

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'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**APPLICATION DU FILTRAGE ACTIF PARALLELE
SUR UNE CHARGE DYNAMIQUE NON LINEAIRE**

Proposé et dirigé par :

Mr. BEDBOUDI Mohamed

Présenté par :

GHASSOULI Nabil
RAOUACHE Noui

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2006/2007

Remerciements

Nos remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous exprimons nos profondes gratitudes à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

*Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur **BEDBOUDJ MOUHAMMED** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques.*

Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutient tout moral et matériel...

SOMMAIRE

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

CHAPITRE I PERTURBATIONS ELECTRIQUES

Introduction	2
I.1. Définition de la perturbation	2
I.1.1. Perturbation harmonique	2
I.1.2. Représentation spectrale	2
I.2. Caractéristiques des perturbations électriques	3
I.3. Sources des perturbations harmoniques	4
I.4. Conséquences des harmoniques	5
I.5. Critères de jugements	6
I.6. Solutions de dépollutions des réseaux électriques	7
I.6.1. Solutions traditionnelles de la dépollution	7
a. Le pont dodécaphasé	8
b. Les filtres passifs	9
I.6.2. Solutions modernes de la dépollution	10
a. Les redresseurs à MLI	10
a.1. Redresseur de tension	10
a.2. Redresseur de courant	11
b. Les filtres actifs	11
b.1. Le filtre actif parallèle (F.A.P)	12
b.2. Le filtre actif série (F.A.S)	12
b.3. La combinaison parallèle-série actifs (UPQC)	13
b.4. Combinaison hybride active et passive	13
b.4.1. Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles	13
b.4.2. Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles	14
b.4.3. Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle	15
Conclusion.....	15

CHAPITRE II CHARGE POLLUANTE ET IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES

Introduction	16
II.1. Modélisation du réseau électrique	16
II.2. Modélisation de la charge polluante	17
II.2.1. Modélisation du redresseur	17
II.2.2. Modélisation du filtre.....	19
II.2.3. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux	21
a. Présentation de l'onduleur triphasé à deux niveaux	21
b. Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur	22
c. Modèle de commande de l'onduleur à deux niveaux	22

c.1. Commandabilité des onduleurs	22
c.2. Fonction de connexion	22
c.3. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux	23
d. Stratégie de commande	25
II.2.4. Modélisation de la machine asynchrone	27
a. Hypothèses de travail	28
b. Équations de la machine asynchrone	28
b.1. Transformation triphasée – diphasée	30
b.2. Transformation de PARK	32
b.3. Equations électriques	34
b.4. Equations magnétiques	34
b.5. Equations mécaniques	35
c. Représentation d'état	35
d. Simulation et interprétation	36
II.3. Résultats de simulation de la cascade : Source – Charge polluante	37
II.4. Filtrage actif parallèle des courants harmoniques	39
II.4.1. Structure du filtre actif parallèle	40
II.4.2. Etude de la partie puissance	41
a. Onduleur de tension	41
b. Système de stockage d'énergie	42
c. Filtre de sortie	42
II.4.3. Etude de la partie contrôle-commande	42
a. Introduction à la stratégie de commande	42
b. La méthode d'identification des courants perturbés	43
b.1. Généralités sur les méthodes d'identification	43
b.2 Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées	43
b.2.1 Généralités sur les puissances instantanées	43
b.2.2 Séparation des puissances perturbatrices	45
b.2.3 Calcul des courants perturbateur	45
c. La régulation du courant injecté	48
d. La commande de l'onduleur	48
Conclusion	48

CHAPITRE III

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

Introduction	49
III.1. Description de l'onduleur triphasé à trois niveaux	49
III.1.1. Structure de l'onduleur triphasé à structure NPC à trois niveaux	49
III.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux ...	50
III.1.3. Les différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux	51
III.1.4. Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à trois niveaux	53
III.2. Modèle de Commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux	54
III.2.1. Commandabilité des convertisseurs statiques	54
III.2.2. Commande complémentaire	54
III.2.3. Fonction de connexion	55
III.2.4. Modélisation aux valeurs instantanées	55

III.3. Stratégies de Commande	58
III.3.1. Commande par hystérésis	58
III.3.2. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse	59
III.3.3. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses .	62
Conclusion	66

CHAPITRE IV COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES

Introduction	67
IV.1. Schéma global de l'association réseau – onduleur - charge polluante avant et après compensation	67
IV.2. Résultats de la simulation	69
IV.2.1. Stratégie de commande à hystérésis	69
a- pour une bande $\Delta h = 0.5A$	69
b- pour une bande $\Delta h = 0.1A$	70
IV.2.2. Résultats de la simulation pour la commande à MLI	71
a. Commande à MLI avec une seule porteuse	72
a.1. Pour une fréquence 2500Hz	72
a.2. Pour une fréquence 7500Hz	73
b. Commande à MLI avec deux porteuses	74
b.1. Pour une fréquence 2500Hz	74
b.2. Pour une fréquence 7500Hz	75
IV.3. Résultats de simulation pour une variation de la charge	76
Conclusion	77

CHAPITRE V EQUILIBRAGE DES TENSION D'ENTREE DE L'ONDULEUR NPC A TROIS NIVEAUX

Introduction	78
V.1. Equilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux	78
V.2. Utilisation des condensateurs de grandes capacités	79
V.3. Utilisation d'un circuit de Clamping	79
V.4. Simulation et interprétation	81
Conclusion	84
CONCLUSION GENERALE	85

ANNEXES

- ANNEXE I : Choix de la commande complémentaire
ANNEXE II : Paramètres de simulation

BIBLIOGRAPHIE

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

CHAPITRE I

f_r [Hz]	Fréquence du réseau
h	Rang d'harmonique
I_1 [A]	Courant fondamentale
I_h [A]	Courant harmonique de rang h
S_h	Taux d'harmonique de rang h
C_h	Composante harmonique de rang h
C_1	Composante fondamentale
THD_I	Taux de distorsion de courant
F_p	Facteur de puissance
P [W]	Puissance active
Q [Var]	Puissance réactive
S [VA]	Puissance apparente
D [VAD]	Puissance déformante

CHAPITRE II

m_T	Rapport de transformation
e_{123} [V]	Forces électromotrices
R_{cc} [Ω]	Résistance de court-circuit
L_{cc} [H]	Inductance de court-circuit
I_{s123} [A]	Courants fournis par la source
V_{s123} [V]	Tensions fournies par la source
ω [rad/s]	Pulsation 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
THD_V	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_{abc} [V]	Tension statorique phase a, b ou c
V_{dq} [V]	Tension statorique 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
R_s [Ω]	Résistance statorique par phase
l_s [H]	Inductance propre statorique par phase
M_s [H]	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
L_s [H]= l_s-M_s	Inductance statorique par phase
Φ_{abcs} [Wb]	Flux statorique phase a, b ou c
Φ_{dqs} [Wb]	Flux statorique sur l'axe d ou q
V_{abcr} [V]	Tension rotorique phase a, b ou c
V_{dqr} [V]	Tension rotorique sur l'axe d ou q
i_{abcr} [A]	Courant rotorique phase a, b ou c
I_{dqr} [A]	Courant rotorique sur l'axe d ou q
R_r [Ω]	Résistance rotorique par phase
l_r [H]	Inductance propre rotorique par phase
M_r [h]	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
L_r [H]= l_r-M_r	Inductance rotorique par phase
Φ_{dqs} [Wb]	Flux rotorique sur l'axe d ou q
M [H]= $(3/2).M_{sr}$	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor
M_{sr} [H]	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont alignés
P	Nombre de pôles
ω_r [rad/s]	Pulsation électrique rotorique
Ω_r [tr/min]	Vitesse mécanique rotorique
$\sigma=1-(M^2/L_r L_s)$	Coefficient de dispersion

T_r [s]= L_r/R_r	Constant de temps rotorique
T_s [s]= L_s/R_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
C_e [N.m]	Couple électromagnétique
C_r [N.m]	Couple résistant
L_f [H]	Inductance du filtre actif
R_f [W]	Résistance du filtre actif
ω_0 [rad/s]	Pulsation de coupure du filtre de l'identification
f_0 [Hz]	Fréquence de coupure du filtre de l'identification

CHAPITRE III

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
NPC	Neutral Point Clamping
U_C [V]	Source de tension continue d'entrée de l'onduleur
V_{ABCM} [V]	Tension de demi-bras A, B ou C
U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} [V]	Tensions composées de sortie de l'onduleur
V_{ABC} [V]	Tensions simples de sortie de l'onduleur A, B ou C
i_{d012} [A]	Courants d'entrée de l'onduleur
i_{123} [A]	Courants de sorties de l'onduleur
[N(t)]	Matrice de conversion simple
[M (t)]	Matrice de conversion composée
Δh [A]	La bande d'hystérésis
U_p [V]	Porteuse triangulaire
V_{pm} [V]	Amplitude de la porteuse triangulaire
V_{ref123} [V]	Tension de référence
V_m [V]	Amplitude de la référence
f_p [Hz]	Fréquence de la porteuse triangulaire
m	Indice de modulation
r	Taux de modulation

CHAPITRE IV

Δh [A]	Bande d'hystérésis
I_{ref123} [A]	Courants harmoniques de références
I_{inj123} [A]	Courants injectés
f_p	Fréquence de la porteuse

CHAPITRE V

U_{C12} [V]	Tension du pont d'entrée de l'onduleur
I_{red12} [A]	Courants du pont d'entrée de l'onduleur
i_{R12} [A]	Courants du circuit de Clamping
C_{12} [F]	Condensateurs du pont d'entrée de l'onduleur
R_{12} [Ω]	Résistances du circuit de Clamping
T12	Transistors du circuit de Clamping

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE :

L'utilisation croissante dans l'industrie de systèmes commandés à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, de la part des utilisateurs, 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.

Plusieurs solutions de dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées dans la littérature pour dépolluer certains de ces perturbations. Celles qui répondent le mieux aux compensations des 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.

De manière à atteindre cet objectif, ce mémoire sera divisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la description des perturbations en courant et en tension pouvant intervenir dans un réseau électrique. Les origines et les conséquences. Dans ce chapitre, nous présenterons également les solutions traditionnelles et modernes de dépollution. Finalement, nous détaillerons les avantages, inconvénients et les perspectives de développement des solutions de type filtre actif, aujourd'hui très utilisées dans l'industrie.

Le second chapitre sera divisé en trois parties, alors que dans la première partie elle 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 deuxième partie nous traiterons le problème des perturbations en courant et de leur compensation à partir d'une structure de filtre actif parallèle. La structure du filtre actif sera partagé en deux parties, l'une dite partie puissance, et l'autre dite partie contrôle commande et nous avons exprimé les critères qui nous ont guidés dans le choix de chacun des éléments des parties concernées. Et finalement pour terminer, une méthode d'identification a été proposée pour identifier les courants harmoniques basant sur l'utilisation de la méthode des puissances actives et réactives instantanées.

Dans le troisième chapitre nous étudierons l'onduleur de puissance qui est l'élément principal constituant la partie puissance du filtre actif, commençons à montrer de manière générale la modélisation d'un onduleur triphasé (structure NPC à trois niveaux), et par la suite nous développerons les stratégies de commande, à savoir la commande à hystérésis et à MLI.

Pour le quatrième chapitre, le filtre actif proposé sera testé à travers des simulations effectuées par deux méthodes différentes de commande, ainsi pour validé le fonctionnement du filtre.

Enfin, le cinquième chapitre est consacré à l'étude du problème de la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux.

CHAPITRE I

PERTURBATIONS ELECTRIQUES

Introduction :

Depuis plusieurs années, les convertisseurs statiques (redresseurs, gradateurs) prolifèrent tant dans les équipements industriels que domestiques. Par exemple, ces dispositifs sont fréquemment employés dans la régulation de vitesse des moteurs à courant continu et alternatif, Ils sont également utilisés dans les variateurs de lumière, les régulations de systèmes de chauffage électrique et les variateurs de vitesse des moteurs universels (lave-linge, aspirateurs, outillages électroportatifs,...).

L'utilisation de ces 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. Par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau, les courants harmoniques déforment la tension de celui-ci.

Les déformations du courant et de la tension peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques. C'est pourquoi, les distributeurs d'énergie ayant la contrainte de fournir une tension sinusoïdale, prennent en charge l'atténuation des perturbations harmoniques au moyen d'installations de forte puissance. Ainsi, le filtrage des composantes harmoniques est au centre des préoccupations des distributeurs d'une part et des utilisateurs d'énergie électrique d'autre part [**Bau, Rom, Seg 86**][**Seg 84**].

I.1. Définition de la perturbation :

I.1.1. Perturbation harmonique :

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale à **50Hz**, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle de fondamental [**Def, Mau 98**].

I.1.2. Représentation spectrale :

Un signal déformé se compose généralement de plusieurs harmoniques. Les courbes de la figure (Fig. 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 (Fig. I.2), c'est à dire à l'aide d'un schéma ou l'on porte en abscisse le rang et en ordonnée le module (en valeur efficace ou en pour cent) [**Ben, Ben 05**].

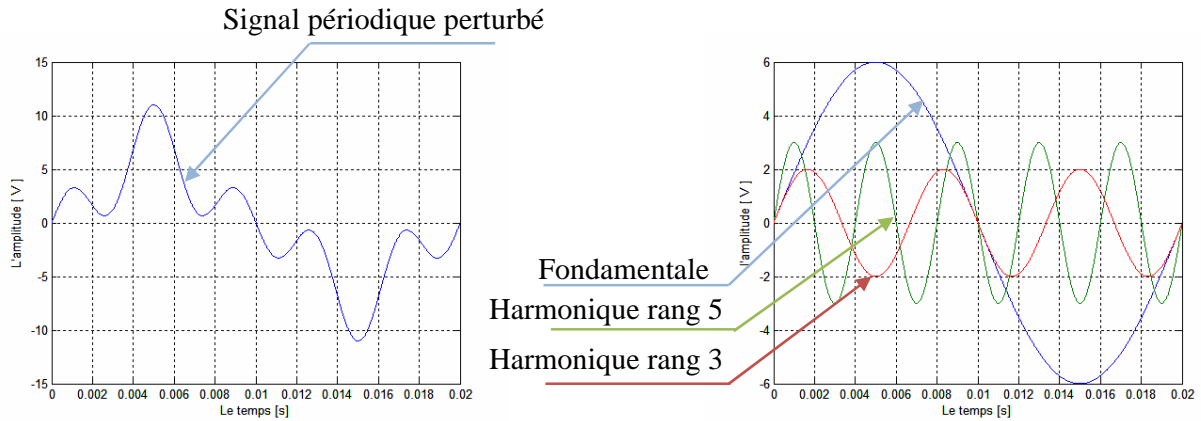


Fig. I.1. Décomposition d'un signal périodique

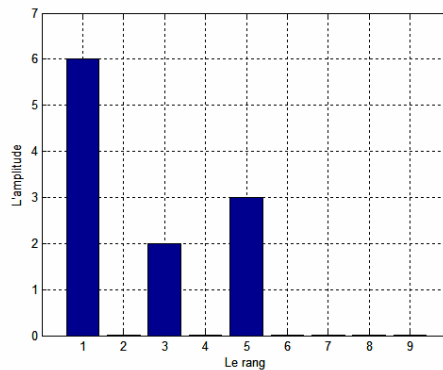


Fig. I.2. Représentation spectrale d'un signal périodique

I.2. Caractéristiques des perturbations électriques:

Sauf exception, les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de **50Hz** ou de **60Hz**. 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 :

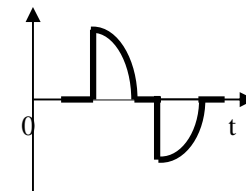
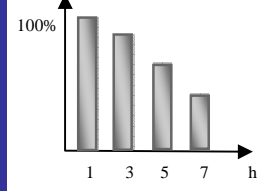
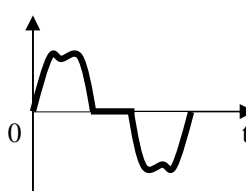
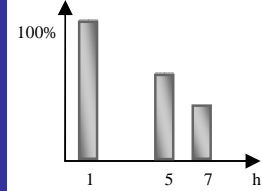
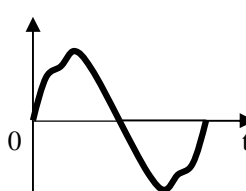
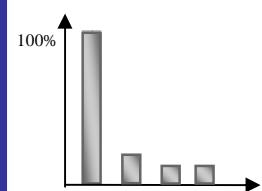
- **les fluctuations de la fréquence à 50Hz** : elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport.
- **les variations de l'amplitude** : il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques.
- **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 **50Hz**, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de **50Hz**, 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 **10ms [Ala 02]**.

I.3. 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 (Tab. I.1) montre quelques sources d'harmoniques [**Ghe 04**].

Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spectre 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.		

Tab. I.1. Quelques sources des perturbations harmoniques

I.4. 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 :

$$R \cdot I^2 = \sum_{h=1}^{\infty} R \cdot I_h^2 \tag{I.1}$$

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 [Ala 02].

- **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 [Def, Mau 98][Sza 84].
- **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 [Def, Mau 98][Sza 84].
- **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 [Def, Mau 98][Sza 84].

I.5. Critères de jugements :

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

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

$$S_h = C_h / C_1 \quad (I.2)$$

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** [Def, Mau 98].

- **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 (Fig. I.3).

$$D = 3.V_1 \sqrt{\sum_2^{50} I_h^2} \quad (\text{I.4})$$

Le facteur de puissance F_p devient :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cdot \cos \gamma \quad (\text{I.5})$$

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

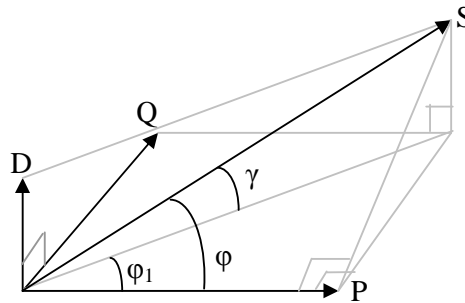


Fig. I.3. Diagramme de Fresnel des puissances

I.6. 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.6.1. 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 [Ala 02].

a. Le pont dodécaphasé :

La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, comme le pont redresseur dodécaphasé figure (Fig. I.4) de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques.

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

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

Ainsi le courant résultant pris au réseau peut s'écrire [Ali 95]:

$$i(t) = \frac{4.\sqrt{3}}{\pi} . i_d \left[\cos(\omega t - \alpha) - \frac{1}{11} . \cos(11.(\omega t - \alpha)) + \frac{1}{13} . \cos(13.(\omega t - \alpha)) - \frac{1}{23} . \cos(23.(\omega t - \alpha)) + \frac{1}{25} . \cos(25.(\omega t - \alpha)) \right] \quad (I.6)$$

La structure dodécaphasé présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée, cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse [Ali 95].

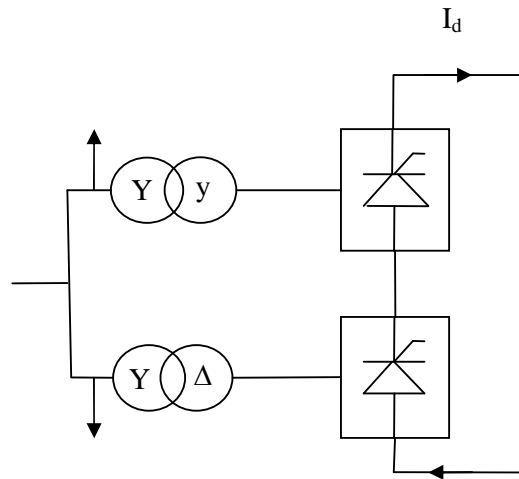


Fig. I.4.a. Structure générale d'un pont dodécaphasé

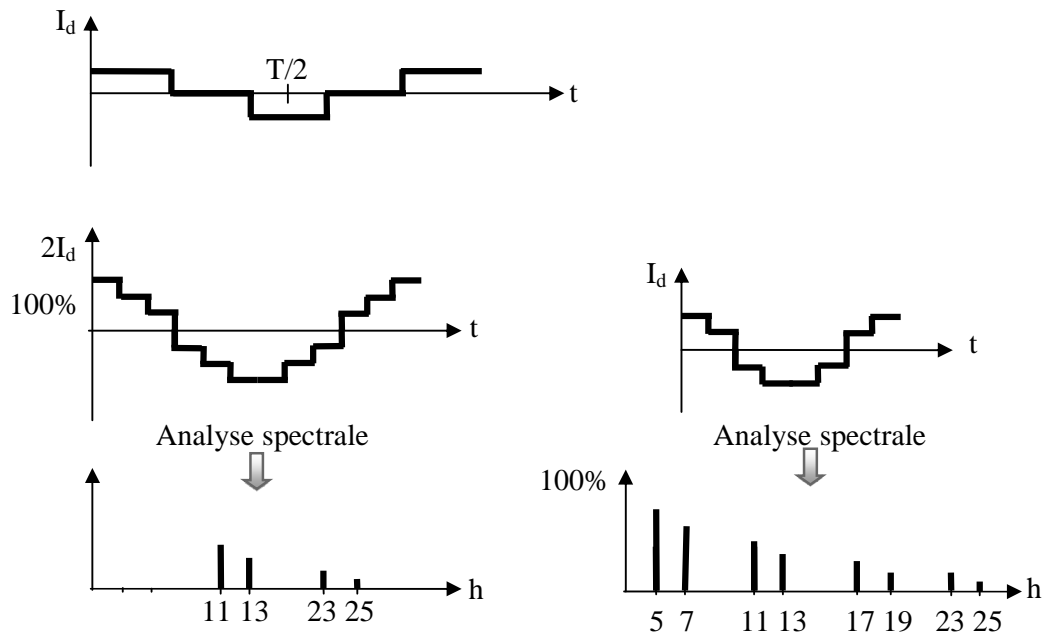


Fig. I.4.b. Forme d'onde et harmonique

b. Les filtres passifs :

La deuxième solution de dépollution consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant, figure (Fig. I.5) et le filtre passif amorti ou passe-haut, figure (Fig. I.6).

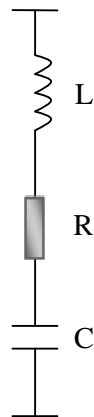


Fig. I.5. Filtre passif résonnant

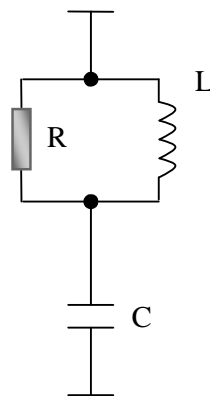


Fig. I.6. Filtre passif amorti ou passe haut

- Le filtre résonnant est un filtre très sélectif. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.
- Le filtre passe-haut compense les harmoniques supérieurs ou égaux à sa fréquence propre. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.
- Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients [Ala 02] :

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

I.6.2. Solutions modernes de la dépollution :

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs et les redresseurs MLI sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [Ala 02].

a. Les redresseurs à MLI :

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants à commutation forcée tels que les IGBT ou les thyristors GTO. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [Ali 95].

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

a.1. Redresseur de tension :

Son schéma de principe est présenté sur la figure (Fig. I.7) [Seg 99]. Les composants de puissance disponibles (IGBT, GTO) étant unidirectionnels en courant, le courant I_d le sera également. La réversibilité en puissance s'effectue par l'inversion de la tension redressée U_d . Le contrôle de la puissance réactive est obtenu par action sur la phase du courant réseau par rapport à la tension [Ali 95].

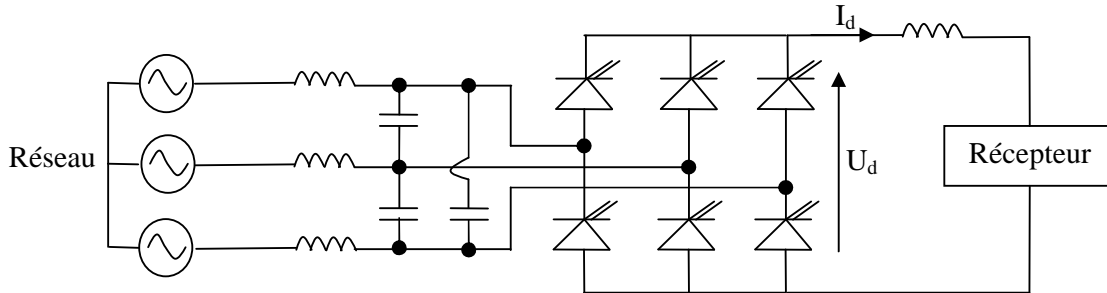


Fig. I.7. Redresseur de tension

a.2. Redresseur de courant:

Elle est présentée sur la figure (Fig. I.8) [Seg 99]. La tension U_d étant unidirectionnelle, la réversibilité de la puissance active est assurée par le courant I_d , qui est bidirectionnel. Le contrôle de la puissance réactive est réalisé par action indirecte sur la phase du fondamental de courant du réseau [Ali 95].

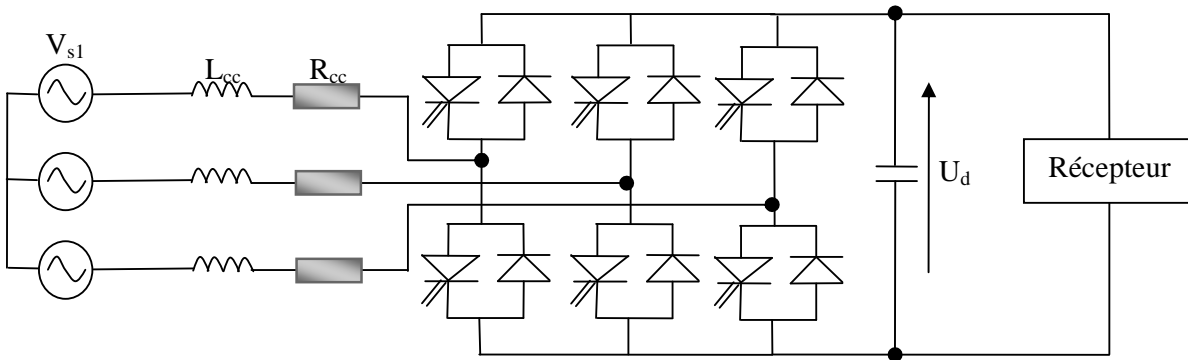


Fig. I.8. Redresseur de courant

Les inductances L_{cc} servent dans la figure (Fig. I.8) à découpler le convertisseur de réseau car les deux réseaux alternatifs et continus sont tous deux sources de tension [Ali 95].

b. Les filtres actifs :

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, a permis d'envisager de nouvelles solutions de compensation des perturbations des réseaux électriques. Les filtres actifs constituent une alternative intéressante aux solutions classiques. Flexibles car auto-adaptatifs, ils viennent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution. Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations, en tout ou en partie, présentes dans les réseaux électriques [Ala 02].

b.1. Le filtre actif parallèle (F.A.P) :

- **Principe de fonctionnement :**

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (Fig. I.9), est le plus souvent commandé comme un générateur de courant [Xu 94][Sal 96][Ben 98]. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

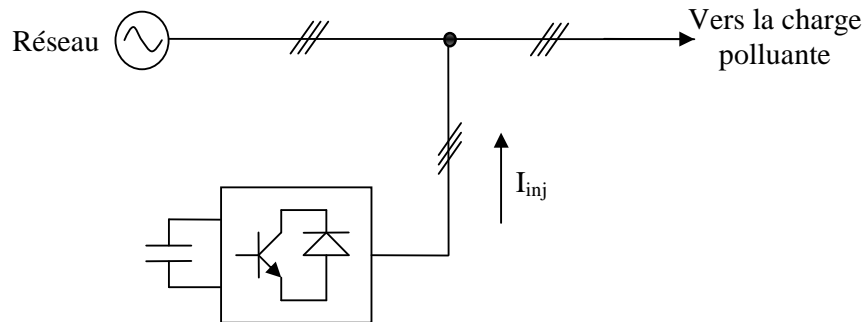


Fig. I.9. Filtre actif parallèle

b.2. Le filtre actif série (F.A.S) :

- **Principe de fonctionnement**

Le filtre actif série se comporte dans ce cas, comme le montre la figure (Fig. I.10), comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau [Tou 99]. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale.

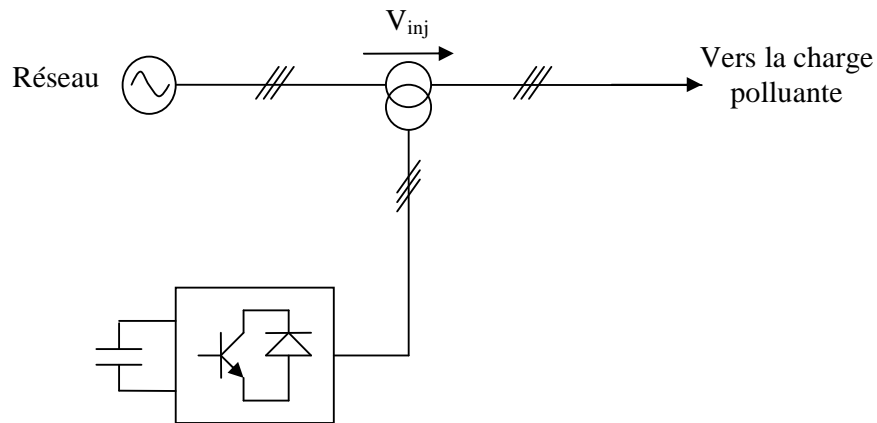


Fig. I.10. Filtre actif série

b.3. La combinaison parallèle-série actifs (UPQC) :

La combinaison parallèle-série actifs, aussi appelée Unified Power Quality Conditioner (UPQC), résulte de l'association des deux filtres actifs parallèle et série, comme le montre la figure (Fig. I.11). Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [Are, Häf, Heu 95][Aka, Fuj 98][Ala, Bra, Cha, Saa 00] [Tou 99].

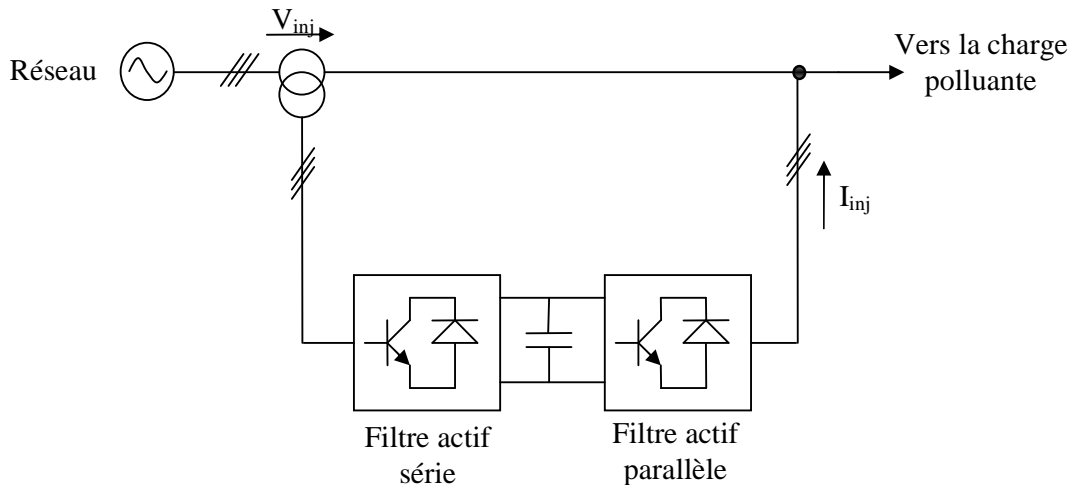


Fig. I.11. Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

b.4. 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 [Wan 92], 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.

b.4.1. 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 (Fig. I.12) [Wan 92].

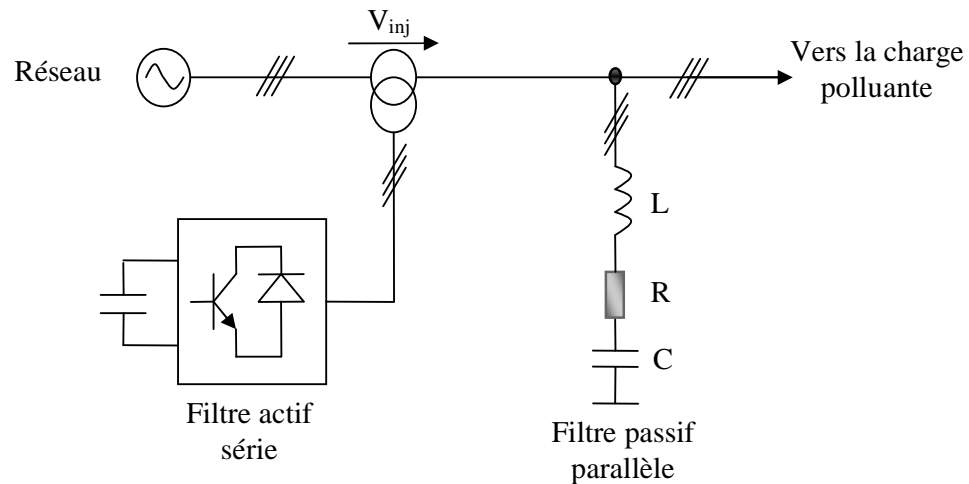


Fig. I.12. Filtre actif série et filtre passif parallèle

b.4.2. Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles :

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en figure (Fig. I.13), 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 [Wan 92]. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court circuit de la charge.

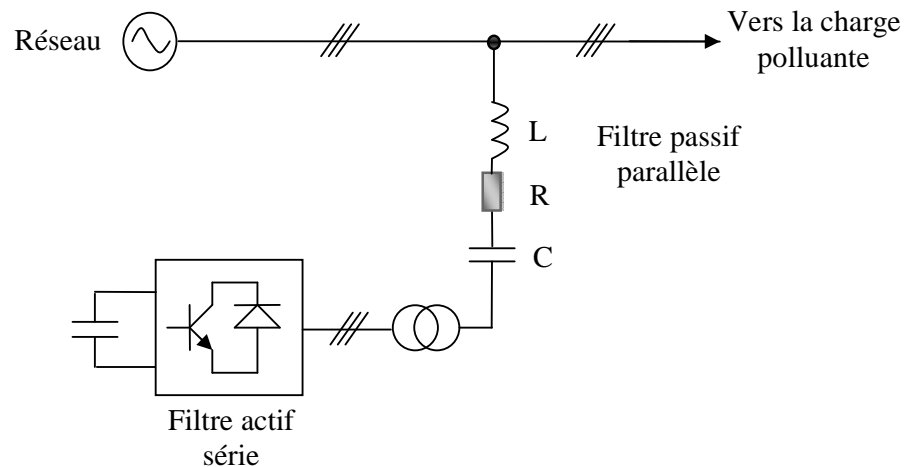


Fig. I.13. Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle

b.4.3. Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle :

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en figure (Fig. I.14), 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 [Wan 92].

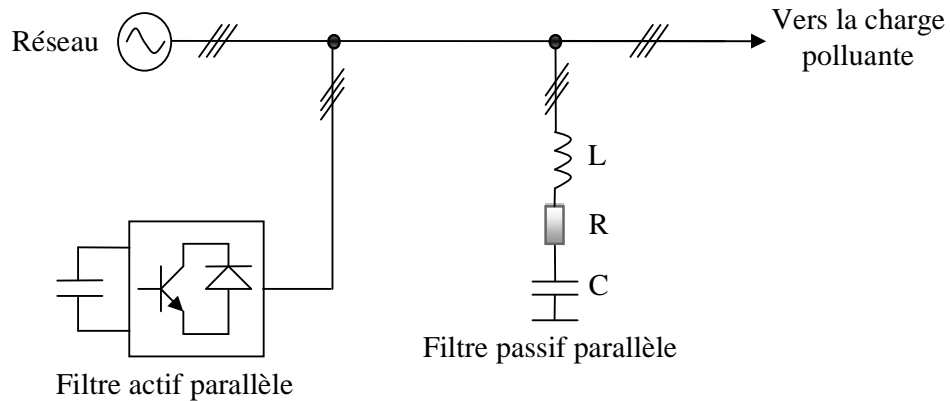


Fig. I.14. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations affectant l'onde de courant du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Alors que pour éliminer ces effets, plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance, de plus elles ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes, Contrairement que les filtres actifs parallèle et/ou série ont un objet de s'adapter et dépollué le réseau de tous types de perturbations.

CHAPITRE II

CHARGE POLLUANTE ET IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES

Introduction :

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

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

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

Ce chapitre sera divisé en deux parties, la première est consacré pour l'étude et la modélisation de la cascade : réseau triphasé - charge polluante – Filtre actif, alors que pour la deuxième partie nous allons étudier la structure du filtre actif allant de la structure général jusqu'à 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. 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.S triphasées équilibrées en série avec une impédance, figure (Fig. II.1).

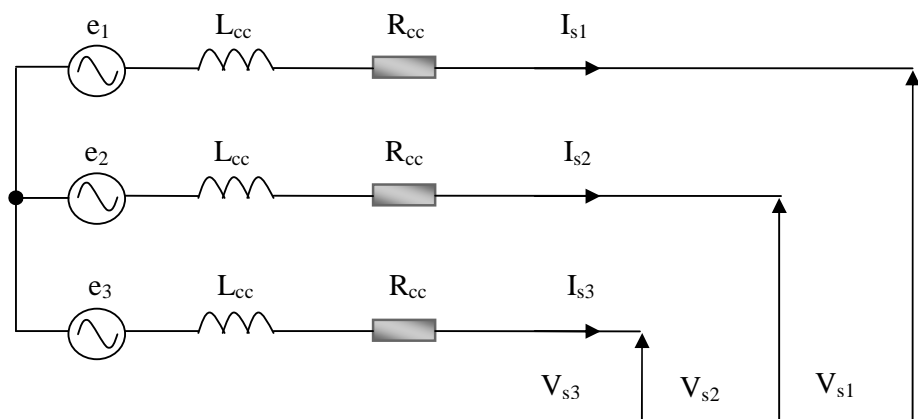


Fig. II.1. Schéma synoptique d'un réseau triphasé

Avec :

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

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

II.2. 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 à deux niveaux. Ce redresseur est alimenté par le secondaire d'un transformateur triphasé (rapport de transformation $m_T = 1.5$) où le primaire est connecté au réseau triphasé **220V-50Hz**, figure (Fig. II.2).

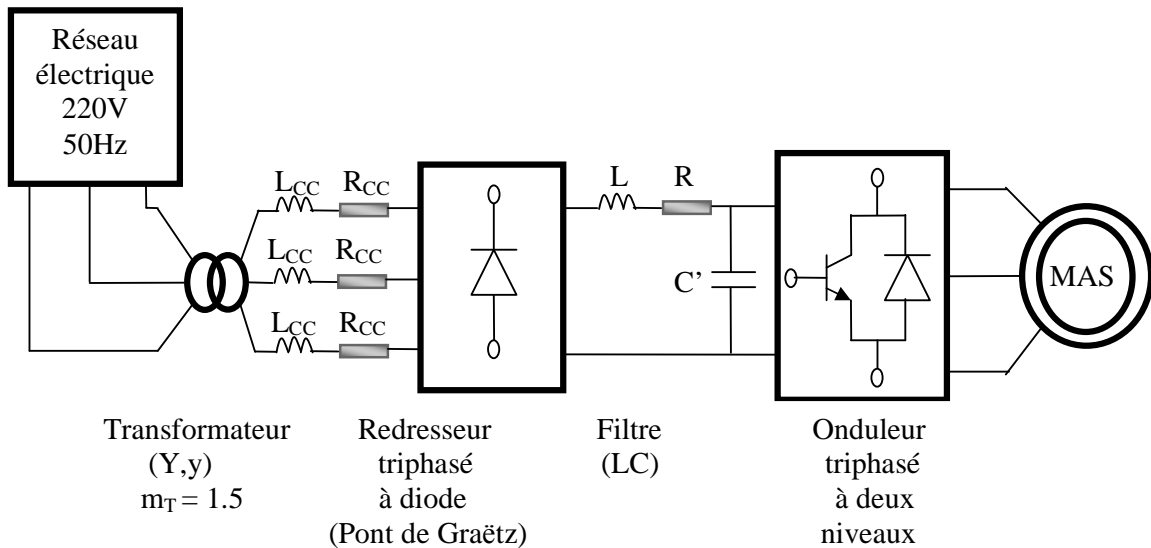


Fig. II.2. Schéma de l'ensemble : redresseur - filtre LC - onduleur - machine asynchrone

II.2.1. Modélisation du redresseur :

Les redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternative continue. Alimenté par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu les récepteurs branchés à leur sortie [Seg 84].

On utilise un redresseur chaque fois qu'on a besoin de source continue sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient major est qu'ils envoient au réseau des courants non sinusoïdaux riches en harmonique.

Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdale triphasée, la structure de ce redresseur est représentée par la figure (Fig. II.3).

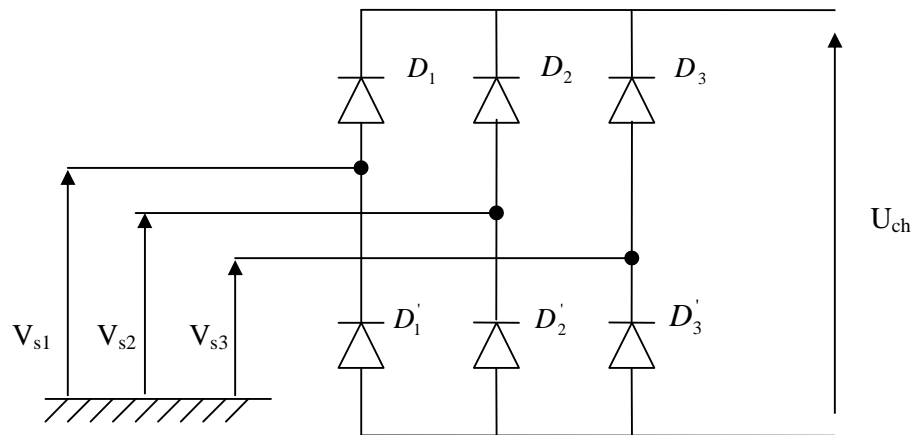


Fig. II.3. Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)

Deux diodes de même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_{s1} est supérieure à V_{s2} et V_{s3} , on encore :

$$V_{s1} = \text{Max}(V_{sj}) \quad ; \quad j = 1;2;3$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

- D_i Conduit si $V_{si} = \text{Max}(V_{sj}) \quad ; \quad i = 1;2;3 \quad ; \quad j = 1;2;3$
- D'_i Conduit si $V_{si} = \text{Min}(V_{sj}) \quad ; \quad i = 1;2;3 \quad ; \quad j = 1;2;3$

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

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

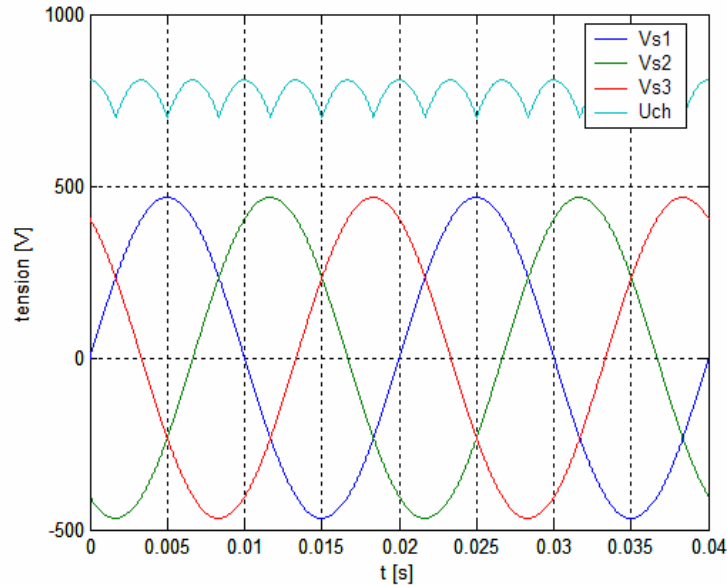


Fig. II.4. Tension redressée U_{ch}

La tension redressée U_{ch} obtenue par le redresseur de la figure (Fig. II.4) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

II.2.2. Modélisation du filtre LC:

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C' , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_{ch} et le courant I_d , et supprime les brusques variations de U_d lors de la commutation; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I_d et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L (de résistance interne R) l'ensemble L - C constitue un filtre passe bas. Le schéma représentatif est donné par la figure (Fig. II.5).

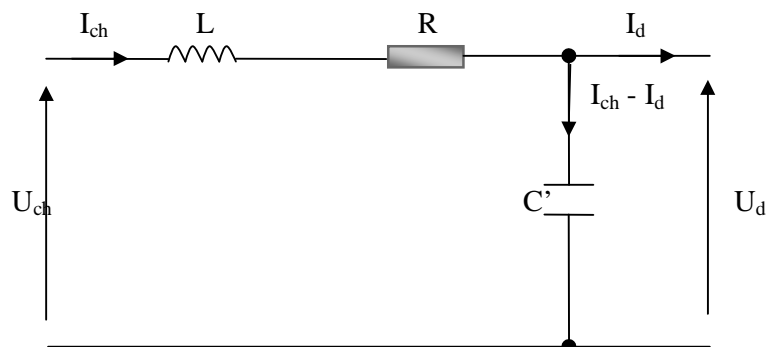


Fig. II.5. Filtre L - C

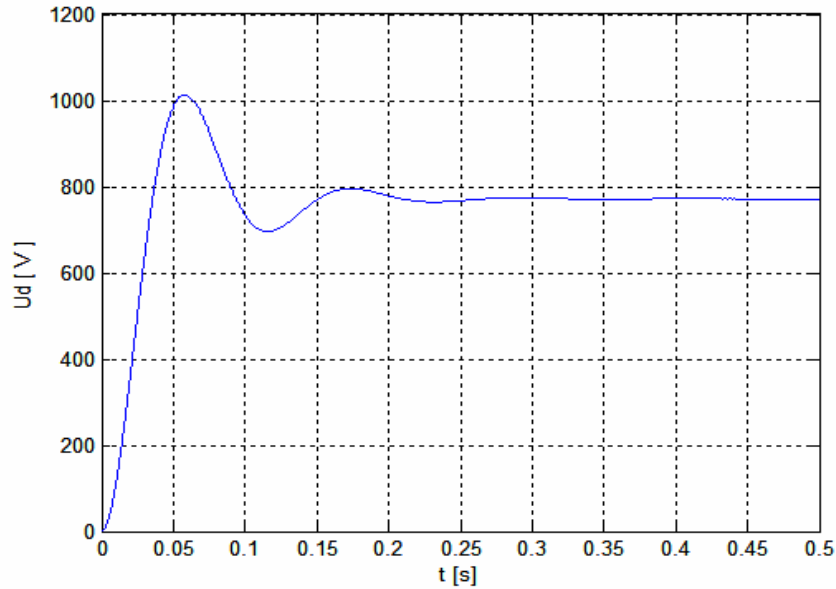


Fig. II.6. Tension filtrée

$$L \frac{dI_{ch}}{dt} = U_{ch} - U_d - R I_{ch} \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{dU_d}{dt} = \frac{1}{C'} (I_{ch} - I_d) \quad (\text{II.4})$$

- **Calcul des paramètres du filtre L-C :**

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(s)$ du filtre :

$$F(s) = \frac{U_d}{U_{ch}} = \frac{1}{LC' s^2 + RC' s + 1} \quad (\text{II.5})$$

La pulsation correspondante de coupure est :

$$\omega_f = \sqrt{\frac{2}{LC'} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (\text{II.6})$$

Pour limiter les ondulations du courant I_{ch} et de la tension U_d il faudrait que : $\omega_f < 2\pi f_r$ où f_r est la fréquence du réseau ($f_r = 50\text{Hz}$). On choisit les paramètres suivants : **L = 0.05H, C' = 6mF, R = 2Ω.**

II.2.3. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

a. Présentation de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

L'onduleur triphasé à deux niveaux, se compose de trois bras et une source de tension continue. Chaque bras est formé de deux interrupteurs en série.

Chaque interrupteur comporte un transistor et une diode montée en tête bêche, figure (Fig. II.7). La figure (Fig. II.8) donne une représentation schématique de cet onduleur.

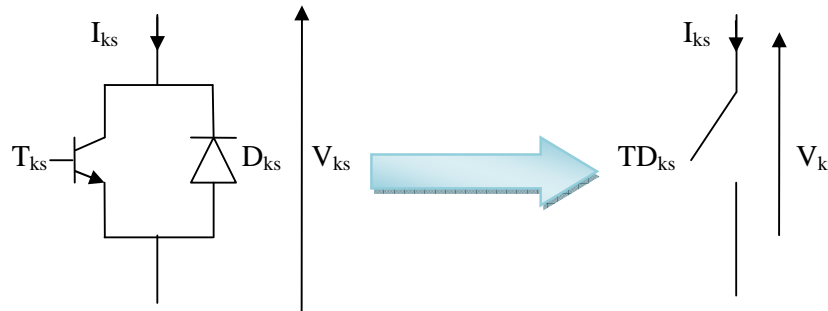


Fig. II.7. Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode

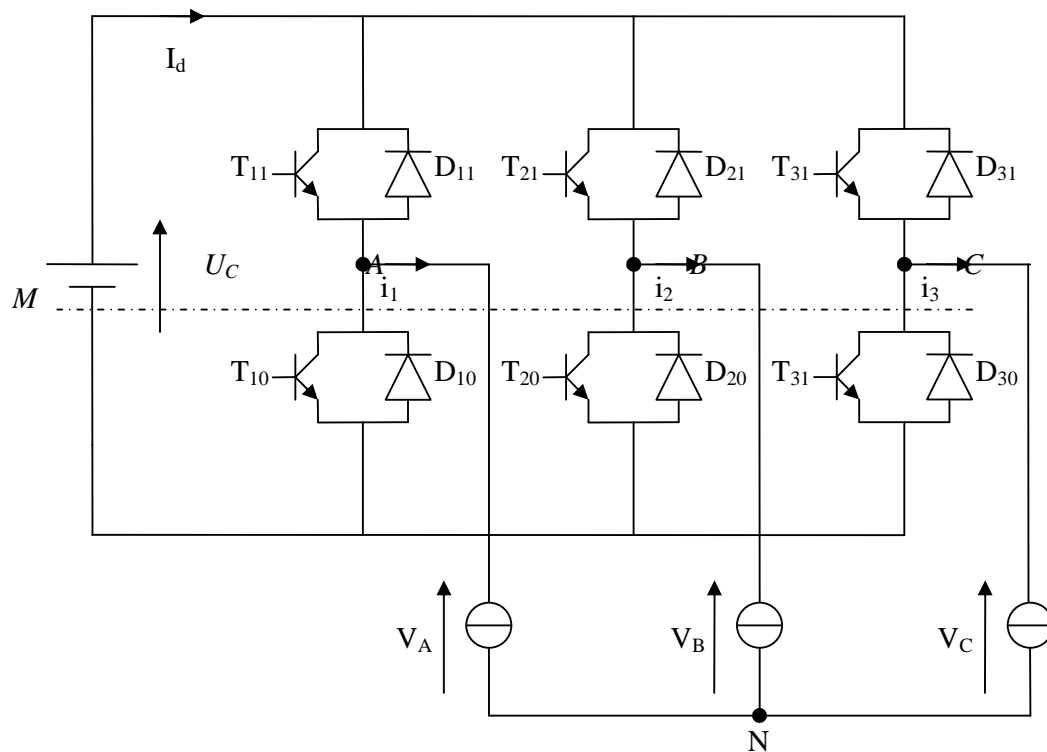


Fig. II.8. Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux

b. Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur :

Pour réduire la complexité de l'onduleur, on présente chaque paire transistor-diode ($T_{ks} - D_{ks}$) par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} figure (Fig. II.7), et grâce à la symétrie de sa structure, on procède l'étude sur un seul bras figure (Fig. II.9).

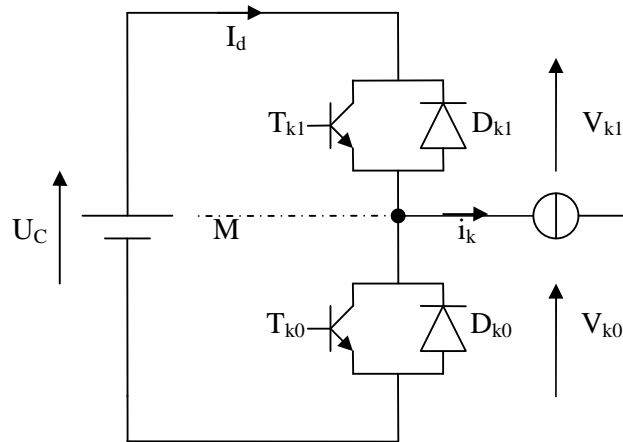


Fig. II.9. Bras d'onduleur triphasé à deux niveaux

c. Modèle de commande de l'onduleur à deux niveaux :

c.1. Commandabilité des onduleurs :

Un onduleur est en mode commandable, si les transitions entre les configurations ne dépendent que de la commande externe, et par suite une conduction continue de cet onduleur [Ber 95].

En mode commandable, le réseau de Pétri de l'onduleur est représenté par la figure (Fig. II.10).

Pour un onduleur triphasé à deux niveaux totalement commandable, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\bar{B}_{K1} = B_{K0} \quad (\text{II.7})$$

c.2. Fonction de connexion :

La fonction de connexion des interrupteurs décrit son état ouvert ou fermé. Elle vaut **1** si l'interrupteur est fermé, et **0** s'il est ouvert.

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

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

c.3. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

Le modèle de connaissance est bien adapté à la validation des différentes stratégies de commande. Pour passer de modèle de connaissance au modèle de commande, on utilise la notion fonction.

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

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les potentiels des nœuds **A**, **B**, **C** de l'onduleur triphasé à deux niveaux par rapport au point milieu imaginaire **M** sont donnés par les tensions suivantes [Ber 95]:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} U_C \\ V_{BM} = F_{21} U_C \\ V_{CM} = F_{31} U_C \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

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

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} - F_{21}) U_C \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} - F_{31}) U_C \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} - F_{11}) U_C \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

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

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Les équations (II.10) et (II.11) permettent d'exprimer les tensions de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3}\right) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.12})$$

Pour les courants, on peut écrire la relation suivante (II.13) 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 [Ber 95].

$$I_d = F_{11} i_1 + F_{21} i_2 + F_{31} i_3 \quad (\text{II.13})$$

On définit la relation de conversion simple comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_d \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

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

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11} - F_{21} - F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11} + 2F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11} - F_{21} + 2F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

De même façon pour la relation de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_d \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

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

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{21} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31} - F_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

d. Stratégie de commande :

L'onduleur à deux niveaux utilisé est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel avec une porteuse. Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. 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 $\left(m = \frac{f_p}{f_r}\right)$. 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 $\left(r = \frac{V_m}{V_{pm}}\right)$.

On parle de modulation synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le cas contraire. La porteuse la plus adaptée aux onduleurs à deux niveau est la triangulaire bipolaire. La figure (Fig. II.10) présente le principe de génération des impulsions de commande d'un bras k d'un onduleur à deux niveaux. L'algorithme de cette stratégie peut être résumé par le réseau Petri de la figure (Fig. II.10) [Ber 95].

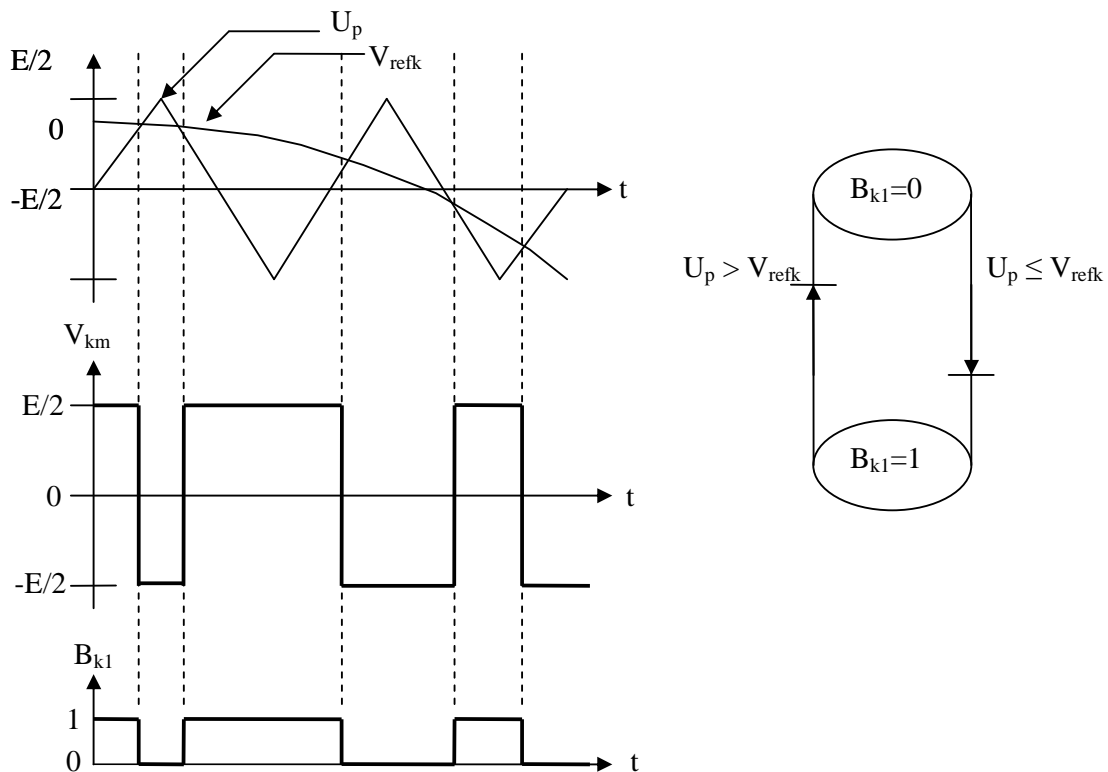


Fig. II.10. Principe et réseau Petri de la stratégie triangulo-sinusoidale des onduleurs triphasés à deux niveaux

Les tensions de référence, de l'onduleur triphasé, permettant de générer un système de tension sinusoïdale triphasé équilibré :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot r \cdot \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \cdot r \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \cdot r \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

La figure (Fig. II.11.a) montre la porteuse et les tensions de référence pour $U_C = 300\text{V}$, $m = 6$ et $r = 0.8$. Les figures (Fig. II.11.b.c.d) présentent la tension simple V_A et son spectre fréquentiel de la phase une de cet onduleur pour $m = 6, 24, 48$ respectivement avec $r = 0.8$.

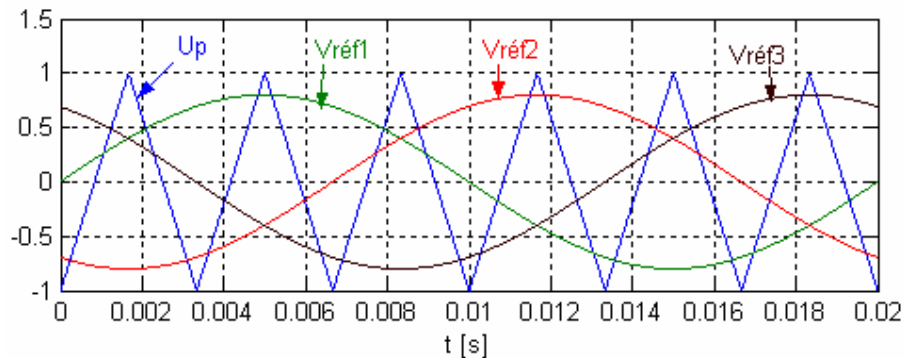


Fig. II.11.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale de l'onduleur triphasé à deux niveaux ($m = 6$ et $r = 0.8$)

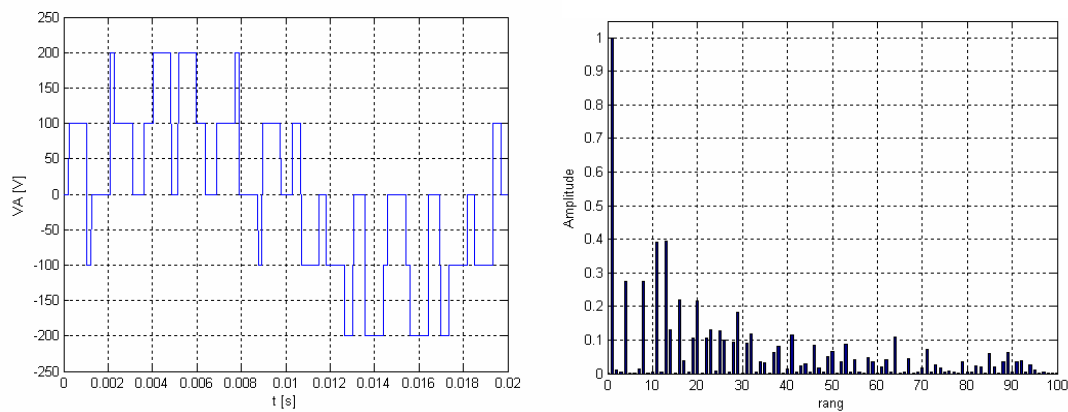


Fig. II.11.b. La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé à deux niveaux ($U_C = 300\text{V}$, $m = 6$ et $r = 0.8$)

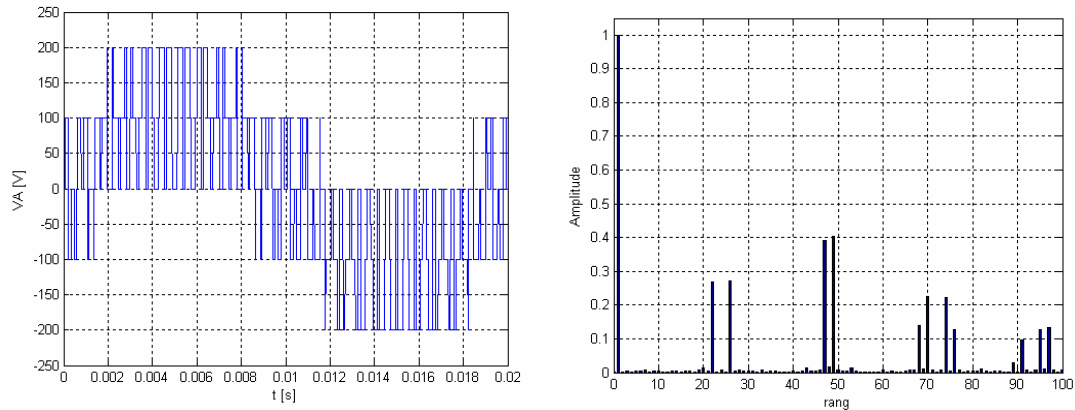


Fig. II.11.c. La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé à deux niveaux ($U_C = 300V$, $m = 24$ et $r = 0.8$)

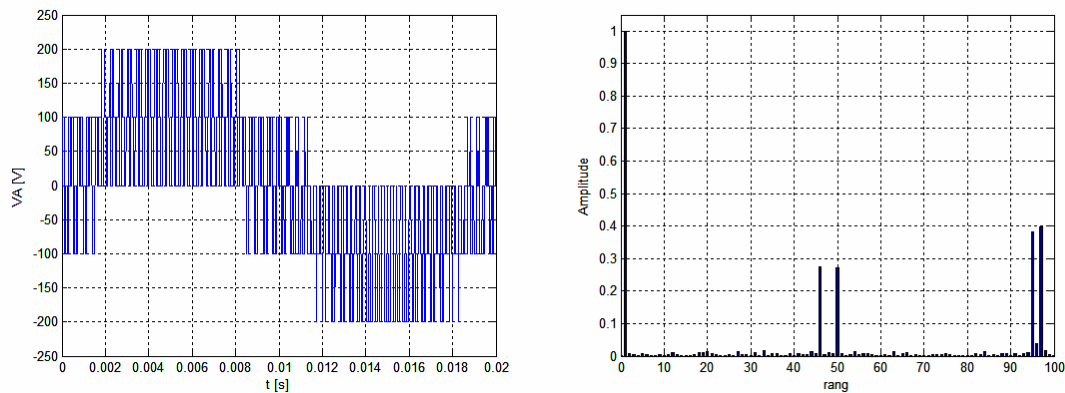


Fig. II.11.d. La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé à deux niveaux ($U_C = 300V$, $m = 48$ et $r = 0.8$)

Les figures représentées ci-dessus montrent :

- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de la tension V_A vers les fréquences les plus élevées, d'où un avantage pour faciliter le filtrage.
- Les harmoniques de la tension V_A se regroupent autour des fréquences multiples de f_r .
- L'augmentation du taux de modulation permet de diminuer le \mathbf{THD}_v .

II.2.4. 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 [Bag 05].

a. Hypothèses de travail :

Pour la modélisation il faut la mise en équation, alors nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une Force Magnéto Motrice (F.M.M) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux. Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligerons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau. Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Ces choix signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs ;
- Les inductances propres sont constantes ;

Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques [Bag 05].

b. Équations de la machine asynchrone :

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représenté comme indiqué en figure (Fig. II.12). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase A statorique et la phase a rotorique.

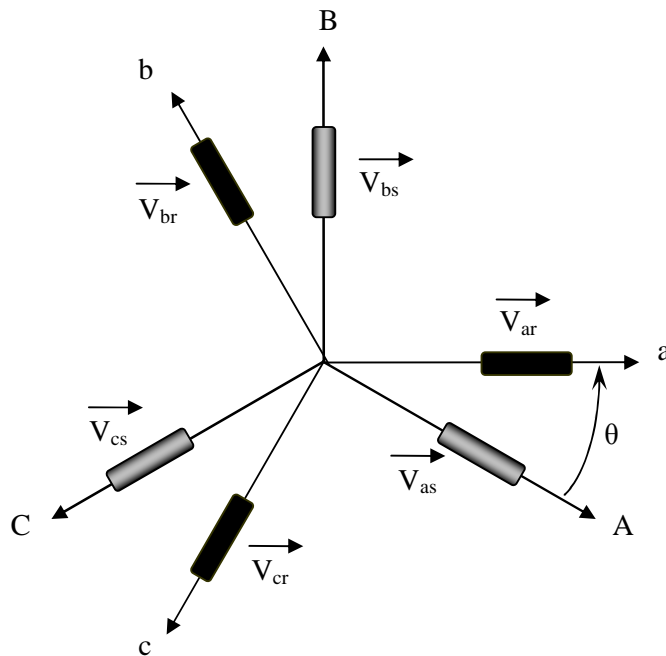


Fig. II.12. Représentation schématique d'une machine asynchrone

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II.18})$$

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

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \quad (\text{II.19})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

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 :

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

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

Où :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases :
(Notion de flux/Inductance propre)

Pour la phase A statorique :

$$\Phi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (\text{II.23})$$

Alors que pour les flux de la machine on a :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_3 & m_2 & l_r & m_r & m_r \\ m_2 & m_1 & m_3 & m_r & l_r & m_r \\ m_3 & m_2 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Où :

l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$m_1 = m_{sr} \cos(\theta) \quad (\text{II.25})$$

$$m_2 = m_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.26})$$

$$m_3 = m_{sr} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II.27})$$

b.1. Transformation triphasée - diphasée :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système diphasé $\alpha\beta$. Il existe principalement deux transformations : CLARK et CONCORDIA. La transformation de CLARK conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient ($\frac{3}{2}$)). Tandis que celle de CONCORDIA, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes.

Transformation de CONCORDIA	Transformation de CLARK
Passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$	
$[x_{\alpha\beta}] = T_{23} [x_{abc}] \quad (\text{II.28})$	$[x_{\alpha\beta}] = C_{23} [x_{abc}] \quad (\text{II.30})$
<p>Avec $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ (II.29)</p>	<p>Avec $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ (II.31)</p>

Passer d'un système diphasé $\alpha\beta$ vers un système triphasé abc	
$[x_{\alpha\beta}] = T_{23} [x_{abc}] \quad (\text{II.32})$	$[x_{\alpha\beta}] = C_{23} [x_{abc}] \quad (\text{II.34})$
<p>Avec $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ (II.33)</p>	<p>Avec $C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ (II.35)</p>

Le choix de matrice de passage non normée (CLARK) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs \mathbf{dq} (\mathbf{I}_{ds} , \mathbf{I}_{qs} que l'on verra par la suite). En effet, cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir passé par un coefficient multiplicateur. Le choix d'une matrice normée (CONCORDIA) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse. Nous allons utiliser la transformation de CLARK dans notre modélisation. Son application aux équations de la machine écrites ci-dessous donne :

$$C_{23} [V_{abcs}] = [V_{\alpha\beta s}] = C_{23} \left\{ R_s [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \right\} \quad (\text{II.36})$$

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s C_{23} [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} C_{23} [\Phi_{abcs}] \quad (\text{II.37})$$

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s [i_{\alpha\beta s}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{\alpha\beta s}] \quad (\text{II.38})$$

On a alors réduit le système de trois équations à un système à deux équations. De même pour le rotor :

$$[V_{\alpha\beta r}] = R_r [i_{\alpha\beta r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{\alpha\beta r}] \quad (\text{II.39})$$

Ainsi que pour l'écriture des flux en fonction des courants. L'intérêt pour les flux, c'est que les matrices 3×3 des inductances vont être à des matrices 2×2 . On a alors l'apparition des inductances cycliques :

$$L_s = l_s - m_s \quad (\text{II.40})$$

$$L_r = l_r - m_r \quad (\text{II.41})$$

$$M = \frac{3}{2} m_{sr} \quad (\text{II.42})$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{\alpha\beta s} \\ \Phi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} & [M.P(\theta)] \\ [M.P(\theta)] & \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \\ i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

Où la matrice $\mathbf{P}(\theta)$ est la matrice de rotation :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

On dispose à présent d'une modélisation de la machine asynchrone dans deux repères séparés : les grandeurs statoriques sont exprimées dans le repère $\alpha\beta$ stator et les grandeurs rotoriques sont dans le repère $\alpha\beta$ rotor. Il faut exprimées toute la modélisation dans un repère commun. En effet, si l'on exprime de plus près la matrice des inductances,

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} & [M.P(\theta)] \\ [M.P(\theta)] & \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

On s'aperçoit que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle θ .

On choisi alors de transformer les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques vers un repère commun dit dq et ceci à l'aide de deux transformation dans le plan qui sont des rotations. Ce sont ces transformations ainsi que la transformation de CONCORDIA ou de CLARK qui constitue la transformation de PARK.

b.2. Transformation de PARK :

La transformation de PARK est constituée d'une transformation triphasée – diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc figure (Fig. II.13), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de PARK ou angle de PARK.

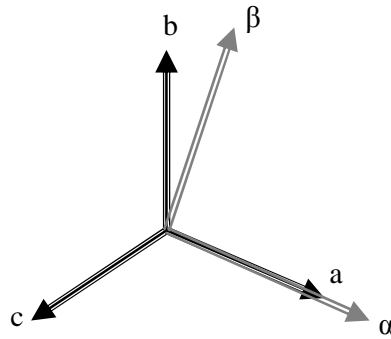


Fig. II.13. Représentation abc- $\alpha\beta$

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par θ_s l'angle de la transformation de PARK pour les grandeurs statoriques, il existe une relation qui les lie et qui simplifier les équations et par le même le modèle final.

Les repères de la transformation de PARK des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations figure (Fig. II.14). Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation : $\theta_s = \theta + \theta_r$

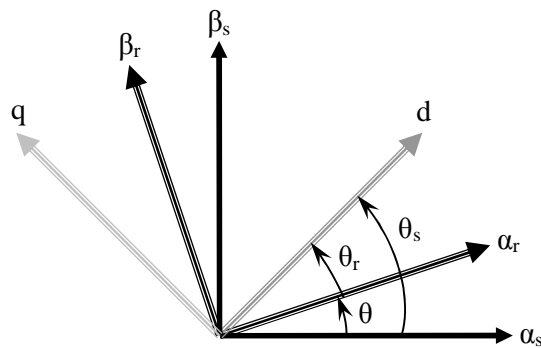


Fig. II.14. Transformation de PARK

Les grandeurs statoriques sont transformées :

$$[x_{\alpha\beta s}] = P(\theta_s) [\Phi_{dq s}] \quad (\text{II.45})$$

Et les grandeurs rotoriques également :

$$[x_{\alpha\beta r}] = P(\theta_r) [\Phi_{dq r}] \quad (\text{II.46})$$

Les équations aux tensions deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{dqs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{dqs} \end{bmatrix} + \dot{\theta}_s P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} \Phi_{dqs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dqs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dqr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{dqr} \end{bmatrix} + \dot{\theta}_r P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} \Phi_{dqr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Où $\dot{\theta}_s$ et $\dot{\theta}_r$ sont les dérivées des angles des transformations de PARK des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dqs} \\ \Phi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \\ M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \\ L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendant plus de θ (l'angle électrique entre le stator et le rotor) [Bag 05].

N.B : dans notre étude nous avons choisi le référentiel lié au stator.

b.3. Equations électriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_r \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_r \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

b.4. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

b.5. Equations mécaniques :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \\ C_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot P \cdot M \cdot (i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}) \\ \omega_r = P \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

c. Représentation d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.53})$$

$[X]$: Vecteur d'état, avec :

$$[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^t \quad (\text{II.54})$$

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

$[B]$: Matrice de la commande.

$[U]$: Vecteur du système de commande.

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \frac{M^2 \cdot \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s T_r} & \frac{M \cdot \omega_r}{\sigma L_s} \\ \frac{M^2 \cdot \omega_r}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{M \cdot \omega_r}{\sigma L_s} & \frac{M}{\sigma L_s T_r} \\ \frac{M}{\sigma L_s L_r} & -\frac{M \cdot \omega_r}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{\omega_r}{\sigma} \\ \frac{\sigma L_r T_s}{M \cdot \omega_r} & \frac{\sigma L_s}{M} & \frac{\sigma T_r}{\omega_r} & \frac{\sigma}{1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]^t \quad (\text{II.56})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

**d. Simulation et interprétation :
Démarrage à vide :**

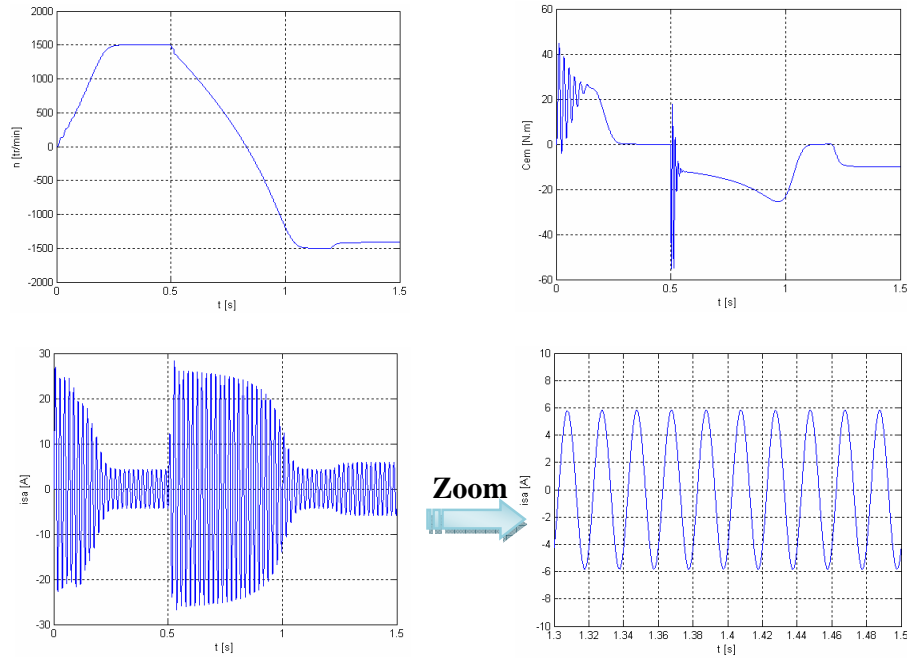


Fig. II.15. Résultats de la simulation du démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par le réseau, suivie d'une inversion du sens de marche à l'instant $t=0.5s$, et application d'un couple résistant ($Cr=10N.m$) à l'instant $t=1.2s$

Démarrage en charge ($Cr=10N.m$) :

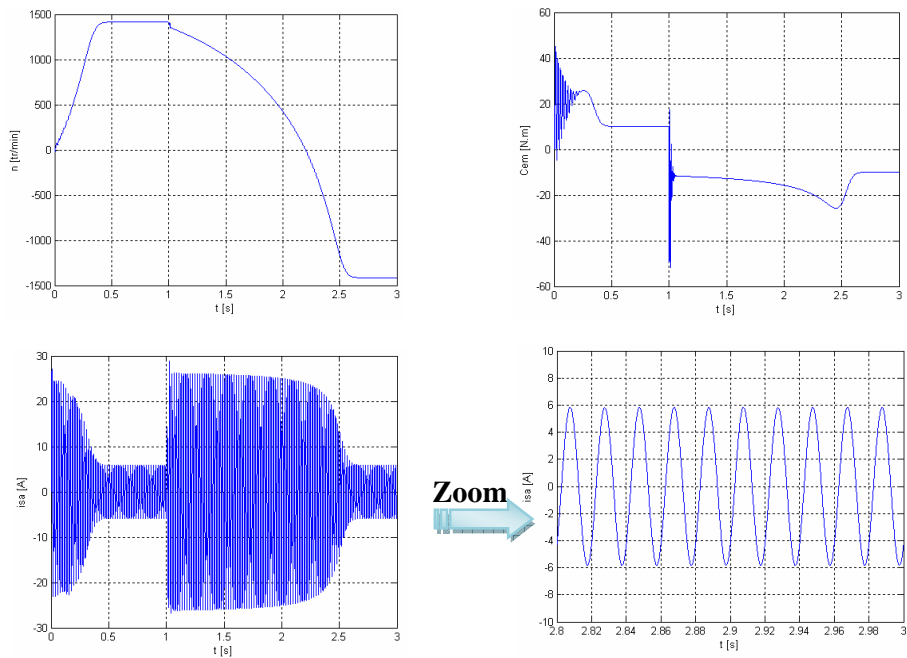


Fig. II.16. Résultats de la simulation du démarrage en charge ($Cr=10N.m$) du moteur asynchrone triphasé alimenté par le réseau, suivie d'une inversion du sens de marche à l'instant $t=1s$

Interprétation des résultats de simulation :

- **La vitesse :**

Au démarrage, dans un temps petit la vitesse oscille des petites oscillations suivies par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur de la vitesse de synchronisme.

Au moment de l'inversion de sens de marche, la vitesse diminue jusqu'à la valeur de la vitesse de synchronisme mais elle est négative, cette diminution de valeur positive vers la valeur négative est presque linéaire.

A l'application d'un couple résistant (charge ou perturbation), la vitesse décroît ce qui implique qu'il y'a un glissement.

- **Le courant statorique :**

Au démarrage, le courant prend sa valeur maximale, puis une oscillation autour du point zéro, c'est le régime transitoire de démarrage, cette oscillation diminue de côté valeur jusqu'à un moment où le courant devient sinusoïdal, c'est le régime permanent.

Après ce régime on inverse le sens de marche, cette inversion provoque une grande oscillation du courant c'est un autre régime transitoire, après un certain temps le courant retourne à son régime permanent (sinusoïdale).

Lorsqu'on applique une charge (couple résistant ou perturbation), on remarque naturellement une demande (augmentation) du courant.

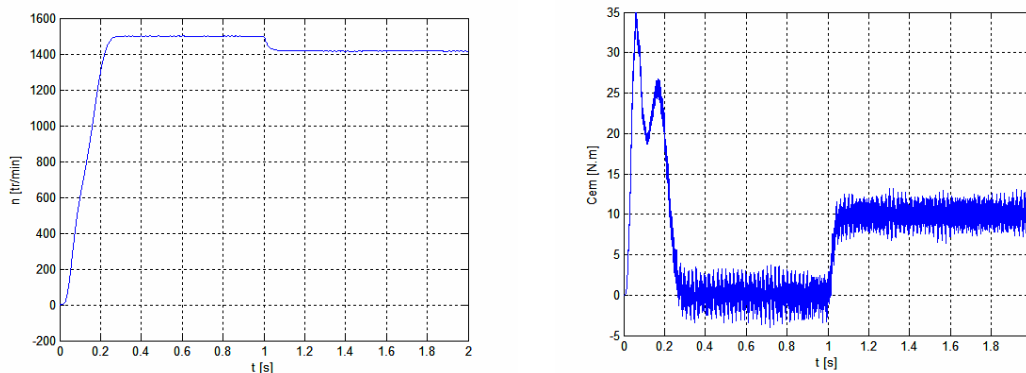
- **Le couple électromagnétique :**

Au démarrage, le couple électromagnétique passe par un régime transitoire, ce régime s'exprime en image d'oscillation autour d'une grande valeur qui présente la croissance de la vitesse au moment de démarrage, après ce régime le couple électromagnétique tends vers zéro (à vide) et vers la valeur du couple résistant (en charge) et reste constant.

A l'inversion du sens de marche, on remarque une grande oscillation pendant un cours temps, après le couple électromagnétique diminue puis augmente vers le zéro si la marche est à vide, et vers la valeur du couple résistant si la marche est en charge.

A vide, au moment de l'application d'un couple résistant (charge ou perturbation), le couple électromagnétique tends vers la valeur du couple résistant.

II.3. Résultats de simulation de la cascade : Source – Charge polluante



Fi g. II.17.a. La vitesse et le couple électromagnétique du moteur

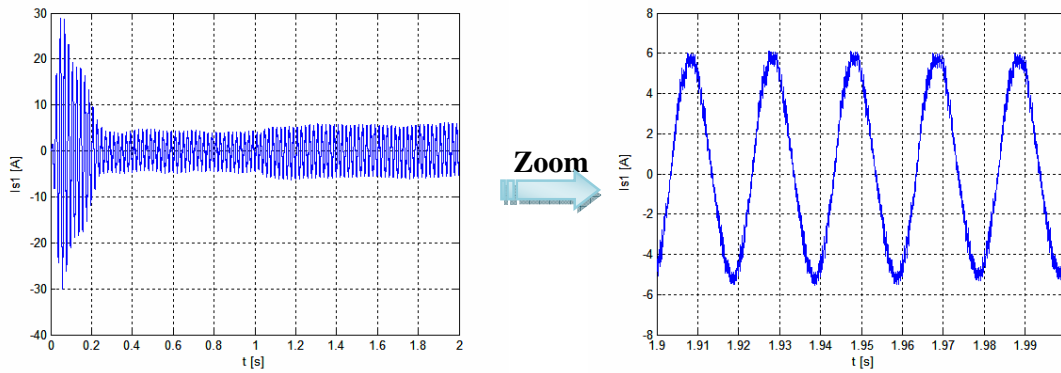


Fig. II.17.b. Le courant d'une phase statorique du moteur

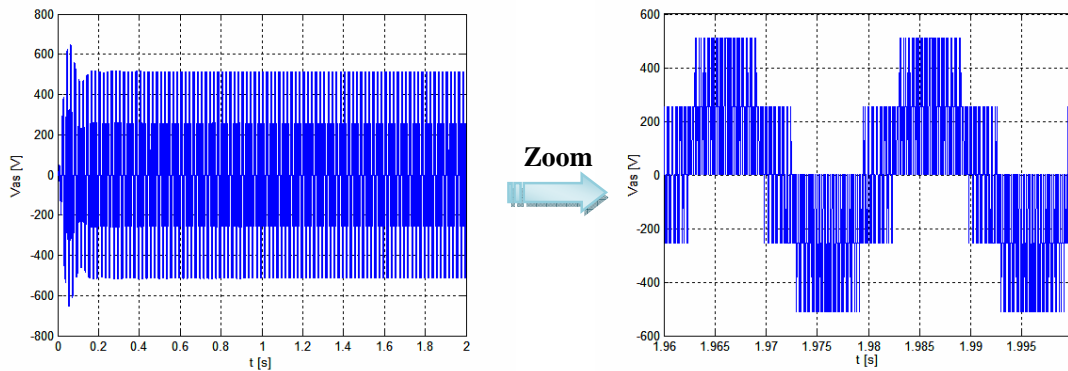


Fig. II.17.c. La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre du moteur

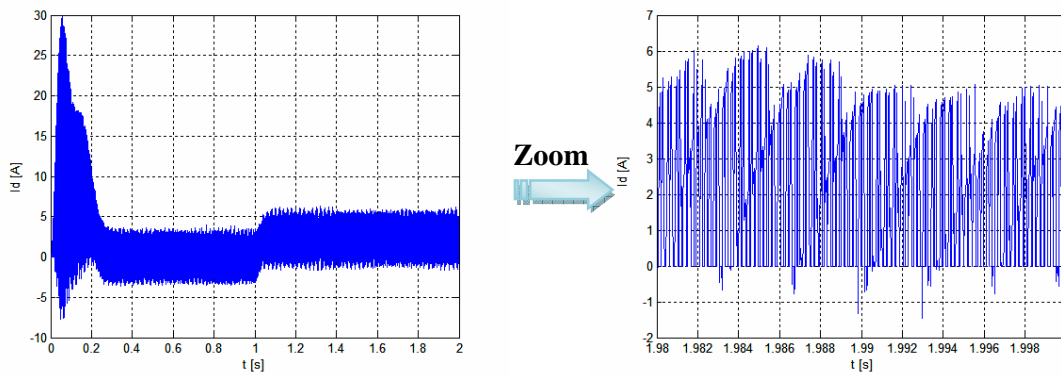


Fig. II.17.d. Le courant d'entrée de l'onduleur triphasé

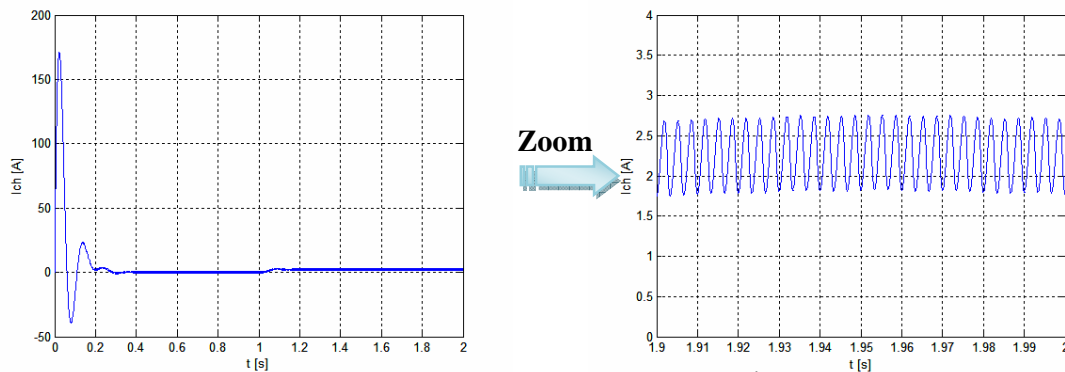


Fig. II.17.e. Le courant redressé

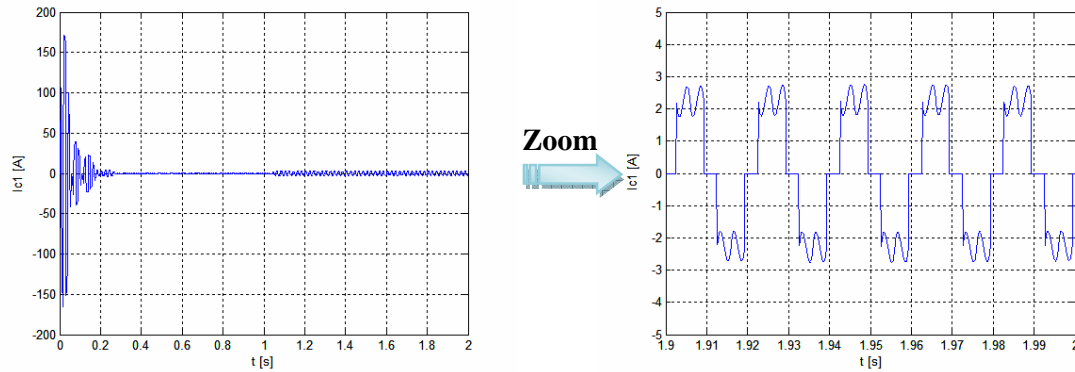


Fig. II.17.f. Le courant d'une phase du réseau

Les figures II.17.* montrent l'évolution des différentes grandeurs de la cascade en fonction du temps. La figure (c) présente la tension V_{as} de l'onduleur triphasé par rapport au neutre du moteur, ainsi que la figure (d) présente le courant d'entrée de l'onduleur triphasé, le courant d'une phase statorique est donné sur la figure (b).

La figure (a) montre la vitesse et le couple du moteur, on voit bien la variation au moment où le couple résistant entre en action ($C_r = 10\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$).

La figure (e) montre le courant redressé, ainsi que la figure (f) 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.4. Filtrage actif parallèle des courants harmoniques :

Le principe du filtrage actif des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle (montré dans Fig. II.18) avec la charge polluante un dispositif appelé filtre actif, dont le principe est basé sur l'injection en permanence des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal.

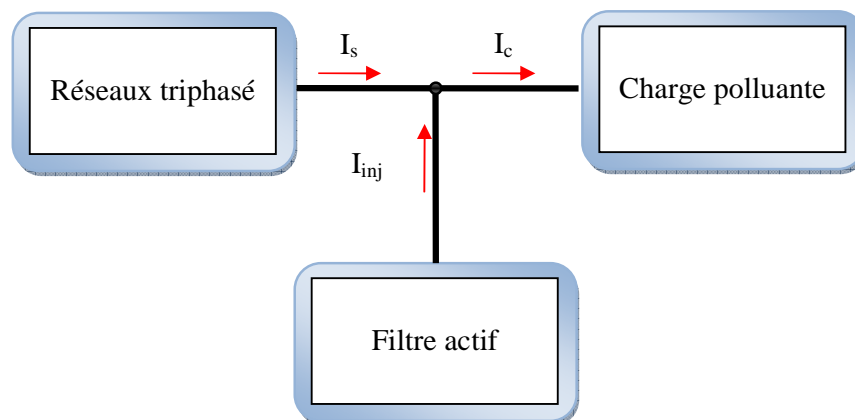


Fig. II.18. Principe du filtrage actif

II.4.1. Structure du filtre actif parallèle :

Topologie générale :

La figure (Fig. II.19) donne la structure générale du filtre actif parallèle, laquelle se présente sous la forme de deux blocs : La partie puissance et la partie contrôle-commande [Ben 98].

La partie puissance est constituée :

- Un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, ...etc.) avec des diodes en antiparallèle,
- Un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif,
- Un filtre de sortie.

La partie contrôle-commande quant à elle est constituée :

- La méthode d'identification des courants perturbés,
- La régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension,
- La commande de l'onduleur de tension.

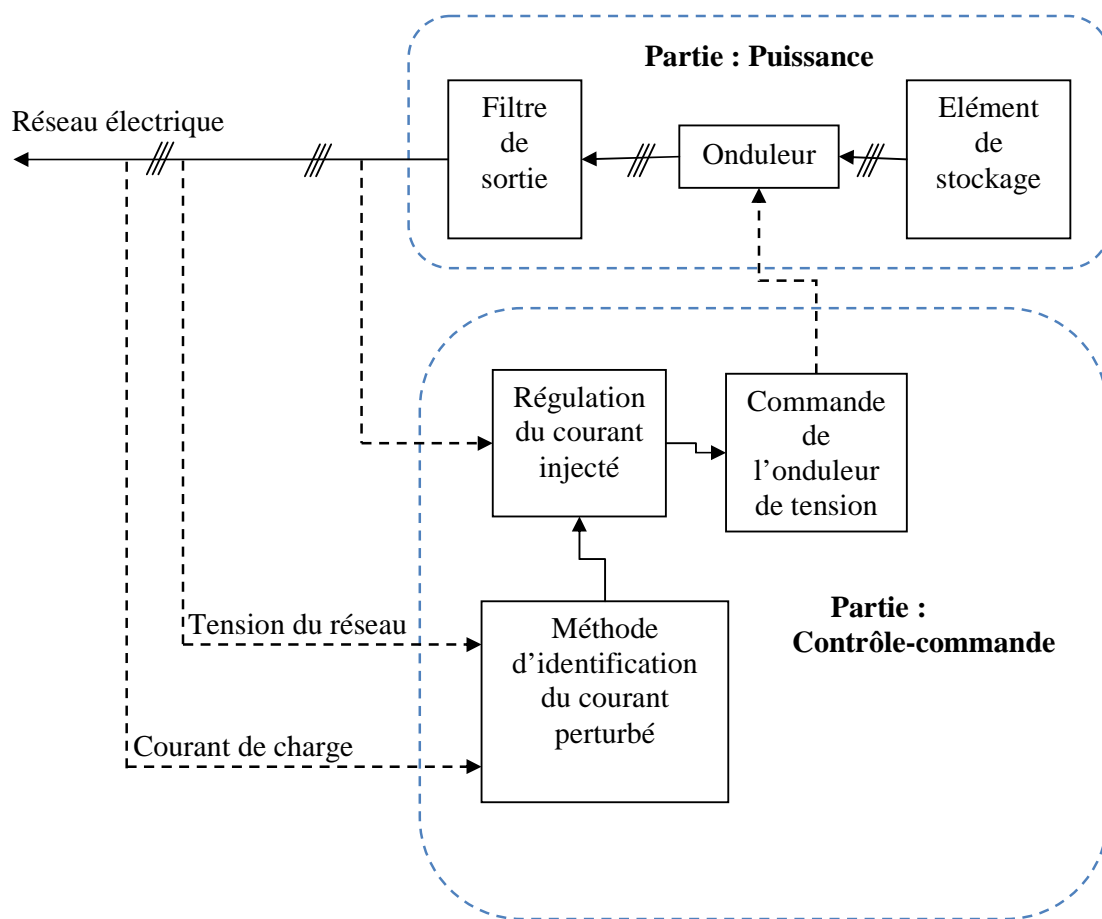


Fig. II.19. Structure générale du filtre actif parallèle

II.4.2. Etude de la partie puissance :

a. Onduleur de tension :

Structure générale :

Pour synthétiser le courant harmonique I_{inj} , on va utiliser un onduleur de tension à trois niveaux commandé en courant, qui est représenté à la figure (Fig. II.20).

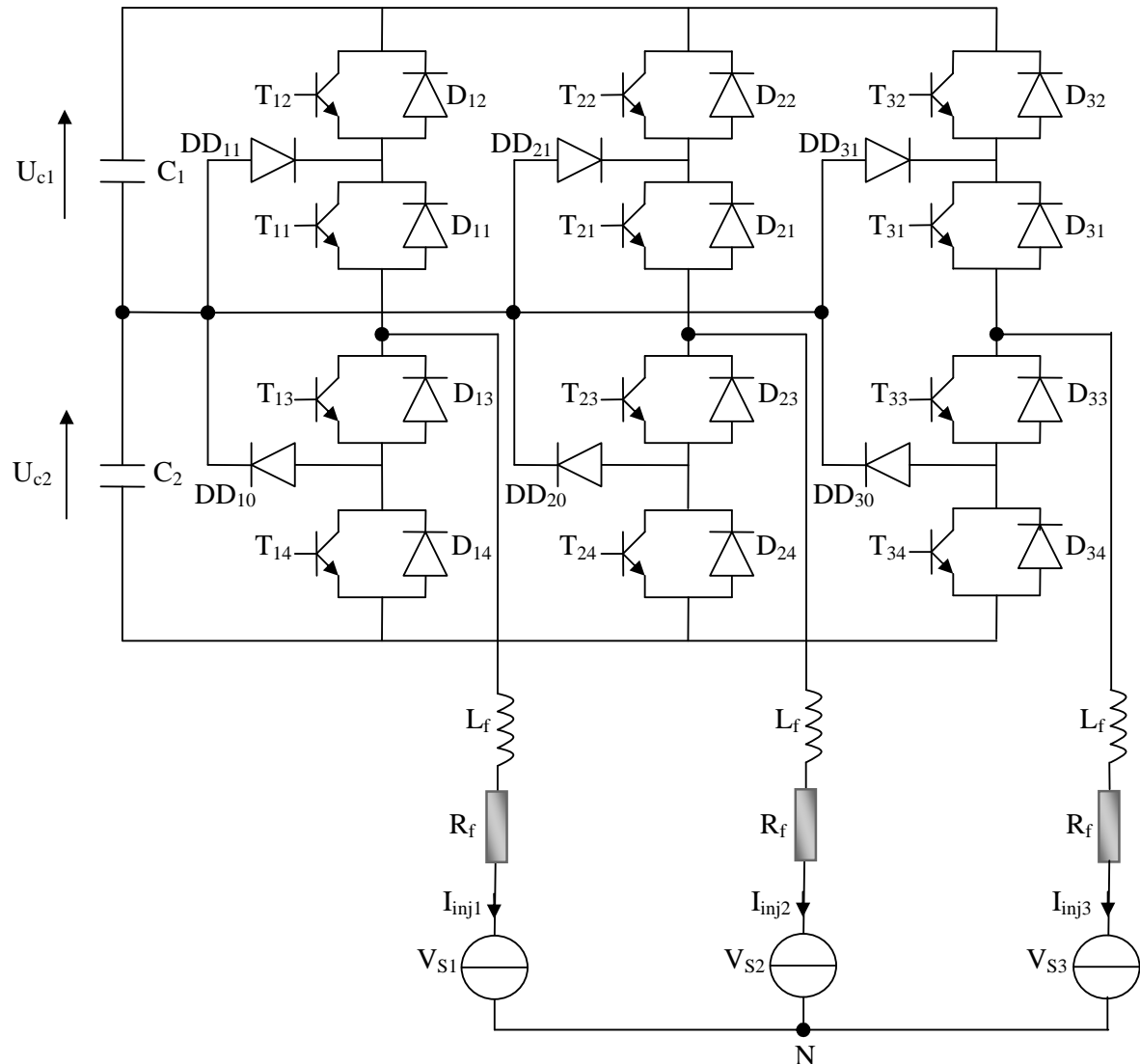


Fig. II.20. Onduleur de tension triphasé

b. Système de stockage d'énergie :

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par deux condensateurs C_1 et C_2 qui jouent le rôle des sources de tension continue U_{C1} et U_{C2} , comme le montre la figure (Fig. II.20). Le choix des paramètres du système de stockage (U_{C1} , U_{C2} , C_1 et C_2) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle [Aia 02].

c. Filtre de sortie :

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

- Assurer la dynamique du courant :

$$\frac{d}{dt} \bar{I}_{h-ch} = \frac{d}{dt} \bar{I}_{inj} \quad (\text{II.58})$$

Avec \bar{I}_{h-ch} le courant harmonique de la charge et \bar{I}_{inj} le courant du filtre actif,

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

Deux types du filtre de sortie peuvent être employés : un filtre de sortie du premier ordre et un filtre de sortie du troisième ordre.

Nous proposons ici étudier le filtre de premier ordre car il est le plus utilisé dans la littérature. Il est composé d'une inductance L_f de résistance interne R_f , comme le montre la figure (Fig. II.20). Un filtre de ce type ne permet pas de satisfaire simultanément les deux critères de dimensionnement du filtre de sortie. En effet, seule une valeur relativement faible de L_f peut réaliser une bonne dynamique du filtre actif en satisfaisant l'égalité (II.58) [Aka, Nab, Tsu 90][Wan 92][Xu 94].

II.4.3. Etude de la partie contrôle-commande :

a. Introduction à la stratégie de commande :

La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées [Aka 96][Aka 97]:

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

La première méthode est la plus appropriée au filtre actif parallèle installé par le consommateur pour compenser les courants perturbateurs causés par ses charges polluantes [Aka 96]. C'est pourquoi cette méthode de détection sera employée dans notre travail.

b. La méthode d'identification des courants perturbés :

b.1. Généralités sur les méthodes d'identification :

Les différentes méthodes d'identification de courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles d'approche.

La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques [Mas, Nak 89].

La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire. D'autres peuvent être utilisées pour compenser à la fois les courants harmoniques et la puissance réactive, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total [Ben 98].

b.2 Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées :

b.2.1 Généralités sur les puissances instantanées :

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active **P**, réactive **Q** et déformante **D** comme le montre la relation (II.59) (Fig. I.3).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{II.59})$$

Cette méthode exploite la transformation α - β pour obtenir les puissances réelles et imaginaires.

Notons par V_α, V_β et I_α, I_β les composantes orthogonales du repère α - β associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle V_s et aux courants absorbés par les charges polluantes I_c . La transformation α - β -0 triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

Et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{c1} \\ I_{c2} \\ I_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

Les composantes avec l'indice **0** représentent les séquences homopolaires du système triphasé de courant et de tension.

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

$$\begin{cases} P(t) = V_{s1}I_{c1} + V_{s2}I_{c2} + V_{s3}I_{c3} = p(t) + p_0(t) \\ p(t) = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \\ p_0(t) = V_0 I_0 \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

Avec **p(t)** la puissance réelle instantanée, **p₀(t)** la puissance homolaire instantanée. L'avantage de la transformation **α - β -**0**** est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension [Ala 02]. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [(V_{s1} - V_{s2})I_{c3} + (V_{s2} - V_{s3})I_{c1} + (V_{s3} - V_{s1})I_{c2}] = V_\alpha I_\beta - V_\beta I_\alpha \quad (\text{II.63})$$

La puissance **q** a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le volt-ampère imaginaire (**VAI**) [Ala 02].

A partir des relations (II.65) et (II.66), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$$

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

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

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.

Il est à noter qu'on considère désormais que le réseau étudié est composé de trois fils ce qui empêche les composantes homopolaires d'y circuler [Ala 02].

b.2.2 Séparation des puissances perturbatrices :

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Un circuit constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé, comme le présente la figure (Fig. II.21).

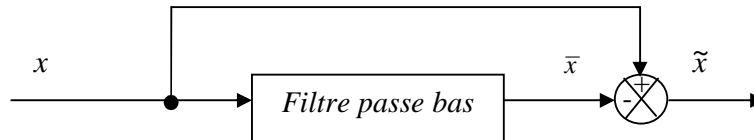


Fig. II.21. Schéma représentant le principe de séparation des puissances

L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification.

Dans notre étude, nous avons choisi un filtre passe-bas du deuxième ordre en vue de simplifier l'approche d'implantation numérique de ce dernier. En effet, un ordre plus élevé entraînerait des temps de calcul plus longs ce qui peut être préjudiciable dans notre étude. La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre :

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2.\xi.\omega_0.s + \omega_0^2} \quad (\text{II.66})$$

La fréquence de coupure, $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ est choisie pour que le filtre de puissance puisse bloquer toute composante perturbatrice des puissances instantanées (\tilde{x}). Elle doit aussi permettre aussi le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale (\bar{x}). Cette fréquence est donc choisie selon le type de la charge [Ala 02].

b.2.3 Calcul des courants perturbateurs :

En inversant la relation (II.64), nous pouvons recalculer les courants dans le repère α - β comme le montre l'équation (II.67) :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

En considérant les équations (II.65) et (II.67), nous pouvons séparer le courant dans le repère α - β en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courants harmoniques}} \quad (\text{II.68})$$

Avec $\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2$ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère α - β revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire instantanées. Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés [A1a 02], dits courants de référence \mathbf{I}_{ref} , sont calculés à partir de la transformation α - β inverse donnée par la relation (II.69) :

$$\begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{p\alpha} \\ I_{p\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Avec $\mathbf{I}_{p\alpha}$, $\mathbf{I}_{p\beta}$ courants perturbateurs calculés dans le repère α - β à partir des courants réactifs et harmoniques de la relation (II.68).

Finalement, le schéma d'identification que nous avons défini peut être représenté par la figure (Fig. II.22).

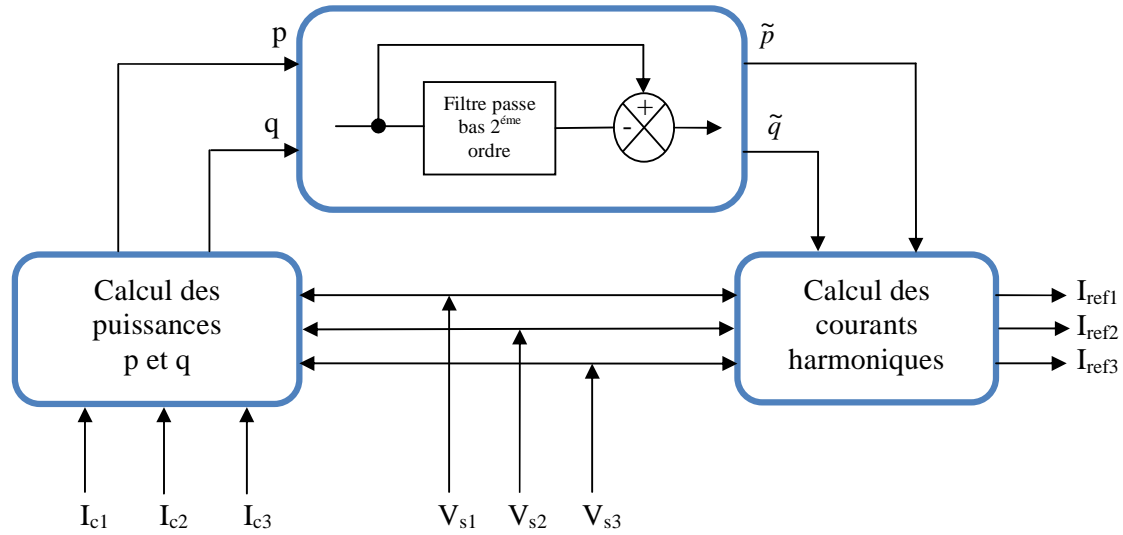


Fig. II.22. Schéma d'identification des courants harmoniques

Résultats de simulation de l'identification des courants perturbés :

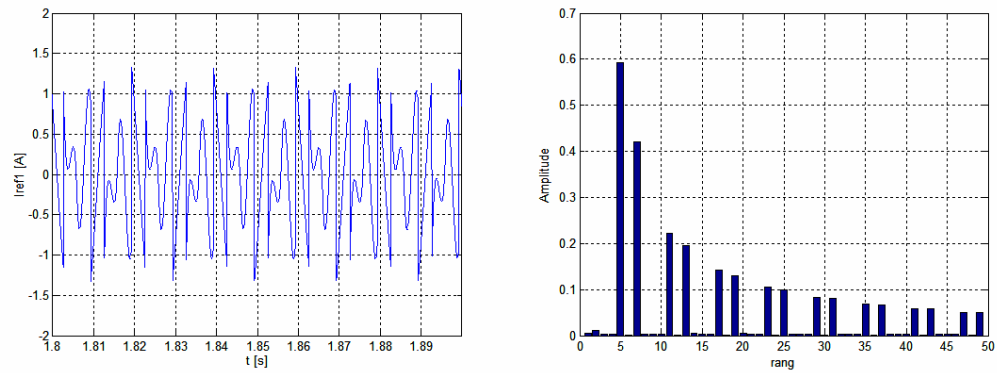


Fig. II.23. Courant harmonique de référence et son spectre fréquentiel d'une phase

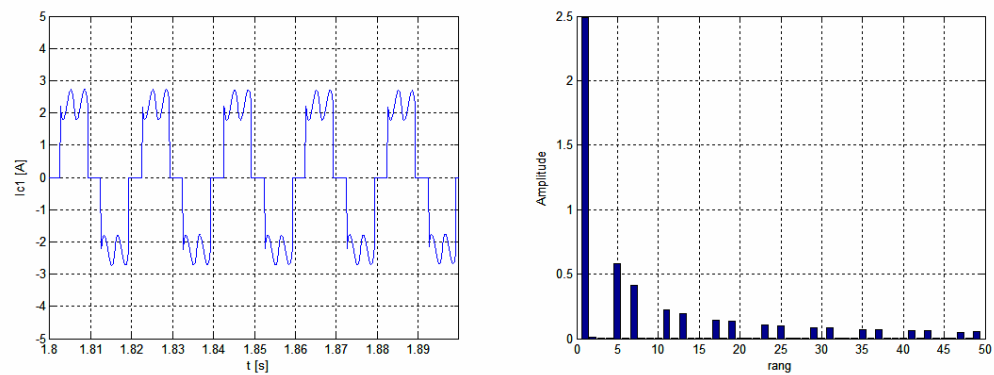


Fig. II.24. Courant du réseau avant filtrage et son spectre fréquentiel d'une phase

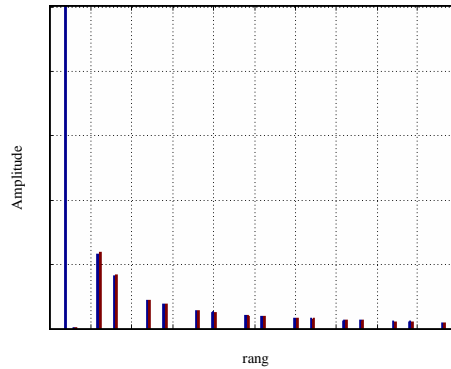


Fig. II.25. Spectres fréquentiels du courant d'une phase et le courant harmonique

La figure (Fig. II.23) montre le courant harmonique de référence et son spectre fréquentiel d'une phase, ainsi que la figure (Fig. II.24) montre le courant du réseau avant filtrage de même pour son spectre fréquentiel avec un $\text{THD}_I = 24.22\%$, et la figure (Fig. II.25) montre la validation de la méthode d'identification des courants perturbés du courant du réseau électrique.

c. La régulation du courant injecté :

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen de régulateur linéaire classiques (PI, PID, P et autres) ou à hystérésis (à deux ou trois positions) [Ala 02].

d. 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 [Ala 02]. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques seront développées dans le chapitre suivant, et sont :

- La commande par hystérésis,
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons pu présenter et définir, dans la première partie la modélisation et la simulation de la charge polluante allant de la source jusqu'au moteur asynchrone triphasé à cage. Le processus de démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide et en charge. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. Dans la deuxième partie on a présenté les éléments constituant la structure générale du filtre actif parallèle. Cette structure a d'abord été partagée en deux parties, l'une dite partie puissance, et l'autre dite partie contrôle-commande. Nous avons exprimé les critères qui nous ont guidés dans le choix de chacun des éléments des parties concernées. Ainsi, nous avons pu fixer le choix des éléments de la partie contrôle-commande, tels que la méthode d'identification des courants perturbés, de même que ceux de la partie puissance, comme l'onduleur, l'élément de stockage et le filtre de sortie.

CHAPITRE III

MODELISATION DE STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR NPC A TROIS NIVEAUX

Introduction :

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbone de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire. Il s'agit d'une conversion directe à partir d'une source de tension réversible en courant (ou instantanément condensateur électrochimique). La charge est une source de courant réversible en courant et en tension qui peut être une machine asynchrone. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie. L'onduleur est aussi utilisé en fréquence variable pour faire de la variation de la vitesse pour les machines électriques (MLI, Modulation de Largeurs d'Impulsion ou PWM, Pulse Width Modulation). Selon l'utilisation, les interrupteurs sont commandables soit à l'ouverture ou à la fermeture (fréquence fixe) ou à l'ouverture et à la fermeture (MLI) [Bro 04].

L'évolution de la fonction de conversion s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsions » [Ait, Che 00].

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

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

En deuxième lieu, on s'intéressera aux stratégies de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux permettant d'élaborer les signaux de commande de ces onduleurs afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible.

Pour cela, on étudiera dans ce chapitre les stratégies de commande suivantes :

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

III.1. Description de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

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

Plusieurs structures sont possibles pour l'onduleur à trois niveaux [Ber 95]. Cet onduleur est dit à trois niveaux parce qu'il délivre trois niveaux de tension ($+U_C$, 0 , $-U_C$). La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping), représentée par la figure (Fig. III.1) [Ait, Che 00].

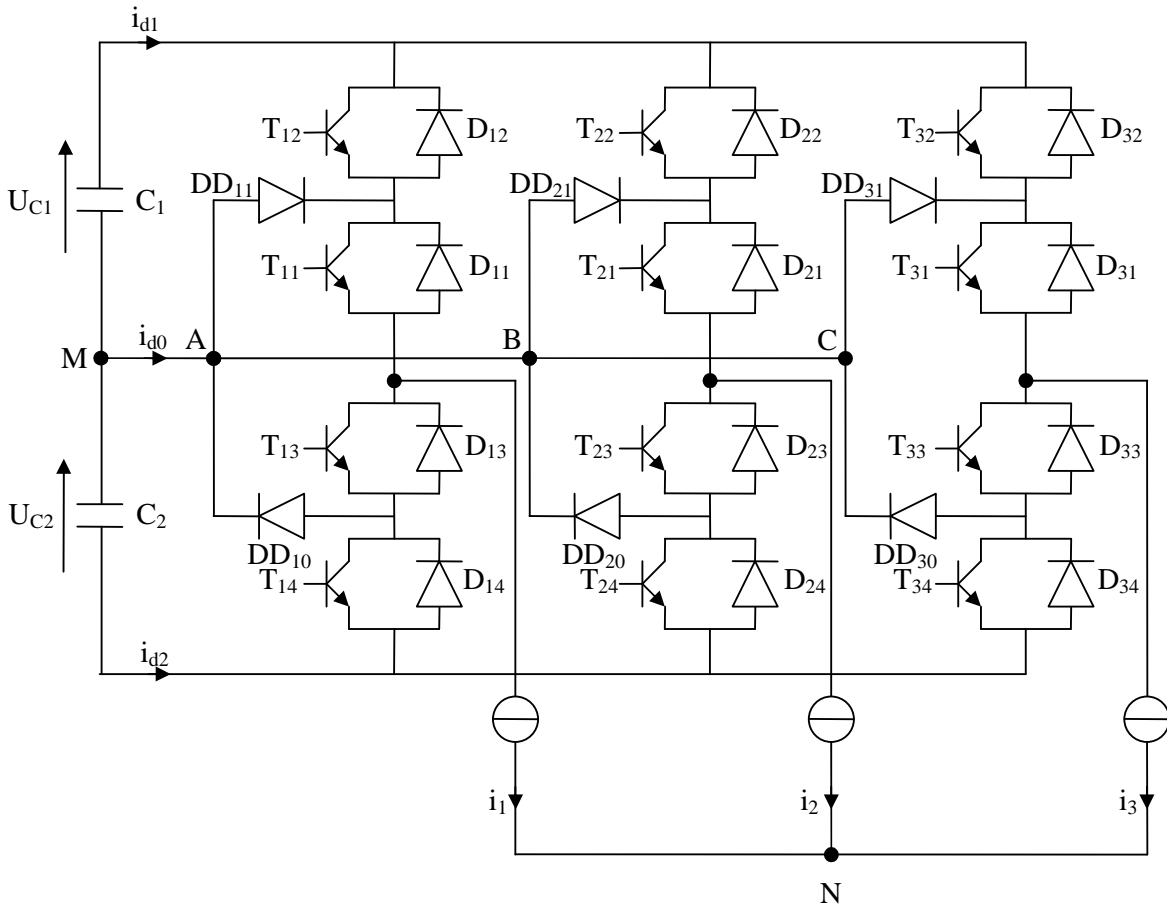


Fig. III.1. Structure de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux

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

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

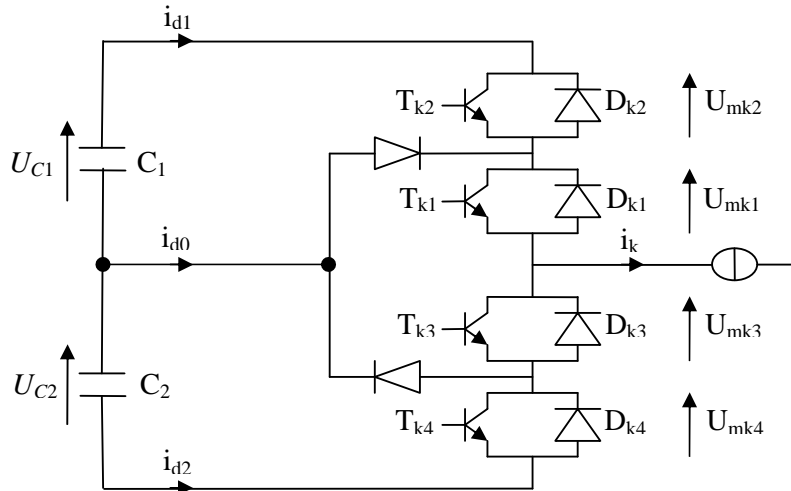


Fig.III.2. Structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

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

La symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux permet sa modélisation par bras, et afin de faciliter l'étude on remplace chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel en courant figure (Fig. II.7) [Lad, Mok 05].

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont représentées par la figure (Fig. III.3). Le tableau (Tab. III.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations.

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

- Une commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur).
- Une commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur [Bou 01].

Remarque :

- On veut dire par configuration possible, une configuration physiquement réalisable ;
- V_k est le potentiel du nœud k du bras k ;
- Le point M est l'origine des potentiels ;

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_0	$i_k = 0$
E_1	$V_k = U_{C1} = U_C$
E_2	$V_k = 0$
E_3	$V_k = -U_{C2} = -U_C$
E_4	$V_k = 0$

Tab. III.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k d'onduleur triphasé à trois niveaux

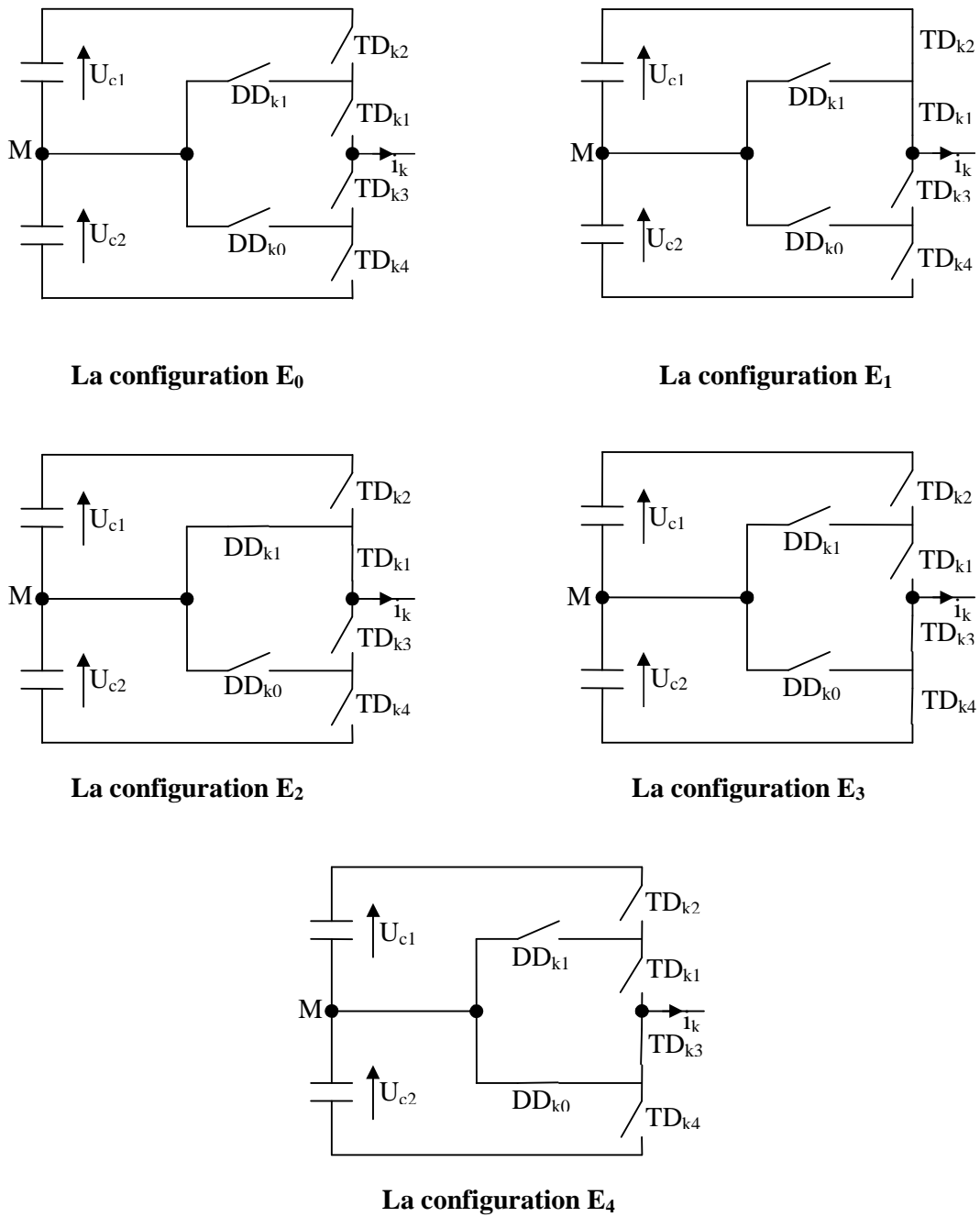


Fig. III.3. Les différentes configurations possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux

III.1.4. Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

Après avoir déterminé les configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux, on peut déterminer le réseau Petri correspondant à son fonctionnement décrivant les différentes transitions possibles.

Le réseau Petri associé au fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux est présenté à la figure (Fig. III.4).

L'analyse des conditions de transition entre les différentes configurations déterminées précédemment donnent les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux [Ber 95].

Le variable \mathbf{R}_{mn} représente la réceptivité de transition de la configuration \mathbf{E}_m à la configuration \mathbf{E}_n . Ces différentes réceptivités sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned}
R_{01} &= [B_{k1} \& (U_{mk1} > 0) \& B_{k2} \& (U_{mk2} > 0)] + [(U_{mk1} < 0) \& (U_{mk2} < 0)] \\
R_{02} &= [(U_{mk1} > 0) \& B_{k1}] \& [\overline{B_{k2}} + (U_{mk2} < 0)] \\
R_{03} &= [(U_{mk3} > 0) \& B_{k3} \& (U_{mk4} > 0) \& B_{k4}] + [(U_{mk3} < 0) \& (U_{mk4} < 0)] \\
R_{04} &= [(U_{mk3} > 0) \& B_{k3}] \& [\overline{B_{k4}} + (U_{mk4} < 0)] \\
R_{10} &= (i_k = 0) \\
R_{12} &= \overline{B_{k2}} \& B_{k1} \& (i_k > 0) \\
R_{13} &= [\overline{B_{k1}} \& (i_k > 0)] + [B_{k3} \& B_{k4} \& (i_k < 0)] \\
R_{14} &= \overline{B_{k4}} \& B_{k3} \& (i_k < 0) \\
R_{20} &= (i_k = 0 \downarrow) \& \overline{B_{k3}} \& [\overline{B_{k2}} + \overline{B_{k1}}] \\
R_{21} &= B_{k1} \& B_{k2} \& (i_k > 0) \\
R_{23} &= \overline{B_{k1}} \& (i_k > 0) \\
R_{30} &= (i_k = 0) \\
R_{31} &= [\overline{B_{k3}} \& (i_k < 0)] + [B_{k1} \& B_{k2} \& (i_k > 0)] \\
R_{32} &= [B_{k1} \& \overline{B_{k2}} \& (i_k > 0)] \\
R_{34} &= [B_{k3} \& \overline{B_{k4}} \& (i_k < 0)] \\
R_{40} &= (i_k = 0 \uparrow) \& \overline{B_{k1}} \& [\overline{B_{k3}} + \overline{B_{k4}}] \\
R_{41} &= \overline{B_{k3}} \& (i_k < 0) \\
R_{43} &= B_{k3} \& B_{k4} \& (i_k < 0)
\end{aligned}$$

Remarque :

Les réceptivités R_{24} et R_{42} n'existent pas car pour que le courant change de signe, il faut qu'il s'annule d'abord.

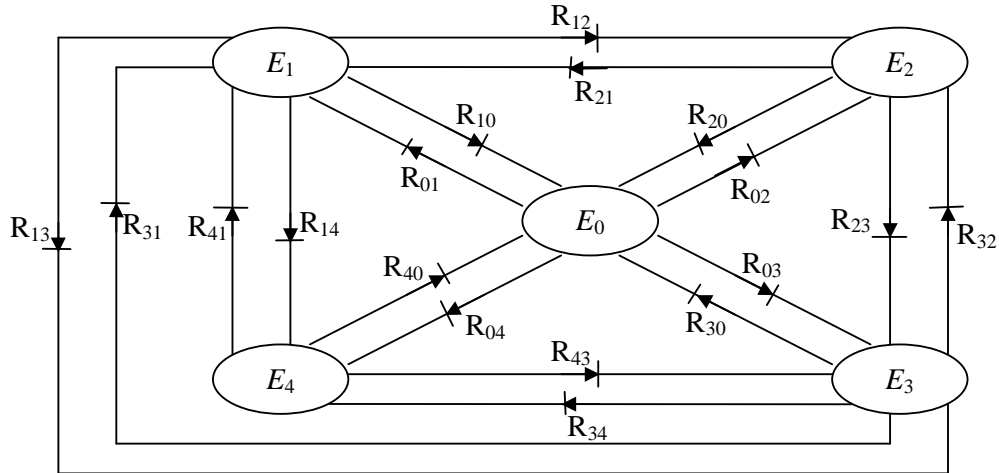


Fig.III.4. Réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur

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

III.2.1. Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendant uniquement de la commande externe et par suite une conduction continue de ce convertisseur [Ber 95].

III.2.2. Commande complémentaire :

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire [Ber 95] :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec B_{ks} la commande du transistor T_{ks} du bras k .

En mode commandable, le réseau Petri de l'onduleur se réduit à la figure (Fig. III.5) ci-dessous [Ber 95].

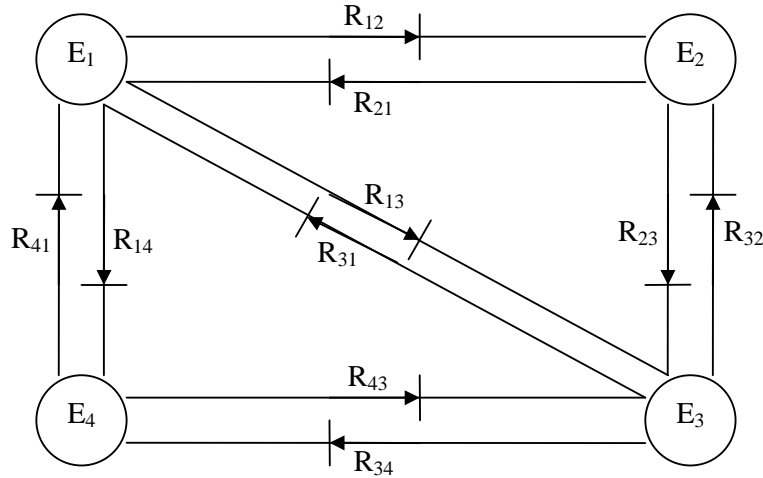


Fig. III.5. Modèle d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable

III.2.3. Fonction de connexion :

La fonction de connexion des interrupteurs décrit son état ouvert ou fermé. Elle vaut **1** si l'interrupteur est fermé, et **0** si l'interrupteur est ouvert.

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} & \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} & \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

On définit une fonction de connexion de demi-bras notée F_{km}^b à partir des fonctions de connexion des interrupteurs (**k** désigne le bras, et **m** le demi-bras du haut ou du bas)

$$F_{km}^b \begin{cases} k = 1, 2, 3 & : \text{Numéro de bras.} \\ m = 0 & : \text{Le demi-bras du bas (la partie } F_{k3}, F_{k4} \text{)} \\ m = 1 & : \text{Le demi-bras du haut (la partie } F_{k1}, F_{k2} \text{)} \end{cases}$$

D'où

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

III.2.4. Modélisation aux valeurs instantanées :

Les potentiels des nœuds **A**, **B**, **C** de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point **M** de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant [Ben, Ben 05] :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

D'après le système (III.3) on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \quad (\text{III.5})$$

Et les tensions composées sont :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AM} - V_{BM} \\ V_{BM} - V_{CM} \\ V_{CM} - V_{AM} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Alors que :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{III.7})$$

Pour passer aux tensions simples V_A , V_B et V_C , on utilise les relations entre elles et les tensions composées U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3} \right) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{III.8})$$

Dans le cas où $U_{C1}=U_{C2}=U_C$, la relation (III.8) s'écrirait comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3} \right) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{III.9})$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} en fonction des courants de charge i_1 , i_2 et i_3 sont donnés par le système (III.10) ci-dessous :

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

Cette relation montre une analogie du point de vue des courants d'entrée des onduleurs à trois niveaux et deux niveaux, ainsi pour l'onduleur à trois niveaux tout se passe, comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} celui de l'onduleur à deux niveaux du bas [Ber, Man, Ram 94].

D'après la figure (Fig. III.1) et en appliquant la loi des nœuds, on aura :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (\text{III.11})$$

Et d'autre forme où i_{d0} est seulement en fonction des courants de charge i_1 , i_2 et i_3 :

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_3 \quad (\text{III.12})$$

On définit les relations de conversion simple comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \left(\frac{2 F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{2 F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b + 2 F_{21}^b - F_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{-F_{10}^b + 2 F_{20}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2 F_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2 F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

On appellera $[N(t)]$ la matrice de conversion simple.

De même, on définit les relations de conversions composées comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Où $[M(t)]$ est la matrice de conversion composée.

III.3. Stratégies de Commande :

Après avoir étudié l'onduleur triphasé à trois niveaux et élaboré son modèle de connaissance et celui de commande, on va s'intéresser aux stratégies de commande suivantes :

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

III.3.1. Commande par hystérésis :

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis des onduleurs multi-niveaux. Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence i_{ref} au courant réel $i_{\text{réel}}$ 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 de h de la bande d'hystérésis, du point de vue poursuite de la référence [Bou 01].

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) [Ber 95].

Un comparateur à hystérésis mesure la différence entre le courant réel et sa référence [Ben, Ben 05].

$$\Delta I = I - I_{\text{réf}} \quad (\text{III.17})$$

- 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.

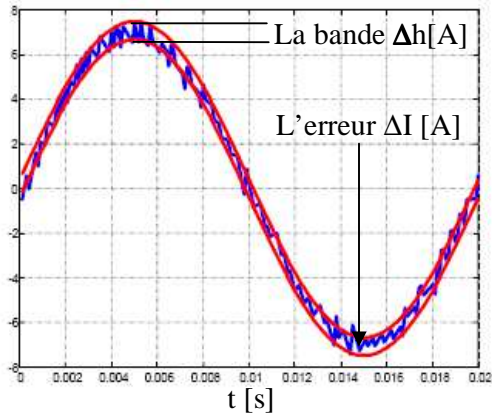


Fig.III.6. Principe de contrôle des pour par la technique d'hystérésis trois niveaux

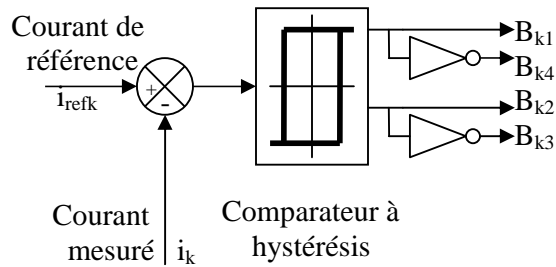


Fig.III.7. Commande par hystérésis courants l'onduleur triphasé à

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

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

Soit ϵ_k l'écart entre le courant de référence et le courant réel définit par :

$$\epsilon_k = I_{réelk} - I_{réfk} \tag{III.18}$$

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

$$\begin{cases} Si |(\epsilon_k \geq h) \& (\epsilon_k \leq 2h)| ou |(\epsilon_k \leq -h) \& (\epsilon_k \geq -2h)| \Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 0 \\ Si (\epsilon_k > 2h) \Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 0 \\ Si (\epsilon_k < -2h) \Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 1 \\ Si non la commande reste inchangée \end{cases} \tag{III.19}$$

III.3.2. Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à une seule porteuse:

Le principe général de cette stratégie est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Cette stratégie est utilisée déjà dans le chapitre précédent. Le schéma de la figure (Fig. III.9) présente le principe de cette stratégie.

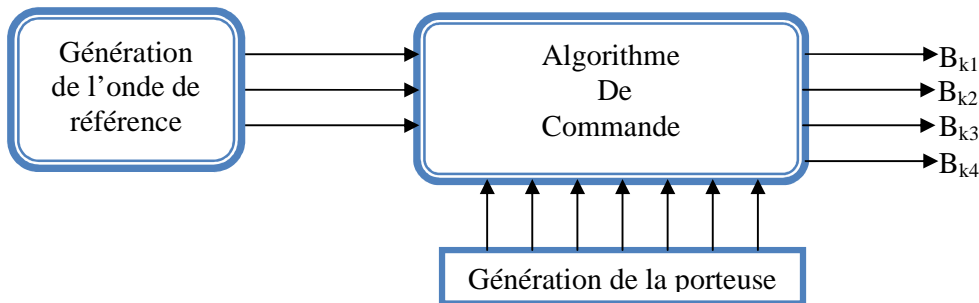


Fig.III.8. Principe de la stratégie de commande triangulo-sinusoidale

Pour les onduleurs à trois niveaux, la porteuse qui permet les meilleures performances de cette stratégie est la porteuse triangulaire unipolaire. L'algorithme de commande triangulo-sinusoidale pour les trois niveaux se résume pour un bras k comme suit :

$$\begin{cases} (|V_{refk}| \leq U_p) & \Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 0 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 1 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (III.20)$$

Avec cet algorithme et pour des tensions de référence sinusoidales (système III.21), on a pour la phase une par exemple :

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

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

La figure (Fig. III.9) montre la génération des impulsions de commande des interrupteurs du bras k en utilisant cette stratégie.

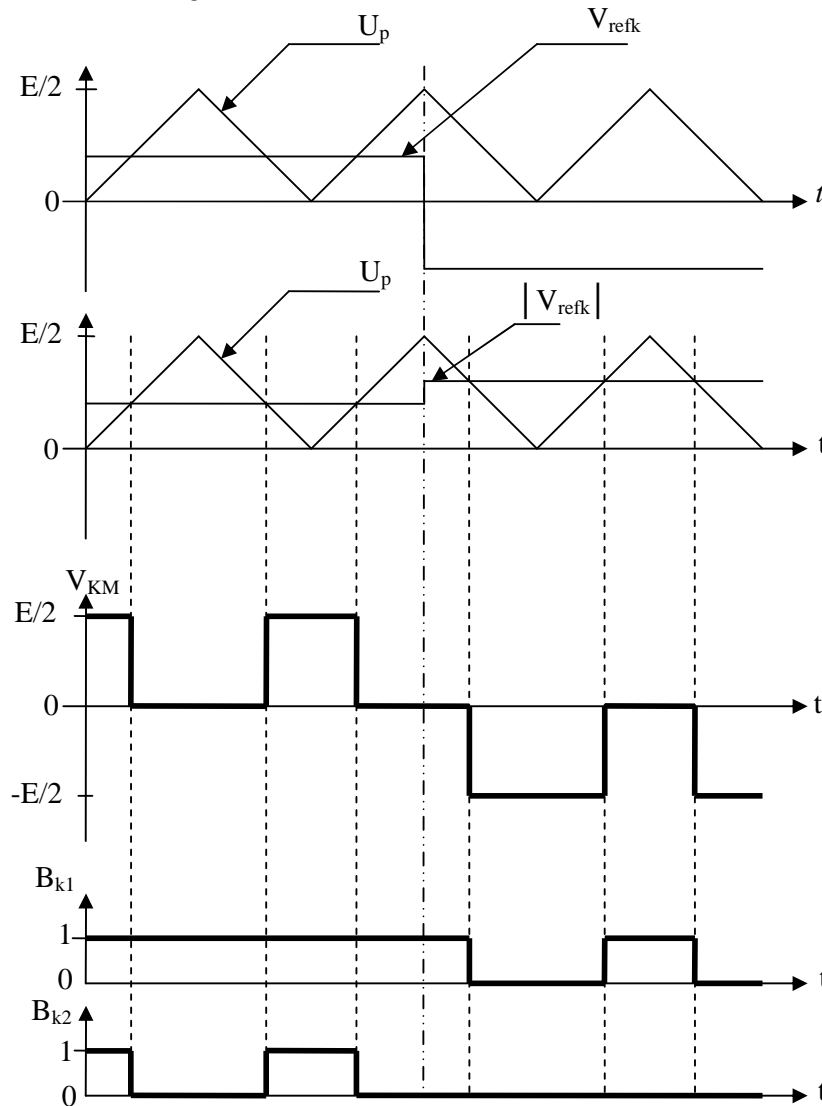


Fig.III.9. Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Les tensions de référence, de l'onduleur triphasées, permettant de générer un système de tension triphasé équilibrée sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m . r . \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m . r . \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m . r . \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.21)$$

La figure (Fig. III.10.a) montre les deux porteuses en dents de scie et les tensions de référence pour $U_C=300V$, $m=6$ et $r=0.8$. Les figures (Fig. III.10.b.c.d) présentent la tension simple V_A et son spectre de la phase une de cet onduleur pour $m = 6, 24, 48$ respectivement $r = 0.8$.

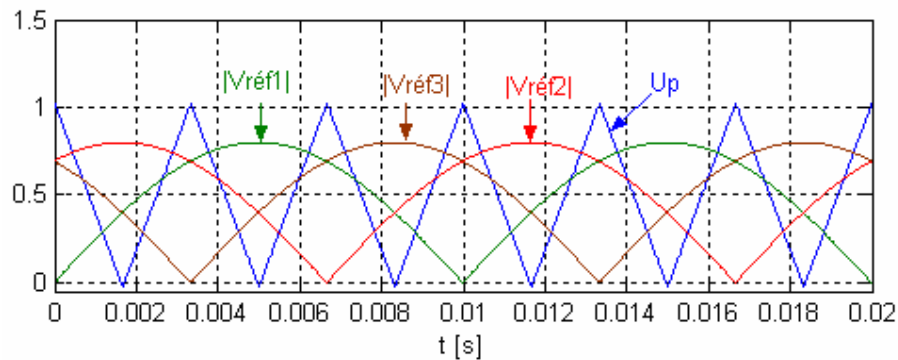


Fig. III.10.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m = 6$ et $r = 0.8$)

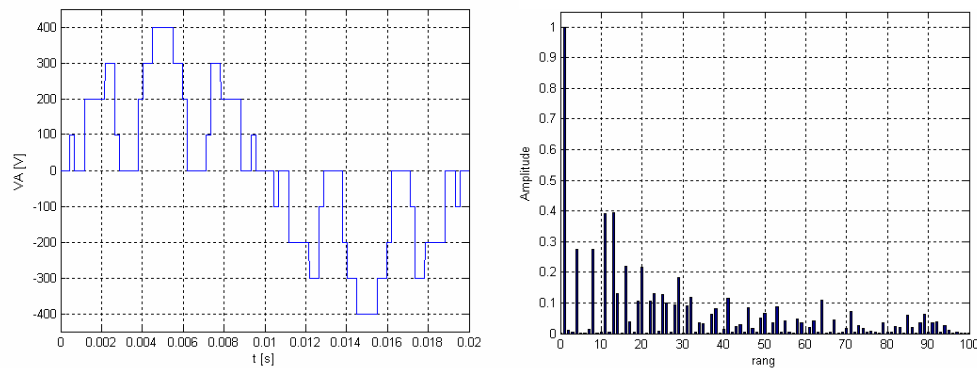


Fig. III.10.b. La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($U_C = 300V$, $m = 6$ et $r = 0.8$)

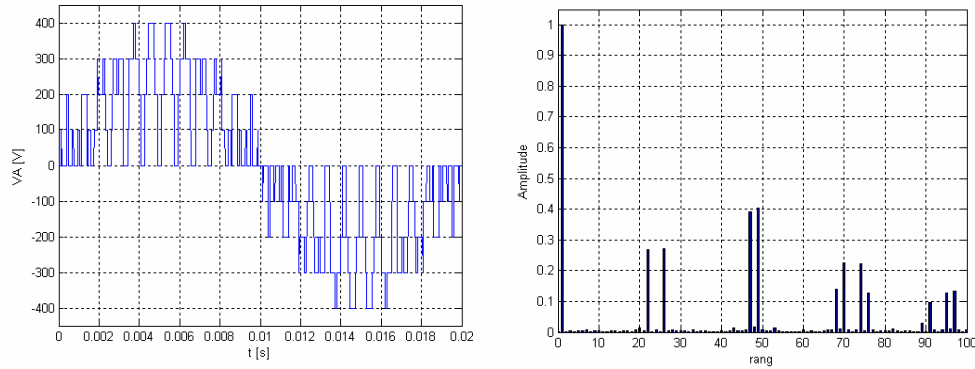


Fig. III.10.c. La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($U_C = 300V$, $m = 24$ et $r = 0.8$)

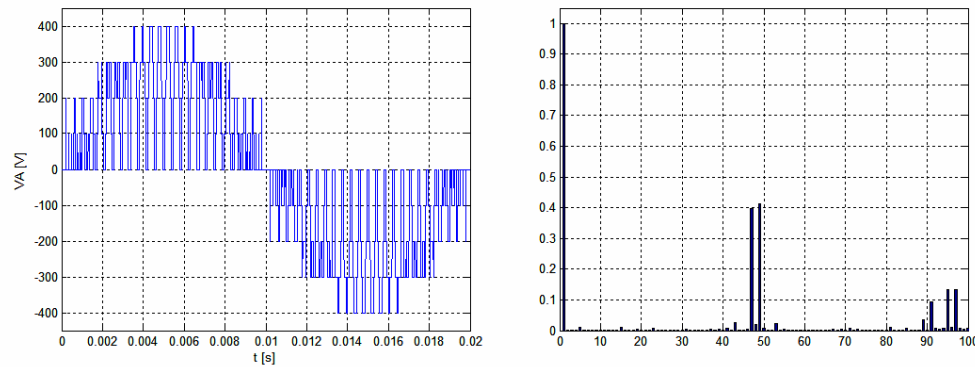


Fig. III.10.d. La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($U_C = 300V$, $m = 48$ et $r = 0.8$)

Les figures (Fig. III.10.b.c.d) représentées ci-dessus montrent :

- Les harmoniques de la tension V_A se regroupent autour des fréquences multiples de f_r .
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de la tension V_A vers les fréquences les plus élevées, d'où un avantage pour faciliter le filtrage.

III.3.3. Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses :

Pour les onduleurs à trois niveaux, on peut utiliser deux porteuses identiques, déphasées d'une demi période de hachage $\frac{1}{2f_p}$ l'une de l'autre, afin d'améliorer le taux

d'harmoniques des tensions de sortie (f_p : la fréquence des porteuses). Différentes porteuses sont possibles : porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire. La porteuse en dents de scie bipolaire permet un taux d'harmoniques le plus faible mais avec des harmoniques paire et impairs. Les porteuses triangulaires permettent des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et à la demi-période [Ber 95].

Dans cette partie, on présente le cas de deux porteuses en dents de scie bipolaires.

La figure (Fig. III.11) présente le principe de cette stratégie pour un bras \mathbf{k} de l'onduleur à trois niveaux, qui peuvent être résumé dans deux étapes :

Etape 1 : détermination des signaux intermédiaires V_{k1} et V_{k0} :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_{C1} = \frac{E}{2} \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Et

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -U_{C2} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Etape 2 : détermination du signal de sortie V_{k2} et les ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{k2} = U_{C1} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -U_{C2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Avec

$$\begin{cases} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Cette stratégie est caractérisée, comme pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, par l'indice de modulation \mathbf{m} et le taux de modulation \mathbf{r} .

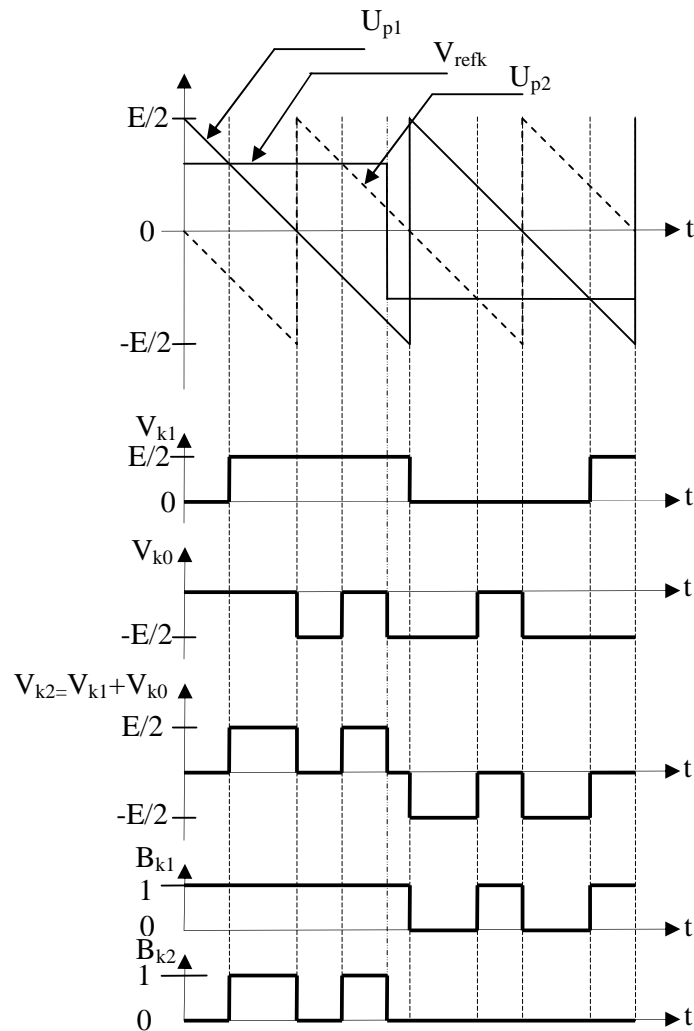


Fig. III.11. Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses en dents de scie

Les tensions de référence, de l'onduleur triphasé à trois niveaux, permettant de générer un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse sont toujours définies par le système (III.21).

La figure (Fig. III.12.a) montre les deux porteuses en dents de scie et les tensions de référence pour $U_C = 300\text{V}$, $m = 6$ et $r = 0.8$. Les figures (Fig. III.12.b.c.d) présentent la tension simple V_A et son spectre fréquentiel de la phase une de cet onduleur pour $m = 6, 24, 48$ respectivement $r = 0.8$.

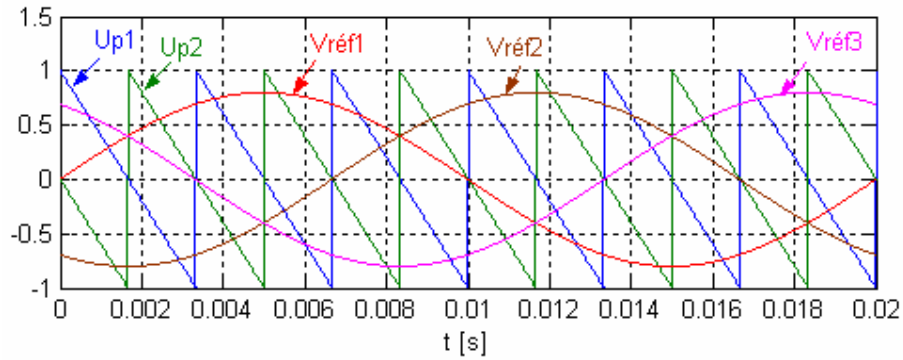


Fig. III.12.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses en dents de scie de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m = 6$ et $r = 0.8$)

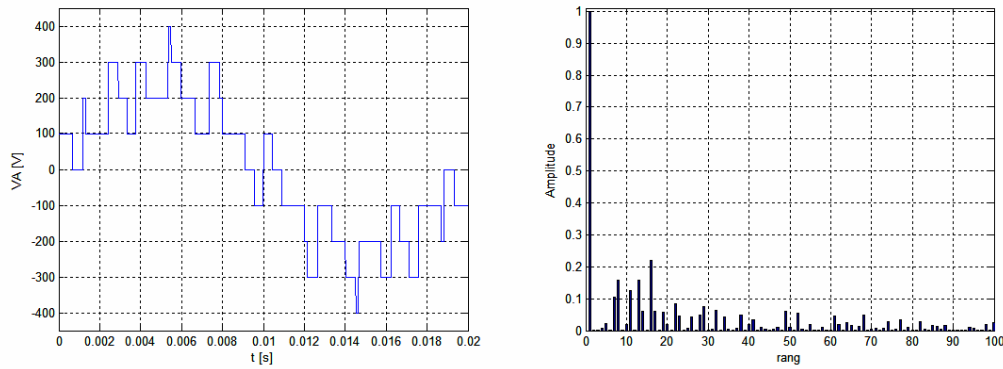


Fig. III.12.b. La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($U_C = 300V$, $m = 6$ et $r = 0.8$)

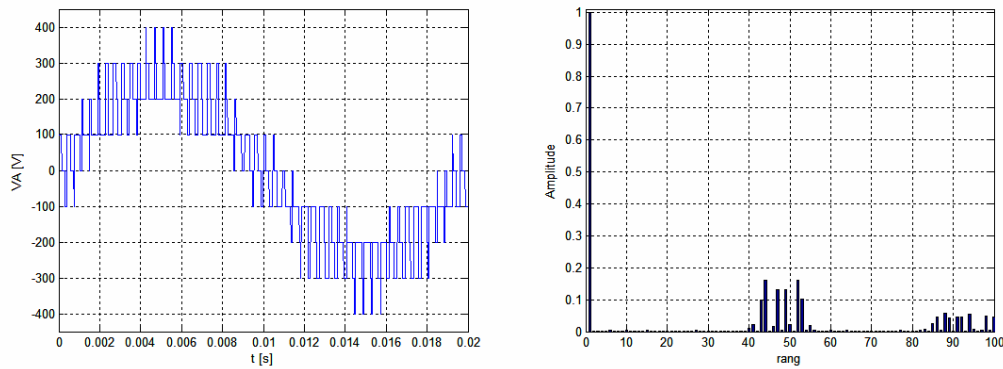


Fig. III.12.c. La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($U_C = 300V$, $m = 24$ et $r = 0.8$)

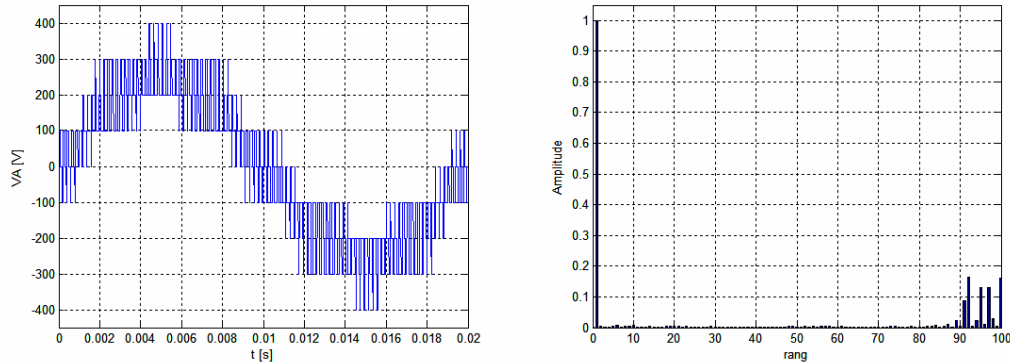


Fig. III.12.d. La tension simple V_A , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($U_C = 300V$, $m = 48$ et $r = 0.8$)

Les figures (**Figure III.12.b.c.d**) représentées ci-dessus montrent :

- Pour les différentes valeurs de l'indice de modulation m (paire ou impaire), on remarque que les harmoniques de rang impair existent.
- Les harmoniques de la tension V_A se regroupent autour des fréquences multiples de $2f_r$.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de la tension V_A vers les fréquences les plus élevées, d'où un avantage pour faciliter le filtrage.

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes configurations d'un bras de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux en exposant le réseau Petri correspondant à son fonctionnement en mode normal et en mode commandable.

En vue de commander l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux, on a élaboré le modèle de commande de cet onduleur.

Après, nous avons étudié différentes stratégies de commande des onduleurs triphasés NPC à trois niveaux.

On a présenté d'abord le principe et l'algorithme d'hystérésis en courant.

Les deux stratégies de commande triangulo-sinusoïdales étudiées ont pour but de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible.

Les harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses possèdent un faible **THD_v** par rapport à celui de la commande triangulo-sinusoïdale à porteuse unique.

Ces stratégies de commande seront appliquées dans le prochain chapitre sur l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux utilisé comme filtre actif pour la génération des courants harmoniques.

CHAPITRE IV

COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES

Introduction :

Dans le chapitre précédent, nous avons vu la modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC et les différents algorithmes pour commander le filtre actif afin d'éliminer les harmoniques.

Dans ce chapitre nous allons tester les performances de ces algorithmes dans le cas d'une charge dynamique non linéaire. Cette charge est constituée d'une cascade : redresseur à diodes, onduleur à deux niveaux et moteur asynchrone triphasé.

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

Le fonctionnement global du système filtre actif parallèle appliqué pour la compensation des courants harmoniques générés par une charge dynamique non linéaire est donné par la figure (Fig. IV.1).

Remarque : dans ce chapitre, les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites et constantes ($U_{C1} = U_{C2} = U_C$).

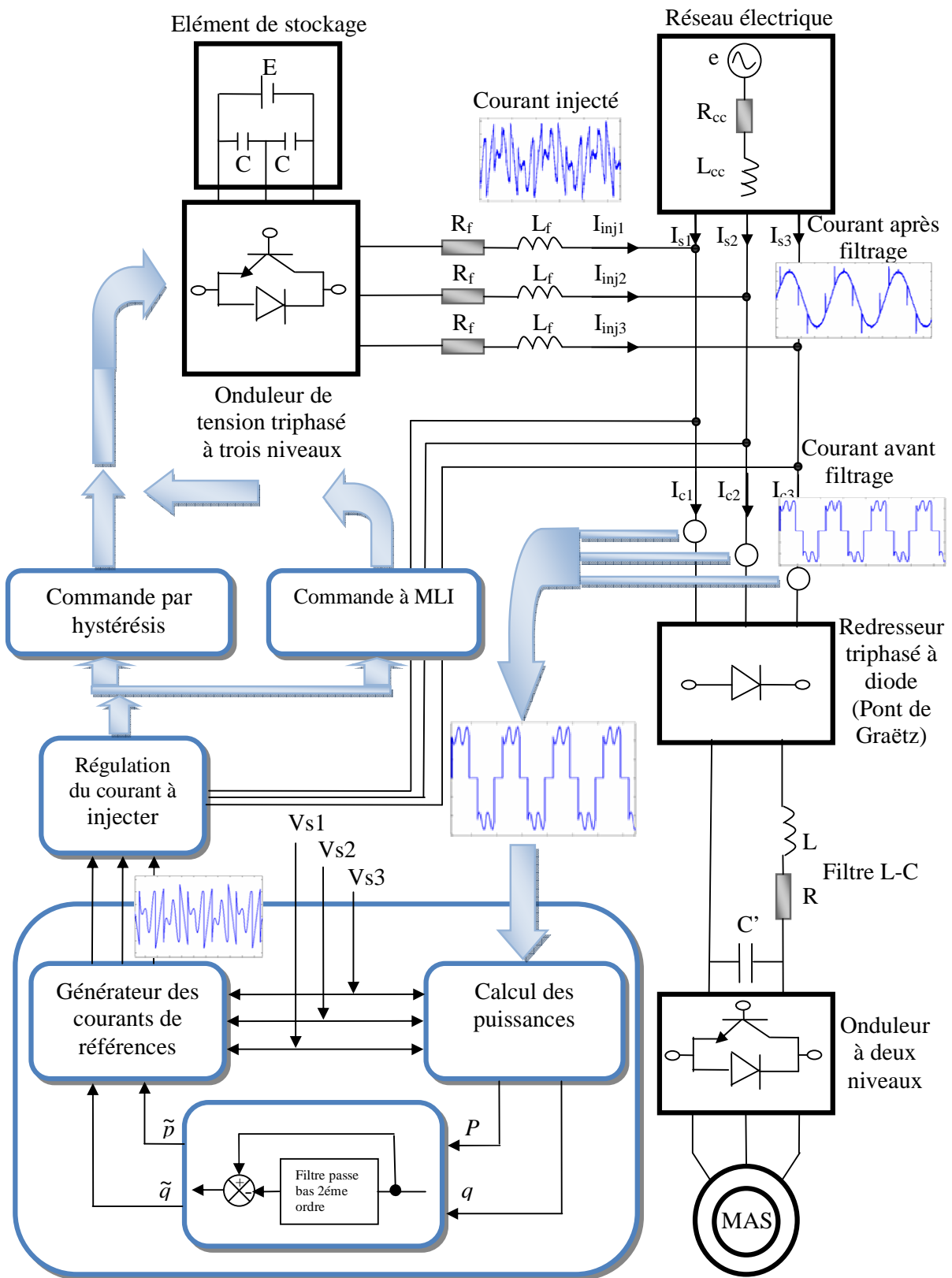


Fig. IV.1. Schéma global de l'association réseau-charge-filtre actif avant et après compensation

IV.2. Résultats de la simulation :

IV.2.1. Stratégie de commande à hystérésis :

a- pour une bande $\Delta h = 0.5A$:

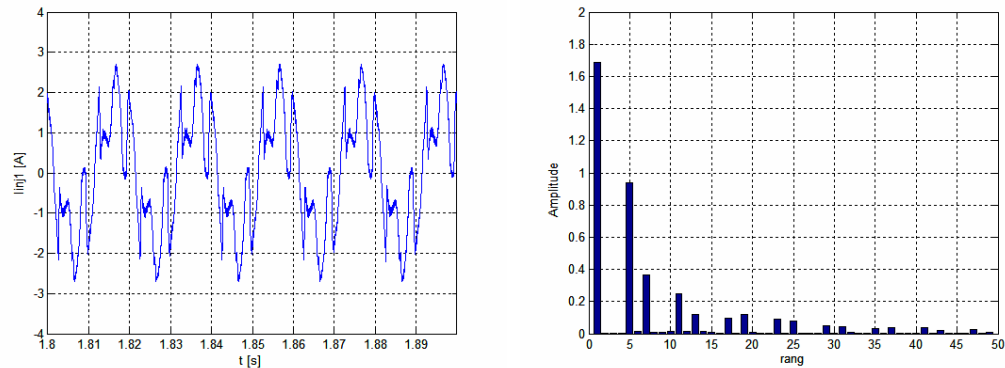


Fig. IV.2. Courant injecté par le filtre et son spectre fréquentiel pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.5A$)

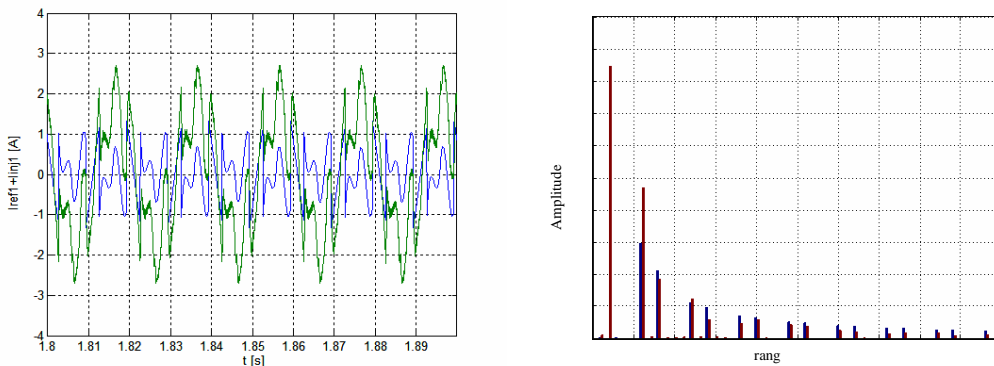


Fig. IV.3. Courant injecté et sa référence, avec le spectre fréquentiel pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.5A$)

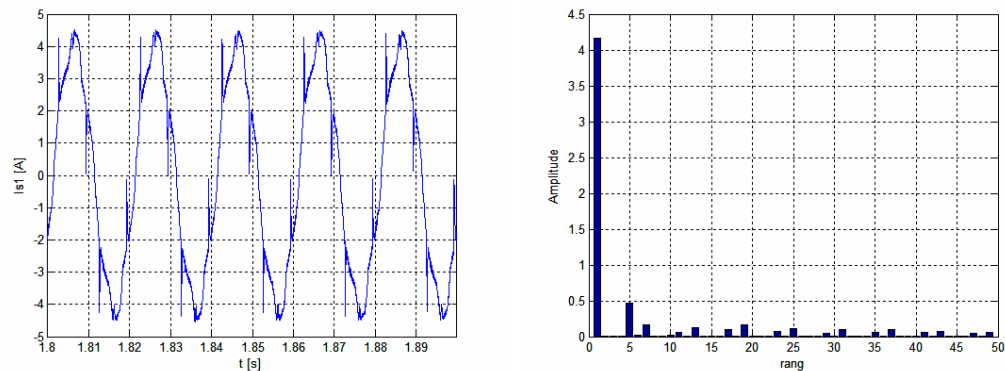


Fig. IV.4. Courants de la source après filtrage et son spectre fréquentiel pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.5A$)

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

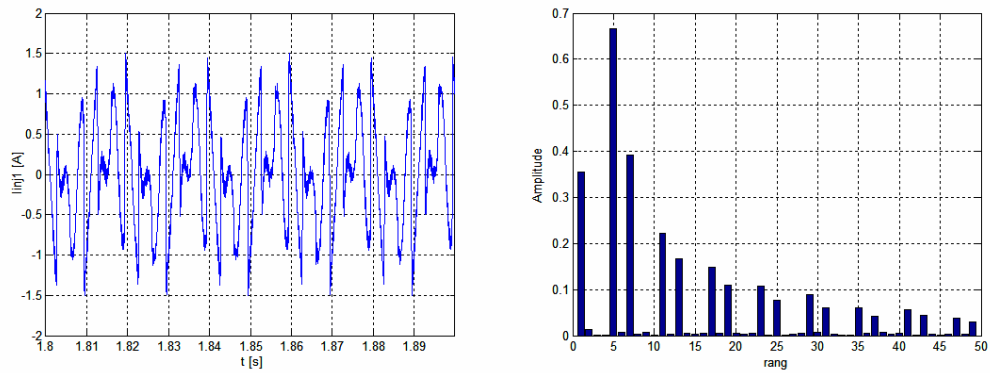


Fig. IV.5. Courant injecté par le filtre et son spectre fréquentiel pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.1 A$)

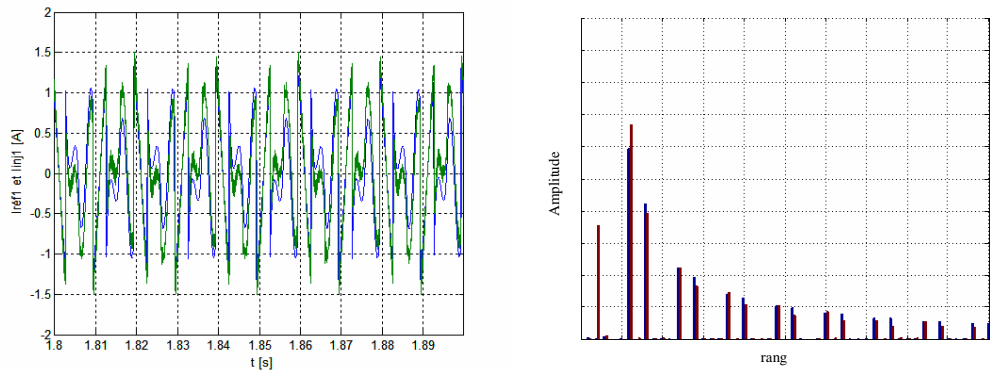


Fig. IV.6. Courant injecté et sa référence, avec le spectre fréquentiel pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.1A$)

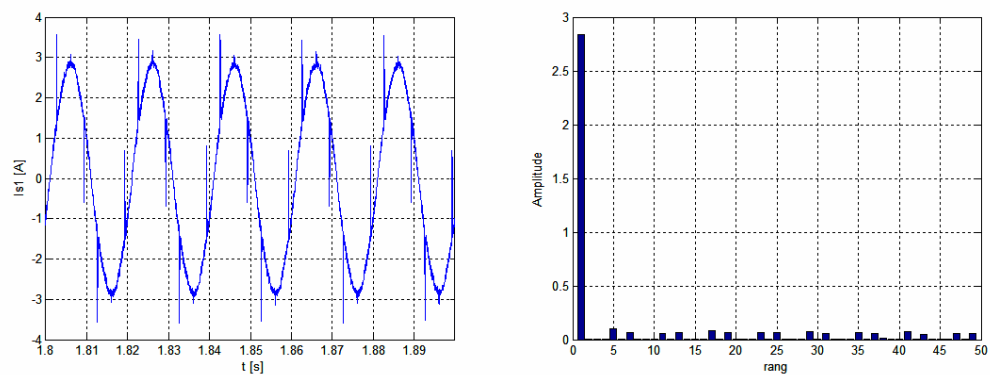


Fig. IV.7. Courant de la source après filtrage et son spectre fréquentiel pour la commande à hystérésis ($\Delta h = 0.1A$)

Interprétation :

Les figures ci-dessus montrent :

- L'amélioration de la forme des courants de source après filtrage ;
- La diminution de la bande d'hystérésis entraîne une amélioration de la qualité des courants : ($\text{THD}_I = 14.44\%$ pour $\Delta h = 0.5$ et $\text{THD}_I = 9.49\%$ pour le cas $\Delta h = 0.1A$) ;
- La présence des pics au niveau des courants de source après filtrage et ceci revient aux variations brusques des courants du réseau électrique.

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

La commande triangulo-sinusoïdale est une commande en tension, pour cela il faut asservir les courants de références.

Pour l'asservissement des courants on utilise un régulateur, la figure (Fig . IV.8) montre le principe de régulation du courant.

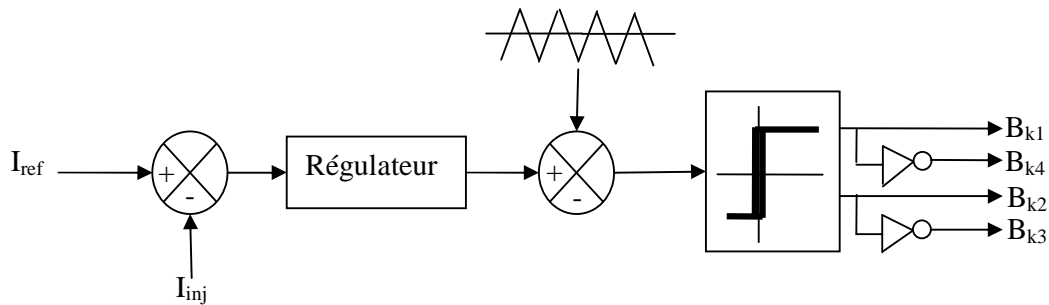


Fig. IV.8. Diagramme fonctionnel de l'asservissement des courants pour la commande à MLI

a. Commande à MLI avec une seule porteuse :

a.1. Pour une fréquence 2500Hz :

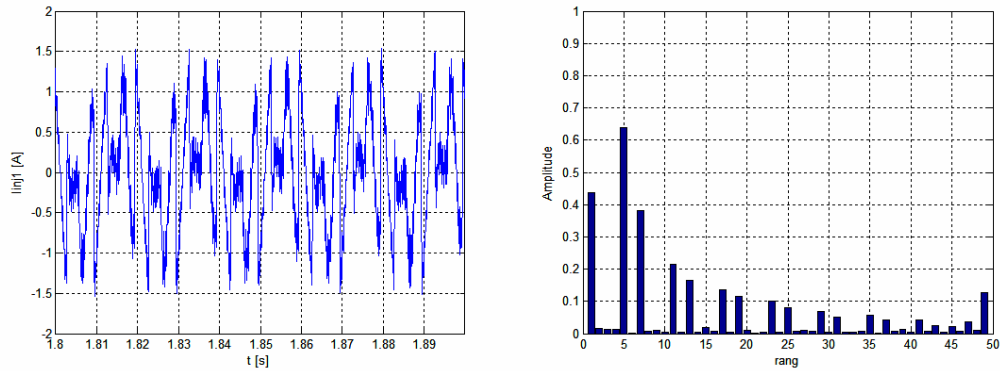


Fig. IV.9. Courant injecté par le filtre et son spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 2500\text{Hz}$)

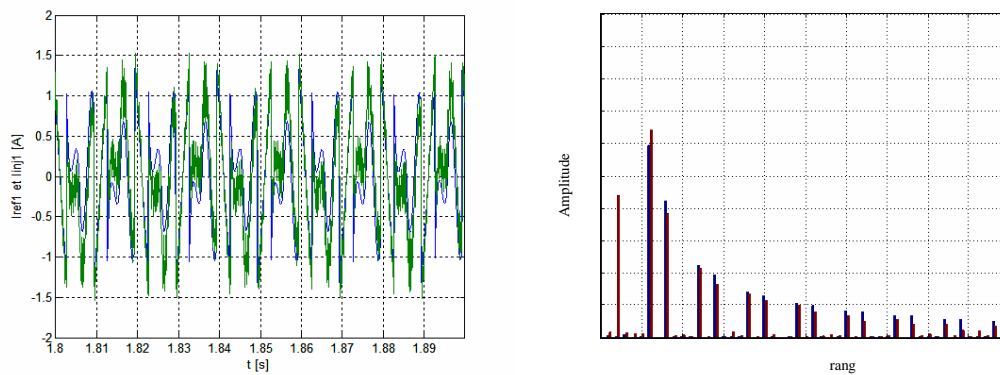


Fig. IV.10. Courant injecté et sa référence, avec le spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 2500\text{Hz}$)

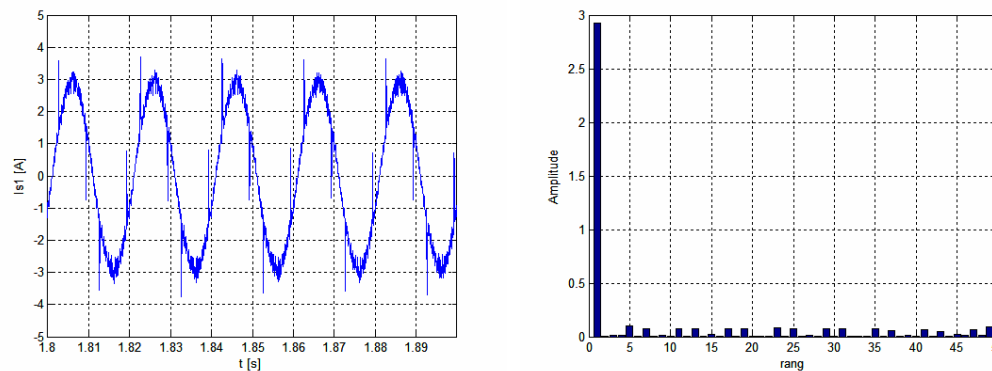


Fig. IV.11. Courant de la source après filtrage et son spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 2500\text{Hz}$)

a.2. Pour une fréquence 7500Hz :

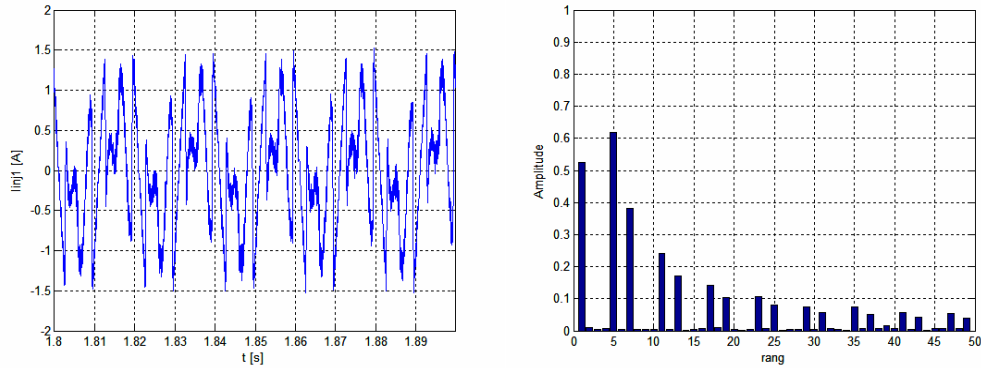


Fig. IV.12. Courant injecté par le filtre et son spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 7500\text{Hz}$)

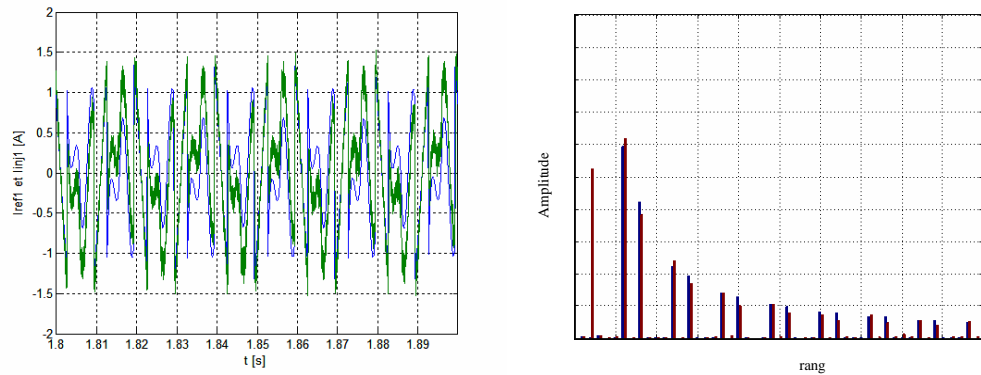


Fig. IV.13. Courant injecté et sa référence, avec le spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 7500\text{Hz}$)

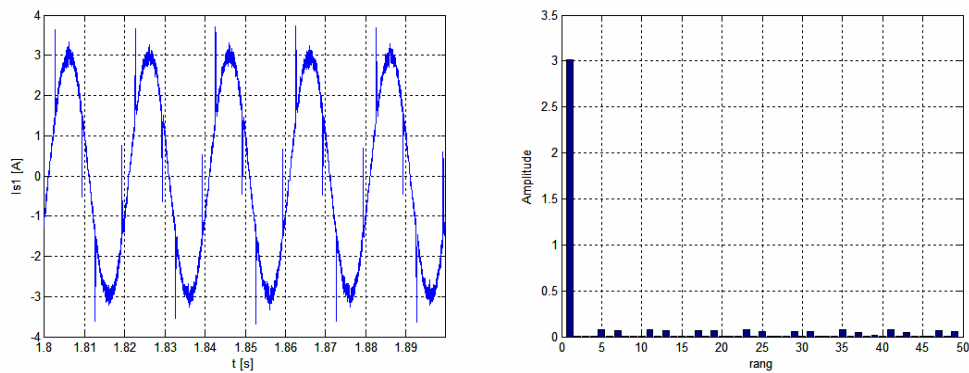


Fig. IV.14. Courant de la source après filtrage et son spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 7500\text{Hz}$)

b. Commande à MLI avec deux porteuses :

b.1. Pour une fréquence 2500Hz :

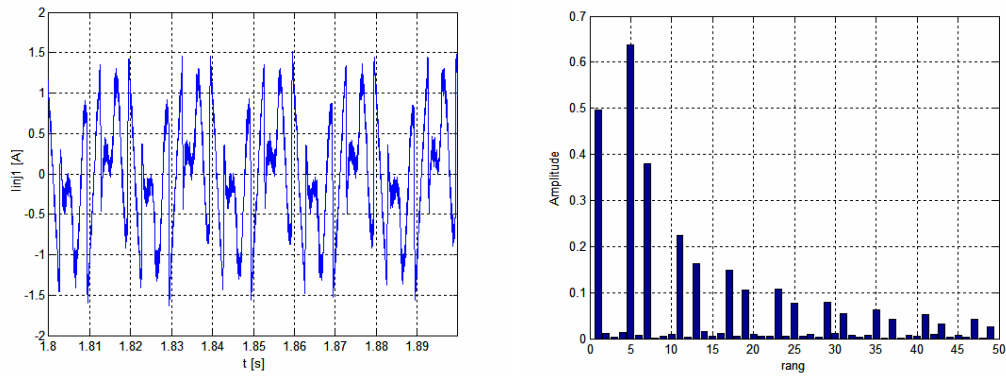


Fig. IV.15. Courant injecté par le filtre et son spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 2500\text{Hz}$)

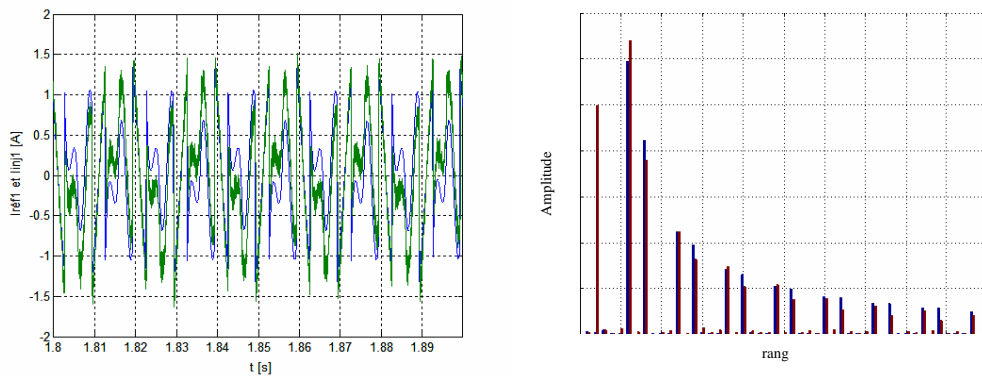


Fig. IV.16. Courant injecté et sa référence, avec le spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 2500\text{Hz}$)

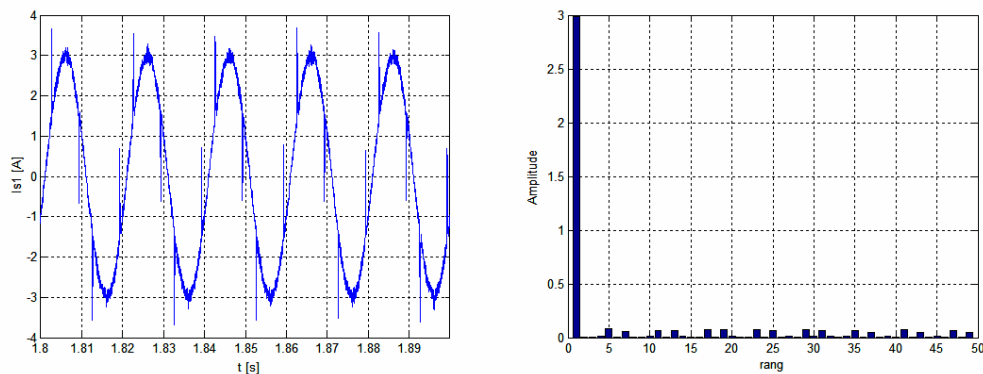


Fig. IV.17. Courant de la source après filtrage et son spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 2500\text{Hz}$)

b.2. Pour une fréquence 7500Hz :

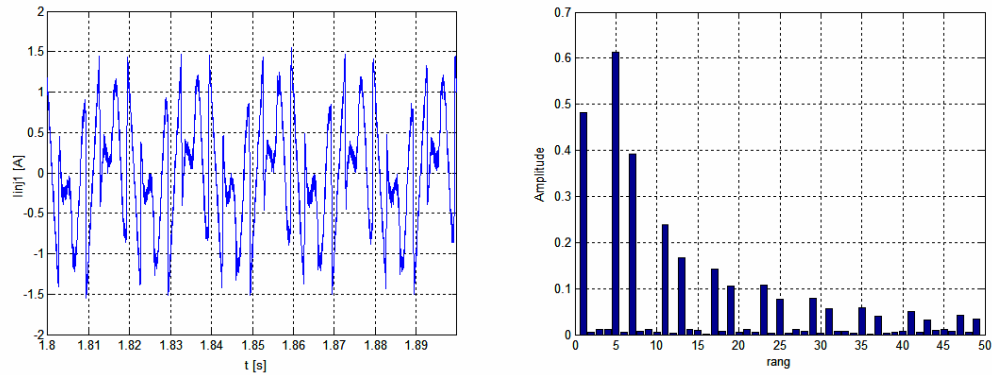


Fig. IV.18. Courant injecté par le filtre et son spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 7500\text{Hz}$)

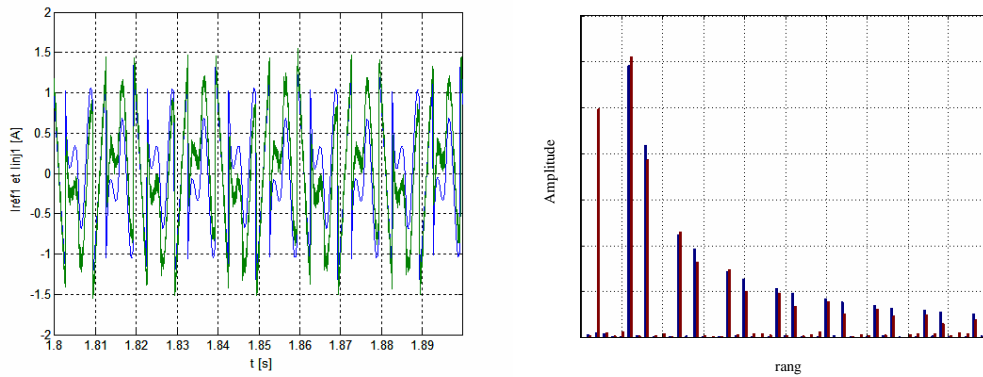


Fig. IV.19. Courant injecté et sa référence, avec le spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 7500\text{Hz}$)

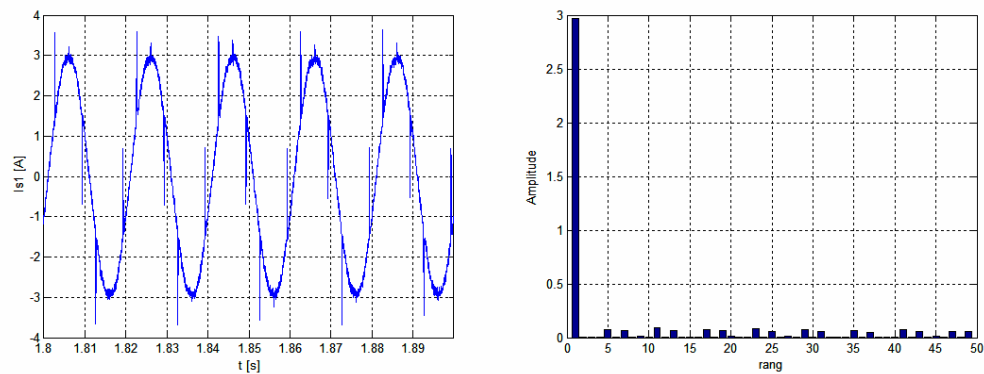


Fig. IV.20. Courant de la source après filtrage et son spectre fréquentiel pour la commande à MLI ($f_p = 7500\text{Hz}$)

Interprétation :

Les figures ci-dessus montrent :

- L'amélioration de la forme des courants de source après filtrage ;
- L'augmentation de la fréquence d'hachage entraîne une amélioration de la qualité des courants : ($\text{THD}_I = 10.39\%$ pour $f_p = 2500\text{Hz}$ et $\text{THD}_I = 9.22\%$ pour $f_p = 7500\text{Hz}$) pour le cas d'une seule porteuse et ($\text{THD}_I = 9.06\%$ pour $f_p = 2500\text{Hz}$ et $\text{THD}_I = 8.92\%$ pour $f_p = 7500\text{Hz}$) pour le cas de deux porteuses ;
- Une amélioration de la qualité des courants de source pour la stratégie à MLI avec deux porteuses par rapport à celle à une seule porteuse ;
- La présence des pics au niveau des courants de source après filtrage et ceci revient aux variations brusques du courants du réseau électrique.

IV.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 le couple résistant ($C_r = 8 \text{ N.m}$; $C_r = 12 \text{ N.m}$), on a obtenu les résultats suivantes :

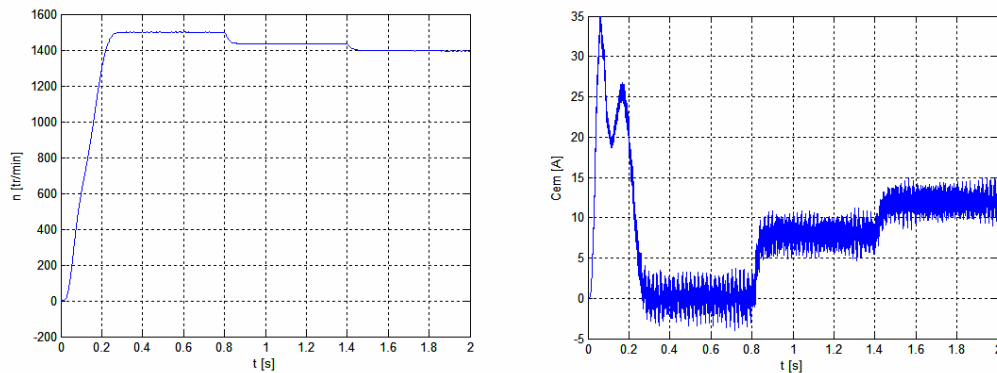


Fig. IV.21. La vitesse et le couple électromagnétique du moteur pour une variation de 50% du couple résistant.

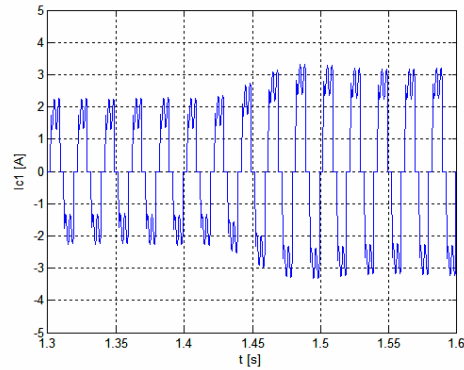


Fig. IV.23. Le courant du réseau avant filtrage

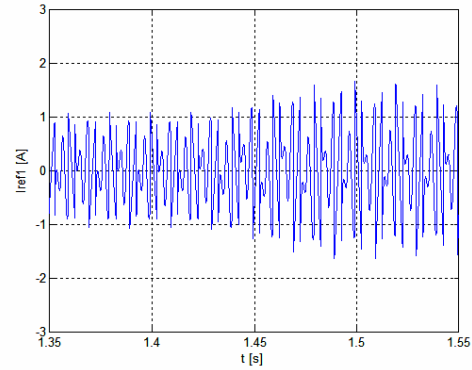


Fig. IV.24. Le courant harmonique de référence

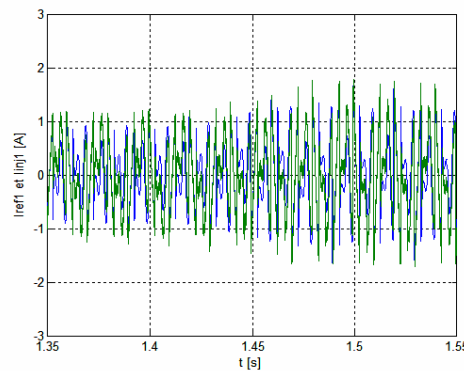


Fig. IV.25. Le courant injecter et sa référence

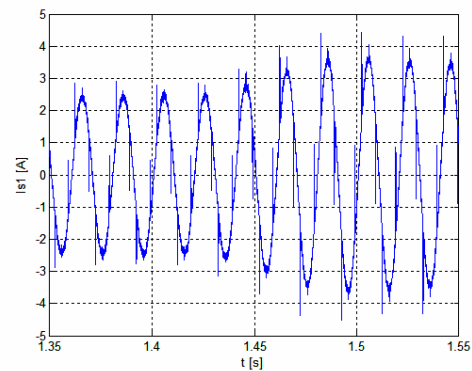


Fig. IV.26. Le courant du réseau après filtrage

Les figures ci-dessus montrent la validation du fonctionnement du filtre actif parallèle en temps réel pour différentes variations du couple résistant du moteur asynchrone.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté le schéma global de l'association réseau - Onduleur – charge polluante avant et après compensation, ainsi que les résultats de simulation et leurs interprétations avec les différentes stratégies de commande de l'onduleur à savoir la commande à hystérésis et la commande à MLI. On constate que dans les deux cas de commande les courants de lignes délivrés par la source sont proches du 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 validation du filtre actif parallèle en temps réel.

CHAPITRE V

EQUILIBRAGE DES TENSIONS D'ENTREE DE L'ONDULEUR NPC A TROIS NIVEAUX

Introduction :

Dans le chapitre précédent, on a supposé le cas où l'alimentation de l'onduleur triphasé à trois niveaux faite par une batterie de valeur **1000V**, avec l'hypothèse faite sur la valeur moyenne des tensions d'entrée, U_{C1} et U_{C2} restent constantes et égale à **500V**. Tandis qu'en réalité les deux tensions U_{C1} et U_{C2} ne sont pas égales et constantes. Ce qui introduit des dégradations dans la forme de la tension de sortie V_{inj} de l'onduleur triphasé à trois niveaux ainsi que le courant I_{inj} injecté dans le réseau au cours de fonctionnement du filtre actif, aussi les performances obtenues se voient dégradées.

Pour résoudre ce déséquilibre entre ces deux tensions, on étudiera deux types de solutions possibles :

- Utilisation des condensateurs de grandes capacités ;
- Utilisation d'un circuit de Clamping.

V.1. Equilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

La modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (I_{red} - i_{d1}) \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} (I_{red} + i_{d2}) \end{cases} \quad (V.1)$$

$$i_{d0} = C \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt} \quad (V.2)$$

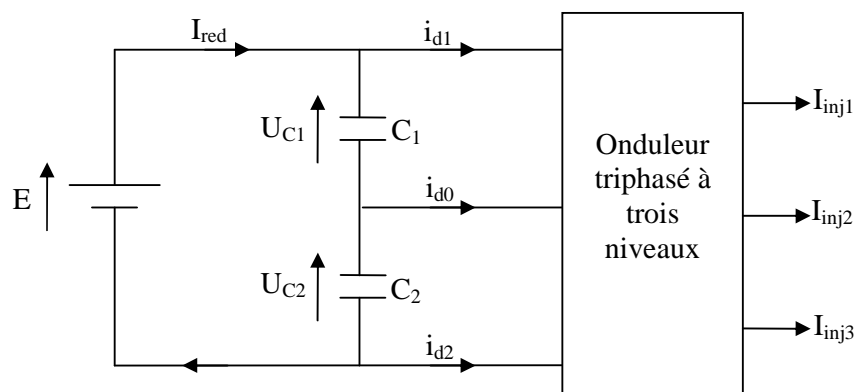


Fig. V.1. Modèle de pont d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Pour les valeurs de capacités $C_1 = C_2 = 50\mu\text{F}$

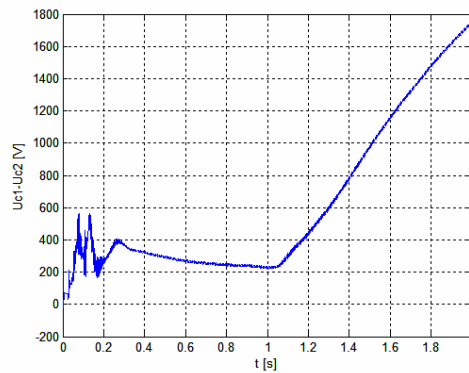
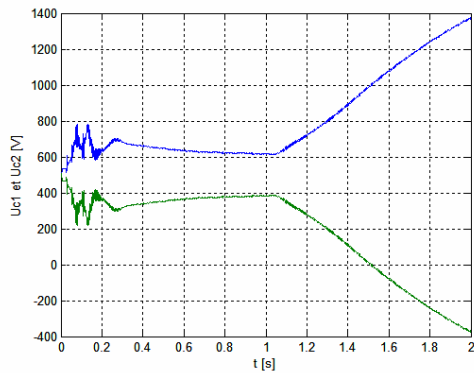


Fig. V.2. Les tensions d'entrée U_{C1} et U_{C2} de l'onduleur triphasé à trois niveaux **Fig. V.3.** La différence entre U_{C1} et U_{C2}

V.2. Utilisation des condensateurs de grandes capacités :

L'allure des tensions d'entrée se diverge d'une manière désagréable lors d'utilisation des capacités de valeurs faibles, pour remédier ce problème on propose d'utiliser à l'entrée de l'onduleur deux capacités de valeurs importantes. La relation (V.2) montre que i_{d0} ne peut être toujours nul pour un onduleur à trois niveaux. Ainsi, les relations (V.1), (V.2) décrivent également qu'on peut réduire la différence entre les deux tensions U_{C1} et U_{C2} en utilisant des capacités importantes [Ber 95].
On choisit $C_1 = C_2 = 50\text{mF}$.

V.3. Utilisation d'un circuit de Clamping :

Le fonctionnement des onduleurs avec des capacités de grandes valeurs se voit performant, seulement, ce type de circuit pratiquement est irréalisable. D'où la nécessité de penser à d'autres solutions alors on propose l'addition de circuit de Clamping, figure (Fig. V.4), qui permet l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, tel que la modélisation est donnée après la figure :

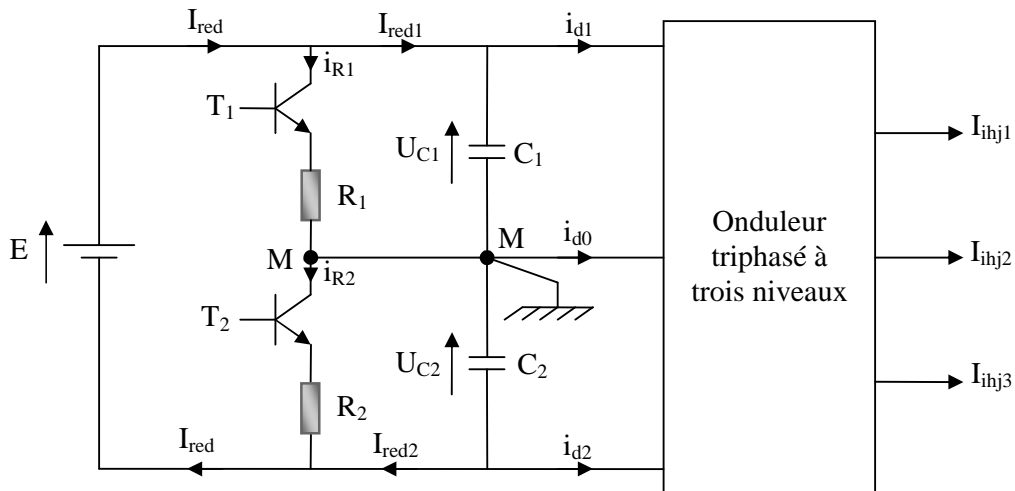


Fig. V.4.Modèle du pont d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec circuit de Clamping

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = (I_{red1} - i_{d1}) \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = (-I_{red2} + i_{d2}) \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

Avec :

$$U_{C2} = E - U_{C1} \text{ et } C_1 = C_2 = C \quad (\text{V.4})$$

Alors :

$$2C \frac{dU_{C1}}{dt} = (I_{red1} + I_{red2}) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{V.5})$$

Et comme :

$$\begin{cases} I_{red1} = I_{red} - i_{R1} \\ I_{red2} = -I_{red} + i_{R2} \end{cases} \quad (\text{V.6})$$

$$I_{red1} + I_{red2} = i_{R2} - i_{R1} \quad (\text{V.7})$$

En remplaçant le système (V.6) dans (V.5), on aura :

$$\frac{dU_{C1}}{dt} = (i_{R2} - i_{R1}) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{V.8})$$

D'après le système (V.4) et (V.8), on a :

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{2C} (i_{R2} - i_{R1}) - (i_{d1} + i_{d2}) \\ U_{C2} = E - U_{C1} \end{cases} \quad (\text{V.9})$$

Les transistors T_1 et T_2 du circuit de Clamping sont commandés par hystérésis, de telle manière que :

$$\begin{cases} \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} > 0) \Rightarrow (T_1 \text{ est fermé}) \text{ Si non } (T_1 \text{ est ouvert}) \\ \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} < 0) \Rightarrow (T_2 \text{ est fermé}) \text{ Si non } (T_2 \text{ est ouvert}) \end{cases} \quad (\text{V.10})$$

Ce qui donne :

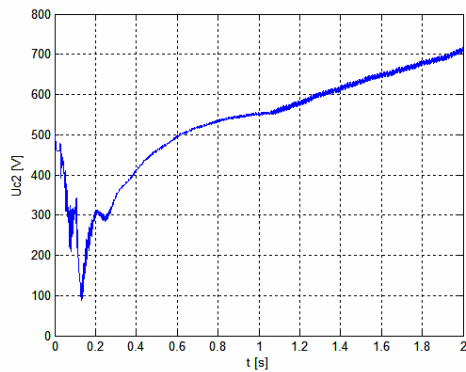
$$\begin{cases} \text{Si } (T_1 \text{ est fermé}) \Rightarrow i_{R1} = \frac{U_{C1}}{R_1} \text{ Si non } i_{R1} = 0 \\ \text{Si } (T_2 \text{ est fermé}) \Rightarrow i_{R2} = \frac{U_{C2}}{R_2} \text{ Si non } i_{R2} = 0 \end{cases} \quad (\text{V.11})$$

$$i_{d0} = \frac{1}{C} \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt} \quad (\text{V.12})$$

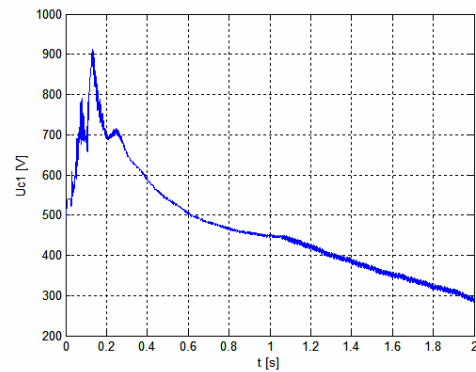
Avec :

$$\begin{aligned} C_1 &= C_2 = 50\mu\text{F} \\ R_1 &= R_2 = 20\Omega \end{aligned}$$

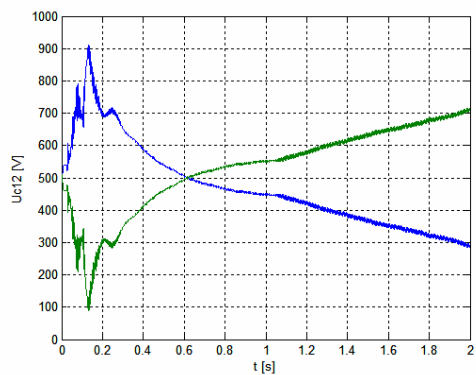
V.4. Simulation et interprétation :



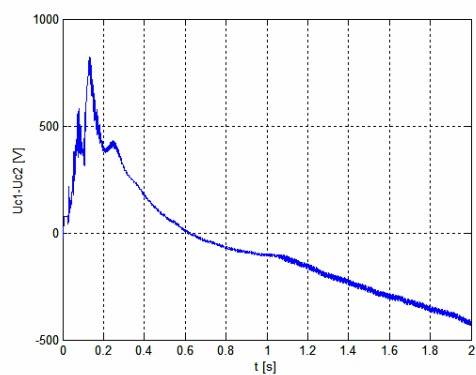
La tension U_{C1}



La tension U_{C2}

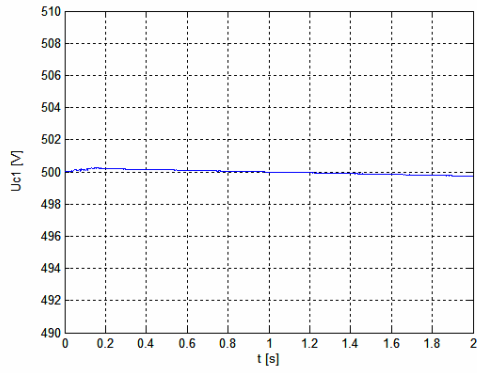


Les tensions U_{C1} et U_{C2}

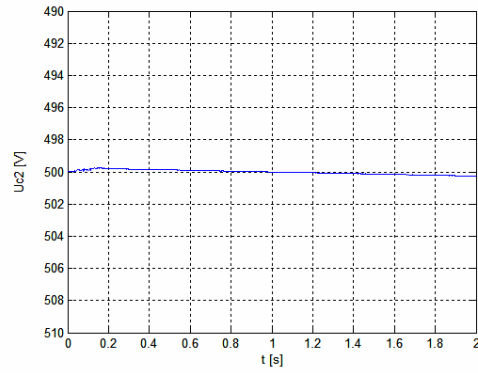


La différence entre les tensions U_{C1} et U_{C2}

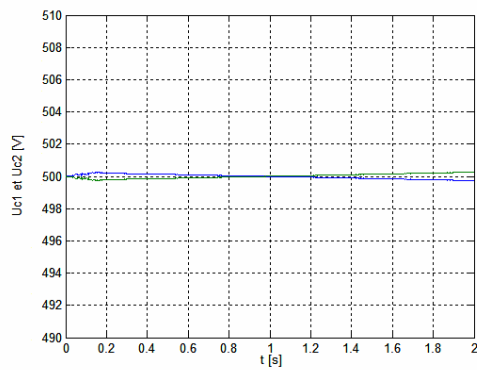
Fig. V.6. Les grandeurs simulés pour l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé à MLI avec, $C=50\mu\text{F}$ et $f_p=7500\text{Hz}$



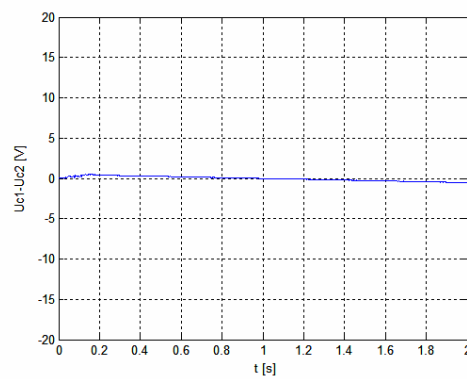
La tension U_{C1}



La tension U_{C2}

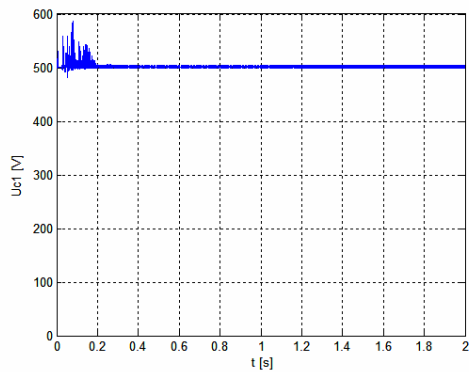


Les tensions U_{C1} et U_{C2}

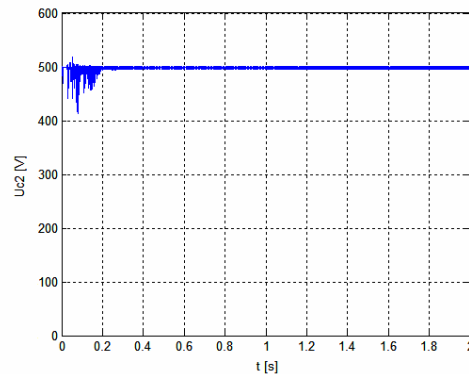


La différence entre les tensions U_{C1} et U_{C2}

Fig. V.8. Les grandeurs simulés pour l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé à MLI avec, $C=50\text{mF}$ et $f_p=7500\text{Hz}$



La tension U_{C1}



La tension U_{C2}

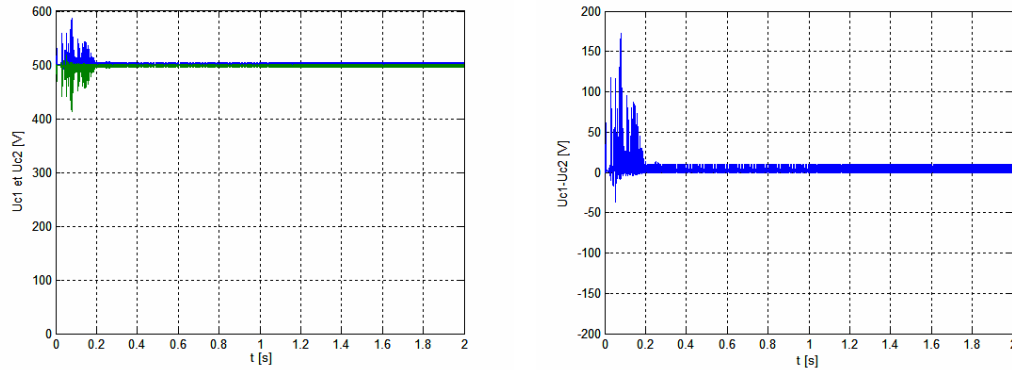
Les tensions U_{C1} et U_{C2} La différence entre les tensions U_{C1} et U_{C2}

Fig. V.10. Les grandeurs simulés pour l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé à MLI avec, $C = 50\mu\text{F}$ $f_p = 7500\text{Hz}$ équilibré avec circuit de Clamping

Interprétation :

Les simulations ont été faites pour une charge polluante.

La stratégie de commande utilisée est seulement la commande à MLI qu'on a traitée dans le chapitre III.

Les figures (Fig. V.5 et 6) montrent bien comment les tensions se déstabilisent (U_{C1} et U_{C2}) et d'une manière désagréable notamment lors d'utilisation des valeurs de condensateur de faible capacité $C=50\mu\text{F}$.

En augmentant les capacités des condensateurs à $C=50\text{mF}$, l'instabilité des tensions d'entrée se voit diminuer, comme le montre les figures (Fig. V.7 et 8), mais elles restent toujours instables.

Nous remarquons que, dans le cas où les tensions d'entrée seraient déséquilibrées, l'allure de la sinusoïde du courant I_s est médiocre.

Nous constatons que l'addition du circuit de Clamping a apporté des grandes performances à notre système (Fig. V.9 et 10) :

- Stabilisation des tensions d'entrée en un temps transitoire très faible, malgré les grandeurs de capacités qui sont un peu faibles,
- Les résultats sont améliorés d'une manière satisfaisante.

Conclusion :

Dans ce chapitre, après avoir mise en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux, ainsi ses effets résultants sur le fonctionnement du filtre actif parallèle, on a présenté deux solutions pour résoudre le problème :

- La première est d'utiliser des condensateurs de grandes capacités,
- La deuxième est d'utiliser le circuit de Clamping.

On a montré en particulier l'efficacité du circuit de Clamping pour l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux à celle de l'utilisation des condensateurs de grandes capacités,

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE :

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

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

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

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

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

ANNEXES

Le choix de la commande complémentaire

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

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

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

Première combinaison :

Soit la commande complémentaire suivante :

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

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

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	Tension de sortie du bras k par rapport au point milieu
0	0	1	1	-U _{C2}
0	1	1	0	Non connue
1	0	0	1	Non connue
1	1	0	0	U _{C1}

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

Deuxième combinaison:

Soit la commande complémentaire suivante :

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

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

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

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.

Troisième combinaison:

Soit la commande complémentaire suivante :

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

La table logique correspondante est la suivante :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension de sortie du bras k par rapport au point milieu
0	0	1	1	$-U_{C2}$
0	1	1	0	Non connue
1	0	1	1	0
1	1	0	0	U_{C1}

Cette commande rend le système totalement commandable à trois niveaux.
Pour cela on la choisie dans notre étude.

Paramètres de la source

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

Paramètres du filtre L-C

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

Paramètres de la machine asynchrone

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

Paramètres du filtre actif

La résistance	$R_f=0.2 \Omega$
L'inductance	$L_f=0.04 \text{ H}$

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[Ait, Che 00] I. Ait Hammouda, H. Cherouat.

« Commande non linéaire d'un filtre actif parallèle à trois niveaux ».
Mémoire d'ingénieur, Ecole nationale polytechnique, juin 2000.

[Aka 96] H. Akagi.

« New trends in active filters for power conditioning ».
IEEE Trans. on Industry applications, vol: 32, No: 6, pp: 1312-1322, November/December 1996.

[Aka 97] H. Akagi.

« Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems ».
IEEE Trans. on power delivery, vol: 12, No: 1, pp: 354-363, January 1997.

[Aka, Fuj 98] H. Akagi, H. Fujita.

« The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters ».
IEEE Trans. on Power Electronics, vol: 13, No: 2, pp: 1312-1322, March 1998.

[Aka, Nab, Tsu 90] H. Akagi, A. Nabae, Y. Tsukamoto.

« Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters ».
IEEE Trans. on Industry applications, vol: 26, No: 1, pp: 93-98, 1990.

[Ala 02] M.A.E. Alali.

« Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basses tensions ».
Thèse doctorale, université Louis Pasteur Strasbourg I, 12 septembre 2002.

[Ala, Bra, Cha, Saa 00] M.A.E. Alali, F. Braun, Y.A. Chapuis, S. Saadate.

« Control and analysis of series and shunt active filters with SABER ».
IPEC 2000, Tokyo, Japan, pp: 1467-1472, April 2000.

[Ala, Bra, Cha, Saa 01] M.A.E. Alali, F. Braun, Y.A. Chapuis, S. Saadate.

« Advanced corrector with FPGA-based PLL to improve performance of series active filter compensating all voltage disturbances ».
EPE-2001 Graz, Austria, August 2001.

[Ali 95] K. Aliouane.

« Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle ».
Thèse de Doctorat de l'I.N.P.L., 1995.

[Are, Häf, Heu 95] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann.

« A combined series and shunt active power filter ».
IEEE/KTH Stockholm power tech conference, Stockholm, Sweden, June 18-22, 1995.

[Bag 05] 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.

[Bau, Rom, Seg 86] R. Bausiere, C. Rombaut, G. Segulier.

« La conversion alternatif-alternatif »

Tec doc Lavoisier, 1986, Les convertisseurs de l'électronique de puissance, vol: 2.

[Ber 95] 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 multiniveaux ».

Thèse de doctorat, CNAM 1995.

[Ber, Man, Ram 94] E. M. Berkouk, G. Manesse, Y. B. Ramdhane.

« Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'un machine asynchrone triphasée ».

EPE, Suisse, 1994.

[Ben 98] L. Benchaita.

« Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 30 Octobre 1998.

[Ben, Ben 05] A. Bendib, S. Benrabia.

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

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

[Bou 01] S. Boulekherachef.

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

Thèse Magister, ENP, Alger 2001.

[Bro 04] P. Brosselard.

« Conception, réalisation et caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5 kV) en Carbure de Silicium »

Thèse de doctorat, Lyon 2004.

[Def, Mau 98] T. Deflandre, P. Mauras.

« Les harmoniques sur les réseaux électriques ».

Edition Eyrolles, 1998.

[Ghe 04] T. Ghennam.

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

Thèse de magister. Ecole militaire polytechnique, 2004.

[Lad, Mok 05] B. Ladghem Chicouche, R. Mokhtari.

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

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

[Mas, Nak 89] E. Masada, T. Nakajima.

« An active power filter with monitoring of harmonic spectrum ».

EPE-89, 3rd European conference on power electronics and applications, Aachen, Germany, 1989.

[Sal 96] A. Salem Nia.

« Contribution à l'étude théorique et expérimental d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel ».

Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 24 Septembre 1996.

[Seg 84] G. Segulier.

« La conversion alternatif-continu ».

Tec doc Lavoisier, 1984, Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 1

[Seg 99] G. Segulier.

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

7^e édition DUNOD, 1999.

[Sza 84] B. Szabados.

« Répercussion sur le réseau électrique de l'alimentation des convertisseurs de grande puissance ».

REG, N^o. 12, pp. 791-796, 1984.

[Tou 99] R. Tounsi.

« Développement d'un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles ».

Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Octobre 1999.

[Wan 92] M. X. Wang.

« Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel ».

Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 18 Décembre 1992.

[Xu 94] J. Xu.

« Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité ».

Thèse de doctorat, 1994.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : **Mr. BEDBOUDI Mohamed**

Présenté par : **GHASSOULI Nabil**

RAOUACHE Noui

Thème :

**APPLICATION DU FILTRAGE ACTIF PARALLELE
SUR UNE CHARGE DYNAMIQUE NON LINEAIRE**

Résumé :

Dans un réseau électrique basse tension, les harmoniques, la puissance réactive, les déséquilibres de courant et de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques.

Dans ce mémoire nous avons abordé la structure du filtre actif parallèle, basée sur un onduleur autonome à trois niveaux à structure NPC commandé par la stratégie Hystérésis en courant et par MLI, un schéma synoptique des deux méthodes est présenté ainsi qu'un asservissement des deux méthodes étudiées pour montrer les performances de chaque commande. Les résultats de simulation de la cascade source – redresseur – onduleur deux niveaux – machine asynchrone – filtre actif parallèle sont présentés pour montrer les performances de ce filtre.

Mots clés :

- Filtre actif parallèle
- Machine asynchrone (MAS)
- Onduleur multiniveaux
- Commande à MLI
- Identification des courants harmoniques
- Equilibrage des tensions