

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



UNIVERSITE 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: COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

APPLICATION DU FILTRAGE ACTIF SUR
UNE
CHARGE DYNAMIQUE COMMANDEE
EN BOUCLE FERMEE

Proposé et dirigé par:
M^r. BEDBOUDI Mohamed

Présenté par:
ZAHRAOUI Mahrez
OULD BIH Talha

ANNÉE UNIVERSITAIRE
2007/2008

REMERCIEMENTS

Nous ne remercions jamais assez DIEU, le tout puissant de nous avoir permis de mener à bien ce modeste travail.

En premier lieu, nous remercions Mr M.BEDBOUDI pour son aide précieux, sa disponibilité et son encouragement durant toute la durée de notre projet.

Nous remercions également les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger notre travail.

A tous nos enseignants à toute personne ayant participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail, nous dirons

*****MERCI*****

Introduction générale.....	01
-----------------------------------	-----------

Chapitre I
Perturbations des réseaux électriques

Introduction.....	03
I.1 Définition de la perturbation.....	03
I.1.1 Représentation spectrale.....	03
I.1.2 Caractéristiques des perturbations.....	04
I.1.3 Réglementations.....	05
I.2 Sources des perturbations harmoniques.....	06
I.3 Conséquences des harmoniques.....	08
I.4 Critères de jugements.....	08
I.5 Solutions de dépollutions des réseaux électriques.....	10
I.5.1 Solutions traditionnelles de la dépollution.....	10
I.5.1. a Le pont dodécaphasé	10
I.5.1. b Les Filtres Passifs.....	11
I.5.1.b.1 Filtre passif parallèle.....	12
I.5.1.b.2 Filtre passif série.....	12
I.5.1.c Filtre résonant.....	12
I.5.1.d Filtre amorti.....	13
I.5.2. Solutions modernes de la dépollution.....	14
I.5.2.a Filtre dédié.....	14
I.5.2.b Filtre adaptatif.....	14
I.5.2.c Les Filtres Actifs.....	14
I.5.2.c.1 Le Filtre Actif Parallèle (F.A.P).....	14
I.5.2.c.2 Le Filtre Actif Série (F.A.S)	15
I.5.2.d La combinaison parallèle-série actifs.....	15
I.5.2.e Combinaison hybride active et passive.....	16
I.5.2.e.1 Le Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....	16
I.5.2.e.2 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.....	17
I.5.2.e.3 Le Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.....	17
Conclusion.....	18

Chapitre II
Charge polluante et identification des courants harmoniques

Introduction.....	20
II.1 Principe du filtre actif parallèle	20
II.2 Modélisation du réseau électrique.....	20
II.3 Modélisation de la charge polluante.....	21
II .3.1. Modélisation du redresseur.....	21
II .3.2. Modélisation du filtre LC.....	22
II.3.3 Modélisation de l'onduleur triphasé.....	23
II.3.3.1 Présentation de l'onduleur triphasé	23
II.3.3.2 Modèle de commande de l'onduleur.....	24
II.3.3.2.a Fonction de connexion.....	24
II.3.3.2.b Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé.....	24
II.3.3.3 Stratégie de commande.....	26

II.4 Modélisation de la machine asynchrone.....	27
II.4.1 Hypothèses de travail.....	28
II.4.2 Équations de la machine asynchrone.....	28
II.4.2.1 Transformation de PARK.....	29
II.4.3.2 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone	30
II.4.3.2.a Equations électriques.....	30
II.4.3.2.b Equations magnétiques.....	30
II.4.3.2.c Equations mécaniques.....	30
II.4.3 Choix du référentiel	30
II.4.3.1 Référentiel lié au stator	30
II.4.3.2 Référentiel lié au rotor	30
II.4.3.3 Référentiel lié au champ tournant	30
II.4.4 Représentation d'état.....	30
II.4.5 Simulation et interprétation.....	31
II.4.5.1 Démarrage à vide.....	31
II.4.5.2 Démarrage à vide suivi d'une charge.....	32
II.4.5.3 Interprétation des résultats de simulation.....	32
II.5 Résultats de simulation de la cascade : Source – Charge polluante.....	33
II.6 Identification des courants harmoniques	35
II.6.1 Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées	35
Conclusion	37

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone

Introduction.....	39
III.1 La commande vectorielle par orientation du flux.....	39
III.2 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	40
III.2.1 Commande vectorielle directe.....	41
III.2.2 Commande vectorielle indirecte.....	41
III.3 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	42
III.3.1 Description.....	42
III.3.2 Bloc de découplage.....	42
III.3.3 Expressions générale de la commande	43
III.3.3.1 Découplage entré-sortie.....	43
III.3.3.2 Découplage par compensation.....	43
III.3.4 Bloc de défluxage.....	44
III.3.4.1 Principe de fonctionnement.....	45
III.3.4.2 Résultat de simulation.....	45
III.3.4.3 Interprétation de résultats.....	46
III.4 Conception des régulateurs.....	46
III.4.1 Action proportionnelle.....	46
III.4.2 Action intégrale	46
III.4.3 Caractéristiques des régulateurs.....	46
III.5 Régulation de la vitesse par méthode indirecte (schéma bloc).....	47
III.6 Résultats de simulation.....	49
III.6.a Démarrage à vide suivi d'une variation du couple de charge	49
III.6.b Démarrage à vide suivi d'une inversion du sens.....	50
III.7 Interprétation de résultats.....	51
III.7.a Démarrage à vide suivi d'une variation du couple de charge	51
III.7.b Démarrage à vide suivi d'une inversion du sens.....	51
Conclusion.....	52

Chapitre IV

compensation des courants harmoniques avec la commande vectorielle

Introduction.....	54
IV.1 La commande de l'onduleur.....	54
IV.1.1 Commande par hystérésis.....	54
IV.1.2 Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur triphasé.....	55

IV.2 Schéma global de l'association réseau – onduleur - charge polluante avant et après compensation en boucle fermée.....	55
IV.3 Résultats de simulation.....	57
IV.3.a En boucle ouverte (sans commande vectorielle)	57
IV.3.a.1 Pour une bande $\Delta h = 0.5A$	57
IV.3.a.2 Pour une bande $\Delta h = 0.1A$	58
IV.3.a.3 Résultats de simulation pour une variation de charge.....	59
IV.3.b En boucle fermée	61
IV.3.c Interprétation.....	62
Conclusion.....	63
Conclusion générale	

ANNEXE

Paramètres de simulation

BIBLIOGRAPHIE

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Chapitre I	
h	Rang harmonique (entier)
I_{\square} [A]	Courant fondamentale
I_{\square} [A]	Courant harmonique de rang h
THD_I	Facteur de Distorsion de courant
C_{\square}, C_{\square}	La composante harmonique de rang h et composante fondamentale
Sh	Taux d'harmonique de rang h
I_{\square}	Courant de la ligne
I_{ch}	Courant de la ligne perturbateur
F_{\square}	Facteur de puissance
P [W]	Puissance active
Q [Var]	Puissance réactive
S [VA]	Puissance apparente
D [VAD]	Puissance déformante
I_{inj} [A]	Courant de filtre actif parallèle
V_{inj} [V]	Tension de filtre actif série
Chapitre II	
M.A.S	Machine Asynchrone
e_{123} [V]	Forces électromotrices
E [V]	Valeur efficace de la Force électromotrice
R_{cc} [Ω]	Résistance de court-circuit
L_{cc} [H]	Inductance de court-circuit
I_{e12a}	Courants fournis par la source avant filtrage
I_{inj12a}	Courant injecté
I_{S123} [A]	Courants fournis par la source
V_{S123} [V]	Tensions fournies par la source
ω [rad/s]	Pulsation du réseau
f_r [Hz]	Fréquence du réseau
R [Ω]	Résistance du filtre
L [H]	Inductance du filtre
C [F]	Condensateur du filtre
U_{ch} [V]	Tension redressée
I_{ch} [A]	Courant redressé
U_d [V]	Tension filtrée
I_d [A]	Courant d'entrée de l'onduleur
ω_f [rad/s]	Pulsation de coupure
U_c [V]	Source de tension continue d'entrée de l'onduleur
V_{ABCM} [V]	Tension de demi-bras A, B ou C
V_{ABC} [V]	Tensions simples triphasées de l'onduleur
$U_{AB, BC, CA}$ [V]	Tensions composées triphasées de l'onduleur
i_{123} [A]	Courants de sorties de l'onduleur
[N(t)]	Matrice de conversion simple
[M(t)]	Matrice de conversion composée
V_p [V]	Porteuse triangulaire
V_{pm} [V]	Amplitude de la porteuse triangulaire

Table des notations et symboles

V_m [V]	Amplitude de la référence
V_{ref123} [V]	Tension de référence
f_p [Hz]	Fréquence de la porteuse triangulaire
m	Indice de modulation
r	Taux de modulation
THDV	Taux de distorsion harmonique de tension
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Axes de référentiel de Park
θ [rad]	Angle entre le stator et le rotor
V_{abcs} [V]	Tension statorique phase a, b ou c
V_{abcr} [V]	Tension rotorique phase a, b ou c
V_{dqs} [V]	Tension statorique sur l'axe d ou q
V_{dqr} [V]	Tension rotorique sur l'axe d ou q
i_{abcs} [A]	Courant statorique phase a, b ou c
I_{dqs} [A]	Courant statorique sur l'axe d ou q
I_{dqr} [A]	Courant rotorique sur l'axe d ou q
R_s [Ω]	Résistance statorique par phase
R_r [Ω]	Résistance rotorique par phase
l_s [H]	Inductance propre statorique par phase
l_r [H]	Inductance propre rotorique par phase
$\mathbf{L}_{\underline{z}}$	Inductance mutuelle cyclique
L_s [H]	Inductance statorique par phase
L_r [H]	Inductance rotorique par phase
Φ_{abcs} [Wb]	Flux statorique phase a, b ou c
Φ_{abcr} [Wb]	Flux rotorique phase a, b ou c
Φ_{dqs} [Wb]	Flux statorique sur l'axe d ou q
Φ_{dqr} [Wb]	Flux rotorique sur l'axe d ou q
ω_r [rad/s]	Pulsation électrique rotorique
Ω_r [tr/min]	Vitesse mécanique rotorique
σ	Coefficient de dispersion
T_r [s]	Constant de temps rotorique
T_s [s]	Constant de temps statorique
J [kg.m ²]	Moment d'inertie des parties tournantes
f [N.m.s.rad ⁻¹]	Coefficient de frottements visqueux
L_f [H]	Inductance du filtre actif
R_f [W]	Résistance du filtre actif
I_{ref123} [A]	Courants harmoniques de références
$V_{\alpha\beta}$ [V]	Tensions sur l'axe α ou β
$I_{\alpha\beta}$ [A]	Courants sur l'axe α ou β
$\mathbf{T}_{\underline{z}}$	Couple résistant
$\mathbf{T}_{\underline{z}}$	Couple électromécanique
s	Opérateur dérivé de Laplace
Chapitre III	
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à courant continu
FOC	Commande vectorielle par orientation du flux
MLI	Modulation de largeur d'impulsion

Table des notations et symboles

CV-OFR	Commande vectorielle par orientation du flux rotorique. "Field Oriented Control".
V_{abc}, I_{abc}	Tension, courant statorique
$r_{\square f}$	Référence
$\Phi_{r_{\square f}}$	Flux de référence
Ω_{ref}	Vitesse de référence
(d, q)	Axes du système biphasé
s, r	Indice du stator et du rotor, respectivement
$i_{d\square s}$ (A)	Courant statorique sur l'axe d ou q
I_{\square}	Courant inducteur
I_{\square}	Courant induit
$\Phi_{dq\square}$ (Wb)	Flux statorique sur l'axe d ou q
$\theta_{s,r}$	Positions respectives du référentiel synchrone par rapport à l'axe
L_{\square}	Inductance propre d'une phase statorique
L_{\square}	Inductance propre d'une phase rotorique
ω_{sg}	Pulsation de glissement
T_{\square}	Constante de temps rotorique
L_{\square}	Inductance mutuelle cyclique
p	Nombre de paires de pôles de la machine
T_{\square}	Couple résistant
T_{\square}	Couple électromécanique
\square	Coefficient de dispersion Totale
P.I	Correcteur, Proportionnel Intégrateur
$V_{d\square s}$ (v)	Tension statorique sur l'axe d ou q
E_d, E_q	Composantes de la force électromotrice décompensation
$V_{s\square 1}$, $V_{s\square 1}$	Composantes de la tension avant compensation
ξ	Coefficient d'amortissement
ω_{\square}	Pulsation du système
s	Opérateur dérivé de Laplace
G	La fonction de transfert en boucle ouvert
F	La fonction de transfert en boucle fermée
K_i, K_p	Gains du régulateur PI de la vitesse
\square	Constante de temps du flux rotorique en boucle fermée
Chapitre IV	
Δh [A]	Bande d'hystérésis
ΔI [A]	l'erreur
i_{ref123} [A]	Courants harmoniques de références
i_{inj123} [A]	Courants injectés

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale :

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du XIX^{ème} siècle, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [11].

Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones, de plus qu'ils sont de structure simple, ils sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes exigeant de bonnes performances. Cela est dû à plusieurs facteurs tels que robustesse, la fiabilité et le bas coût de fabrication [8].

Un bon fonctionnement de la commande des machines, nécessite une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire), ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles. Leur suppression pourrait devenir indispensable pour les difficultés de leur montage, pour leur sensibilité aux interférences extérieures et pour leur coût [17].

*Un des développements les plus significatifs et dans ce secteur a été la commande vectorielle par orientation de flux rotorique « CV-OFR », où le contrôle proportionnel intégral **PI** est employé pour régler la vitesse du moteur. Cette technique est très utile, sauf quelle est sensible à la variation des paramètres [16].*

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. 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 [9].

Comme ces charges sont indispensables pour différents besoins domestiques et industriels (alimentation à découpage des macro-ordinateurs, les différents montages en pont utilisés surtout dans les systèmes HVDC, les équipements médicaux, les différents protections intervenant contre les anomalies du réseau, les démarreurs électroniques des moteurs, les variateurs électroniques des vitesses, les postes à soudeurs, alimentation sans interruption(ASI),etc.), de nombreuses recherches ont été lancées ayant pour objectif de fournir un remède aux problèmes engendrés par les harmoniques. Pour ce faire plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature pour dépolluer certains de ces perturbations. Celles qui répondent le mieux aux compensations des

Introduction générale

courants harmoniques sont les compensateurs actifs parallèles dont le principe 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 à fin de le rendre plus proche de la sinusoïde [1].

Le travail présenté dans ce mémoire concerne particulièrement un double objectif : le filtrage actif, pour compenser d'une part les courants harmoniques générés par une charge non linéaire et la commande vectorielle indirecte (FOC) pour régler la vitesse d'une machine à induction.

Ce présent travail s'articule autour des quatre chapitres suivants:

Le premier chapitre sera consacré à la description des perturbations, on met en évidence les perturbations les plus usuelles induites dans les réseaux électriques, ce qui tend à montrer leurs origines et leurs conséquences sur les installations environnantes en posant en revue les solutions classiques et modernes de réduction d'harmoniques.

Le second chapitre sera divisé en trois parties, alors que dans la première partie au principe du filtrage actif parallèle, et la deuxième partie est consacrée à l'étude de la modélisation de la charge qui a été de type non linéaire (Machine Asynchrone), basant sur la transformation de PARK qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés (d , q). Alors que pour la troisième partie nous étudions la méthode d'identification à été proposée pour identifier les courants harmoniques basant sur l'utilisation de la méthode des puissances actives et réactives instantanées.

La commande vectorielle de la machine asynchrone sera présentée dans le troisième chapitre à partir d'une technique bien connue basée sur la méthode indirecte d'orientation du flux rotorique en utilisant des régulateurs de type PI.

Pour le quatrième chapitre, le filtre actif proposé sera testé à travers des simulations effectuées par la méthode de l'hystérésis, ainsi pour valider le fonctionnement du filtre.

CHAPITRE I

PERTURBATIONS DES RESEAUX ELECTRIQUES

Introduction :

L'utilisation croissante dans l'industrie des systèmes non linéaires et à base d'électronique de puissance entraîne de sérieux problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, des taux d'harmonique et de déséquilibre des courants, ainsi qu'à une importante consommation de la puissance réactive. La circulation de ces mêmes courants perturbés va également provoquer des harmoniques et des déséquilibres de tension, lesquels vont se superposer à la tension nominale du réseau électrique. Ces perturbations ont bien entendu des conséquences néfastes sur les équipements électriques, lesquelles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un arrêt soudain des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements [2].

I.1 Définition de la perturbation :**I.1.1 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 **Figure(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) [4].

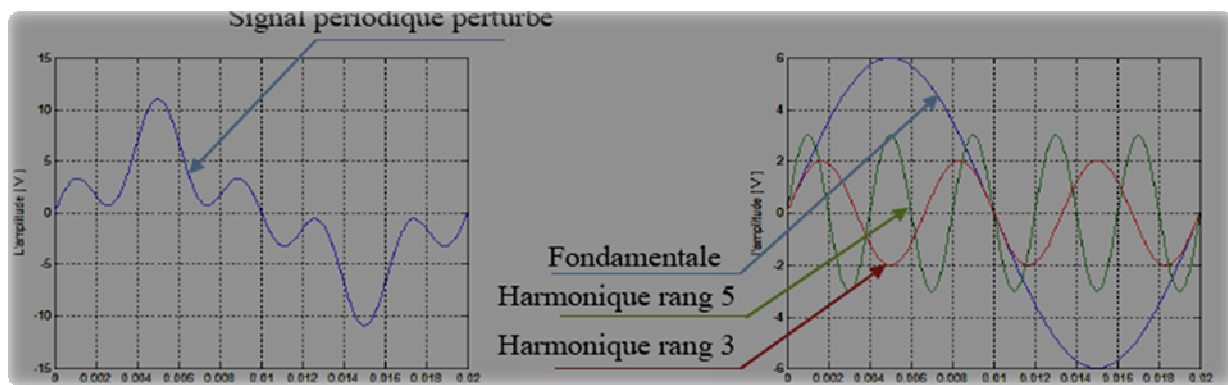


Figure I.1. Décomposition d'un signal périodique.

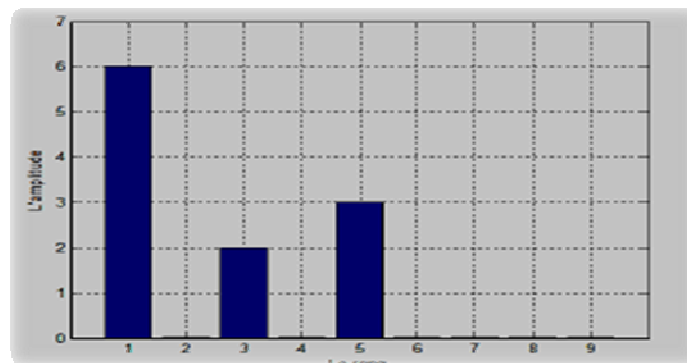


Figure I.2. Représentation spectrale d'un signal périodique.

I.1.2 Caractéristiques des perturbations :

Sauf exception, les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de 50 Hz ou de 60 Hz [14]. Les paramètres caractéristiques d'un tel système sont les suivants :

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

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

***les fluctuations de la fréquence à 50 Hz :**

Elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport;

***les variations de l'amplitude :**

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

*** la modification de la forme d'onde de la tension :**

Cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque;

*** la dissymétrie du système triphasé :**

Que l'on appelle déséquilibre. On peut, en plus, mentionner un type particulier de perturbations difficile à classer puisqu'il concerne tout à la fois l'amplitude et la forme d'onde : ce sont les variations transitoires d'amplitudes dont la durée est inférieure à 10 ms. Afin de bien analyser les pollutions des réseaux électriques en basse tension et par conséquent, de trouver les meilleures méthodes de dépollution, on va distinguer deux types de perturbations, à savoir les perturbations de courant et celles de tension. Les courants perturbateurs comme les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive sont majoritairement émis par des charges non linéaires, à base d'électronique de puissance, et/ou déséquilibrées. La puissance

réactive peut être aussi consommée par des charges linéaires inductives comme les moteurs asynchrones qui sont largement présents dans les sites industriels. Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même mais parfois également dans les charges. Ces types de perturbation ont des effets très néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements ou de l'arrêt des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements [14].

1.1.3 Réglementations :

Au niveau international, les normes 1000 de la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) définissent le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser. La norme CEI-1000-3-2 **Tableau (I.1)** fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A. Il s'agit là des appareils du domaine domestique. Aussi, du fait de leur puissance, les équipements industriels sont exclus du champ d'application de cette norme. Par ailleurs, un projet de norme (CEI-1000-3-4) est en cours d'élaboration pour les appareils dont le courant consommé est supérieur à 16A.

Les normes CEI-1000-2-2 et CEI-1000-2-4 précisent le niveau des harmoniques en tension à respecter au point de raccordement sur les réseaux de distribution basse tension, public et industriel respectivement **Tableau (I.2)** [3].

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

Tableau I.1 : Limite des composantes harmoniques en courant.

<i>Harmoniques impairs non multiple de 3</i>		<i>Harmoniques impaires multiple de 3</i>		<i>Harmoniques pairs</i>	
<i>Rang</i>	<i>V_k(%)</i>	<i>Rang</i>	<i>V_k(%)</i>	<i>Rang</i>	<i>U_k(%)</i>
5	6	3	5	2	2
7	6	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+0.5*0.25/k$				

Tableau I.2 : Niveaux de compatibilité des harmoniques en tension

1.2 sources des perturbations harmoniques :

*La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires (la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire) dont elles émettant des courants harmoniques. Le passage de ces derniers dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique. Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse...), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces,...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre) dont le **Tableau (I.3)** montre quelques sources d'harmoniques [4].*

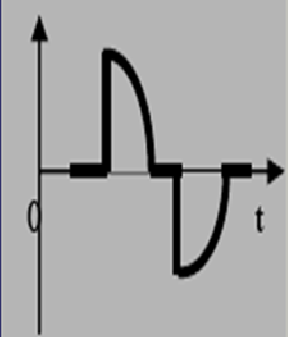
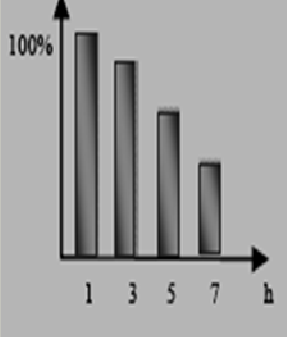
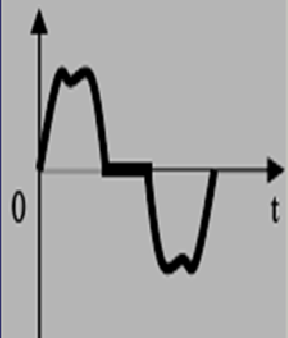
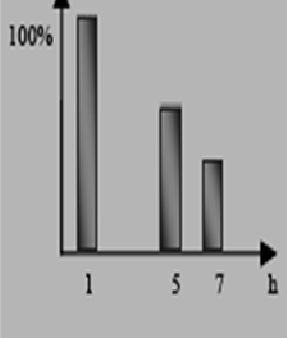
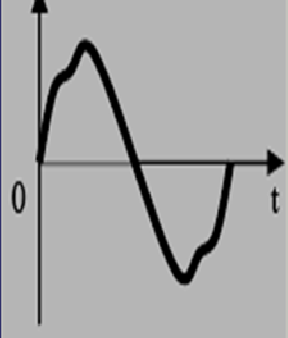
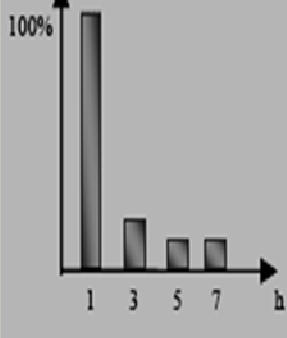
Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spctre harmonique Correspondant
Gradateur monophasé	-Régulation de puissance de four à résistance. -Modulation de puissance des lampes halogènes.		
Redresseur triphasé à thyristor.	-Variateur de vitesse des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones.		
Moteur asynchrone	-Machines – Outils - Appareils électroménagers -Ascenseurs.		

Tableau I.3. Quelques sources des perturbations harmoniques

I.3 Conséquences des harmoniques :

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques et le risque d'excitation de résonance :

- **L'échauffement :**

Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

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

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 .

Les harmoniques augmentent aussi les pertes fer (pertes par courants de Foucault). Ils prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs...).

Le vieillissement des isolants est souvent dû à une contrainte en tension consécutive à la présence de la tension harmonique, et donc à une augmentation locale du courant de fuite, ou encore à l'échauffement exagéré dans les conducteurs [14].

- **L'interférence avec les réseaux de télécommunication :**

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [4].

- **Les défauts de fonctionnements de certains équipements électriques :**

En présence des harmoniques, la tension (ou le 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 [2].

- **Le risque d'excitation de résonance :**

Les fréquences de résonance des circuits formés par des inductances du transformateur et des câbles sont normalement élevées. Ce n'est pas le cas 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 [2].

I.4 Critères de jugements :

Différents critères sont définis pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

- **Le taux harmonique de rang h :**

$$S_h = \frac{C_h}{C_1} \quad (I-2)$$

Où C_h représente la composante harmonique de rang h , C_1 représente la composante fondamentale,

- *Le taux de distorsion harmonique courant :*

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \quad (I-3)$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50 [4].

- *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, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante D , donnée par la relation (I.4), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la **Figure (I.3)**.

$$D = 3 \cdot V_1 \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{50} I_h^2} \quad (I-4)$$

Le facteur de puissance F_p devient :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cdot \cos \gamma$$

(I-5)

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

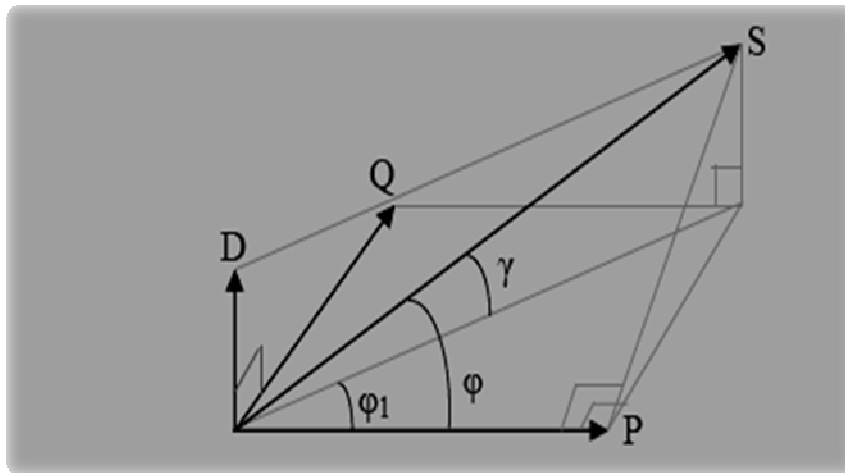


Figure I.3 : Diagramme de Fresnel des puissances

I.5 Solutions de dépollutions des réseaux électriques :

Afin de compenser toutes les perturbations, deux groupes de solution de dépollution, traditionnelle et moderne, vont être présentées.

I.5.1 Solutions traditionnelles de la dépollution :

Afin de dépolluer les réseaux électriques de ce type de perturbation, plusieurs solutions ont été introduites dans la littérature, de but pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

- L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique,
- L'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non linéaires [14].

I.5.1. a Le pont dodécaphasé :

Deux redresseurs hexaphasés montés en série font composer ce pont, est le pont le plus utilisé (cas des puissances importantes). Donc toujours dans le souci de repousser le premier harmonique présent sur un spectre pollué, l'association de deux ponts triphasés en série a été envisagée comme il est illustré sur le schéma de la **Figure (I.4.a)**

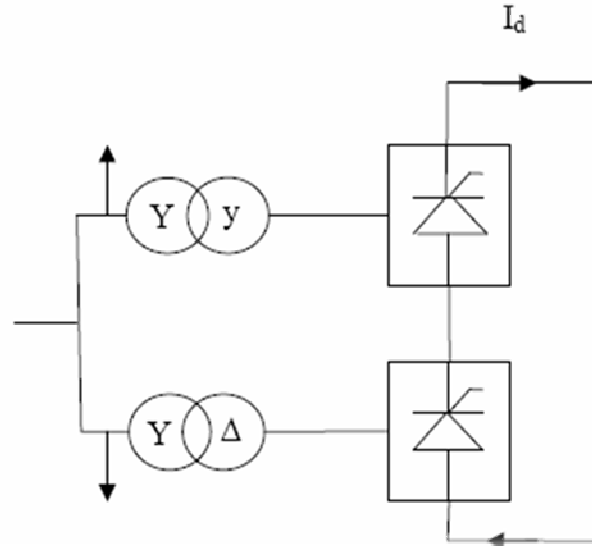


Figure I.4.a : Structure générale d'un pont dodécaphasé

L'utilisation d'un grand nombre de semi-conducteurs et de transformateurs à deux enroulements secondaires rend cette solution onéreuse. Elle entraîne un coût supplémentaire et demande plus que le savoir faire habituel pour les mettre en œuvre. Ces solutions ne résolvent pas les problèmes causés par les charges polluantes qui existent sur le marché. Le manque d'adaptabilité des filtres passifs ainsi que le problème de résonance entre le filtre et l'inductance du réseau a conduit approfondir les recherches vers d'autres techniques plus adaptatives. Grâce au développement de l'électronique de puissance, de nouvelles structures de dépollution des réseaux sont apparues sous le nom de filtre actif afin d'adapter une solution efficace aux problèmes d'harmoniques [1].

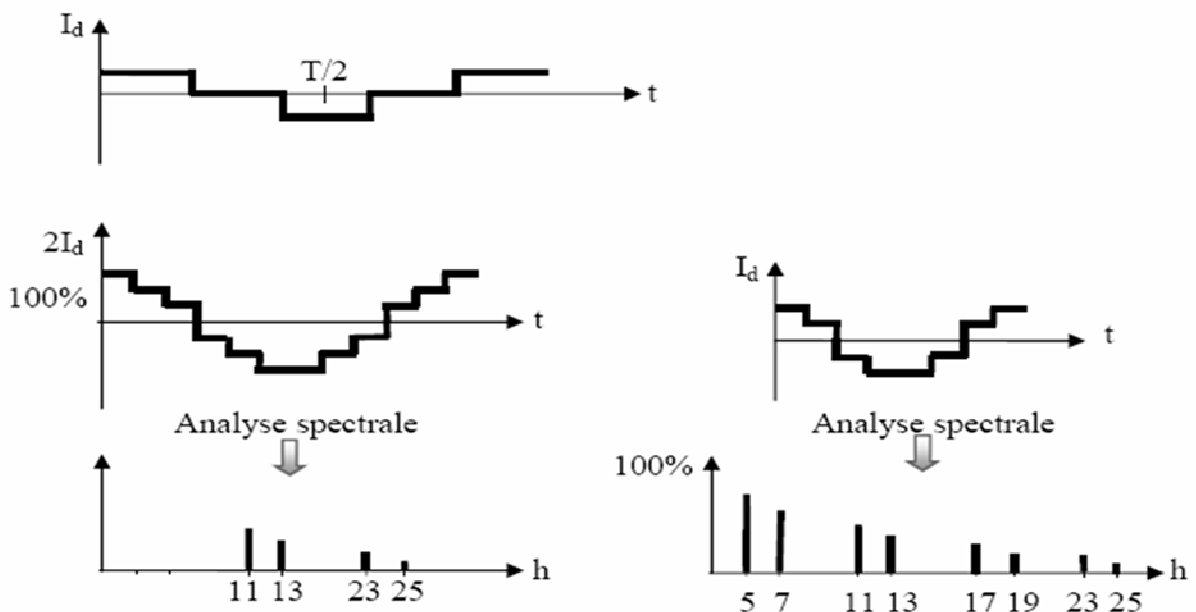


Figure I.4.b. Forme d'onde et harmonique.

I.5.1. b Les Filtres Passifs :

La solution la plus utilisée pour la réduction d'harmonique est le filtre passif passe-bande **Figure(I.5)**. Le filtre fournit de la puissance réactive comme une batterie de condensateurs mais les réactances installées déterminent une résonance série qui détourne le courant harmonique dans le filtre. La partie (C) de la ligne montre que le filtre n'élimine pas la résonance parallèle mais la déplace à une fréquence inférieure à la fréquence d'accord. Afin d'empêcher un dysfonctionnement, les filtres doivent s'enclencher en commençant par les harmoniques inférieurs. Les filtres passifs sont généralement étudiés en considérant une fréquence d'accord légèrement différente de l'harmonique à filtrer. Dans ce cas, l'impédance du filtre n'est pas égale à zéro, et il est réduit à l'intensité nominale des condensateurs et des inductances. L'accord est normalement déplacé vers le bas afin de s'assurer que la résonance parallèle est bien au dessous des harmoniques présentes (la tolérance sur les condensateurs et réactances peut avoir comme conséquence que la fréquence de la résonance parallèle soit supérieure à celle calculée) [2].

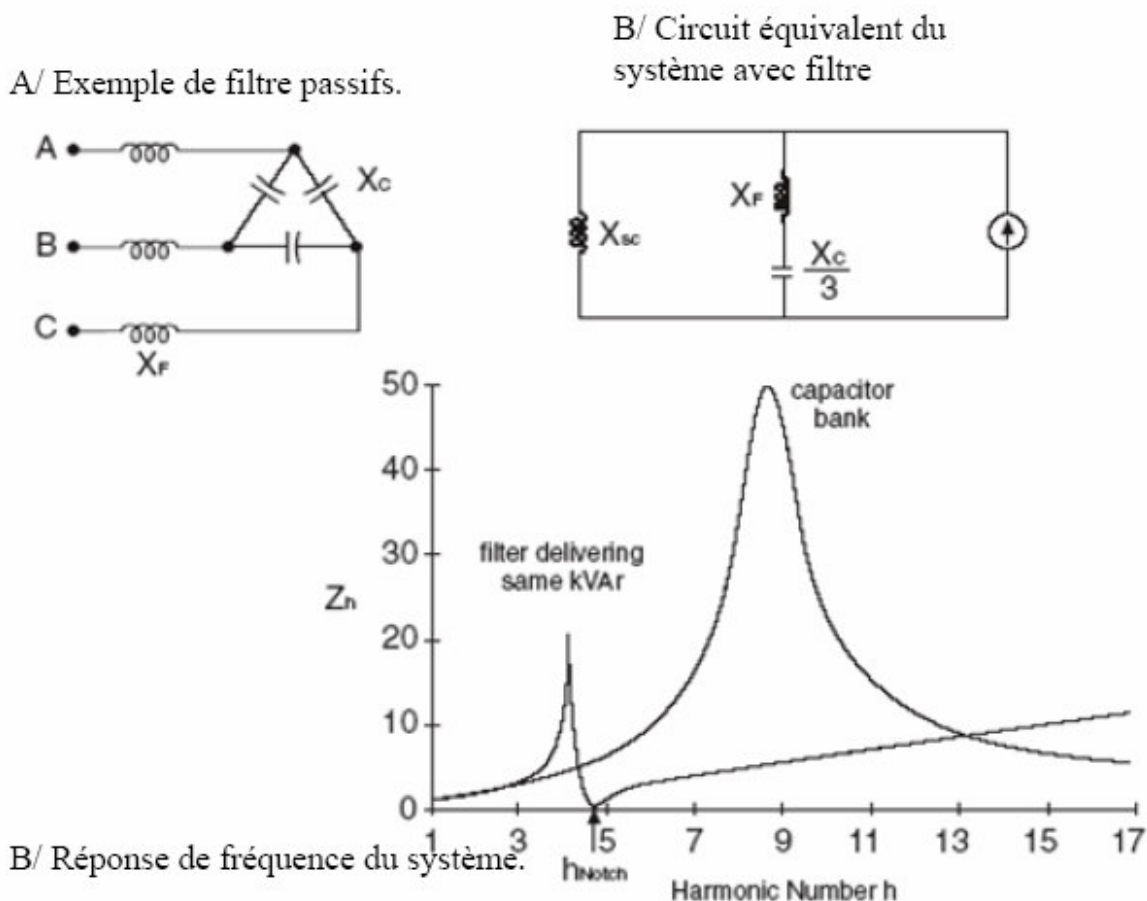


Figure I.5: Effet de la fréquence d'accord sur la réaction du système.

I.5.1.b.1 Filtre passif parallèle :

On place en parallèle avec le réseau d'alimentation une impédance très faible accordée à la fréquence d'harmonique à piéger [1].

I.5.1.b.2 Filtre passif série :

Le principe est le même que le précédent, mais au lieu de piéger les harmoniques, on les empêche de remonter à la source. Un exemple de filtre passif série est le circuit bouchon [1].

I.5.1.c Filtre résonant :

Il est constitué par la mise en série d'une inductance, d'une résistance, et d'un condensateur la **Figure (I.6)** montre clairement le montage de ce dernier ainsi que leurs impédances en fonction de la fréquence. 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}** [12].



Figure I.6 : Filtre passif résonnant

I.5.1.d Filtre amorti :

On distingue trois types de filtre amorti, (les filtres amortis de premier ordre a, les filtres amortis de second ordre b et les filtres de troisième ordre c) [13]. Les filtres amortis offrent plusieurs avantages :

- 1°) Leurs performances sont moins sensibles aux variations de température, aux déviations de fréquence, aux tolérances des composantes, etc.
- 2°) Ils présentent une faible valeur d'impédance pour une large gamme de fréquences harmoniques.
- 3°) L'usage de multiples filtres résonants peut provoquer des résonances parallèles entre les filtres et l'admittance du réseau. Dans ce cas, l'usage d'un ou de plusieurs filtres amortis est préférable.

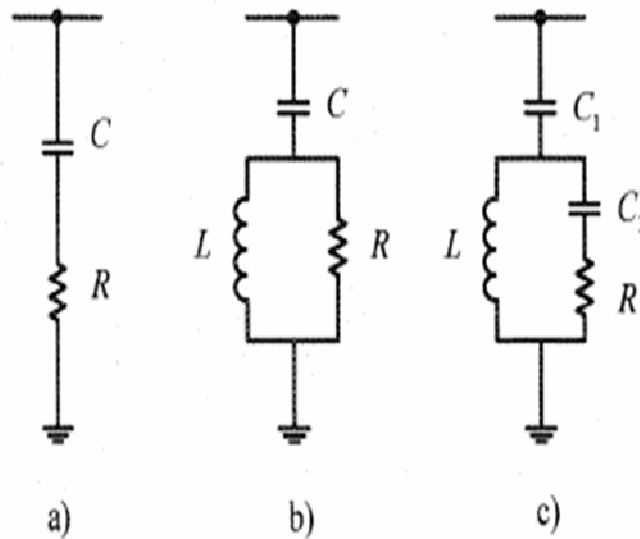


Figure I.7: Types de filtre amorti

I.5.2. Solutions modernes de la dépollution :

I.5.2.a Filtre dédié :

C'est le cas où les harmoniques à filtrer sont déjà connus, l'exemple type est la suppression des premiers harmoniques du courant absorbés par un redresseur alimentant une charge fortement inductive. Dans ce cas les harmoniques peuvent être approximativement estimés à partir de l'amplitude et de la phase du courant fondamental [1].

I.5.2.b Filtre adaptatif :

Ce filtre permet d'identifier par lui-même les harmoniques et il s'adapte automatiquement à leurs éventuelles évolutions, sa commande lui permet de générer en temps réel des courants harmoniques en opposition de phase [1].

I.5.2.c Filtres Actifs :

Les inconvénients inhérents aux filtres passifs (non adaptativité aux variations de la charge et du réseau, phénomène de résonance) ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtres appelée filtres actifs. Le but de ces filtres est d'engendrer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension soient rendus sinusoïdaux. Le filtre actif est connecté en série ou en parallèle suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les tensions ou les courants harmoniques [3].

Le filtre actif offre aujourd'hui une solution performante, efficace, souple et fiable pour résoudre les problèmes dus aux harmoniques. L'avantage du filtre actif qui ne cesse de s'améliorer est de s'adapter automatiquement à l'évolution des charges et du réseau [2].

I.5.2.c.1 Le Filtre Actif Parallèle (F.A.P) :

Le filtrage actif parallèle injecte dans le réseau les courants harmoniques consommés par la charge de telle sorte que le générateur ne fournit plus que le courant fondamental **Figure (I.8)** [3].

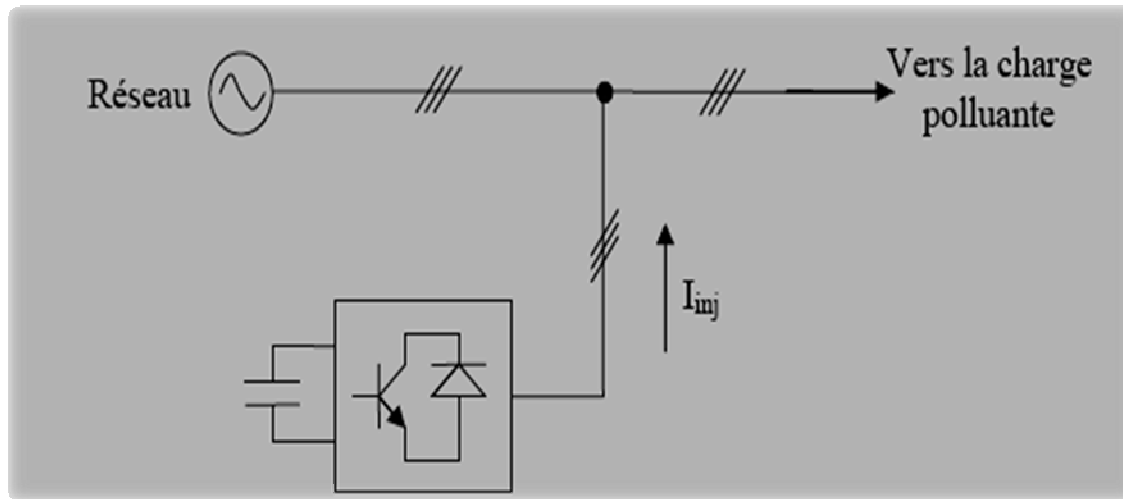


Figure I.8 : Filtre actif parallèle.

On suppose que le courant de la charge est la somme du courant fondamental et le courant harmonique qui sera, seulement, composé par le fondamental du courant de la charge [1].

$$I_{ch} = I_{chf} + I_h \quad (I-6)$$

Et le courant injecté par le filtre actif peut être :

$$I_{inj} = I_h \quad (I-7)$$

Donc, le courant de la charge sera :

$$I_L = I_{ch} - I_{inj} \quad (I-8)$$

$$I_L = I_{chf}$$

I.5.2.c.2 Le Filtre Actif Série (F.A.S) :

Le filtre actif série se comporte dans ce cas, comme le montre la **Figure(I.9)**, 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 [7].

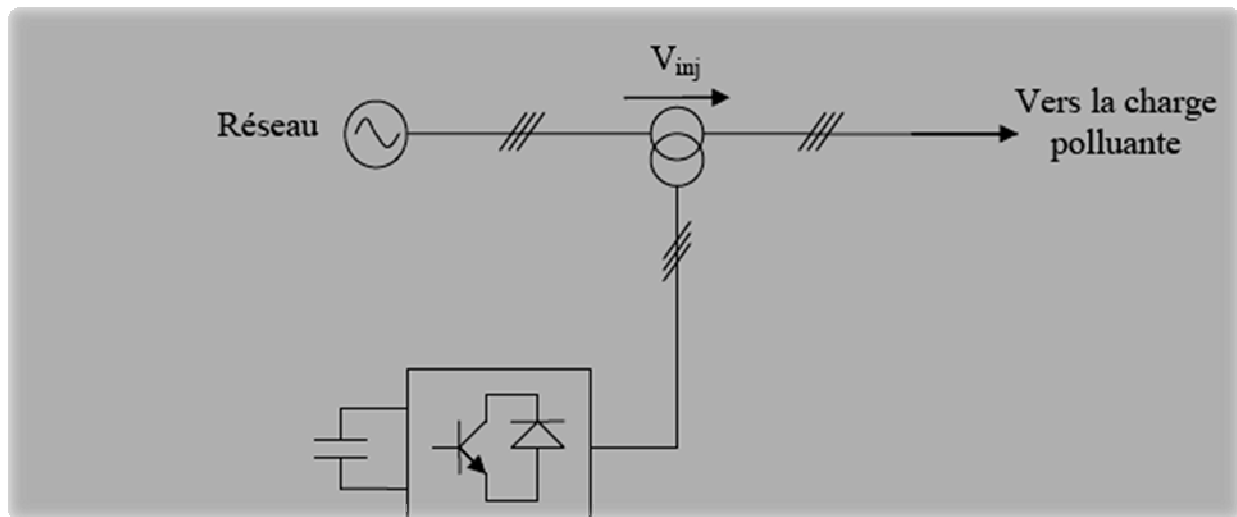


Figure I.9: Filtre actif série

I.5.2.d La combinaison parallèle-série actifs :

La combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle se nomme : conditionneur universel de la qualité d'onde (UPQC), de son origine anglaise, « Unified Power Quality Conditionner ». Cette structure permet d'aller chercher plusieurs fonctions simultanément servant à améliorer la qualité de la tension (compensation d'harmoniques, de puissance réactive, régulation et stabilisation de tension, etc.). Le FAS a pour principales fonctions d'isoler les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser la puissance réactive et les tensions déséquilibrées. Le rôle du FAP est d'absorber les courants harmoniques, de compenser la puissance réactive, de compenser les courants de séquence négative et de faire la régulation de la capacité du côté ce entre les deux filtres actifs [13].

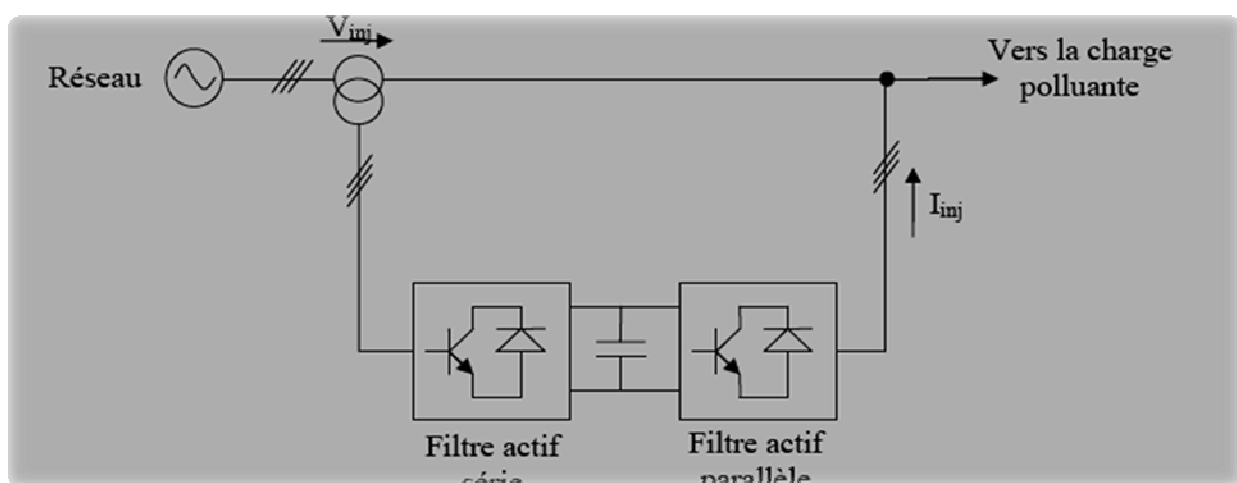


Figure I.10: Combinaison parallèle-série actifs

I.5.2.e Combinaison hybride active et passive :

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les

filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations. Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature [14], les plus étudiées étant :

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

I.5.2.e.1 Le Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles :

Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la **Figure(I.11)** [7].

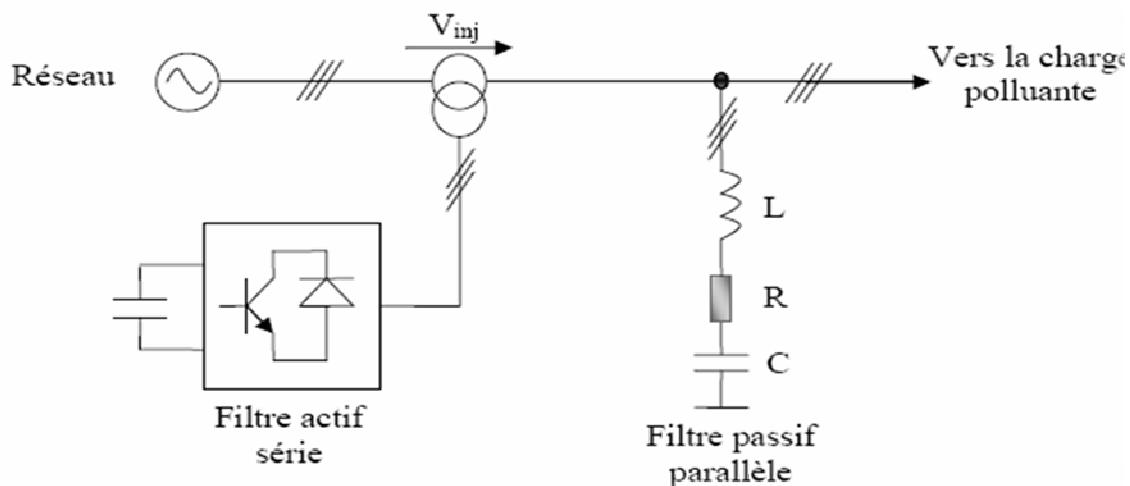


Figure I.11: Filtre actif série et filtre passif parallèle

I.5.2.e.2 Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles :

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en **Figure(I.12)**, est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible [4]. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court circuit de la charge.

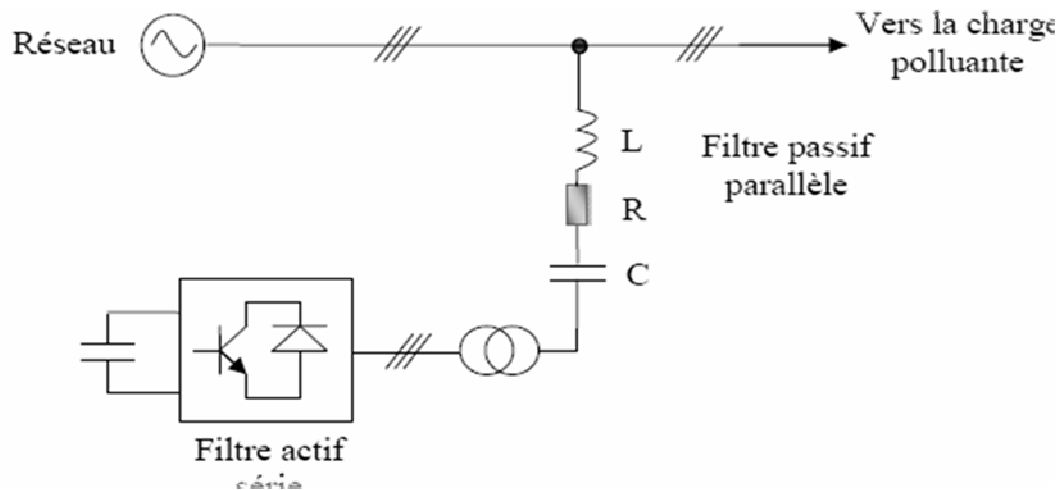


Figure I.12: Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle.

I.5.2.e.3 Le Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle :

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en **Figure(I.13)**, est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle. Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cycloconvertisseur de forte puissance [14].

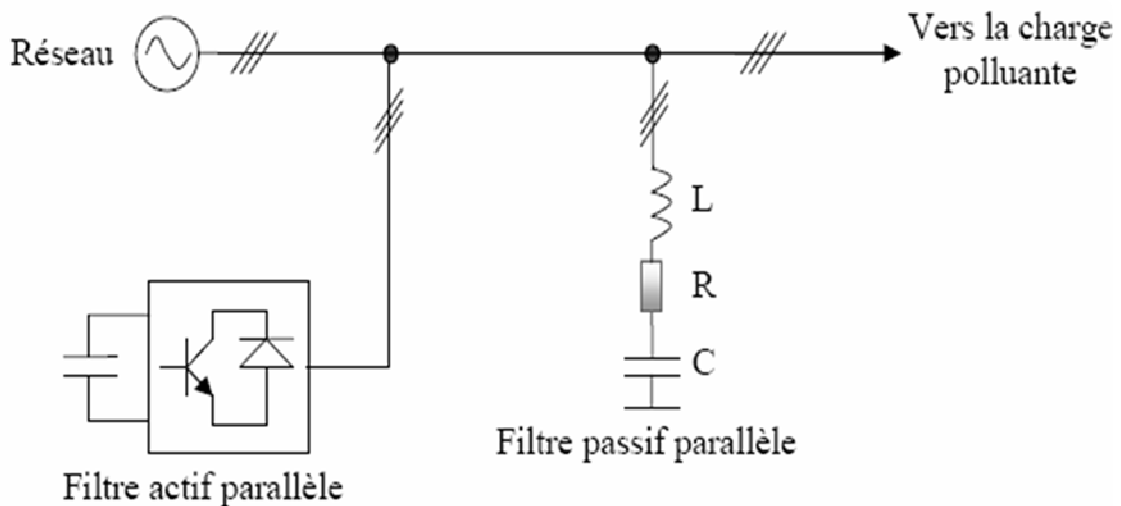


Figure I.13: Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

Conclusion

Les harmoniques générées par les charges non linéaires se propagent sur tout le réseau, et ils ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller du sur-échauffement et la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Donc, il est important d'aller chercher les solutions au problème d'harmoniques ailleurs sans avoir

à éliminer ces charges. Cependant, il est inconcevable que ces solutions puissent occasionner des problèmes supplémentaires sur le réseau.

CHAPITRE II

CHARGE
POLLUANTE ET
IDENTIFICATION
DES COURANTS
HARMONIOUES

Introduction :

L'utilisation des convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué à améliorer les performances et l'efficacité de ces systèmes. En revanche, ils ont participé à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale : ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques [1].

Diverses méthodes sont employées afin de réduire la pollution harmonique sur les réseaux de distribution. Parmi ces méthodes, le filtrage actif le moyen le plus répandu [2].

Ce chapitre sera divisé en trois parties dont la première on parlera du principe du filtrage actif, la deuxième est consacrée pour l'étude et la modélisation de la cascade : réseau triphasé - charge polluante – Filtre actif, alors que pour la troisième partie nous allons étudier la méthode d'identification des courants harmoniques dont l'objectif est d'adapter le filtre en temps réel par rapport à un environnement variable en un système unique.

II.1 Principe du filtre actif parallèle :

Le filtre actif parallèle est une solution moderne et efficace pour restituer la forme sinusoïdale du courant provenant du réseau électrique lorsque celui-ci est déformé par une charge non linéaire comme le montre la **Figure (II.1)**. En effet, l'introduction d'un filtre dans un réseau électrique permet d'éliminer par compensation les harmoniques introduites par une charge non linéaire [3].

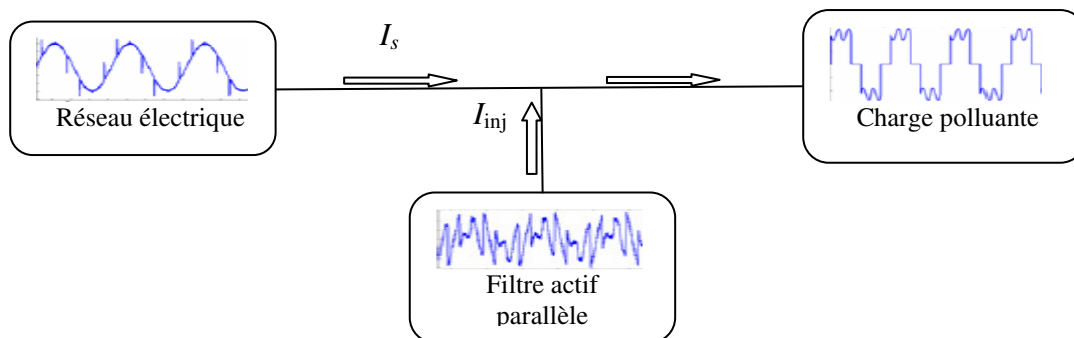


Figure II.1 : Principe du filtrage actif parallèle

II.2 Modélisation du réseau électrique :

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. triphasées équilibrées en série avec une impédance, **Figure(II.2)**

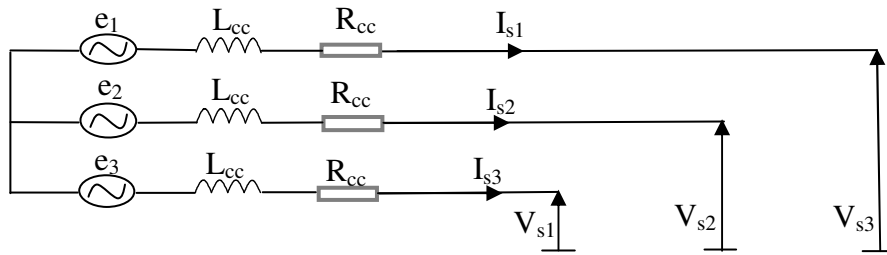


Figure II.2 : Schéma synoptique d'un réseau triphasé

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{pmatrix} = \sqrt{2}.E. \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{II-1}$$

Où : $\omega = 2\pi \cdot f_r$: pulsation du réseau.

II.3 Modélisation de la charge polluante :

La charge polluante est assimilée à une cascade comportant un moteur asynchrone dont l'alimentation de ce dernier est assurée par un redresseur de tension triphasé à diodes (pont de Graëtz), un filtre LC et un onduleur triphasé **Figure(II.3)**

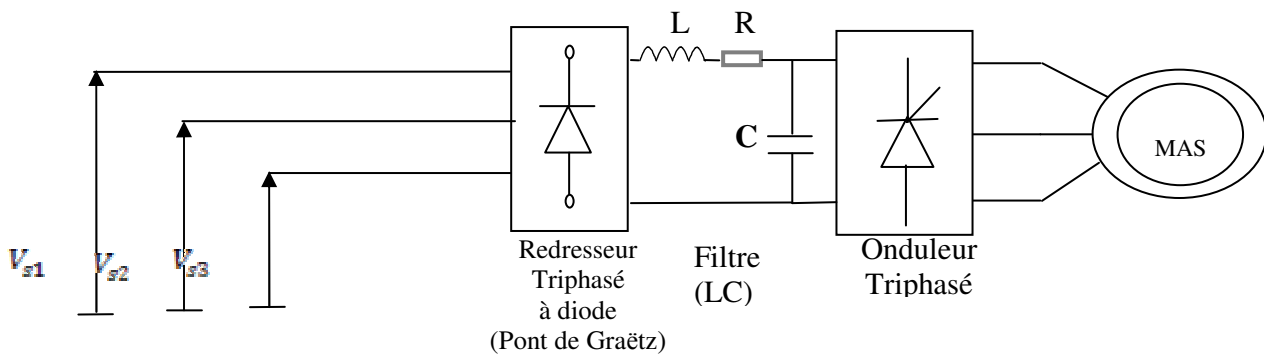


Figure II.3 : Schéma de système : redresseur - filtre LC - onduleur - machine asynchrone

II.3.1 Modélisation du redresseur :

Nous avons utilisé le pont de Graëtz triphasé à diode alimenté par un système de tension équilibrées sinusoïdale triphasée. **Figure(II.4).**

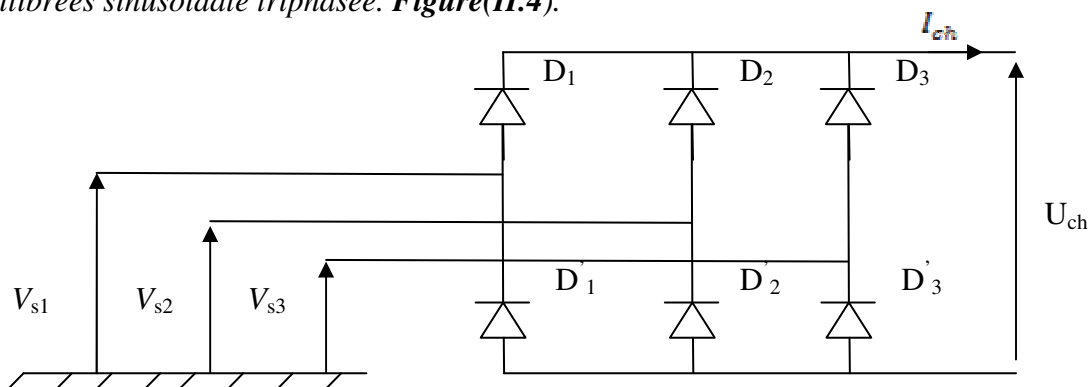


Figure II.4 : Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)

Deux diodes de même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduits également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_{s1} est supérieure à V_{s2} et V_{s3} , on encore :

$$V_{si} = \text{Max}(V_{sj}) ; j=1 ; 2 ; 3$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ conduit si } V_{si} = \text{Max}(V_{sj}) ; i=1 ; 2 ; 3 ; j=1 ; 2 ; 3$$

$$D'_i \text{ conduit si } V_{si} = \text{Max}(V_{sj}) ; i=1 ; 2 ; 3 ; j=1 ; 2 ; 3$$

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

$$U_{ch} = \text{Max}(V_{sj}) - \text{Min}(V_{sj}) ; j=1 ; 2 ; 3 \tag{II-2}$$

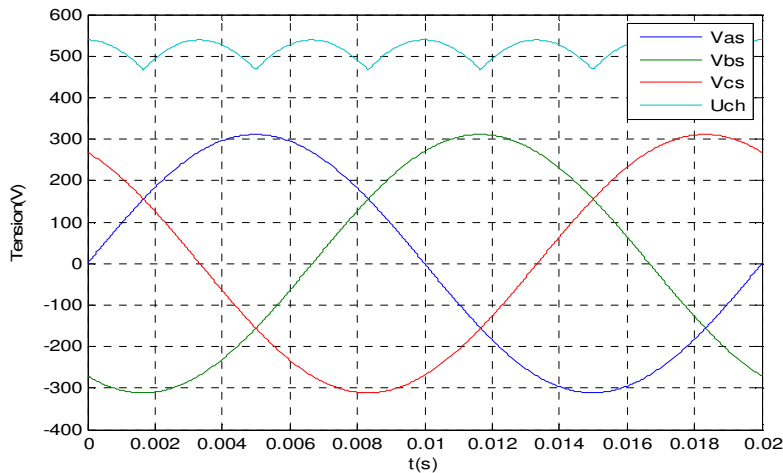


Figure II.5 : Tension redressée U_{ch}

La tension redressée U_{ch} obtenue par le redresseur de la Figure (II.5) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

II.3.2 Modélisation du filtre LC:

Le filtre (LC) est schématisé par la Figure(II.6)

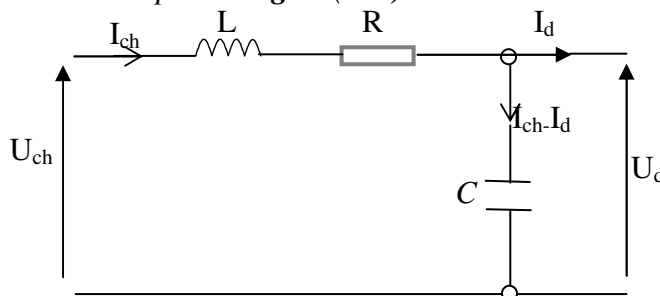


Figure II.6: Filtre LC

$$L \frac{dI_{ch}}{dt} = U_{ch} - U_d - RI_{ch} \tag{II-3}$$

$$\frac{dU_d}{dt} = \frac{1}{C} (I_{ch} - I_d) \tag{II-4}$$

La fonction de transfert du filtre $F(s)$ est donnée par la relation suivante :

$$F(s) = \frac{U_d}{U_{ch}} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \tag{II-5}$$

La pulsation correspondante de coupure est :

$$\omega_f = \sqrt{\frac{2}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \tag{II-6}$$

Pour limiter les ondulations du courant I_{ch} et de la tension U_d il faudrait que : $\omega < 2\pi fr$ où fr est la fréquence du réseau ($fr = 50Hz$). On choisit les paramètres suivants :

$L = 0.05H, C = 6mF, R = 2\Omega$.

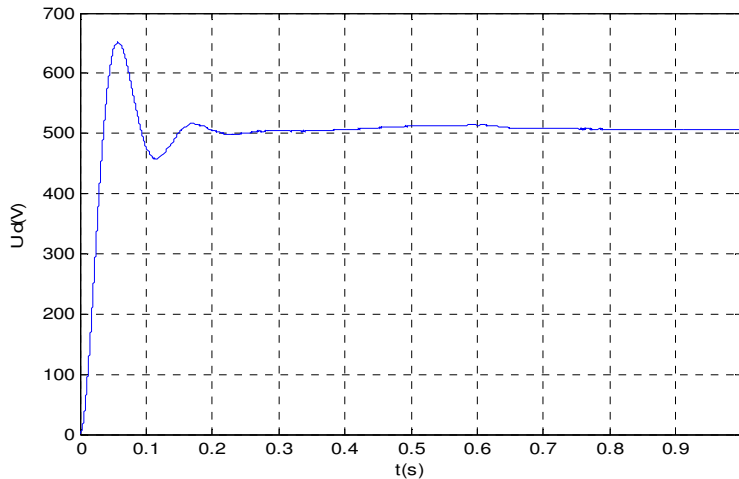


Figure II.7 : Tension filtrée

II.3.3 Modélisation de l'onduleur triphasé :

II.3.3.1 Présentation de l'onduleur triphasé :

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace ou réglable à partir d'une source de tension continu et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Constitué de trois bras menus de diodes de récupération. La commande des interrupteurs du même bras est complémentaire; lorsqu' un interrupteur conduit, l'autre est bloqué **Figure(II.8)**

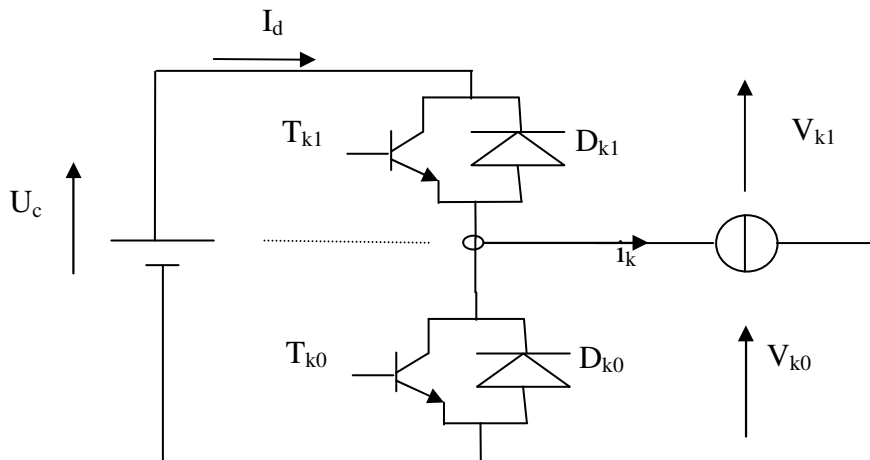


Figure II.8 : Bras d'onduleur triphasé

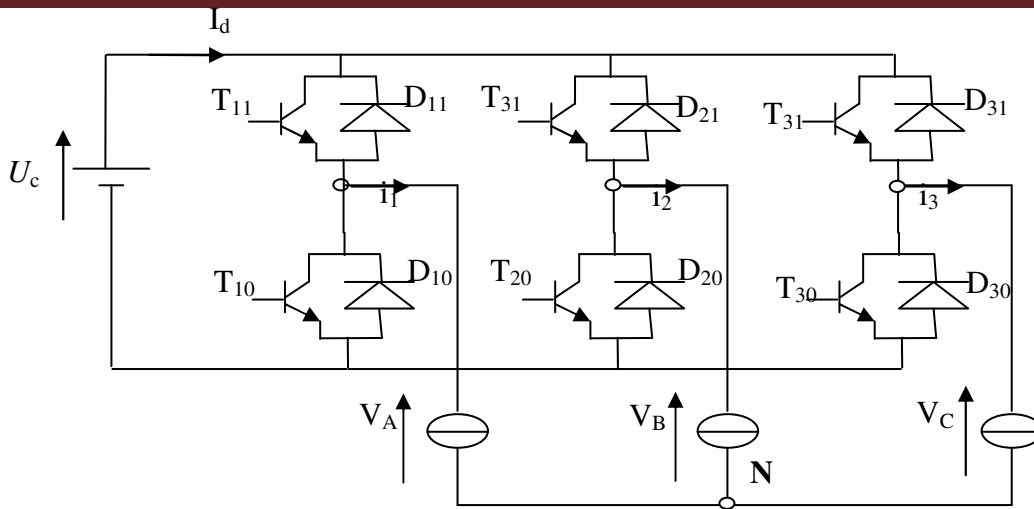


Figure II.9 : Structure de l'onduleur triphasé

*Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur, comme suit :

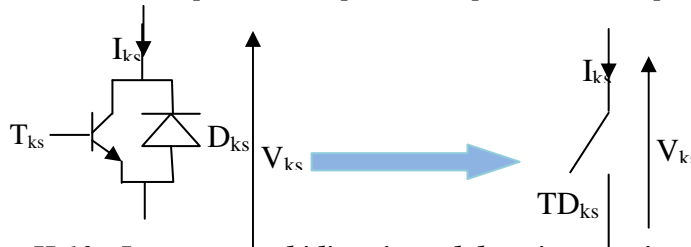


Figure II.10 : Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode

II.3.3.2 Modèle de commande de l'onduleur :

II.3.3.2.a Fonction de connexion :

On définit une fonction de connexion de demi-bras notée F_{km}^b à partir des fonctions de

$$F_{km}^b \begin{cases} K=1, 2, 3 & : \text{numéro de bras} \\ m=0 & : \text{le demi bras du haut (la partie } F_{k0}^b) \\ m=1 & : \text{le demi bras du bas (la partie } F_{k1}^b) \end{cases}$$

II.3.3.2.b Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé :

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes de deux interrupteurs d'un bras d'onduleur doivent être complémentaires c'est-à-dire :

$$\begin{cases} F_{11}=1- F_{10} \\ F_{21}=1- F_{20} \\ F_{31}=1- F_{30} \end{cases} \tag{II-7}$$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu imaginaire M sont donnés par les tensions suivantes [4]:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} U_c \\ V_{BM} = F_{21} U_c \\ V_{CM} = F_{31} U_c \end{cases} \tag{II-8}$$

Les différentes tensions composées de cet onduleur s'expriment au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB}=V_{AM}-V_{BM}=(F_{11}-F_{21})U_c \\ U_{BC}=V_{BM}-V_{CM}=(F_{21}-F_{31})U_c \\ U_{CA}=V_{CM}-V_{AM}=(F_{31}-F_{11})U_c \end{cases} \quad (II-9)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AN}=V_A=\frac{U_{AB}-U_{CA}}{3} \\ V_{BN}=V_B=\frac{U_{BC}-U_{AB}}{3} \\ V_{CN}=V_C=\frac{U_{CA}-U_{BC}}{3} \end{cases} \quad (II-10)$$

Les équations (II.9) et (II.10) permettent d'exprimer les tensions de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = U_c/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (II-11)$$

Pour les courants, on peut écrire la relation suivante (II.11) donnant le courant I_d d'entrée de l'onduleur triphasé en fonction des courants i_1 , i_2 et i_3 de sa charge triphasée [4]

$$I_d = F_{11} i_1 + F_{21} i_2 + F_{31} i_3 \quad (II-12)$$

On définit la relation de conversion simple comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_d \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II-13)$$

$N(t)$ est la matrice de conversion simple, avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}-F_{21}-F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}+2F_{21}-F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}-F_{21}+2F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (II-14)$$

De même façon pour la relation de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_d \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II-15)$$

Où $[M(t)]$ est la matrice de conversion composée, avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{21} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31} - F_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (II-16)$$

II.3.3.3 Stratégie de commande :

L'onduleur utilisé est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel avec une porteuse. Cette stratégie est très connue pour les onduleurs. Son principe est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou dent de scie. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m et le taux de modulation r . On définit l'indice de modulation m comme le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la tension de référence $\{m = \frac{f_p}{f_r}\}$. Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude V_{pm} de la porteuse $\{r = \frac{V_m}{V_{pm}}\}$ [4].

*La Figure (II.11) représente l'allure des signaux de porteuse et de référence pour l'alimentation dans le cas où $m=6$, $r=0.8$

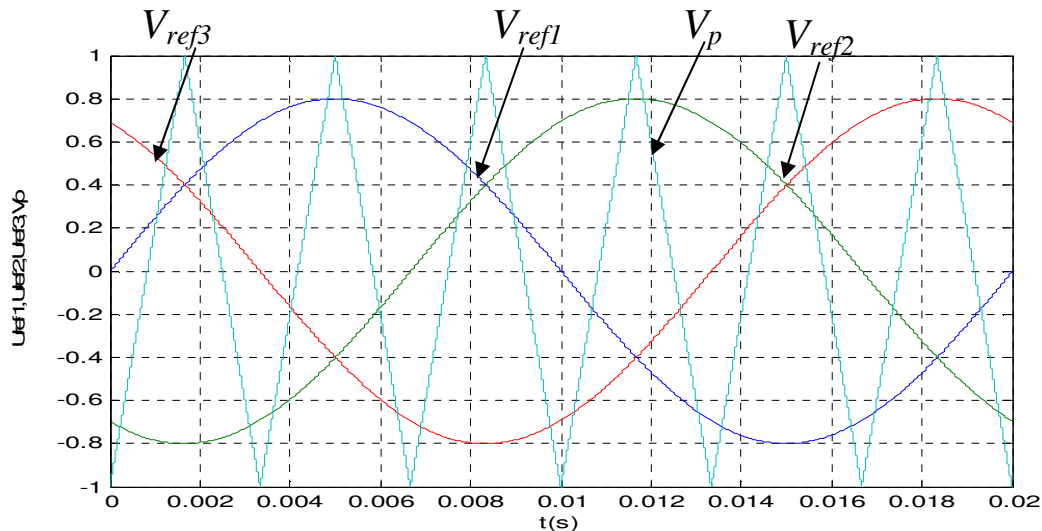


Figure II.11: Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale de l'onduleur triphasé ($m = 6$ et $r = 0.8$)

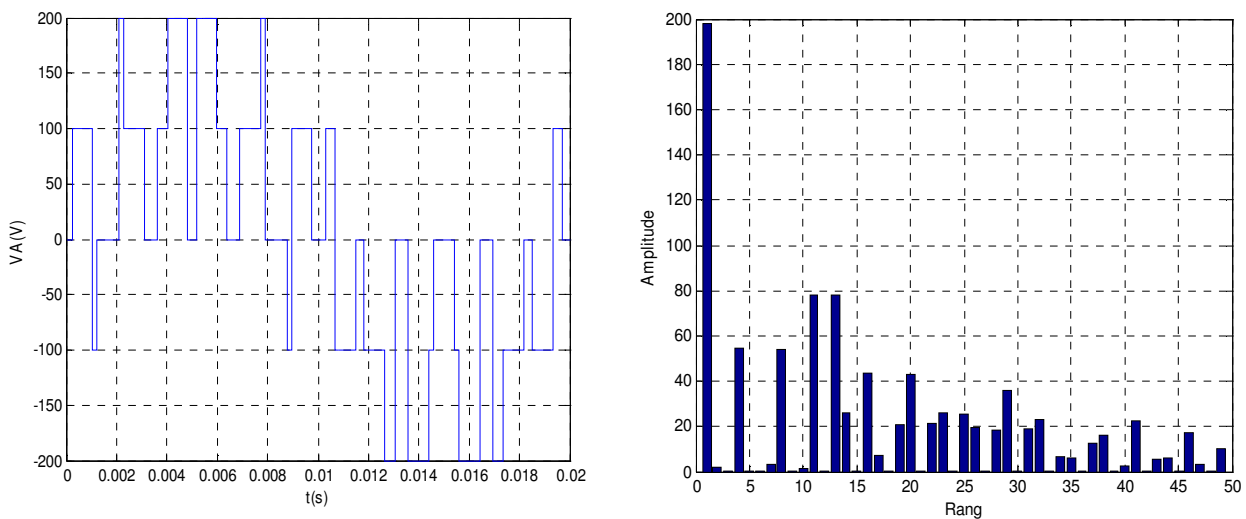


Figure II.12 : La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé ($U_c = 300V$, $m = 6$ et $r = 0.8$)

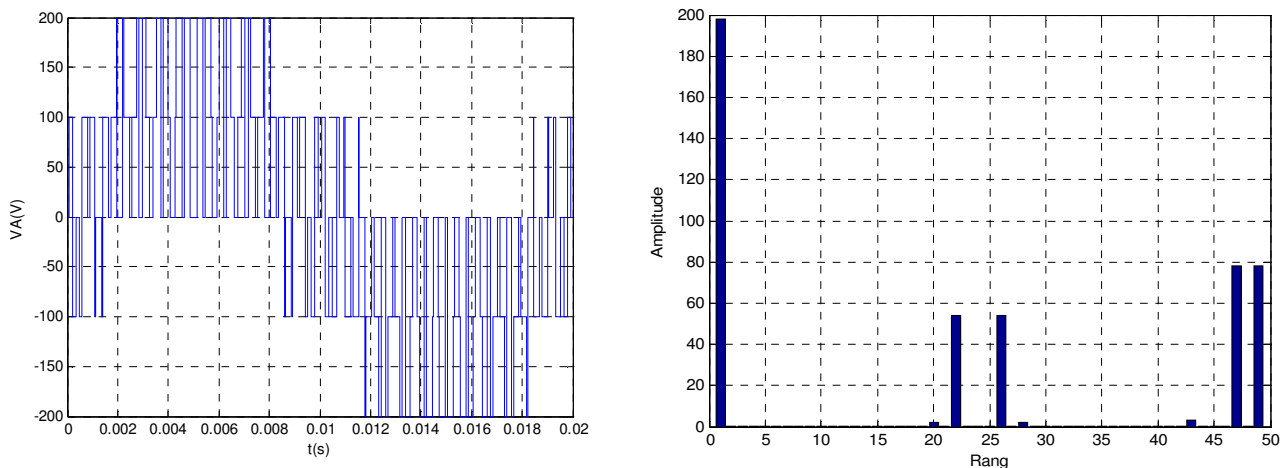


Figure II.13 : La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé ($U_c = 300V$, $m = 24$ et $r = 0.8$)

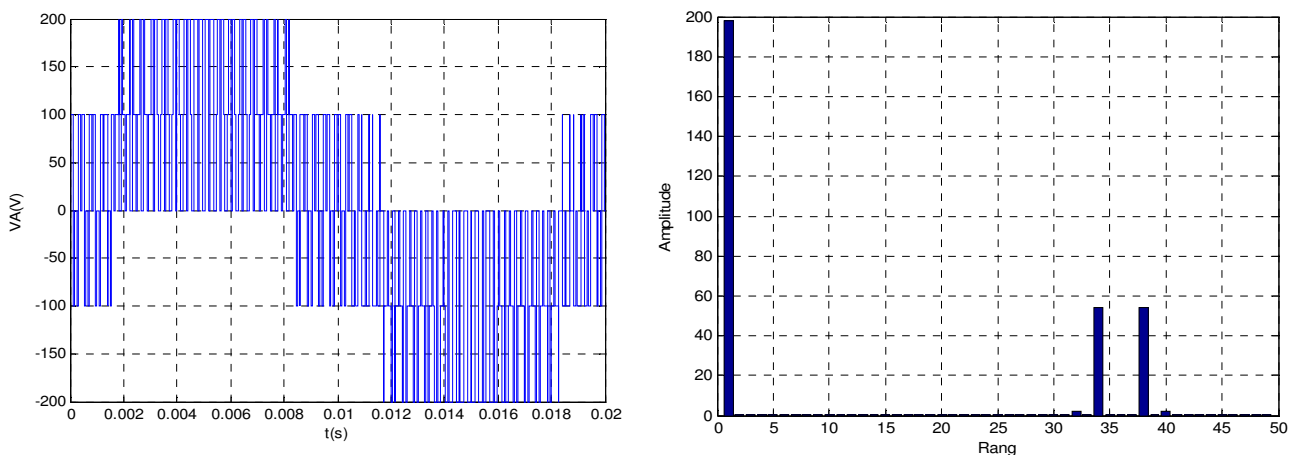


Figure II.14 : La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé ($U_c = 300V$, $m = 48$ et $r = 0.8$)

Les figures ci-dessus montrent :

L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées comme la montre les **Figures (II.12), (II.13) et (II.14)**

Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuses ($f_p = mf_r$).

II.4 Modélisation de la machine asynchrone :

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation synthétique et claire à la fois, cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique, sous forme dynamique, de la machine asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromagnétique d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner, généralement, les opérations de démarrage, de freinages et de variations de charges.etc [5].

II.4.1 Hypothèses de travail :

Les **hypothèses** couramment posées sont :

- pas de saturation du circuit magnétique,
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- pas de phénomène d'effet de peau,
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.

De plus on considérera que la force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques et rotoriques, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer [6].

II.4.2 Équations de la machine asynchrone :

La machine est représentée par trois phases statoriques A, B, C et trois phases rotoriques a, b, c. **Figure (II.15).**

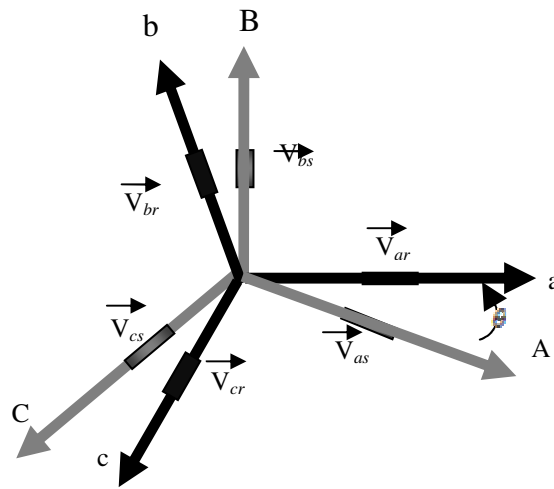


Figure II.15 : Représentation schématique d'une machine asynchrone

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d\Phi}{dt} \quad (II-17)$$

Pour les trois phases statoriques on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[V_{abcs}] = R_s [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \quad (II-18)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (II-19)$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases, il n'y a pas lieu d'écrire une matrice de résistance.

De même pour le rotor :

$$[V_{abcr}] = R_r [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-20)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

Où :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-21)$$

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases :

(Notion de flux/Inductance propre)

Pour la phase A statorique :

$$\Phi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (II-22)$$

Alors que pour les flux de la machine on a :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_3 & m_2 & l_r & m_r & m_r \\ m_2 & m_1 & m_3 & m_r & l_r & m_r \\ m_3 & m_2 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (II-23)$$

$$m_1 = L_m \cos(\theta) \quad (II-24)$$

$$m_2 = L_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (II-25)$$

$$m_3 = L_m \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (II-26)$$

II.4.2.1 Transformation de PARK :

La transformée de PARK correspond tout simplement au changement de base (triphasée-dq) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ».

La matrice de changement de base est $[P(\theta)]$ définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II-27)$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II-28)$$

II.4.2.2 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :

II.4.2.2.a Equations électriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (II-29)$$

II.4.2.2.b Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_s i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_s i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (II-30)$$

II.4.2.2.c Equations mécaniques :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_m - T_i - f \cdot \Omega_r \\ T_m = \left[\frac{3}{2} \right] P \cdot L_m \cdot (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ \omega_r = P \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (II-31)$$

II.4.3 Choix du référentiel :

Trois types de référentiels sont intéressants

II.4.3.1 Référentiel lié au stator : dans ce repère on trouve.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

II.4.3.2 Référentiel lié au rotor : dans ce repère on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

II.4.3.3 Référentiel lié au champ tournant : dans ce cas la vitesse est la vitesse du champ tournant (vitesse du synchronisme ω_s), nous avons donc :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$$

II.4.4 Représentation d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (II-32)$$

$[X]$: Vecteur d'état, avec :

$$[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^t; \quad (II-33)$$

$$U = [V_{ds} \quad V_{qs}]^t \quad (II-34)$$

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice de commande

$[U]$: Vecteur du système de commande

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m} \cdot \omega_r \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m} \cdot \omega_r & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_s - \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (II-35)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II-36)$$

II.4.5 Simulation et interprétation:

II.4.5.1 Démarrage à vide :

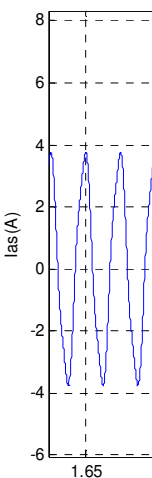
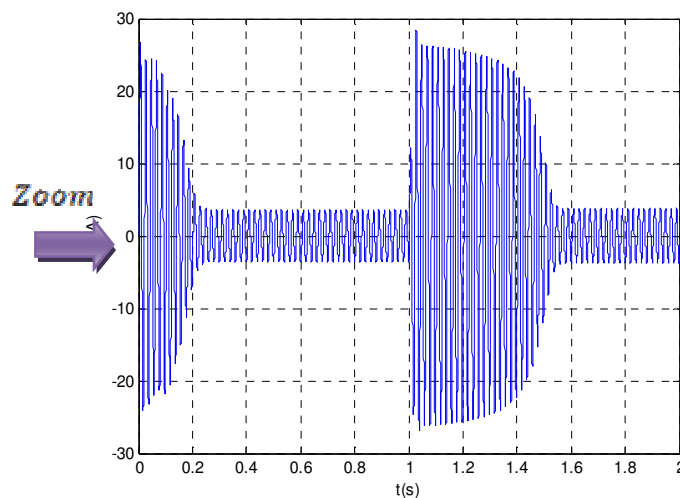
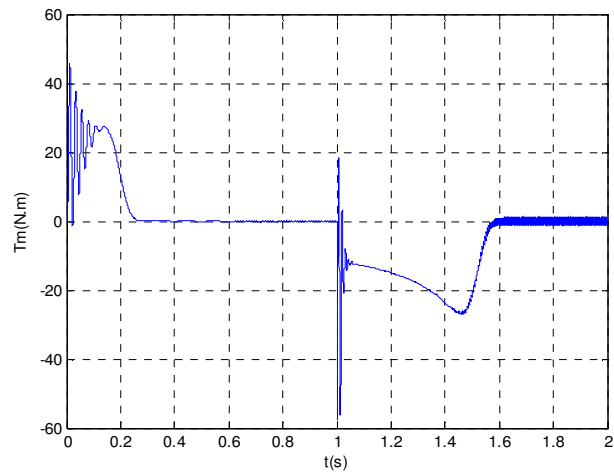
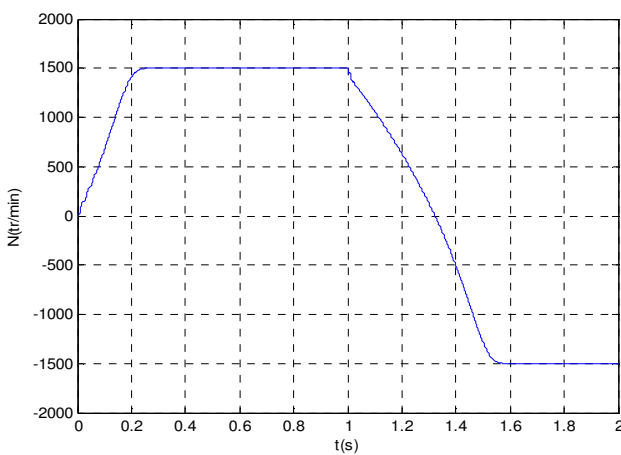


Figure. II.16 : Résultats de la simulation du démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par le réseau, suivie d'une inversion du sens de marche à l'instant t=1s

II.4.5.2 Démarrage à vide suivi d'une charge ($T_i=10\text{N.m}$)

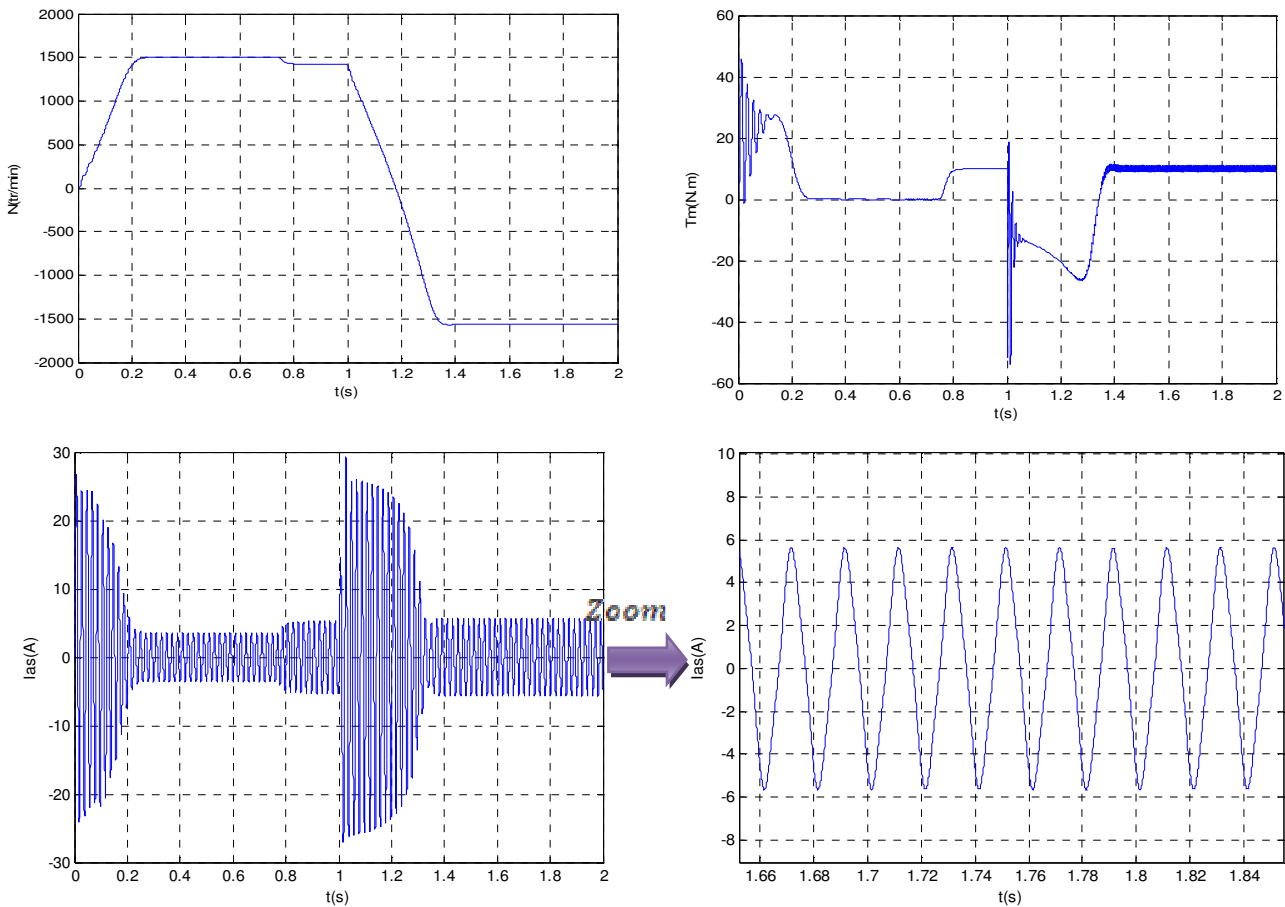


Figure II.17 : Résultats de la simulation du démarrage à vide avec l'application de la charge ($T_i=10\text{N.m}$) à l'instant $t=0.75$ du moteur asynchrone triphasé alimenté par le réseau, suivie d'une inversion du sens de marche à l'instant $t=1\text{s}$

II.4.5.3 Interprétation des résultats de simulation :

La vitesse :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps la vitesse de rotation se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme, Au moment de l'inversion environs ($t=1\text{s}$) de sens de marche, la vitesse diminue linéairement vers la valeur de la vitesse de synchronisme mais de signe négative.

A l'instant $t=0.75\text{s}$: l'application de la charge poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

Le couple :

La courbe du couple ce présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après tend vers zéro à vide et tend vers le couple résistant à l'application de la charge ; à l'inversion de sens de marche une oscillation lisible pendant une courte durée, après le couple

électromagnétique diminue puis augmente vers le zéro à vide, et vers la valeur du couple résistant à l'application de la charge

Le courant statorique :

Lors de démarrage, un fort appel du courant apparaît, après le courant diminue jusqu'à il devient sinusoïdal, à l'inversion du sens de marche le courant augmente puis il devient encore si sinusoïdal.

A l'application de la charge le courant statorique évolue suivant la charge appliquée

II.5 Résultats de simulation de la cascade : Source – Charge polluante

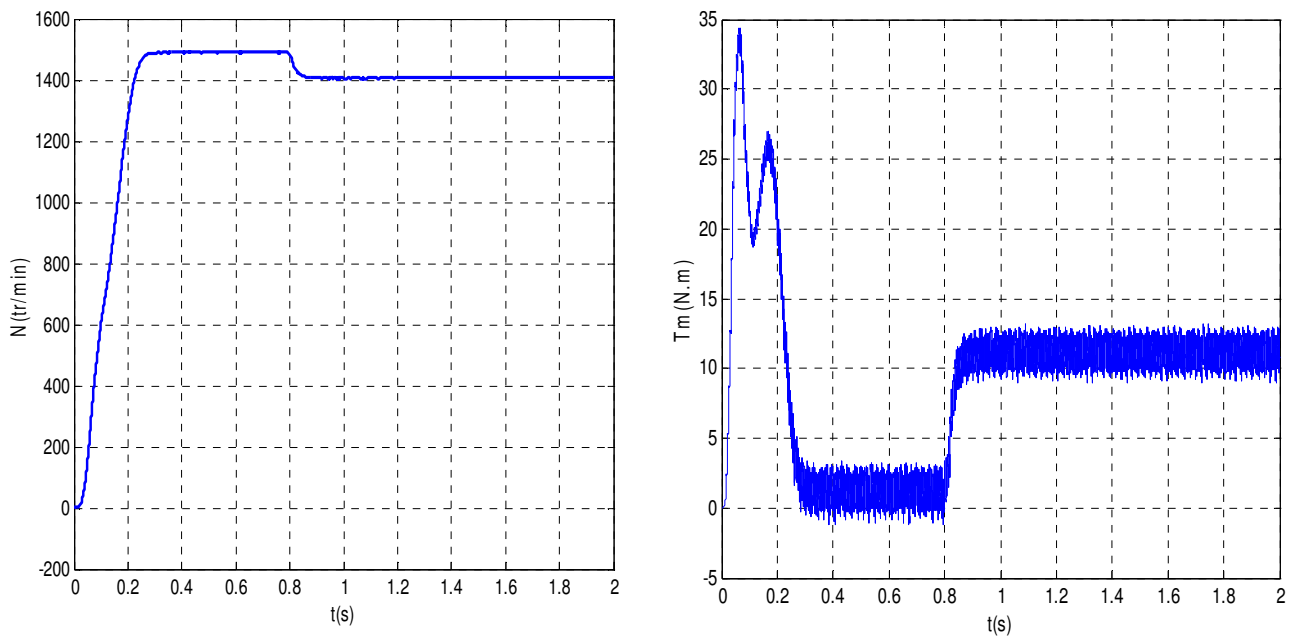


Figure II.18.a : La vitesse et le couple électromagnétique du moteur

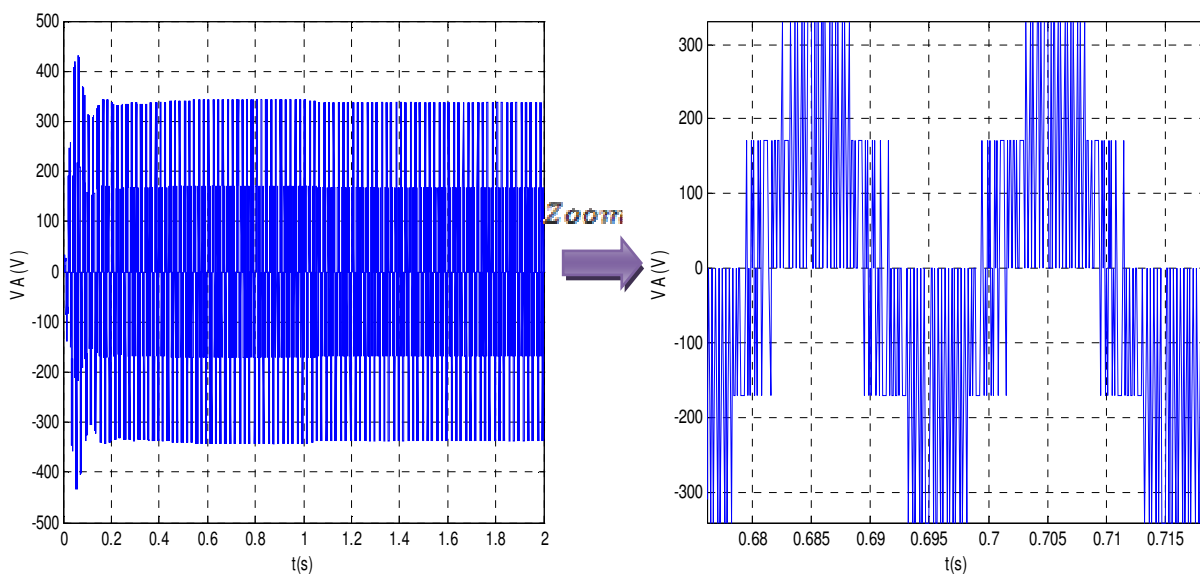


Figure II.18.b : La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre du moteur

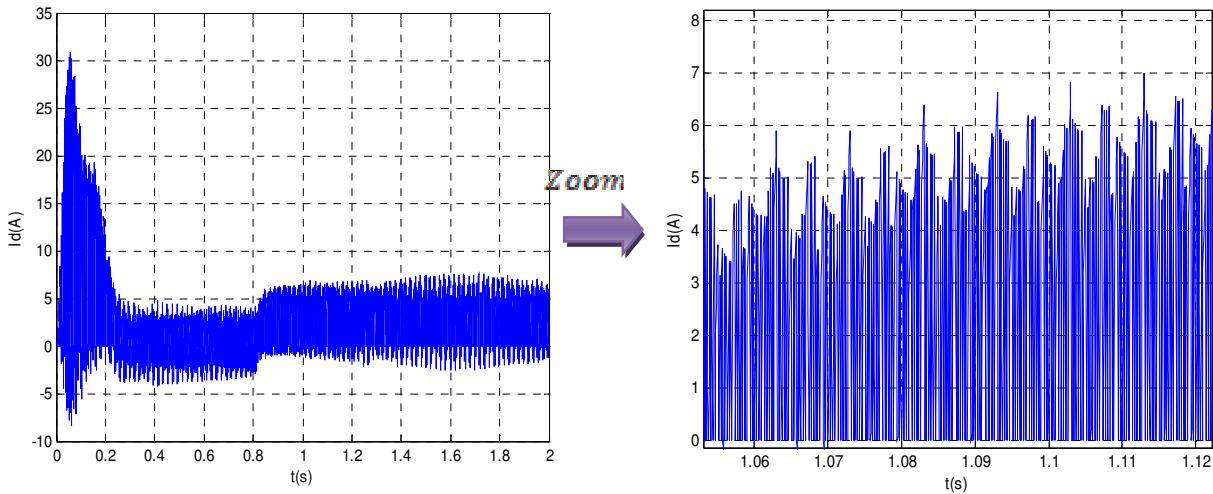


Figure II.18.c : Le courant d'entrée de l'onduleur triphasé

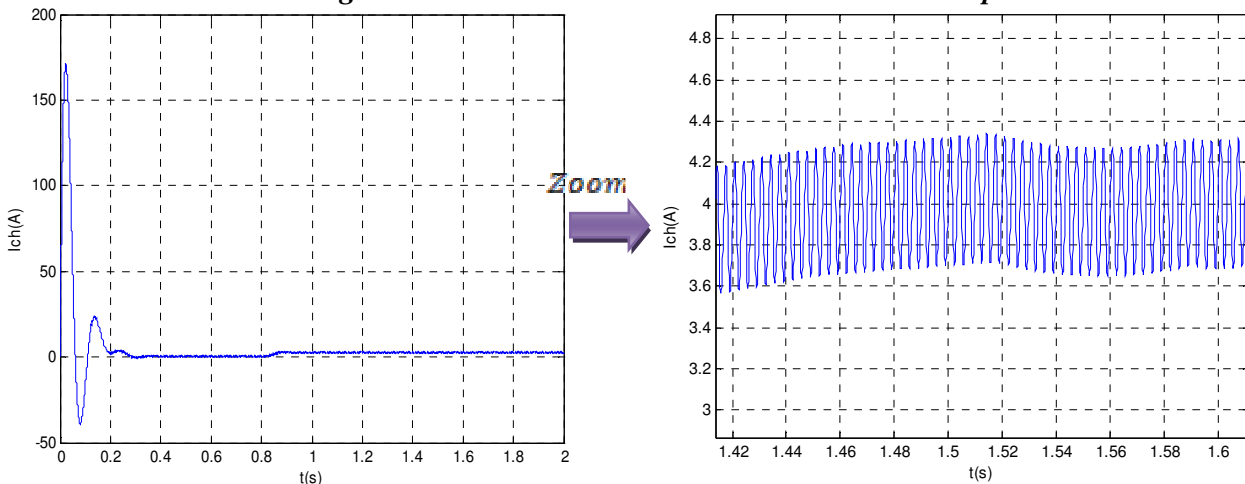


Figure II.18.d : Le courant redressé

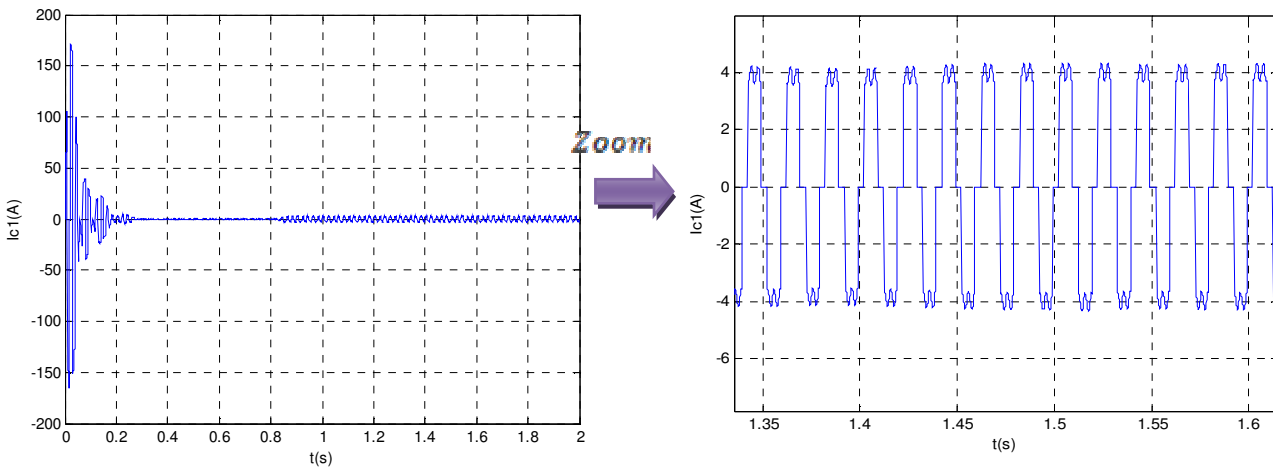


Figure II.18.e : Le courant d'une phase du réseau

Les **Figures(II.18)** montrent l'évolution des différentes grandeurs de la cascade en fonction du temps. La **Figure (II.18.b)** présente la tension V_{as} de l'onduleur triphasé par rapport au neutre du moteur, ainsi que la **Figure (II.18.c)** présente le courant d'entrée de l'onduleur triphasé, le courant d'une phase statorique est donné sur la **Figure (II.18.b)**.

La **Figure (II.18.a)** montre la vitesse et le couple du moteur, on voit bien la variation au moment où le couple résistant entre en action ($T_i = 10N.m$ à $t=0.8s$)

La **Figure (II.18.d)** montre le courant redressé, ainsi que la **Figure (II.18.e)** présente le courant absorbé par la charge polluante, on constate qu'il est déformé et riche en harmoniques qui va engendrer des conséquences indésirables allant d'échauffement et dysfonctionnement d'un équipement jusqu'à la destruction d'une partie des équipements connectés pour notre charge.

II.6 Identification des courants harmoniques :

II.6.1 Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées :

Cette méthode est basée sur la mesure des variables instantanées triphasées présentes sur le réseau électrique avec ou sans composantes homopolaires. Cette méthode est valide aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire [2].

Les composantes de Concordia des tensions aux points de raccordements et des courants absorbés par la charge :

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (II-37)$$

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{c1} \\ I_{c2} \\ I_{c3} \end{bmatrix} \quad (II-38)$$

La puissance réelle instantanée p et la puissance réactive instantanée q peuvent être exprimées de façon équivalente en système biphasé par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (II-39)$$

La puissance réelle instantanée ainsi que la puissance imaginaire instantanée peuvent être exprimées de la façon suivante

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (II-40)$$

Avec :

\bar{p} : La puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension,

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

\tilde{p} et \tilde{q} Les puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension. Pour isoler les composantes continues, on utilise des filtres passe bas dont la fréquence de coupure nous permettra de négliger les ondulations à sa sortie.

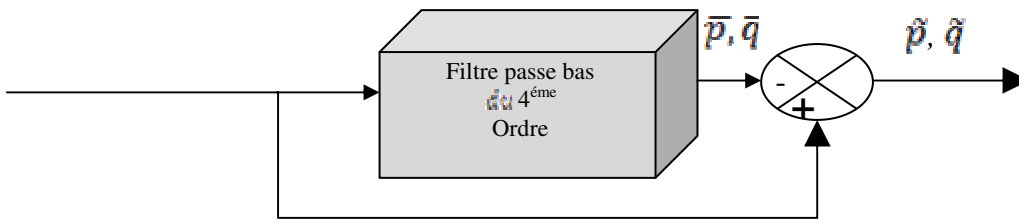


Figure II.19 : Filtrage de la composante de la puissance continue

Les fondamentaux des courants s'obtiennent par :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_h \\ q_h \end{bmatrix} \tag{II-41}$$

Les courants de compensation de référence se calculent par la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \tag{II-42}$$

Finalement, le schéma d'identification que nous avons défini peut être représenté par :

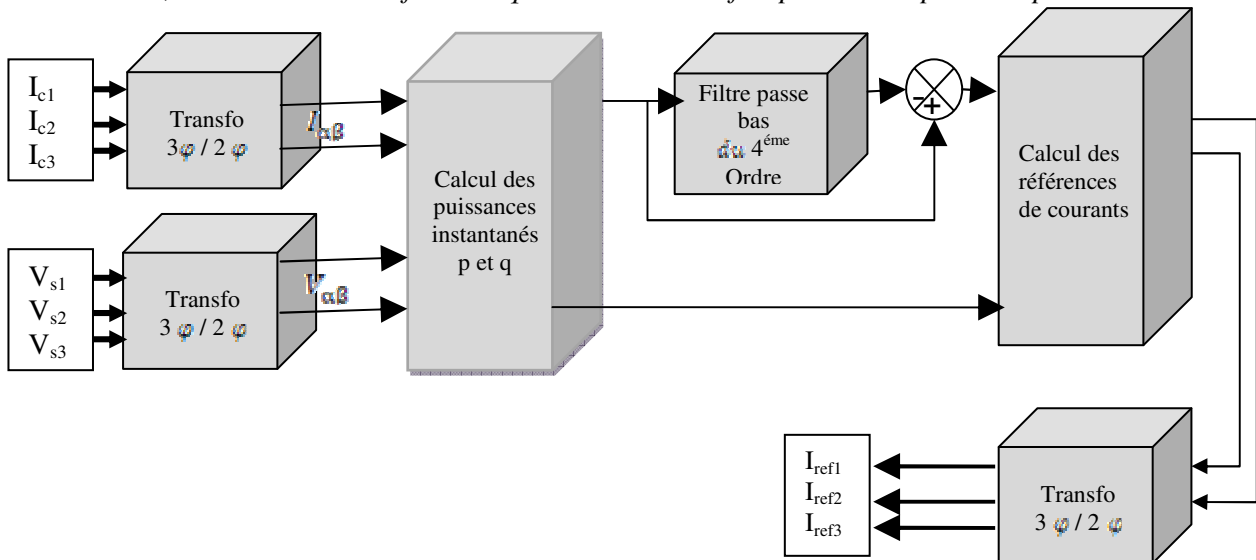


Figure II.20 : Schéma d'identification des courants harmoniques

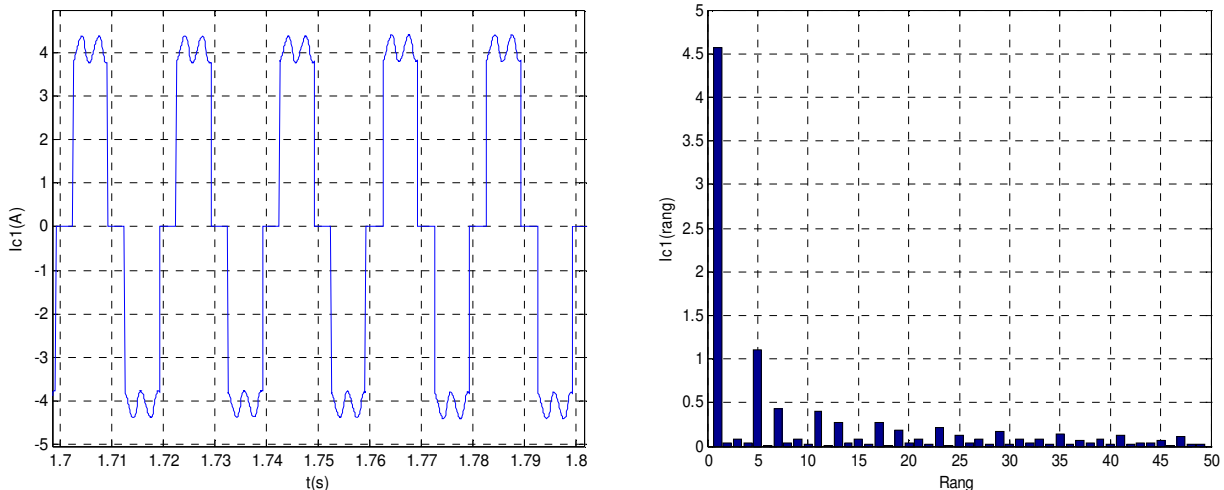


Figure. II.21 : Courant réseau de référence et son spectre fréquentiel d'une phase

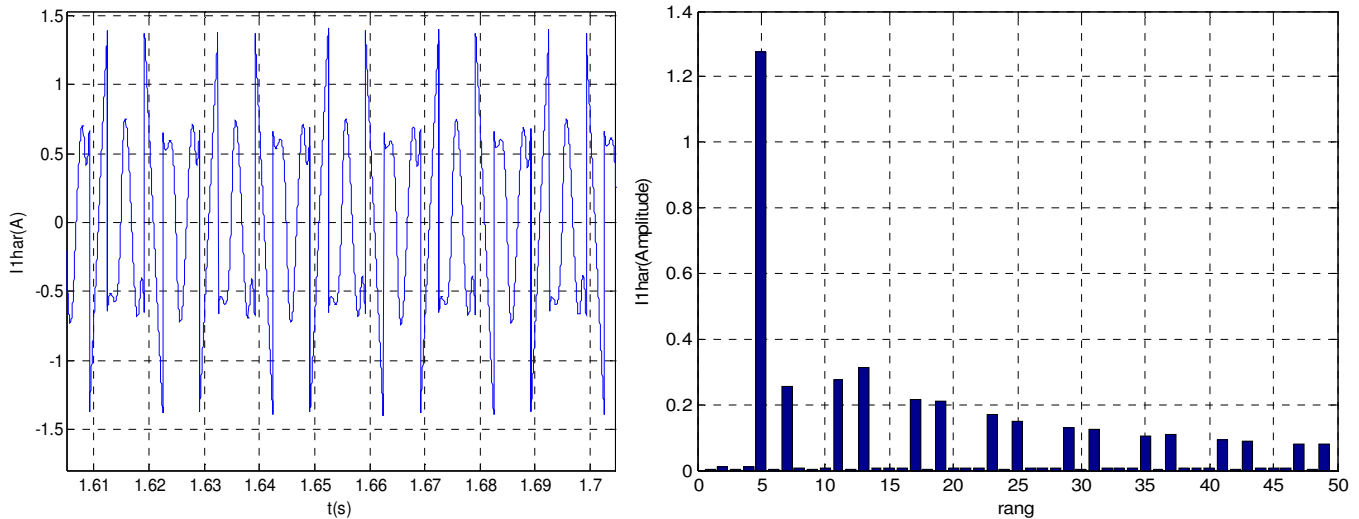


Figure II.22 : Courant d'harmonique avant filtrage et son spectre fréquentiel d'une phase

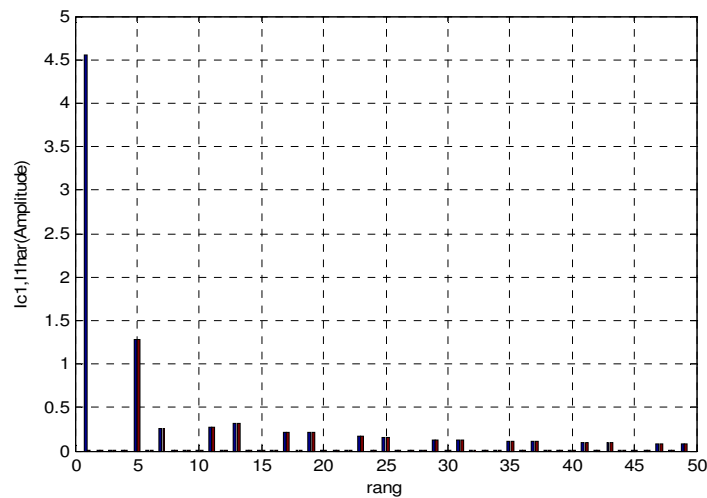


Figure II.23 : Spectres fréquentiels du courant d'une phase et le courant harmonique.

Les Figures précédentes montrent :

La **Figure (II.21)** montre le courant du réseau avant filtrage de même pour son spectre fréquentiel, ainsi que la **Figure (II.22)** montre le courant harmonique de référence et son spectre fréquentiel d'une phase, et la **Figure (II.23)** montre la validation de la méthode d'identification des courants perturbés du courant du réseau électrique.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, premièrement le principe du filtrage actif, deuxièmement la modélisation et la simulation du système allant de la source jusqu'au moteur asynchrone. Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide puis une application d'une charge atteste la validité du modèle présenté, enfin on a discuté la méthode d'identification des courants perturbés.

Ce modèle simple du moteur ne tient plus lorsque le moteur doit développer des couples et des vitesses qui changent rapidement, ce qui nécessite une commande sur une base instantanée, c'est ce qu'on appelle la commande vectorielle qu'on va l'étudier dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction :

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et du transport [11]. La machine asynchrone est difficilement commandable. La difficulté réside dans le fait que son modèle mathématique dans le repère de Park est non linéaire multi variables est fortement couplé [8], [10].

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC) a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises [11], [8]. On se tourne alors vers le moteur asynchrone à cage qui ne cesse d'attirer les recherches par ses qualités incontestables. Cependant, il est à signaler que l'application en positionnement ou en régulation de vitesse du moteur asynchrone à été tardive malgré ses atouts indiscutables. C'est sans doute, la conséquence d'une difficulté de contrôle due à son fonctionnement non linéaire du part, à l'inaccessibilité des grandeurs électriques du rotor d'autre part. Un progrès remarquable a été accompli, dans le domaine de vitesse variable, lorsque (Blachke 1972) a proposé la méthode de contrôle vectorielle de la machine asynchrone dite (principe du champ orienté). Offrant désormais un outil puissant de contrôle pour la machine à induction en plus de qualités incontestables qu'elle présente [11].

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension. Ainsi, après avoir présenté le principe de base de la commande, nous présenterons, après vérification du découplage, les résultats de réglage de vitesse en boucle fermée, par la méthode indirecte.

III.1 La commande vectorielle par orientation du flux :

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [16,8].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante .pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q».un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme il est illustre sur la **Figure (III.1)**, [17].

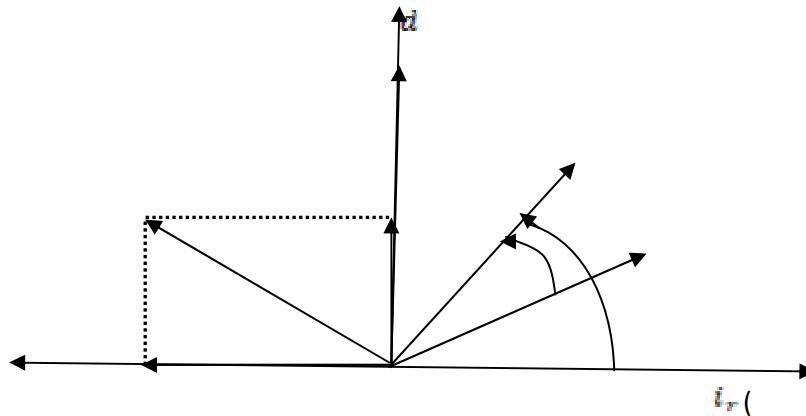


Figure III.1: l'orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

Le flux (Φ) peut représenter:

• Flux rotorique : $\Phi_{dr} = \Phi_r, \Phi_{qr} = 0$ (III-

1)

• Flux statorique : $\Phi_{ds} = \Phi_s, \Phi_{qs} = 0$ (III-

2)

• Flux d'entrefer : $\Phi_{ds} = \Phi_e, \Phi_{qs} = 0$ (III-3)

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [16]. Dans notre cas l'orientation du flux rotorique est la méthode choisie.

III.2 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

Pour la commande directe par orientation de flux rotorique, celui-ci est régulé par une boucle de contre réaction nécessitant une bonne connaissance de son module et de sa phase. Celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à des séries de mesure aux bornes du système. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des variations de paramètres de la machine [17].

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes [10]:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique. L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué. Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension [16].

III.3 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

III.3.1 Description :

Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée; ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple **Figure (III.3)**, [10].

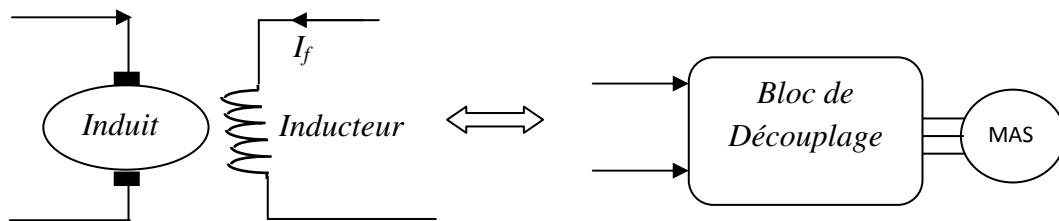


Figure III.3: Principe de la commande vectorielle.

III.3.2 Bloc de découplage :

En reprenant la description de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur l'axe (d) du repère lié au champ tournant et en réécrivant le système d'équation (III-6) de la manière suivante [10]:

$$\begin{cases} i_{dsref} = \frac{1}{L_m \left(T_r \frac{d\Phi_{rref}}{dt} + \Phi_{rref} \right)} \\ i_{qsref} = \frac{L_r T_{mref}}{p L_m \Phi_{rref}} \\ \omega_{sq} = \frac{L_m i_{qsref}}{T_r \Phi_{rref}} \end{cases} \quad (III-6)$$

$$R_{eq} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}$$

On considère le flux rotorique Φ_{rref} et le couple T_{mref} comme grandeurs de référence de commande. A flux rotorique constant, le couple dépend alors uniquement du courant i_{qs} .

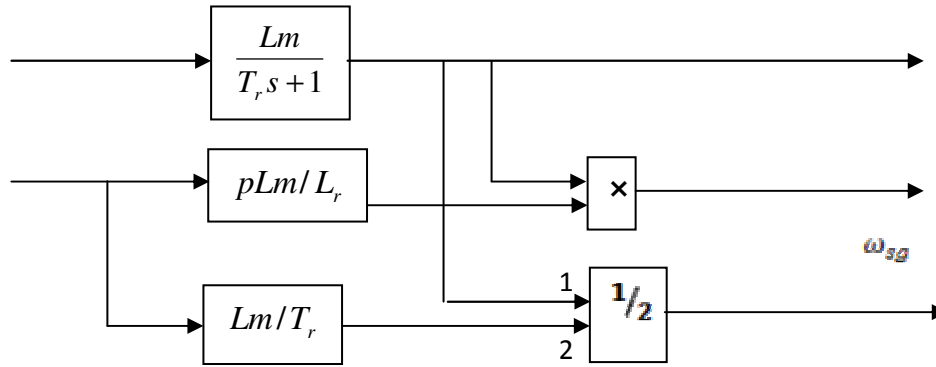


Figure III.4 : Schéma-bloc de découplage par flux orienté

III.3.3 Expressions générale de la commande :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d, q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r [11].

Le flux Φ_r étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état de la machine (II-35) nous permet d'exprimer V_{ds} et V_{qs} , comme suit :

$$V_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{L_m}{L_r^2} R_r \Phi_r$$

(III-7)

$$V_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_r$$

(III-8)

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r$$

(III-9)

$$T_m = \frac{pL_m}{L_r} \Phi_r i_{qs}$$

(III-10)

$$\omega_{sg} = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \Phi_r}$$

(III-11)

Ces expressions peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{qs} et V_{ds} influent à la fois sur i_{ds} et i_{qs} donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [11].

III .3.3.1 Découplage entré-sortie:

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{ds} et V_{qs} , donc il faut réaliser un découplage [6].

III .3.3.2 Découplage par compensation :

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type de découplage. Définissons deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telle que V_{ds1} réagisse que sur i_{ds} et V_{qs1} sur i_{qs} telle que :

(III-12)

Avec :

$$E_d = \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_r \tag{III-13}$$

Et :

$$E_q = -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L_m^2}{L_r T_r} i_{qs} \tag{III-14}$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds1} et V_{qs1} Figure (III.5)

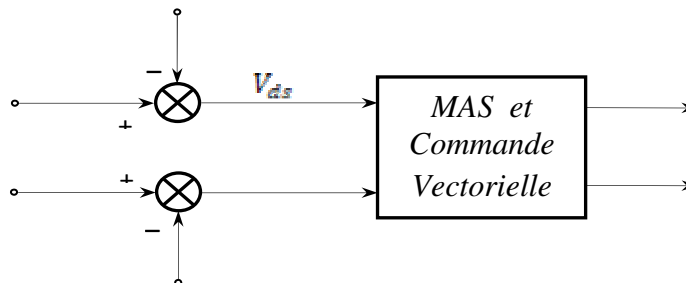


Figure III.5: Reconstitution des tensions

III.3.4 Bloc de défluxage:

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet d'avoir un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale.

Ce bloc permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale [16], [11]. Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

*sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{rnom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$$

*survitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} \Phi_{rnom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom}$$

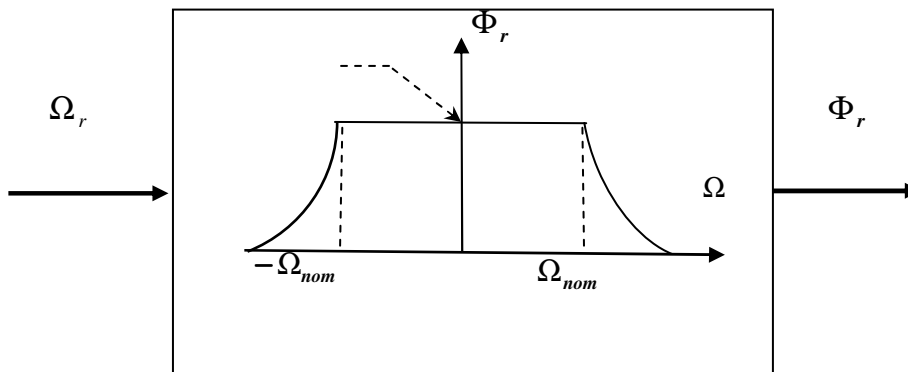


Figure III.6 : bloc de défluxage.

III.3.4.1 Principe de fonctionnement :

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la **Figure (III.7)**.

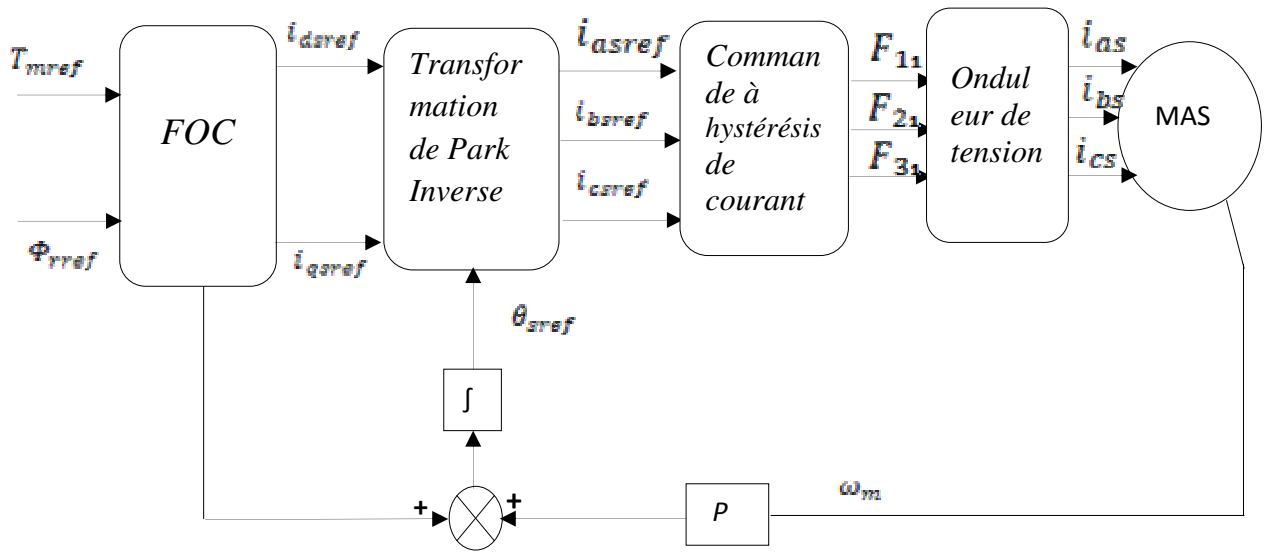


Figure III.7: Schéma de découplage par orientation du flux rotorique.

III.3.4.2 Résultat de simulation :

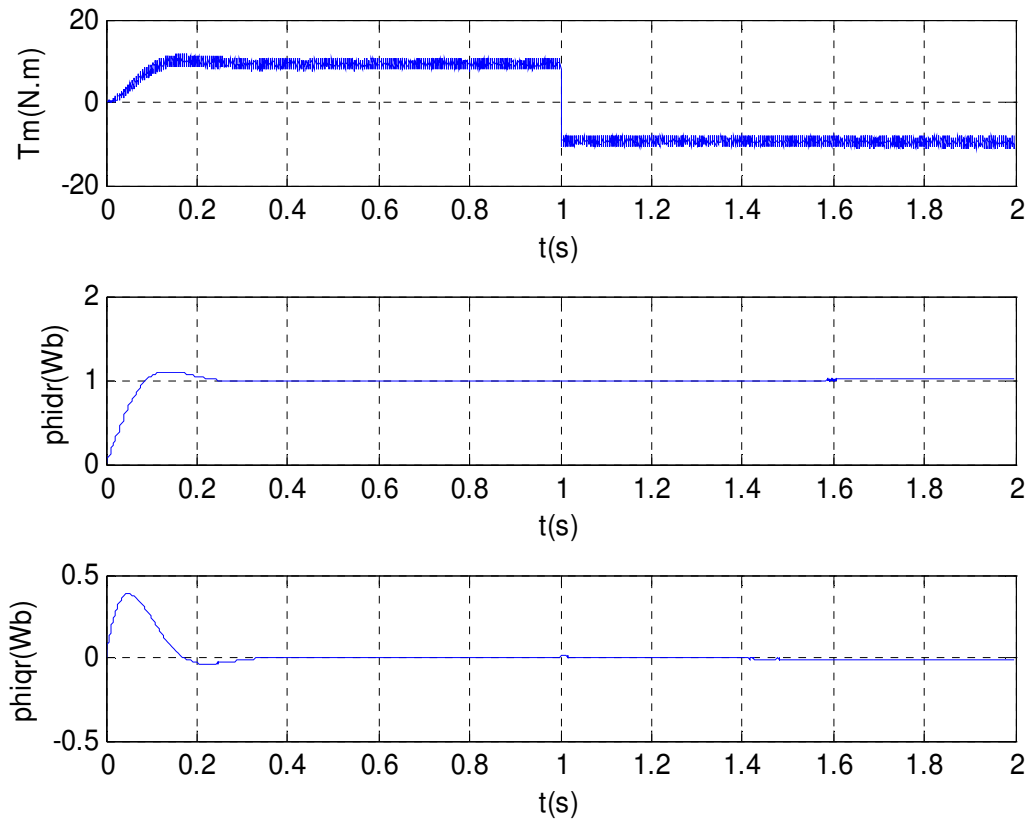


Figure III.8 : Découplage par orientation du flux rotorique.

III.3.4.3 Interprétation de résultats :

La simulation de schéma de découplage est représentée sur la **Figure (III.8)**, les résultats sont obtenus avec un couple de référence instantané de 10 N.m durant [0, 1s] et -10 N.m durant [1, 2s] et un flux rotorique de référence égale à 1Wb.

Nous remarquons que le couple électromagnétique T_m suit parfaitement la référence imposée.

Le flux rotorique est pratiquement égal à sa composante directe, sa composante en quadrature est nulle.

III.4 Conception des régulateurs :

Soit $Y_{ref}(t)$ le signal de référence et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

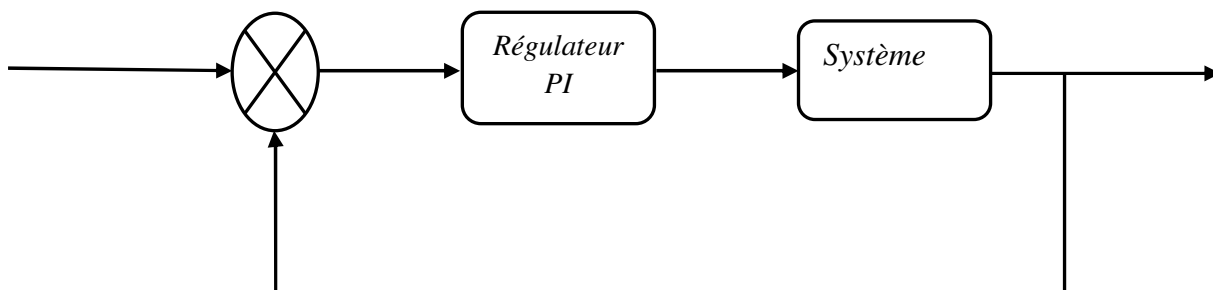


Figure III.9: Représentation générale de la régulation par (PI).

On peut représenter la loi de commande comme suit :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (III-15)$$

III.4.1 Action proportionnelle :

- Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît

- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

III.4.2 Action intégrale :

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

III.4.3 Caractéristiques des régulateurs :**• Stabilité :**

Un système bouclé doit être stable si et seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger.

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

• Précision :

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

• Rapidité :

En général, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et rejeter rapidement les perturbations (régulation) .Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [8].

III .5 Régulation de la vitesse par méthode indirecte (schéma bloc):

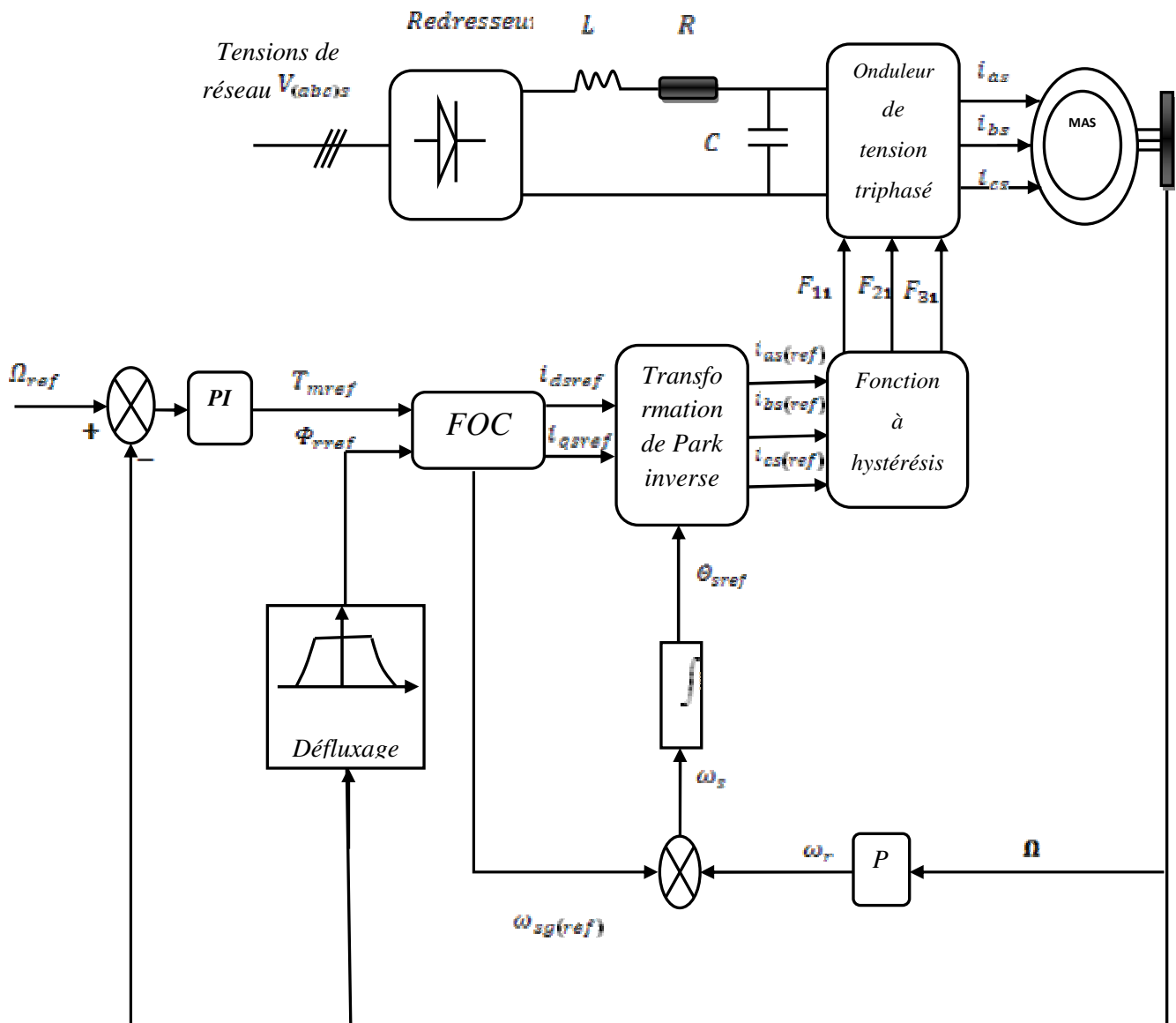


Figure III.10: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse d'une machine asynchrone commandée par la technique du flux orienté (méthode indirecte).

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante [17]. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la **Figure (III.11)**.

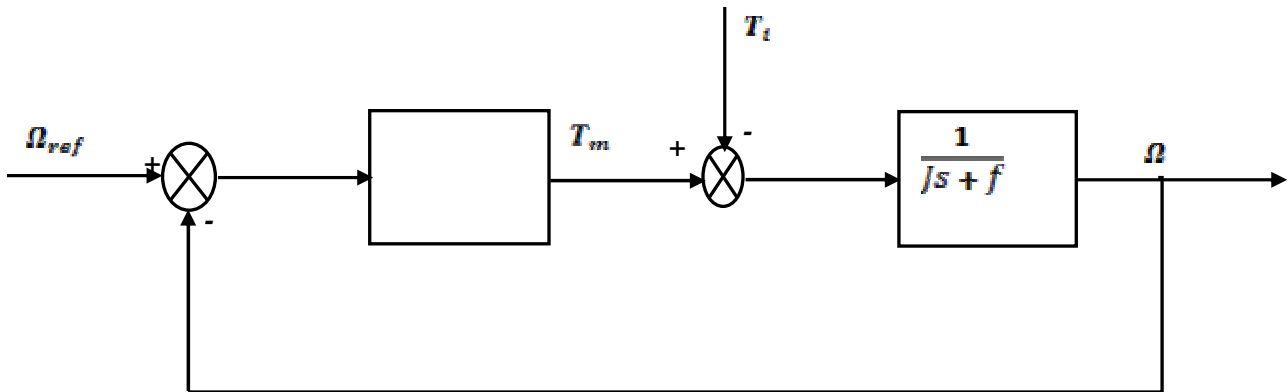


Figure III.11: schéma bloc de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$G_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_p s + K_i}{s(Js + f)}$$

(III-16)

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$F_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + (K_p + f)s + K_i}$$

(III-17)

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\omega_n^2 s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1}$$

(III-18)

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \tag{III-19}$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \tag{III-20}$$

Donc on obtient :

$$K_i = J\omega_n^2 \tag{III-21}$$

$$K_p = 2\zeta\omega_n J - f \tag{III-22}$$

Pour la simulation on choisit $\zeta = 1$ et une pulsation $\omega_n = 35$ (rad/s) ; on peut calculer les gains du régulateur $K_i = 37,9750$ et $K_p = 2,1620$.

III.6 Résultats de simulation:

III.6.a Démarrage à vide suivi d'une variation du couple de charge :

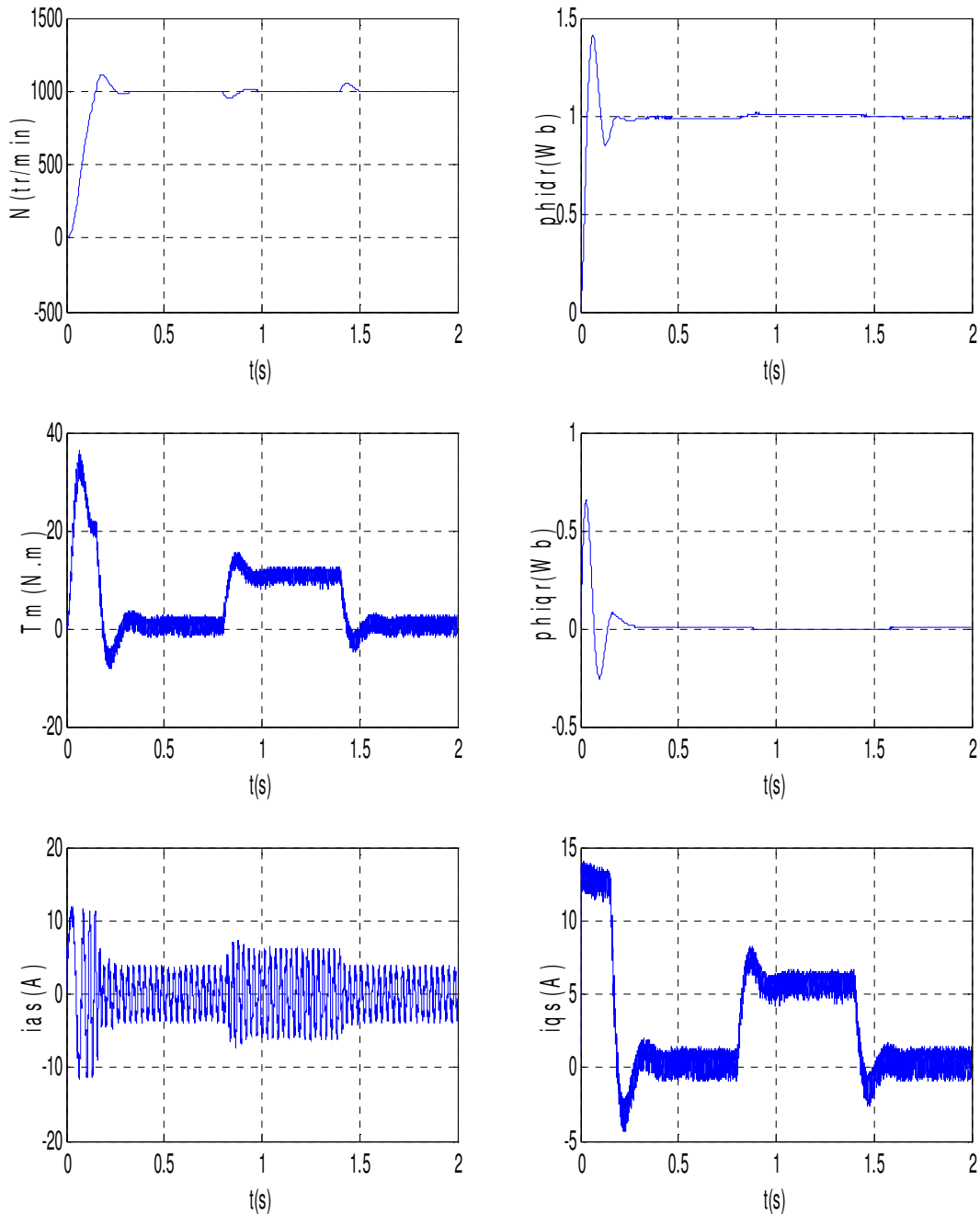


Figure III.12: Réglage de vitesse par la méthode indirecte, pour une application d'un couple résistant $T_i = (10 \text{ N.m})$, est effectué durant l'intervalle de temps $[0.8 \text{ } 1.4] \text{ s}$.

III.6.b Démarrage à vide suivi d'une inversion du sens:

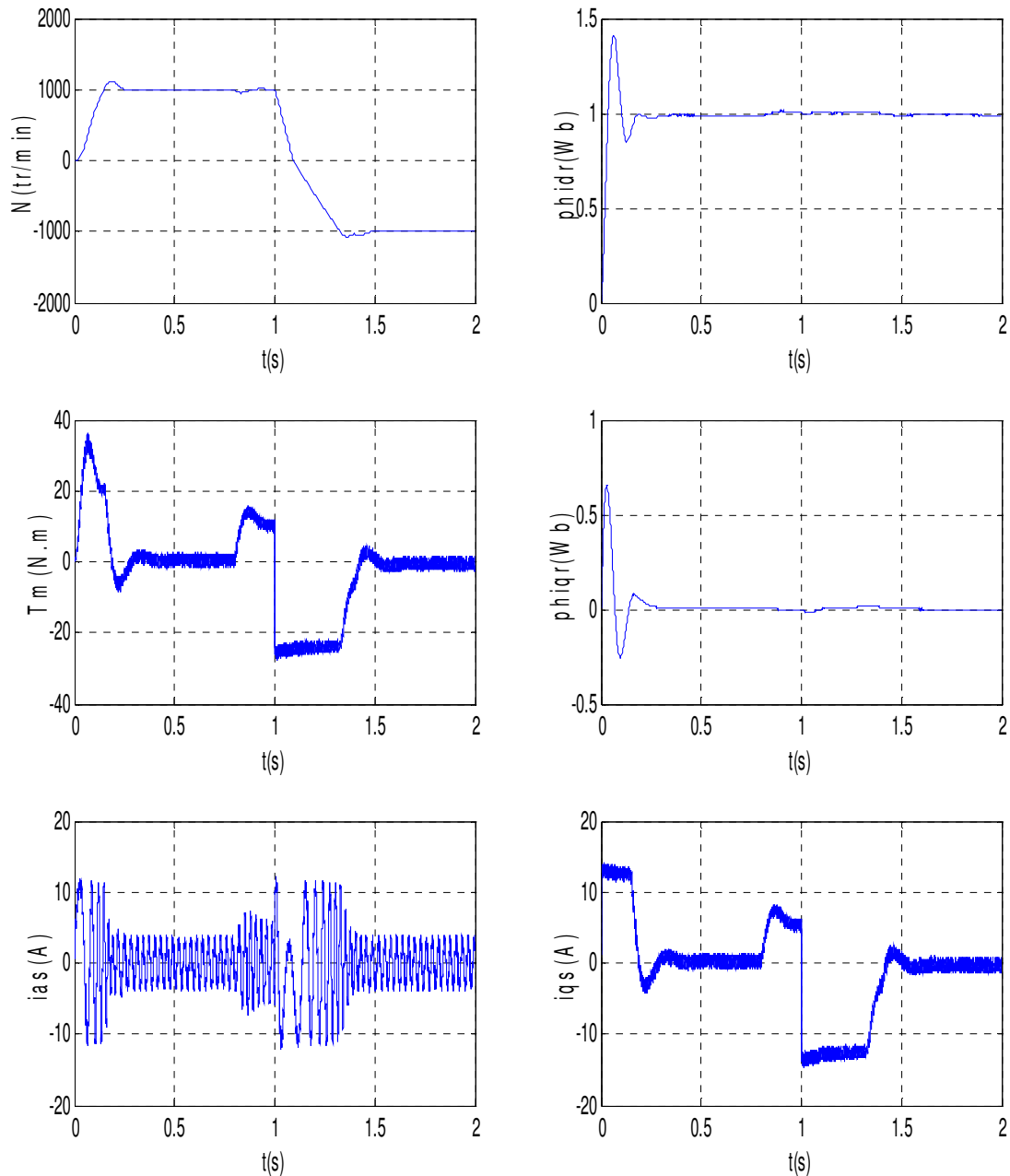


Figure III.13: Réglage de vitesse par la méthode indirecte, pour une application d'un couple résistant $T_i = (10 \text{ N.m})$, est effectué durant l'intervalle de temps $[0.8 \text{ } 1.4] \text{ s}$, avec une inversion de vitesse de $(1000 \text{ à } -1000 \text{ tr/min})$ est effectuée à l'instant $t = 1\text{s}$.

III.7 Interprétation de résultats :

III.7.a Démarrage à vide suivi d'une variation du couple de charge :

Pour tester la robustesse de la régulation (par la commande vectorielle indirecte), nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 1000tr/min, puis la réponse à un échelon de couple $T_i = 10$ Nm appliqué à l'instant $t=0.8$ sec jusqu' à l'instant $t=1.4$ sec.

Les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en tension sont illustrés par la **Figure (III.12)**, le système est soumis au test de suivi de la consigne à la variation de la charge.

Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal auprès du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique.

Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{qs} à un coefficient près.

III.7.b Démarrage à vide suivi d'une inversion du sens:

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse de 1000tr/min à -1000tr/min à partir de $t = 1$ sec et à $t = 2$ sec autre changement de consigne de -1000tr/min avec application d'un couple résistant $T_i = 10$ N.m à l'instant $t=0.8$ sec.

Les résultats de simulation sont illustrés par la **Figure (III.13)**.

Nous remarquons d'après les réponses montrées que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux.

Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse.

Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux.

On constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié.

Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et du sens de rotation.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu que la commande vectorielle indirecte est caractérisée par le découplage qu'elle réalise entre les commandes de flux et de couple.

Elle a permis par son application aux moteurs asynchrones, l'obtention de performances dynamique et statique comparables à celles des machines à courant continu à excitation séparée.

Nous avons présenté une méthode de la commande vectorielle (indirecte), les régulateurs classiques montrent leur efficacité et leurs performances tout en supposant que les paramètres du moteur sont invariants ; alors qu'en réalité plusieurs phénomènes tels que l'échauffement, la saturation magnétique, font que ces paramètres varient lors du fonctionnement de la machine et cela influe sur les performances de la commande.

On conclut que, La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est un outil de contrôle fort intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu.

CHAPITRE IV

COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES AVEC LA COMMANDE VECTOIELLE

Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons défini les perturbations, leurs effets et la solution pour les éliminer en utilisant le filtrage actif parallèle pour une charge dynamique formé par un redresseur-un filtre passif- un onduleur et un moteur asynchrone.

Dans ce chapitre nous allons tester l'application du filtrage actif en commandant la charge dynamique en boucle fermée.

Afin de tester l'efficacité du filtre actif parallèle, on varie d'une façon progressive le couple résistant ($T_i = 8 \text{ N.m}$; $T_i = 12 \text{ N.m}$)

IV.1 La commande de l'onduleur :

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants perturbés de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux drivers interrupteurs de puissance [14]

IV.1.1 Commande par hystérésis :

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis des onduleurs. Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence i_{ref} au courant réel $i_{réel}$ 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 h de la bande d'hystérésis, du point de vue poursuite de la référence. [4]

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) [19].

Un comparateur à hystérésis mesure la différence entre le courant réel et sa référence. [4]

$$\Delta I = i - i_{ref} \quad (IV-1)$$

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

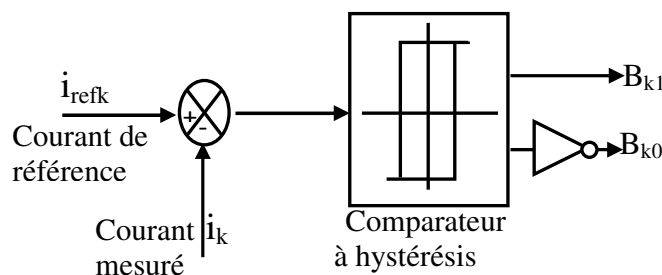


Figure IV.1 : Commande par hystérésis de l'onduleur triphasé

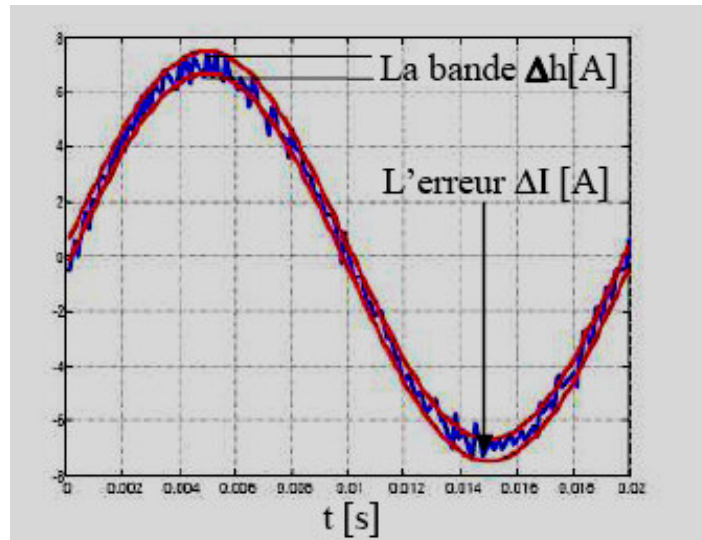


Figure IV.2 : Principe de contrôle des courants par la technique d'hystérésis

IV.1.2 Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur triphasé:

L'algorithme de commande se résume pour un bras k (bras k de l'onduleur) par le système ci-dessous.

Soit B_k l'écart entre le courant de référence et le courant réel défini par :

$$\Delta I_k = i_{réelk} - i_{réfk} \quad (IV-2)$$

Les ordres de commande B_{k1} des interrupteurs du bras k sont donnés par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } |(\Delta I \geq \Delta h)| \Rightarrow B_{k1} = 0 \\ \text{Si } |(\Delta I \leq -\Delta h)| \Rightarrow B_{k1} = 1 \\ \text{Si non la commande reste inchangée.} \end{cases} \quad (IV-3)$$

IV.2 Schéma global de l'association réseau – onduleur - charge polluante avant et après compensation en boucle fermée :

Le fonctionnement global du système filtre actif parallèle appliqué pour la compensation des courants harmoniques générés par une charge dynamique non linéaire et la commande vectorielle de la machine asynchrone sont donnés par la **Figure (IV.3)**

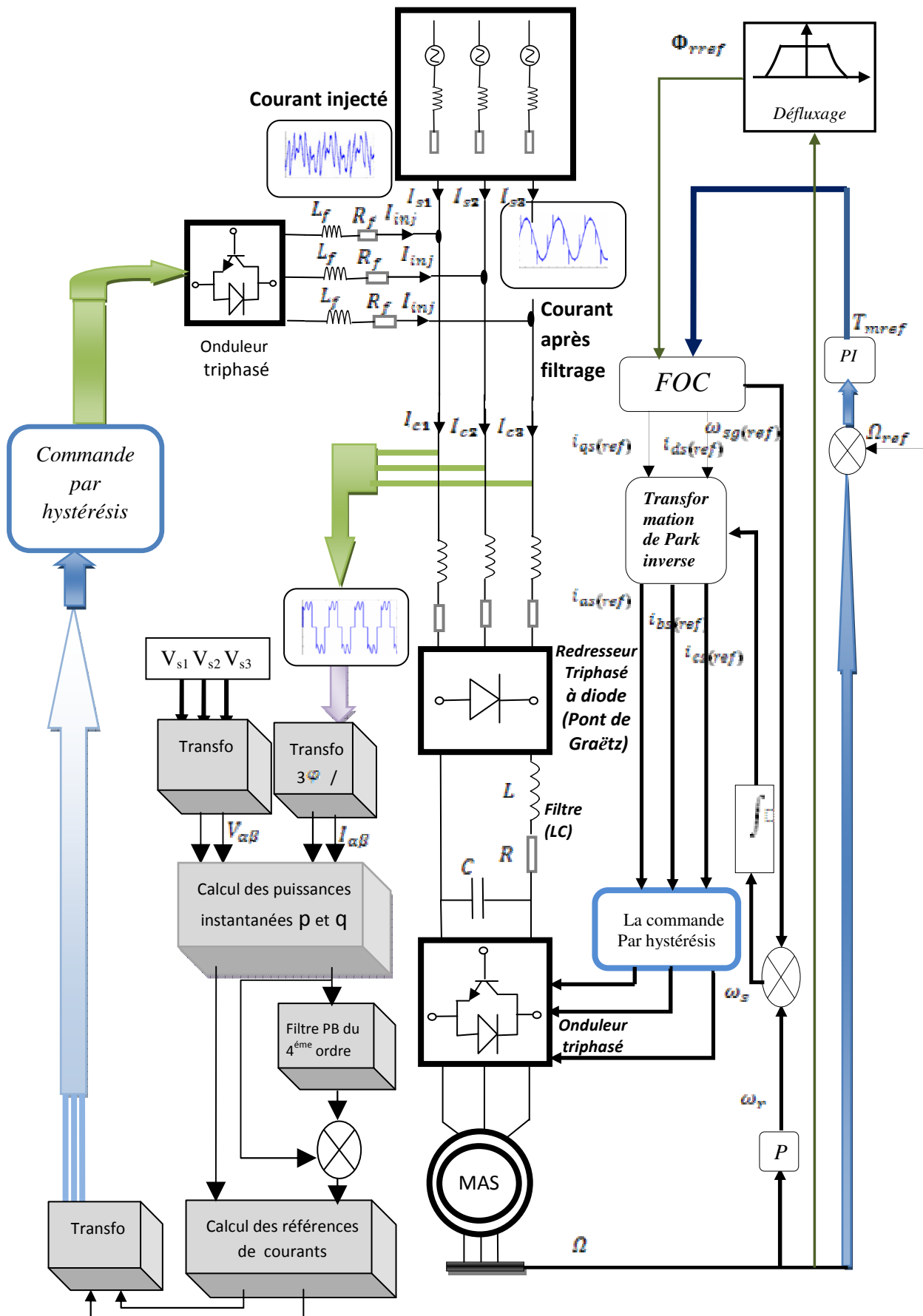


Figure IV.3: Schéma global de l'association réseau-charge-filtre actif avec la commande vectorielle

IV.3 Résultats de simulation :

IV.3.a En boucle ouverte (sans commande vectorielle) :

IV.3.a.1 Pour une bande $\Delta h = 0.5A$:

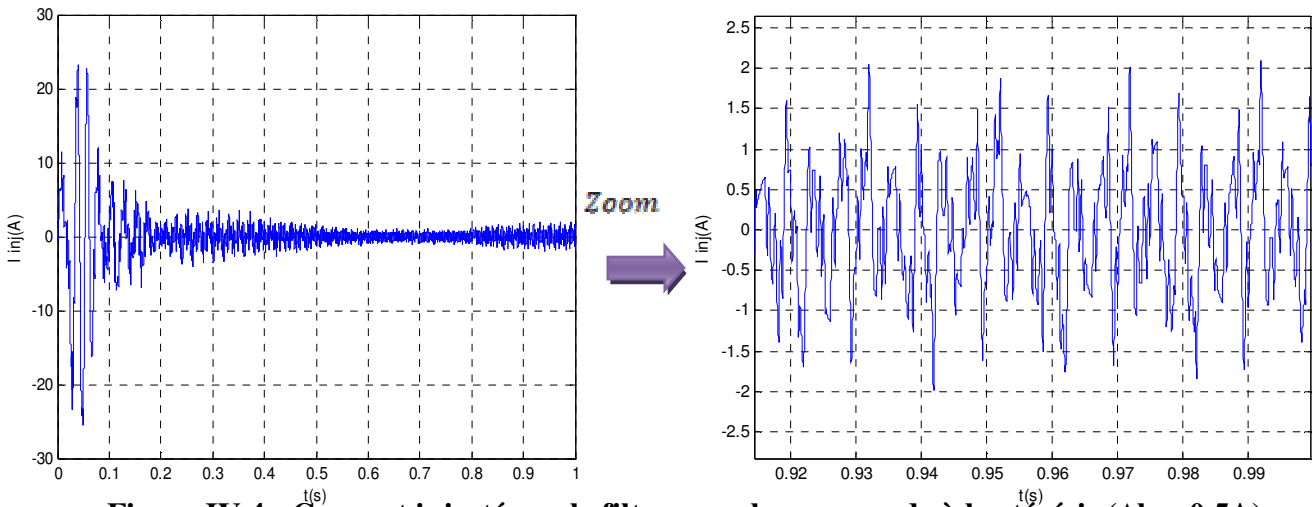


Figure IV.4 : Courant injecté par le filtre pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.5A$)

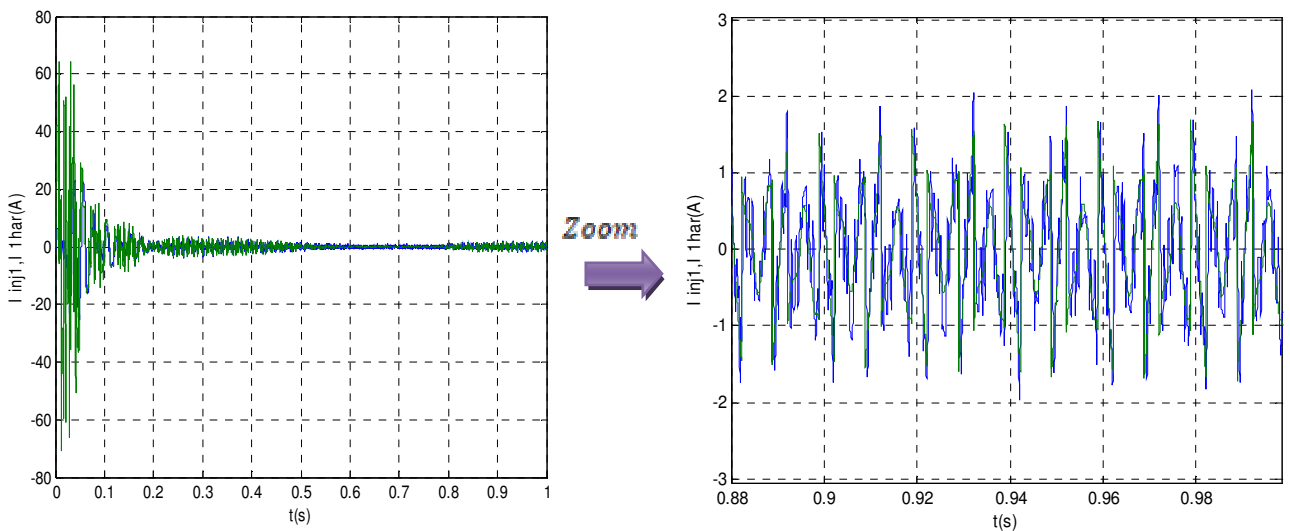


Figure IV.5 : Courant injecté et sa référence pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.5A$)

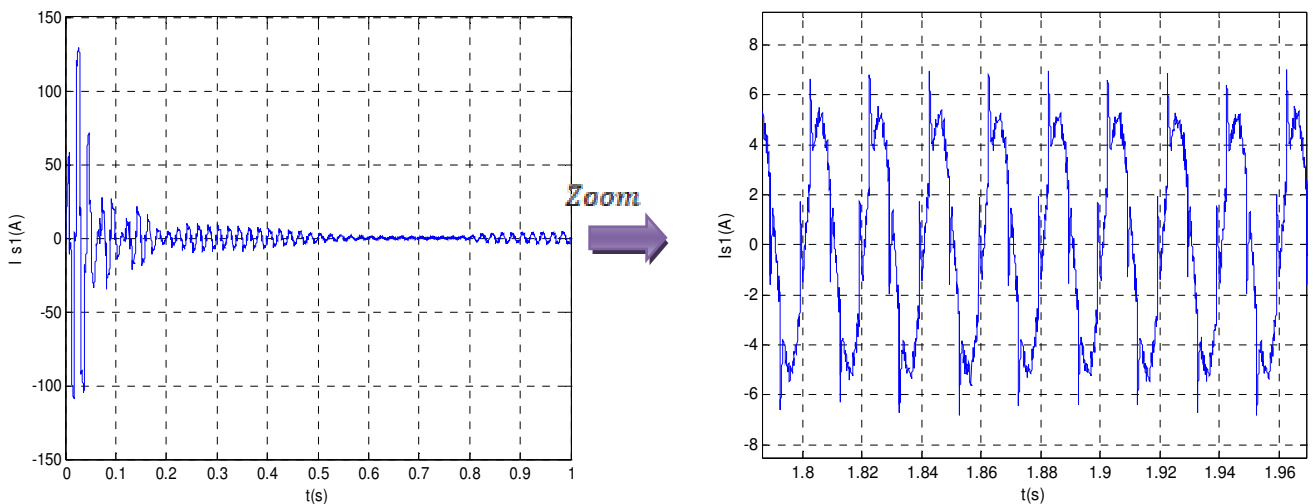


Figure IV.6: Courants de la source après filtrage pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.5A$)

IV.3.a.2 Pour une bande $\Delta h = 0.1A$:

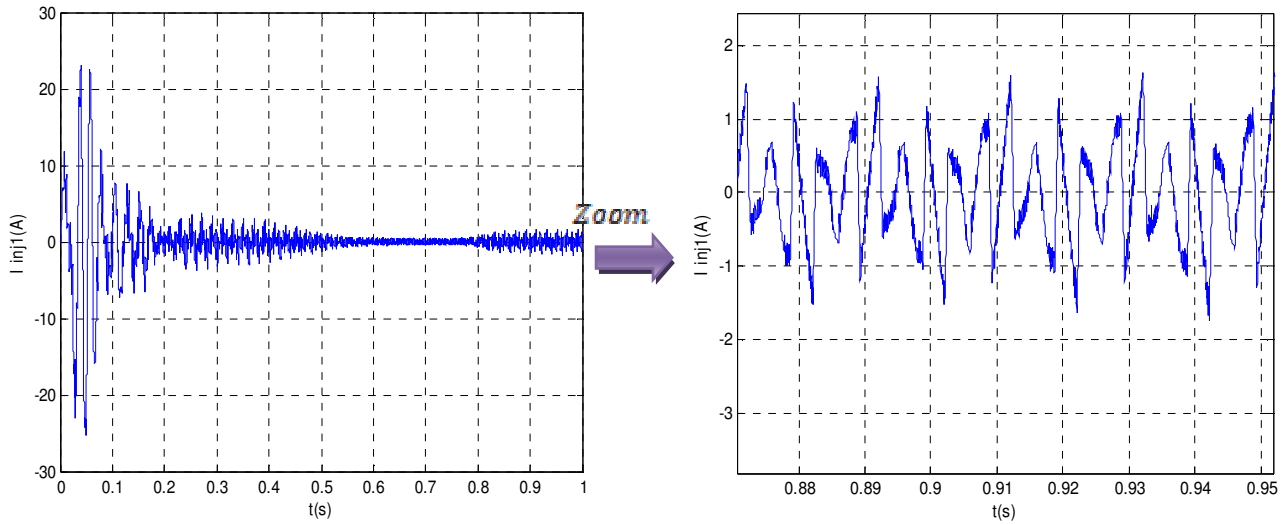


Figure IV.7: Courant injecté par le filtre et son spectre fréquentiel pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.1A$)

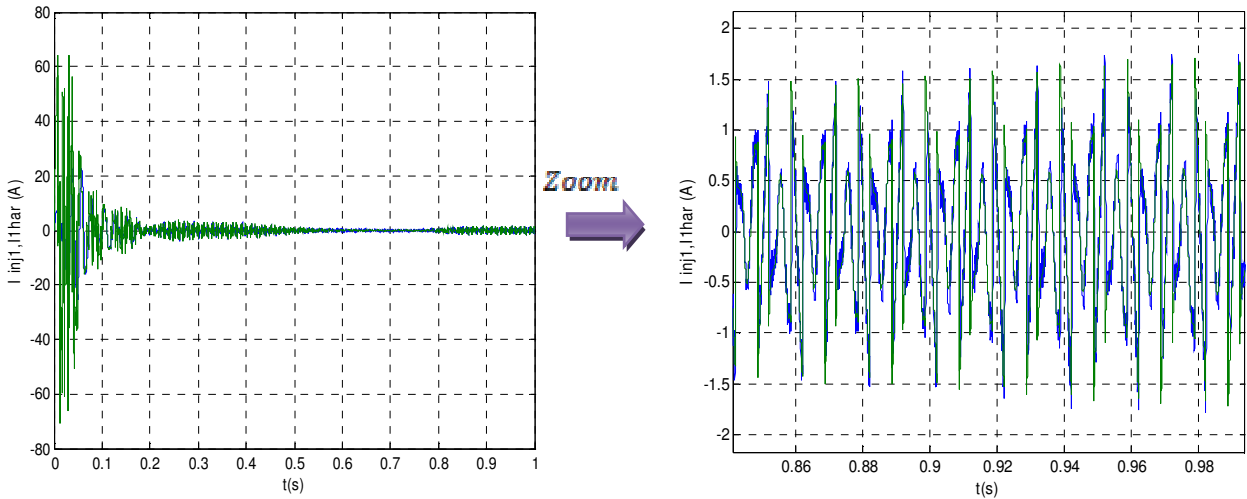
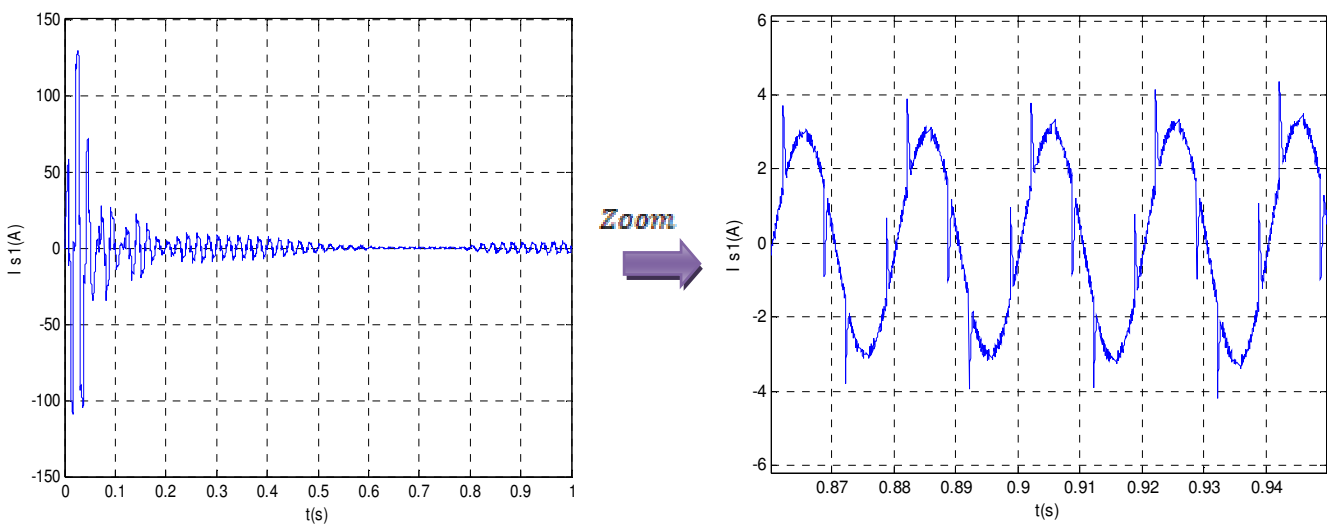


Figure IV.8: Courant injecté et sa référence, avec le spectre fréquentiel pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.1A$)



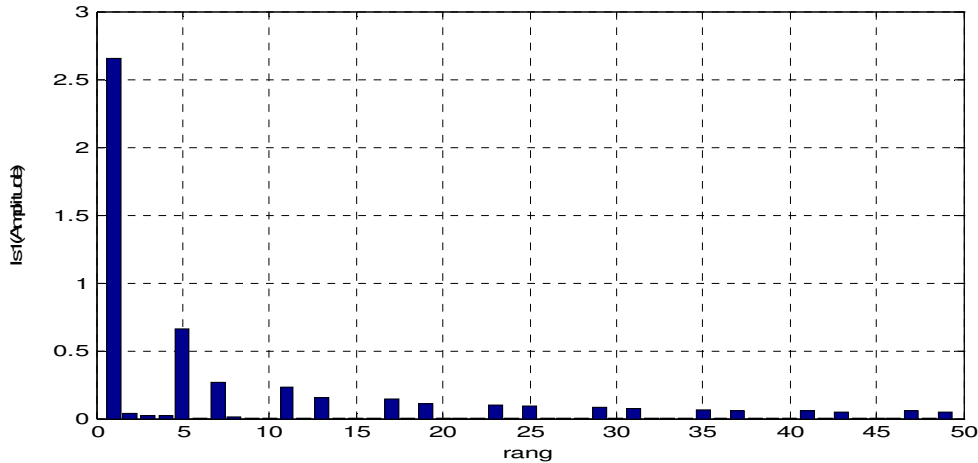


Figure IV.9: Courants de la source après filtrage et son spectre fréquentiel pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.1A$)

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

A fin de tester l'efficacité du filtre actif parallèle, on varie d'une façon progressive couple résistant ($T_i = 8 N.m$; $T_i = 12 N.m$), on a obtenu les résultats suivantes :

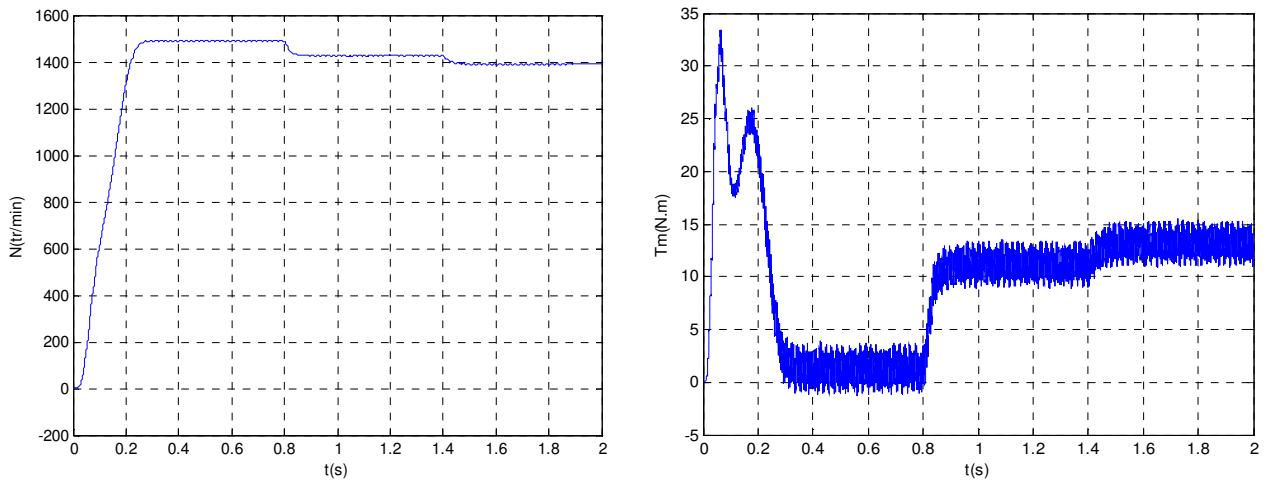


Figure IV.10: La vitesse et le couple électromagnétique du moteur pour une variation du couple résistant.

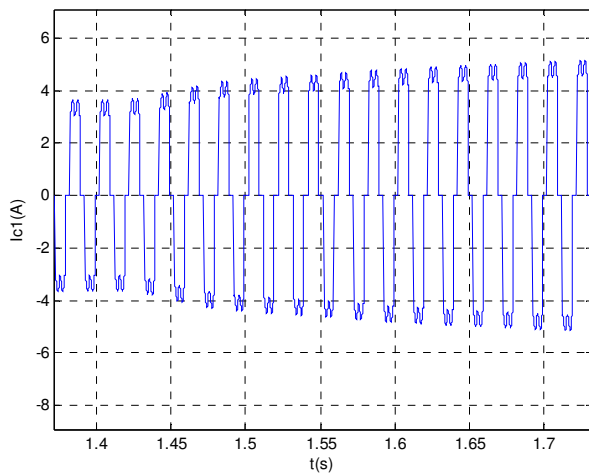


Figure IV.11 : Le courant du réseau avant filtrage

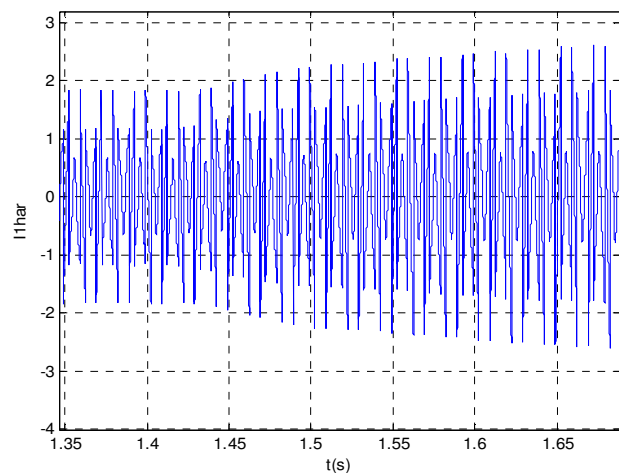


Figure IV.12 : Le courant harmonique de référence

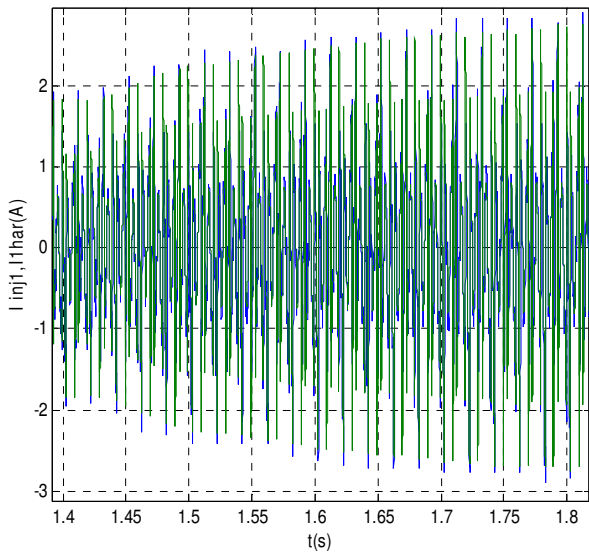


Figure IV.13 : Le courant injecter et sa référence

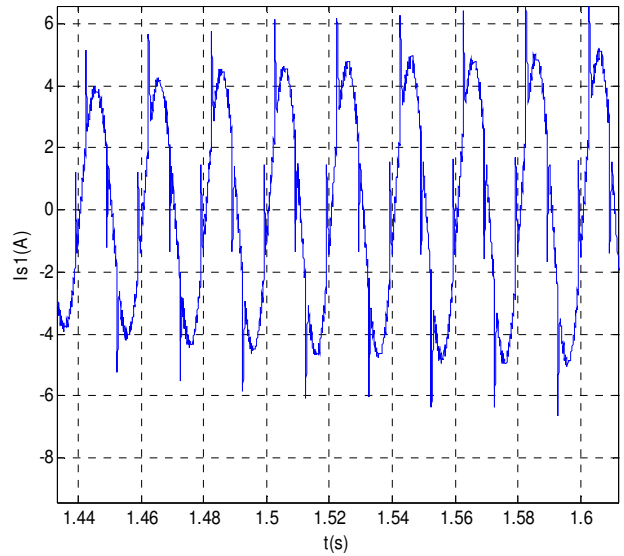


Figure IV.14: Le courant du réseau après filtrage

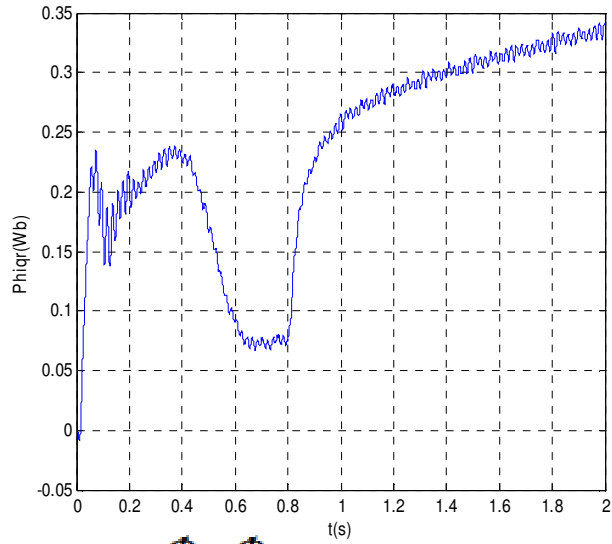
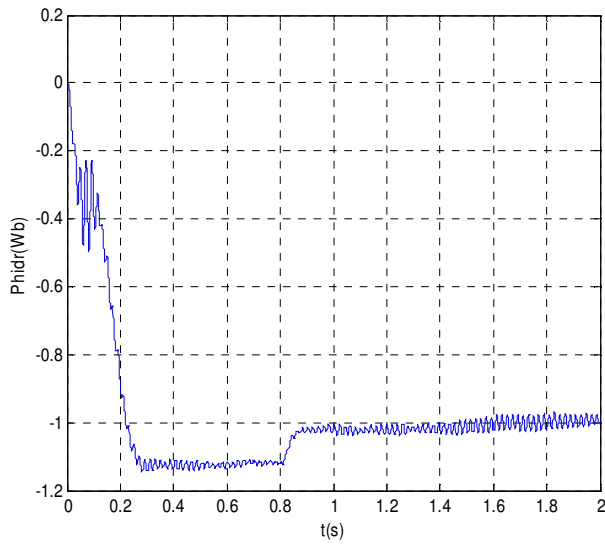


Figure IV.15: Les flux rotorique Φ_{dr} , Φ_{qr}

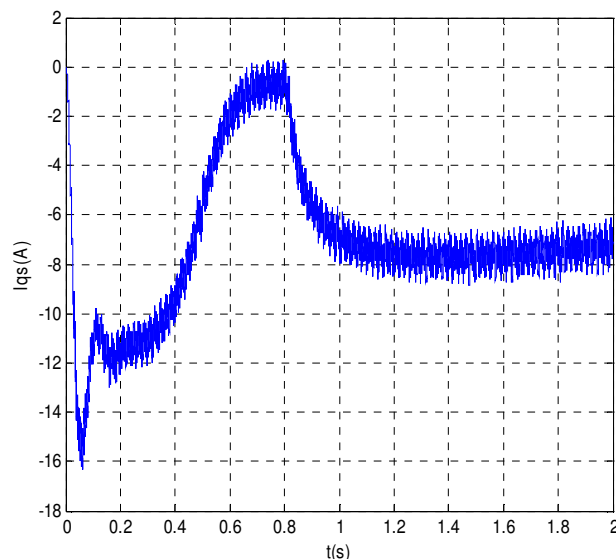
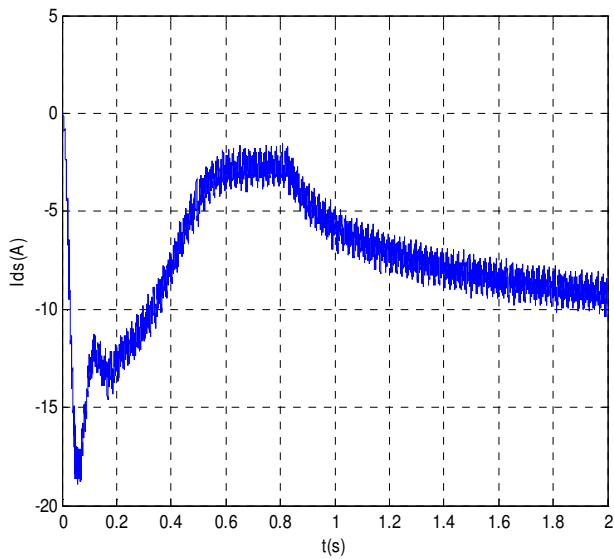


Figure IV.16: Les courants statorique I_{ds} , I_{qs}

IV.3.b En boucle fermée :

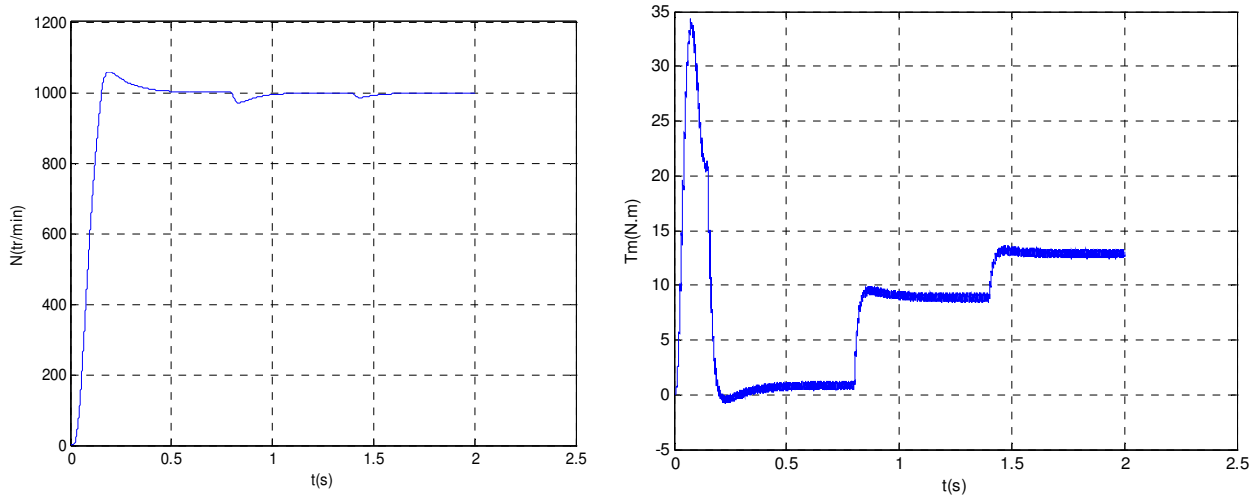


Figure IV.17: La vitesse et le couple électromagnétique du moteur pour une variation du couple résistant, lors de l'application de la commande vectorielle (à l'instant $t=0,8s$; $T_1 = 8N.m$ et à l'instant $t=1,4s$ $T_1 = 12N.m$.

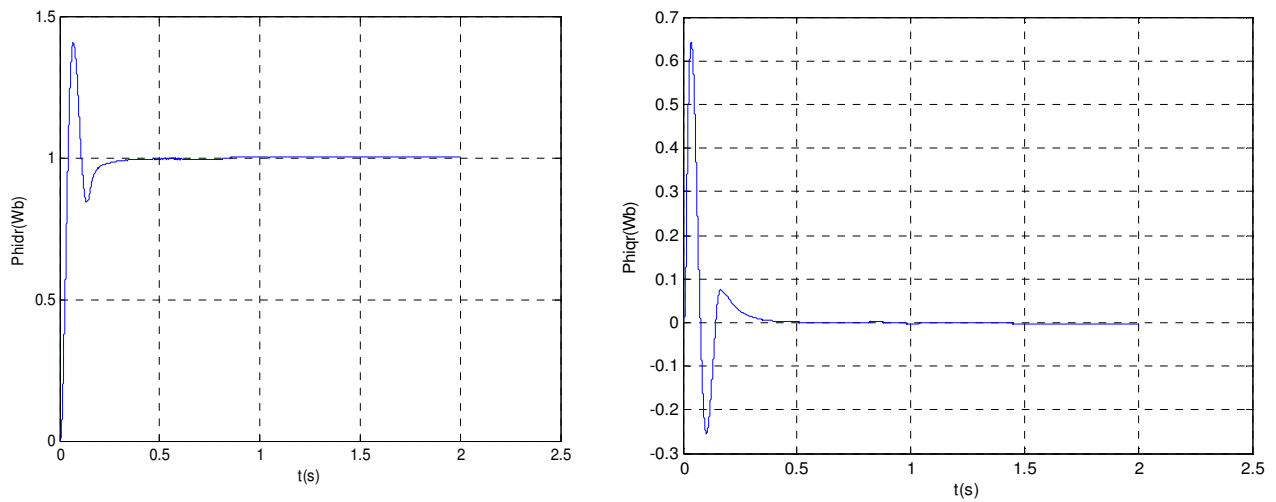


Figure IV.18: Les flux rotoriques Φ_{dr} , Φ_{qr}

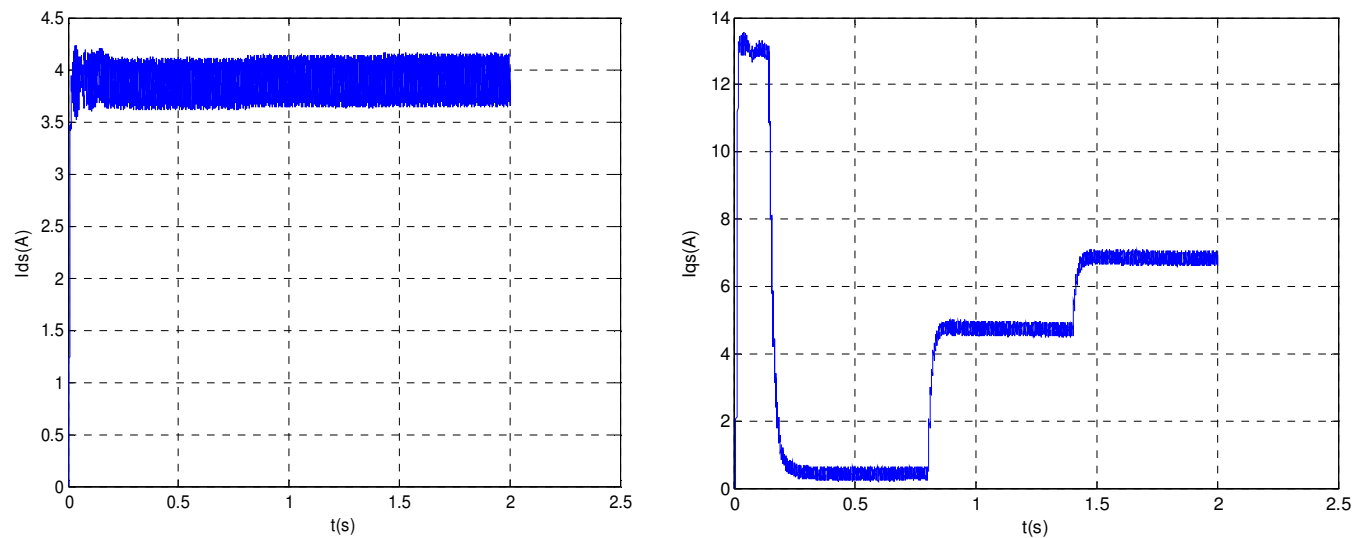


Figure IV.19: Les courants statorique I_{ds} , I_{qs}

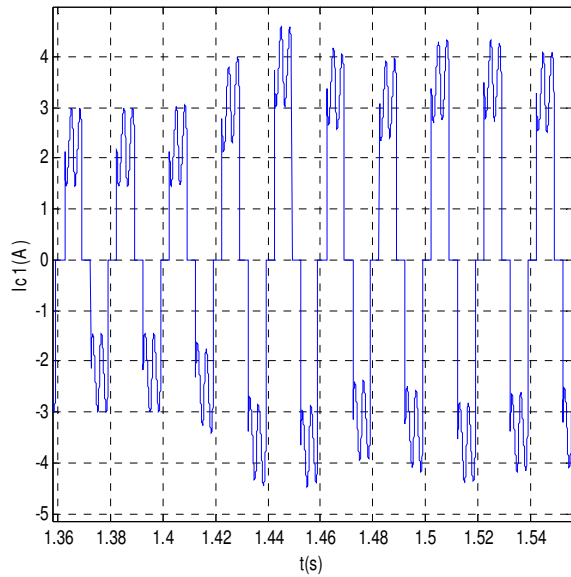


Figure IV.20: Le courant du réseau avant filtrage

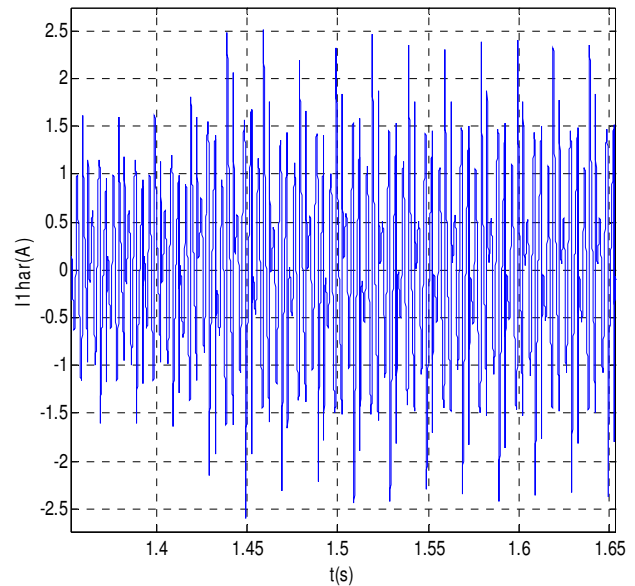


Figure IV.21 : Le courant harmonique de référence

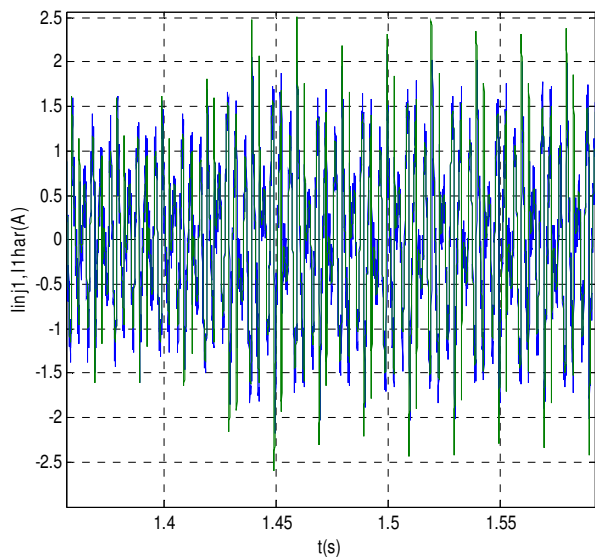


Figure IV.22 : Le courant injecter et sa référence

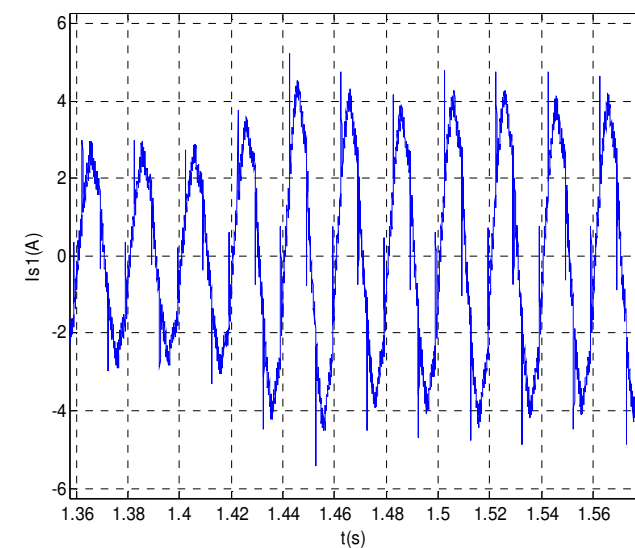


Figure IV.23 : Le courant du réseau après filtrage

IV.3.c Interprétation :

Les figures précédentes montrent :

- Le filtre actif offre une bonne qualité de filtrage d'harmonique.
- La diminution de la bande d'hystérésis entraîne une amélioration de la qualité des Courants.
- En boucle fermée, on conclut que la vitesse reste constante quelque soit la variation de la charge. Cette solution montre la robustesse de la commande vectorielle.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté le schéma global de l'association réseau - Onduleur – charge polluante avant et après compensation pour une charge contenant un moteur asynchrone commandé vectoriellement, ainsi que les résultats de simulation et leurs interprétations en utilisant la stratégie de commande à hystérésis.

On constate que les courants de lignes délivrés par la source sont proches de la sinusoïde avec quelques petites composantes à hautes fréquences. Pour montrer l'efficacité du filtre actif parallèle on a varié la charge au cours du fonctionnement, les résultats obtenus montrent la confirmation de l'adaptabilité du filtre actif parallèle en temps réel.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Nous sommes intéressé dans le travail présenté à l'étude d'un dispositif de dépollution des réseaux électrique appelé filtre actif parallèle pour une charge dynamique commandée vectoriellement.

Afin d'aborder cette étude, nous avons défini en premier lieu les perturbations électriques, leurs sources, leurs effets et leurs conséquences ainsi que les solutions de dépollutions des réseaux électrique que se soit traditionnelles ou modernes.

Nous avons parlé du principe du filtrage et on a utilisé un modèle de l'association convertisseur statique – machine. Pour y parvenir, nous avons appliqué la transformation de PARK, il est à noter que nous avons utilisé un changement de variables de telle manière que le modèle nous aide à commander la machine asynchrone, de plus on a montré la méthode d'identification des courants perturbés basée sue la méthode des puissances active et réactive instantanées .Cette méthode permette d'avoir des courants harmoniques de référence.

La commande vectorielle indirecte par orientation du flux permet d'obtenir une commande du flux et du couple découplées pareille à une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage permet d'obtenir de très bonnes réponses de l'entraînement en régime dynamique.

Finalement on a montré la possibilité d'utiliser deux onduleurs simultanément, le premier pour le filtrage actif et le deuxième pour la commande de la machine asynchrone, les résultats de simulation ont montré qu'on pourrait les utilisé les deux en même temps en vue d'avoir des entraînements électriques commandés en boucle fermée d'un côté, mais d'un autre côté de dépolluer les réseaux électriques.

Paramètres de la source

Résistance de court-circuit	$R_{cc} = 311 \mu\Omega$
Inductance de court-circuit	$L_{cc} = 0.2136 \mu H$

Paramètres du filtre L-C

La résistance	$R=2\Omega$
L'inductance	$L=0.05 H$
Le condensateur	$C=6 mF$

Paramètres de la machine asynchrone

Tension nominale	$U_n=380/220 V$
Courant nominal	$I_n=3.7/6.4 A$
Vitesse nominale	$n=1420 tr/min$
La puissance	$P_u=1.5 kW$
La fréquence	$f=50 Hz$
Résistance statorique	$R_s=4.85 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r=3.805\Omega$
Inductance statorique	$L_s=0.274 H$
Inductance rotorique	$L_r=0.274 H$
Inductance mutuelle	$L_m=0.258 H$
Coefficient de frottement	$f=0.008$
Moment d'inertie	$J=0.031 Kg.m^2$
Nombre de pair de pôles	$P=2$

BILBIOGRAPHIE

Bibliographie

[1] **H. KOUARA.**

“Application d’un Filtre Actif Série au Contrôle de la tension d’un Réseau Basse Tension ”

Mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, Février 2006.

[2] **A. E. ZERGUIN, K. BATECH.**

“ Conception d’un Système de Commande pour la Compensation Automatique des Harmoniques:

Application aux Moteurs Asynchrones.”

Mémoire d’ingénieur d’état en électrotechnique, université de Sétif, Juin 2004.

[3] **Th. GOURAUD.**

“ Identification et Rejet de Perturbations Harmoniques dans des Réseaux de Distribution Electrique”

Thèse de Doctorat en Automatique et informatique Appliquée, Ecole Centrale de Nantes, Janvier 1997.

[4] **N. GHASSOULI, N. RAOUACHE**

“ Application du Filtrage Actif parallèle sur une Charge Dynamique non linéaire”

Mémoire d’ingénieur en électromécanique, université de M’sila, Juin 2007.

[5] **CH. FETHA.**

“Analyse et Amélioration de l’Indice de la non-symétrie de Tension dans la Qualité de l’Energie Electrique”

Thèse de Doctorat d’état en électrotechnique, Université de Batna Mai 2006.

[6] **A. ACHOUR, A. AICHOUCHE.**

“ Réglage par Mode Glissant d’une Machine Asynchrone”

Mémoire d’Ingénieur d’état en électromécanique, Université de M’sila, Juin 2005.

[7] **S. Med. A. SEGHIRI, M. GUEMRA.**

“Etude Comparative de la Compensation des Harmoniques par des Filtres Actifs et Passifs”

Mémoire d’ingénieur d’état en électrotechnique, université de M’sila, Juin 2007.

[8] **W. BOUCHELAGHEM, L. HADJIDJ, H. HAMMOUDI.**

“Commande de la Machine à Induction par la Technique MRAS”

Mémoire d’Ingénieur d’état en électromécanique, université de M’sila, Juin 2007.

[9] **S. BOUGUERRA, I. BOURENNANE.**

“ Filtrage Actif Parallèle des Réseaux Eclectiques avec Compensation de l’Energie Réactive ”

Mémoire d’Ingénieur d’état en Electrotechnique, Université de M’sila, Juin 2007.

[10] **A. BENSEGHIR, S. AMIRI.**

“Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone”

Mémoire d’Ingénieur en Electronique, Université de M’sila, Juin 2004.

Bibliographie

[11] **R. BENHAMIMID, N. BRAHIMI.**

“Commande Vectorielle d’un Système Mono-Onduleur Bi-Machine Asynchrone”
Mémoire d’Ingénieur d’état en Electrotechnique, Université de M’sila, Juin 2006.

[12] **Z. BADACHE, A. SACI**

“ Etude et Simulation d’un Filtre Actif Parallèle en utilisant un Onduleur à Trois Niveaux à Structure NPC pour la Compensation des Courants Harmoniques”
Mémoire d’Ingénieur d’état en Electromécanique, Université de M’sila, Juin 2006.

[13] **S.BEAULIEU.**

“ Etude et Mise en Œuvre d’un Filtre Actif d’Harmoniques en Vue d’Améliorer la Qualité de l’Alimentation Electrique”
Mémoire de Maitrise d’Ingénieur, Université du QUEBEC ACHICOUTIMI, Mai 2007.

[14] **M.A.E ALALI.**

“ Contribution à l’Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension”
Thèse Docteur de l’Université Louis Pasteur en Génie électrique, École Doctorale Sciences Pour l’Ingénieur, Strasbourg, Septembre 2002.

[15] **N. MAHMOUDI.**

“Optimisation par Algorithmes Génétiques Application à la Commande de la Machine Asynchrone”
Mémoire d’Ingénieur d’état en Electrotechnique, Université de M’sila, Juin 2006.

[16] **A. BELKAIBECH, A. MAALMI.**

“ Commande à base d’un Régulateur RST de la Machine Asynchrone”
Mémoire d’Ingénieur en Electromécanique, Université de M’sila, Juin2006.

[17] **A. MATI, B. BENYAHIA**

“Commande sans Capteur de Vitesse d’une Machine à Induction”
Mémoire d’Ingénieur en Electrotechnique, Université de M’sila, Juin 2007.

[18] **Ould Abdeslam, D. Wira. P, Mercklé, J., Chapuis, Y.A. and Flieller. D.**

“ Stratégie neuromimétique d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle ”
Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE), vol. 9, no. 1, pp 35-64, 2006.

[19] **E. M. BERKOUK.**

“ Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directe et indirectes. Application aux gradateurs et onduleur multi niveaux ”
Thèse de doctorat, CNAM 1995.

Bibliographie

[20] **L. BAGLI.**

“ Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue des réseaux de neurones, et des algorithmes génétiques ”

Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Décembre 2002.

[21] **CHIBANI Chadli et SACI Fayçal**

“Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur à MLI vectorielle”

Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2005.

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

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par : Monsieur : BEDBOUDI Mohamed

Présenté par :

ZAHRAOUI Mahrez

OULD BIH Talha

Thème :

**APPLICATION DU FILTRAGE ACTIF SUR
UNE CHARGE LINEAIRE COMMANDEE
EN BOUCLE FERMEE**

Résumé :

L'idée principale de ce travail est la mise en œuvre de deux onduleurs, l'un utilisé pour la commande vectorielle de la machine asynchrone et l'autre pour le filtrage actif.

Le filtre actif employé pour réduire les harmoniques de courants, est un onduleur de tension connecté en parallèle au réseau électrique. La stratégie de commande est basée sur la théorie des puissances actives et réactives instantanées

L'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (commande indirect) nous a permis d'établir un modèle simple similaire à celui d'une machine à courant continu. Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de Park ont permis de simplifier considérablement le modèle de la machine asynchrone triphasé.

Mots clés :

- Filtre actif parallèle
- Machine asynchrone (MAS)
- la commande vectorielle
- Commande à hystérésis
- Identification des courants harmoniques