

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

Mémoire de fin d'études

**Présenté en vue de l'obtention
du diplôme de Master en Électrotechnique**

Option : Machines Électriques

Thème:

**Modélisation et étude par simulation d'un
redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire
et avec fonction de filtre actif**

Proposé et dirigé par:

M : HADDAD Salah

Etudié et réalisé par:

M : ROUAS Rabah

Année universitaire **2011/2012**

Sommaire

Introduction générale

Chapitre I : Perturbation des réseaux électriques

Introduction.....	1
I.1. Perturbations électriques.....	1
I.2. Perturbations harmoniques.....	2
I.2.1. Sources et description du phénomène.....	2
I.2.2. Caractéristiques de la pollution harmonique.....	2
I.3. Effets des perturbations harmoniques.....	3
I.3.1. Les effets instantanés.....	3
I.3.2. Les effets différés.....	4
I.4. Stratégies de dépollution.....	4
I.4.1. Solution classiques de dépollution.....	4
I.4.1.1. Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique.....	4
I.4.1.2. Transformateurs à couplage spécial (couplage triangle- étoile ou triangle- zig-zag).....	5
I.4.1.3. Augmentation de la puissance de court-circuit.....	5
I.4.1.4. Filtrage passif.....	5
I.4.2. Solutions modernes.....	6
I.4.2.1. Filtres actifs.....	6
I.4.2.2. Convertisseurs propres.....	8
I.4.2.3. Compensation active des harmoniques par un redresseur MLI.....	9
Conclusion.....	10

Chapitre II : Etude et modélisation du redresseur MLI

Introduction.....	11
II.1. Hypothèses simplificatrices de modélisation.....	11
II.2. Le modèle topologique ou instantané.....	12
II.3. Présentation du logiciel de simulation Matlab-Simulink.....	19
II.4. Simulation numérique du redresseur à MLI dans le repère abc.....	19
II.4.1. Schéma de simulation du redresseur à MLI dans le repère abc.....	19
II.4.2. Résultats de simulation.....	20
II.4.3. Interprétation des résultats.....	21

II.5. Simulation numérique du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$	22
II.5.1. Modélisation dans le repère de Clark $\alpha\beta$ coté alternatif.....	22
II.5.1.1. Ecriture des tensions e_a, e_b, e_c dans le repère $\alpha\beta$	22
II.5.1.2. Ecriture des tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} dans le repère $\alpha\beta$	23
II.5.1.3. Ecriture des courants I_a, I_b, I_c dans le repère $\alpha\beta$	23
II.5.2. Modélisation dans le repère de Clark $\alpha\beta$ coté continu.....	23
II.5.2.1. Calcul de la tension redressée et du courant redressé dans le repère $\alpha\beta$	23
II.5.2.2. Schéma de simulation du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$	25
II.5.2.3. Résultats de simulation numérique.....	26
II.5.2.4. Interprétation des résultats.....	27
II.6. Modèle du redresseur MLI dans le repère dq.....	27
II.6.1. Matrice de rotation $\alpha\beta \rightarrow dq$	27
II.6.2. Matrice de rotation inverse.....	29
II.6.3. Modélisation dans le repère de Park dq coté alternatif.....	29
II.6.3.1. Ecriture de e_a, e_b, e_c dans le repère dq.....	29
II.6.3.2. Ecriture des tensions V_α, V_β, V_0 dans le repère dq.....	30
II.6.4. Modélisation dans le repère dq coté continu.....	31
II.6.4.1. Schéma de simulation du redresseur MLI dans le repère dq.....	32
II.6.4.2. Résultats de simulation numérique.....	33
II.6.4.3. Interprétation des résultats.....	34
Conclusion.....	34

Chapitre III : Commande du redresseur MLI

Introduction.....	35
III.1. Principe de commande du redresseur à MLI.....	35
III.2. Etude de la boucle des courants du côté alternatif.....	36
III.2.1. Contrôle du courant i_d	37
III.2.2. Calcul du régulateur de courant i_d	38
III.2.3. Contrôle du courant i_q	39
III.2.4. Calcul du régulateur de courant i_q	40
III.3. Contrôle de la tension continue.....	40
III.3.1. Régulation de la tension continue U_{dc}	40
III.3.2. Régulation du carré de la tension continue U_{dc}^2	42
III.4. Simulation numérique avec régulation de la tension U_{dc}	46

III.4.1. Schéma de simulation numérique de la commande de redresseur MLI dans dq	46
III.4.2. Résultats de simulation.....	47
III.4.3. Interprétation des résultats.....	48
Conclusion.....	48

Chapitre IV : Commande du redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif

Introduction.....	49
IV.1. Principe du filtrage actif.....	49
IV.2. Identification des courants harmonique de référence.....	50
IV.2.1. Méthode des puissances instantanées.....	50
IV.2.2. Méthode de détection synchrone.....	52
IV.3. Stratégie de commande du redresseur.....	54
IV.3.1. Contrôle par MLI.....	55
IV.3.2. Commande par hystérésis.....	55
IV.4. Modélisation du réseau électrique.....	57
IV.5. Modélisation de la charge polluante.....	57
IV.6. Simulation de l'ensemble réseau-redresseur à MLI-charge polluante.....	58
IV.6.1. Résultats de Simulation de l'ensemble réseau-Redresseur-charge polluante.....	59
IV.6.2. Interprétation des résultats de la simulation.....	60
Conclusion.....	62

Conclusion générale

Annexe

Bibliographie

Liste des figures

CHAPITRE I

Fig. I.1. Structure d'un filtre actif série.....	6
Fig. I.2. Structure d'un filtre actif parallèle.....	7
Fig. I.3. Structure d'un filtre UPQC.....	7
Fig. I.4. Convertisseur « propre ».....	8
Fig. I.5. Redresseur triphasé de tension.....	8
Fig. I.6. Compensateur actif.....	10

CHAPITRE II

Fig. II.1. Structure du redresseur de courant triphasé à MLI.....	11
Fig. II.2. Méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs...	15
Fig. II.3. Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère triphasé abc.....	18
Fig. II.4. Schéma de simulation numérique du redresseur MLI dans le référentiel abc.....	20
Fig. II.5. Allure des grandeurs courants/tensions à l'entrée et à la sortie du redresseur MLI.....	20
Fig. II.6. Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée sortie du redresseur à MLI, application d'un courant de charge $I_{ch}=10A$ à $t=1$	21
Fig. II.7. Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$	24
Fig. II.8. Schéma Simulink du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$	25
Fig. II.9. Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée et à la sortie du redresseur MLI.....	26
Fig II.10. Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée sortie du redresseur à MLI, application d'un courant de charge $I_{ch}=10A$ à $t=1s$	26
Fig. II.11. Transformation de coordonnées $\alpha\beta \rightarrow dq$	27
Fig. II.12. Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère biphasé dq.....	32
Fig. II.13. Schéma Simulink du redresseur MLI dans le repère dq.....	32
Fig. II.14. Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée et à la sortie du redresseur dans le cas du modèle dq.....	33
Fig II.15. Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée sortie du redresseur à MLI, application d'un courant de charge $I_{ch}=10A$ à $t=1s$	33

CHAPITRE III

Fig. III.1. Principe de la commande du redresseur MLI.....	36
Fig. III.2.Obtention des courants i_d et i_q dans le modèle dq du convertisseur.....	37
Fig. III.3.Boucle de régulation du courant i_d	38
Fig. III.4.Boucle de régulation du courant i_q	40
Fig. III.5.Modèle de la charge de la capacité.....	41
Fig. III.6.Boucle de régulation de la tension U_{dc}	42
Fig.III.7.Boucle de régulation de la tension continue U_{dc}^2	45
Fig.III.8.Schéma de simulation numérique de la commande du redresseur MLI dans le référentiel dq.....	47
Fig.III.9.Résultats de la simulation du redresseur avec régulation de la tension U_{dc}	47

CHAPITRE IV

Fig.IV.1. Schéma global du système.....	49
Fig.IV.2.Principe de la méthode des puissances active et réactive instantanée.....	50
Fig.IV.3. Principe de séparation des puissances.....	51
Fig.IV.4.Principe de la méthode de détection synchrone.....	54
Fig.IV.5. Schéma synoptique de la commande à MLI des deux interrupteurs d'un seul bras.....	55
Fig.IV.6.Principe du contrôle par hystérésis.....	56
Fig.IV.7. Schéma synoptique de la commande à hystérésis des deux interrupteurs d'un seul bras.....	56
Fig.IV.8. Réseau électrique triphasé.....	57
Fig.IV.9. Modèle de la charge polluante (redresseur à diodes).....	58
Fig.IV.10. Résultats de simulation du système global.....	59
Fig.IV.11.Résultats de simulation de la tension et du courant avant et après le filtrage, avec compensation et avec variation de la résistance de charge R_{ch}	59
Fig.IV.12. Résultats de simulation du courant de charge du redresseur à MLI avec variation de la résistance de charge R_{ch} à $t = 0.3s$	60
Fig.IV.13. Résultats de simulation du courant mesuré par le redresseur à MLI avec variation de la résistance de charge R_{ch} à $t = 0.3s$	60

Liste des tableaux

Chapitre II

Tableau. II.1. Etats des interrupteurs et les tensions /courants correspondants..... 16

Chapitre III

Tableau. III.1. Evolution de la valeur de référence en fonction du temps de réponse..... 39

Tableau. II.2. calcul des coefficients en fonction de l'amortissement..... 46

Introduction générale

Le nombre de convertisseurs raccordés aux réseaux de distribution de l'énergie est en constante progression. Les puissances unitaires installées progressent elles aussi. Ces convertisseurs ne sont pas sans poser quelques problèmes au distributeur d'énergie qui les voit comme autant de sources polluantes.

Cette pollution est essentiellement de deux types. D'une part il s'agit de la pollution harmonique. En effet ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux qui déforment la tension du réseau par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit de celui-ci. D'autre part, ils consomment de la puissance réactive qui a pour conséquence de dégrader le facteur de puissance.

Les règles de limitation de la pollution harmonique deviennent de plus en plus sévères et bien entendu chaque usager est tenu d'enrayer dans la mesure du possible cette pollution.

Dans les installations déjà existantes, la solution est le filtrage passif ou actif. Mais dans les nouvelles installations les solutions passent soit par l'augmentation de l'indice de pulsation des convertisseurs (pont dodécaphasé), soit par la transposition aux convertisseurs AC-DC des techniques auparavant utilisées pour les convertisseurs DC-AC (Onduleurs à Modulation de Largeurs d'Impulsions). Cette dernière est devenue possible grâce au développement de la technologie des semi-conducteurs et à l'apparition de composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et le GTO (Gate Turn Off Thyristor).

Contrairement aux redresseurs non commandés, les redresseurs à Modulation de Largeur d'Impulsions offrent plusieurs possibilités :

- Consommer un courant proche d'une sinusoïde en réduisant son contenu harmonique et réduire par conséquent la taille des filtres.
- Contrôler la puissance réactive absorbée (facteur de puissance unitaire).
- Assurer un transfert bidirectionnel de la puissance.
- Dépolluer le réseau en assurant la fonction de filtre actif.

Ces qualités font que ces convertisseurs occupent actuellement une place importante dans le domaine de la conversion de l'énergie, notamment dans le domaine des énergies renouvelables.

Notre travail s'inscrit dans le cadre de la modélisation et de la simulation d'un redresseur commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) assurant un facteur de puissance unitaire et pouvant jouer le rôle d'un filtre actif. Ce type de convertisseur est destiné notamment à l'alimentation du rotor d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) utilisée dans le domaine de la conversion de l'énergie éolienne.

Notre mémoire est composé de quatre chapitres qui se présentent respectivement comme suit :

Le premier chapitre intitulé « Perturbations des réseaux électriques » a pour but de présenter les sources des harmoniques, leurs effets instantanés et différés, puis les différentes solutions qui y sont apportées.

Le second chapitre qui a pour titre « Etude et modélisation du redresseur à MLI » et consacré à l'étude et la modélisation du redresseur à MLI triphasé, dans trois repères différents : le système de coordonnées triphasées (composantes abc), le système de coordonnées diphasées de Clark (composantes $\alpha\beta$) et le système de coordonnées biphasées de Park (composantes dq). Les résultats finaux (les courants d'entrée et la tension de sortie) doivent bien sur être les mêmes, la différence réside dans les procédures de leur obtention.

Le troisième chapitre appelé « Commande du redresseur à MLI » présente la stratégie de commande du redresseur à MLI. L'algorithme de commande à développer consiste à faire suivre au redresseur une référence de courant bien déterminée. Cette référence est obtenue via un système de régulation en cascade (Deux ou trois boucles internes de courant et une boucle externe de la tension du bus continu).

Le quatrième et dernier chapitre intitulé « Commande du redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif » renferme la mise en œuvre du programme complet et la réalisation de plusieurs tests par simulation. Ces derniers ont pour but de montrer que le redresseur à MLI peut remplir plusieurs fonctions en même temps, à savoir : la fonction de redresseur propre, la correction du facteur de puissance et la dépollution harmonique.

Nous terminons par une conclusion générale.

Introduction

Généralement, le distributeur d'énergie délivre l'énergie électrique sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde, qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système triphasé. Mais depuis quelques années, avec l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie.

En effet, ces convertisseurs sont des sources polluantes qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment pour la plupart de la puissance réactive.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la source des harmoniques, et l'influence du raccordement des convertisseurs statiques sur les réseaux électriques. Ensuite, nous présentons les solutions mises en œuvre pour dépolluer les réseaux électriques.

I.1 Perturbations électriques [1]

Les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de 50 Hz ou de 60 Hz. 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.

I.2 Perturbations harmoniques

I.2.1 Sources et description du phénomène [2]

L'utilisation des équipements électriques comportant des convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique. Ils ont contribué à la détérioration de la qualité du courant et de la tension des réseaux de distribution.

Les principales sources à l'origine des harmoniques sont les appareils d'éclairage fluorescent, les appareillages informatiques, les appareils domestiques (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre), les arcs électriques et tous les convertisseurs statiques raccordés aux réseaux tels que les redresseurs et les onduleurs. Tous ces systèmes contribuent à la pollution harmonique du réseau auquel ils sont connectés.

En effet, ces systèmes absorbent des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers ou non entiers de la fréquence fondamentale.

I.2.2. Caractéristiques de la pollution harmonique [3]

Dans l'industrie, la distorsion d'une tension ou d'un courant est décrite par deux indices : le facteur crête F_c et le taux global de distorsion harmonique (THD).

Ø Facteur crête

Par définition, le facteur crête d'une tension est égal à la valeur crête divisée par la valeur efficace. Pour une tension sinusoïdale (qui n'a évidemment aucune distorsion) le facteur crête a une valeur de $\sqrt{2}$.

Ø Taux de distorsion harmonique

Le THD d'un courant ou d'une tension est égal à la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques divisée par la valeur efficace du courant total. Il est souvent utilisé pour quantifier la distorsion des ondes de tension et/ou de courant.

Dans le cas d'un courant chargé d'harmoniques, le *THD* est donnée par l'expression :

$$THD(\%) = \frac{I_h}{I} \quad (I.1)$$

Avec : $I = \sqrt{I_1^2 + \dots + I_h^2}$ (I.2)

I : valeur efficace du courant

$$I_h = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 \dots + I_n^2} \quad (I.3)$$

Avec I_h la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques du courant.

Pour une tension, le *THD* est donné par la formule analogue :

$$THD = \frac{E_h}{E} \quad (I.4)$$

Avec: $E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 \dots + E_n^2}$ (I.5)

E : valeur efficace de la tension.

$$E_h = \sqrt{E_2^2 + E_3^2 \dots + E_n^2} \quad (I.6)$$

E_h : valeur efficace de l'ensemble des harmoniques de tension.

I.3 Effets des perturbations harmoniques [3]

Parmi les effets engendrés par les harmoniques, nous pouvons distinguer deux types :

I.3.1 Les effets instantanés

Ce sont des effets immédiats, ils se manifestent en même temps que l'apparition des harmoniques :

- Réduction du facteur de puissance (gaspillage de l'énergie).
- Augmentation des pertes par effet joule (accroissement du courant efficace).
- Perturbation des systèmes de régulation et de synchronisme (les harmoniques peuvent faire varier l'instant de passage par zéro, par exemple).
- Dégradation de la classe de précision des appareils de mesures.
- Provocation de phénomène de résonance et d'anti-résonance.
- Déclenchement intempestif des disjoncteurs.

I.3.2 Les effets différés

Ce sont des effets qui apparaissent suite à une exposition prolongée à des courants harmoniques.

- Vieillissement accéléré des composants et des isolants par échauffement (l'impact dépend de la constante thermique de chaque élément).
- Raccourcissement de la longévité des appareils (usure des machines tournantes sous l'effet des couples pulsatoires, par exemple).
- Augmentation de la fréquence de l'entretien des équipements et de la machinerie.
- Surcharge du neutre.

I.4 Stratégies de dépollution

Il existe deux stratégies de dépollution, la première est classique et la seconde est moderne.

I.4.1. Solution classiques de dépollution [4]

Il existe aujourd'hui toute une panoplie de matériels et de solutions pour l'atténuation des harmoniques. Les solutions en question sont énumérées ci-après.

I.4.1.1 Surdimensionnement où déclassement de l'installation électrique

L'objectif n'est pas d'éliminer les courants harmoniques circulants dans l'installation électrique mais plutôt de « faire avec ». Pour une installation nouvelle l'idée consiste à surdimensionner tous les éléments de l'installation, susceptibles de véhiculer des courants harmoniques, à savoir les transformateurs, les câbles, les disjoncteurs et les groupes électrogènes.

La solution la plus utilisée est le surdimensionnement du conducteur du neutre. L'inconvénient est l'accroissement important du coût de l'installation.

Dans les installations existantes, la solution la plus répandue consiste à déclasser les équipements de distribution électrique soumis aux courants harmoniques. La conséquence est l'impossibilité de tirer profit du potentiel réel de l'installation.

I.4.1.2 Transformateurs à couplage spécial (couplage triangle- étoile ou triangle- zig- zag)

Cette solution empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et de leurs multiples. Il s'agit d'une solution centralisée pour un ensemble de charges monophasées. Elle n'a cependant aucun effet sur les autres rangs d'harmoniques c'est-à-dire les harmoniques dont le rang h sont différents de $3k$ ($k \in \mathbb{N}^*$).

I.4.1.3 Augmentation de la puissance de court-circuit

L'impédance de court-circuit en un point du réseau est inversement proportionnelle à la puissance de court-circuit disponible en ce point. Aussi l'impact des harmoniques sera d'autant plus réduit que la puissance de court-circuit est grande.

I.4.1.4 Filtrage passif

Le principe est de piéger les courants harmoniques dans les circuits LC raccordés sur les rangs d'harmoniques à filtrer. Un filtre comprend donc une série de « gradins » dont chacun correspond à un rang d'harmonique.

On rencontre généralement deux types de filtres :

- Filtre résonnant série (LC) accordé sur une fréquence particulière, ce sont des filtres très sélectifs destinés à éliminer une fréquence précise.
- Filtre passe haut du deuxième et troisième ordre (LRC) qui présente une impédance faible sur une large bande de fréquence.

Le filtre résonnant peut développer sur le réseau des phénomènes d'antirésonance. Les harmoniques aux fréquences concernées sont alors amplifiés

On peut installer un filtre pour une charge ou pour un ensemble de charges. Sa conception nécessite une étude approfondie du réseau électrique. Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie.

Il convient également de coordonner ces caractéristiques avec les besoins en puissance réactive des charges ; enfin il est souvent difficile de concevoir les filtres de manière à éviter un facteur de puissance avancé (capacitif) pour certaines conditions de charge.

Les filtres passifs sont encombrants et présentent des risques de dérive de la fréquence d'accord au fur et à mesure que les composants vieillissent.

Cette solution est d'une efficacité moyenne et sa conception dépend entièrement de la source d'énergie et des charges concernées ; elle n'offre que très peu de flexibilité et quasiment aucune évolutivité, son utilisation peut créer des résonnances, qui dépendent des caractéristiques spécifiques du réseau.

I.4.2. Solutions modernes [5]

Les méthodes discutées jusqu'ici pour diminuer les perturbations, présentent des inconvénients importants. Les progrès réalisés durant ces dernières années dans le domaine des composants semi-conducteurs commandables ont favorisé l'émergence de filtre actif et de convertisseurs propres (redresseurs à MLI).

I.4.2.1. Filtres actifs[2]

On trouve les structures de filtres classiquement utilisées suivantes :

Le filtre actif série, parallèle ou bien encore associant les deux.

Le filtre actif hybride.

Ø Filtre actif série

Le rôle d'un FAS est de modifier localement l'impédance du réseau. Il se comporte comme une source de tension harmonique qui annule les tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et celles générées par la circulation de courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi, la tension aux bornes de la charge peut être rendue sinusoïdale. Cependant, le FAS ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.



Fig. I.1. Structure d'un filtre actif série

Ø Filtre actif parallèle

Le FAP se connecte en parallèle avec le réseau et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal.

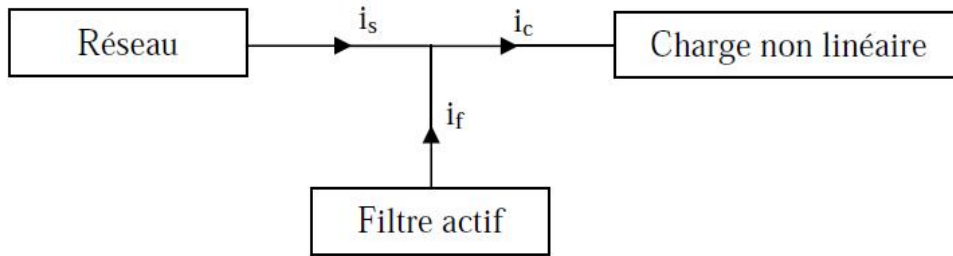


Fig. I.2.

Structure d'un filtre actif parallèle

Ø Combinaison filtre série-parallèle

La figure I.6 illustre l'association de deux filtres actifs parallèle et série, également appelée « *Unified Power QualityConditioner* » (UPQC). Cette structure bénéficie des avantages des deux types de filtres actifs série et parallèle. Ainsi, elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale.

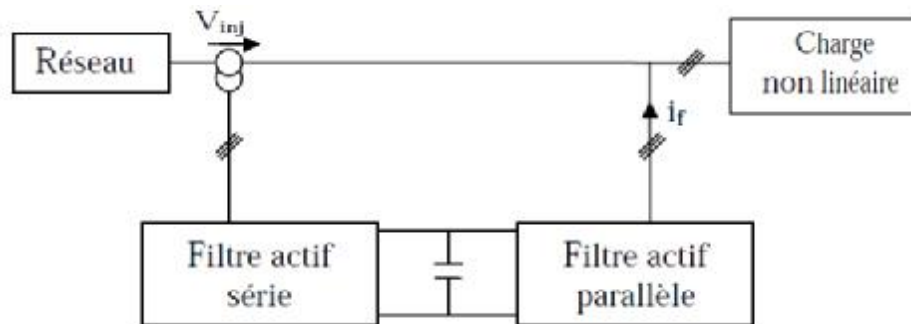


Fig. I.3. Structure d'un filtre UPQC

Ø Filtre hybride

Le filtre hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de l'utilisation du filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteurs de puissance tels que les transistors de puissance de types MOSFET ou IGBT.

De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur : il permet de réduire le coût du filtre actif, actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de filtres actifs.

I.4.2.2. Convertisseurs propres[6]

Qu'il s'agisse de redresseurs, de chargeurs de batteries, de variateurs de vitesse pour moteur à courant continu ou de convertisseurs de fréquence, l'élément en relation directe avec le réseau reste un « redresseur ».

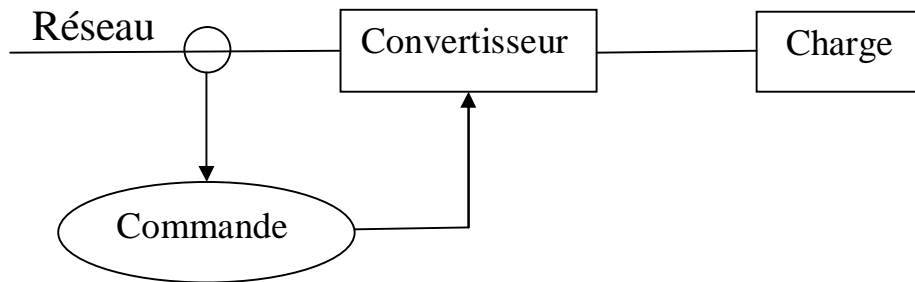


Fig. I.4. Convertisseur « propre »

Ø Redresseur MLI de tension[7]

Les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée. Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré dans la figure ci-dessous.

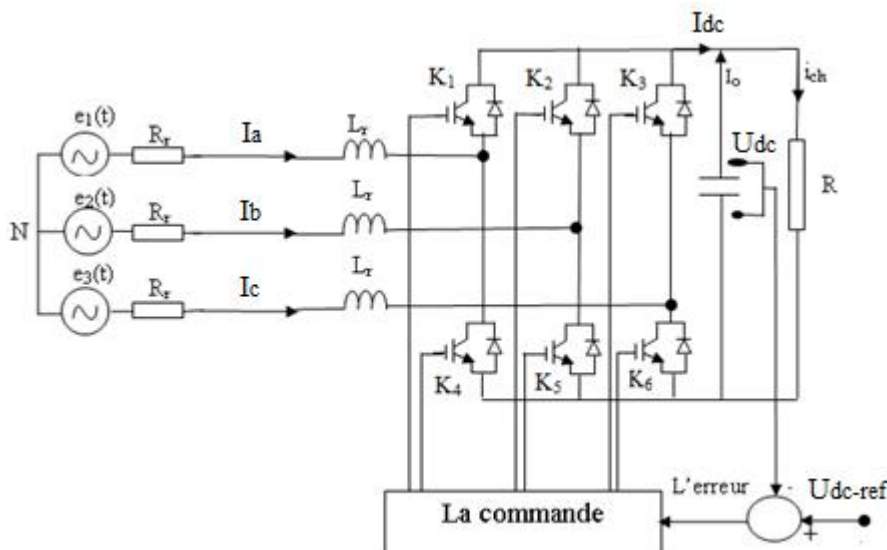


Fig. I.5. Redresseur triphasé de tension

Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu V_o est mesurée et comparée avec une référence $V_o\text{-réf}$, le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu V_o mesurée aux bornes du condensateur C .

Quand le courant i_{ch} est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs.

De cette façon, un écoulement de courant de la source alternative au côté continu s'opère, la tension du condensateur est récupérée. Inversement, quand i_{ch} devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenues comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source.

I.4.2.3. Compensation active des harmoniques par un redresseur MLI [6]

Cette pollution a pour origine deux sources, les harmoniques provenant du côté charge qui se comporte comme des sources de courant harmonique I_h et ceux provenant de côté réseau qui sont des sources de tension harmonique V_h .

Selon différentes conditions et différents objectifs, plusieurs approches du filtrage sont envisageables :

- Dépolluer une source polluée pour alimenter une charge sensible.
- Dépolluer une charge polluée pour protéger les autres utilisateurs du réseau.
- Réaliser simultanément ces deux types de dépollution.

Une commande adéquate d'un redresseur lui permet d'opérer comme un filtre actif. En effet, en générant des courants ou des tensions harmoniques, le redresseur peut être utilisé pour la dépollution du réseau. Il peut être connecté au réseau en série ou en parallèle selon qu'il compense les tensions ou les courants harmoniques.

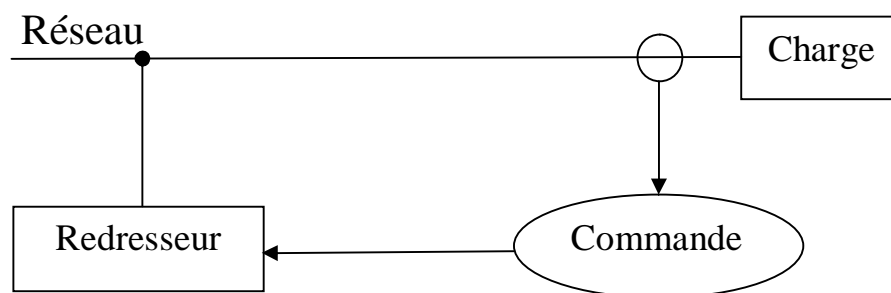


Fig. I.6. Compensateur actif

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la distorsion harmonique et les différentes sources de perturbation affectant la forme d'onde des tensions du réseau électrique ainsi que leurs effets néfastes sur les équipements électriques qui y sont connectés. Ces effets sont à l'origine d'échauffements et de dégradations du fonctionnement de ces équipements.

Ensuite, pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème ; les technologies mises en œuvre, telles que les filtres passifs, sont souvent pénalisantes en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes.

En ce qui concerne les solutions modernes, nous avons présenté les topologies des filtres actifs, ces topologies ont pour but de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau redeviennent sinusoïdaux.

Puis, nous avons parlé des redresseurs propres (redresseur MLI) pour pouvoir exprimer finalement la possibilité de son utilisation comme un filtre actif pour dépolluer le réseau.

Ceci sera le but de notre application et sera donc donné en détails dans les chapitres prochains.

Introduction

Dans cette étude, on considère le convertisseur montré sur la figure (II.1), où L représente l'inductance globale de la ligne englobant l'inductance de fuite du transformateur, et l'inductance à ajouter pour assurer le filtrage du courant de ligne, R représente la résistance équivalente du transformateur et du redresseur, C la capacité du condensateur du bus continu.

Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps, de même que les interrupteurs et les sources de tension sont considérés comme idéaux.

L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation C_i pour l'interrupteur K_i . L'interrupteur K_i fermé implique que $C_i = 1$, inversement $C_i = 0$ correspond à l'interrupteur K_i ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

Pour déduire le modèle dynamique du système, l'étude du convertisseur est divisée en trois parties : le côté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le côté continu. Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le côté alternatif et le côté continu.

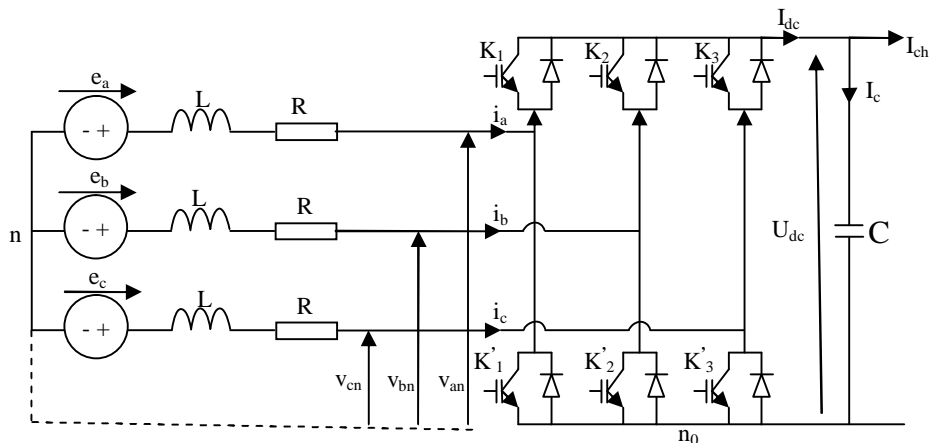


Fig. II.1. Structure du redresseur de tension triphasé à MLI

II.1. Hypothèses simplificatrices de modélisation [8]

Pour simplifier les modèles, certaines hypothèses simplificatrices ont donc été posées:

- Les interrupteurs sont considérés comme parfaits (résistance de valeur nulle à l'état passant, infinie à l'ouverture et les commutations sont instantanées).
- Les cellules d'interrupteurs placées en série ou en parallèle et commandées par les mêmes signaux sont considérées comme un seul interrupteur parfait.

- La source est considérée comme parfaite et indépendante des autres contraintes électriques. Par exemple : une source de tension sera indépendante du courant et de la fréquence.
- Les éléments passifs sont considérés comme linéaires et invariants dans le temps, c'est-à-dire que les valeurs les caractérisant (résistance, inductance, capacité...) ne changent pas dans le temps, ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent pas se saturer.

II.2. Le modèle topologique ou instantané [8]

Si un modèle de convertisseur traduit, dans son comportement, les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs, on le qualifie de modèle topologique.

La démarche pour l'établissement d'un modèle topologique est la suivante :

- Choix des variables d'état qui sont usuellement les courants dans les inductances et les tensions dans les condensateurs ou leur combinaison linéaire.
- Ecriture des équations différentielles régissant le système en fonction de l'état des interrupteurs : en général en utilisant les lois des mailles et des nœuds pour les dérivées des variables, respectivement de type courant et de type tension.
- Mise sous forme d'un système d'équations différentielles à entrées discontinues en faisant apparaître les fonctions de commutation qui reflètent l'état des interrupteurs.

Le modèle topologique permet une très bonne représentation du système réel car les hypothèses simplificatrices utilisées n'ont qu'un très faible impact sur la précision dans les études envisagées dans ce mémoire. De plus, le temps de calcul du modèle topologique reste faible car le modèle est programmé sous forme d'équations mathématiques facilement programmables.

Toutefois, le modèle topologique est un modèle à entrées discontinues ce qui donne des dérivées de variables d'états discontinues. Ces discontinuités peuvent entraîner des oscillations numériques si une mauvaise méthode d'intégration est utilisée. De plus, les pas de temps doivent être assez petits pour bien prendre en compte les commutations.

Par ailleurs, l'utilisation d'algorithmes de détection des commutations peut s'avérer assez coûteux en temps de calcul. Le gain en temps de calcul réalisé sur le modèle peut alors être perdu par l'utilisation de ces algorithmes. Il faut aussi échantillonner les signaux de commande, ce qui peut être problématique compte tenu des pas de temps des simulations temps-réel et du contenu harmonique des signaux de commande.

Pour les applications où les commutations sont trop fréquentes par rapport au pas de

tempsdesimulation, où pour les applications où le temps limite (Stop time) est élevé, le modèle topologique n'est pas approprié. On fait appel dans ce cas au modèle moyen.

Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, les tensions du coté alternatif sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} e_a &= E_M \sin(\omega t) \\ e_b &= E_M \sin\left(\omega t - \frac{2p}{3}\right) \quad (\text{II.1}) \\ e_c &= E_M \sin\left(\omega t - \frac{4p}{3}\right) \end{aligned}$$

Avec : E_M et ω sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau. Les interrupteurs K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 sont complémentaires deux à deux et commandés d'une manière décalée pour éviter les court-circuit dans les trois bras.

L'hypothèse d'un système équilibré implique :

$$\sum_{i=a}^c I_i = 0 \quad (\text{II.2})$$

En appliquant la loi du Kirchhoff côté alternatif, on obtient :

$$\begin{aligned} -e_a + L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{an} &= 0 \\ -e_b + L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{bn} &= 0 \\ -e_c + L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{cn} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Où v_{an} , v_{bn} et v_{cn} sont les tensions par rapport au neutre « n » de la source.

Les courants sont définis comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a - v_{an} \\ e_b - v_{bn} \\ e_c - v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Egalement, les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= v_{an} - v_{bn} \\ U_{bc} &= v_{bn} - v_{cn} \quad (\text{II.5}) \\ U_{ca} &= v_{cn} - v_{an} \end{aligned}$$

Pour passer des tensions composées aux tensions simples, étant donné que la somme instantanée des courants, $i_a + i_b + i_c$ est nulle (les points neutre n et n₀ ne sont pas reliés), et que le réseau est équilibré et sinusoïdal impliquant la somme des f.é.m. $e_a + e_b + e_c$ nulle.

Alors :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (\text{II.6})$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Le redresseur est dans notre application commandé par des fonctions de commutations (C_1, C_2 et C_3) prenant les valeurs de +1 ou 0. Si un interrupteur du bras haut est bloqué $C_i = 0$ et s'il est passant alors $C_i = 1$ (avec $i = 1, 2$ ou 3). De plus, lorsque $C_i = 1$, alors son complément $\bar{C}_i = 0$, pour ne pas court-circuiter un bras du redresseur ou l'ouverture brusque.

pour $k = 1, 2, 3$

$$C_i = \begin{cases} +1 & \text{si } K_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

L'état ouvert ou fermé des interrupteurs permet de passer directement des courants d'entrée i_a, i_b, i_c en fonction des courants dans les interrupteurs i_{k1}, i_{k2}, i_{k3} au courant à la sortie du redresseur I_{dc} .

Avec :

$$\begin{aligned} i_{k1} &= i_a \cdot C_1 \\ i_{k2} &= i_b \cdot C_2 \\ i_{k3} &= i_c \cdot C_3 \end{aligned} \quad (II.9)$$

On en déduit que le courant à la sortie du redresseur est donné par :

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (II.10)$$

On donne ci-dessous la méthode de détermination des tensions pour la configuration :

$C_1=1$ et $C_2=0, C_3=0$, On déduit facilement de la figure (II.2) que :

$$U_{ab} = U_{dc}, U_{bc} = 0, U_{ca} = -U_{dc}, i_{k1} = i_a, i_{k2} = 0, i_{k3} = 0, I_{dc} = i_a$$

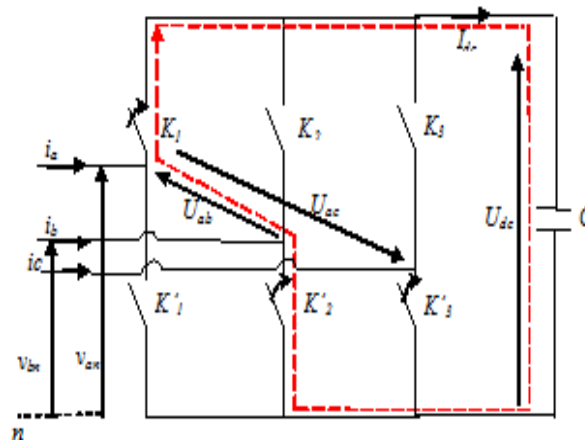


Fig. II.2. Méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs

Pour les huit configurations, état fermé (1) ou ouvert (0), des trois interrupteurs K_1, K_2 et K_3 , les trois tensions composées, les trois tensions simples, les trois courants dans les interrupteurs et le courant à la sortie du redresseur sont résumés par le tableau suivant :

Etat de fonctions de commutation			Tensions composées			Tensions simples triphasées			Les courants dans les interrupteurs			Le courant à la sortie du redresseur
C_1	C_2	C_3	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	I_{dc}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	i_a	0	0	i_a
1	1	0	0	U_{dc}	$-U_{dc}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	i_a	i_b	0	$-i_c$
0	1	0	$-U_{dc}$	V_{dc}	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	0	i_b	0	i_b
0	1	1	$-U_{dc}$	0	U_{dc}	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	0	i_b	i_c	$-i_a$
0	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	0	0	i_c	i_c
1	0	1	U_{dc}	$-U_{dc}$	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	i_a	0	i_c	$-i_b$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0

Tableau. II.1. Etats des interrupteurs et les tensions /courants correspondants

On cherchera alors une expression reliant la tension U_{dc} à la tension v_{an}, v_{bn}, v_{cn} qui soit une fonction de l'état des interrupteurs. On commencera d'abord par trouver l'expression des tensions composées en fonction de l'état des interrupteurs. Pour la tension U_{ab} par exemple en regardant le tableau précédent on trouve :

$$U_{ab} = U_{dc} \text{ si } C_1 = +1 \text{ et } C_2 = 0$$

$$U_{ab} = -U_{dc} \text{ si } C_1 = 0 \text{ et } C_2 = 1$$

$$U_{ab} = 0 \text{ si } k_1 \text{ et } k_2 \text{ ont le même état.}$$

En fonction de C_1 et C_2 la tension U_{ab} peut être donnée par : $U_{ab} = U_{dc}(C_1 - C_2)$, en généralisant pour les deux autres tensions on trouve :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_{dc} (C_1 - C_2) \\ U_{bc} &= U_{dc} (C_2 - C_3) \\ U_{ca} &= U_{dc} (C_3 - C_1) \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Ces équations peuvent être exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Sachant que les tensions simples, en fonction des tensions composées, sont donné par :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On peut alors déduire les tensions simples en fonction de l'état des interrupteurs

$$\begin{cases} v_{an} = f_a \cdot U_{dc} \\ v_{bn} = f_b \cdot U_{dc} \\ v_{cn} = f_c \cdot U_{dc} \end{cases} \quad \text{Avec:} \quad \begin{cases} f_a = \frac{2C_1 - (C_2 + C_3)}{3} \\ f_b = \frac{2C_2 - (C_1 + C_3)}{3} \\ f_c = \frac{2C_3 - (C_2 + C_1)}{3} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

En remplaçant l'équation (II.12) dans (II.8), on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Pour compléter le modèle du redresseur dans le repère triphasé abc , on rajoute l'équation traduisant la charge de la capacité C qui est donnée par :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = I_{dc} - I_{ch} \quad (II.17)$$

Le Schéma bloc du redresseur dans le repère triphasé abc est donné à la figure ci-dessous.

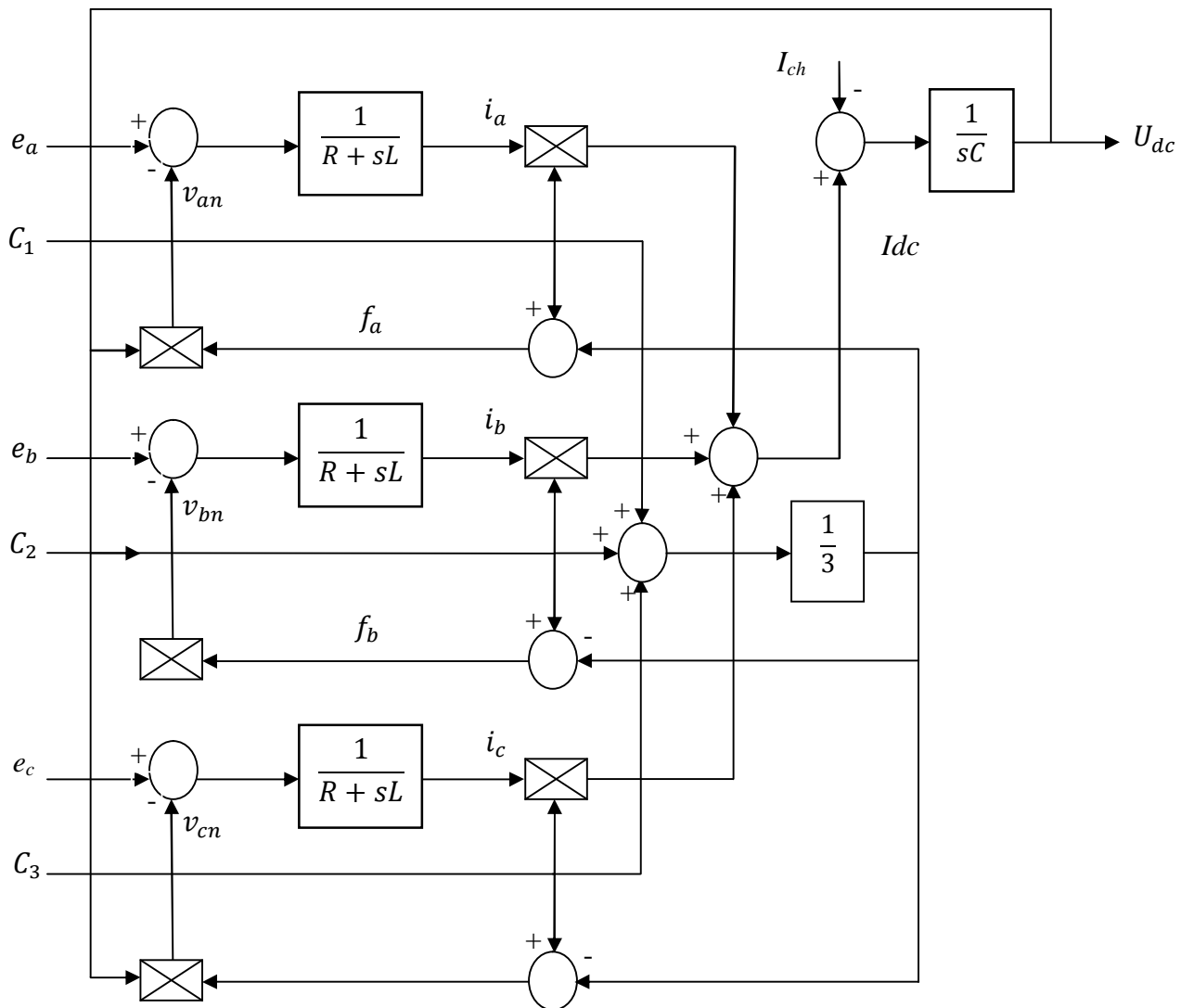


Fig. II.3. Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère triphasé abc

II.3. Présentation du logiciel de simulation Matlab-Simulink

La présentation de la simulation numérique du redresseur à MLI dans les trois repères (abc , $\alpha\beta$ et dq) est utilisée pour démontrer l'intérêt du changement et l'utilisation de ces différents repères. Pour ceci, il faudrait d'abord présenter le logiciel de simulation Matlab Simulink utilisé, pour donner ensuite le schéma de simulation dans chaque repère suivi des résultats de simulation et de leur interprétation prenant en compte dans chaque cas la condition initiale sur le condensateur qui est initialement non chargé. Sachant aussi qu'un courant de charge $I_{ch}=10A$ est appliqué pour chaque application à l'instant $t=1s$.

Le logiciel Matlab et son environnement Simulink, en particulier, est un outil incontournable pour l'ingénierie et la recherche scientifique. Grâce à ses boîtes à outils, il permet de modéliser et de simuler les systèmes dynamiques, analogiques, discrets ou hybrides, en utilisant une représentation graphique sous forme de schéma blocs, aboutissant ainsi, à la création de bibliothèques personnalisées.

L'un des principaux avantages de l'interface graphique Simulink est l'existence en son sein de tous les outils analogiques et numériques (Simulink Library Browser) les plus connus, sous forme de blocs, dont on a besoin pour construire un modèle. Puis, en deuxième position, l'option "simulation paramètres" permet de choisir la méthode de résolution, le temps de simulation, ainsi que la précision relative et absolue.

II.4. Simulation numérique du redresseur à MLI dans le repère abc

Pour commencer la simulation du redresseur à MLI, le repère abc est le premier à être utilisé puisqu'il s'agit d'un repère de base qui s'utilise pour passer aux différents repères. Cette simulation est réalisée par le Matlab Simulink, son schéma est donné par la suite ainsi que les résultats obtenus et leurs interprétation.

II.4.1. Schéma de simulation du redresseur à MLI dans le repère abc

Le schéma de simulation numérique exécuté sous **Matlab-Simulink** correspond à celui donné à la figure (II.4).

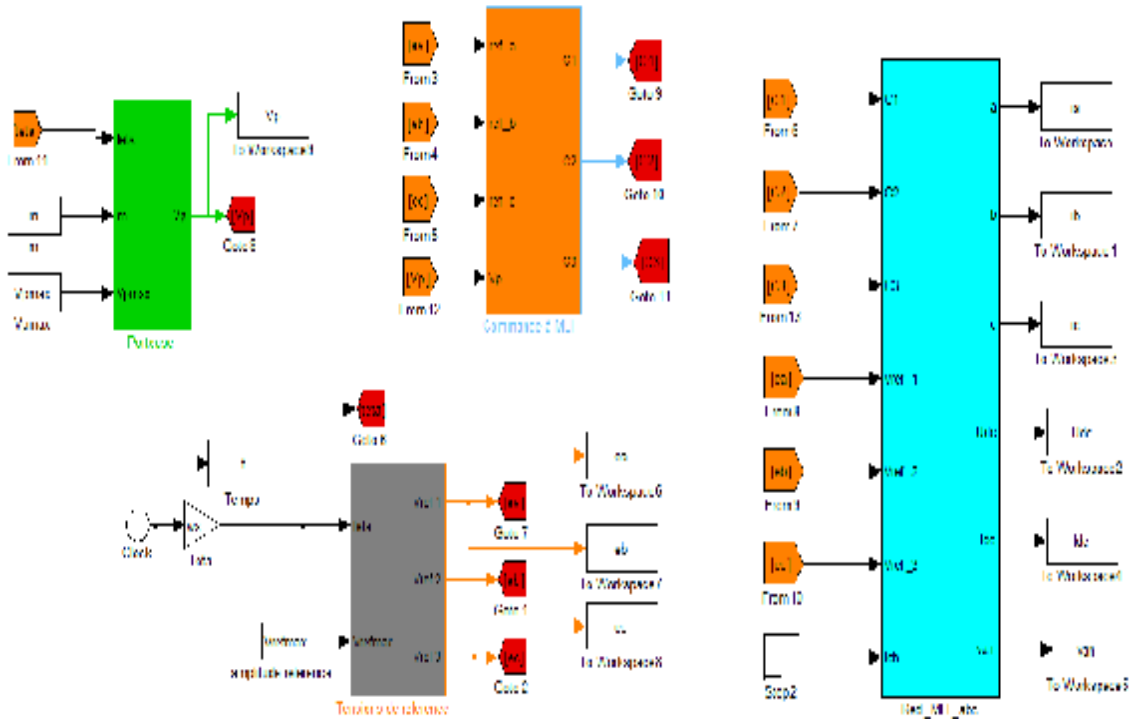


Fig. II.4. Schéma de simulation numérique du redresseur MLI dans le référentiel abc

II.4.2. Résultats de simulation

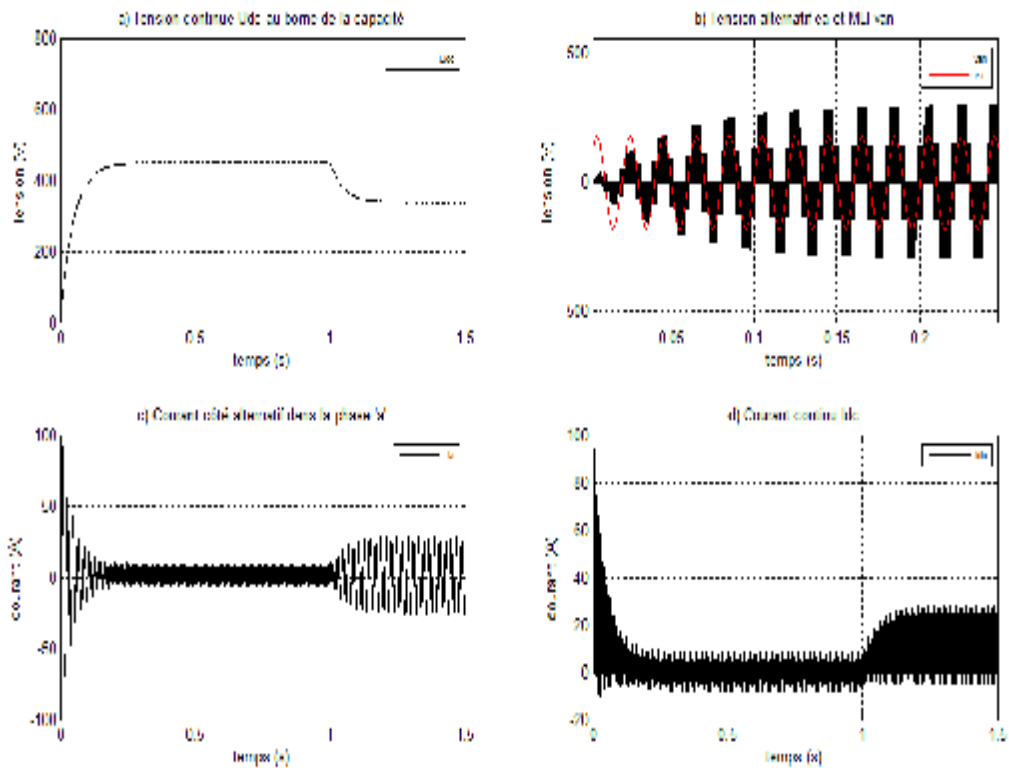


Fig. II.5. Allure des grandeurs courants/tensions à l'entrée et à la sortie du redresseur MLI dans le cas du modèle abc

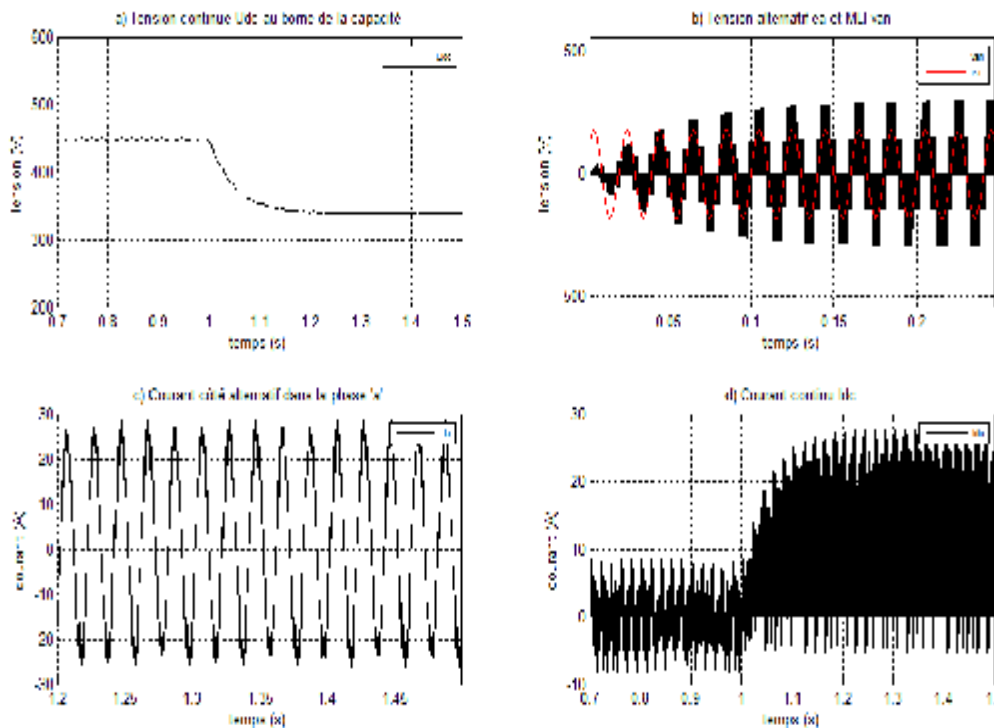


Fig II.6. Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée / sortie du redresseur à MLI, application d'un courant de charge $I_{ch}=10A$ à $t=1s$

II.4.3. Interprétation des résultats

Les figures (II.5) et (II.6) montrent les résultats de simulation du redresseur à MLI dans le repère abc.

La figure (II.5.a) représente la tension continue aux bornes du condensateur, qui évolue de $U_{dc}=0$ jusqu'à sa valeur finale suivant une équation de premier ordre. Cette valeur finale peut être calculée théoriquement par l'équation suivante : $U_{dc} = 2\sqrt{2}E_{eff}/r$

En faisant l'application numérique on trouve : $U_{dc}=444V$.

Dans la figure (II.5.c), on remarque que les courants du réseau sont de forme sinusoïdale, ils sont importants au début puis ils tendent vers des valeurs correspondante à la charge du condensateur.

Lorsqu'on applique le courant de charge, la tension aux bornes du condensateur diminue d'une valeur importante, comme l'illustre la figure (II.6.a), ce qui montre qu'une boucle de régulation de la tension continue est nécessaire.

II.5. Simulation numérique du redresseur MLI dans le repère ab

La simulation numérique du redresseur à MLI dans le repère ab est la deuxième simulation réalisée sous Matlab.

II.5.1. Modélisation dans le repère de Clark coté alternatif

Cette modélisation nécessite l'écriture des tensions et des courants du côté alternatif dans ce repère :

II.5.1.1. Ecriture des fems e_a, e_b, e_c dans le repère ab

Le système peut s'exprimer sous la forme suivante dans le repère abc :

$$\begin{aligned} e_a &= L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_a \\ e_b &= L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_b \quad (\text{II.18}) \\ e_c &= L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_c \end{aligned}$$

Pour passer du repère abc au repère ab , on utilise la matrice de Clark suivante:

$$C = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Ce qui donne dans le repère ab : $e_{abo} = \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_o \end{pmatrix} = C * e_{abc}$ (II.20)

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_0 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} * \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

II.5.1.2. Ecriture des tensions v_{an} , v_{bn} , v_{cn} dans le repère $\alpha\beta$

Dans le repère $\alpha\beta$, les tensions V_α , V_β , V_0 sont données ainsi :

$$V_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = U_{dc} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_\alpha \\ C_\beta \\ C_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

II.5.1.3. Ecriture des courants I_a , I_b , I_c dans le repère $\alpha\beta$

Les courants dans le repère $\alpha\beta$ sont donnés par la formule suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} = [L_r]^{-1} \begin{bmatrix} e_\alpha - V_\alpha \\ e_\beta - V_\beta \\ e_0 - V_0 \end{bmatrix} - [L_r]^{-1} * [R_r] \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$$e_{abo} = \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_o \end{pmatrix} = C * e_{abc} \quad C = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

L_r : Représente la matrice inductance de la bobine de lissage du redresseur à MLI

R_r : Représente la matrice de la résistance de la bobine de lissage du redresseur à MLI

II.5.2. Modélisation dans le repère de Clark coté continu

Cette modélisation nécessite l'écriture des tensions et des courants du côté alternatif dans ce repère :

II.5.2.1. Calcul de la tension redressée et du courant redressé dans le repère ab

La tension redressée est donnée comme suit :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C} (I_{dc} - I_{ch}) \quad (\text{II.24})$$

Avec : $I_{dc} = C_1 * i_a + C_2 * i_b + C_3 * i_c$ (II.25)

et I_{ch} représente le courant de charge.

Le courant redressé dans le repère ab est représenté sous la forme suivante :

$$I_{dc} = C_{123}^t * i_{abc} = C_{123}^t (C^{-1} * i_{abo}) \quad (\text{II.26})$$

Avec C_{123}^t définit la matrice inverse de Clarck

Ce qui implique que :

$$I_{dc} = C_{123}^t * \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix} * i_{abo} \quad (\text{II.27})$$

$$I_{dc} = (C_1 - \frac{C_2}{2} - \frac{C_3}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2}(C_3 - C_2), C_1 + C_2 + C_3) * i_{abo} \quad (\text{II.28})$$

$$I_{dc} = (C_a, C_b, C_o) * i_{abo} \quad (\text{II.29})$$

$$I_{dc} = (C_a, C_b) * \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = C_a * i_a + C_b * i_b \quad \text{si } i_o \text{ est nul} \quad (\text{II.30})$$

Les équations écrites précédemment dans le repère $\alpha\beta$, soit pour les grandeurs continues ou encore alternatives peuvent être traduites par le diagramme fonctionnel de la figure (II.7).

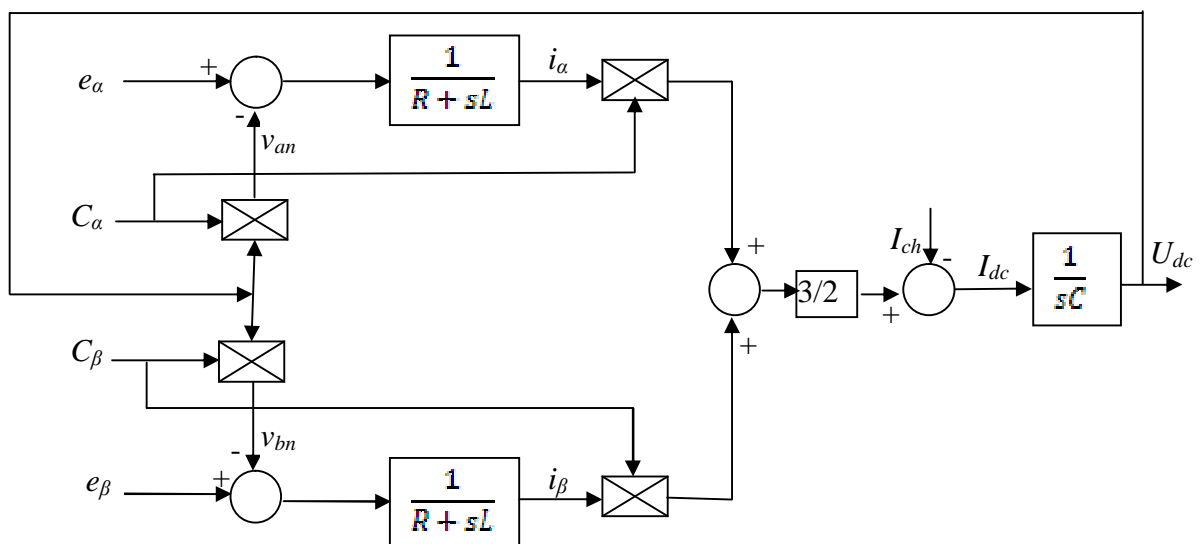


Fig.II.7. Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$

II.5.2.2.Schéma de simulation du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$

Pour vérifier la validité du modèle du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$, établi précédemment, il a été effectué une simulation numérique sous Simulink dans les mêmes conditions que celles adoptées pour le repère abc .

Le schéma de simulation du redresseur à MLI dans le repère $\alpha\beta$ exécuté sous Matlab est celui montré à la figure (II.8).

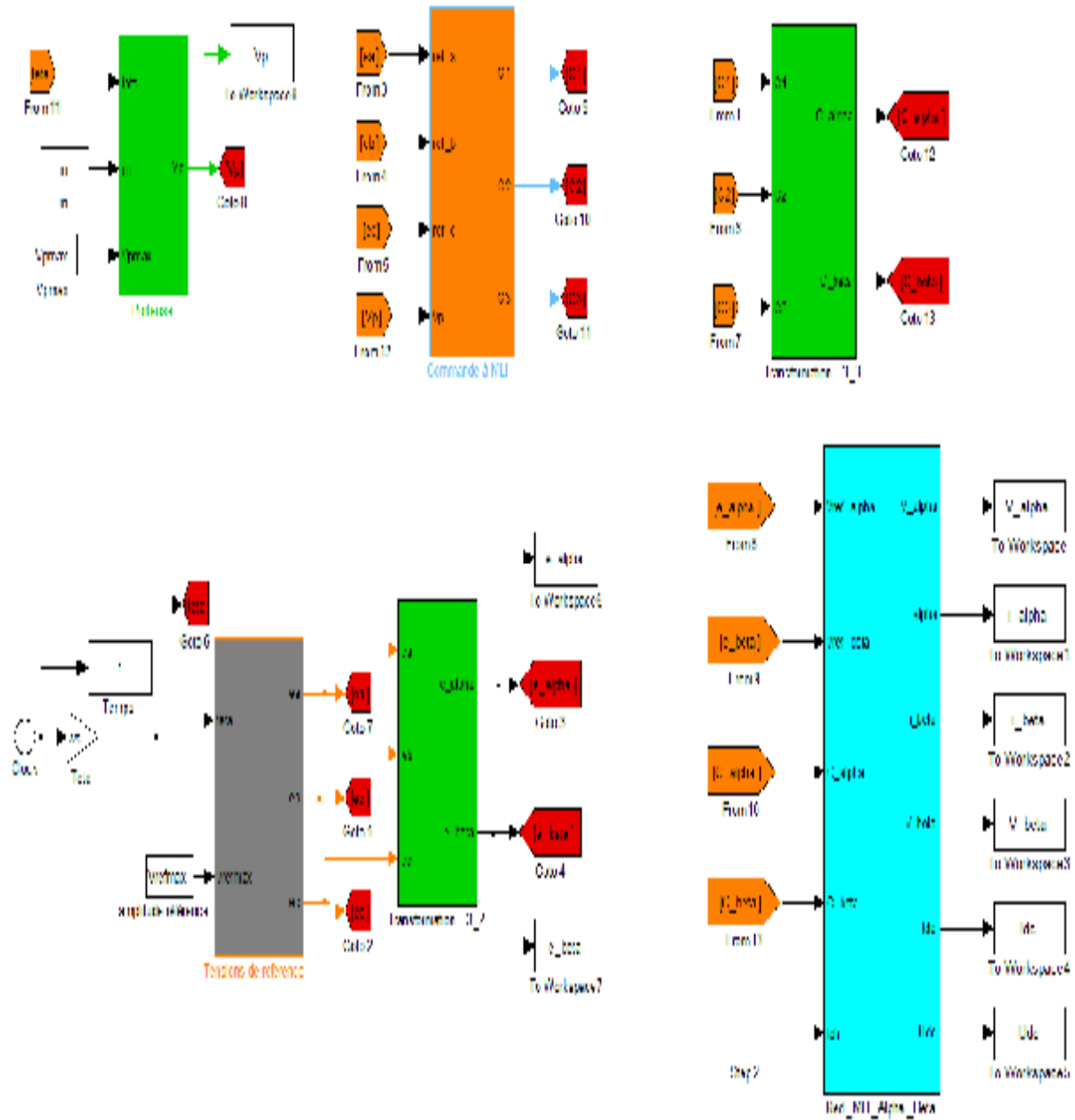


Fig.II.8. Schéma Simulink du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$

II.5.2.3. Résultats de simulation numérique

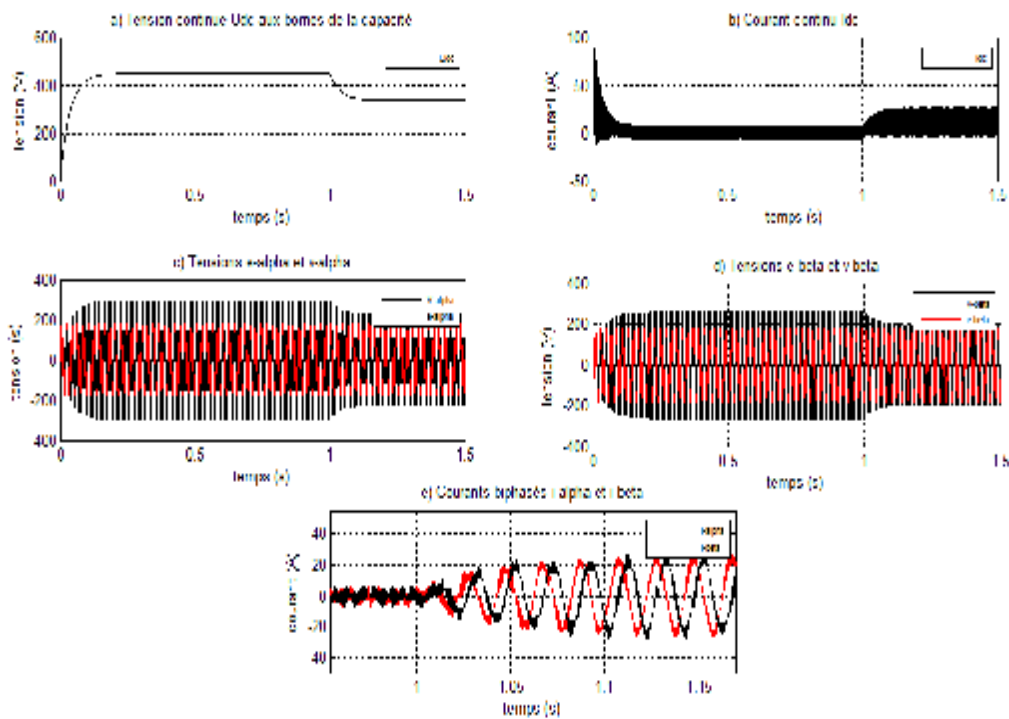


Fig.II.9. Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée et à la sortie du redresseur MLI dans le cas du modèle $\alpha\beta$

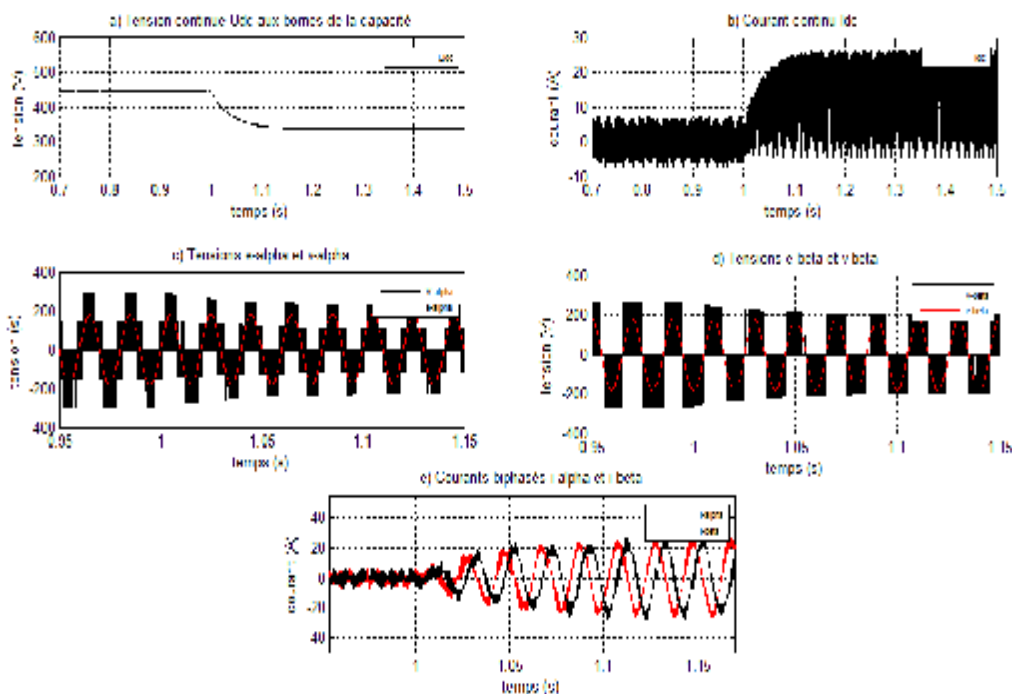


Fig II.10. Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée sortie du redresseur à MLI, application d'un courant de charge de $I_{ch}=10A$ à $t=1s$

II.5.2.4. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation numérique du modèle $\alpha\beta$ du redresseur MLI sont donnés aux figures (II.9) et (II.10).

On remarque que les amplitudes des différentes grandeurs sont identiques à celle obtenues dans le repère abc et cela est dû à la matrice de transformation [C] choisie qui conserve les amplitudes des grandeurs courant et tension.

La comparaison avec les résultats obtenus dans le cas du référentiel abc , nous permet de dire que dans le repère $\alpha\beta$, la tension continue redressée est la même par rapport à celle du repère abc , ceci nous permet de valider le modèle $\alpha\beta$.

II.6. Modèle du redresseur MLI dans le repère dq

Le repère dq est le troisième à être utilisé pour vérifier la validité du modèle du redresseur à MLI, pour ceci il faudrait établir les matrices de rotation pour effectuer ensuite la modélisation.

II.6.1. Matrice de rotation $\alpha\beta \rightarrow dq$ [9]

Il est souvent judicieux de soumettre les phasors spatiaux à une transformation de coordonnées notée dq . Le but général étant la simplification des équations. Dans la section précédente, on a vu qu'une quantité sinusoïdale dans le repère $\alpha\beta$ est représentée par un vecteur tournant. Donc, l'idée de la transformation de coordonnées est de faire tourner le repère $\alpha\beta$ à la fréquence angulaire des quantités sinusoïdales impliquées, il en résulte que les quantités sinusoïdales tournant à la même fréquence angulaire deviennent des constantes dans ce nouveau repère. La figure (II.11) présente les deux systèmes de coordonnées : l'un fixe et l'autre tournant dq . Le phasor \bar{X} est représenté par les composantes $[x_a(t) \ x_b(t)]^T$ dans le repère $\alpha\beta$ et par $[x_d(t) \ x_q(t)]^T$ dans le repère dq .

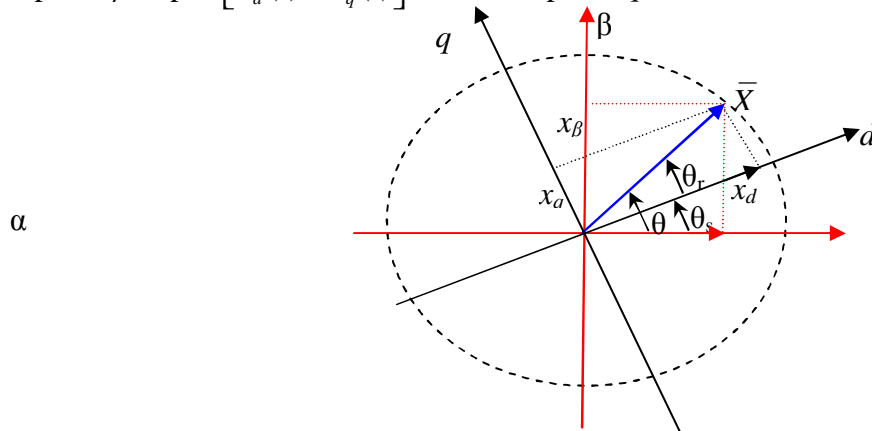


Fig.II.11. Transformation de coordonnées $\alpha\beta \rightarrow dq$

D'une façon générale un phaseur \bar{X} s'écrit dans le repère fixe $\alpha\beta$ en coordonnée polaires de la façon suivante :

$$\bar{X}_{ab}(t) = x(t)e^{jq} \quad (\text{II.31})$$

De même dans le repère dq il s'écrit :

$$\bar{X}_{dq}(t) = x(t)e^{jq_r} \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$$q = q_s + q_r \Rightarrow q_r = q - q_s$$

En remplaçant q_r par $q - q_s$ dans l'équation précédente on obtient :

$$\begin{aligned} \bar{X}_{dq}(t) &= x(t)e^{jq_r} = x(t)e^{j(q-q_s)} = x(t)e^{jq}e^{-jq_s} \\ &= \bar{X}_{ab}(t)e^{-jq_s} \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

En coordonnées cartésiennes $\bar{X}_{dq}(t)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} \bar{X}_{dq}(t) &= (x_a(t) + jx_b(t))(\cos(-q_s) + j\sin(-q_s)) \\ &= (x_a(t)\cos q_s + x_b(t)\sin q_s) + j(x_b(t)\cos q_s - x_a(t)\sin q_s) \\ &= x_d(t) + jx_q(t) \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

Sous forme matricielle la transformation $\alpha\beta \rightarrow dq$ s'écrit :

$$\bar{X}_{dq}(t) = \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos q_s & \sin q_s \\ -\sin q_s & \cos q_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

La matrice $R(q_s) = \begin{bmatrix} \cos q_s & \sin q_s \\ -\sin q_s & \cos q_s \end{bmatrix}$ est appelée matrice de rotation permettant le passage $\alpha\beta \rightarrow dq$

Pour le traitement des circuits triphasés, il est judicieux de choisir un système de coordonnées qui tourne à la vitesse angulaire $w_s = 2pf$ qui coïncide avec la tension imposée au circuit triphasé. Si cette fréquence est constante on a $q_s = w_s t + q_{s0}$. Où q_{s0} est la position du repère dq à $t=0$.

II.6.2. Matrice de rotation inverse[9]

Evidement il est possible de passer du système de coordonnées tournant dq au système de coordonnées $\alpha\beta$ par une transformation de coordonnées inverse.

On a montré plus haut que $\bar{X}_{dq}(t) = \bar{X}_{ab}(t)e^{-jq_s}$, en multipliant par e^{jq_s} , on obtient :

$$\begin{aligned} \bar{X}_{dq}(t)e^{jq_s} &= \bar{X}_{ab}(t)e^{-jq_s}e^{jq_s} \\ \Rightarrow \bar{X}_{ab}(t) &= \bar{X}_{dq}(t)e^{jq_s} \end{aligned} \quad (II.36)$$

$$\begin{aligned} \bar{X}_{ab}(t) &= (x_d(t) + jx_q(t))(\cos(q_s) + j\sin(q_s)) \\ &= (x_d(t)\cos q_s - x_q(t)\sin q_s) + j(x_q(t)\cos q_s + x_d(t)\sin q_s) \quad (II.37) \\ &= x_b(t) + jx_a(t) \end{aligned}$$

Sous forme matricielle on écrit :

$$\begin{aligned} \bar{X}_{ab}(t) &= \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos q_s & -\sin q_s \\ \sin q_s & \cos q_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \\ &= R(q)^{-1} \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II.38)$$

La matrice $R(q_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos q_s & -\sin q_s \\ \sin q_s & \cos q_s \end{bmatrix}$ est appelée matrice de rotation inverse permettant le passage $dq \rightarrow \alpha\beta$

II.6.3. Modélisation dans le repère de Parkdq coté alternatif

II.6.3.1. Ecriture des femse_a,e_b, e_c dans le repère dq

Rappelons que les équations du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$ s'écrivent :

$$e_{ab} = L \frac{di_{ab}}{dt} + Ri_{ab} + v_{ab}$$

Sachant que l'on a $\bar{X}_{ab}(t) = R(q_s)^{-1} [x_d(t) \quad x_q(t)]^T$, l'équation précédente s'écrit de la façon suivante :

$$R(q)^{-1} e_{dq} = L \frac{d}{dt} [R(q_s)^{-1} i_{dq}] + R(q_s)^{-1} v_{dq} + RR(q_s)^{-1} i_{dq} \quad (II.39)$$

En multipliant l'équation (II.39) par $R(q)$, on aura :

$$e_{dq} = R(q_s)L \frac{dR(q_s)^{-1}}{dt} i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} + v_{dq} + Ri_{dq} \quad (\text{II.40})$$

Sachant que :

$$R(q_s) \frac{dR(q_s)^{-1}}{dt} = R(q_s) \frac{dR(q_s)^{-1}}{dq_s} \frac{dq_s}{dt} \quad (\text{II.41})$$

Et :

$$R(q_s) \frac{dR(q_s)^{-1}}{dq_s} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Alors :

$$R(q_s) \frac{dR(q_s)^{-1}}{dq_s} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \frac{dq_s}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} w_s \quad (\text{II.43})$$

Dans ce cas l'équation (II.40) devient :

$$e_{dq} = Lw_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} + v_{dq} + Ri_{dq} \quad (\text{II.44})$$

Avec :

$$e_{dq} = [e_d \quad e_q]^T = R(\theta_s) e_{\alpha\beta}$$

$$R(q_s) = \begin{bmatrix} \cos q_s & \sin q_s \\ -\sin q_s & \cos q_s \end{bmatrix}$$

II.6.3.2. Ecriture des tensions V_ω , V_β , V_θ dans le repère dq

Dans le repère dq, les tensions V_d , V_q , sont données ainsi :

$$V_{dq} = [V_d \quad V_q]^T = R(\theta_s) V_{\alpha\beta} \quad (\text{II.45})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

II.6.4. Modélisation dans le repère dq coté continu

Les grandeurs continues à la sortie du redresseur MLI, dans le repère dq , sont obtenues de la manière suivante :

$$I_{dc} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} C_a & C_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{3}{2} C_{ab}^T i_{ab} \quad (\text{II.47})$$

Sachant que :

$$i_{ab} = R(q)^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} C_a & C_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \end{bmatrix}^T = \left[R(q)^{-1} \begin{bmatrix} C_d \\ C_q \end{bmatrix} \right]^T = \begin{bmatrix} C_d & C_q \end{bmatrix} R(q)$$

Ce qui donne pour le courant I_{dc} :

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} C_a & C_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} C_d & C_q \end{bmatrix} R(q) R(q)^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} C_d & C_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.48})$$

Avec :

$$R(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

En résumé le modèle du redresseur MLI, dans le repère dq est régi par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} e_d &= L \frac{di_d}{dt} + v_d + Ri_d - L\omega_s i_q \\ e_q &= L \frac{di_q}{dt} + v_q + Ri_q + L\omega_s i_d \\ I_{dc} &= \frac{3}{2} (C_d i_d + C_q i_q) \end{aligned} \quad (\text{II.49})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{dq} = \begin{bmatrix} e_d & e_q \end{bmatrix}^T = R(q_s) e_{ab} \\ C_{dq} = \begin{bmatrix} C_d & C_q \end{bmatrix}^T = R(q_s) C_{ab} \\ v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}^T = R(q_s) v_{ab} = U_{dc} \begin{bmatrix} c_d & c_q \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

Les équations écrites précédemment dans le repère $\alpha\beta$, soit pour les grandeurs continues ou encore alternatives peuvent être traduites par le diagramme fonctionnel de la figure (II.12).

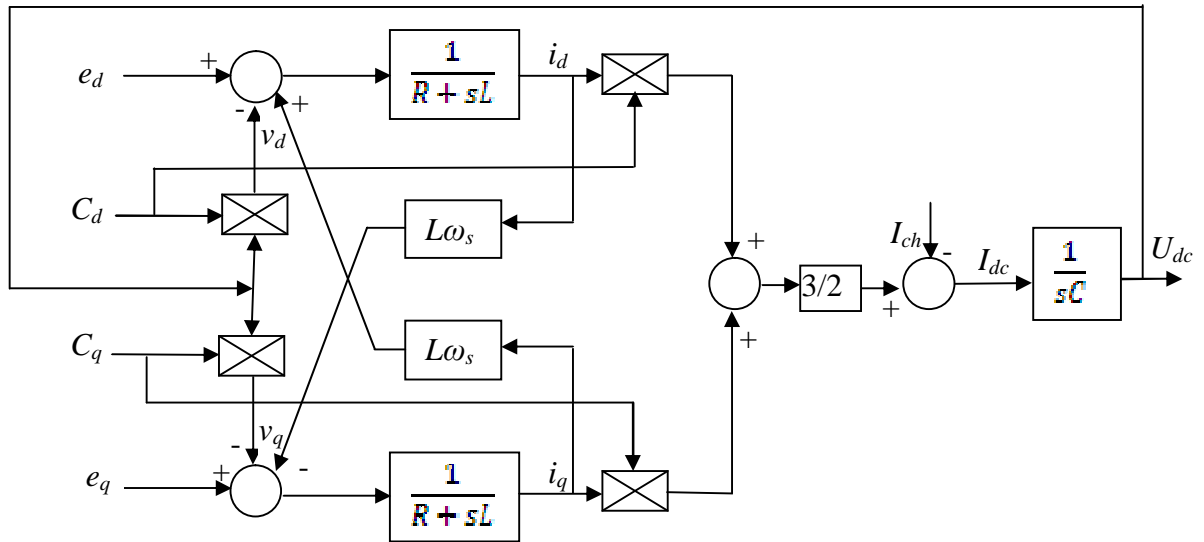


Fig.II.12. Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère biphasédq

II.6.4.1. Schéma de simulation du redresseur MLI dans le repère dq

Pour vérifier la validité du modèle du redresseur MLI dans le repère dq, établi précédemment, il a été effectué une simulation numérique sous Simulink dans les mêmes conditions que celles adopté pour le repère $\alpha\beta$.

Le schéma de simulation exécuté sous Matlab est celui montré à la figure (II.13).

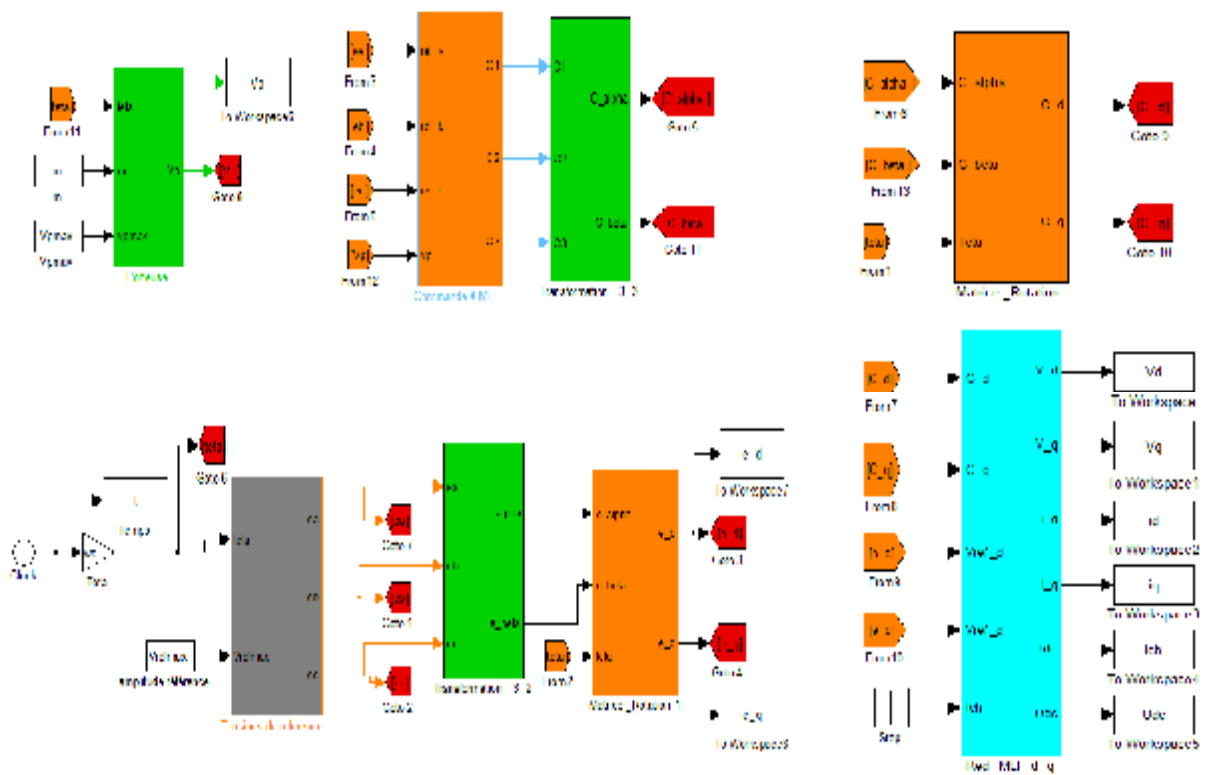


Fig. II.13. Schéma Simulink du redresseur MLI dans le repère dq

II.6.4.2. Résultats de simulation numériques

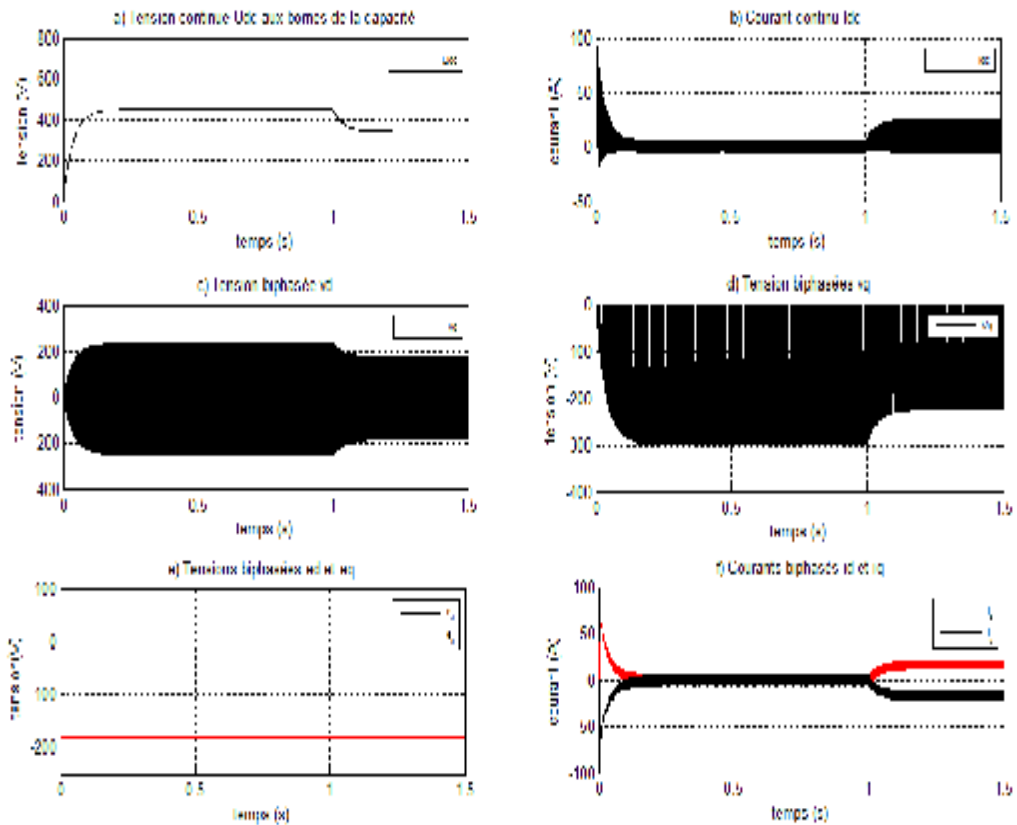


Fig.II.14.Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée et à la sortie du redresseur dans le cas du modèle dq

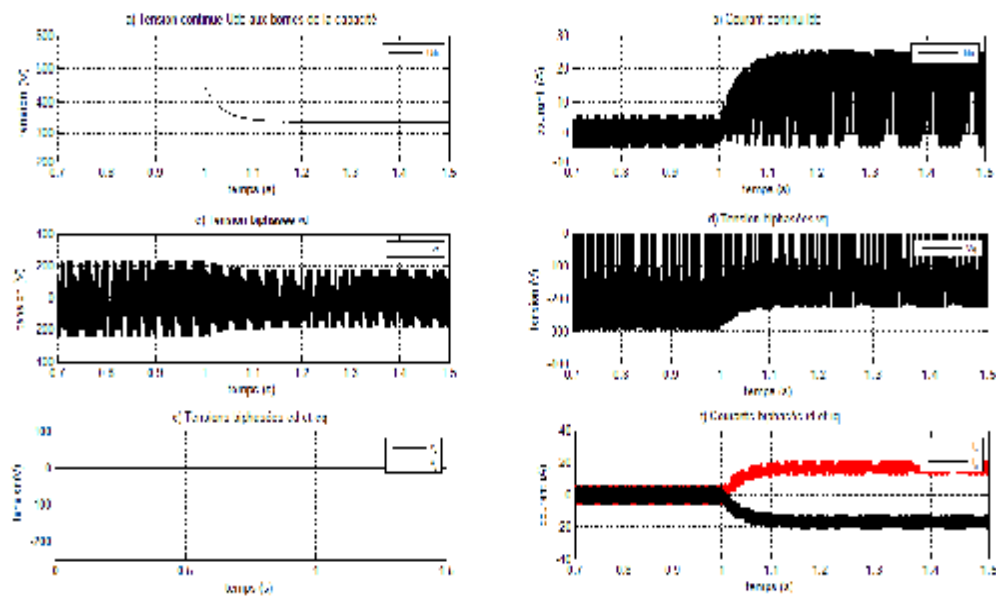


Fig II.15.Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée sortie du redresseur à MLI, application d'un courant de charge $I_{ch}=10A$ à $t=1s$

II.6.4.3. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation numérique sont donnés aux figures (II.14) et (II.15). Les figures montrent l'intérêt de modéliser le redresseur dans le repère dq par rapport au repère abc et $\alpha\beta$.

Cet intérêt s'exprime par le fait que les grandeurs alternatives qui deviennent continues tels que les tensions réseau figure (II.14.e), et les courants de ligne figure (II.14.f). Ceci représente un grand avantage dans le cas où on désire effectuer des régulations.

Conclusion

Nous avons établi dans ce chapitre, les modèles qui nous ont servi à la simulation. Nous avons ainsi, montré le caractère non linéaire et variant dans le temps du modèle topologique dans les trois référentiels.

Pour la suite du travail nous avons opté pour le modèle dans le référentiel de Park qui est non linéaire mais invariant dans le temps. Ce modèle nous servira donc à calculer les lois de commandes qui seront le sujet du prochain chapitre.

Introduction

La méthode de contrôle en courants dans le repère fixe présente quelques inconvénients. En effet, le correcteur PI n'est pas bien adapté pour des applications de commande de signaux alternatifs et le correcteur à MLI produit une fréquence de commutation variable. D'autre part, cette méthode nécessite deux ou trois capteurs de courant, et deux ou trois capteurs de tension en plus du capteur de tension du bus continu.

Afin d'éviter le premier problème, une solution est proposée dans le cas des systèmes triphasés, il s'agit d'utiliser les correcteurs PI dans un repère tournant (avec la transformée de Park) [10].

Ainsi, si le repère tourne à la même vitesse et dans le même sens que le vecteur de courant, les projections du courant dans ce repère seront considérées comme des grandeurs continues ainsi, le correcteur PI pourra éliminer correctement les erreurs statiques.

La structure du système de commande du redresseur de tension peut être séparée en deux sous-systèmes ayant des dynamiques différentes. L'une dite rapide qui est liée aux courants, et une autre lente qui est associée à la tension continue.

On peut de ce fait, synthétiser deux régulateurs, un pour la boucle interne des courants et un autre pour la boucle externe de la tension continue. Il est bien connu que les performances de la boucle des courants jouent un rôle essentiel dans la performance globale du système, c'est pourquoi une commande ayant une réponse rapide et un bon comportement en état stationnaire s'avère nécessaire. Pour le réglage de la tension continue, l'utilisation de la commande classique, en particulier de type proportionnel-intégrale (PI), semble être suffisante pour obtenir des performances acceptables.

III.1. Principe de commande du redresseur à MLI [7]

Le redresseur à MLI est connecté entre le bus continu et le réseau électrique via un circuit RL . Le convertisseur a deux rôles : maintenir la tension du bus continu constante, quelle que soit l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance et maintenir un facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau électrique. La Figure (III.1) décrit la commande du convertisseur. Cette commande réalise donc les deux fonctions suivantes :

- le contrôle des courants circulant dans le filtre RL
- le contrôle de la tension du bus continu

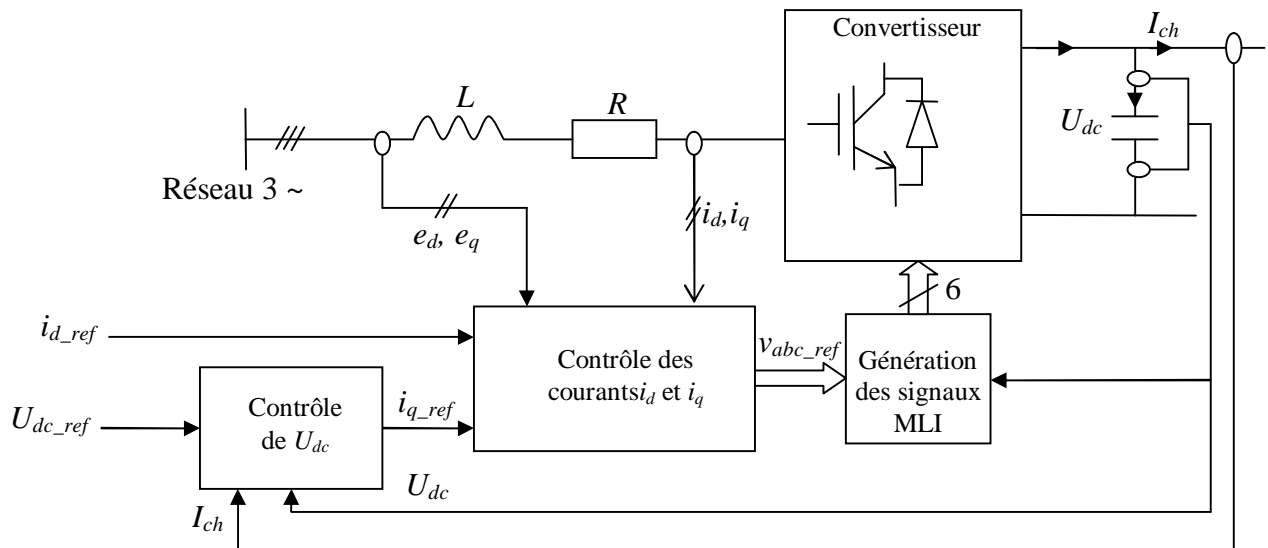


Fig. III.1. Principe de la commande du redresseur MLI

III.2. Etude de la boucle des courants du côté alternatif

L'utilisation, des correcteurs PI dans un repère triphasé, présente des problèmes d'application. En effet, des composantes alternatives se retrouvent dans les erreurs à l'entrée des correcteurs PI. Ces grandeurs alternatives sont à l'origine d'erreurs statiques non compensées par les correcteurs PI. Pour résoudre ce problème, des transformées de Park dont le repère qui tourne à la fréquence de tension du réseau sont utilisées. Ainsi les variables alternatives des courants sont transformées en composantes d'axe d et q continues dès lors que ces signaux ont la même fréquence que le réseau. Cela exige que la connaissance de l'angle de référence de tension du réseau sera nécessaire pour le calcul des transformées.

Cependant, il y a un couplage entre les axes de la transformation de Park, donc une variation sur i_d provoque une variation sur i_q et l'inverse.

Les équations de tension dans le système de coordonnées tournant (dq) sont:

$$\begin{aligned}
 v_d &= -Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + L\omega_s i_q + e_d \\
 v_q &= -Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - L\omega_s i_d + e_q
 \end{aligned}
 \tag{III.1}$$

Le découplage entre l'axe d et q est réalisé par le changement de variable h_d et h_q :

$$\begin{aligned}
 h_d &= e_d - v_d + L\omega i_q = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \\
 h_q &= e_q - v_q - L\omega i_d = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q
 \end{aligned}
 \tag{III.2}$$

Le système d'état découplé est présenté donc par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix}
 \tag{III.3}$$

Le modèle du convertisseur dans le repère dq nous montre que nous pouvons mettre en place un contrôle des courants circulant dans le filtre RL étant donné, qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec pour chacun son propre régulateur. La composante v_d agit sur le courant i_d alors que la composante de la tension v_q agit sur i_q .

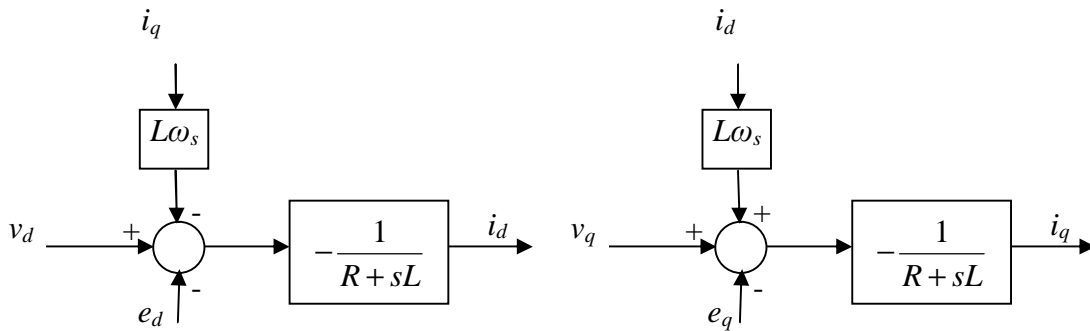


Fig. III.2. Obtention des courants i_d et i_q dans le modèle dq du convertisseur

III.2.1. Contrôle du courant i_d

Par ailleurs si on veut un fonctionnement avec facteur de puissance unitaire, il faut que la puissance réactive qui transite au niveau de la source alternative et définie par :

$$q = e_d i_q - e_q i_d
 \tag{III.4}$$

soit nulle à chaque instant. Ce qui implique $e_d i_q - e_q i_d = 0$. Si on admet que l'axe d est synchronisé sur l'axe a (action d'une PLL) à $t=0$ alors $e_d = 0$. Donc pour avoir une puissance réactive nulle il faut maintenir le courant $i_d = 0$ à tout moment. Cela sera possible par l'utilisation d'un régulateur PI qui calculera la tension v_d ou encore le rapport cyclique C_d adéquat à appliquer au convertisseur. La boucle de régulation du courant i_d , assurant aussi le découplage, est donnée à la figure (III.3).

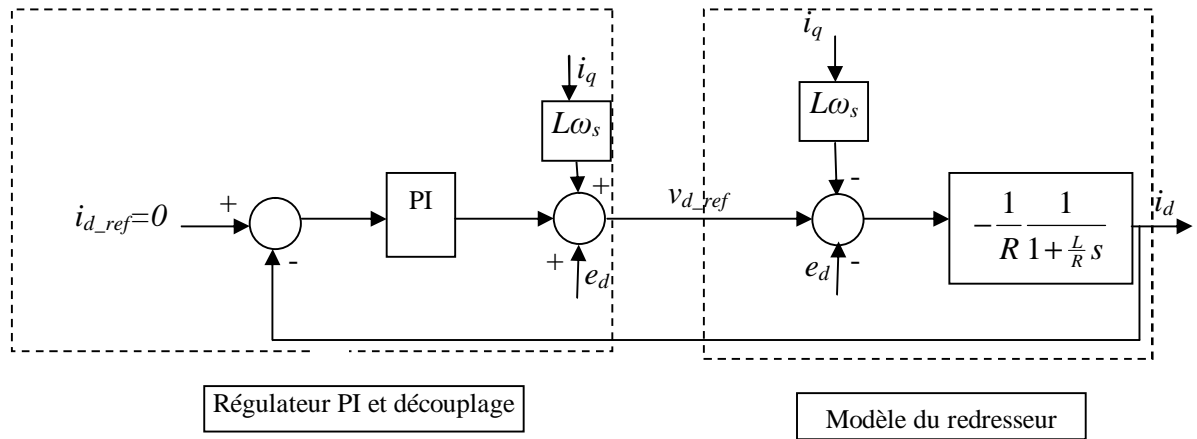


Fig. III.3. Boucle de régulation du courant i_d

III.2.2. Calcul du régulateur de courant i_d

Si on choisit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$R_d(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} = \frac{k_{pd}s + k_{id}}{s} = \frac{k_{id} \left(\frac{k_{pd}}{k_{id}} s + 1 \right)}{s} \quad (III.5)$$

Et si on suppose que le découplage est parfait, et si on compense le pole L/R , la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{-\frac{k_{id}}{s} \frac{1}{R}}{1 - \frac{k_{id}}{s} \frac{1}{R}} = -\frac{k_{id}}{sR} \frac{sR}{(sR - k_{id})} = \frac{1}{-\frac{R}{k_{id}} s + 1} = \frac{1}{\frac{s}{w_n} + 1} \quad (III.6)$$

Avec : $w_n = -\frac{k_{id}}{R}$

Le temps de réponse, nécessaire pour que le courant i_d atteigne 95% de sa valeur de référence, vaut: $t_{rd} = 3/\omega_n$ (voir le tableau ci-dessous). [9]

t	$\frac{1}{\omega_n}$	$\frac{2}{\omega_n}$	$\frac{3}{\omega_n}$	$\frac{4}{\omega_n}$	∞
$y(t)\%$	64	90	95	98	100

Tableau. III.1. Evolution de la valeur de référence en fonction du temps de réponse

Le paramètre du régulateur k_{id} est donc donné par :

$$t_{rd} = \frac{3}{\omega_n} = -3 \frac{R_r}{K_{id}} \implies K_{id} = -3 \frac{R_r}{t_{rd}}$$

De même le deuxième paramètre du régulateur se calcule comme suit :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_r}{R_r} K_{id} \implies \frac{L_r}{R_r} * K_{id}$$

On prend $t_{rd} = 5\text{ms}$

III.2.3. Contrôle du courant i_q

La composante en quadrature i_q , quant à elle est utilisée pour réguler la tension du bus continu. On a établi plus haut que le courant $I_{dc} = \frac{3}{2}(C_d i_d + C_q i_q)$.

Si on suppose que le courant i_d est maintenu à sa valeur nulle de référence, il en résulte que I_{dc} est une image du courant i_q .

Le contrôle de la tension de la capacité passe donc obligatoirement par le contrôle du courant en quadrature i_q .

La régulation sera donc assurée, comme pour le courant i_d , par un PI de fonction de

$$\text{transfert } R_q(s) = k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s}$$

La boucle de contrôle est celle donnée à la figure (III.4)

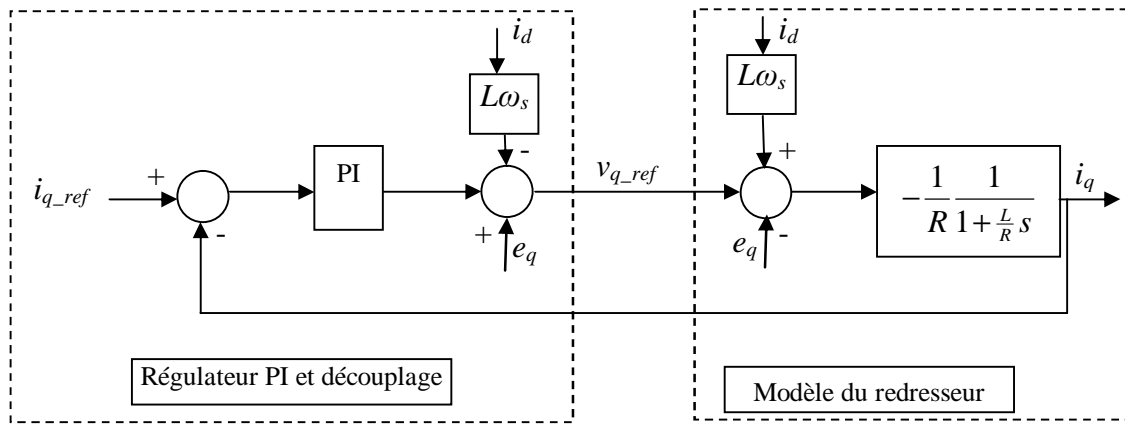


Fig. III.4. Boucle de régulation du courant i_q

III.2.4. Calcul du régulateur de courant i_q

On choisira pour cette boucle un temps de réponse $t_{r_q} = 5 \text{ ms}$. Les paramètres du régulateur prendront donc les mêmes valeurs que celles précédemment calculées dans la régulation du courant i_d :

$$t_{rd} = \frac{3}{w_n} = -3 \frac{R_r}{K_{id}} \implies K_{id} = -3 \frac{R_r}{t_{id}}$$

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_r}{R_r} K_{pa} \implies \frac{L_r}{R_r} * K_{id}$$

III.3. Régulation de la tension continue U_{dc}

La tension U_{dc} se contrôle par deux méthodes principales, la première consiste à contrôler U_{dc} et la seconde à contrôler U_{dc}^2 :

III.3.1. Régulation de la tension continue U_{dc}

La source d'énergie associée à l'onduleur est un condensateur. Pour qu'il y ait une injection de courant dans chacune des phases soit possible, la tension aux bornes de ce condensateur doit être constante et fixée à une valeur prédéterminée afin d'assurer le rôle d'une source de tension continue.

La tension du condensateur U_{dc} est liée au courant I_c qui la traverse par la relation suivante :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = I_c = I_{dc} - I_{ch} \quad (III.7)$$

On voit d’après la relation précédente que la tension U_{dc} est totalement contrôlée par le courant I_c . Un schéma fonctionnel de la charge de la capacité est donné à la figure (III.5).

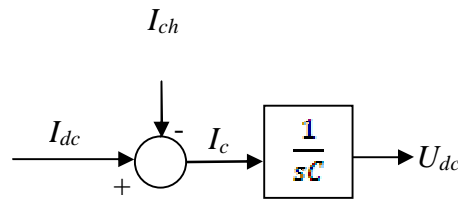


Fig. III.5. Modèle de la charge de la capacité

La régulation de la tension du bus continu sera effectuée alors par une boucle externe (par rapport à la boucle interne de régulation du courant i_q) avec un régulateur PI générant le courant de référence $I_{c,ref}$ dans le condensateur.

La figure (III.6) présente le schéma bloc du contrôle de la tension du bus continu. On distingue d’après cette figure 4 blocs :

- 1- Un bloc comprenant le régulateur PI et la compensation du courant I_{ch} . Cette compensation suppose que I_{ch} est mesuré puis rajouté au courant $I_{c,ref}$ pour former le courant $I_{dc,ref}$.
- 2- Un bloc d’adaptation qui permet à partir de $I_{dc,ref}$ de fournir pour la boucle interne le courant $i_{q,ref}$. En supposant la conservation de la puissance active du côté alternatif et du coté continu on pourra écrire (les pertes joules dans R sont négligées):

$$P_{dc} = U_{dc} \cdot I_{dc,ref} = \frac{3}{2} e_q \cdot i_{q,ref} \Rightarrow i_{q,ref} = \frac{2U_{dc} \cdot I_{dc,ref}}{3e_q} \quad (III.8)$$

- 3- le 3^{ème} bloc concerne la boucle interne de régulation de i_q . A cause du temps de réponse très court de cette boucle le courant de référence $i_{q,ref}$ est toujours égal au courant i_q la fonction de transfert $i_q / i_{q,ref}$ peut être remplacée par 1.
- 4- Le 4^{ème} bloc concerne le modèle de charge du condensateur

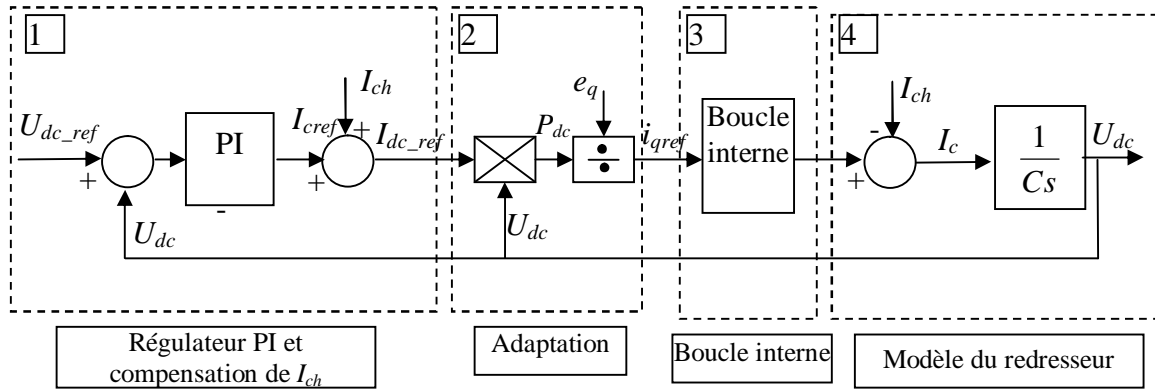


Fig. III.6. Boucle de régulation de la tension U_{dc}

III.3.2. Régulation du carré de la tension continue U_{dc}^2

La tension aux bornes de la source flottante n'est pas constante à cause de sa sensibilité aux échanges de puissance entre la charge polluante et le résea. Le régime transitoire de la charge non linéaire et les pertes dans les composants de puissance font aussi varier la tension aux bornes du condensateur. Une boucle externe de tension s'avère alors nécessaire, car elle permet de :

- Maintenir la tension, côté continu du redresseur constante tout en assurant une compensation des pertes.
- Limiter ses variations en régime dynamique afin de préserver les performances de la commande.

Alors pour maintenir cette dernière constante, il suffit de déterminer l'amplitude du courant actif (I_0) qui est nécessaire pour produire la puissance active nécessaire pour rétablir l'équilibre, et on l'ajoute aux références de courants fondamentaux actifs dans les courants de références [11].

Dans le repère de Park dq, la dynamique du convertisseur est donnée sous la forme suivante :

$$(III.9) \begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{R}{L} i_{fd} + \omega \cdot i_q - \frac{U_{dc}}{L} \cdot U_d + \frac{V_d}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{R}{L} i_{fq} - \omega \cdot i_d - \frac{U_{dc}}{L} \cdot U_q + \frac{V_q}{L} \end{cases}$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{U_{dc}}{R_{ch}C} + \frac{3}{2C} (i_d \cdot U_d + i_q \cdot U_q) \quad (III.10)$$

Avec : R_{ch} la résistance de charge du condensateur.

On suppose que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes ont déjà atteints leurs valeurs de référence et qu'elles se trouvent dans leurs états stationnaires (commande en cascade).

D'où :

$$i_d = i_{dref} \text{ (III.11)}$$

$$i_q = i_{qref}$$

$$\frac{di_d}{dt} = 0 \text{ (III.12)}$$

$$\frac{di_q}{dt} = 0$$

La composante en état stationnaire est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{cases} U_d = \frac{L}{U_{dc}} \left(-\frac{R}{L} i_{dref} + \omega \cdot i_{qref} + \frac{V_d}{L} \right) \text{ (III.13)} \\ U_q = \frac{L}{U_{dc}} \left(-\frac{R}{L} i_{qref} - \omega \cdot i_{dref} + \frac{V_q}{L} \right) \end{cases}$$

Les tensions de la source étant parfaites :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ (III.14)}$$

En remplaçant dans la troisième expression de (III.10) on aura :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{U_{dc}}{R_{ch}C} + \frac{3L}{2CU_{dc}} \left(-\frac{R}{L} (i_{dref}^2 + i_{qref}^2) + \frac{V_d}{L} i_{dref} \right) \text{ (III.15)}$$

En considérant que :

$$\left[\frac{R}{L} (i_{dref}^2 + i_{qref}^2) \right] \ll V_m i_{dref}$$

Pour la raison de linéarité on néglige la chute de tension aux bornes de la résistance R devant la tension V_m et on choisit d'asservir non pas directement la tension continue mais son carrée U_{dc}^2 .

La relation (III.15) se simplifie et devient :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3L}{2C} \frac{1}{U_{dc}} \left[\frac{V_m}{L} i_{dref} \right] - \frac{U_{dc}}{R_{ch}C} \text{ (III.16)}$$

En multipliant par U_{dc} on aura :

$$U_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = \left[\frac{3L}{2C} \frac{1}{U_{dc}} \left[\frac{V_m}{L} i_{dref} \right] - \frac{U_{dc}}{R_{ch}C} \right] U_{dc} \quad (\text{III.17})$$

Ensuite en faisant un changement de variable $Z = V_0^2$, on obtient :

$$\frac{1}{2} \frac{dZ}{dt} = \frac{3}{2C} V_m i_{dref} - \frac{Z}{R_{ch}C} \quad (\text{III.18})$$

D'où :

$$\frac{dZ}{dt} = \frac{3}{C} V_m i_{dref} - \frac{2Z}{R_{ch}C} \quad (\text{III.19})$$

Le point d'équilibre est obtenu pour $\frac{dZ}{dt} = 0$, L'expression (III.19) s'écrit alors sous la forme suivante :

$$Z_{0eq} = \frac{3R_{ch}V_m}{2} i_{dref} = U_{dceq}^2 \quad (\text{III.20})$$

Le modèle (III.19) est linéaire, il est directement utilisé pour la mise en œuvre d'une boucle linéaire de régulation.

Dans le domaine de Laplace, la relation (III.19) est exprimée par :

$$F(s) = \frac{Z}{i_{dref}} = \frac{3V_m}{2} \frac{1}{1 + \frac{R_{ch}C}{2}s} \quad (\text{III.21})$$

La régulation de la tension représentée ci-dessous est réalisée grâce à un régulateur du type PI (proportionnel intégral) dont le réglage est basé sur la fonction de transfert $F(s)$. L'action intégrale est fréquemment combinée à l'action proportionnelle, dans le but d'améliorer le régime permanent sans avoir à dégrader le régime transitoire. La raison de cette combinaison est que l'action intégrale seule améliore le régime permanent tout en détériorant le régime transitoire. Quant à l'action proportionnelle, elle offre la possibilité de modifier en même temps le régime permanent, et le régime transitoire.

La fonction de transfert du régulateur PI s'écrit :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel

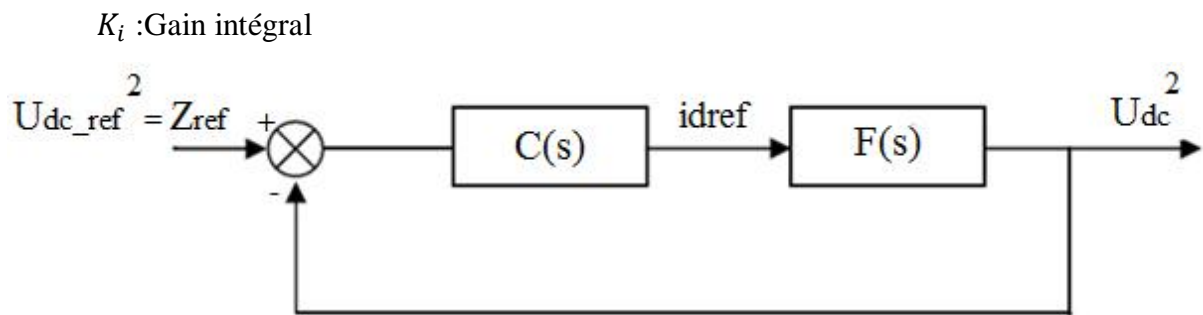


Fig.III.7. Boucle de régulation de la tension continue U_{dc}^2

$$F(s) = \frac{3RV_m}{2} \frac{1}{1 + \frac{R_{ch}C}{2}s} = \frac{K}{1 + \tau s} \quad \text{(III.23)}$$

Avec :

K est le gain statique telle que :

$$K = \frac{3R_{ch}}{2} V_m$$

τ est la constant de temps, tel que :

$$\tau = \frac{R_{ch}C}{2}$$

Ø Calcul du régulateur de la tension U_{dc}

En insérant dans la boucle externe un régulateur de fonction de transfert :

$$R_c(s) = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \quad \text{(III.24)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{U_{dc}}{U_{dc_ref}} &= \frac{\frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \frac{1}{sC}}{1 + \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \frac{1}{sC}} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{Cs^2 + k_{pc}s + k_{ic}} = \frac{\frac{k_{pc}}{k_{ic}}s + 1}{\frac{C}{k_{ic}}s^2 + \frac{k_{pc}}{k_{ic}}s + 1} \\ &= \frac{\frac{2X}{w_n}s + 1}{\frac{s^2}{w_n^2} + \frac{2X}{w_n}s + 1} \end{aligned} \quad \text{(III.25)}$$

Pour cette boucle on prendra un temps de réponse 20 fois plus grand que celle de la boucle interne et un amortissement $x=0.7$. En utilisant le tableau ci-dessous[9] on peut calculer les coefficients du régulateur de la façon suivante :

ξ	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\omega_n \cdot t_r$	14	10.1	7.7	5.3	5.2	3	3.4	4	4.8

Tableau. II.2. calcul des coefficients en fonction de l'amortissement

On prendra $\xi=0.7$ et $t_{rc}=0.1s$ ce qui donne : $\omega_n=3/t_{rc}=30\text{rd/s}$.

$$\omega_n^2 = \frac{K_{ic}}{C} K_{ic} \rightarrow * \omega_n^2$$

$$\frac{2\varepsilon}{\omega_n} = \frac{K_{pc}}{K_{ic}} K_{pc} \rightarrow * K_{ic}$$

III.4. Simulation numérique du redresseur à MLI avec régulation de la tension U_{dc}

Pour la commande du redresseur à MLI, son objectif est de faire suivre à notre redresseur des courants d'entrée de forme désirée. Cette forme, constituant la référence des courants, contient toutes les exigences suivantes : redressement de la tension de sortie et un facteur de puissance unitaire du côté réseau.

On s'intéressera à présenter une simulation du redresseur à MLI avec les deux boucles de régulation interne et externe. La boucle externe pour la régulation de la tension continue et des boucles internes (trois pour le système abc et deux pour les coordonnées dq) pour la régulation des courants d'entrée.

III.4.1. Schéma de simulation numérique de la commande du redresseur MLI dans le référentiel dq

La figure suivante présente le schéma de simulation numérique du redresseur à MLI avec régulation de la tension U_{dc} .

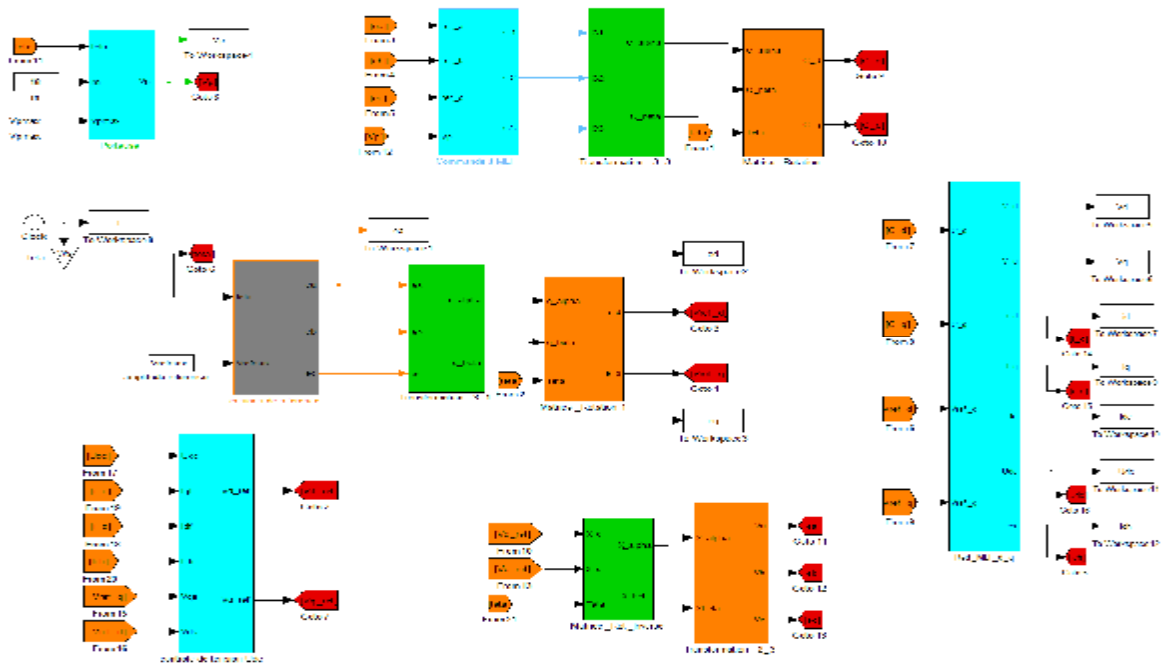


Fig. III.8. Schéma de simulation numérique de la commande du redresseur MLI dans le référentiel dq .

III.4.2. Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont illustrés sur la figure (III.9).

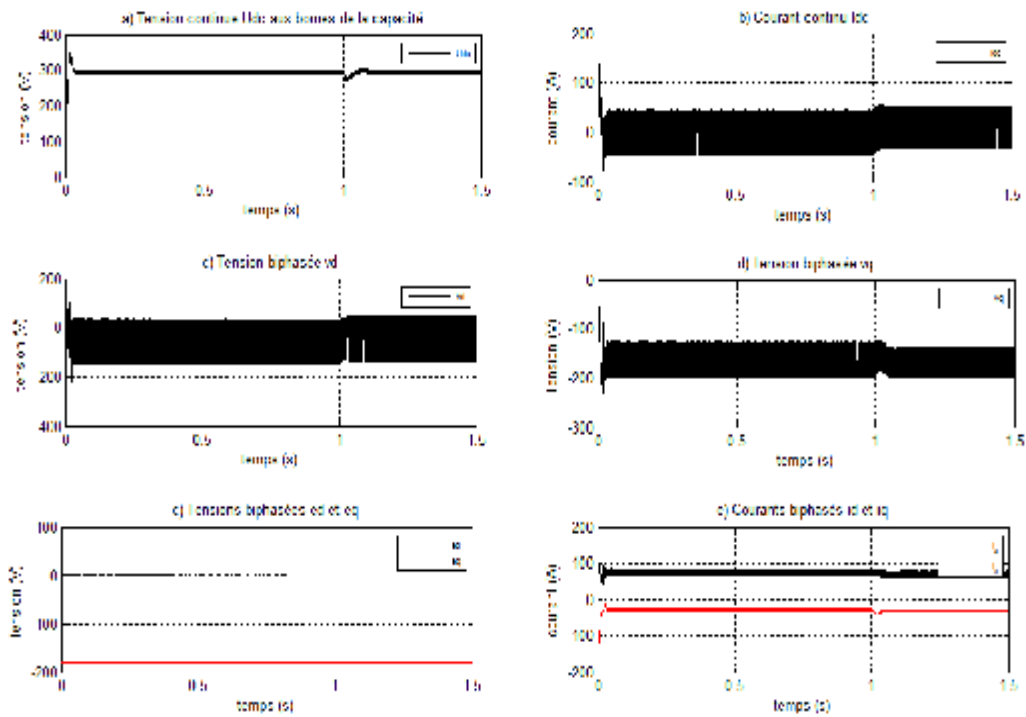


Fig. III.9 : Résultats de la simulation du redresseur avec régulation de la tension U_{dc}

III.4.3. Interprétation des résultats

La figure (III.9) représente les résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI dans le repère dq .

La figure (III.9.a) représente la tension régulée qui suit convenablement sa valeur de référence, ce qui indique la validité du contrôle de la tension par les régulateurs.

Cette dernière marque un pic important au début qui signifie que le condensateur est initialement déchargé. En pratique, il faut prévoir un système de charge initiale pour le condensateur pour éviter les appels de courant comme le montre la figure (III.9.b), et pour travailler uniquement autour d'un point de fonctionnement de la tension régulée.

A l'instant où le courant de charge est appliqué ($I_{ch} = 10A$ à $t=1s$), la tension diminue mais elle reprend sa valeur par l'action des régulateurs.

Conclusion

Ce chapitre a traité l'ensemble des résultats relevés lors de l'élaboration de la commande par régulation cascade d'un redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion.

La régulation cascade présente l'avantage de pouvoir décomposer le système en deux boucles, l'une interne pour réguler le courant réseau, l'autre externe pour maintenir la tension continue.

Les résultats obtenus en simulation sont satisfaisants puisque la tension du bus continu $U_{dc\ mes}$ reste constante et que les courants de correction mesurés suivent parfaitement les courants de correction de référence.

Introduction

Nous allons montrer dans ce chapitre que le redresseur à MLI décrit dans les chapitres précédents peut également remplir la fonction de filtre actif. Autrement dit, ce redresseur qui peut être propre s'il est seul sur le réseau peut devenir dépollueur, dès qu'il y a présence de charge voisine (polluante).

Il suffit pour cela de rajouter dans les courants de référence une composante représentant le contenu harmonique de la charge polluante. Ce principe va être traité plus en détail dans ce chapitre.

IV.1. Principe du filtrage actif [2]

Le principe du filtre actif est d'injecter au réseau des courants d'égale amplitude et de phase inverse que ceux des harmoniques injectés par la charge polluante. Dans un premier temps, il faut donc déterminer ces courants harmoniques de référence. L'objectif est de compenser l'ensemble des harmoniques de courant générés par la charge non linéaire. La figure (IV.1) présente le système global à étudier, constitué du réseau d'alimentation, de la charge polluante et du redresseur jouant le rôle de filtre actif parallèle.

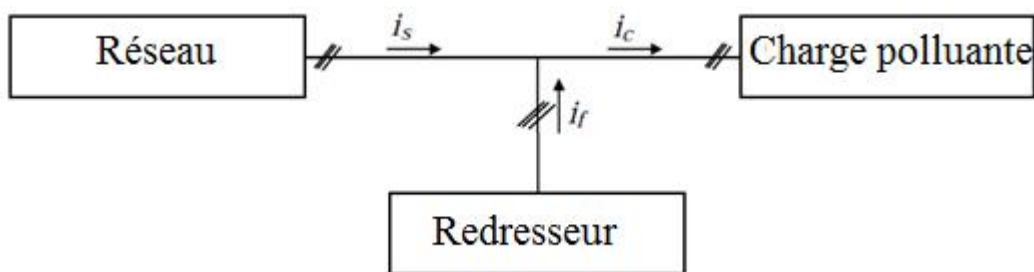


Fig.IV.1. Schéma global du système

La partie commande du filtre actif est constituée de trois modules distincts réalisant les fonctions suivantes :

- Identification des courants harmoniques de la charge polluante,
- Commande du redresseur en poursuite des références de courant,
- Régulation de la tension aux bornes de la source de tension continue.

IV.2. Identification des courants harmoniques de référence [12]

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante.

Les méthodes les plus utilisées pour isoler la composante harmonique du courant de charge sont la méthode de détection synchrone et la méthode des puissances instantanées.

IV.2.1. Méthode des puissances instantanées [13]

Cette méthode offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation. Elle est applicable uniquement pour les systèmes triphasés équilibrés, cela consiste à calculer les puissances actives et réactives instantanées à partir des composantes de Park des courants et des tensions. La figure (IV.2) montre le principe de cette méthode.

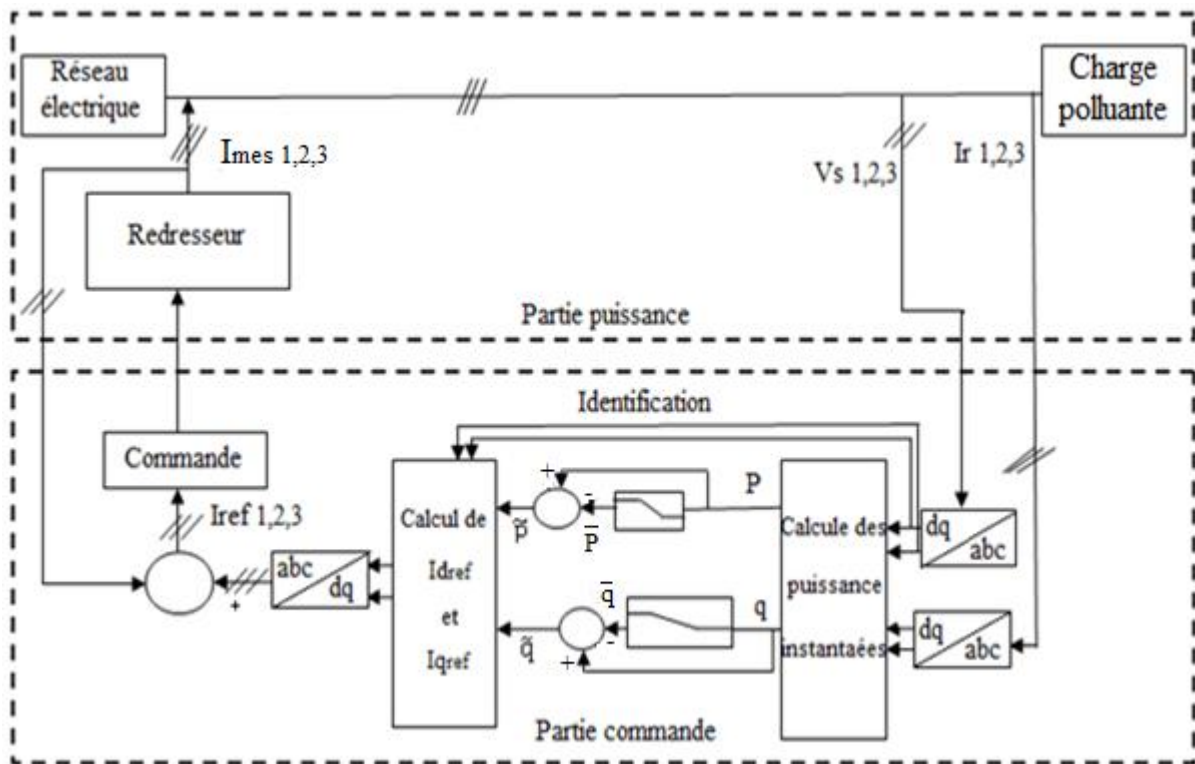


Fig. IV.2. Principe de la méthode des puissances active et réactive instantanées

Chapitre IV Commande du redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif

La puissance active P et la puissance réactive Q sont exprimées par l'écriture matricielle :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ -V_q & V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (IV.1)$$

Les puissances P et Q sont décomposées en deux termes : les composantes continues (notées \bar{P} et \bar{Q}) liées aux fondamentaux et les composantes alternatives (notées \tilde{P} et \tilde{Q}) liées aux harmoniques. Ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$P = \bar{P} + \tilde{P} \quad (IV.2)$$

$$Q = \bar{Q} + \tilde{Q}$$

Avec :

- \bar{P} une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension,
- \bar{Q} Une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension,
- \tilde{P} et \tilde{Q} des puissances alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant et de la tension.

On utilise un filtre passe bas pour séparer les composantes continues des composantes alternatives. Le diagramme de la figure (IV.3) montre la méthode de séparation des puissances.

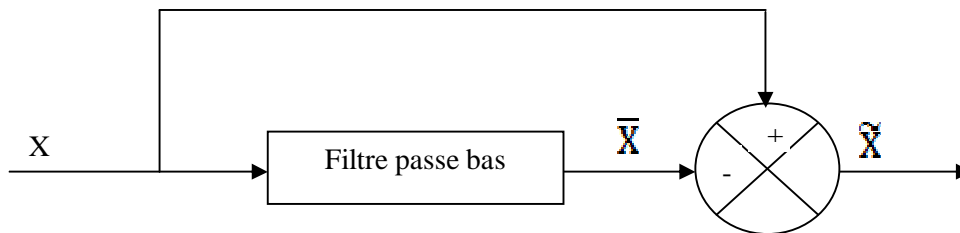


Fig .IV.3. Principe de séparation des puissances.

Après avoir séparé les puissances, nous calculons les courants de référence par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{ref_d} \\ I_{ref_q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_d & -V_q \\ V_q & V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_0 - \tilde{P} \\ -\tilde{Q} \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Chapitre IV Commande du redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif

Avec : $\Delta = V_d^2 + V_q^2$ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

P_0 est la puissance active provenant de la boucle de régulation de la tension du condensateur U_c . La relation (IV.3) est utilisée pour compenser tous les harmoniques.

Cette technique permet également de compenser la puissance réactive. Pour cela, il suffit d'ajouter une composante continue dans l'axe q (\bar{Q}). Celle-ci est donnée par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{ref_d} \\ I_{ref_q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_d & -V_q \\ V_q & V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{Q} \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

Si l'objectif est de filtrer les harmoniques et de compenser la puissance réactive en même temps, il faut utiliser la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{ref_d} \\ I_{ref_q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_d & -V_q \\ V_q & V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_0 - \bar{P} \\ -\bar{Q} - \bar{Q} \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

Finalement les trois courants de référence sont calculés en appliquant la transformation inverse de Park, comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ref_d} \\ I_{ref_q} \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

IV.2.2. Méthode de détection synchrone [4]

La méthode de détection synchrone appelée aussi méthode des courants instantanés, travaille dans l'espace de Park dq , elle requiert de ce fait moins de calcul tout en étant plus précise et plus robuste.

Tout comme la méthode des puissances instantanées, la méthode de détection synchrone n'est applicable que si la tension du réseau est parfaitement sinusoïdale et équilibrée.

D'abord on ramène les courants triphasés de la charge polluante dans le domaine de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

Comme pour la méthode des puissances instantanées, on considère que le réseau étudié est composé de trois fils.

θ : est l'angle de la transformation de Park.

Dans le domaine de la dépollution des réseaux électriques, la pulsation de référence est fixée : c'est la pulsation du réseau notée ω . L'angle de la transformation de Park est défini par :

$$\theta = \omega t \quad (IV.8)$$

Les courants harmoniques sont composés d'une composante continue liée au fondamental, et d'une composante alternative liée aux harmoniques.

$$\begin{aligned} i_d &= \overline{i_d} + \tilde{i}_d \\ i_q &= \overline{i_q} + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (IV.9)$$

Pour séparer ces deux composantes du courant et extraire la composante continue, on utilise un filtre passe bas et un soustracteur comme dans la figure (IV.3).

Finalement, pour calculer les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence \underline{i}_{ref} , on utilise la transformé inverse de Park.

Ces courants sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{refd} \\ i_{refq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 - \tilde{i}_d \\ -\tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

Avec :

I_0 : L'amplitude du courant actif fondamental nécessaire à la régulation de la tension continue.

Les références des phases étant prises selon la tension de la phase (1) et le courant I_0 étant un courant actif, donc en phase avec cette tension, sa composante de Park selon l'axe q est nulle.

D'où :

$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{i}_{refd} \\ \overline{i}_{refq} \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

La méthode de détection synchrone permet également la compensation de l'énergie réactive en utilisant l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{refd} \\ i_{refq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

Et pour compenser la puissance réactive et l'ensemble des harmoniques simultanément, on utilise la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{refd} \\ i_{refq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 - \tilde{i}_d \\ -\bar{i}_q - \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

L'identification des courants harmoniques par la méthode de détection synchrone est représentée par la figure (IV.4).

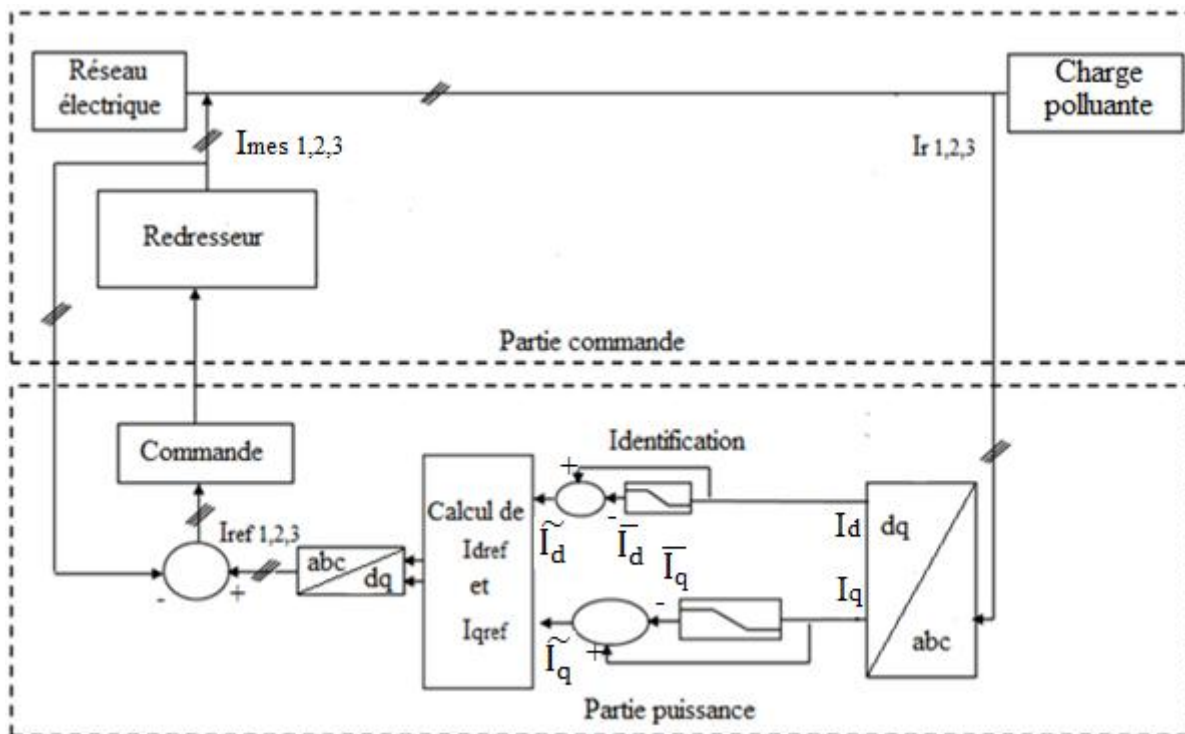


Fig. IV.4. Principe de la méthode de détection synchrone

Dans notre travail, nous avons opté pour la méthode de détection synchrone pour sa simplicité et sa précision.

IV.3. Stratégie de commande du redresseur

L'objectif de cette commande appliquée au convertisseur est de déterminer les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs qui permettent d'obtenir un courant d'entrée, côté alternatif, qui suit le plus fidèlement possible la consigne en minimisant les harmoniques non désirés (harmoniques de commutation), et ce en optimisant l'amplitude pour une tension du bus continu donnée.

Parmi les différents types de contrôle du redresseur recensés dans la littérature, on peut citer le contrôle par hystérésis et le contrôle par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

IV.3.1. Contrôle par MLI [4]

Le principe du contrôle par MLI est décrit à la figure (IV.5). Dans ce cas, la différence entre le courant de référence I_{ref} et le courant mesuré I_{mes} est appliquée à l'entrée d'un régulateur. Le signal de sortie du régulateur, transformé par une transformation de Park, est ensuite comparé à un signal triangulaire de fréquence fixe (porteuse) afin de déterminer les ordres de commutations des interrupteurs.

La fréquence de la porteuse triangulaire fixe donc la fréquence de découpage des semi-conducteurs de puissance.

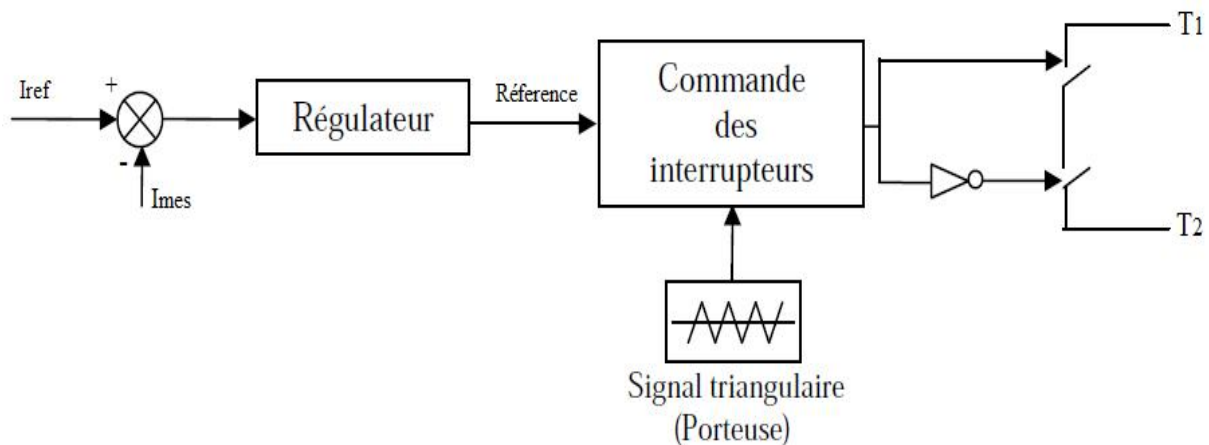


Fig.IV.5. Schéma Synoptique de la commande par MLI des deux interrupteurs d'un seul bras

IV.3.2. Contrôle par hystérésis [13]

Le contrôle par hystérésis utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par le redresseur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. Son principe est illustré sur la figure (IV.6).

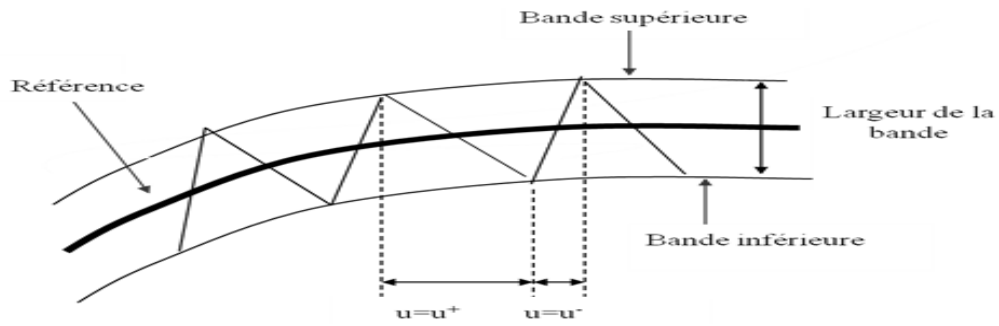


Fig.IV.6. Principe du contrôle par hystérésis

La commande par hystérésis est très couramment utilisée de par sa simplicité d'utilisation et sa robustesse. En fait, cette stratégie assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres.

La figure (IV.7) montre le schéma synoptique de la commande à hystérésis des deux interrupteurs d'un seul bras.

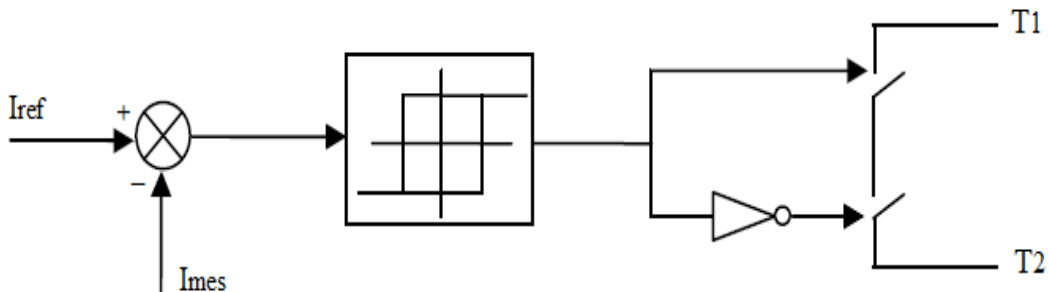


Fig.IV.7. Schéma Synoptique de la commande à hystérésis des deux interrupteurs d'un seul bras

Malgré la simplicité de sa mise en œuvre comme nous montre la figure (IV.7), sa robustesse et son excellente dynamique [BRY 99], la commande par hystérésis présente certains inconvénients à savoir, l'évolution libre des commutations à l'intérieur de la bande d'hystérésis (figure IV.6), qui empêche la maîtrise du spectre hautes fréquences dû aux fréquences de commutation.

La méthode MLI par contre, cherche à rendre la fréquence de commutation constante et nécessite pour cela un régulateur, elle conduit de ce fait à un contenu harmonique parfaitement identifié.

Cependant, cette technique a des propriétés dynamiques qui peuvent être limitatives et la réponse du système lors d'un changement brutal des courants de référence est plus lente que celle d'une commande par hystérésis.

Dans notre travail, nous nous intéressons à la commande par hystérésis pour sa simplicité et son excellente dynamique.

IV.4. Modélisation du réseau électrique

Le réseau est représenté par une source de tension triphasée sinusoïdale et équilibrée $e_i(t)$ (avec $i=1, 2, 3$) en série avec une impédance de court-circuit Z_{cc} comme le montre la figure (IV.8).

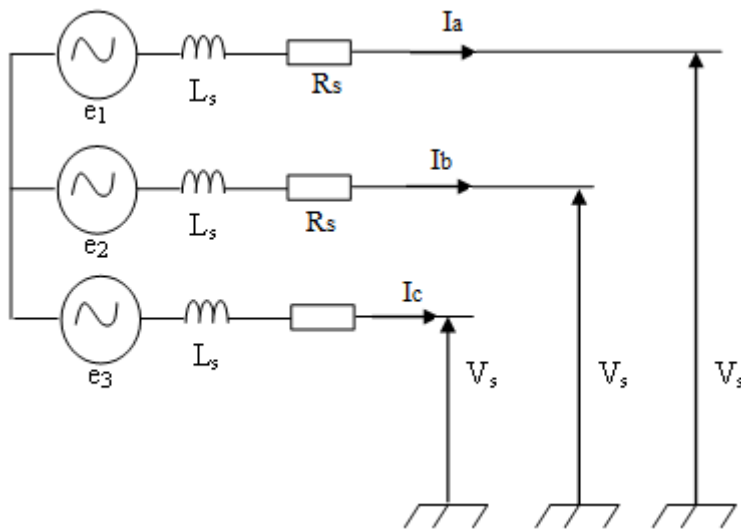


Fig.IV.8. Réseau électrique triphasé

Les tensions et l'impédance du réseau électrique sont données par

$$\begin{cases} e_1(t) = E_m \cos(\omega t) \\ e_2(t) = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_3(t) = E_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (IV.14)$$

$$\text{Et : } Z_{cc} = R_s + jL_s\omega \quad (IV.15)$$

Où : $\omega=2\pi f$ Pulsation du réseau.

IV.5. Modélisation de la charge polluante

La charge polluante est un redresseur de tension triphasé à diodes (pont de Grätz), connecté au réseau par l'intermédiaire d'une impédance de ligne (L_s, R_s), et alimentant une charge inductive (L_d, R_d) côté continu. Elle est illustrée par la figure (IV.9).

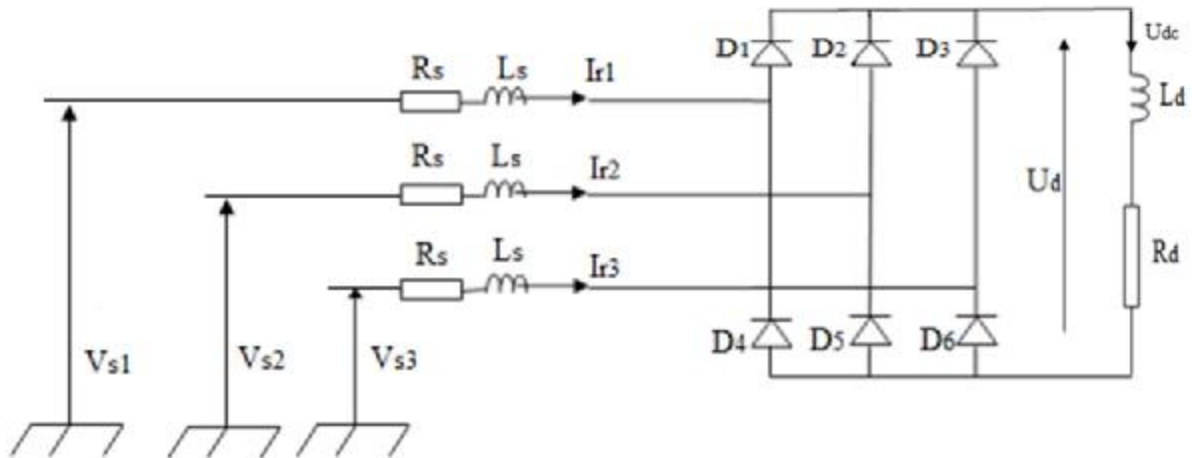


Fig.IV.9. Modèle de la charge polluante (redresseur à diodes)

IV.6. Simulation de l'ensemble réseau-Redresseur-charge polluante

Le but recherché dans ce mémoire est de modéliser et étudier un redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif.

Pour répondre à ceci, nous avons effectué une simulation globale de notre système. Nous avons donc commencé par l'identification du contenu harmonique de la charge polluante avec la méthode de détection synchrone, puis nous avons opté pour la comparaison de ces derniers avec les courants mesurés du redresseur pour les réguler ensuite par la commande hystérésis.

Les signaux de commande obtenus à la sortie du régulateur vont être utilisés pour commander les instants de commutations des interrupteurs du redresseur. Ainsi, le redresseur va à son tour, injecter des courants d'harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase que ceux de la charge. Ces derniers vont être réinjectés au réseau pour assurer la fonction de filtrage actif.

Notre redresseur doit en même temps assurer sa fonction de convertisseur AC/DC, c'est-à-dire fournir une tension de sortie continue constante et un facteur de puissance unitaire coté réseau et ce malgré le changement de la charge ou de la tension réseau.

IV.6.1 Résultats de Simulation de l'ensemble réseau-Redresseur-charge polluante

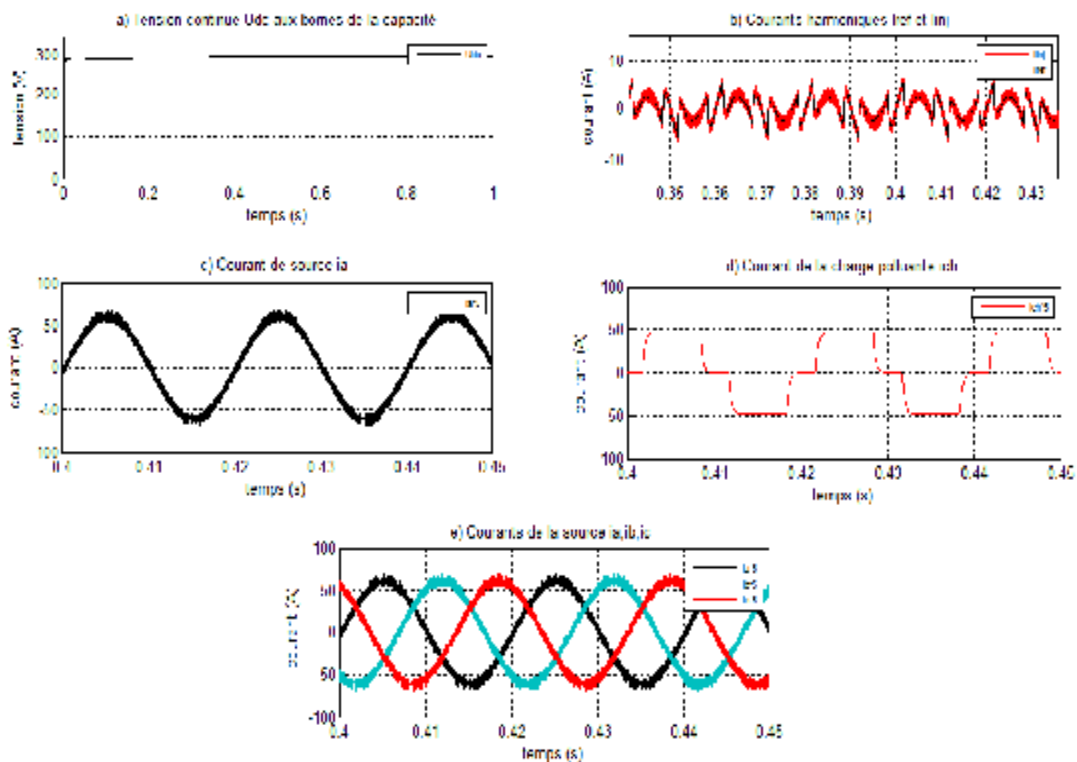


Fig.IV.10. Résultats de simulation du système global

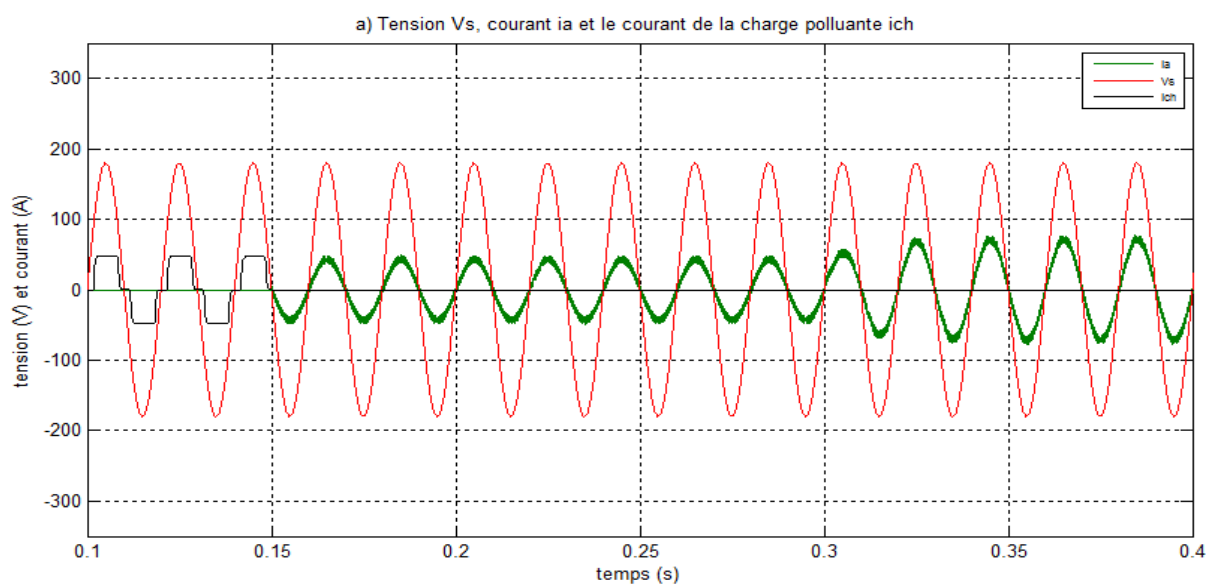


Fig.IV.11. Résultats de simulation de la tension et du courant avant et après le filtrage, avec compensation et avec variation de la résistance de charge R_{ch}

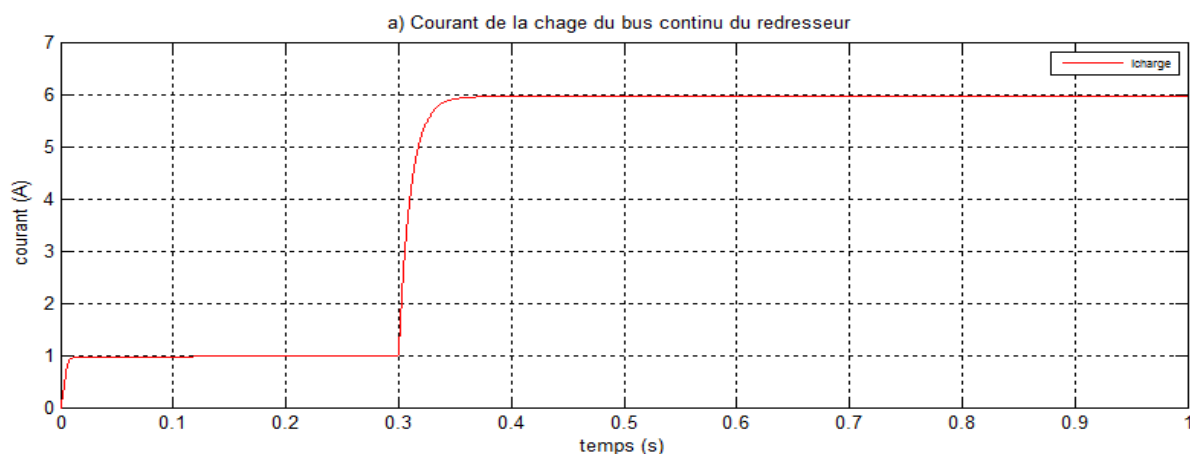


Fig.IV.12. Résultats de simulation du courant de charge du redresseur à MLI avec variation de la résistance de charge R_{ch} à $t = 0.3s$

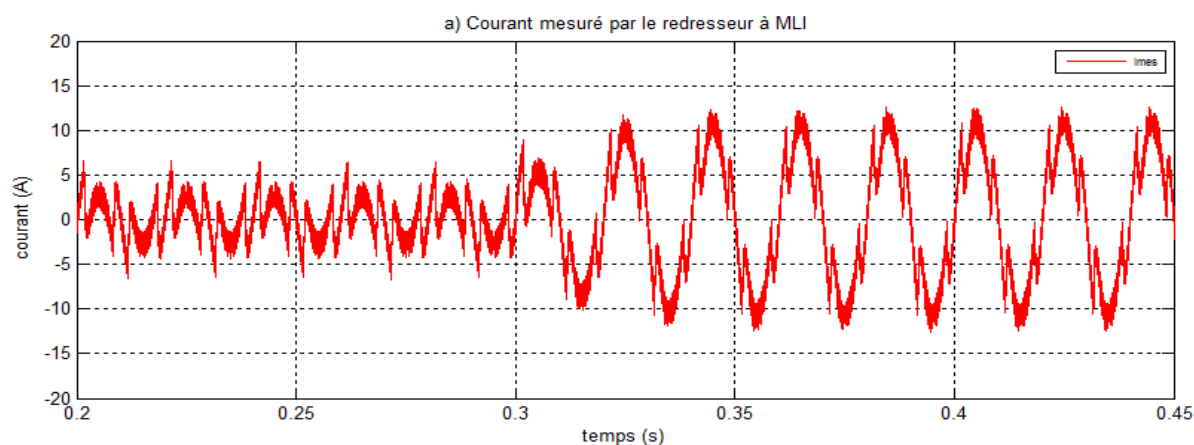


Fig.IV.13. Résultats de simulation du courant absorbé par le redresseur à MLI avec variation de la résistance de charge R_{ch} à $t = 0.3s$

IV.6.2 Interprétation des résultats de la simulation

Les simulations se sont déroulées dans les conditions suivantes et selon les paramètres donnés en annexe :

Les charges des deux redresseurs (à diodes et à MLI) entrent en service dès le début de la simulation ($t = 0$). Une augmentation de la charge du redresseur à MLI entre en action à l'instant $t=0.3s$ (la résistance de la charge R_{ch} passe de 300Ω à 50Ω). Cet essai sert à montrer le rôle joué par le régulateur de la tension du bus continu (boucle externe).

Chapitre IV Commande du redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif

Notons que nous avons choisi délibérément une résistance initiale de la charge du redresseur à MLI relativement plus grande que celle du redresseur à diode ($R_{ch}=300\Omega$ et $R_d=10\Omega$), ceci est pour montrer avec clarté l'apport de la fonction « filtre actif » du redresseur à MLI.

La fonction de filtrage actif et de compensation de l'énergie réactive entre en action à partir de l'instant $t = 0.15s$. La aussi, nous avons fait exprès de différencier les instants d'entrée en service des différentes actions du redresseur à MLI, pour mieux distinguer les différences des formes d'onde résultantes.

La figure (IV.10-a) montre la tension du bus continu. Elle suit parfaitement sa référence de 300V et cela malgré la variation de la charge, ce qui prouve que le régulateur de tension a joué son rôle correctement.

La figure (IV.10-b) montre le contenu harmonique de la charge polluante (du courant d'entrée du redresseur à diodes de la figure (IV.10-d) tel qu'identifié par la méthode de détection synchrone (en noir) et tel que généré par le redresseur commandé par hystérésis (couleur orange). Les figures (IV.10 –c et e) montrent le régime permanent du courant réseau dépollué, sa forme est sinusoïdale superposée à des harmoniques de hautes fréquences et de faibles amplitudes.

La figure (IV.11) montre le courant réseau dans différents intervalles de temps : ce courant est toujours la somme des courants d'entrée des deux redresseurs.

- Le premier intervalle ($0 < t < 0.15s$) : l'action « filtrage actif » n'étant pas encore entrée en service, le courant du redresseur à MLI étant faible devant celui du redresseur à diodes, on reconnaît aisément la forme de ce dernier (forme carrée riche en harmoniques). Il faut également signaler le décalage arrière (même léger) de ce courant par rapport à la tension réseau (sinusoïdale pure).
- Le deuxième intervalle ($0.15s < t < 0.3s$) : entrée en action de la fonction « filtrage actif » et de la compensation de l'énergie réactive : le courant devient de forme sinusoïdale et en phase par rapport à la tension. La dépollution et le facteur de puissance unitaire sont donc réalisés.
- Le troisième intervalle ($t > 0.3s$) : augmentation de la charge (R_{ch} passe de 300Ω à 50Ω) : le courant de charge augmente, figure (IV. 12), le courant réseau augmente

Chapitre IV Commande du redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif

en conséquence mais en gardant sa forme sinusoïdale et son facteur de puissance unitaire.

La figure (IV.13) montre le courant d'entrée du redresseur à MLI. Il est formé de la somme de deux composantes :

- une composante de forme sinusoïdale représentant sa propre consommation (d'amplitude faible pour $t < 0.3s$ et d'amplitude qui a augmenté de 6 fois pour $t > 0.3s$, car la charge a diminué de 6 fois : $300\Omega \rightarrow 50\Omega$),
- une composante égale à la somme du contenu harmonique de la charge polluante, reconnaissable clairement dans l'intervalle ($t < 0.3s$) parce qu'il est prédominant. Cette composante garde la même forme et la même amplitude parce que la charge du redresseur à diodes n'a pas changé.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le redresseur MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif. Ce redresseur est connecté en parallèle sur le réseau afin d'injecter les courants permettant d'éliminer la pollution harmonique des charges non linéaires.

Nous avons d'abord traité deux méthodes d'identification du contenu harmonique : la méthode des puissances instantanées qui travaille dans l'espace des puissances et la méthode de détection synchrone qui elle opère dans l'espace des courants.

Ensuite, nous avons traité deux types de commande du redresseur : le contrôle par modulation de largeurs d'impulsions ou MLI, et le contrôle par hystérésis.

Finalement, nous avons présenté les résultats obtenus après la simulation du système global. Nous avons pu mettre en évidence la capacité du redresseur à MLI à remplir la fonction de filtre actif lorsqu'il devient dépollueur, dès qu'il y'a présence de charge polluante voisine. Ceci est assuré par ajout du contenu harmonique de la charge polluante dans les courants de référence.

Conclusion générale

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à la modélisation et à l'étude par simulation d'un redresseur triphasé à Modulation de Largeur d'Impulsions. Ce type de redresseur devait répondre au cahier de charges suivant :

- Assurer la fonction de redressement (tension redressée constante),
- Absorber du réseau des courants aussi proches que possible de la forme sinusoïdale (convertisseur propre),
- Assurer un facteur de puissance unitaire
- Dépolluer d'éventuelles charges polluantes voisines (assurer la fonction de filtre actif).

Pour ceci, nous avons présenté dans un premier chapitre les sources des perturbations harmoniques, leurs effets instantanés et différés puis les solutions traditionnelles et modernes qui peuvent être apportés. Ce chapitre nous a permis de positionner notre étude. C'est ainsi que nous pouvons affirmer que le redresseur à MLI peut s'inscrire parmi les convertisseurs modernes, propres et pouvant servir de dépollueur. Ceci moyennant une commande plus compliquée et une consommation un peu plus grande.

Dans le second chapitre, nous nous sommes attelés à modéliser le redresseur à MLI dans trois repères différents :

- Les coordonnées abc,
- Les coordonnées de Clark $\alpha\beta$
- Les coordonnées de Park dq

Ce troisième référentiel présente un intérêt particulier, puisque comme nous l'avons vu dans les résultats de simulation, les grandeurs de Park (d'axes d et q) sont constantes, contrairement aux autres repères. Cette propriété se révèle très intéressante dans l'optique d'une régulation des trois courants d'entrée du convertisseur.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande du redresseur à MLI. L'objectif de cette commande était de faire suivre à notre redresseur des courants d'entrée de forme désirée. Cette forme, constituant la référence des courants, contient toutes les exigences du cahier de charges (redressement de la tension de sortie, contenu harmonique et facteur de puissance du côté réseau).

Cet objectif a nécessité deux régulateurs en cascade : une boucle externe pour la régulation de la tension continue et des boucles internes (trois pour le système abc et deux pour les coordonnées dq) pour la régulation des courants d'entrée. Cette structure en cascade n'est possible que si la dynamique des courants d'entrée est petite devant celle de la tension de sortie.

Dans ce contexte, nous avons présenté deux types de commande de notre convertisseur : la commande à MLI et la commande à hystérésis. Nous avons opté pour cette dernière parce qu'elle est facile à mettre en œuvre et présente des résultats satisfaisants. Cependant elle a l'inconvénient des fréquences de commutation non maîtrisées.

Le dernier chapitre est consacré aux tests par simulation qui ont pour but de montrer les différentes possibilités du convertisseur étudié. Nous avons montré que quand il est seul, notre convertisseur présente des qualités spectrales intéressantes (un contenu harmonique faible) et un facteur de puissance unitaire. Quand il fonctionne au voisinage d'une source polluante (un redresseur à diodes, dans ce cas), notre convertisseur peut également remplir la fonction de filtre actif. Il absorbe dans ce cas, en plus de sa propre consommation, des courants harmoniques d'égale amplitude et de phase opposée que ceux de la charge polluante.

Nous avons voulu montrer toutes ses possibilités dans un seul graphe du courant d'entrée où chaque fonction entre en service à un instant particulier (dépollution et facteur de puissance unitaire à « $t=0.15s$ », variation de la charge du redresseur à « $t=0.3s$ »).

Cette propriété de ce redresseur font de lui un convertisseur tout à fait indiqué pour être intégré dans une alimentation à étage intermédiaire (redresseur- étage à courant continu – onduleur) très utiles pour la commande des actionneurs électriques et des générateurs électriques utilisés notamment dans la conversion de l'énergie éolienne.

Les suites à donner à ce travail sont nombreuses et variées, nous nous contentons de citer quelques unes :

- Modélisation d'un système d'alimentation à étage intermédiaire (redresseur à MLI – étage à courant continu – onduleur à MLI).
- Réalisation expérimentale du dispositif précédent.
- Généralisation à un système d'alimentation multi - niveaux destiné aux machines de grandes puissances.

ANNEXE

Paramètres de simulation

Les données de simulation utilisées sont :

Source :

$$\text{La tension } V_s = 180 \text{ V}$$

$$\text{La fréquence } f = 50 \text{ Hz}$$

Impédance du réseau :

$$L_s = 45 \mu\text{H}$$

$$R_s = 0.16 \Omega$$

Côté continu de la charge polluante :

$$L_d = 68 \text{ mH}$$

$$R_d = 10 \Omega$$

Filtre de sortie du redresseur :

$$L = 2 \text{ mH}$$

$$R_s = 8 \text{ m} \Omega$$

Côté continu du redresseur :

$$R_{ch} = 300 \Omega$$

$$L_{ch} = 0.54 \text{ H}$$

$$C = 3.3 \text{ mF}$$

La valeur de la tension continue en régime permanent est choisie $V_o = 300 \text{ V}$.

Bibliographie

[1] : Mohamad Alaa Eddine Alali

« Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension », thèse de Docteur.de l'Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 12 Septembre 2002.

[2] : Mohamed Mustapha ABDUSALAM

« Structure et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales » Thèse de Docteur. De l'Université HENRI POINCARÉ, NANCY-I, 29/05/2008.

[3] : DJ. FERHAT, B. HALLOU, F. HAMAS

« Etude d'un filtre actif parallèle monophasé commandé par MLI », mémoire d'ingénieur. UMMTO, 2003.

[4] : KEBIRI Samia

« Etude d'un filtre actif parallèle multiniveaux », mémoire de Magister. UMMTO, 12 avril 2009.

[5] : E. Bettega, J-N. Fiorina

«Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs». Cahier technique Schneider électrique n°183 édition janvier 2000.

[6] : Abdelmalek Tarik

« Etude d'un filtre actif shunt triphasé commandé par hystérésis », mémoire d'ingénieur. UMMTO, 2005

[7] : Abdelmalek BOULAHIA

« Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique», mémoire de Magister, Université de CONSTANTINE, 28/04/ 2009.

[8] : Christophe GOMBERT

« Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux Réseaux d'Energie Electrique », thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de GRENOBLE, 29 Septembre 2005

[9] : Dj. CHABANE, K. BERKOUNE

« Etude du redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) », mémoire de master. UMMTO, 2011.

[10] : E. M. Berkouk

« Contribution à la conduite des machines asynchrone monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects », thèse de Doctorat, C.N.A.M, PARIS 1995.

[11] : M. AOUES

« Filtrage actif des harmoniques générés par un redresseur triphasé », mémoire de Magister, UMMTO, 2004.

[12] : Armand BOYETTE

« Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1, 11 décembre 2006.

[13] : M. Ali DJERIOUI

« Contrôle d'un convertisseur AC/DC à MLI avec fonction de filtre actif », école Militaire Polytechnique, 02 novembre 2011.