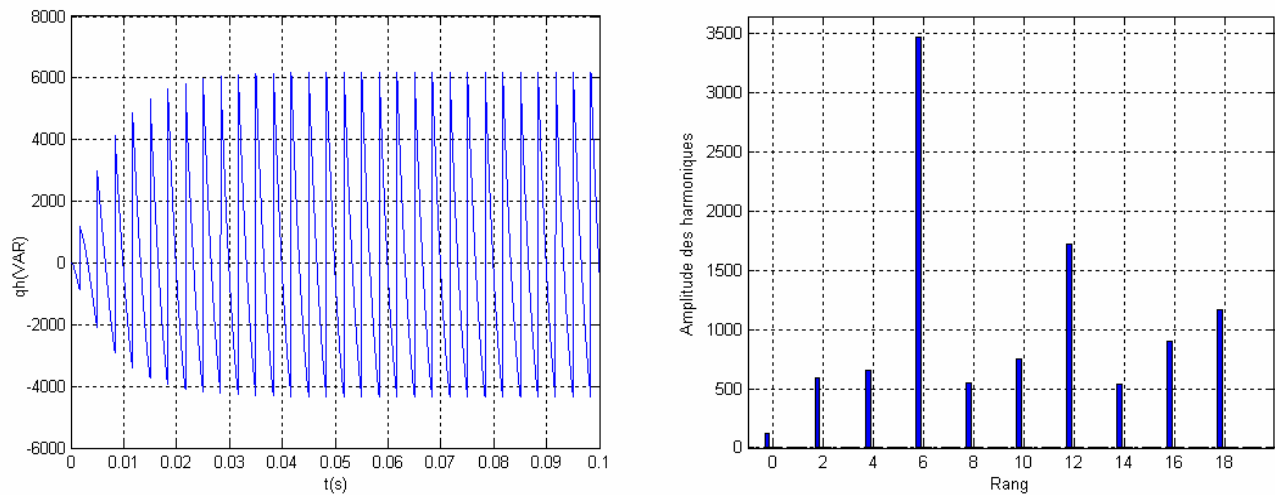


Fig. (II.12) Composante harmonique de la puissance réactive instantanée et son spectre

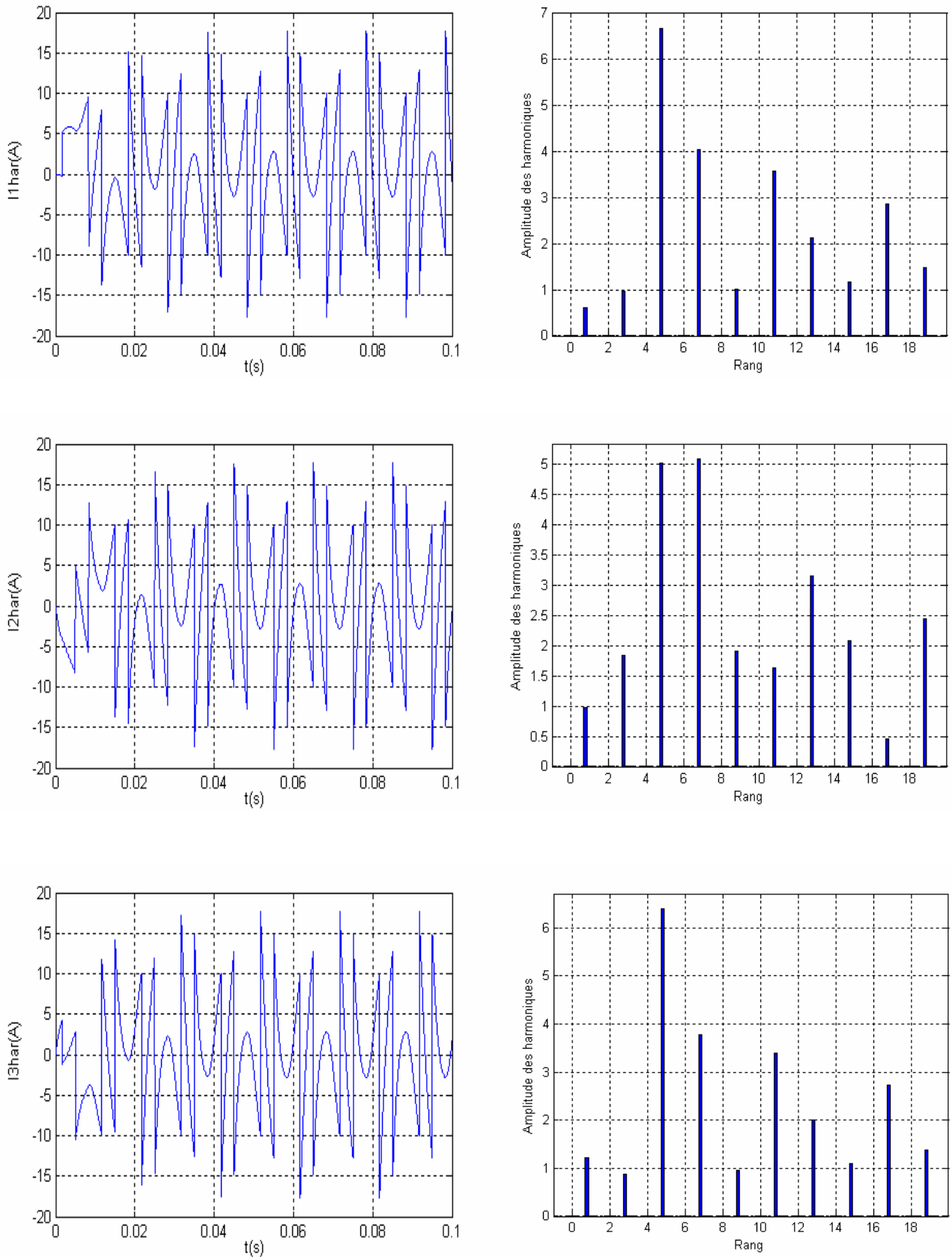


Fig. (II.13) Les courants harmoniques de référence et leurs spectres

Interprétation :

Les figures ci-dessus montrent que le spectre fréquentiel des courants identifiés coïncide avec le spectre des courants de lignes sauf la présence d'une composante fondamentale dans ce dernier, ce qui traduit que si notre onduleur puisse injecter un courant qui suit sa référence, on aura un courant de source sinusoïdale.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe du filtre actif parallèle comme une solution de dépollution des réseaux électriques des courants perturbateurs comme le courant harmonique.

La méthode d'identification des puissances instantanées a été choisie pour offrir la possibilité d'identifier un, plusieurs ou tous les courants perturbateurs du réseau électrique. Les résultats de simulation obtenus montre la validité de la méthode de l'identification utilisée.

Introduction :

Les études faites sur les onduleurs monophasé et triphasé à trois niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à trois niveaux peut être considéré comme l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux [15].

Ces études ont montrées également que les onduleurs à trois niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie [15].

Ces améliorations peuvent être plus importantes en utilisant différentes stratégies de commandes. Ces stratégies ont pour objectif à éliminer certains rangs d'harmoniques, ainsi que la réduction des perturbations conduites par les convertisseurs statiques [8].

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

En premier lieu, on présentera la modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois 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 trois niveaux permettent 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 :

- La commande à hystérésis
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses .

III.1. Modélisation d'un onduleur NPC à trois niveaux :

III.1.1. Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux :

Cet onduleur est dit à trois niveaux parce qu'il délivre trois niveaux de tension ($+U_c$, 0 , $-U_c$). La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping), représentée par la fig. (III.1) [8].

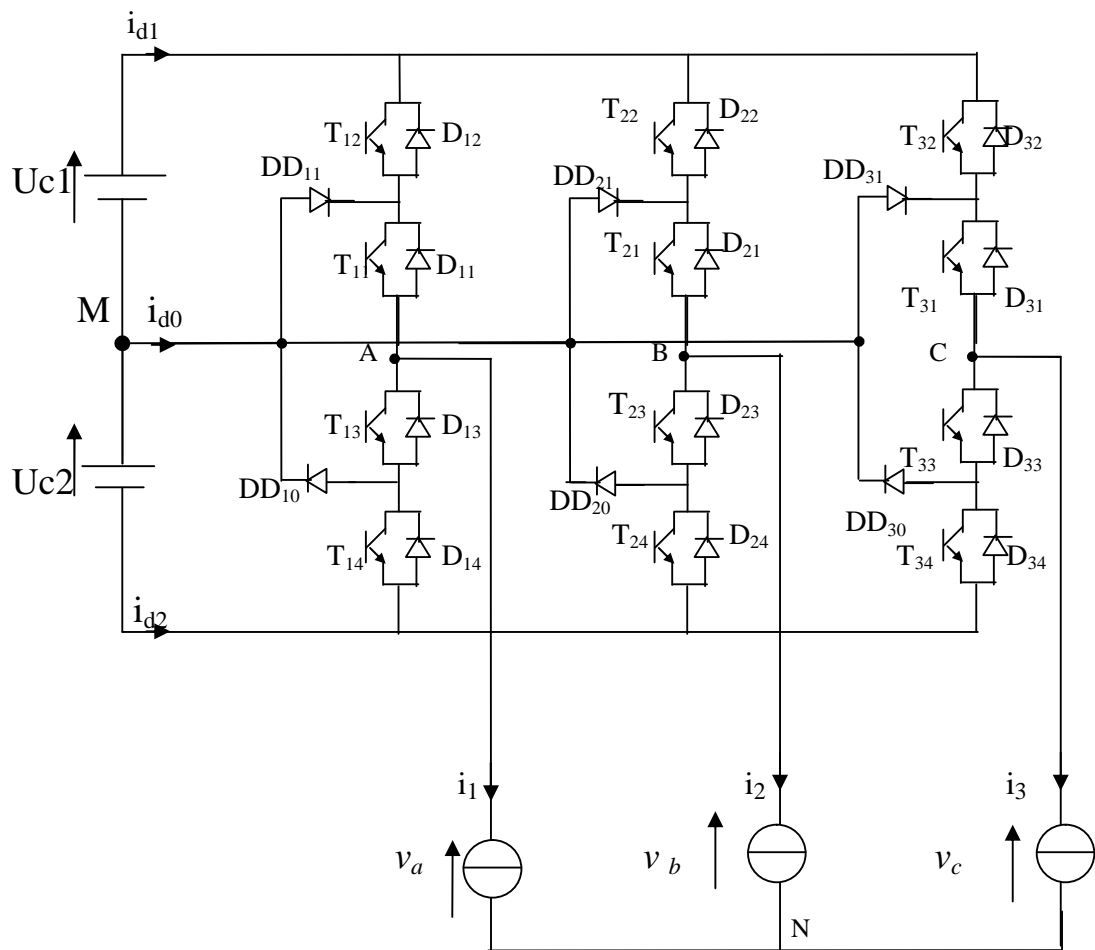


Fig. (III.1) Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux

III.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux :

Comme nous avons déjà vu, l'onduleur à trois niveaux a une structure symétrique. Grâce à cette dernière, on procède par bras (fig. (III.2)), ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet [7].

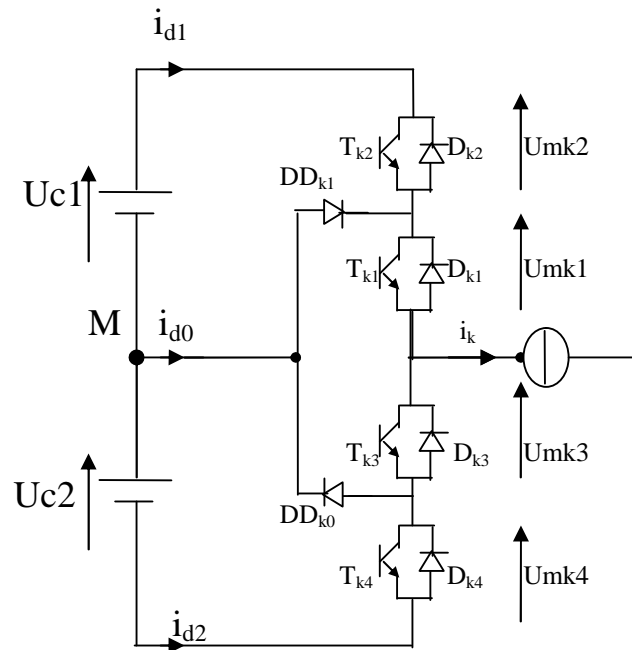


Fig. (III.2) Structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

III.1.3. Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

La symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux permet sa modélisation par bras, et afin de faciliter l'étude on remplace chaque paire diode-transistor par un seul interrupteur bidirectionnel en courant (Fig.III.3) [10].

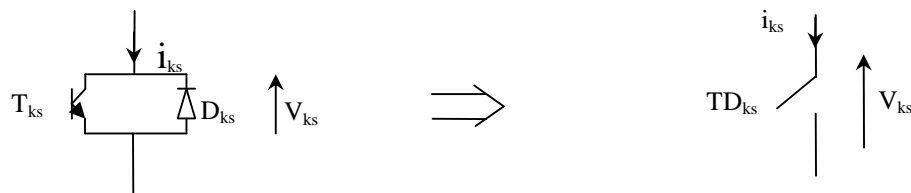


Fig. (III.3) Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor.

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont représentées par les figures (III.4).

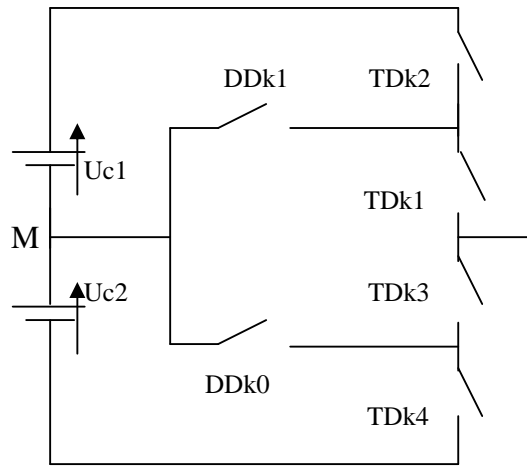
Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras sont fonctions logiques entre [9] :

- Une commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur).
- Une commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

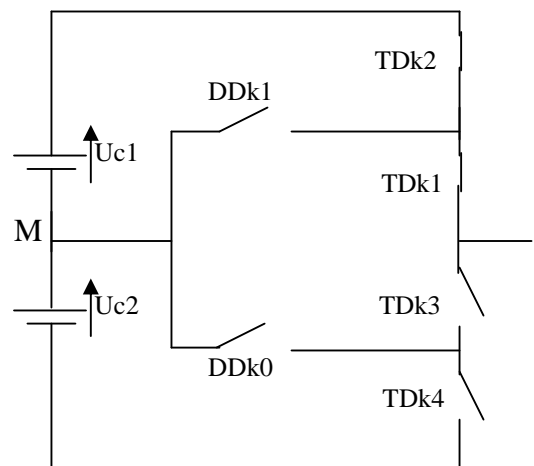
Le tableau (III.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations

La configuration	La grandeur électrique
E0	$i_k = 0$
E1	$v_k = U_c$
E2	$v_k = 0$
E3	$v_k = -U_c$
E4	$v_k = 0$

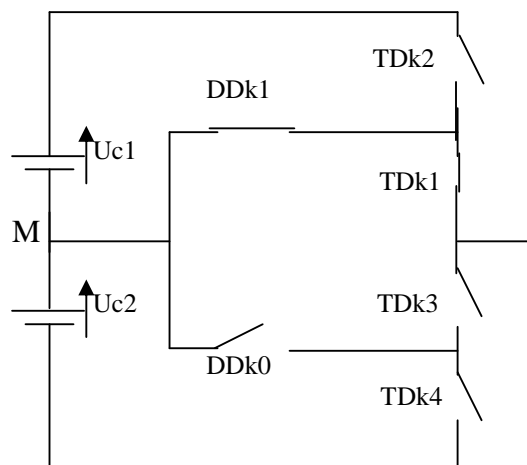
Tableau (III.1) Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k.



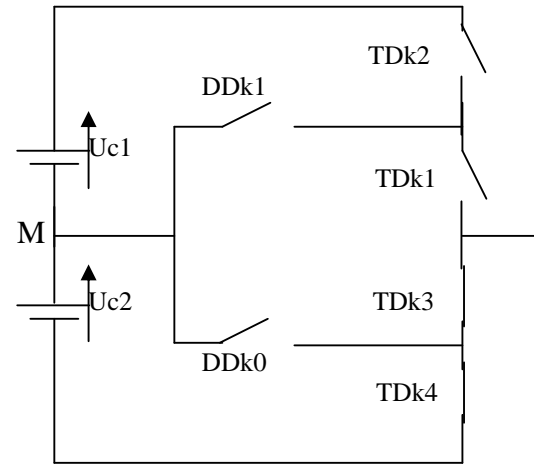
La configuration E0



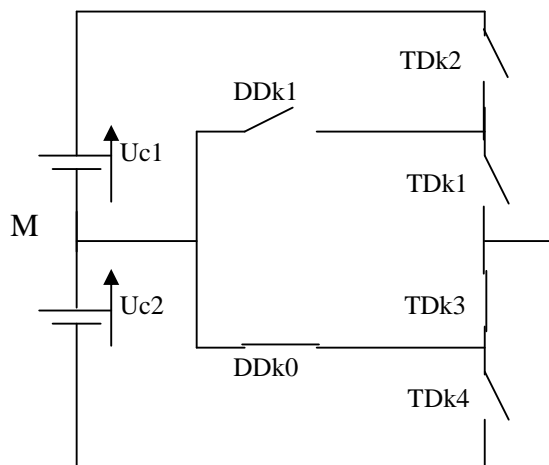
La configuration E1



La configuration E2



La configuration E3



La configuration E4

Fig. (III.4) Les différentes configurations possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux

III.1.4. Hypothèse :

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k , délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante $U1 = U2 = Uc$. La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts [10].

III.1.5. Commande complémentaire :

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire [15].

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B}_{k4} \\ B_{k2} = \overline{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec B_{ks} , commande de base du transistor T_{ks} d'un bras k.

Remarque : un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe [15].

III.1.6. Fonction de connexion :

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

Avec k est le numéro du bras k=1, 2, 3.

III.1.7. Modélisation aux valeurs instantanées :

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant [7]:

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11}F_{12}U_{c1} - F_{13}F_{14}U_{c2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_c \\ V_{bm} = F_{21}F_{22}U_{c1} - F_{23}F_{24}U_{c2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_c \\ V_{cm} = F_{31}F_{32}U_{c1} - F_{33}F_{34}U_{c2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_c \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

On constate d'après le système (III.3), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{21}^b = F_{21}F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{array} \right. \quad (III.4)$$

En introduisant l'expression de ces dernières dans les tensions d'entrée on aboutit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b)U_c \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b)U_c \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b)U_c \end{array} \right. \quad (III.5)$$

Les tensions composées sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})U_{c1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})U_{c2} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})U_{c1} - (F_{21}F_{24} - F_{33}F_{34})U_{c2} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})U_{c1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})U_{c2} \end{array} \right. \quad (III.6)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré on aura [7]:

$$\begin{aligned} V_{AN} = V_A &= \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B &= \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C &= \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{aligned} \quad (III.7)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right] \quad (III.8)$$

Les tensions simples sont données comme suite [7]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_A \\ \mathbf{V}_B \\ \mathbf{V}_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \mathbf{U}_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{11}^b - \mathbf{F}_{10}^b \\ \mathbf{F}_{21}^b - \mathbf{F}_{20}^b \\ \mathbf{F}_{31}^b - \mathbf{F}_{30}^b \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasée s'expriment en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3 et au moyenne des fonctions de connexion des interrupteurs par les relations suivantes [10]:

$$\begin{cases} i_{d1} = \mathbf{F}_{11}\mathbf{F}_{12}i_1 + \mathbf{F}_{21}\mathbf{F}_{22}i_2 + \mathbf{F}_{31}\mathbf{F}_{32}i_3 \\ i_{d2} = \mathbf{F}_{13}\mathbf{F}_{14}i_1 + \mathbf{F}_{23}\mathbf{F}_{24}i_2 + \mathbf{F}_{33}\mathbf{F}_{34}i_3 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, la relation (III.10) devient

$$\begin{cases} i_{d1} = \mathbf{F}_{11}^b i_1 + \mathbf{F}_{21}^b i_2 + \mathbf{F}_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = \mathbf{F}_{10}^b i_1 + \mathbf{F}_{20}^b i_2 + \mathbf{F}_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Le courant i_{d0} est lié aux courants d'entrée et aux courants de charge par la relation suivante :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{III.12})$$

En introduisant la relation (III.10) dans l'équation (III.12) on obtient [7] :

$$i_{d0} = [1 - (\mathbf{F}_{11}^b + \mathbf{F}_{10}^b)]i_1 + [1 - (\mathbf{F}_{21}^b + \mathbf{F}_{20}^b)]i_2 + [1 - (\mathbf{F}_{31}^b + \mathbf{F}_{30}^b)]i_3 \quad (\text{III.13})$$

III.2. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

Comme l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux, les techniques classiques de modulation sinusoïdale, développées à l'origine en deux niveaux, sont étendues à l'onduleurs à trois niveaux, ces techniques ont été développées par plusieurs auteurs [7].

Dans ce chapitre, on commande l'onduleur à trois niveaux par la stratégie hystérésis, et la commande triangulo-sinusoïdale.

III.2.1. Commande à hystérésis :

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant. Cette commande peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen d'un régulateur linéaire classiques (PI, PID, P et autres) ou à hystérésis (à deux ou à trois positions) [16].

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis ou bang-bang des onduleurs multi-niveaux. Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence i_{ref} au courant réel i_{reel} et à partir de l'écart entre les deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence i_{ref} dans le récepteur.

On montre que les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur de h de la bande d'hystérésis, du point de vue poursuite de la référence [9]. L'ondulation du courant est imposée par une bande d'hystérésis, d'une manière générale, cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance (charge par exemple) [15].

Un comparateur à hystérésis mesure la différence entre le courant réel et sa référence [7].

$$\Delta I = I - I_{ref}$$

- si : $\Delta I \geq h$ la tension est forcé à son niveau minimale pour faire décroître le courant.
- si : $\Delta I \leq -h$ la tension est forcée à son niveau maximal pour faire accroître le courant.

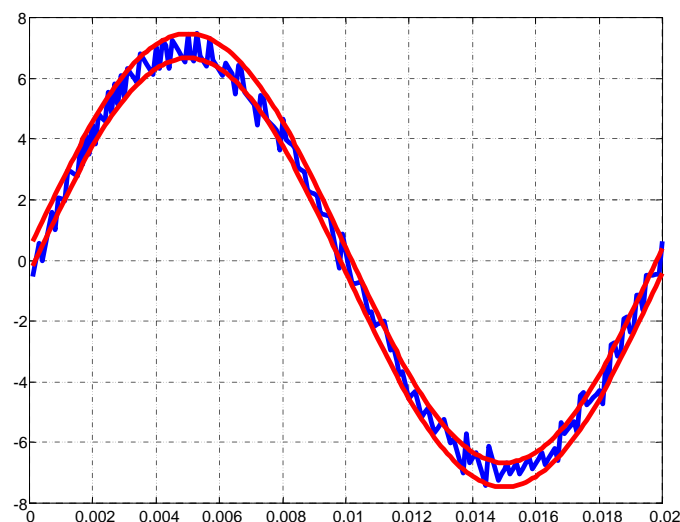


Fig. (III.5) Principe de contrôle des courants par la technique d'hystérésis

Le schéma de principe de la commande à hystérésis est donné par la figure (III.6)

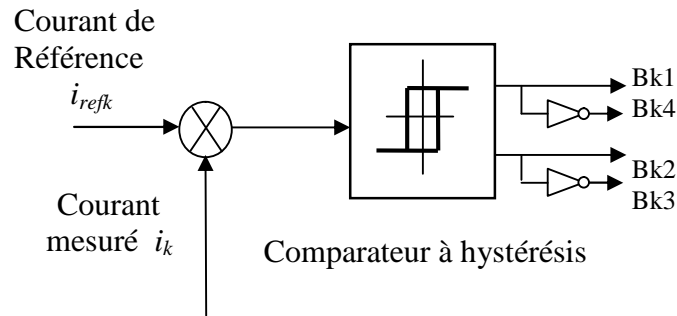


Fig. (III.6) Commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux

Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux:

Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs du bras k sont donnés par l'algorithme suivant [11]:

$$\begin{cases} Si |(\varepsilon_k \geq h) \& (\varepsilon_k \leq 2h) | ou |(\varepsilon_k \leq -h) \& (\varepsilon_k \geq -2h) | \Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 1 \\ Si (\varepsilon_k < 2h) \Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 0 \\ Si (\varepsilon_k > 2h) \Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 1 \end{cases} \quad (III.14)$$

III.2.2. Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse :

Le principe général de cette stratégie est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation \mathbf{m} et le taux de modulation \mathbf{r} .

L'indice de modulation \mathbf{m} est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence $\left(m = \frac{f_p}{f} \right)$. Le taux de modulation \mathbf{r} est le rapport de l'amplitude

V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse $\left(r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right)$.

Lorsque m est entier, la modulation est **synchrone** et **asynchrone** dans le cas contraire [11].

Les tensions de référence permettant de générer un système de tensions triphasé équilibré direct sont définies dans le système (III.15) :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_{ref2} = V_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.15)$$

Le schéma de la figure (III.7) présente le principe de cette stratégie [8].

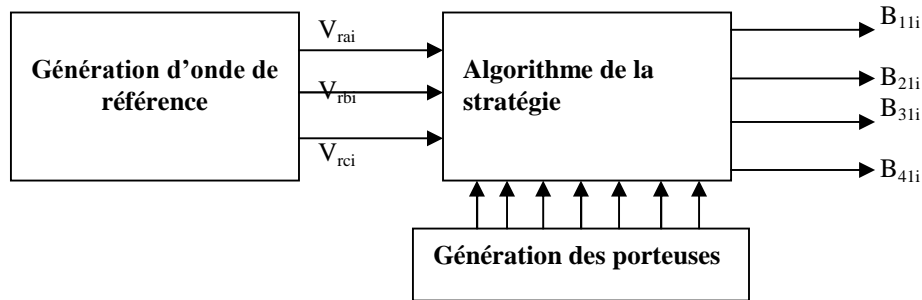


Fig. (III.7) Principe de la stratégie de commande triangulo-sinusoidale.

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale se résume pour un bras k de l'onduleur comme suit [11]:

$$\begin{cases} (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (III.16)$$

$$\text{L'expression du taux d'harmonique est : } THDV = \frac{\left(\sum_{n=2}^N (V_{neff})^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{V_{1eff}} \quad (III.17)$$

Avec cet algorithme et pour les tensions de référence du système d'équations (III.15) on a pour la phase une par exemple [11]:

pour $0 < \omega \cdot t \leq \pi$, on a $B_{11} = 1$, et on module la tension de sortie en jouant sur B_{12} .

pour $\pi < \omega \cdot t \leq 2\pi$, on a $B_{12} = 0$, et on module la tension de sortie en jouant sur B_{11} .

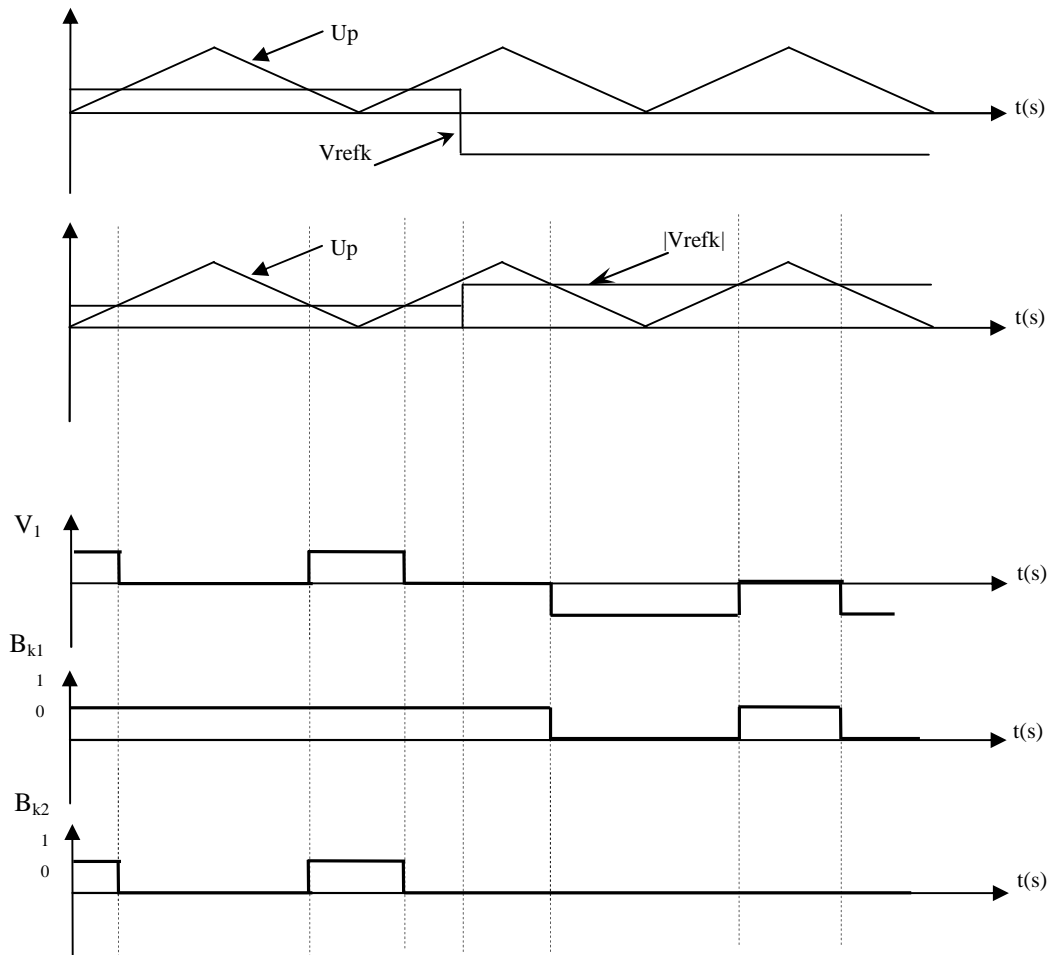


Fig. (III.8) Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

III.2.3. Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses :

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par $E/2$ et forme des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux [8].

Dans cette stratégie, différentes formes de porteuses sont possible :

- La porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire qui permettent d'obtenir des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et la demi période.

- La porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire, qui permet une réduction du taux d'harmonique.

Nous présentons une stratégie utilisant une porteuse en dents de scie bipolaire.

L'algorithme de commande se résume en deux étapes [7] :

1)- Dans la première étape, nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à trois niveaux équivalent à un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

- Le signal V_{k1} correspond au demis bras K du haut est obtenu en comparant un signal de référence V_{refK} à une porteuse en dents de scie bipolaire U_{p1} .

$$\begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 1 \\ (V_{refk} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad (III.18)$$

- Le signal V_{k0} correspond au demi-bras K du bas est obtenu en comparant le même signal de référence V_{refK} à une porteuse U_{p2} identique à U_{p1} et déphasée d'une demi période de hachage.

$$\begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{refk} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = -1 \end{cases} \quad (III.19)$$

2)- Dans la deuxième étape, nous reconstituons l'image de la tension V_{km} de la phase K de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu appelé V_{k2} .

$$V_{k2} = V_{k1} + V_{k0}$$

Les ordres des commandes des interrupteurs sont déduits par [7] :

$$\begin{cases} \text{si } V_{K2} = E/2 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \\ \text{si } V_{K2} = -E/2 \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \\ \text{si } V_{K2} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \end{cases} \quad (III.20)$$

$$B_{K3} = \overline{B_{K2}} \quad ; \quad B_{K4} = \overline{B_{K1}}$$

La figure (III.9) montre l'allure des signaux des deux porteuses et celles de référence pour $m=21$, $r=0.8$ [7].

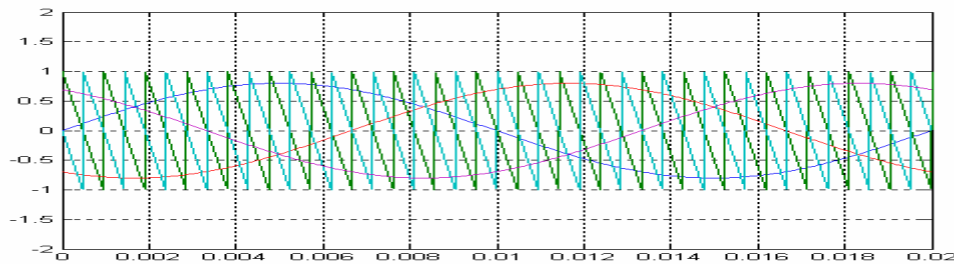


Fig. (III.9) Les deux porteurs dents de scie bipolaires et les tensions de référence

Cette stratégie présente deux avantages importants [7] :

- Elle repousse vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie.

Conclusion :

Dans ce chapitre on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur.

L'alimentation par un onduleur à trois niveaux présente deux avantages à savoir la montée en puissance, et l'amélioration de la qualité de la tension.

Introduction :

Dans le chapitre précédent, nous avons modélisé l'onduleur à trois niveaux à structure NPC et on a présenté les différentes stratégies de sa commande. Pour tester les performances de cet onduleur, on va l'appliquer pour compenser les courants harmoniques.

IV.1. Schéma global de l'association réseau-charge-onduleur avant et après compensation :

Le fonctionnement global du système filtre actif parallèle appliqué pour la compensation des courants harmoniques générés par une charge non linéaire qui est dans notre cas un redresseur hexaphasé non commandé est donné par la figure (IV.1)

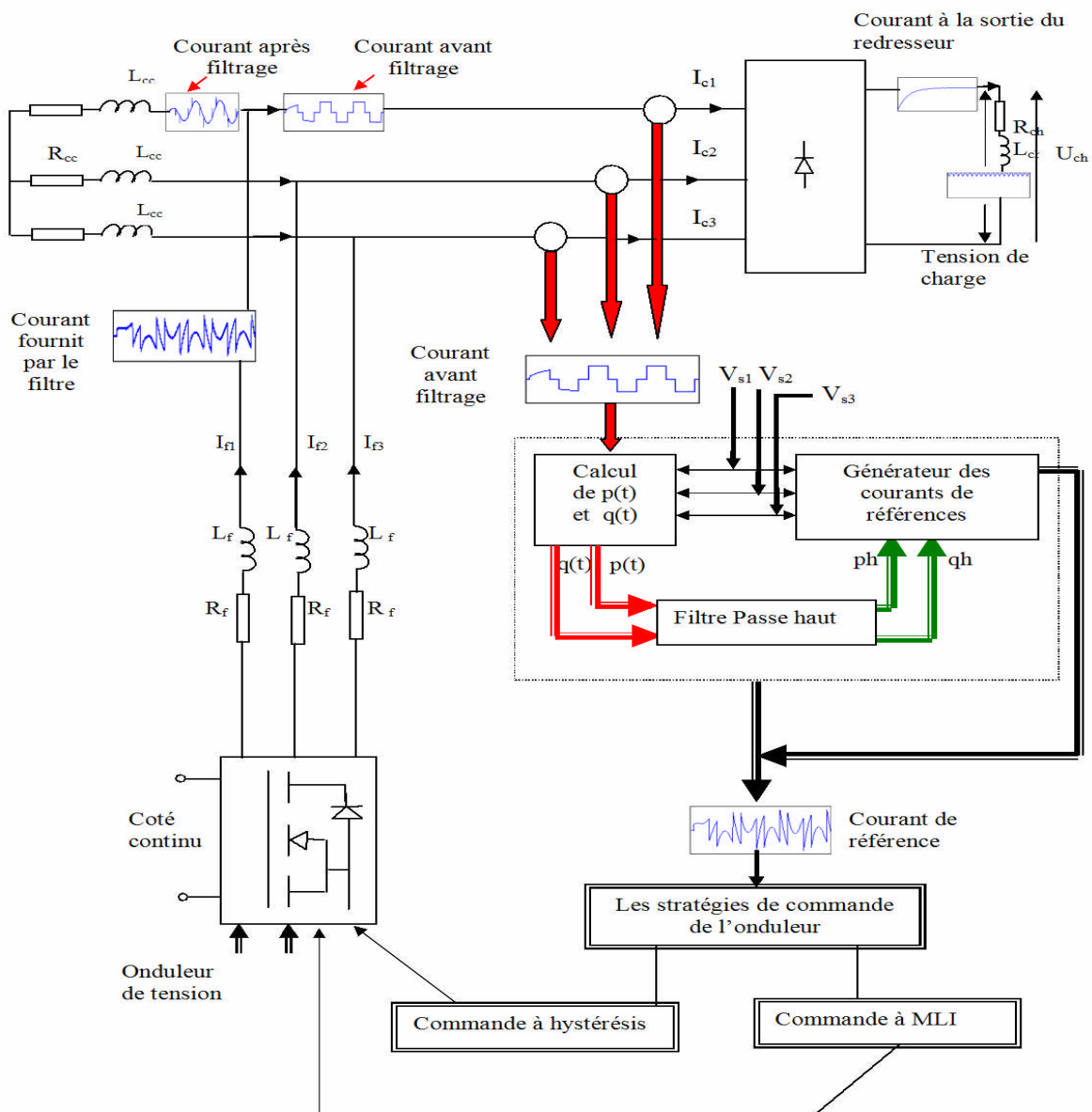


Fig. (IV.1) Schéma global de l'association réseau-charge-onduleur avant et après compensation

IV.2. Résultats de la simulation :

IV.2.1. Stratégie de commande à hystérésis :

a- pour une bande $\Delta h=0.1$ A :

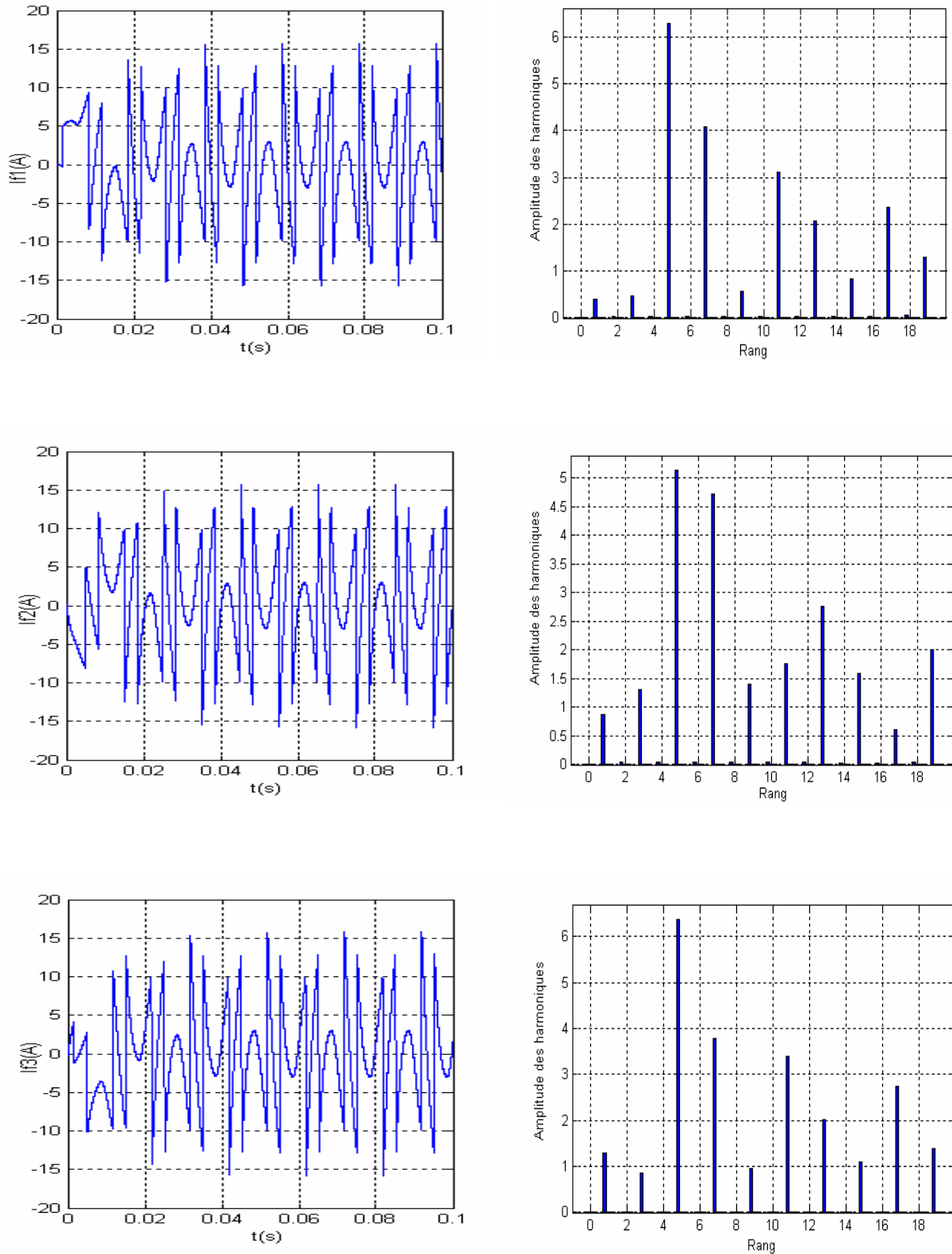


Fig. (IV.2) Courants injectés par l'onduleur et leurs spectres fréquentiels pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.1$ A).

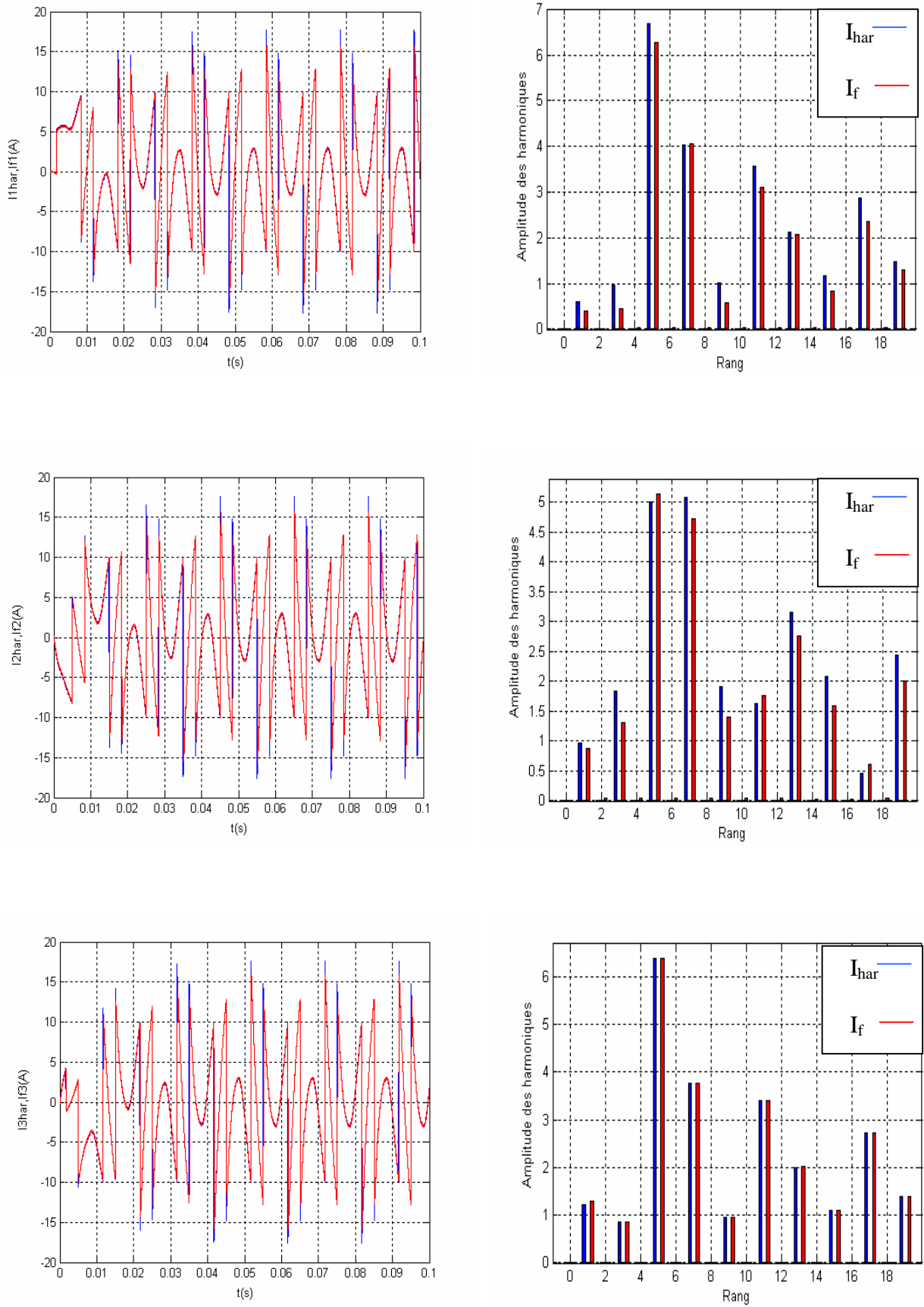


Fig. (IV.3) Courants de références, injectés et leurs spectres fréquentiels pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.1$ A).

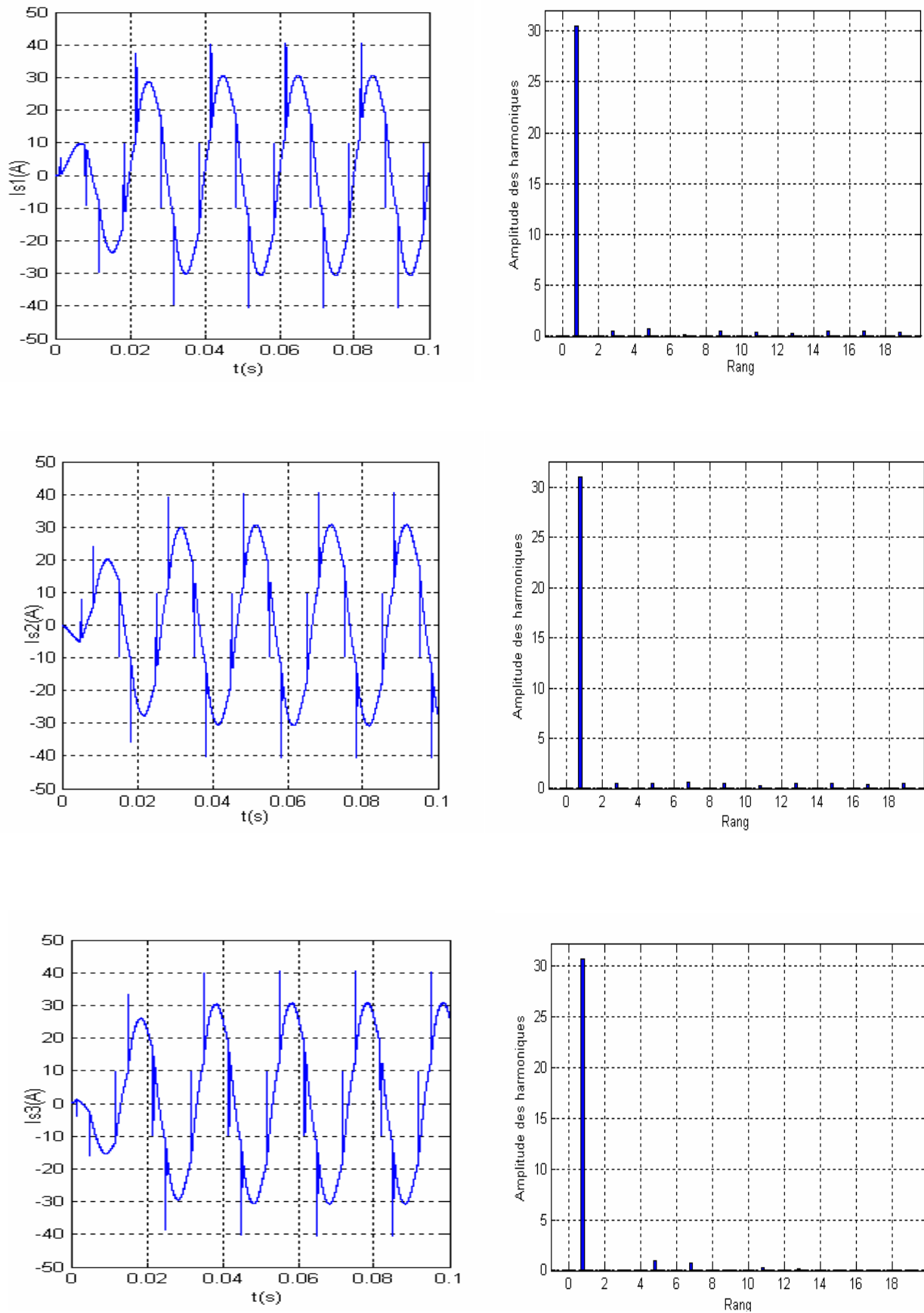


Fig. (IV.4) Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.1$ A).

b- pour une bande h=1 A :

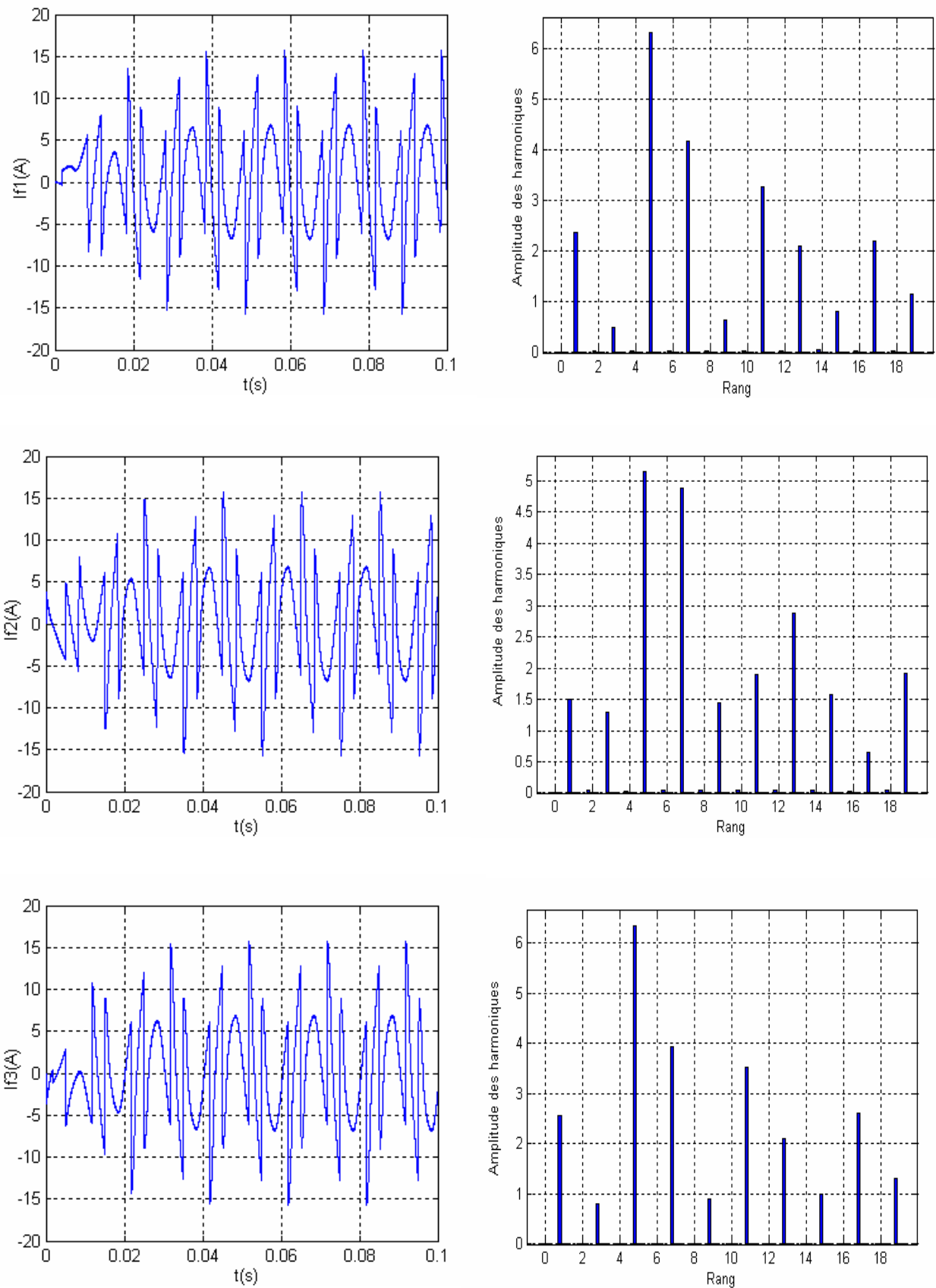


Fig. (IV.5) Courants injectés par l'onduleur et leurs spectres fréquentiels pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 1$ A).

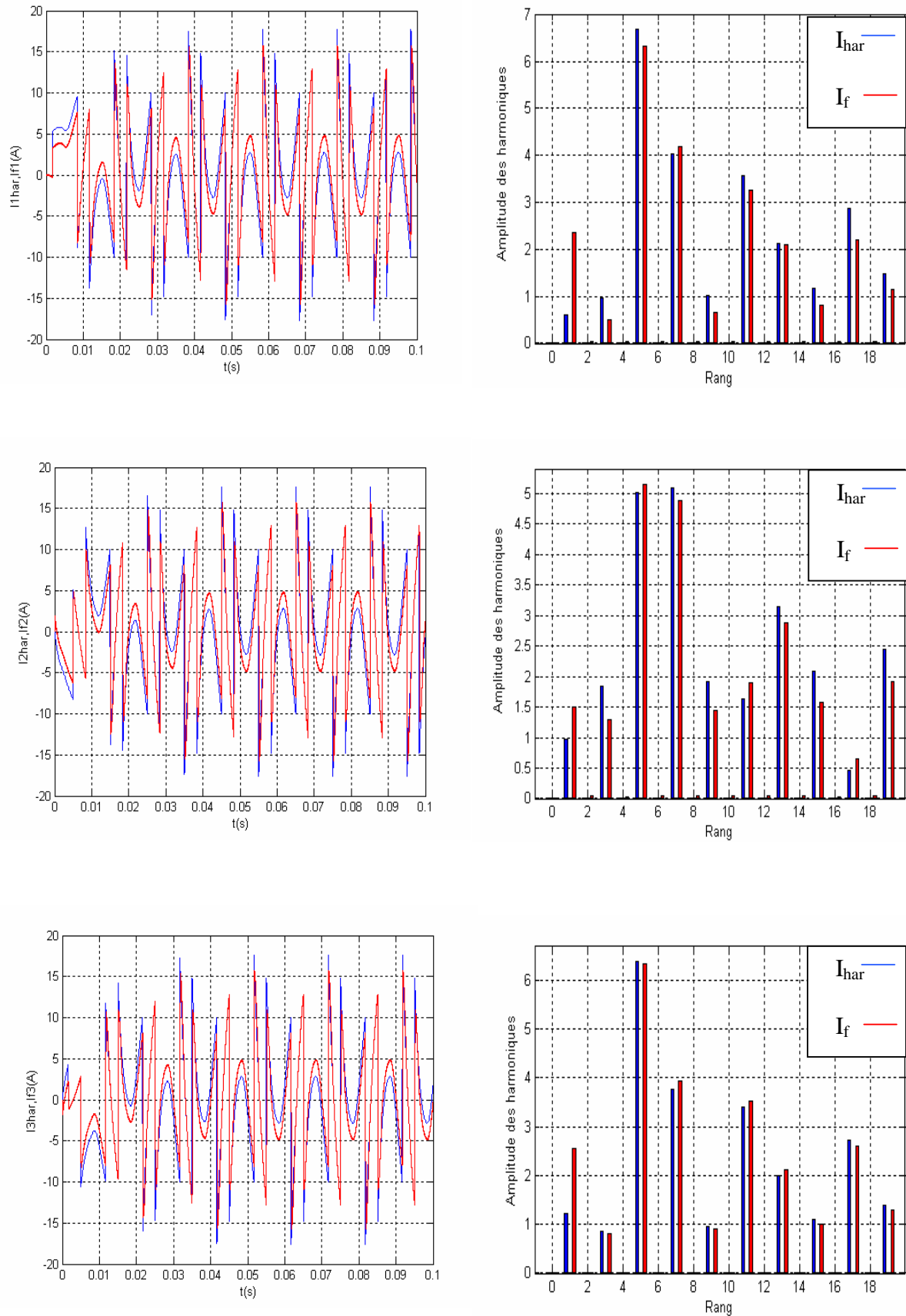


Fig. (IV.6) Courants de référence, injectés et leurs spectres pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 1$ A).

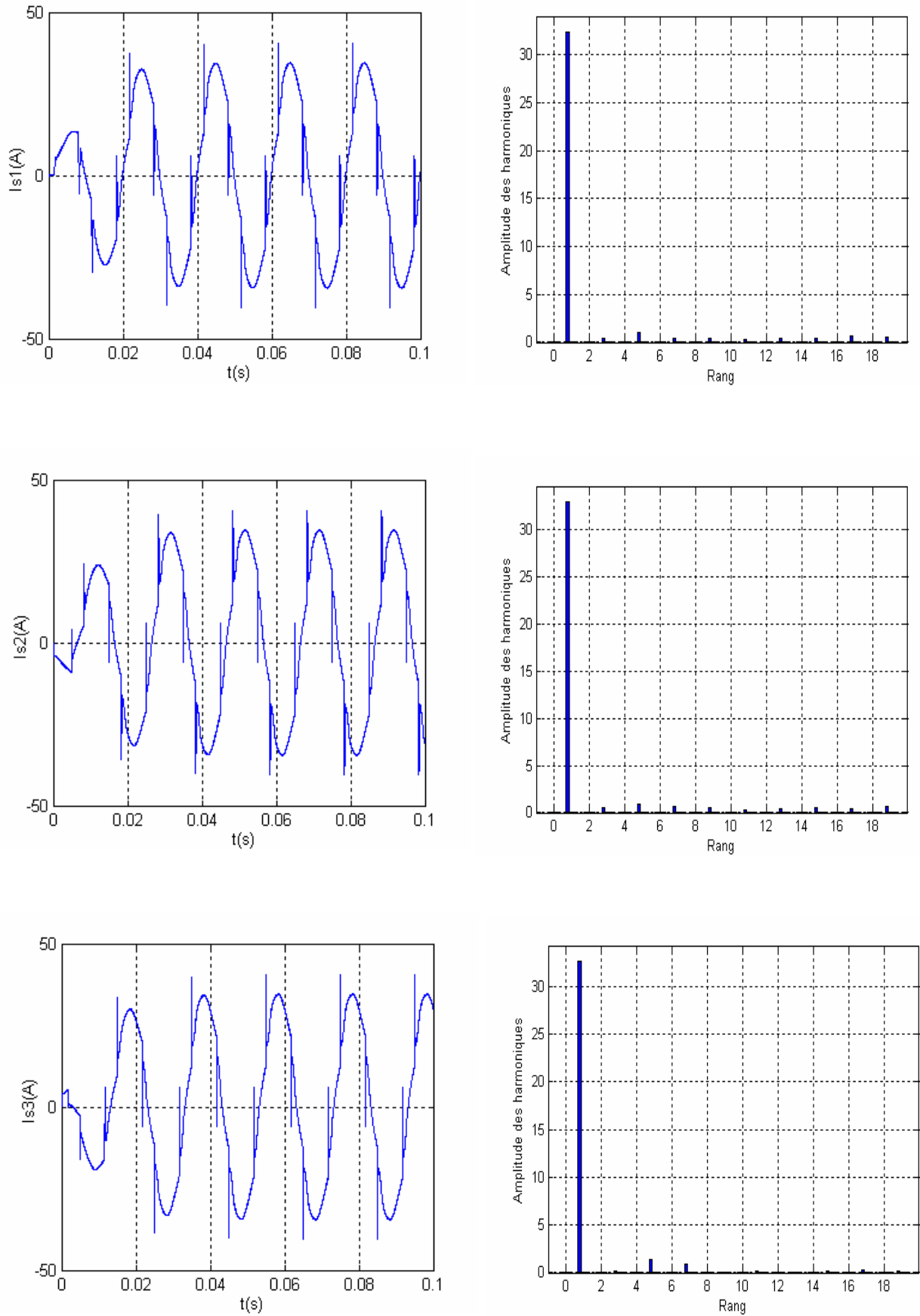


Fig. (IV.7) Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 1$ A).

Interprétation :

Les figures ci-dessus montrent :

- L'amélioration de la forme des courants de source après filtrage.
- La diminution de la bande d'hystérésis entraîne une amélioration de la qualité des courants : (THDI = 4.17% pour $\Delta h = 0.1$ A et THDI = 4.96% pour le cas $\Delta h = 1$ A).
- La présence des pics au niveau des courants de source après filtrage et ceci revient au choix de l'inductance du filtre.

IV.2.2. Résultats de la simulation pour la commande à MLI :

La commande triangulo-sinusoidale est une commande en tension, pour cela il faut asservir les courants de références. Pour l'asservissement des courants un correcteur du type P est utilisé comme un régulateur [13]. Le diagramme fonctionnel suivant explique le fonctionnement.

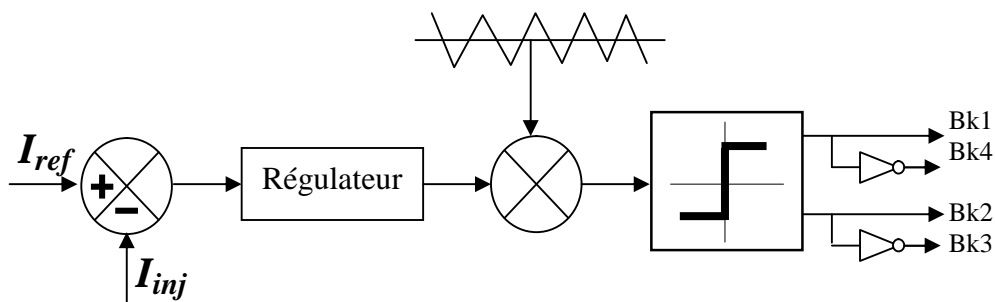


Fig. (IV.8) Diagramme fonctionnel de l'asservissement des courants pour la commande à MLI

IV.2.2.1. Commande à MLI avec une seule porteuse :

a- Pour une fréquence 2500Hz :

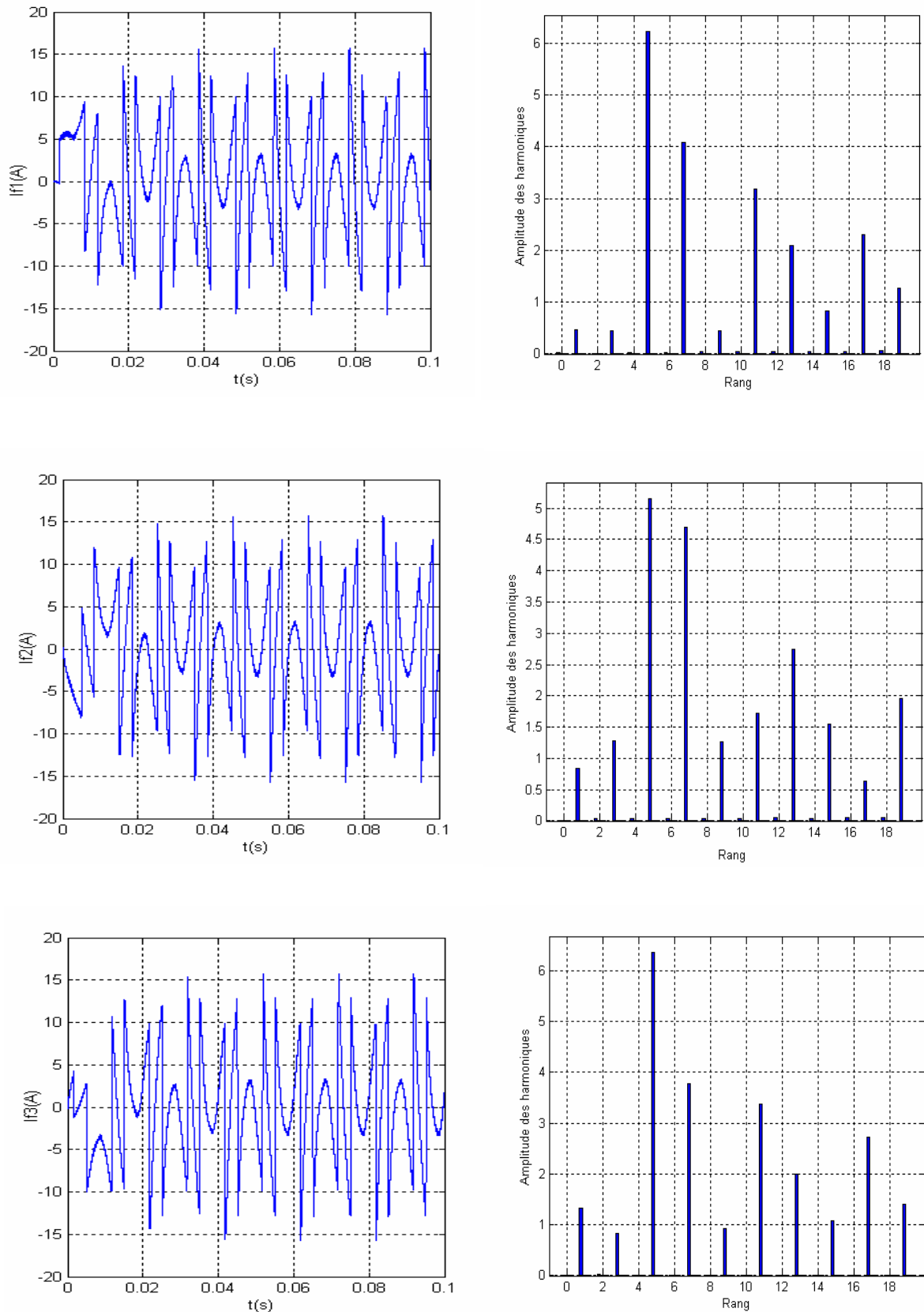


Fig. (IV.9) Courants injectés par l'onduleur et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 2500$ Hz).

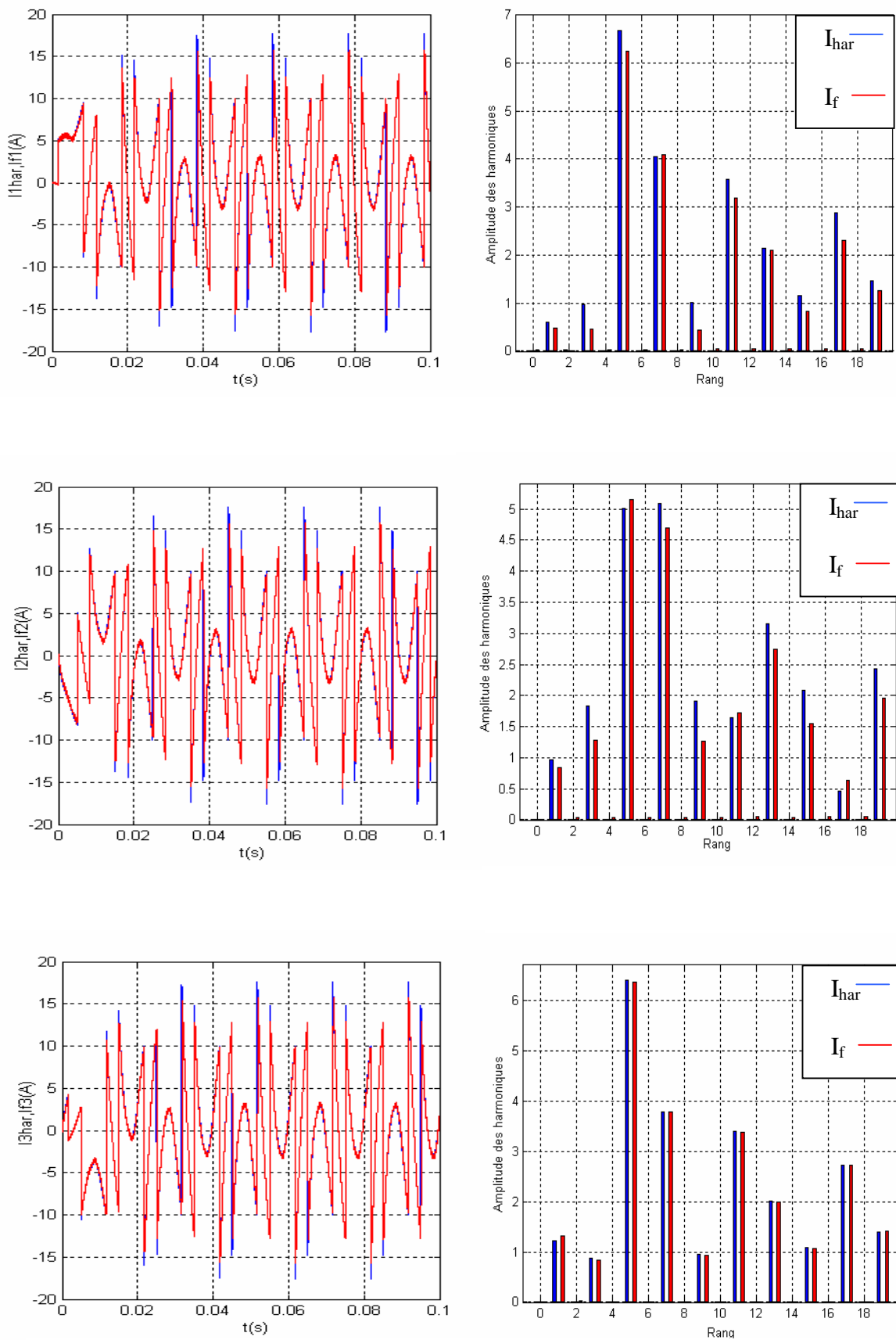


Fig. (IV.10) Courants de références, injectés et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 2500$ Hz).

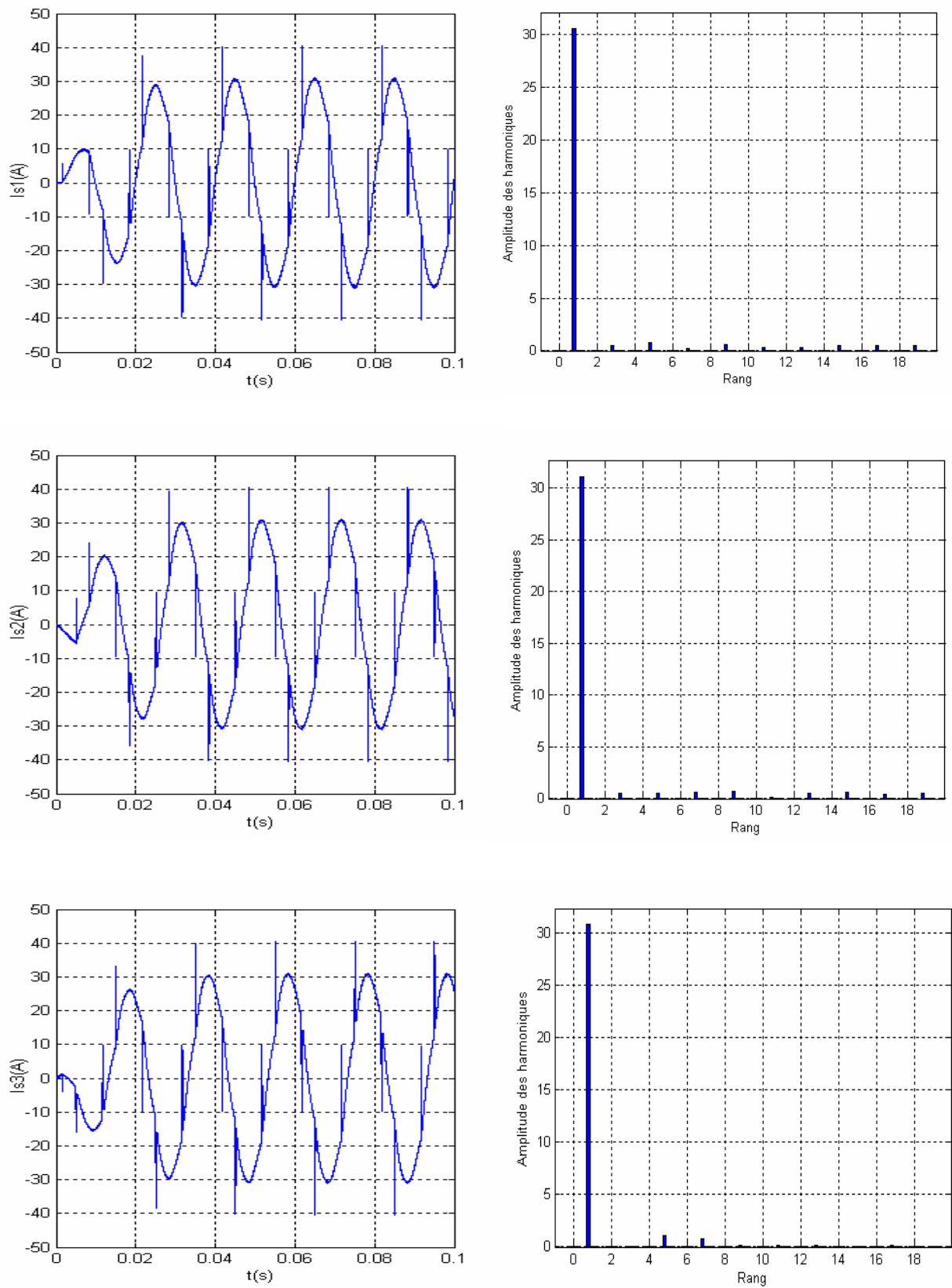


Fig. (IV.11) Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 2500$ Hz).

b- Pour une fréquence 7500Hz :

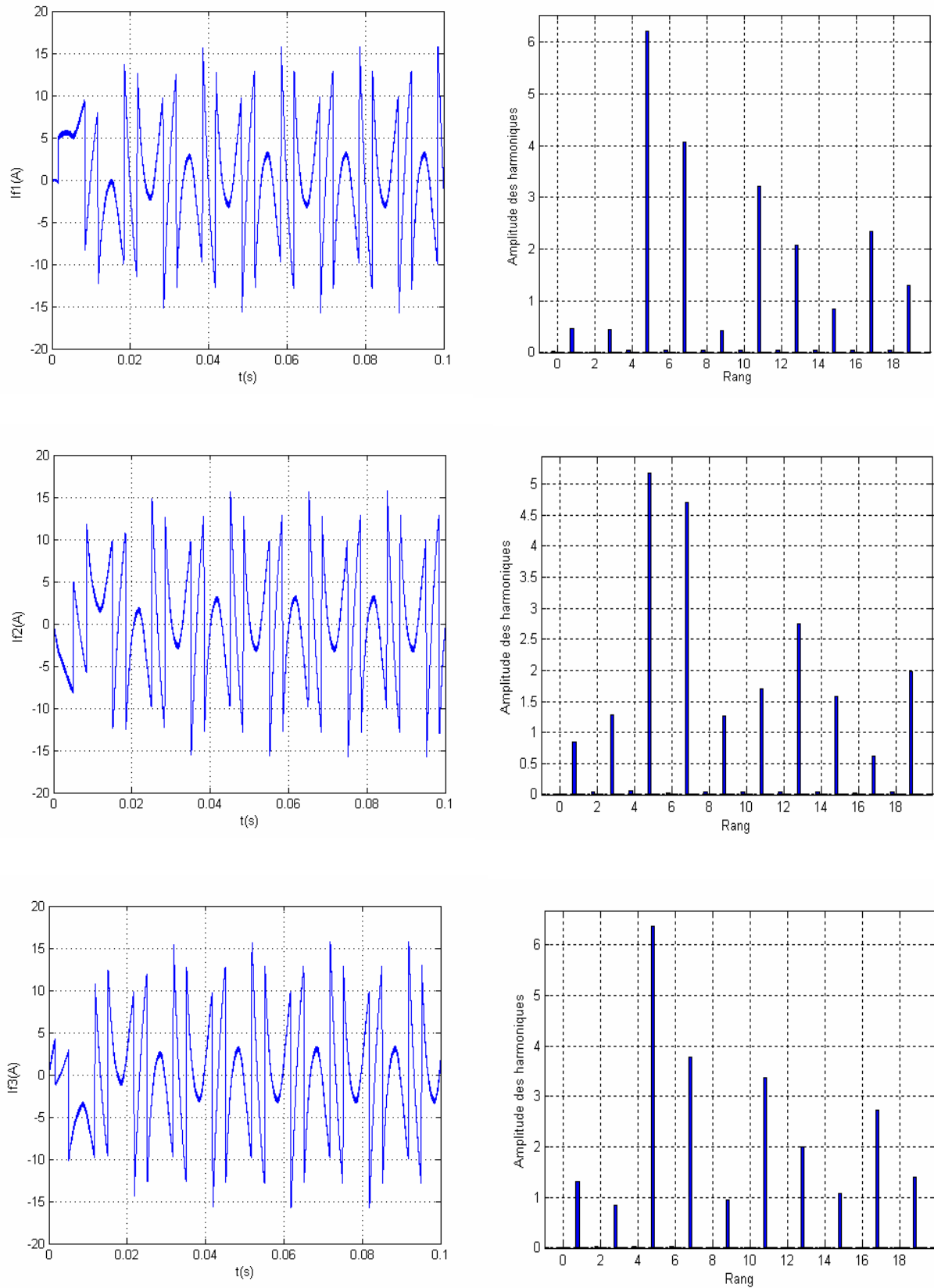


Fig. (IV.12) Courants injectés par l'onduleur et leurs spectres pour la commande à MLI ($f_p = 7500$ Hz).

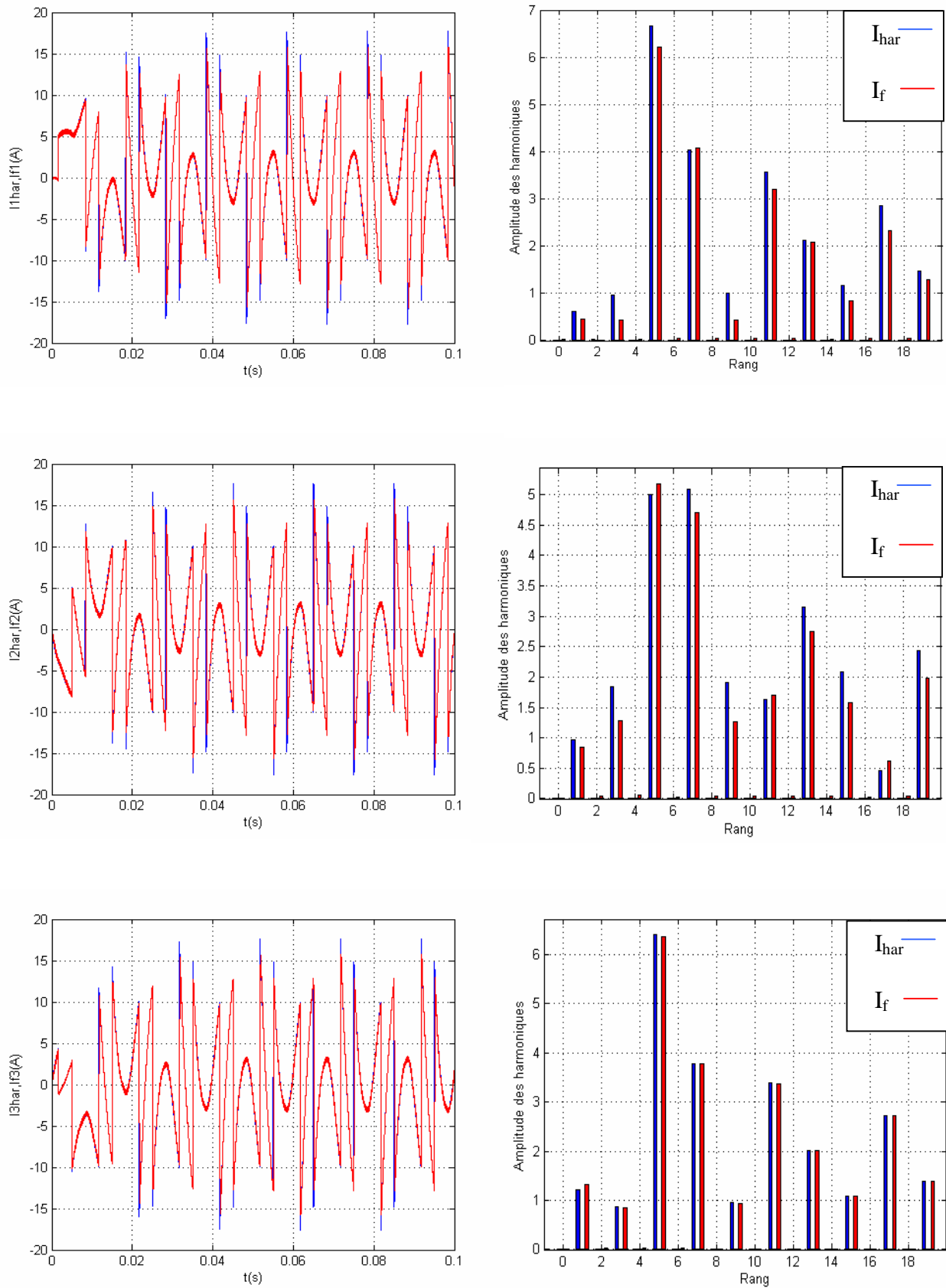


Fig. (IV.13) Courants de références, injectés et leurs spectres pour la commande à MLI ($f_p = 7500$ Hz).

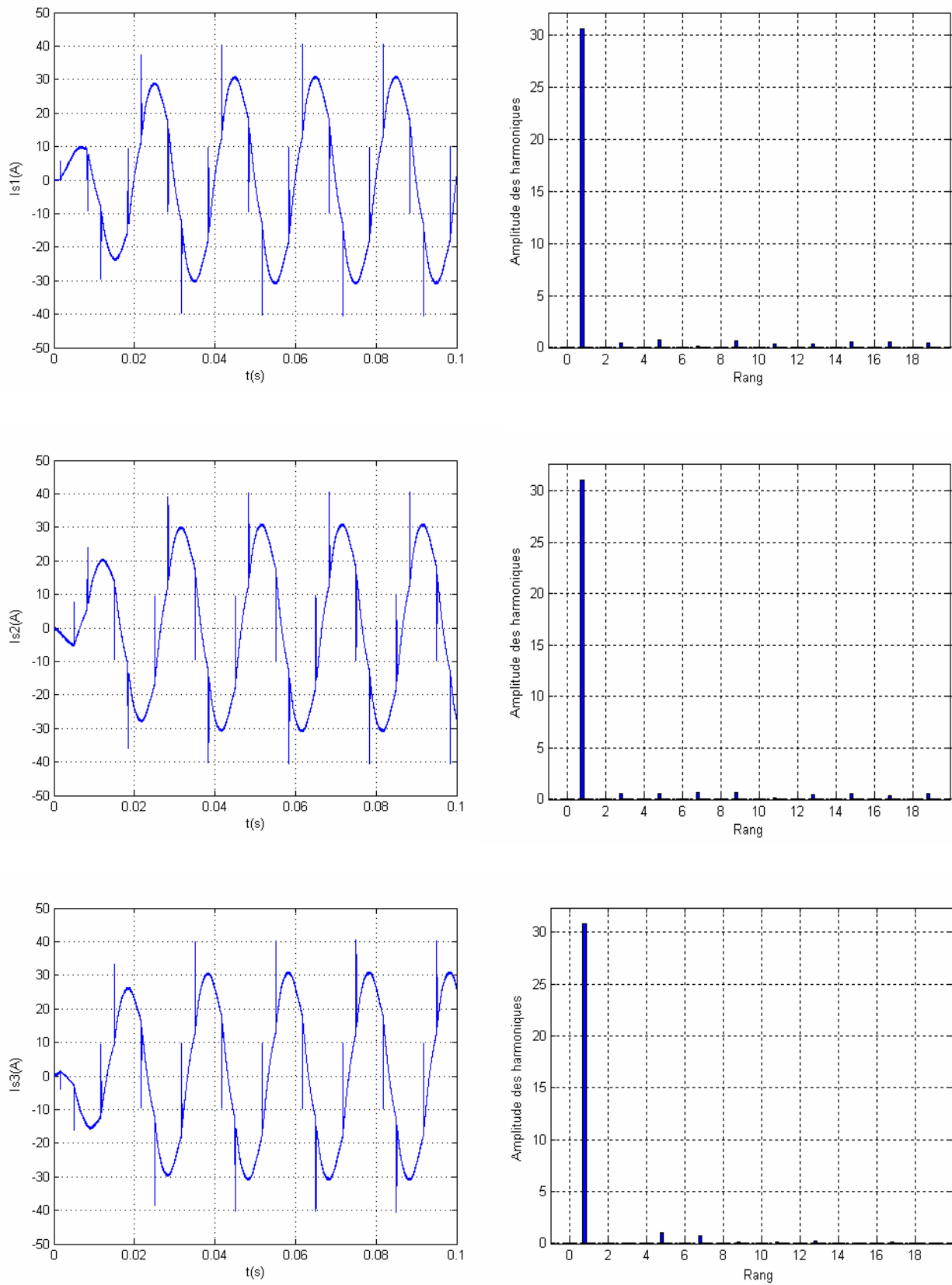


Fig. (IV.14) Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 7500$ Hz).

IV.2.2.2. Commande à MLI avec deux porteuses : a- Pour une fréquence 2500Hz :

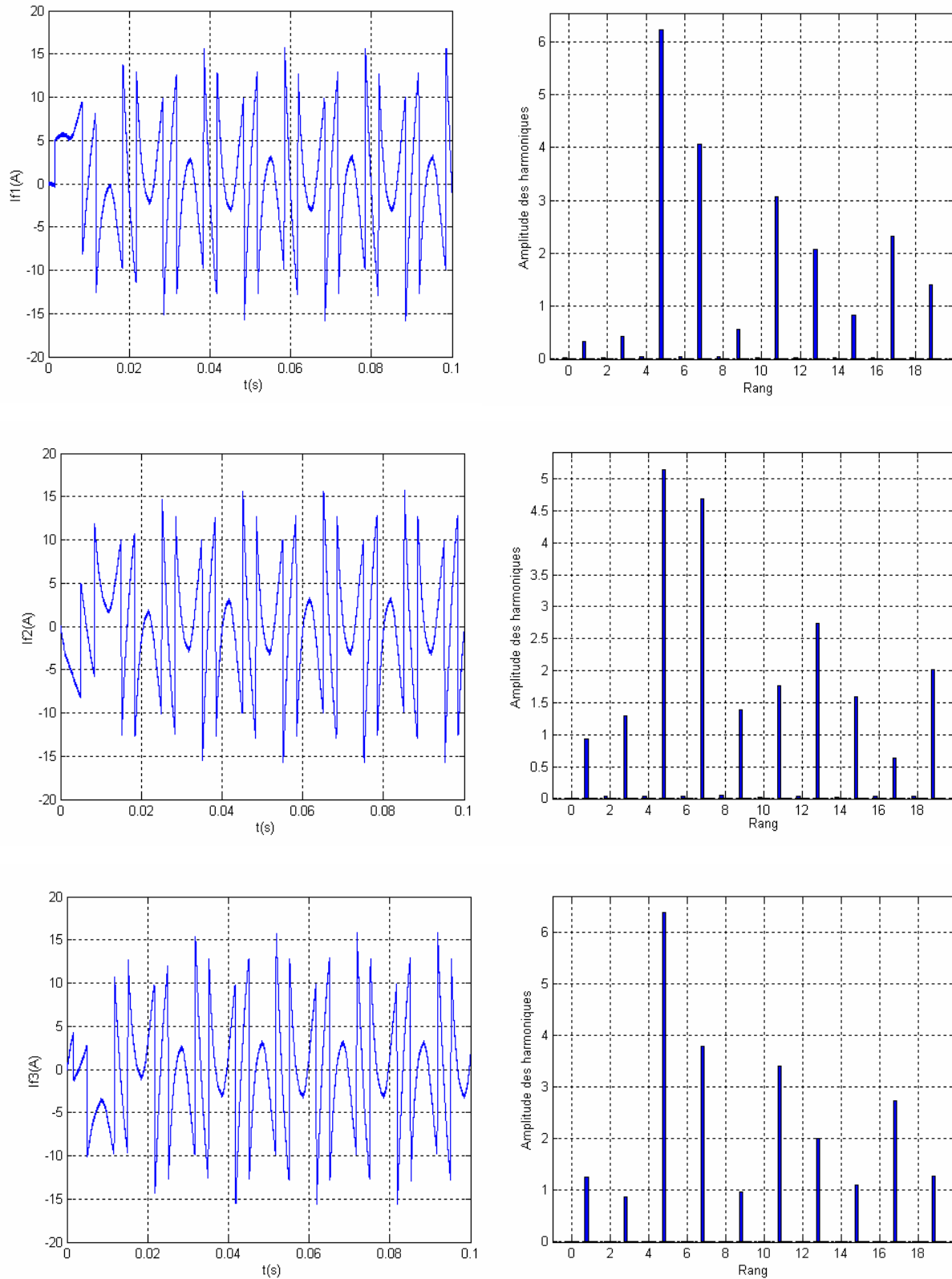


Fig. (IV.15) Courants injectés par le filtre et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 2500$ Hz).

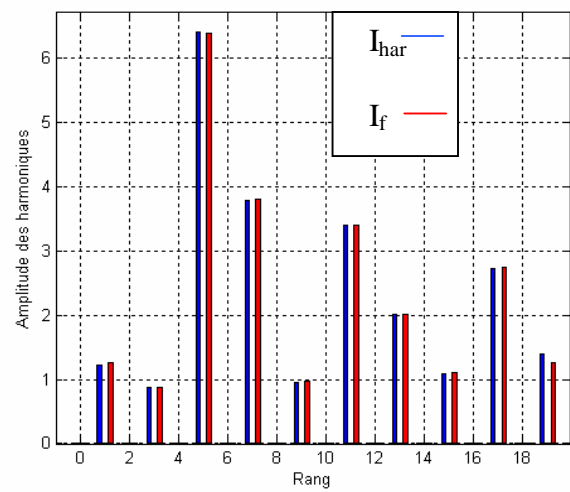
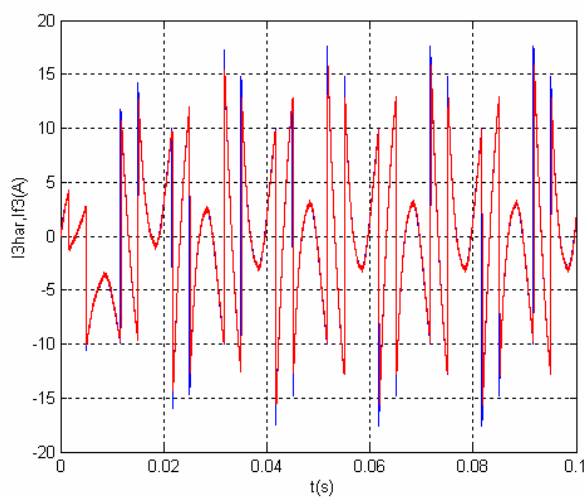
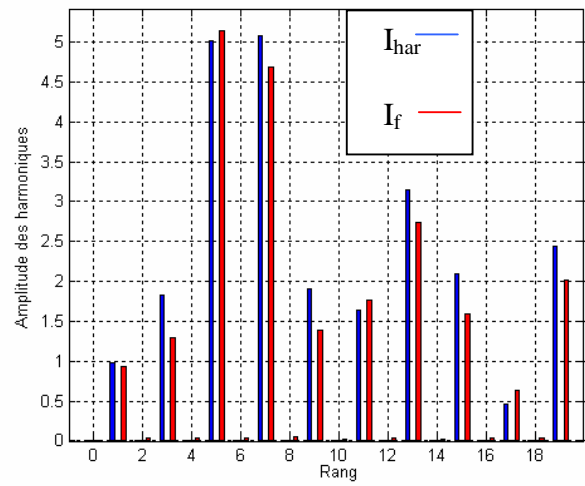
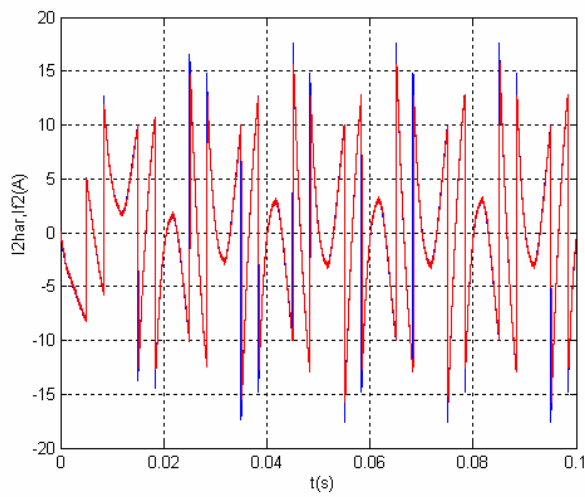
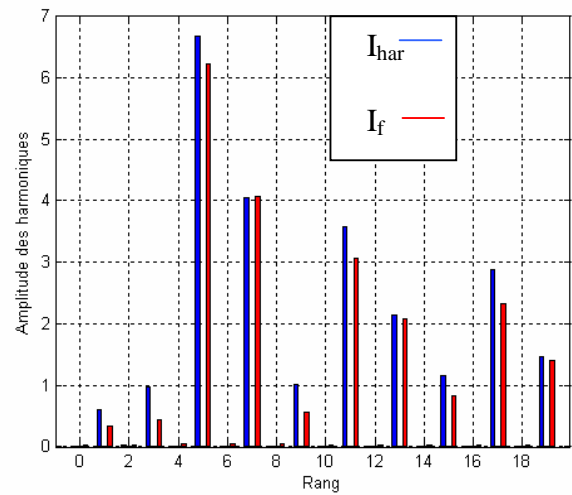
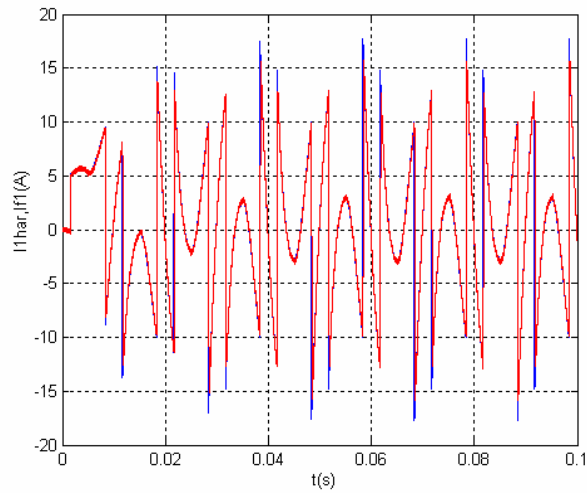


Fig. (IV.16) Courants de références, injectés et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 2500$ Hz).

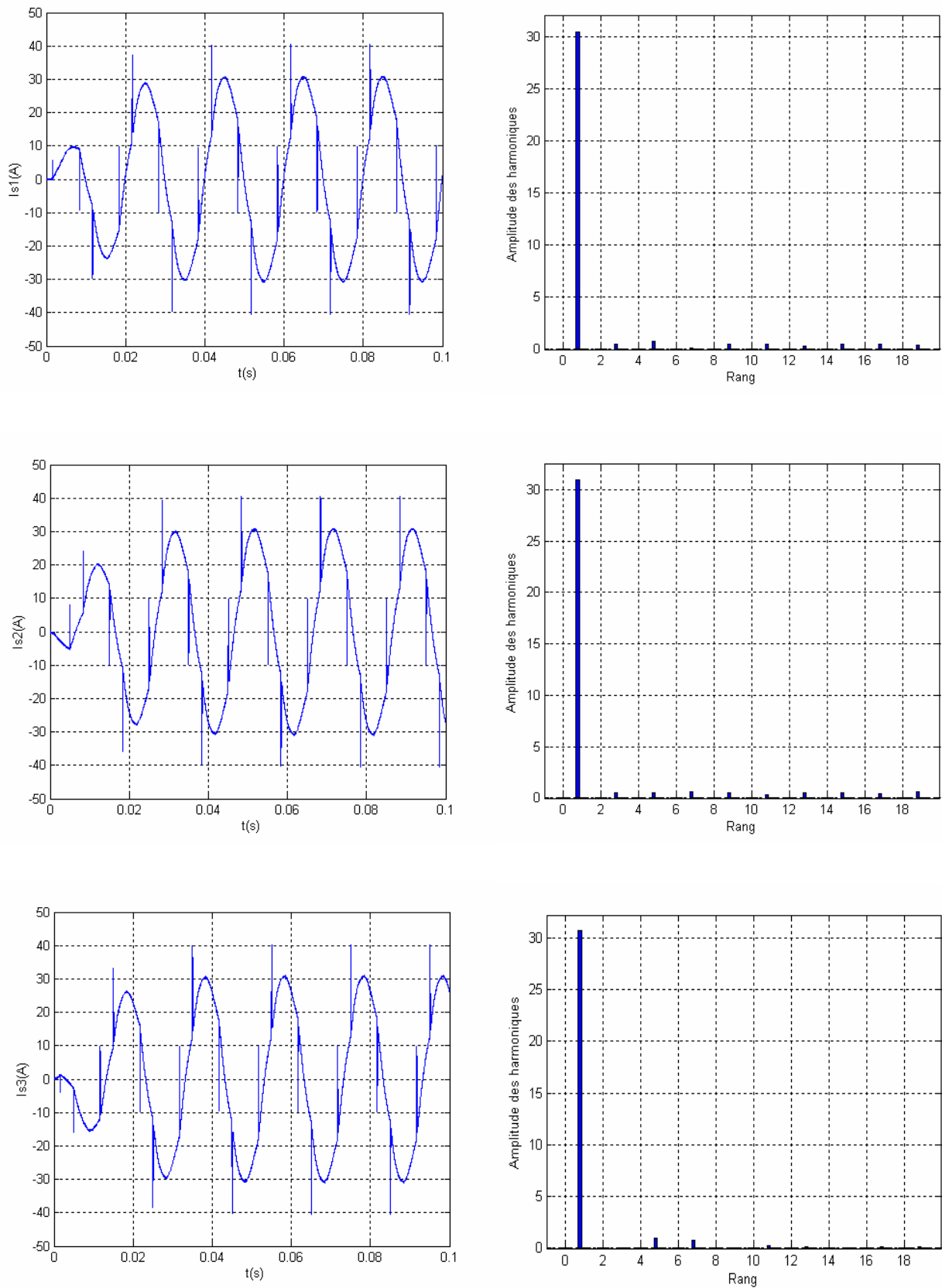


Fig. (IV.17) Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 2500$ Hz)..

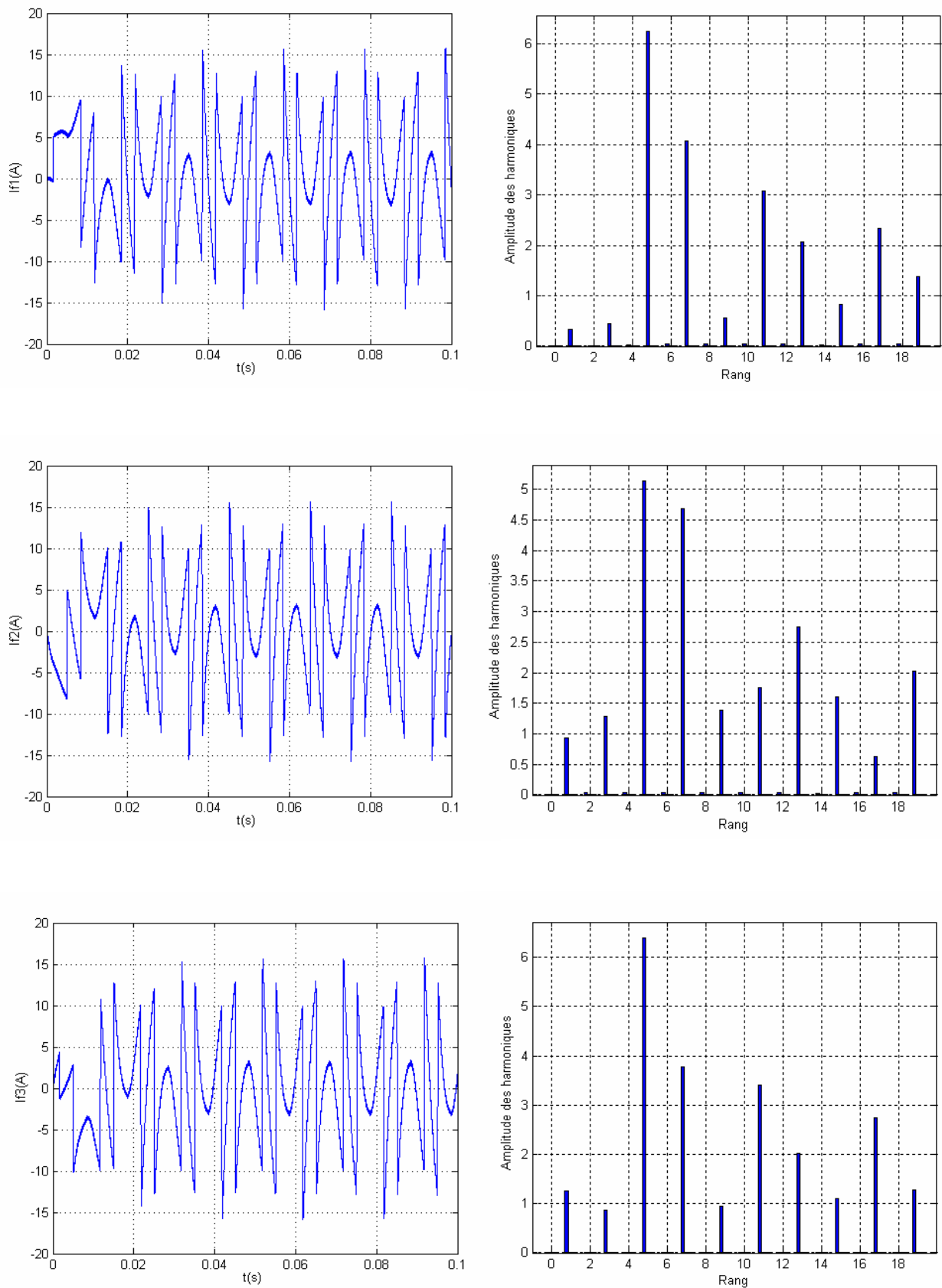
b- Pour une fréquence 7500Hz :

Fig. (IV.18) Courants injectés par le filtre et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 7500$ Hz).

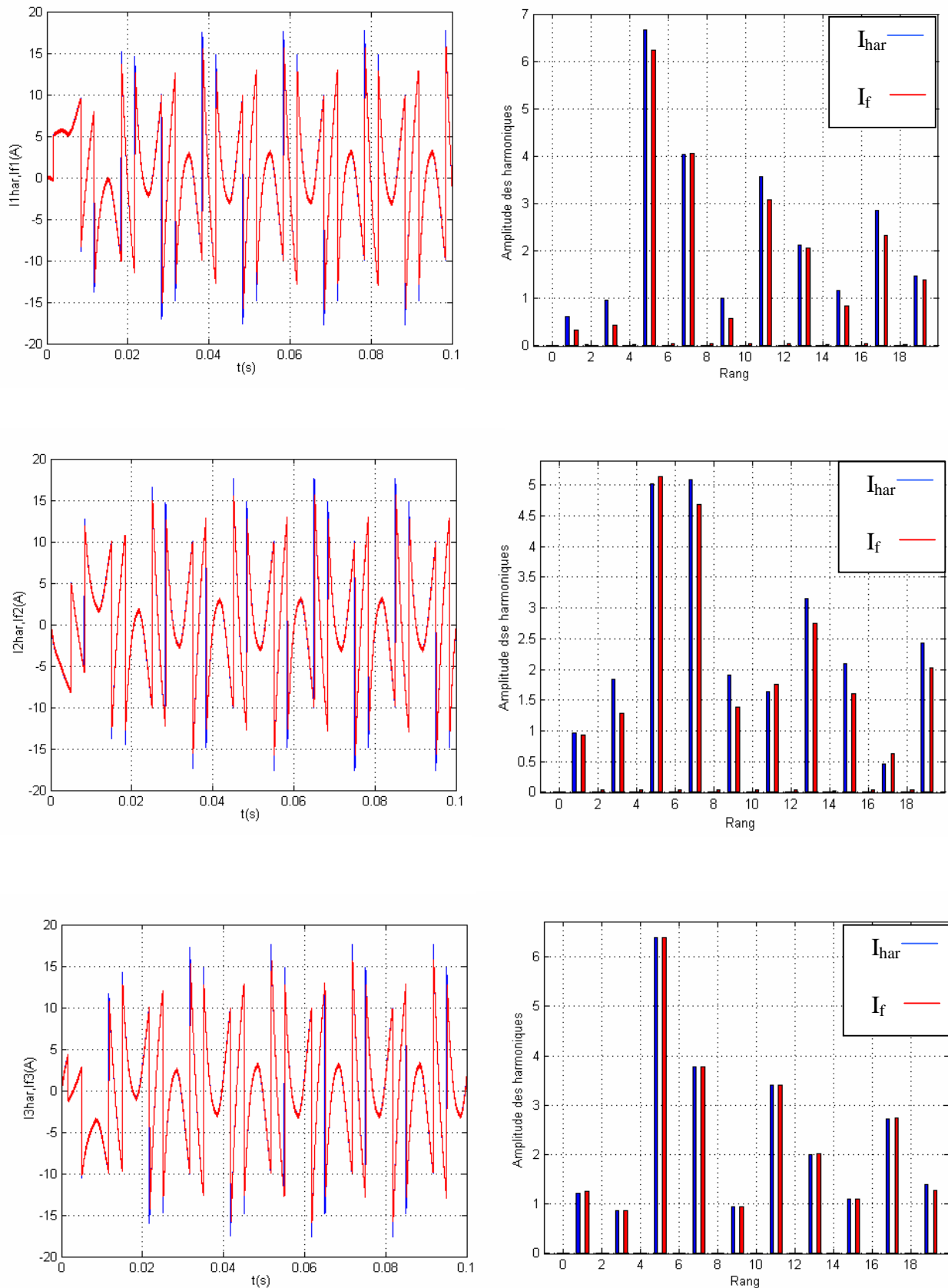


Fig. (IV.19) Courants de références, injectés et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 7500$ Hz).

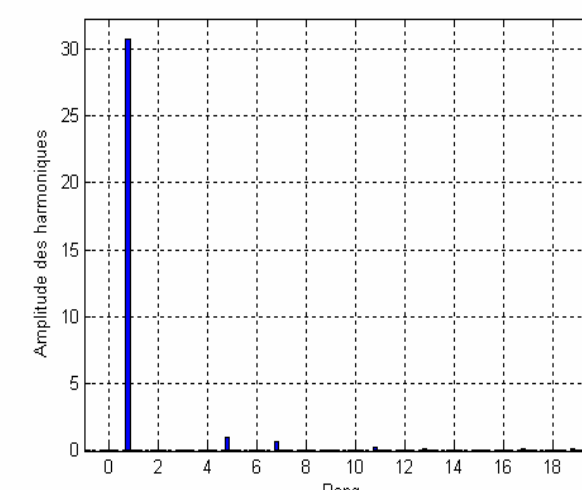
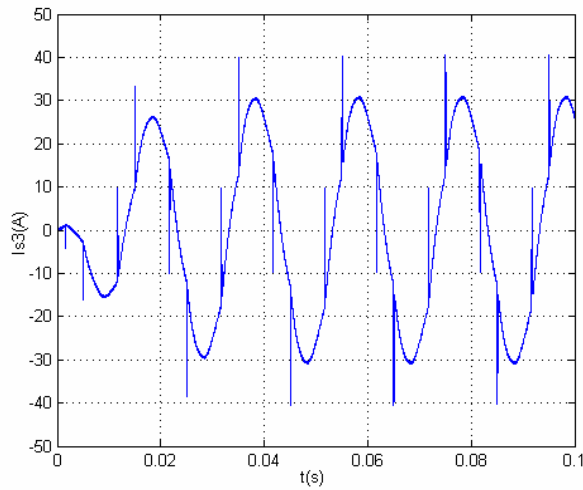
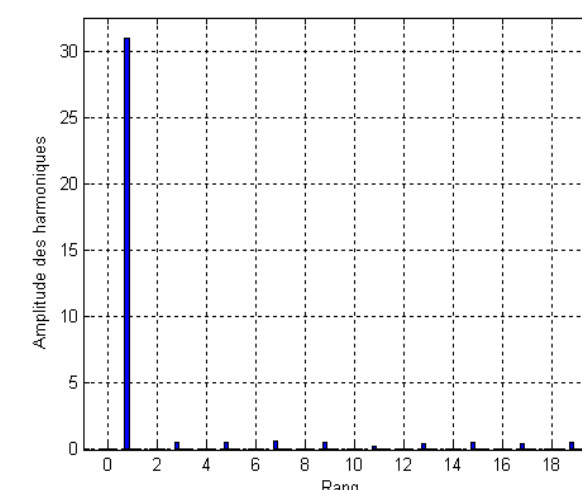
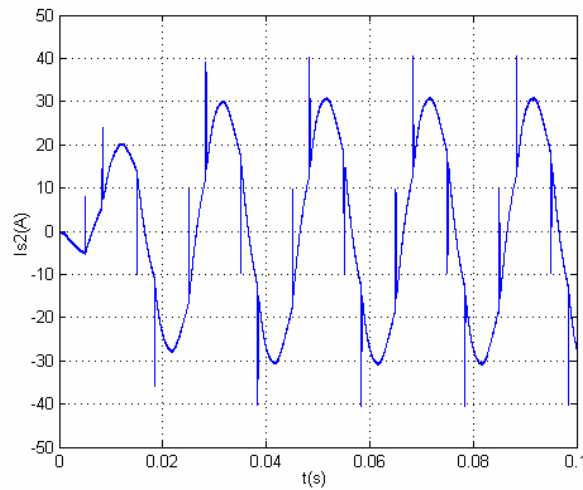
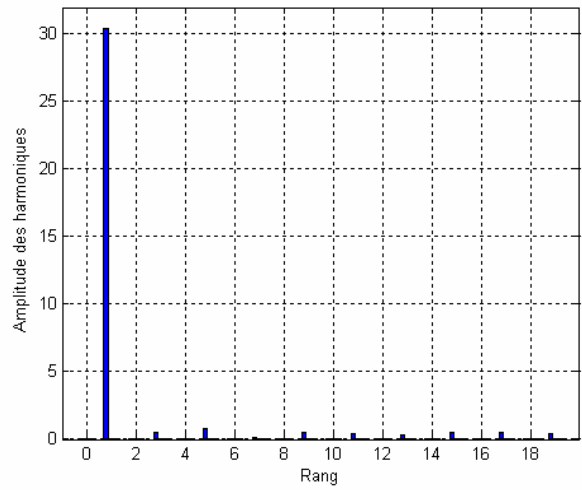
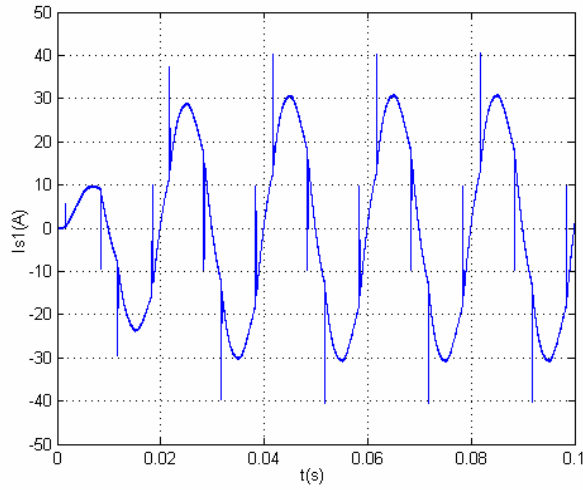


Fig. (IV.20) Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande à MLI ($f_p = 7500$ Hz)..

Interprétation :

Les figures ci-dessus montrent :

- L'amélioration de la forme des courants de source après filtrage.
- L'augmentation de la fréquence d'hachage entraîne une amélioration de la qualité des courants : (THDI = 4.29% pour $f_p=2500\text{Hz}$ et THDI = 4.26% pour $f_p=7500\text{Hz}$) pour le cas d'une seule porteuse et (THDI = 4.21% pour $f_p=2500\text{Hz}$ et THDI = 4.18% pour $f_p=7500\text{Hz}$) pour le cas de deux porteuses.
- Une amélioration de la qualité des courants de source pour la stratégie à MLI avec deux porteuses par rapport à celle à une seule porteuse.
- La présence des pics au niveau des courants de source après filtrage et ceci revient au choix de l'inductance du filtre.

IV.3. Résultats de simulation pour une variation de la charge :

A fin de tester l'adaptabilité du filtre actif parallèle, on va le tester pour une variation de la charge. Les résultats de la simulation sont comme suit :

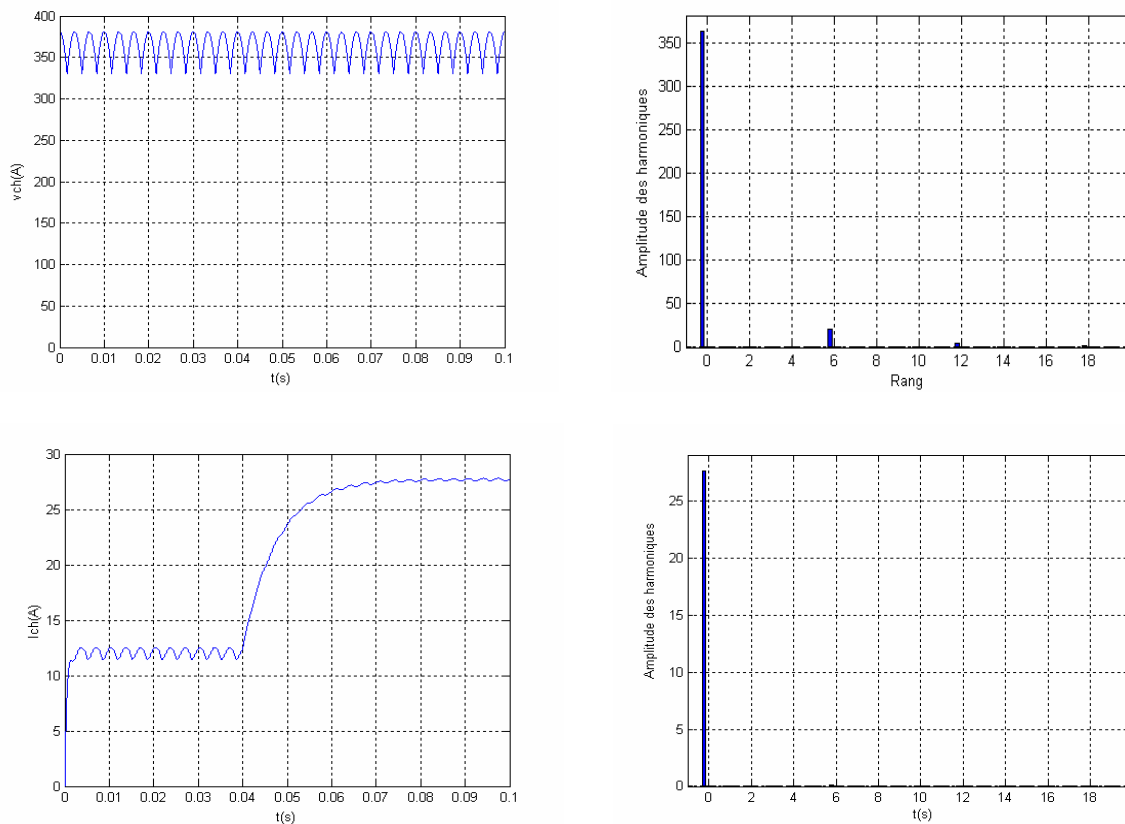


Fig. (IV.21) Tension, courant de charge et leurs spectres dans le cas d'une variation de la charge à $t=0.04$ s.

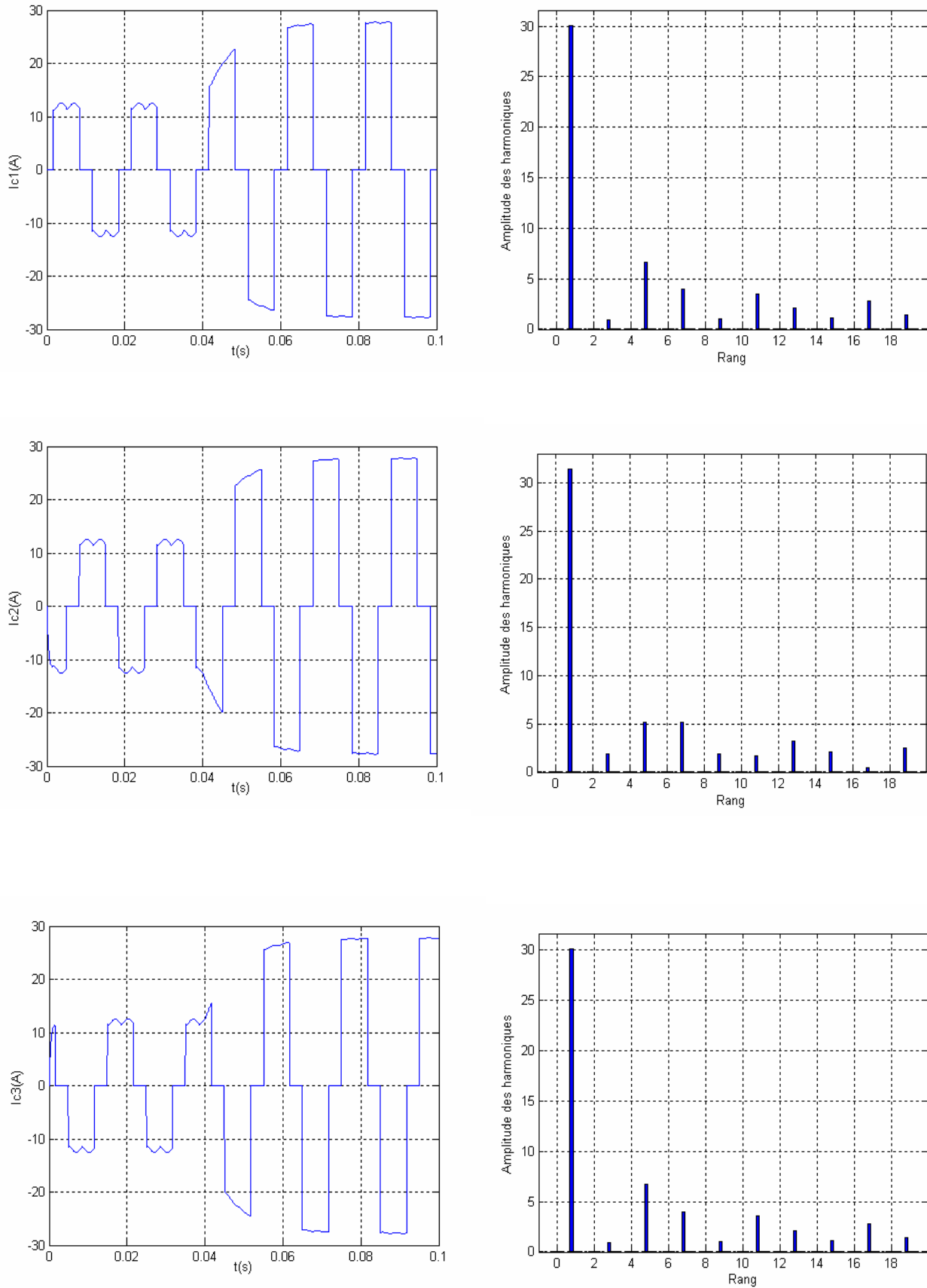


Fig. (IV.22) Courants de lignes avant filtrage et leurs spectres pour une variation de charge à $t=0.04$ s.

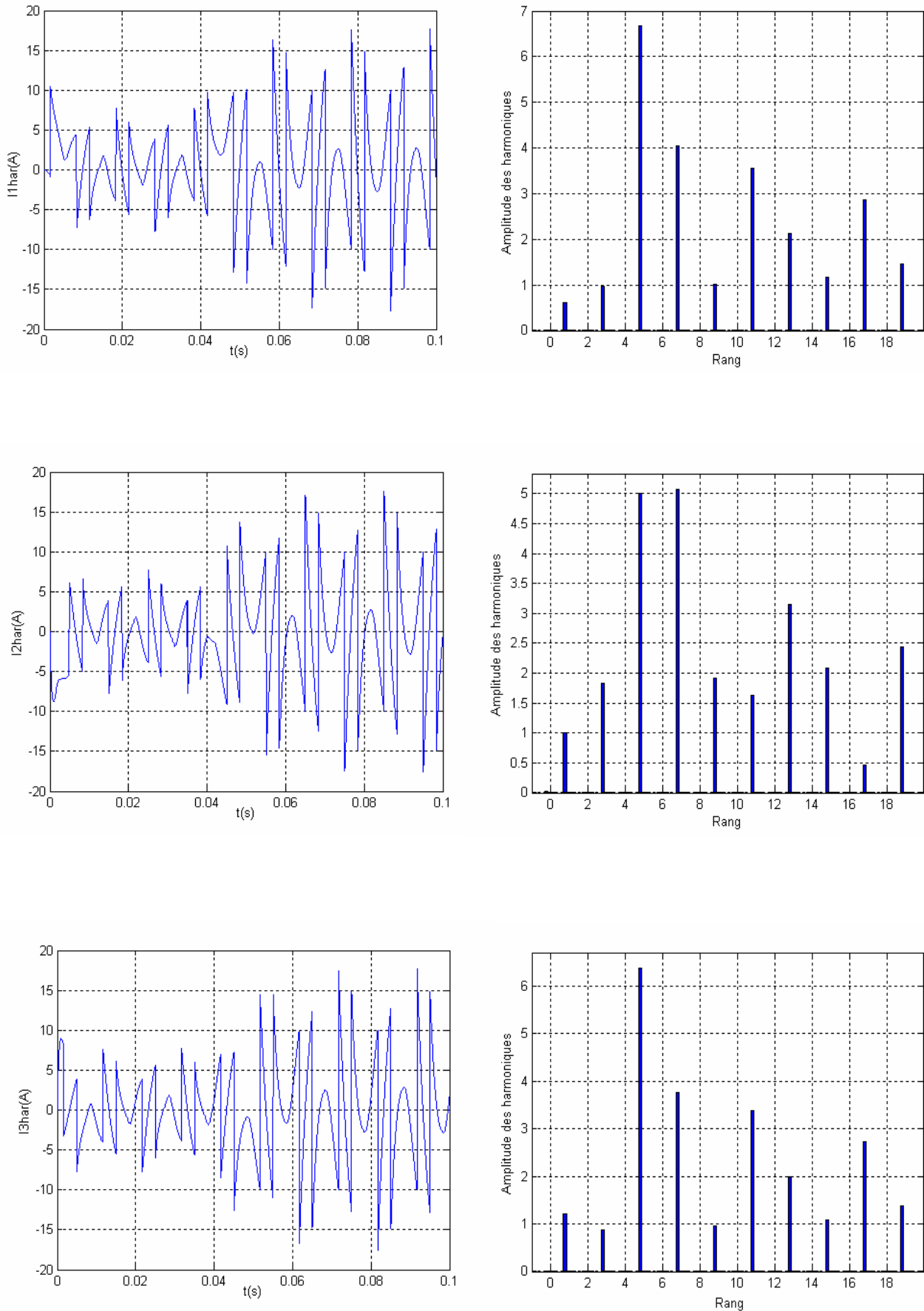


Fig. (IV.23) Courants harmoniques de références et leurs spectres pour une variation de charge à $t=0.04$ s.

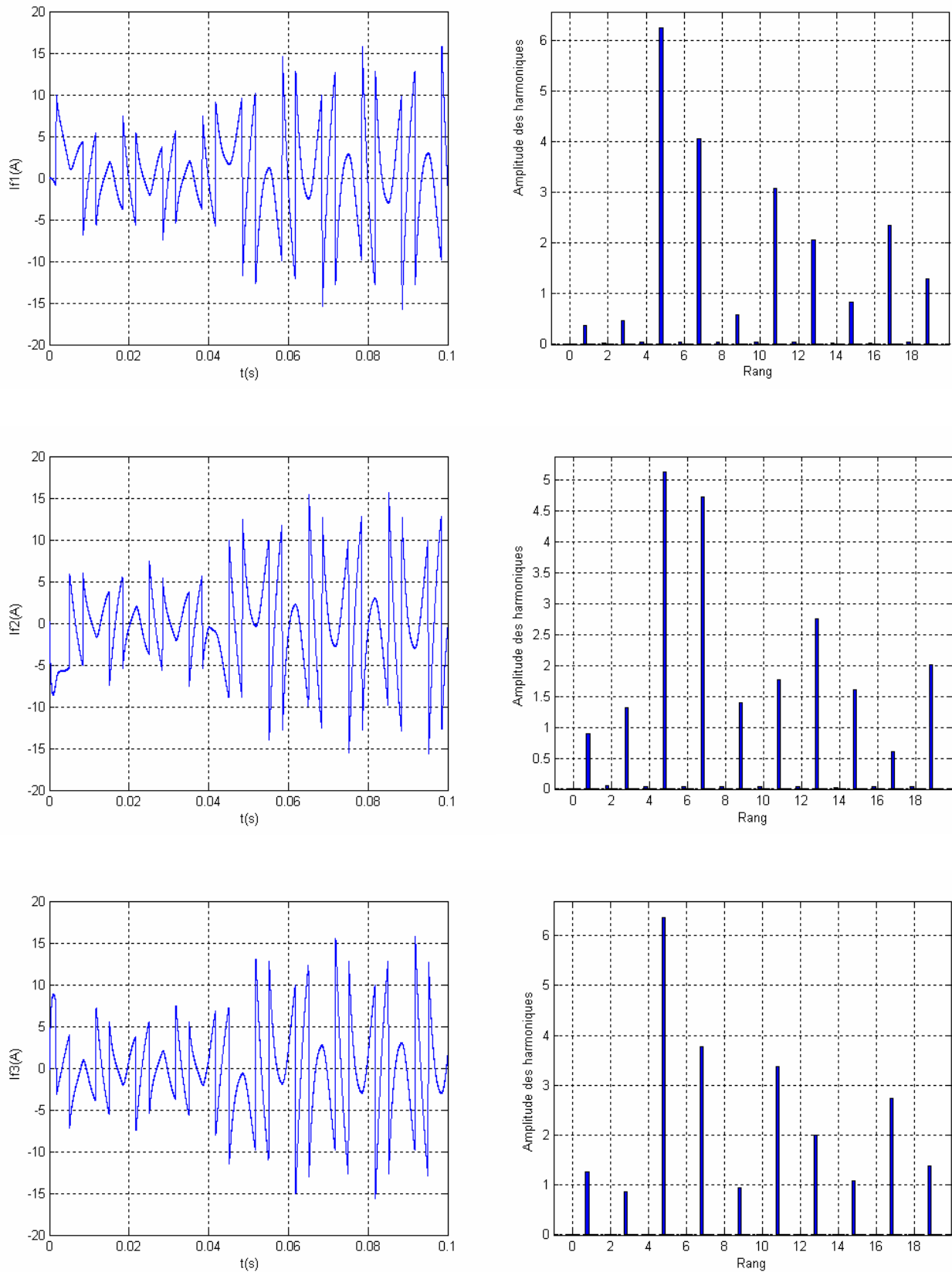


Fig. (IV.24) Courants injectés par l'onduleur et leurs spectres pour une variation de charge à $t=0.04$ s.

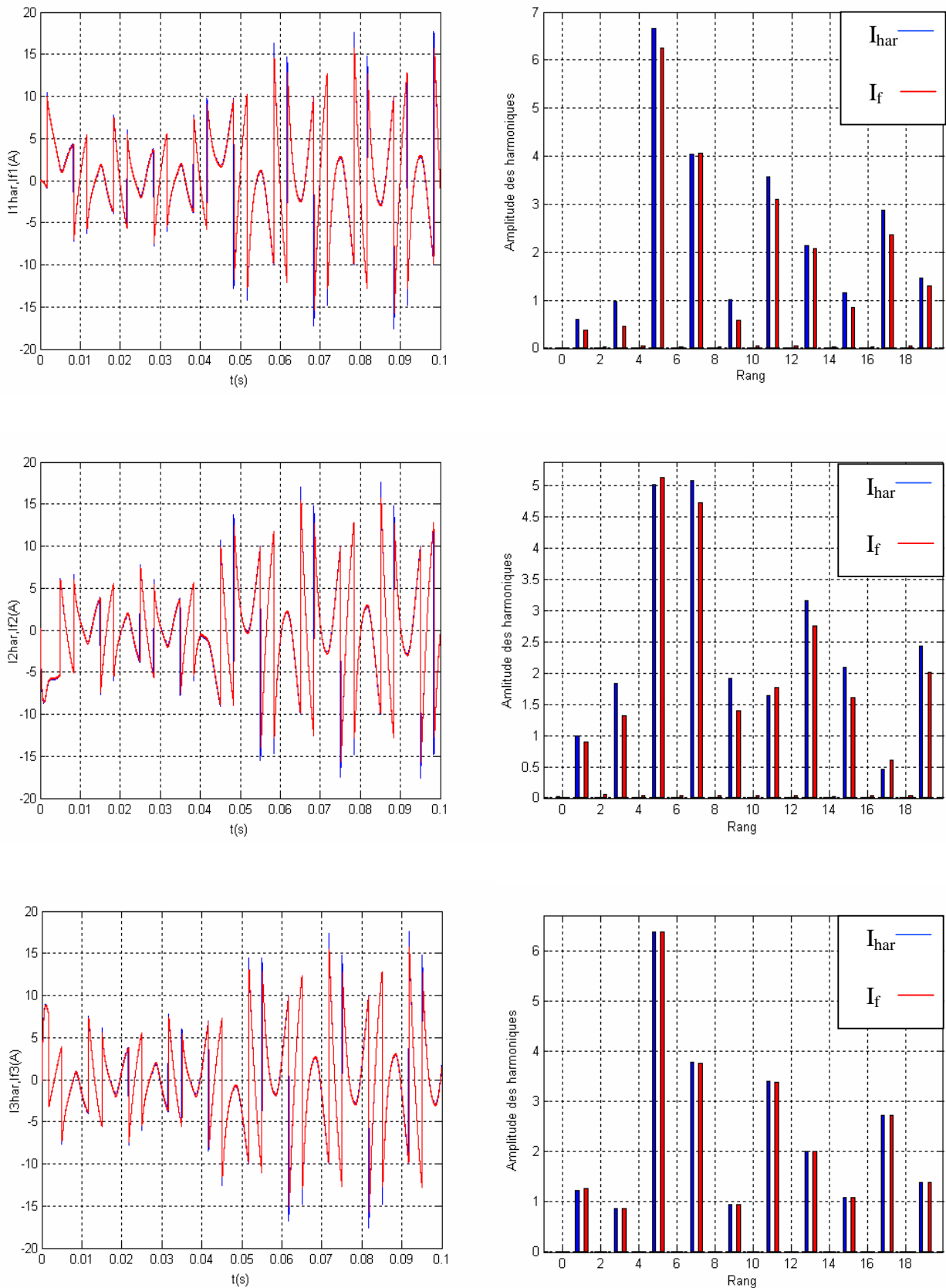


Fig. (IV.25) Courants de références, injectés et leurs spectres pour une variation de charge à $t=0.04$ s.

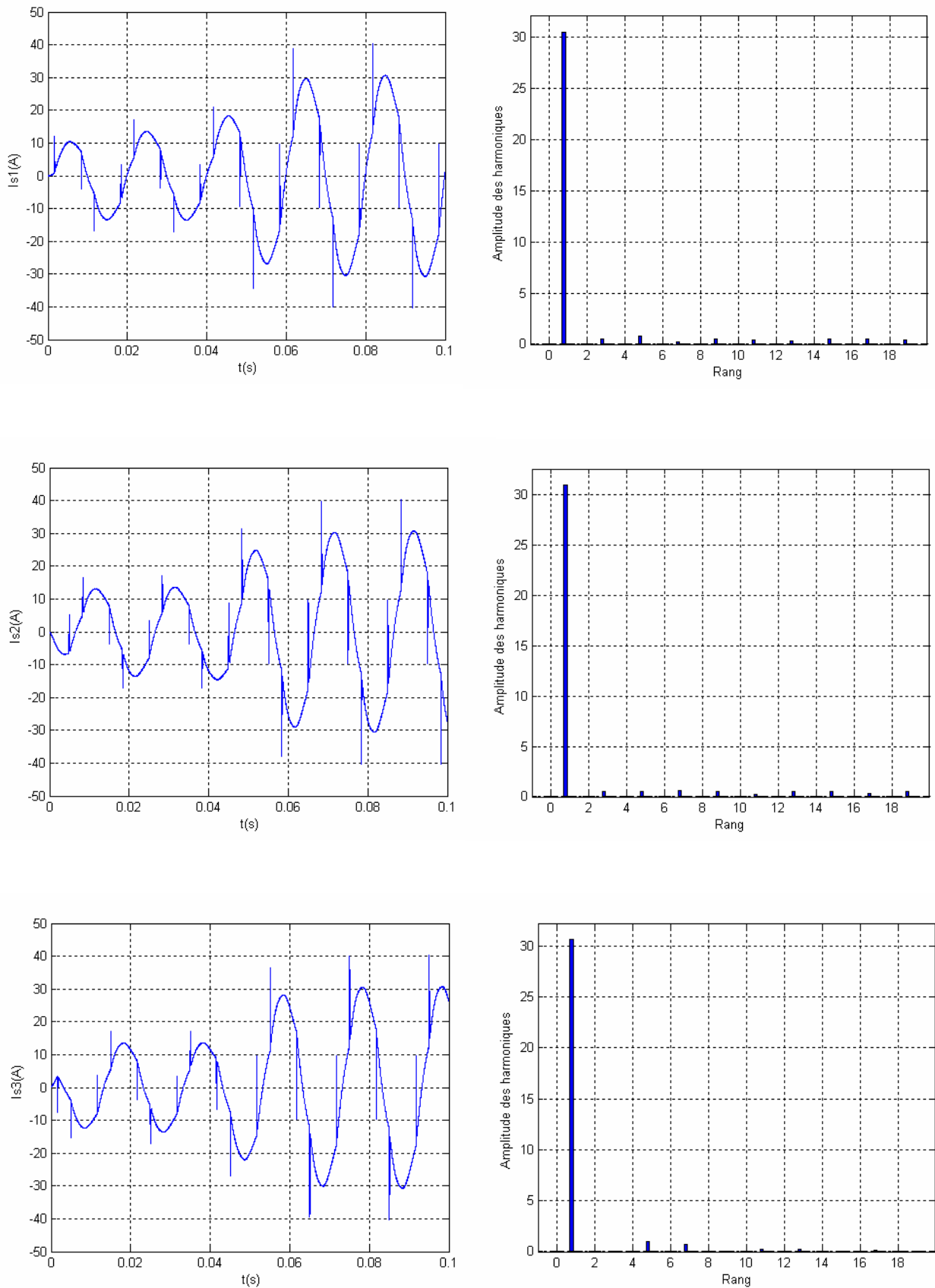


Fig. (IV.26) Courants de source après filtrage et leurs spectres pour une variation de charge à $t=0.04$ s.

Interprétation :

Les figures ci-dessus montrent l'adaptabilité du filtre actif parallèle dans le cas d'une variation de la charge, une chose qui est impossible pour un filtre passif parallèle.

Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre le schéma global de l'association réseau-Onduleur-Charge avant et après compensation, ainsi que les résultats de simulation et les interprétations obtenues avec les différentes stratégies de commande de l'onduleur à savoir la commande à hystérésis et la commande à MLI. On constate que dans les deux cas de commande les courants de lignes délivrés par la source sont sinusoïdaux avec quelques petites composantes à hautes fréquences. On note que la commande triangulo-sinusoïdale permet de maîtriser la fréquence de hachage ce qui n'est pas le cas dans la stratégie à hystérésis en courant [13].

Pour montrer l'efficacité du filtre actif parallèle on a varié la charge au cours du fonctionnement, les résultats obtenus montrent l'adaptabilité du filtre actif parallèle.

Conclusion générale :

La consommation de l'énergie électrique est très réponde en courant continu, pour cela les redresseurs sont les plus utilisés. Mais le besoin croissant enduit automatiquement une multiplication de ces équipements, qui, à leurs tours provoquent des perturbations, de plus en plus présentes sur le réseau. Cependant, la pollution des réseaux est d'autant plus importante que le nombre de ces convertisseurs élevé. Ces convertisseurs provoquent une dégradation du facteur de puissance du réseau et génèrent des courants très riches en harmoniques.

Une des solutions les plus efficaces pour corriger ces inconvénients est l'utilisation d'un onduleur triphasé ayant pour but, de dépolluer le réseau et de compenser l'énergie réactive. Ce qui nous permettons d'avoir un réseau plus stable avec un facteur de puissance unitaire.

Dans un premier temps nous avons présenté une étude théorique sur les harmoniques, leurs sources, leurs conséquences et les méthodes classiques et modernes pour les compenser, ensuite on a appliqué une méthode basée sur l'utilisation des puissances instantanées pour identifier le courant harmonique. Ce dernier sera la référence que doit suivre l'onduleur à trois niveaux pour fournir le courant nécessaire. Les résultats de simulation présentés dans le quatrième chapitre montre bien l'efficacité du filtrage.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- Application d'autres stratégies de commande qui permettent d'avoir une bonne compensation (la stratégie MLI vectorielle optimisée),
- Application d'autres structures d'onduleurs multi-niveaux. tels que les onduleurs à diodes flottantes,
- Etude d'autres charges statiques (redresseurs commandés) pour compenser à la fois les harmonique et l'énergie réactive,
- Etude des charges dynamiques (moteurs alternatifs) qui sont aussi responsables de la pollution harmonique,
- Réalisation pratique du filtre actif parallèle.

Paramètres utilisés

Paramètres de la source:

$$R_{cc}=311.10^{-6} \Omega$$

$$L_{cc}=0.2136.10^{-6} \text{ H}$$

Paramètres du filtre actif:

$$R_f=0.2 \Omega$$

$$L_f=0.004 \text{ H}$$

Paramètres de la charge:

$$R_{ch}=13.13 \Omega$$

$$L_{ch}=0.1 \text{ H}$$

Pour la variation de charge à t=0.04s:

De 0 s vers 0.04 s: $R_{ch}=30.13 \Omega$, $L_{ch}=0.014 \text{ H}$

De 0.04 s vers 0.1s: $R_{ch}=13.13 \Omega$, $L_{ch}=0.1 \text{ H}$

Le choix de la commande complémentaire:

Pour le choix de la commande complémentaire et puisque l'onduleur à trois niveaux comporte quatre interrupteurs par bras, il existe trois combinaisons possibles:

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{array} \right.$$

On montre que cette dernière combinaison est la seule commande complémentaire qui rend le système commandable à trois niveaux.

Première combinaison:

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right.$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit:

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras K par rapport au point-milieu
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	1	0	Non connue
1	0	0	1	Non connue
1	1	0	0	U_{c1}

La commande dans ce cas n'est possible qu'au deux niveaux.

Deuxième combinaison:

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{cases}$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit:

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras K par rapport au point-milieu
0	1	0	1	Non connue
0	1	1	0	V=0 ou i=0 (Non connue)
1	0	0	1	V=0 ou i=0 (Non connue)
1	0	1	0	V=0

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.

Troisième combinaison:

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases}$$

La table logique correspondante est la suivante:

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras K par rapport au point-milieu
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	1	0	Non connue
1	0	1	1	0
1	1	0	0	U_{c1}

Cette commande rend le système totalement commandable à trois niveaux.

Pour cela on la choisie dans notre étude.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Ghennam Tarek,

«Etude et réalisation d'un compensateur actif de puissance commandé par DSP».

Thèse de magister. Ecole militaire polytechnique, 2004.

[2] Mohamed Alaa Eddin Alali,

«Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (Automatisation des systèmes de puissance électrique) ».

Thèse de Doctorat de l'université Louis Pasteur-Strasbourg, 2002.

[3] Bouchakour Salim,

«Commande directe de puissance d'un convertisseur AC/DC triphasé sans capteur de tension».

Thèse de magister. Ecole militaire polytechnique, 2005.

[4] 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 de l'I.N.P.L., 1995.

[5] Merabet Leila,

«Etude d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des courants harmoniques générés par un pont redresseur triphasé».

Thèse de Magister de l'université Badji Mokhtar Annaba, 2001.

[6] Benkechida Noureddine,

«Identification de courant harmonique généré par une charge non linéaire»

Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005.

[7] SOFIANE Benrabia, AZZEDINE Bendib,

«Simulation numérique d'un moteur Asynchrone à double étoile commandé par onduleur multiniveaux».

Mémoire d'ingéniorat, université de M'sila, 2005.

[8] Ait Hammouda. I, Cherouat. H,

«Commande non linéaire d'un filtre actif parallèle à trois niveaux».

Mémoire d'ingéniorat, école nationale polytechnique, juin 2000.

[9] S.Boulekherachef,

« Analyse et commande d'un onduleur à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandé par logique floue ».

Thèse Magister, ENP, Alger 2001.

[10] Ladghem Chicouche.B, Mokhtari. R,

«Etude et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension multi-niveaux».

Mémoire d'ingéniorat, université de M'sila, 2005.

[11] ABED Ahcen, BENAAMA Khalil,

«Modélisation et commande d'un onduleur à trois niveaux, application à la conduite d'une machine asynchrone».

Mémoire d'ingéniorat, université de M'sila, 2004.

[12] Guy Séguier,

«Électronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales applications».

7^e édition DUNOD, 1999.

[13] C.Larouci, R.M.Ameuri,E.M.Berkouk, G.Manesse,

« Onduleur à trois niveaux utilisé en filtrage actif parallèle».

SNAPSEA'98, Annaba, les 24 et 25 Novembre 1998.

[14] T.Benslimane, K.Aliouane,

«Comparaison entre la commande par hystérésis et par MLI vectorielle optimisée d'un filtre actif parallèle autonome».

Séminaire de Tiaret, 2004.

[15] Berkouk. E. M.

« Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directe et indirectes. Application aux gradateurs et onduleur multiniveaux ». *Thèse de doctorat, CNAM 1995.*

[16] H.Bühler,

«Conception des systèmes automatiques»

Presses polytechniques Romandes, Lausanne,1989.