

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou



Faculté De Génie Electrique Et D'informatique
DEPARTEMENT D'Electrotechnique

**Mémoire de Fin d'Etudes
de MASTER ACADEMIQUE**
Spécialité : Machines Electriques

Présenté par

BOUKHARI Nassim
STITI Lyazid

Thème

Commande d'un redresseur triphasé à MLI

Mémoire soutenu publiquement le 24 Septembre 2014 devant le jury composé de :

M. T. OTMANE CHERIF
MCA, UMMTO, Président

M. A. BECHOUCHE
MCB, UMMTO, Rapporteur

M. H. SEDDIKI
MCA, UMMTO, Examineur

M. K. MESBAH
Doctorant, UMMTO, Examineur

Dédicace

A mes parents, mes frères, mes sœurs, toute ma famille
et mes amis.

Yazid

A mes parents, mes frères, mes sœurs, toute ma famille
et mes amis.

Nassim

Remerciements

Au terme de ce travail, il nous est agréable d'adresser notre profonde reconnaissance et nos remerciements les plus sincères à :

Notre promoteur monsieur Ali BECHOUCHE, maître de conférences classe B à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour nous avoir guidé tout au long de ce travail, nous lui sommes très reconnaissants pour sa disponibilité et pour son aide précieux et pour ses conseils judicieux qu'il nous a prodigué.

Nous tenons à remercier vivement les membres de jury :

Monsieur Tahar OTMAN CHERIF, maître de conférences classe A, à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accepté de présider le jury de ce travail.

Monsieur Hamid SEDDIKI, maître de conférences classe A, à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accordé cette aimable faveur d'accepter d'examiner ce travail.

Monsieur, Koussaila MESBAH Doctorant à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Sommaire	1
Introduction générale	4
Chapitre I : Généralités sur les redresseurs à MLI	
Introduction	6
I. Redresseurs MLI	6
I.1. Structure générale du redresseur MLI	6
I.1.1. Redresseur à MLI de courant	8
I.1.2. Redresseur à MLI de tension	8
I.2. Principe de fonctionnement de Redresseur à MLI de tension	10
I.3. Les Techniques de commande du redresseur triphasée	12
I.3.1. Commande par hystérésis	12
I.3.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	13
I.3.3. MLI vectorielle	15
Conclusion	15
Chapitre II. Modélisation du redresseur à MLI	
Introduction	16
II.1. Hypothèses de modélisation	16
II.2. Modélisation du dans le repère abc redresseur MLI	17
II.2.1. Modélisation dans le repère abc coté alternatif	17
II.2.2. Modélisation dans le repère triphasé abc coté continue	20
II.2.3. Simulation du redresseur MLI	21
II.2.4. Modèle topologique du redresseur dans le référentiel abc	22
II.2.4.1. Paramètre de simulation	22
II.2.4.2. Schéma de simulation	22
II.2.4.3. Interprétation des résultats	23
II.2.4.4. Résultats de simulation	23
II.2.4.5. Inconvénients du modèle topologique	24
II.2.5. Modèle moyen du redresseur dans le référentiel abc	24

II.2.5.1.Le modèle moyen de redresseur à MLI commandé par ses modulante	24
II.2.5.2.Schéma de simulation	26
II.2.5.3.Résultats de simulation	26
II.2.5.4.Interprétation des résultats	27
II.3. Equations de Park	28
II.3.1.Transformation de Park	28
II.3.2.Transformation inverse de Park	29
II.4.Modélisation de redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$	30
II.4.1.Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté alternatif	30
II.4.2.Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté continue	31
II.5.Modélisation du redresseur MLI dans le repère dq	32
II.5.1.Matrice de rotation inverse	33
II.5.2.Modélisation dans le repère dq coté alternatif	33
II.5.3.Modélisation dans le repère dq coté continue	34
II.5.3.1.Schéma de simulation	35
II.5.3.2.Résultats de simulation	36
II.5.3.3.Interprétation des résultats	36
Conclusion	37

Chapitre III : Commande du redresseur à MLI

Introduction	38
III.1.Synchronisation du redresseur sur le réseau a l'aide de la PLL conventionnelle	38
III.1.1.Synthèse des paramètres du régulateur	40
III.2.Principe de commande du redresseur MLI	41
III.3.découplage des axes d-q et compensation de la tension du réseau	41
III.4. Puissance instantané	42
III.5.Description de commande vectorielle du redresseur MLI	42
III.6.Contrôle des courants et de tension	44
III.6.1.Contrôle des courants i_{dq}	47
III.6.1.1.Calcule du régulateur de courant $i_{d,q}$	47
III.6.2.Contrôle de la tension	48
III.6.2.1.Calcul du régulateur de la tension U_{dc}	48
Conclusion	50

Chapitre VI : Résultats de simulations

Introduction	51
IV.1. Performance de la PLL conventionnelle au régime sans défaut	51
IV.1.1. Résultats de simulation	51
IV.1.2. Simulation de la commande du redresseur à MLI	52
IV.1.2.1. Résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI	54
IV.1.2.2. Interprétation des résultats	55
IV.1.3. Essai à puissance réactive non nulle	55
IV.1.4. Régulation de la tension du bus continu	56
IV.1.5. L'application d'une variation de charge	57
IV.2. Comportement de la PLL sous perturbations	58
IV.2.1. PLL conventionnelle sous un défaut de phase (amplitude)	59
IV.2.2. PLL conventionnelle sous un saut d'angle	59
IV.2.3. PLL conventionnelle sous un saut de fréquence	60
IV.2.4. PLL conventionnelle sous une chute de tension	61
IV.3. Commande du redresseur à MLI sous perturbations au réseau	62
IV.3.1. Commande du redresseur à MLI sous un défaut de phase	62
IV.3.2. Commande du redresseur à MLI sous une chute de tension	63
IV.3.3. Commande du redresseur à MLI sous une variation de fréquence	64
Conclusion	65
Conclusion générale	66

Ces dernières années, le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande [1].

D'autre par les besoins d'économie d'énergie nécessitant de porter une attention toujours importante à la qualité d'énergie électrique fournie aux consommateurs.

Dans la conversion alternatif-continu ce sont les redresseurs à thyristors à commutation naturelle qui ont prédominé.

Cependant le coût et l'encombrement des condensateurs et inductances de filtrage conduisent à rechercher des solutions nouvelles. Celles ci sont envisageables grâce aux progrès réalisés dans la technologie des semi-conducteurs de puissance entièrement commandable (GTO, IGBT et MOSFET...).

Ainsi les redresseurs utilisant la modulation de largeur d'impulsions, MLI, vont progressivement remplacer les montages classiques dans plusieurs applications.

Le facteur de puissance, la distorsion des courants en ligne et le taux d'harmoniques de la tension du réseau sont nettement améliorés dans un convertisseur à modulation de largeur d'impulsions. Cela conduit à une substantielle réduction de la compensation de la puissance réactive et du dimensionnement des filtres d'entrée et de sortie.

Dans le cadre de notre travail nous nous intéresserons au redresseur de tension MLI triphasé, ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. On peut donc, avec un redresseur MLI, obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité et à fréquence de modulation stable. On peut aussi régler, par le contrôle, l'énergie réactive absorbée ou fournie.

Dans la commande de redresseur à MLI, la synchronisation appropriée avec le réseau électrique est l'un des aspects les plus importants à considérer dans le contrôle d'un tel dispositif connecté au réseau, tel que les redresseurs commandé, les filtres actifs et également dans les systèmes de générations d'énergie électrique tel que les centrales éoliennes et photovoltaïques.

La technique la plus utilisée pour la synchronisation des dispositifs reliés au réseau électrique est la PLL triphasée conventionnelle (Phase Locked Loop ou boucle à verrouillage de phase) basée sur un référentiel synchrone.

Dans la pluparts des stratégies de commande des systèmes électriques, l'amplitude, la fréquence et la phase instantané de vecteur tension réseau sont nécessaires pour la synchronisation des variables de sortie du système.

Pour réguler les boucles de courant (interne) et de la tension (externe) on a utilisé le régulateur Proportionnel-Intégral (PI), ce dernier est beaucoup utilisé en raison de sa simplicité d'implémentation et possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique quand ses paramètres sont bien réglés.

Un développement mathématique et une étude en simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink sera effectués pour un réglage classique PI.

La présentation de ce mémoire est structurée en une introduction, quatre chapitres et une conclusion, et répartie comme suit :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les redresseurs triphasés à MLI ainsi que les différentes stratégies du commande.

Le deuxième chapitre présente la modélisation et la commande de redresseur MLI.

Le chapitre III sera consacré à la synthèse de la stratégie de commande. Premièrement la synchronisation de redresseur sur le réseau à l'aide de la PLL conventionnelle, puis la régulation de notre système avec le régulateur PI seront effectuées.

Le dernier chapitre présente une synthèse et analyse des résultats de simulation.

En fin on termine par une conclusion générale qui résume les principaux résultats et synthèses aux quels nous avons abouti.

Introduction

Pour les besoins domestiques et industriels, le monde moderne a besoin de plus en plus d'énergie électrique continue. L'accroissement de la consommation de l'énergie électrique continue exige l'utilisation des convertisseurs AC/DC et en particulier les redresseurs triphasés à base de diodes pour alimenter certains équipements. L'utilisation de ce type de convertisseurs donne de bons résultats du point de vue industriel et économique vu que les performances des procédés sont nettement améliorées et le coût de fonctionnement des équipements est clairement diminué, ce qui explique la grande utilisation de ces convertisseurs [2].

Les redresseurs triphasés sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion AC/DC, ils sont alimentés par une source de tension alternative triphasée et ils permettent d'alimenter en courant continu les récepteurs branchés à leurs sorties.

Nous allons dans ce chapitre présenter des généralités sur les redresseurs à MLI, commencerons par une définition du redresseur MLI puis nous indiquerons ses deux structures à savoir le redresseur à MLI de courant et le redresseur à MLI de tension. Par la suite, nous détaillerons le principe de fonctionnement du redresseur triphasé de tension. Vers la fin, nous présenterons les différentes techniques de commande du redresseur.

I. Redresseurs MLI

Les redresseurs à MLI peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [3]. Ces redresseurs sont appliqués dans plusieurs domaines dont on cite les entraînements par machines électriques triphasées, les éoliennes, les filtres actifs....

I.1. Structure générale du redresseur MLI

La technologie employée consiste à modifier la structure interne du redresseur en remplaçant les thyristors par des interrupteurs entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture : transistor MOSFET pour les moyennes et petites puissances, transistors IGBT pour les moyennes et grandes puissances, et les thyristors GTO pour les fortes puissances, en anti parallèle avec des diodes [4] (voir figure I.1).

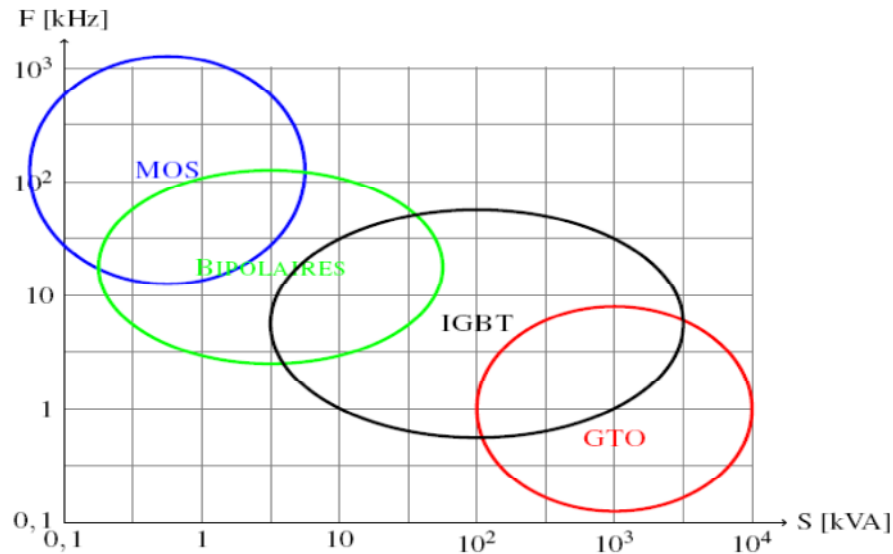


Figure (I.1). Zones approximatifs (Puissance/Fréquence) d'utilisation des principaux semiconducteurs de puissance [5].

Pour la commande on utilise la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

La figure (I.2) montre le schéma de principe d'un redresseur MLI

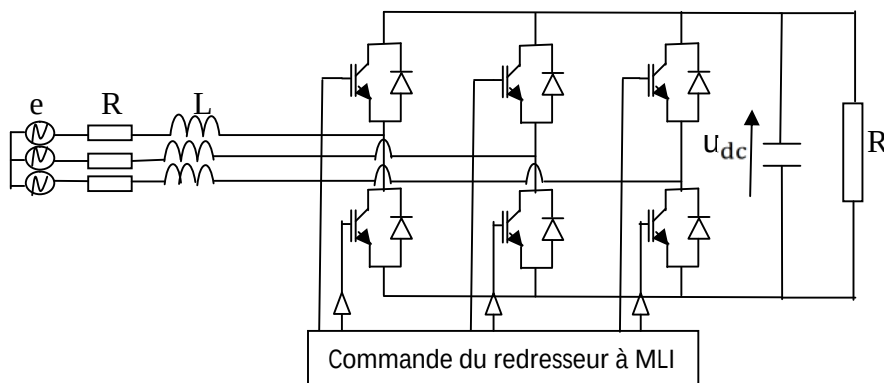


Figure (I.2) : Schéma de principe du redresseur MLI.

Les redresseurs à MLI sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande MLI, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Nous distinguons deux structures de redresseurs à MLI :

- redresseur à MLI de courant ;
- redresseur à MLI de tension.

I.1.1. Redresseur à MLI de courant

La topologie du redresseur à MLI de courant est illustrée sur la figure (I.3). Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant coté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée [6]. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [7].

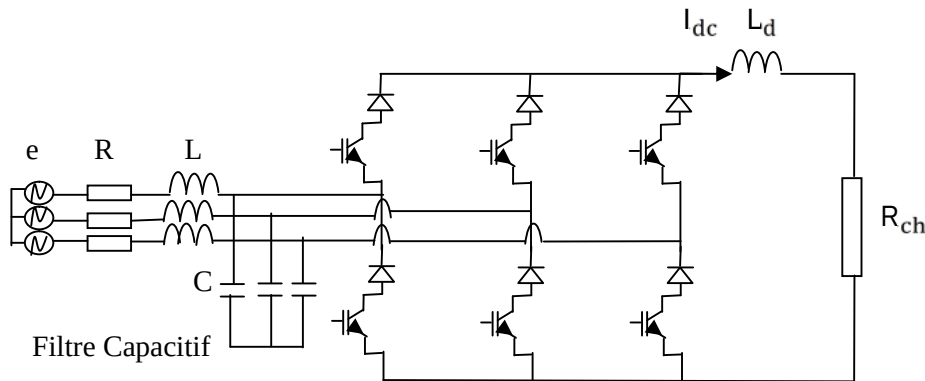


Figure (I.3) : Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de courant.

I.1.2. Redresseur à MLI de tension

Le redresseur MLI de tension est simplement un onduleur de tension utilisé à l'envers permet de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif (comme un redresseur à diodes), mais en absorption sinusoïdale de courant, donc à facteur de puissance unitaire [2] figure (I.4).

Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant commandé à l'amorçage et au blocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau [7]. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension du réseau correspondante. Ce redresseur à MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie [8].

Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes :

- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible d'où la mise-en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs.

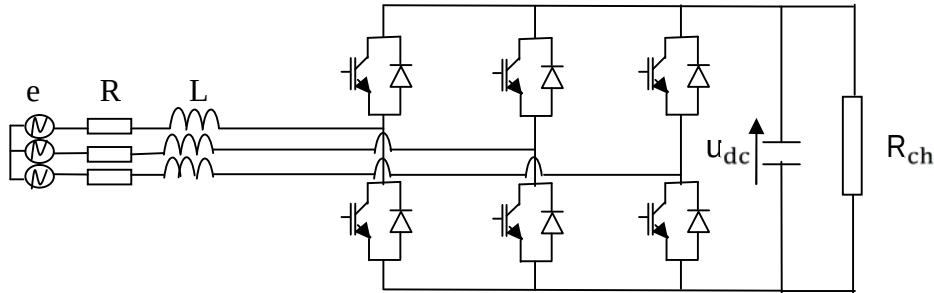


Figure (I.4): Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de tension.

- Nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de redresseur de tension dépendent de l'état de trois signaux de commande k_1 , k_2 , k_3 (plus détaillé dans le chapitre suivant) .
- En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire en même temps afin d'éviter de court-circuiter la source de tension ; il faut donc générer un temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande au blocage d'un interrupteur et la commande à l'amorçage de l'autre interrupteur du même bras.

L'avantage de redresseur de tension par rapport à celui de courant est indéniable et son utilisation dans de nombreuses applications se justifie principalement par les deux avantages offerts par sa configuration :

- La bidirectionnalité en courant de sa topologie grâce aux diodes de récupération en antiparallèles.
- Le stockage d'énergie capacitive est plus aisé et efficace que son dual inductif. De plus, le coût et le poids des condensateurs sont moindres.

Cependant, la grande prolifération des redresseurs de tension ne signifie pas la résolution des problèmes traités dans leurs différentes applications ni l'obtention des performances souhaitées. Le fait que leur configuration soit simple, impose l'ajout d'éléments additionnels afin d'accomplir les tâches escomptées. C'est pour cette raison que l'attention des chercheurs dans ce domaine s'est concentrée principalement sur trois aspects, contrôle des courants du

côté alternatif, de la tension du bus continu, en associant le choix et le dimensionnement du filtre côté alternatif, dont le but est de répondre à des exigences d'un cahier des charges. Parmi lesquelles nous pouvons citer, dynamique rapide, protection contre les courts-circuits et les surcharges, stabilité, robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du système et fréquence de commutation faible pour réduire les émissions électromagnétiques émises susceptibles d'influencer d'autres charges connectées au réseau.

I.2. Principe de fonctionnement du Redresseur à MLI de tension

La structure du redresseur à MLI associé à un filtre R, L d'entrée est illustrée sur la figure (I.5), le côté continu, est constitué par un condensateur, est équivalent à une source de tension. Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, l'entrée est une source de courant car ce convertisseur n'est constitué que d'interrupteurs semi-conducteurs. De plus, la présence des inductances de couplage est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur. En effet, quelque soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande (S_a, S_b et S_c), le redresseur peut imposer, de manière indirecte, la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions v_{an}, v_{bn} et v_{cn} mesurées par rapport au neutre du réseau.

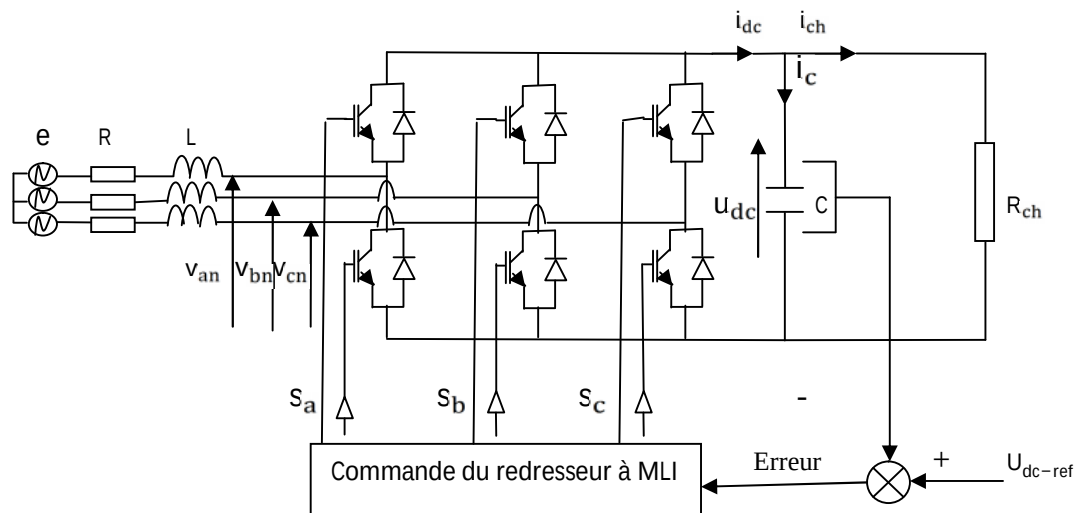


Figure (I.5) : Topologie de base d'un redresseur à MLI triphasé de tension [9].

En d'autres termes, la variation du courant prélevé définie par di/dt , (en considérant la résistance série interne " r " négligeable), est imposée par la tension appliquée aux bornes des inductances qui est la différence entre la tension réseau et celle à l'entrée du redresseur comme le montre la figure (I.6).

Il'est possible de contrôler l'évolution des courants prélevés sur le réseau en agissant sur les ordres de commande. De plus, le fonctionnement à facteur de puissance unitaire (puissance réactive nulle) est obtenu en synchronisant les courants absorbés par rapport aux tensions simples du réseau.

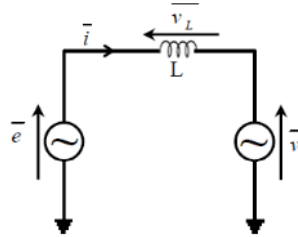


Figure (I.6) : Circuit équivalent pour le contrôle de courants absorbés.

Pour obtenir un bon fonctionnement de l'ensemble, il est indispensable de contrôler la tension du bus continu. Une boucle de régulation de cette dernière doit être mise en place afin de garantir en régime permanent l'égalité des puissances côté alternatif et côté continu. Le schéma équivalent pour le contrôle de cette tension est illustré sur la figure I.11 ci-dessous :

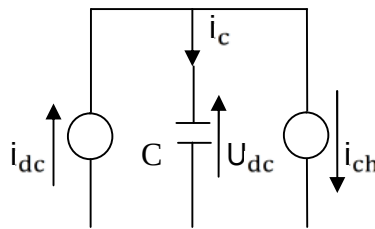


Figure (I.7) : Circuit équivalent pour le contrôle de la tension du bus continu.

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 (I.5). Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu U_{dc} est mesurée et comparée avec une référence U_{dc-ref} , 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 U_{dc} mesurée aux bornes du condensateur C [9].

Quand le courant i_{ch} est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande de 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 plus de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand i_{ch} devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur

C est surchargé, et le signal d'erreur demande au block de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative [9].

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

I.3. Les Techniques de commande du redresseur triphasé

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, et des semi-conducteurs utilisés pour le redresseur. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix.

Deux types de commandes des convertisseurs statiques sont principalement mis en œuvre [10].

- La commande par hystérésis.
- La commande par MLI.

L'objectif de la commande, que se soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture/fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant I_{dc} soit le plus proche de sa référence.

I.3.1. Commande par hystérésis

Cette technique de commande fait partie des commandes non-linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien, elle utilise l'erreur existante entre le signal de référence et la mesure du signal de sortie. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis, une règle pratique consiste à la prendre à 5% du courant nominal. Chaque sortie de ce gabarit entraîne un changement de configuration des interrupteurs ; la largeur de la bande d'hystérésis est le seul paramètre de régulation qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation.

Ce système de contrôle est caractérisé par une fréquence de commutation variable. La mise en œuvre de cette stratégie de contrôle est relativement simple.

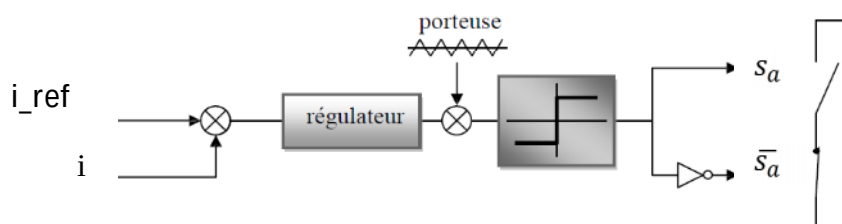
Le choix de la bande d'hystérésis doit tenir compte d'un certain nombre de condition liées au fonctionnement de l'onduleur, parmi lesquelles la fréquence de commutation admissible pour les composants semi-conducteurs.

La commande par hystérésis présente de nombreux avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de sa mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant [8].

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé, donc difficilement filtrable. De ce fait, elle s'avère être mal perçue par les industriels.

I.3.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval du redresseur. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite *MLI intersective*. Cette technique de commande met en oeuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence du redresseur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le Schéma de principe est donné par la figure (I.8).



Figure(I.8) : Principe de commande par MLI

Deux paramètres caractérisent la Modulation de Largeur d'Impulsion Intersective (sinus-triangle) :

- **L'indice de modulation** : défini par le rapport $m = \frac{f_p}{f}$.
 f_p : Fréquence de la porteuse.
 f : fréquence de référence.
- **Le coefficient de réglage ou profondeur de modulation**: défini par le rapport des amplitudes des modulantes et de la porteuse, $r = \frac{V_{mod,max}}{V_{p,max}}$.

Généralement, ce coefficient est compris entre 0 et 1 (l'amplitude de la référence reste inférieure ou égale à celle de la porteuse).

Le fondamental des trois tensions simples (mesurées par rapport au neutre du réseau) à l'entrée du pont redresseur triphasé est représenté par les expressions ci-dessous :

$$e_a = \frac{1}{2} U_{dc} r \cos(\omega t)$$

$$e_b = \frac{1}{2} U_{dc} r \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$e_c = \frac{1}{2} U_{dc} r \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

e_a, e_b, e_c : tensions simple du réseau.

U_{dc} : tension du bus continu mesurée aux bornes du condensateur C.

Actuellement, la plupart des systèmes de commande s'implantent sur des dispositifs numériques. Ainsi, une *MLI* avec échantillonnage régulier est souvent utilisée, où les modulantes restent constantes pendant la période d'échantillonnage. Différents types de *MLI* intersective sont analysés dans la littérature :

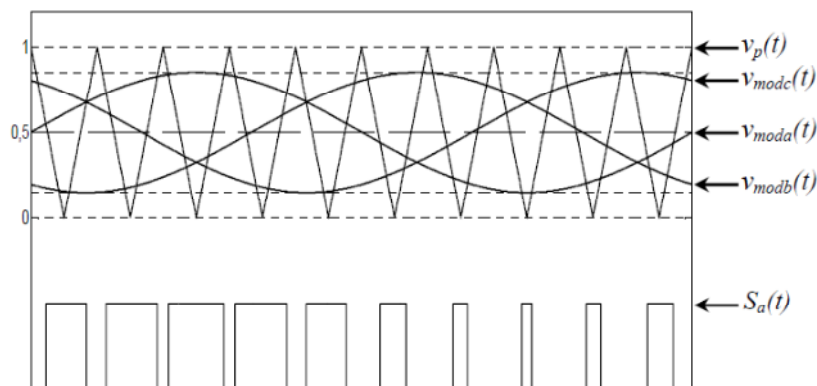
- *MLI* à porteuse en dent de scie (à gauche ou à droite) ; à porteuse triangulaire centrée où les deux côtés de la porteuse sont modulés, ce qui améliore considérablement les performances harmoniques ; à porteuse aléatoire.
- *MLI* Synchrones ou asynchrones, selon que la modulante et la porteuse sont de fréquences exactement multiples ou non.

Dans le cas où la porteuse est supposée comprise entre 0 et 1, comme le montre la figure(I.9) ci-dessous, les modulantes ont les expressions suivantes :

$$V_{mod a}(t) = \frac{1}{2} + \frac{r}{2} \cos(\omega t)$$

$$V_{mod b}(t) = \frac{1}{2} + \frac{r}{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_{mod c}(t) = \frac{1}{2} + \frac{r}{2} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$



Figure(I.9) : Principe de la MLI intersective sinus-triangle.

Le contrôle par MLI est d'une complexité réduite; il garantit un fonctionnement à fréquence fixe et conduit 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.

I.3.3 MLI vectorielle

Contrairement à l'approche intersective qui voit la génération des signaux de pilotage de chaque bras de pont de manière indépendante, l'approche vectorielle considère l'ensemble des états de la tension en sortie des trois bras de pont comme un vecteur unique dans le référentiel fixe $\alpha \beta$ grâce à la transformation triphasée-diphasée basée sur la matrice de Clarke (ou de Concordia). La transformation de Clarke (retenue ici) est un outil mathématique qui permet de modéliser un système triphasé à composante homopolaire nulle par un modèle diphasé équivalent.

Conclusion

Ce chapitre présente les notions préliminaires et nécessaires pour la suite sur la structure et la commande des Redresseurs Triphasés. Nous avons montré l'utilité du redresseur de tension qui est le convertisseur statique le plus répandue actuellement. Il est intégré dans de nombreuses applications industrielles, dans les systèmes de dépollution harmonique et il constitue la topologie du redresseur de tension à MLI. Ensuite, nous avons décrit le principe de son fonctionnement.

Les deux approches vectorielles et intersective pour la représentation des Stratégies MLI ont été définies ainsi que la méthode de commande par hystérésis. Selon le critère d'étude, une approche peut être plus avantageuse que l'autre. Dans ce mémoire nous intéresserons seulement à la stratégie MLI intersective.

L'étude de la modélisation de Redresseur à MLI dans le model Topologique et Moyen sera présentée au chapitre suivant.

Introduction

En électronique de puissance, modéliser un convertisseur statique consiste à faire une représentation plus ou moins abstraite de son fonctionnement dans un but donné. La représentation d'un même objet se diffère en fonction de l'objectif visé (simulation, commande,...) [12].

Dans ce chapitre, nous proposons deux approches de construction des modèles. Chacune d'elles liées à un certain type de représentation.

Dans un premier temps, nous utilisons une approche formelle (par modèles topologiques) consiste à extraire les systèmes d'état pour chaque topologie envisageable du circuit afin de les traiter ensuite pour créer le modèle du convertisseur. En fin, nous proposons une approche qui transforme le système original en un système continu qui représente macroscopiquement au mieux les comportements dynamiques et statiques du circuit dit le modèle moyen [13], dont nous visons à étudier par la suite pour modéliser le redresseur à MLI.

II.1.Hypothèses de modélisation

Dans la plupart des cas d'étude, des hypothèses simplificatrices sont largement admises afin de ne pas compliquer inutilement la mise en œuvre et l'utilisation des modèles. Toutefois, il est possible, pour des cas particuliers d'étude, de revenir sur ces hypothèses en ajoutant des équations supplémentaires nécessaires à la précision souhaitée [14]. Pour le système que nous avons ici, nous faisons donc les hypothèses suivantes:

- Les interrupteurs sont considérés comme étant parfaits en choisissant la représentation suivante :

A l'état bloqué (OFF), l'interrupteur est représenté par un circuit ouvert et à l'état passant (ON) par un court-circuit



Figure (II.1). Interrupteur parfait.

- Nous supposons que les sources sont parfaites

Une source de tension (respectivement de courant) parfaite n'est pas influencée par le courant qui la traverse (respectivement la tension à ses bornes).

- Enfin, nous considérons que les éléments passifs de la structure du convertisseur sont invariants et linéaires.

II.2. Modélisation du redresseur MLI dans le repère abc

II.2.1. Modélisation dans le repère abc coté alternatif

- Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré les tensions du réseau sont exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} e_a &= E_m \cos(\omega t) \\ e_b &= E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c &= E_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (II.1)$$

Avec E_m et ω sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

- L'hypothèse d'un système équilibré implique

$$\begin{aligned} \sum_{i=a}^c (e_i) &= 0 \\ L_a &= L_b = L_c = L \\ R_a &= R_b = R_c = R \end{aligned} \quad (II.2)$$

Avec : L et R l'inductance et la résistance du filtre à l'entrée du redresseur.
a, b, c les indices des phases.

- Les équations de tensions pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites comme :

$$\begin{aligned} e_a &= Ri_a + V_a + L \frac{di_a}{dt} \\ e_b &= Ri_b + V_b + L \frac{di_b}{dt} \\ e_c &= Ri_c + V_c + L \frac{di_c}{dt} \end{aligned} \quad (II.3)$$

Le schéma suivant traduit les équations de tension pour le système triphasé équilibré

i_{dc} i_{ch}

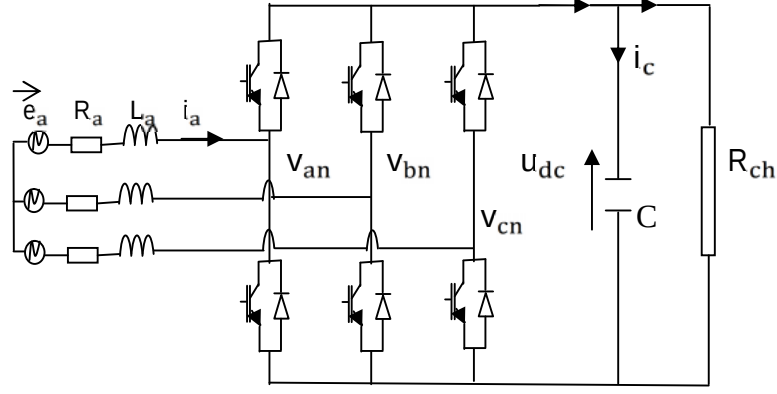


Figure (II.2). Schéma d'un redresseur triphasé à MLI

- Les tensions composées sont définies comme suit :

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn}$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (II.4)$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an}$$

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples à l'entrée du redresseur.

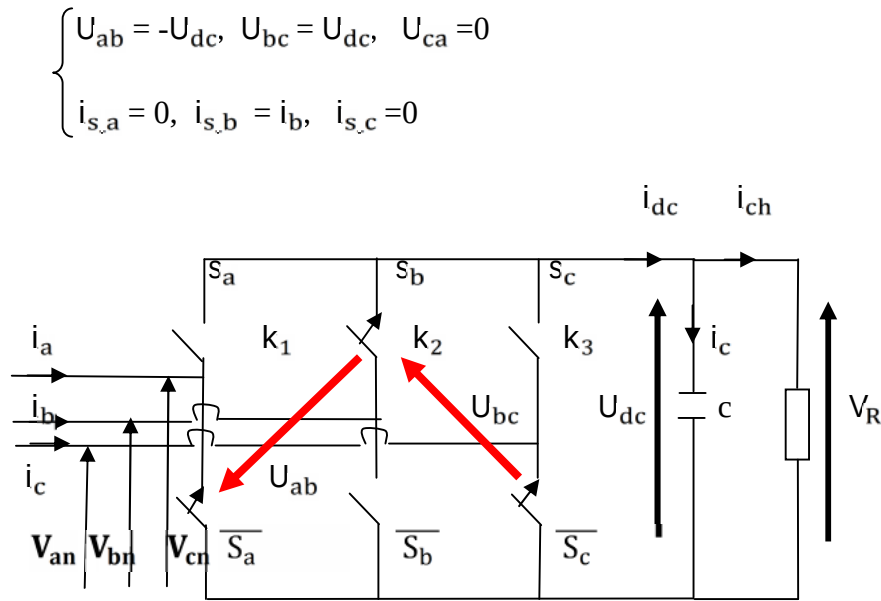
- Pour passer des tensions composées aux tensions simple, étant donné que la somme instantanée des courant est nulle, et que le réseau est équilibré et sinusoïdal impliquant la somme des f.é.m. est nulle ce qui implique :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} &= \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} &= \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc}) \end{aligned} \quad (II.5)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

On donne ci-dessous la méthode de détermination des tensions en fonction des états des interrupteurs, avec S_a , S_b et S_c sont des fonctions de commutations et $\overline{S_a}$, $\overline{S_b}$ et $\overline{S_c}$ sont des compléments de ces fonctions. Si un interrupteur du bras haut est bloqué $S=0$ et s'il est passant alors $S=1$. Dans l'exemple suivant $S_a = 0$, $S_b = 1$ et $S_c = 0$, on déduit facilement de la figure (II.3) que :



Figure(II.3). Méthode de détermination des tensions on fonction des états des interrupteurs.

Pour les huit configurations des interrupteurs de commutation on obtient les résultats suivants pour les tensions composées, les tensions simples, les courants dans les interrupteurs et le courant à la sortie du redresseur.

Tableau (II.1). Etat des interrupteur et les tensions /courant correspondants

Etat de fonctions de commutation			Tension composées			Tension simple triphasées			Les courants dans les interrupteurs			Le courant à la sortie du redresseur
S_a	S_b	S_c	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$i_{s,a}$	$i_{s,b}$	$i_{s,c}$	i_{dc}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	i_a	0	0	i_a
1	1	0	0	U_{dc}	$-U_{dc}$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	i_a	i_b	0	$-i_c$
0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	0	i_b	0	i_b
0	1	1	$-U_{dc}$	0	U_{dc}	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	0	i_b	i_c	$-i_a$
0	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	0	0	i_c	i_c
1	0	1	U_{dc}	$-U_{dc}$	0	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	i_a	0	i_c	$-i_b$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0

De cette table, on peut écrire les tensions d'entrée du redresseur d'une manière générale comme suit :

$$U_{ab} = (S_a - S_b) U_{dc}$$

$$U_{bc} = (S_b - S_c) U_{dc} \quad (II.7)$$

$$U_{ca} = (S_c - S_a) U_{dc}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

D'où on peut déduire les tensions simples comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = f_a \cdot U_{dc} \\ V_{bn} = f_b \cdot U_{dc} \\ V_{cn} = f_c \cdot U_{dc} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \\ f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

On remplaçant l'équation (II.8) dans (II.6), on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

II.2.2. Modélisation dans le repère triphasé abc coté continue

Pour compléter le modèle du redresseur dans le repère triphasé abc on écrit le courant du bus continu comme suit :

$$i_{dc} = i_c + i_{ch} \quad (\text{II.11})$$

$$i_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}}{R_{ch}} \quad (\text{II.12})$$

avec :

i_c : le courant dans la capacité (C).

i_{ch} : le courant dans la charge (R_{ch}).

De l'équation (II.12), on obtient :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{II.13})$$

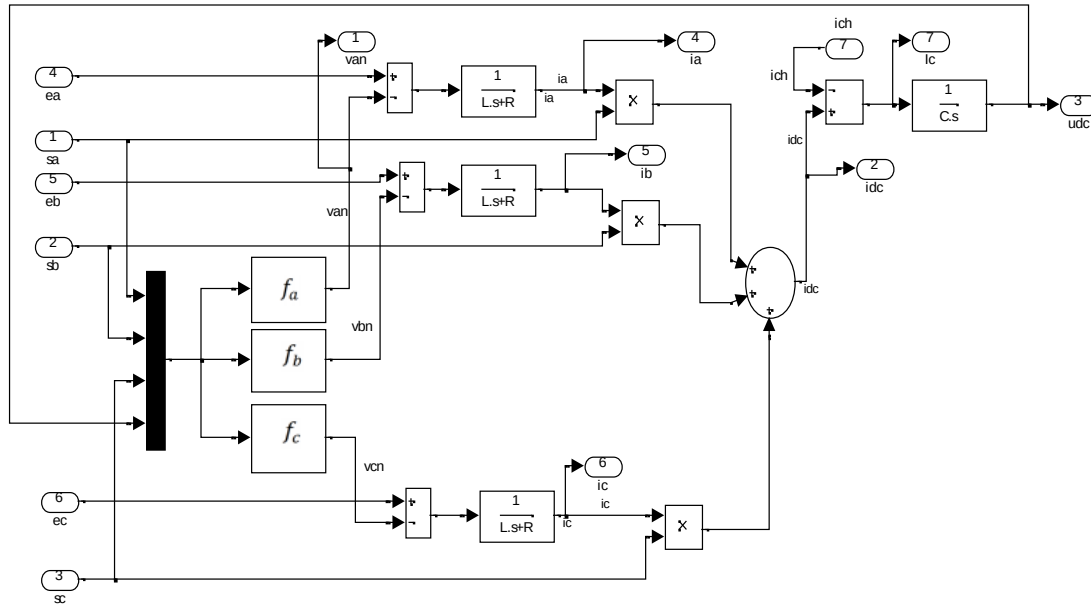
Du tableau (II.1), on déduit que :

$$i_{dc} = i_a \cdot S_a + i_b \cdot S_b + i_c \cdot S_c \quad (\text{II.14})$$

On remplace l'équation (II.14) dans (II.13) et on aboutit à :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_a \cdot S_a + i_b \cdot S_b + i_c \cdot S_c - i_{ch} \quad (\text{II.15})$$

Les équations écrites précédemment dans le repère abc, soit pour les grandeurs continues ou encore alternatives peuvent être traduites par le diagramme de la figure (II.4).



Figure(II.4). Schema Matlab-Simulink du redresseur MLI dans le repère triphasé abc.

II.2.3. Simulation du redresseur MLI

L'essor des calculateurs et l'augmentation de leurs puissances de calcul ont fait que les simulateurs temps-réel numériques ont pu voir le jour il y a déjà une vingtaine d'années. En effet, la taille et la complexité des systèmes simulés en temps-réel ainsi que les fréquences des phénomènes étudiés dépendent directement de la puissance des calculateurs utilisés.

La simulation numérique présente des avantages déterminants tels que :

- une bonne représentation des éléments et phénomènes électriques de par l'utilisation de modèles pouvant être adaptés facilement aux études réalisées ;
- une préparation plus rapide et plus aisée aux tests, car les caractéristiques des composants ainsi que les paramètres de simulation peuvent être modifiés par programmation ;
- la sécurité des personnes et du matériel, car les machines tournantes peuvent être modélisées, les tensions et courants peuvent être paramétrés à des valeurs faibles pour ne pas causer de risques aux utilisateurs ;
- la possibilité de lire et de simuler des fichiers de mesures réalisés à partir d'un équipement réel.

II.2.4. Modèle topologique du redresseur dans le repère abc

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 l'étude du redresseur MLI. De plus, le modèle topologique est programmé sous forme d'équations mathématiques facilement programmables dans la simulation.

II.2.4.1.Paramètres de simulation

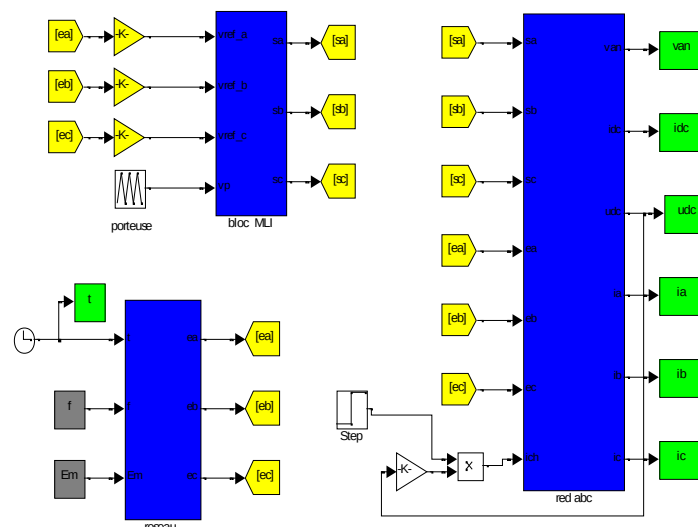
Les paramètres de simulation du redresseur à MLI sont représentés dans le tableau(II.2) :

Tableau(II.2). Paramètre de simulation

parametre	valeur	unité	Identification
E_m	$55 \sqrt{2}$	V	Amplitude maximale de la tension du réseau
f	50	Hz	Fréquence du réseau
R	1	Ω	Résistance du filtre
L	0.01	H	L'inductance du filtre
C	0.0033	F	Capacité du bus continu
f_p	5000	Hz	Fréquence de la MLI
r	0.7		Coefficient de réglage
R_{ch}	110	Ω	Résistance de la charge

II.2.4.2. Schéma de simulation

Le schema de simulation numérique exécuté sous Matlab-simulink correspond a celui donné à la figure (II.5)



Figure(II.5). Schéma de simulation numérique du modèle Topologique du redresseur MLI dans le repère abc.

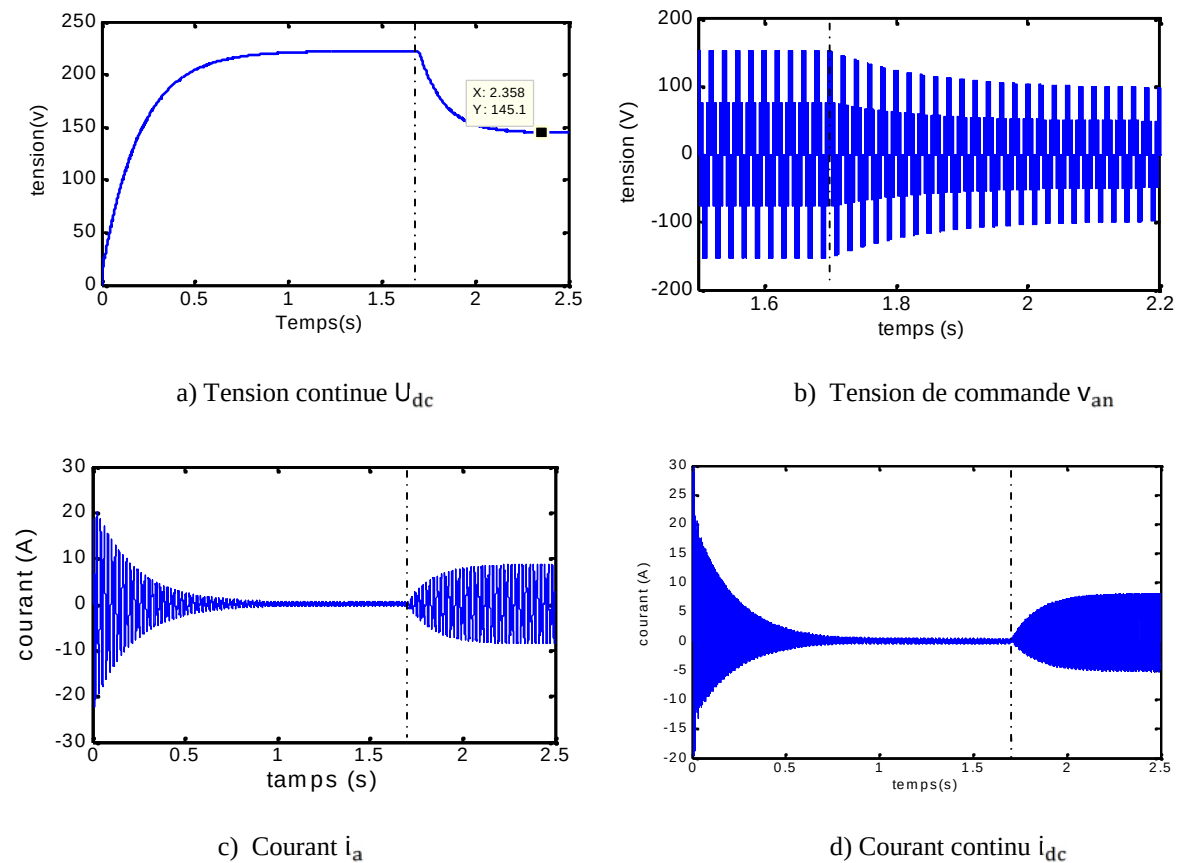
II.2.4.3. Interprétation des résultats

La figure (II.5) montre les résultats de simulation du redresseur à MLI dans le repère abc, dont on a effectué une simulation numérique sous les conditions suivante :

- Période d'échantillonnage ; $T_e = 10^{-6}$ s.
- Méthode de résolution numérique : Runge-Kutta d'ordre 4.

Le condensateur C initialement déchargé, on note à la figure (II.6.a) que la valeur de sa tension évolue selon une équation de premier ordre, depuis la valeur $U_{dc,0} = 0$ jusqu'au $t=1.7$ s telle que $u_{dc}(t=1.7) = 222.2$ v, comme elle peut être calculée théoriquement avec la relation $U_{dc} = 2 \cdot E_m / r$. 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. A l'instant $t=1.7$; on applique une charge de 110Ω , la tension aux bornes du condensateur diminue d'une valeur importante telle que $u_{dc,f} = 145.1$ v. Ce qui nécessite une boucle de régulation pour faire maintenir la tension du bus continue constante.

II.2.4.4. Resultats de simulation



Figure(II.6). Allure des grandeurs courant /tension avant et après l'application d'une résistance de charge de 110Ω .

II.2.4.5. Inconvénient du modèle topologique

Quand le modèle topologique est associé à un système tel que les éoliennes avec les caractéristiques du vent qui s'étale sur quelque heures, la simulation peut demander un temps de calcul énorme et très contraignant. De plus, le modèle topologique est un modèle à entrées discontinues ce qui donne des dérivés de variables d'états discontinues. Ces discontinuités peuvent entraîner des oscillations numériques. De plus, le pas de calcul doit être assez petit pour bien prendre en compte les commutations. Le gain en temps de calcul réalisé sur le modèle peut alors être perdu par l'utilisation de faible pas de calcul. Pour les applications où les commutations sont trop fréquentes par rapport au temps de simulation, le modèle topologique ne sera pas approprié à la simulation numérique. Le choix d'une modélisation ne faisant pas apparaître les commutations et permettant de tester ces systèmes c'est donc imposé : cela a conduit au choix de la modélisation moyenne [15].

II.2.5. Modèle moyen du redresseur dans le repère abc

Dans beaucoup d'usages, nous avons intérêt à transformer le système original en un système continu qui représente macroscopiquement au mieux les comportements dynamiques et statiques du circuit. A cet effet, le comportement moyen est tout à fait adapté [13].

Le modèle moyen permet de répondre à trois exigences essentielles [13]:

- une simplicité de mise en œuvre et d'utilisation ;
- une précision suffisante dans son domaine de validité ;
- la possibilité d'utilisation en boucle fermée : possibilité éventuelle de passer en fonction de transfert.

Il offre également le meilleur compromis coût de simulation-précision: en effet, l'absence d'éléments représentant les commutations, assure des pas de temps nettement plus grands en simulation.

II.2.5.1. Modèle moyen du redresseur à MLI

Les fonctions de commutation du redresseur sont des signaux MLI. Si la fréquence de découpage de la MLI est assez importante devant la fréquence des fondamentaux des modulantes, alors les moyennes glissantes des fonctions de commutation peuvent être considérées comme égales aux modulantes des signaux MLI [14]. Plus la fréquence de découpage est importante et plus la moyenne glissante de la MLI est alors proche de la moyenne glissante de la modulante. Souvent, l'hypothèse est faite que la moyenne glissante

des fonctions de commutation est égale à la modulante. Ainsi, les modèles moyens peuvent être directement commandés par les modulantes [14].

Pour le convertisseur à MLI, en supposant que la dynamique de la tension U_{dc} du bus continu est faible par rapport aux fonctions de commutation, et si la tension U_{dc} est supposée constante sur une période de découpage, alors les tensions simples moyennes $\langle v_{an} \rangle$, $\langle v_{bn} \rangle$, $\langle v_{cn} \rangle$, s'écrivent en fonction de l'état moyen des interrupteurs $\langle S_1 \rangle$, $\langle S_2 \rangle$, $\langle S_3 \rangle$ comme suit [15] :

$$\begin{bmatrix} \langle v_{an} \rangle \\ \langle v_{bn} \rangle \\ \langle v_{cn} \rangle \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle S_1 \rangle \\ \langle S_2 \rangle \\ \langle S_3 \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Si on considère que la fréquence de découpage est importante devant celle des trois modulantes $\beta_1(t)$, $\beta_2(t)$, $\beta_3(t)$ alors la moyenne des états des interrupteurs sur une période de la MLI peut être donnée par les relations suivantes :

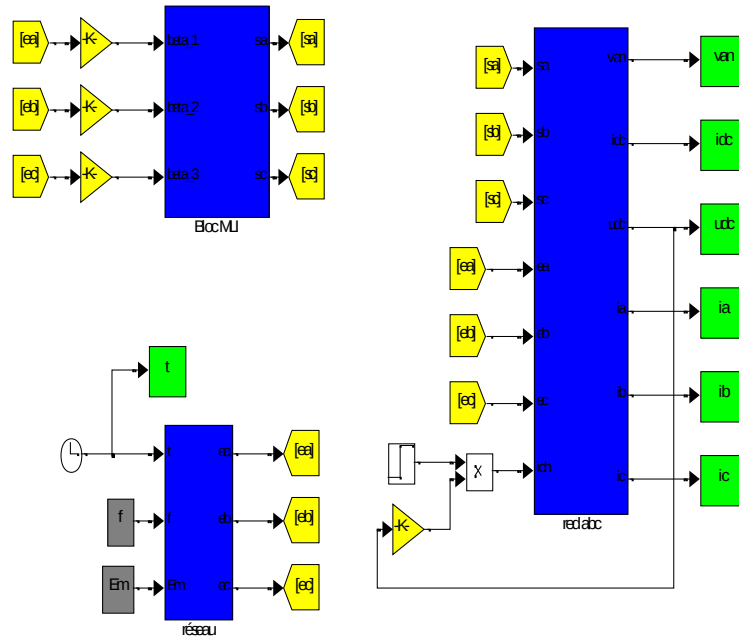
$$\begin{cases} \langle S_1 \rangle = \frac{1+\beta_1(t)}{2} \\ \langle S_2 \rangle = \frac{1+\beta_2(t)}{2} \\ \langle S_3 \rangle = \frac{1+\beta_3(t)}{2} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec comme modulante de référence

$$\begin{cases} \beta_1 = r_{\max} \cos(\omega(t) + \varphi) \\ \beta_2 = r_{\max} \cos\left(\omega(t) + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \beta_3 = r_{\max} \cos\left(\omega(t) + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

II.2.5.2. Schéma de simulation

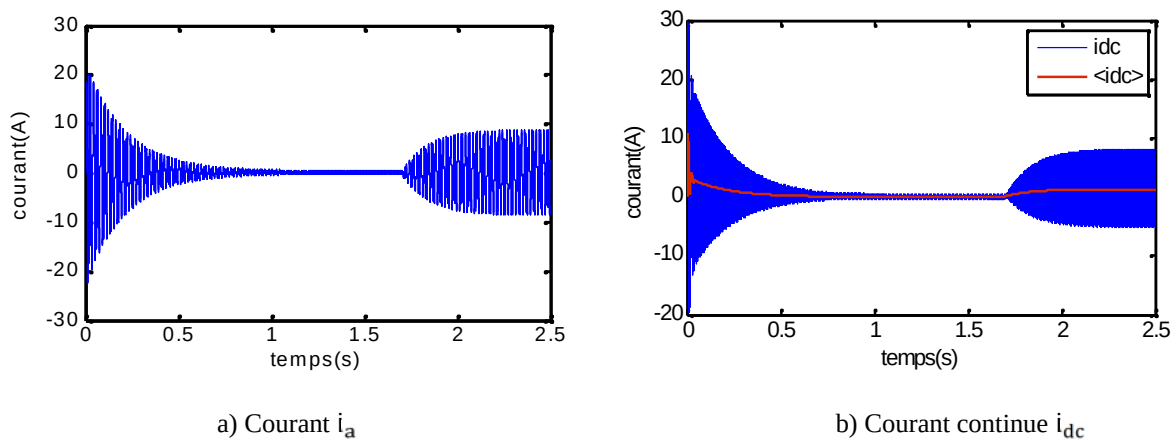
La figure suivante présente le schéma de simulation du modèle moyen du redresseur MLI dans le repère abc.



Figure(II.7). Schéma de simulation du modèle moyen du redresseur MLI dans le repère abc.

II.2.5.3. Résultats de simulation

La figure suivante présente les résultats de simulation numérique du modèle moyen comparé au modèle topologique.



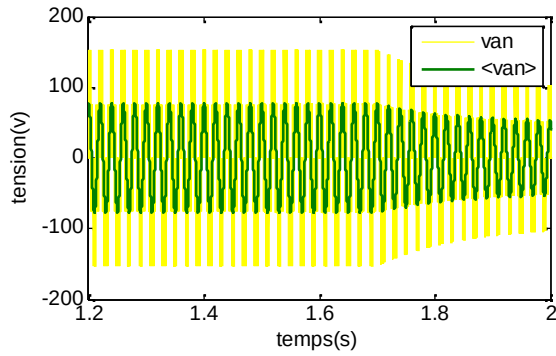
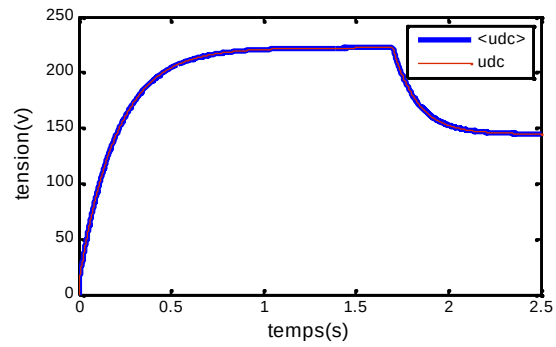
c) Tension de commande v_{an} d) Tension continue U_{dc}

Figure (II.8) : Résultats de simulation numérique du modèle moyen comparé au modèle topologique

II.2.5.4. Interprétation des résultats

La figure (II.8) montre les résultats de simulation numérique de modèle moyen du redresseur à MLI comparés à ceux du modèle topologique, Dont on effectué une simulation sous les conditions suivante :

- Période d'échantillonnage : $T_e = 10^{-5}$ s.
- Méthode de résolution numérique ; Runge-Kutta d'ordre 4.

Nous constatons que le modèle moyen donne des valeurs moyennes de résultats de modèle topologique et pour le résultat de la tension continue U_{dc} est le même que celle de modèle topologique.

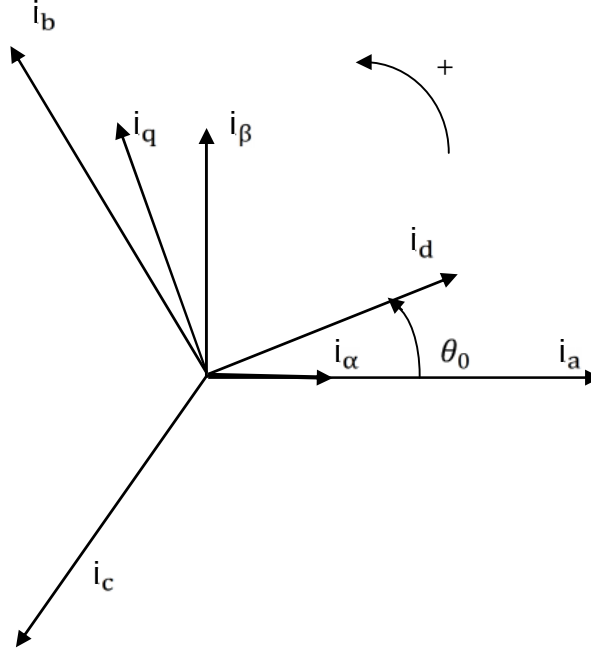
Nous remarquons aussi que les courants triphasés à l'entrée du redresseur sont identiques pour les deux modèles.

Nous pouvons donc conclure que le modèle moyen est plus pratique quand la fréquence de découpage de la MLI est importante.

Il offre également le meilleur compromis coût de simulation-précision: en effet, l'absence d'éléments représentant les commutations, assure des pas de temps nettement plus grands en simulation.

II.3. Equations de Park

Les équations de Park permettent de synchroniser des systèmes équilibrés avec un système de référence d-q, la figure suivante présente le repère fixe abc, $\alpha\beta$ et repère synchrone d-q.



Figure(II.9) Repère fixe abc, $\alpha\beta$ et repère synchrone dq

II.3.1. Transformation de Park

La transformation de Park renvoie des systèmes équilibrés de courants à des courants constants dans le repère d-q.

$$X_{0dq} = P(\theta) \cdot X_{abc} \quad (II.16)$$

$$P(\theta) = C \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

Avec $C = \frac{2}{3}$

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

II.3.2. Transformation inverse du Park

La transformation inverse de Park permet de transformer des courants constants dans le repère d-q à des systèmes équilibrés.

$$X_{abc} = P(\theta)^{-1} \cdot X_{0dq} \quad (\text{II.19})$$

$$P(\theta)^{-1} = C \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Parfois il est plus commode de séparer la transformation de Park en deux opérations. Un changement de trois phases a, b, c à deux phases α, β (transformation de Clarke), suivie du passage du système de coordonnées fixe à un repère synchrone d, q [16].

$$P(\theta) = R(\theta) \cdot T \quad (\text{II.22})$$

$$T = C \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad R(\theta_s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

'C' est une constante qui peut prendre la valeur 2/3 ou 1 pour la forme dite non-invariante en puissance ou la valeur $\sqrt{2/3}$ pour la forme invariante en puissance. Le facteur 2/3 rend la longueur du vecteur-spatial, qui représente un système équilibré triphasé, égale à la valeur crête d'une phase. Le facteur $\sqrt{2/3}$ peut également être employé pour obtenir l'invariance de puissance entre un système triphasé et son système biphasé équivalent [16].

$$X_{0\alpha\beta} = T \cdot X_{abc} \quad (\text{II.24})$$

$$X_{0dq} = R(\theta) \cdot X_{0\alpha\beta} \quad (\text{II.25})$$

II.4. Modélisation du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$

Pour les systèmes triphasés symétrique, les variables d'état $\{V_{in}, i_i \text{ et } e_i\}$ avec $i = a, b \text{ ou } c\}$ ne sont pas linéairement indépendantes. Il est donc possible de transformer ce système en un système biphasé de représentation équivalente. Cette représentation peut s'exprimer sous forme complexe ou matricielle.

De l'équation (II.24) on a :

$$X_{0\alpha\beta} = T \cdot X_{abc} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

II.4.1. Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté alternatif

➤ Ecriture des tension du réseau e_a, e_b, e_c dans le repère $\alpha\beta$

Comme on a un système équilibré et sinusoïdal, donc

$$e_a + e_b + e_c = 0 \implies e_b + e_c = -e_a \quad (\text{II.28})$$

de l'équation (II.27) on trouve :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad e_0 \text{ est nul} \quad (\text{II.29})$$

De l'équation (II.27) et (II.28) on aboutit à :

$$\begin{cases} e_\alpha = e_a \\ e_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(e_b - e_c) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

➤ Ecriture des tensions V_{an}, V_{bn} et V_{cn} dans le repère $\alpha\beta$

De l'équation (II.10) et (II.27) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Puis on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} S_a \\ S_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(S_b - S_c) \end{bmatrix} \quad \text{si } V_0 \text{ est nul} \quad (\text{II.32})$$

➤ Ecriture des courants i_a , i_b et i_c dans le repère $\alpha\beta$

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

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = L^{-1} \begin{bmatrix} e_\alpha - V_\alpha \\ e_\beta - V_\beta \end{bmatrix} - L^{-1} * R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

L : L'inductance du filtre du redresseur MLI

R : La résistance du filtre du redresseur MLI

II.4.2. Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté continue

Pour compléter le modèle du redresseur dans le repère $\alpha\beta$, on écrit le courant du bus continu comme suit :

De l'équation (II.14) on a

$$\begin{aligned} i_{dc} &= \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} [i_a \quad i_b \quad i_c] \\ i_{dc} &= [S_a \quad S_b \quad S_c]^T * (T^{-1} * [i_\alpha \quad i_\beta \quad i_0]) \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

Avec T^{-1} la matrice inverse de Clark

$$\begin{aligned} i_{dc} &= [S_a \quad S_b \quad S_c]^T * \frac{3}{2} [T]^T * [i_\alpha \quad i_\beta \quad i_0] \\ i_{dc} &= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(2S_a - S_b - S_c) & \frac{1}{\sqrt{3}}(S_b - S_c) & \frac{1}{2}(S_a + S_b + S_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \\ i_{dc} &= \frac{3}{2} [S_a \quad S_\beta]^* \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{si } i_0 \text{ est nul} \end{aligned} \quad (\text{II.35})$$

Les équations écrites précédemment dans le repère $\alpha\beta$, soit pour les grandeurs continues ou encore alternatives peuvent être traduites par le diagramme de la figure(II.10)

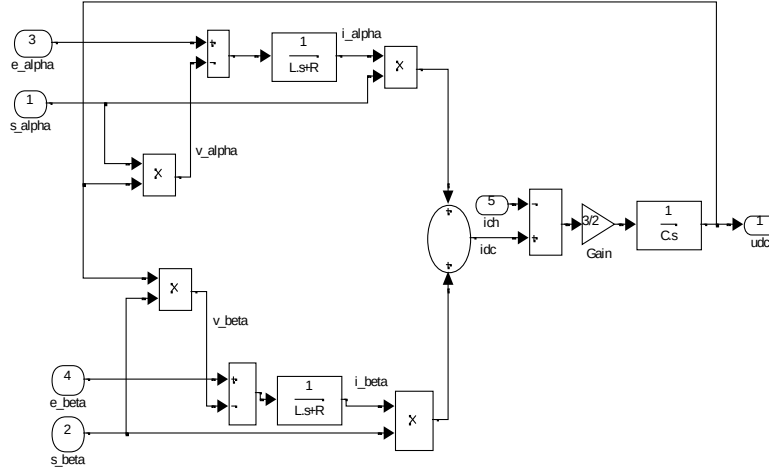


Figure.(II.10). Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$.

II.5. Modélisation du redresseur MLI dans le repère dq

De l'équation (II.25) on a :

$$X_{0dq} = R(\theta) \cdot X_{0\alpha\beta}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ 0 & -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

Puis :

$$X_{dq} = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad X_0 \text{ est nul} \quad (II.37)$$

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

Pour le traitement des circuits triphasés, il est judicieux de choisir un système de coordonnées qui tourne à la vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f$ qui coïncide avec la tension imposée aux tensions du circuit triphasé. Avec $\theta = \omega_s(t) + \theta_0$ où θ_0 est la position du repère d-q à $t=0$.

II.5.1. Matrice de rotation inverse

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

De l'équation on a

$$X_{dq} = R(\theta) \cdot X_{\alpha\beta}$$

puis

$$X_{\alpha\beta} = R(\theta)^{-1} \cdot X_{dq} \quad (\text{II.38})$$

Sous forme matricielle on peut écrire la transformation comme suit

$$X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

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

II.5.2. Modélisation dans le repère d-q coté alternatif

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

$$e_{\alpha\beta} = Ri_{\alpha\beta} + V_{\alpha\beta} + L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} \quad (\text{II.40})$$

de l'équation (II.38) on trouve que :

$$R(\theta)^{-1} e_{dq} = R(\theta)^{-1} Ri_{dq} + R(\theta)^{-1} V_{dq} + L \frac{d}{dt} [R(\theta)^{-1} i_{dq}] \quad (\text{II.41})$$

En multipliant l'équation (II.41) par $R(\theta)$, on aura :

$$e_{dq} = Ri_{dq} + V_{dq} + R(\theta) \cdot L \frac{dR(\theta)^{-1}}{dt} i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} \quad (\text{II.42})$$

sachant que:

$$R(\theta) \frac{dR(\theta)^{-1}}{dt} = R(\theta) \frac{dR(\theta)^{-1}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.43})$$

Avec :

$$R(\theta) \frac{dR(\theta)^{-1}}{d\theta} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

puis

$$R(\theta) \frac{dR(\theta)^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_s \quad (\text{II.45})$$

A la fin on aura:

$$e_{dq} = Ri_{dq} + V_{dq} + L \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_s i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} \quad (II.46)$$

avec :

$$e_d = Ri_d + V_d - L\omega_s i_q + L \frac{di_d}{dt} \quad (II.47)$$

$$e_q = Ri_q + V_q + L\omega_s i_d + L \frac{di_q}{dt} \quad (II.48)$$

II.5.3. Modélisation dans le repère d-q coté continue

Pour compléter le modèle du redresseur dans le repère d-q on écrit le courant du bus continu comme suit :

De l'équation (II.35) on a :

$$i_{dc} = \frac{3}{2} [S_\alpha \ S_\beta]^* \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

avec :

$$[S_\alpha \ S_\beta] = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix}^T = \left[R(\theta s)^{-1} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} \right]^T = R(\theta) [S_d \ S_q] \quad (II.49)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (II.50)$$

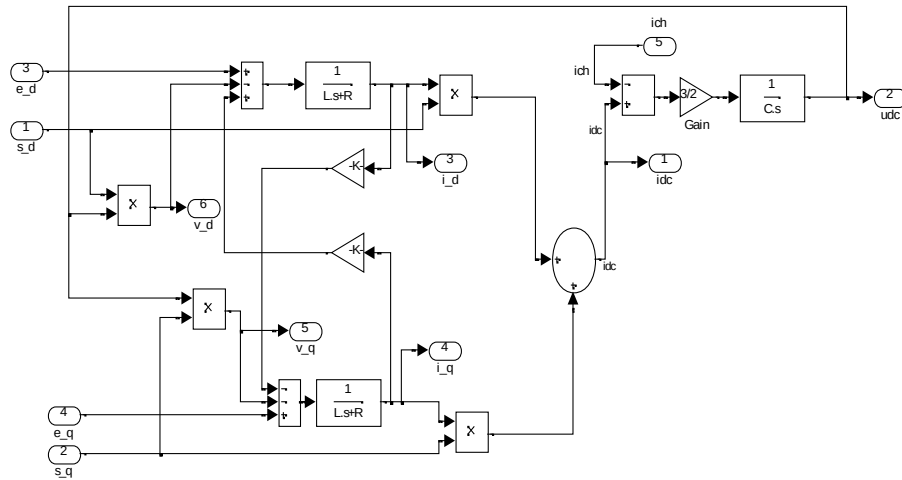
On remplace les équations (II.49) et (II.50) dans (II.35) on trouve :

$$i_{dc} = \frac{3}{2} [S_d \ S_q]^* \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (II.48)$$

En résumé le modèle du redresseur MLI dans le repère d-q par les équations suivantes :

- $x_{dq} = R(\theta) x_{\alpha\beta}$
- $X_{abc} = P(\theta). X_{dq}$
- $X_{dq} = P(\theta)^{-1}. X_{abc}$
- $x_{\alpha\beta} = R(\theta)^{-1} x_{dq}$

Les équations écrites précédemment dans le repère dq, peuvent être traduites par le diagramme de la figure(II.11)



Figure(II.11). Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère biphasé dq.

III.5.3.1. Schéma de simulation

Le schéma de simulation du redresseur à MLI dans le repère dq exécuté sous Matlab-simulink correspond a celui donné dans la figure (II.12)

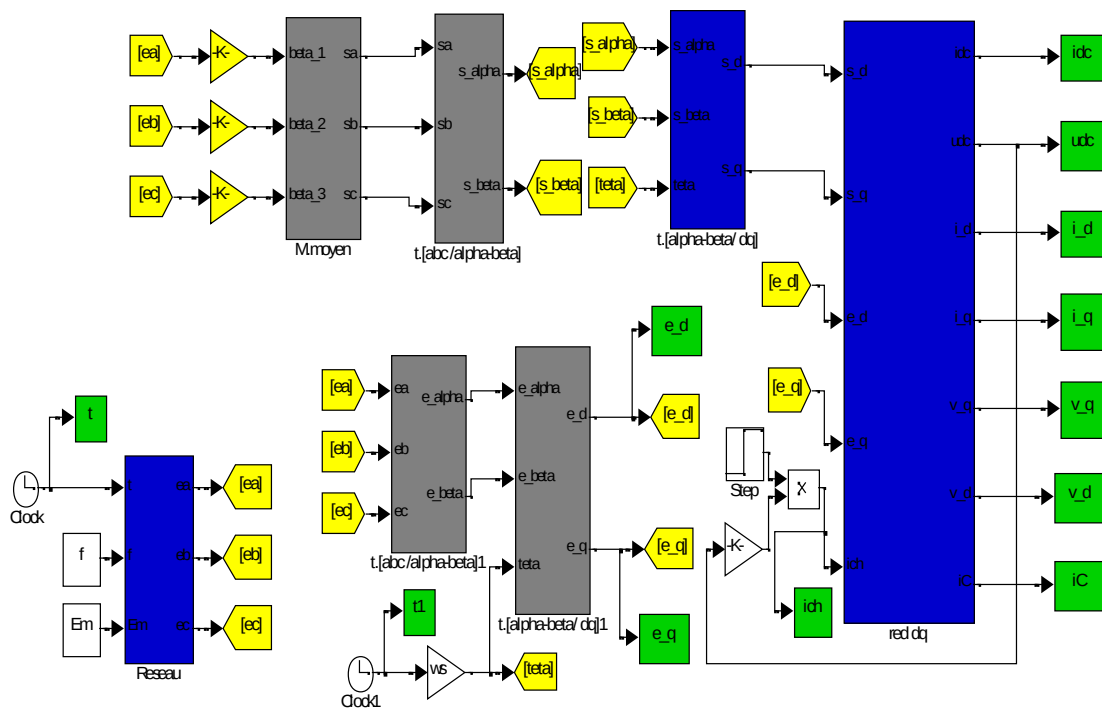
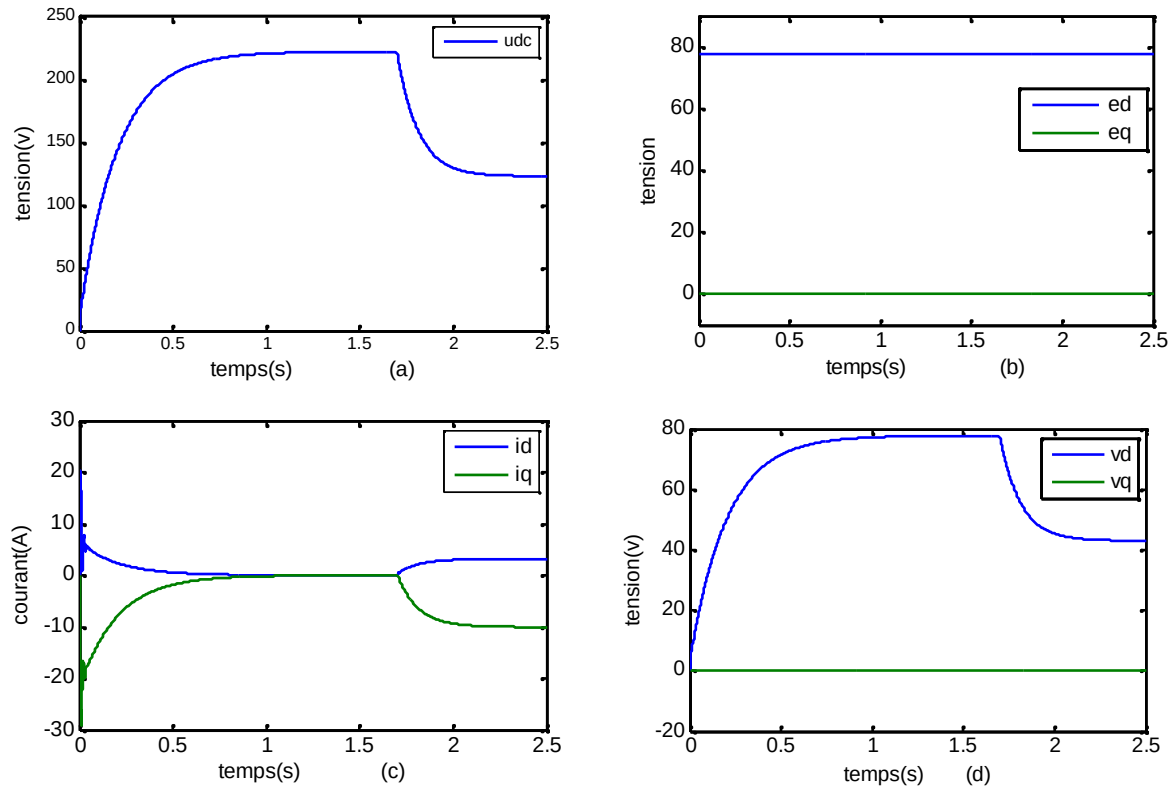


Figure (II.12). Schéma de simulation du redresseur MLI dans le repère dq.

III.5.3.3. Résultats de simulation

La figure suivante présente les résultats de simulation du redresseur à MLI dans le repère dq, dont à l'instant $t = 1.7s$ on applique une charge de 110Ω .



Figure(II.13). Résultats de simulation du redresseur à MLI dans le repère d-q

III.5.3.2. Interprétation des résultats

La figure (II.13) montre les résultats de simulation numérique du redresseur à MLI dans le repère d-q, où on a effectué une simulation sous les conditions suivantes :

- Période d'échantillonnage : $T_e = 10^{-5}s$.
- Méthode de résolution numérique ; Runge-Kutta d'ordre 4

Sur la figure (II.13). On remarque l'intérêt de modéliser le redresseur dans le repère dq. Puisque les grandeurs triphasé devient continu tel que les tensions du réseau et les courant de ligne.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé en premier lieu les connaissances pré-requise sur le convertisseur à étudier (l'analyse du redresseur à MLI jusqu'au calcul du modèle topologique).

Le modèle topologique représente quelques inconvénients qui nous empêchent de l'utiliser et de proposer une autre méthodologie plus avantageuse (modèle moyen).

La modélisation du redresseur dans le référentiel d-q nous fait penser à utiliser une commande vectorielle au redresseur à MLI ce qui sera l'objectif du chapitre suivant.

Introduction

Afin d'échanger une puissance contrôlée, le redresseur doit toujours être synchronisé avec le réseau. Le but du bloc de synchronisation est donc d'obtenir la phase et l'amplitude de la tension instantanée du réseau. Plusieurs techniques sont utilisées, le choix le plus commun consiste à utiliser une boucle de verrouillage de phase (PLL, **P**hase **L**ocked-**L**oop). Cette PLL permet d'estimer la fréquence, la pulsation, la phase instantanée et l'amplitude de vecteur tension réseau [14].

La manière la plus commode de réaliser la régulation du courant dans un convertisseur de puissance ac/dc ou dc/ac est d'utiliser les régulateurs linéaires (habituellement du type PI).

L'emploi de ces régulateurs est une des méthodes de contrôle les plus populaires. L'idée est de transformer les courants et les tensions dans un système de référence en rotation, où les courants apparaissent comme des constantes (en régime permanent), puis de traiter les valeurs transformées avec des contrôleurs PI ordinaires, avant de transformer à nouveau les sorties du contrôleur dans le système de référence fixe [16]. La régulation du redresseur à MLI peut se décrire sous la forme d'une régulation cascade ; deux boucles internes régulent les courants i_d et i_q et la boucle externe régule la tension aux bornes de la capacité.

III.1. Synchronisation du redresseur avec le réseau à l'aide de la PLL conventionnelle

La PLL est la technique la plus répandue pour l'extraction de la composante directe de la tension du réseau. C'est un système asservi comprenant un régulateur pour la détection de la pulsation directe de la tension et utilisant une transformation pour passer dans le repère de Park [17].

Les tensions mesurées sur le réseau, e_a , e_b et e_c subissent une transformation de Clark directe (transformation $\alpha\beta$) afin de travailler dans un repère à deux dimensions. Les tensions obtenues $e_\alpha(\theta)$ et $e_\beta(\theta)$ (avec θ la phase instantanée réelle de la tension directe) sont exprimées dans le repère de Park par une rotation $P(\theta_{est})$ [17], où θ_{est} est l'intégrale de l'estimation de la pulsation ω_{est} déterminée par le régulateur PI [14]. Nous obtenons ainsi e_d et e_q , les tensions directe et quadratique. L'angle de phase de la tension e_d sera donc $(\theta - \theta_{est})$. Pour satisfaire la condition $\theta = \theta_{est}$ (l'angle de phase réel de la tension directe égal à l'angle de rotation estimé), il faut choisir la valeur de la tension de référence $e_{q,ref}$ nulle. La PLL sera verrouillée lorsque cette condition sera satisfaite [14]. Le schéma suivant nous explique le principe de la PLL conventionnelle.

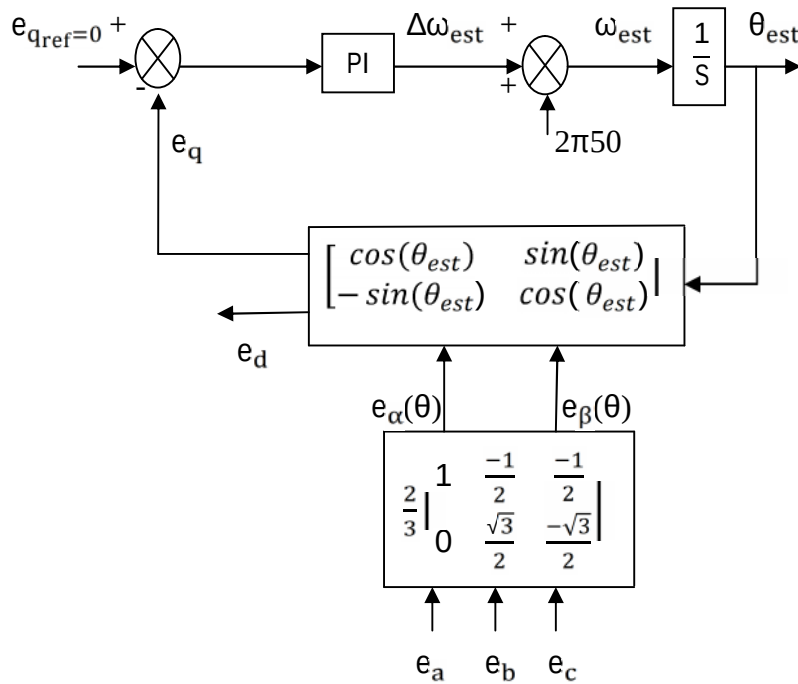


Figure (III.1). PLL conventionnelle pour l'estimation de l'amplitude, de la fréquence et de l'angle de phase du vecteur de tension réseau.

Dans le cas où la tension du réseau est sinusoïdale et équilibrée, on aura : $\theta = \theta_{est}$. Avec $\theta = \omega_s t + \varphi$. Dans ces conditions, les tensions mesurées au point de raccordement du redresseur sont données par :

$$\begin{matrix} e_a & \cos(\theta) \\ |e_b| = E_m & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{matrix}$$

La procédure de calcul qui suit l'application de la transformation de Clark et Park est donnée par la relation suivante :

$$e_{dq} = C.R(\theta_{est}).T.e_{abc} = \frac{2E_m}{3} \begin{bmatrix} -\cos(\theta - \theta_{est}) \\ \sin(\theta - \theta_{est}) \end{bmatrix} \quad \text{avec } C = \frac{2}{3} \quad (III.1)$$

Où T la matrice de Clark donnée par :

$$T = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \text{ et l'opérateur R symbolise la transformation de Park, définie par :}$$

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

L'asservissement de phase sera réalisé lorsque le rapport $\theta - \theta_{\text{est}} = 0$. Dans ce cas, l'angle de phase de la tension d'alimentation θ et l'angle estimé θ_{est} sont égaux. Les tensions dans le repère de Park seront :

$$\begin{cases} e_d = E_m \\ e_q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Pour synthétiser le régulateur de la PLL, on se base sur un modèle linéarisé pour des faibles variations de l'angle θ . L'approximation $\sin(\Delta\theta) \approx (\Delta\theta)$, conduit alors au modèle présenté sur la figure (III.2) qui permet une synthèse aisée du correcteur placé dans cette boucle.

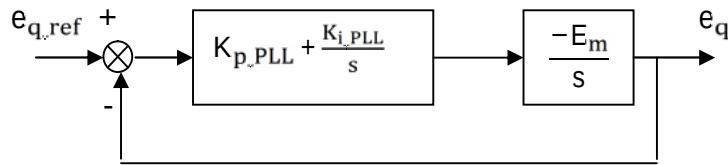


Figure (III.2) Modèle linéaire de la boucle de phase

III.1.1. Synthèse des paramètres du régulateur

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$H_{BOPLL} = \frac{k_{iPLL} + k_{pPLL}s}{s^2} (-E_m) \quad (\text{III.3})$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$H_{BfPLL} = \frac{-E_m \cdot k_{iPLL} - E_m \cdot k_{pPLL} \cdot s}{s^2 - E_m \cdot k_{pPLL} \cdot s - E_m \cdot k_{iPLL}} \quad (\text{III.4})$$

La détermination des coefficients k_{iPLL} et k_{pPLL} du correcteur s'effectue par l'identification de la fonction de transfert en boucle fermée à un second ordre (placement de pôle), avec $s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2$

$$k_{iPLL} = -\frac{\omega_n^2}{E_m} \quad ; \quad k_{pPLL} = -\frac{2\zeta\omega_n}{E_m} \quad (\text{III.5})$$

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

Tableau (III.1) : Paramètres de régulation [15]

Nous fixons le coefficient d'amortissement à 1, à partir de tableau (III.1) en détermine la valeur de la pulsation naturelle ω_n et nous choisissons un temps de réponse en boucle fermée égale à 10ms. Nous obtenons donc :

$$k_{p_{PLL}} = -12,34 \quad ; \quad k_{i_{PLL}} = -2,96 \cdot 10^3$$

III.2.Principe de commande du redresseur MLI

Le principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI est le même qu'un hacheur élévateur. Donc la tension de sortie d'un redresseur à MLI est toujours supérieure à sa tension d'entrée. Pour cela, il faut régler cette tension de sortie en fonction de la charge utilisée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence U_{dc} . La sortie du régulateur produit les ordres de commande pour les transistors du redresseur [11].

III.3. Découplage des axes d-q et compensation de la tension du réseau

Il existe 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 cela nécessite un découplage.

Les équations de tension dans le système de coordonnées tournant (d-q) sont :

$$e_d = v_d + Ri_d - L\omega_s i_q + L \frac{di_d}{dt} \quad (III.6)$$

$$e_q = v_q + Ri_q + L\omega_s i_d + L \frac{di_q}{dt} \quad (III.7)$$

Le découplage entre l'axe d et q se fait à l'aide des variables h_d et h_q

$$h_d = e_d - v_d + L\omega_s i_q = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \quad (III.8)$$

$$h_q = e_q - v_q - L\omega_s i_d = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} \quad (III.9)$$

Le système d'état découplé est présenté donc par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Le modèle du convertisseur dans le repère d-q 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 . La figure (III.3) montre comment est réalisée la compensation pour le couplage des axes q et d ainsi que pour la tension du réseau (e_d et e_q).

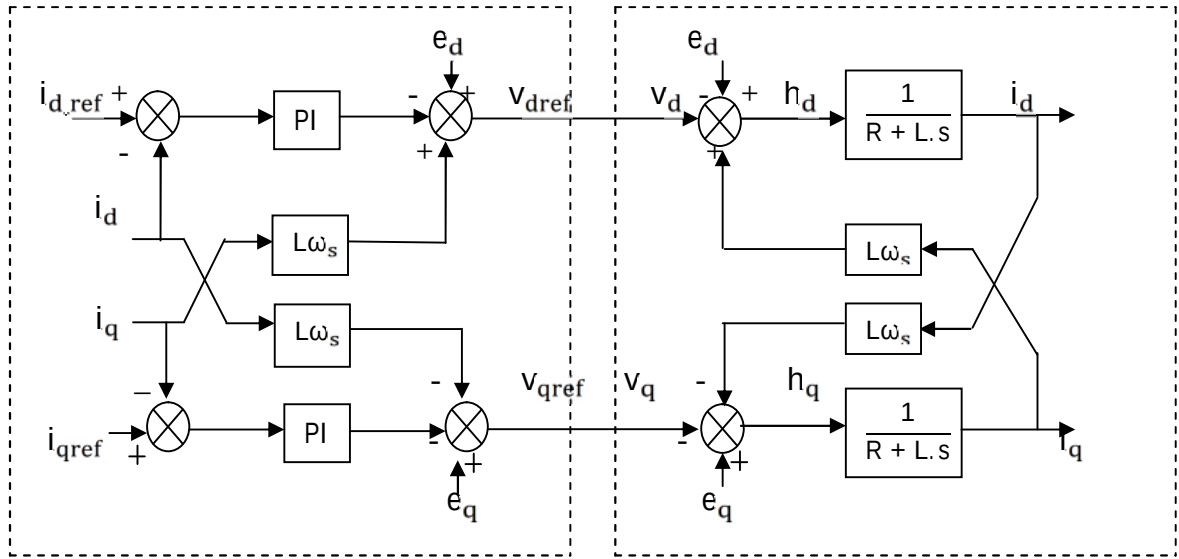


Figure (III.3) Régulation avec découplage dq et compensation (e_d, e_q) pour un redresseur dq.

III.4. Puissances instantanées exprimées dans les repères $0\alpha\beta$ et $0dq$ [16]

$$\vec{S}(t) = [v_o i_o + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta] + j[i_o(v_\alpha - v_\beta) + i_\beta(v_o - v_\alpha) + i_\alpha(v_\beta - v_o)] \quad (III.11)$$

Avec :

S : puissance apparente.

Si on prend $C = \frac{2}{3}$, on obtient une expression similaire à celle obtenue dans le repère abc

$$\vec{S}(t) = \frac{3}{2} [v_o i_o + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta] + j \frac{3}{2} [i_o(v_\alpha - v_\beta) + i_\beta(v_o - v_\alpha) + i_\alpha(v_\beta - v_o)] \quad (III.12)$$

Et dans le cas où les tensions et les courants ont tous deux une composante homopolaire nulle $v_o = 0$ et $i_o = 0$

$$\vec{S}(t) = \frac{3}{2} [v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta] + j \frac{3}{2} [i_\alpha v_\beta - i_\beta v_\alpha] \quad (III.13)$$

Ou encore :
$$\begin{bmatrix} p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

On obtient de la même façon les puissances exprimées dans le repère synchrone :

$$\begin{bmatrix} p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

III.5. Description de la commande vectorielle du redresseur MLI

Dans le système des coordonnées tournants ($d - q$), le vecteur courant du réseau à deux composantes perpendiculaire $i = [i_d, i_q]$ (figure.III.4) la composante i_q détermine la puissance réactive, tandis que i_d concerne le découlement de la puissance active (III.15). Ainsi les

puissances réactive et active peuvent être commandées indépendamment. La condition pour un facteur de puissance unitaire est obtenue quand le vecteur courant du réseau i_d est aligné avec le vecteur tension du réseau $\vec{e}$, (figure.III.4) en plaçant l'axe d du système de coordonnées tournant sur le vecteur tension du réseau, un modèle dynamique simplifié peut être obtenu.

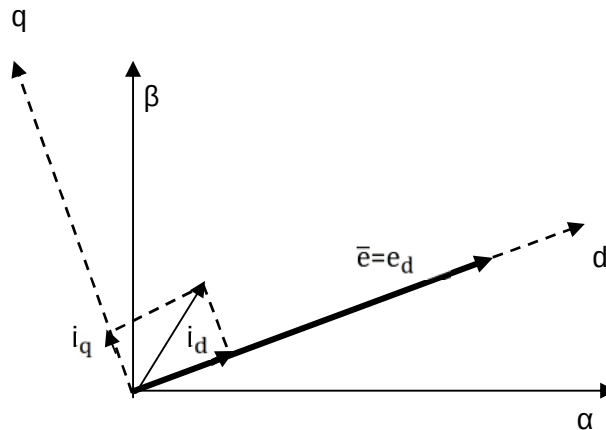


Figure (III.4). Tensions et courant dans le repère dq

Dans la commande vectorielle, les courants et les tensions sont transformés dans le système de référence en rotation d-q. Ceci signifie que les courants mesurés doivent être mathématiquement transformés du repère triphasé fixe au système de coordonnées synchrone d-q à deux axes, avant d'être traités par les contrôleurs PI de même, les tensions à appliquer au redresseur sont mathématiquement transformées du repère tournant d-q au système de référence fixe triphasé avant qu'elles ne puissent être employées comme sortie à MLI. Une fois que les courants sont transformés dans le système de référence tournant d-q, la commande devient plutôt simple [16].

En passant au système de référence synchrone d-q, la commande se trouve simplifiée parce que le vecteur de courant est fixe dans l'espace de référence en rotation d-q. Les contrôleurs de type PI agissent sur des signaux continus plutôt que sur des signaux sinusoïdaux. La composante i_d représente l'amplitude du courant en phase avec la tension du réseau. La composante i_q représente l'amplitude du courant en quadrature. Deux contrôleurs de courant vont permettre de contrôler indépendamment la puissance active et réactive fournie au réseau.

Deux contrôleurs PI sont employés; un pour la composante synchrone 'd' de courant (c'est-à-dire en phase avec la tension du réseau), et un autre pour la composante synchrone 'q'. L'entrée du contrôleur pour la composante 'q' est imposée à zéro. Ceci régule à zéro la composante 'q' de courant et oblige donc le vecteur spatial de courant à être exclusivement

dans la direction 'd'. Puisque seulement la composante 'd' du courant transporte de la puissance active, ceci maximise le facteur de puissance. Le contrôleur PI qui opère sur la composante de courant 'd' prend comme entrée le courant de référence. Ceci oblige la composante 'd' à suivre le courant sinusoïdal de référence [16]. La figure suivante explique le principe de la commande du redresseur MLI :

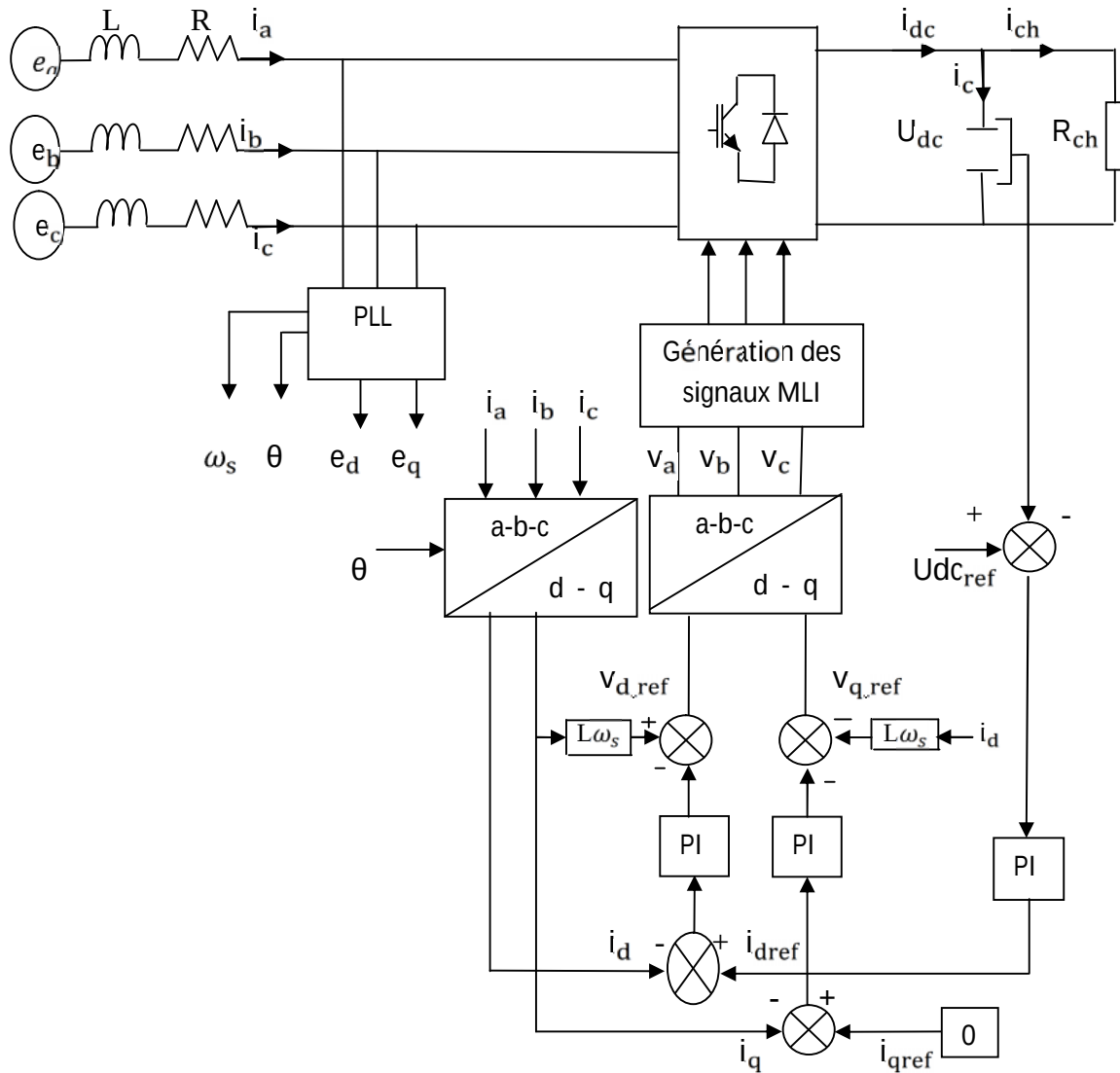


Figure (III.5) Commande du redresseur à MLI

III.6. Contrôle des courants et de la tension

On utilise alors généralement une structure de régulation à boucles imbriquées (interne et externe) : des boucles de réglage rapides assurent le réglage des courants fournis par le convertisseur aux accès du système ayant un caractère de source de courant sur base de

consignes fournies par les régulateurs assurant le réglage des autres grandeurs dont on veut asservir la valeur. Cette manière de procéder assure entre autres une protection efficace du convertisseur électronique de puissance contre tout risque de surcourant [19]. La figure (III.6) montre comment on réalise un contrôle pour les courants i_{dq} et la tension U_{dc} on distingue d'après cette figure 4 blocs :

- Un bloc comprenant le régulateur PI de la compensation de courant I_{ch} est mesuré puis rajouté au courant $I_{c\ ref}$ pour former le courant $I_{dc\ ref}$.
- Un bloc d'adaptation qui permet a partir de $I_{dc\ ref}$ de fournir pour la boucle interne le courant $I_{d\ ref}$.

Comme on a supposé notre système est parfait, il y'a donc conservation de la puissance active du coté alternatif et du coté continu (les pertes joule dans le redresseur sont négligées), on pourra écrire donc :

$$P_{dc} = U_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{3}{2} e_d \cdot i_d \quad (III.16)$$

$$i_{d\ ref} = \frac{2 U_{dc}}{3 e_d} I_{dc} \quad (III.17)$$

- Le 3^{ème} bloc concerne la boucle interne de régulation de i_d .

La dynamique de la boucle externe (boucle de tension) est plus lente que de la boucle interne, à cause du temps de réponse très court de cette boucle, le courant de référence $i_{d\ ref}$ est toujours égal au courant i_d , la fonction de transfert $\frac{i_d}{i_{d\ ref}}$ peut être remplacée par 1.

- Le 4^{ème} bloc concerne le modèle de charge du condensateur.

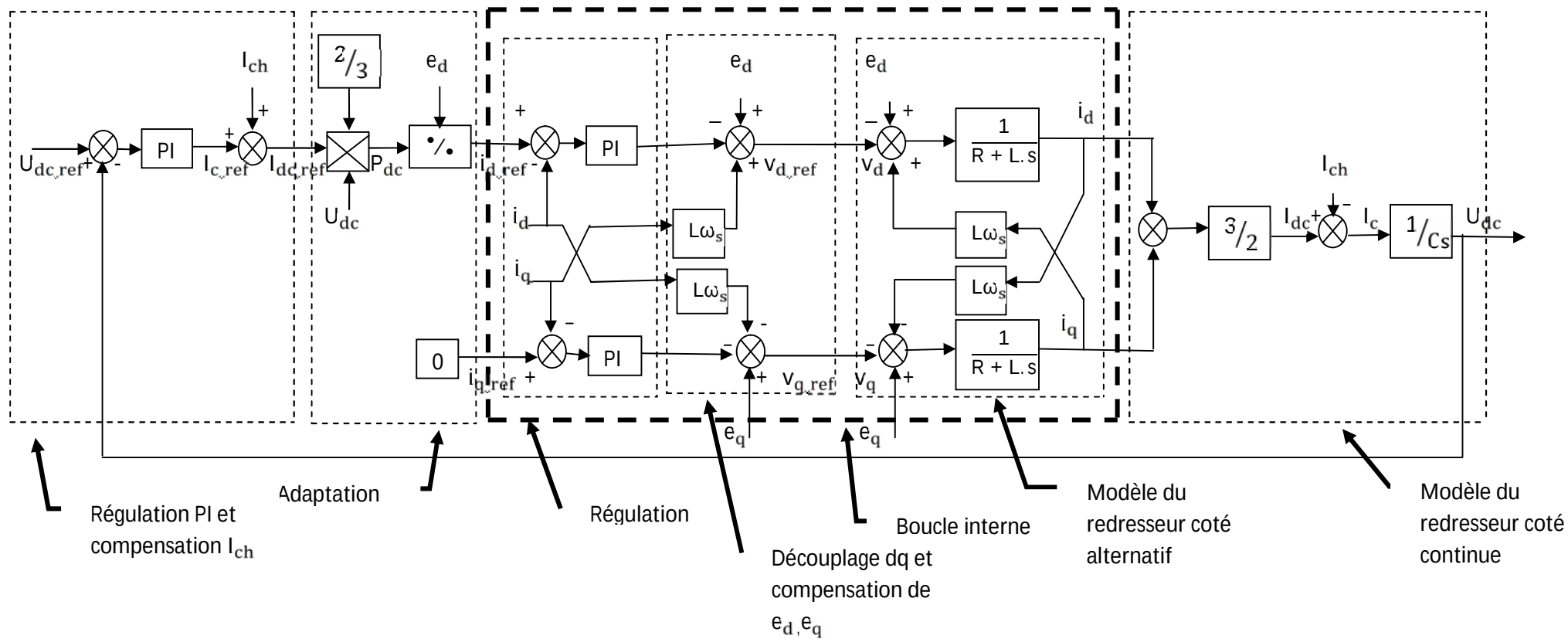


Figure (III.6). Schéma de contrôle du redresseur MLI en fonctionnement à facteur de puissance unitaire

III.6.1. Contrôle des courants i_d , i_q

L'étude d'une boucle de régulation répétée deux fois suivant le référentiel d et q

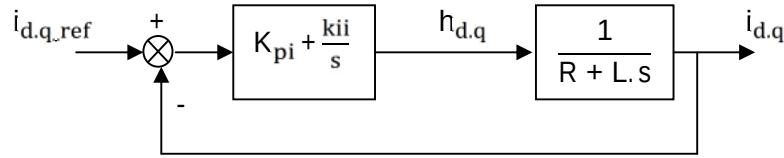


Figure (III.7) Schéma fonctionnel pour le réglage du courant

III.6.1.1. Calcul du régulateur de courant i_d , i_q

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

$$H_{Bo} = \left(K_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \right) \left(\frac{1}{R + L \cdot s} \right) \quad (III.18)$$

$$H_{Bo} = \frac{K_{ii}}{s} \left(1 + \frac{K_{pi}}{k_{ii}} \cdot s \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{L}{R} \cdot s} \right) \cdot \frac{1}{R}$$

En mettant : $\frac{K_{pi}}{k_{ii}} = \frac{L}{R}$, on obtient :

$$H_{Bo} = \frac{K_{ii}}{s} \cdot \frac{1}{R} \quad (III.19)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{Bf} = \frac{H_{Bo}}{1 + H_{Bo}} = \frac{\frac{K_{ii}}{R \cdot s}}{1 + \frac{K_{ii}}{R \cdot s}} = \frac{k_{ii}}{s \cdot R + k_{ii}} = \frac{1}{1 + \frac{R}{k_{ii}} \cdot s} \quad (III.20)$$

$$H_{Bf} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_n}} \quad (III.21)$$

$$\text{Avec } \omega_n = \frac{k_{ii}}{R}$$

On utilise le tableau (III.2) suivant et l'équation (III.19) pour trouver les paramètres de notre régulateur, le temps de réponse correspond à 95% de la valeur finale de $y(t)$:

Tableau(III.2) : Paramètres de régulation [15]

t_r	$1/\omega_n$	$2/\omega_n$	$3/\omega_n$	$4/\omega_n$	∞
$y(t)\%$	64	90	95	98	100

On trouve que :

$$k_{ii} = \frac{3.R}{t_r} \quad ; \quad k_{pi} = \frac{L}{R} k_{ii}$$

Si on choisit un temps de réponse $t_{r\%} = 5 \text{ ms}$ alors k_{ii} et k_{pi} vaut :

$$k_{ii} = 300 \quad ; \quad k_{pi} = 3$$

III.6.2. Contrôle de la tension

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur [7]. La tension du bus continu U_{dc} est détectée et comparée à une tension de référence U_{dc_ref} , le résultat de cette comparaison (l'erreur) est appliqué à ce régulateur PI pour obtenir l'amplitude de courant i_{d_ref}

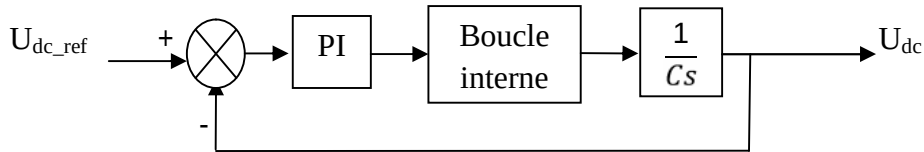


Figure (III.8). Boucle de régulations de la tension U_{dc} .

III.6.2.1. Calcul du régulateur de la tension U_{dc}

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$H_{Bo} = \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s}\right) \frac{1}{C.s} = \frac{k_{pv}.s + k_{iv}}{s} \frac{1}{C.s}$$

$$H_{Bo} = \frac{k_{pv}.s + k_{iv}}{Cs^2} \quad (III.22)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc:

$$H_{BF} = \frac{H_{Bo}}{1+H_{Bo}} = \frac{k_{pv} \cdot s + (\frac{k_{iv}}{C \cdot s^2})}{1 + k_{pv} s + (\frac{k_{iv}}{C \cdot s^2})} = \frac{k_{pv} s + k_{iv}}{C s^2 + k_{pv} s + k_{iv}}$$

$$H_{Bf} = \frac{\frac{k_{pv}}{C} s + \frac{k_{iv}}{C}}{s^2 + (\frac{k_{pv}}{C}) s + \frac{k_{iv}}{C}} \quad (III.23)$$

La réponse du système en boucle fermée peut être identifiée à celle d'un système de second ordre :

$$\frac{U_{dc}}{U_{dc_ref}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + (2z\omega_n)s + \omega_n^2} \quad (III.24)$$

Par identification avec $s^2 + 2z\omega_n s + \omega_n^2$, on aura :

$$k_{iv} = C \omega_n^2 \quad ; \quad k_{pv} = 2z\omega_n C$$

Pour réaliser un bon compromis entre les performances dynamique et statique, nous choisirons une valeur du coefficient d'amortissement critique z comprise entre 0.4 et 0.8, soit 0.7. La qualité de régulation dépendra aussi du choix de la pulsation de coupure ω_0 . Celle-ci doit être assez élevée pour assurer une bonne dynamique en régime transitoire [2].

Pour cette boucle externe on prendra un temps de réponse 10 fois supérieur que celui de la boucle interne et un coefficient d'amortissement $z = 0.7$. En utilisant le tableau Tableau(III.3) ci-dessous on peut calculer les coefficients du régulateur de la façon suivante :

Tableau(III.3) : Paramètres de régulation [15]

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

On trouve :

$$k_{iv} = 2.97 \quad ; \quad k_{pv} = 0.138$$

Conclusion

L'utilisation de la PLL conventionnelle sert à connecter le convertisseur au réseau électrique.

Le calcul des paramètres du régulateur nous permet de réaliser la boucle de synchronisation et cela dans le but d'obtenir la phase et l'amplitude de la tension instantanée.

Une stratégie de commande été proposée pour maintenir la tension à une valeur constante $U_{dc,ref}$ et avoir un facteur de puissance unitaire, à cet effet, l'utilisation de la boucle de courant est proposer dans notre travail. L'utilisation de cette commande consiste à orienter le vecteur courant dans la même direction que celle du vecteur tension, en contrôlant le vecteur courant dans les deux axes tournants d et q. Pour cela deux régulateurs proposés pour asservir la boucle interne et externe de la commande dont on a utilisé deux méthodes de calcul ; compensation de pole et placement de pole.

Les résultats de simulation du redresseur à MLI et leurs interprétations seront proposés dans le chapitre suivant.

Introduction

Après avoir fait le calcul des différents régulateurs (boucle de tension, boucle de courant et boucle de verrouillage de phase), on présente dans ce chapitre les résultats de simulation de l'ensemble PLL-commande du redresseur à MLI avec et sans application de défaut au niveau du réseau électrique, dont on discute les résultats obtenus.

IV.1. Performance de la PLL conventionnelle au régime sans défaut

Dans la plupart des stratégies de commande conventionnelle pour les dispositifs électronique de puissance. L'amplitude, la fréquence, et la phase du vecteur tension réseau sont principalement utilisée pour la synchronisation des variables d'entrée du système [14]. la figure suivante présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle.

IV.1.1. Résultats de simulation

La figure suivante présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle au régime sans défaut

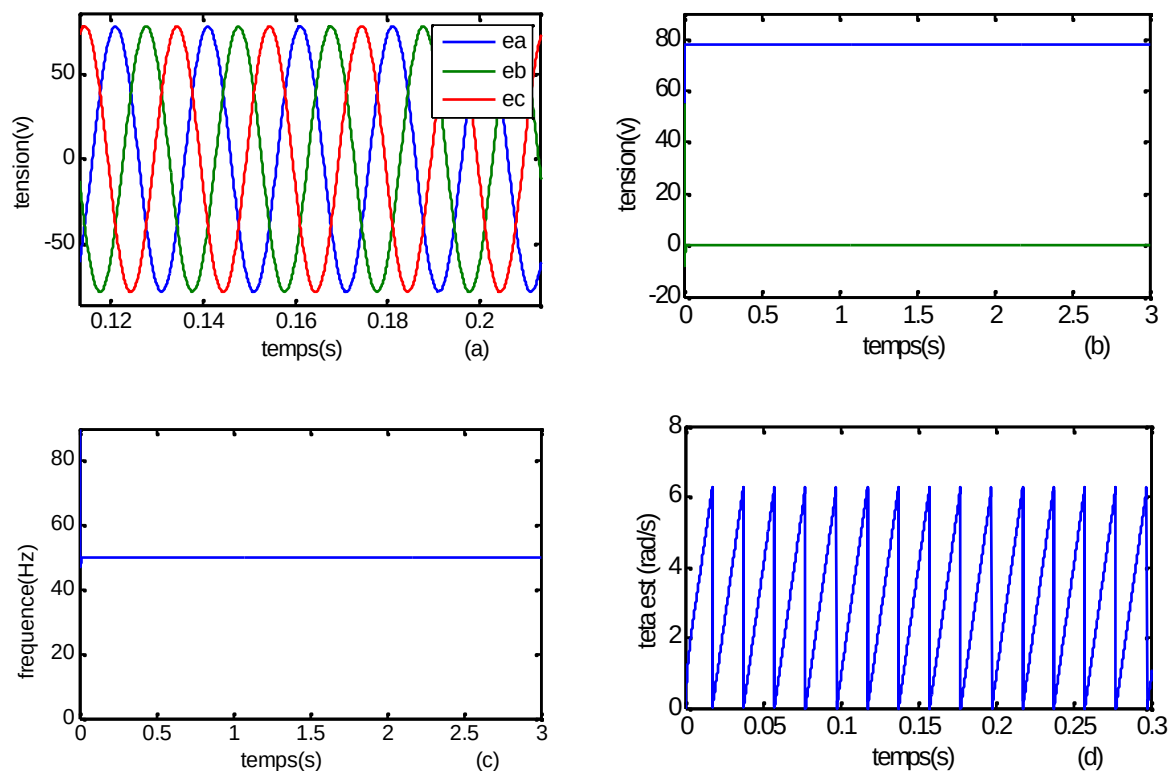


Figure (IV.1) Résultats de simulation de la PLL conventionnelle

Interprétation des résultats

La figure (IV.1) représente les résultats de simulation de la pll conventionnelle dans les conditions idéales, nous constatons que le vecteur de tension est orienté suivant l'axe d **tandis** que la composante suivant l'axe q est nulle figure (IV.1.b) et dans La figure(IV.1.d) nous remarquons que la phase instantanée est bien estimée. Ceci prouve que les tensions à l'entrée de la PLL sont effectivement sinusoïdales et équilibrées (IV.1.a) [14]. Ce qui permet de dire que la PLL conventionnelle fournit des résultats acceptables (L'amplitude, la fréquence, et la phase du vecteur tension réseau)

IV.1.2. Simulation de la commande du redresseur à MLI

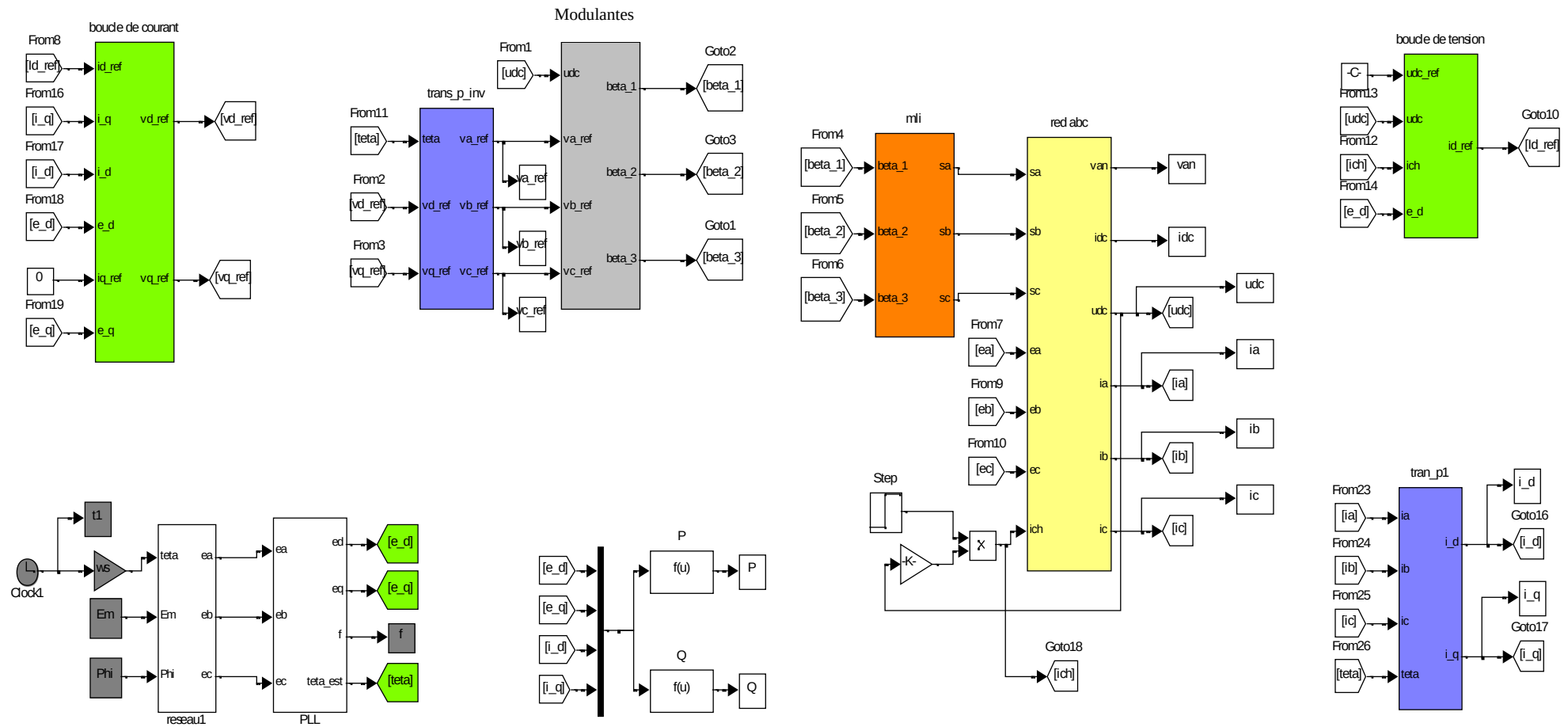
La figure (IV.2) présente le schéma de simulation de la commande du redresseur à MLI, Dont on a effectué une simulation numérique dans les conditions suivantes :

- Période d'échantillonnage : $T_e = 10^{-5}$ s.
- Méthode de résolution numérique ; Runge-Kutta d'ordre 4.

A l'instant $t = 1.5$ s on applique une charge de 110Ω au borne de la capacité, le tableau suivant présente les différents paramètres de régulation qu'on a utilisés à la commande du redresseur à MLI.

Paramètres	Valeurs
k_{pi}	3
k_{ii}	300
k_{pv}	0.13
k_{iv}	2.97
k_{p_PLL}	-12.34
k_{i_PLL}	-2.96
Phi(rad)	$\pi/4$

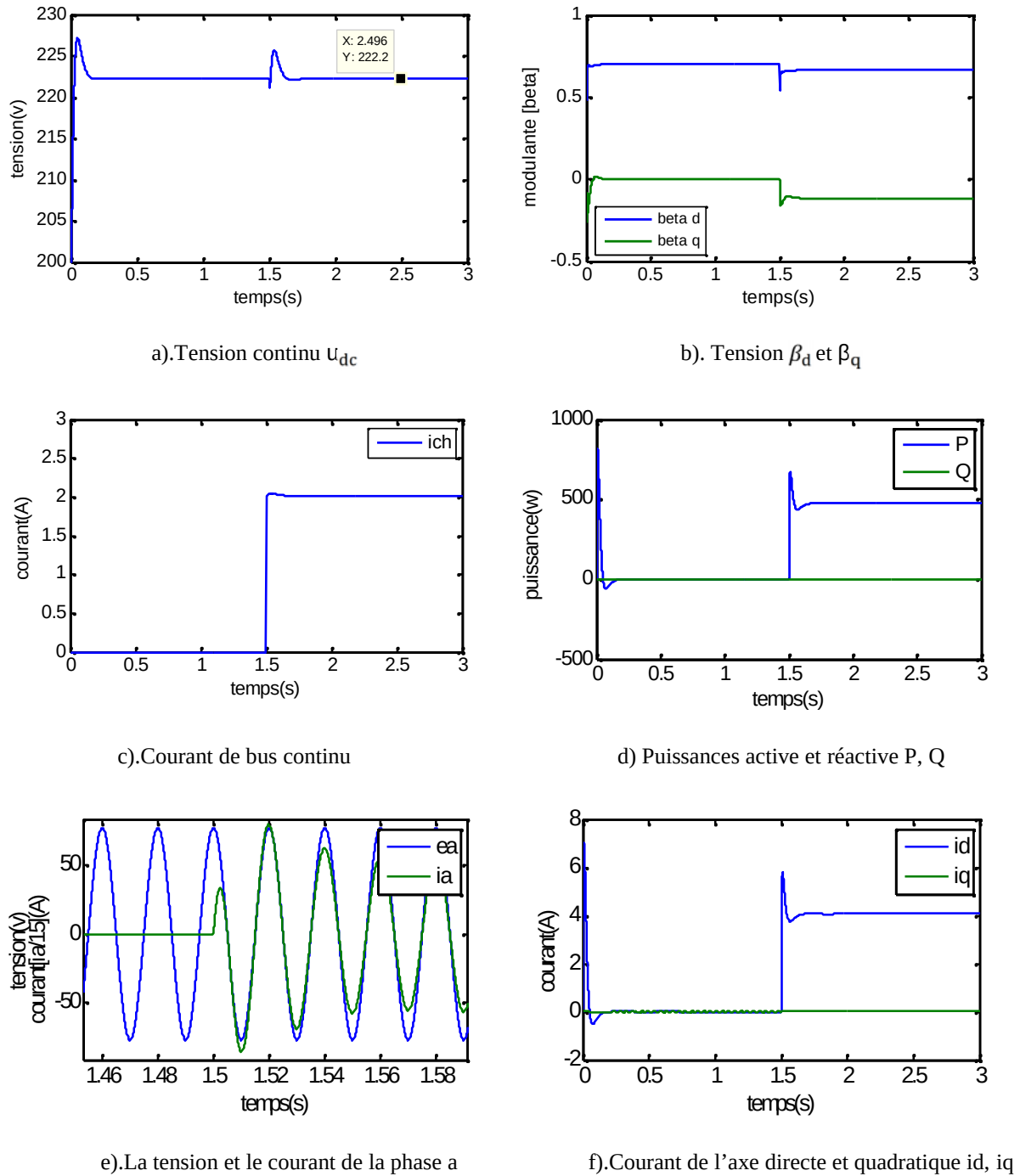
Tableau (IV.1). Paramètres de régulation



Figure(IV.2). Schéma de simulation globale de la commande du redresseur à MLI

IV.1.2.1. Résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI

La figure suivante présente les résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI sous un réseau idéal :



Figure(IV.3). Résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI

IV.1.2.2. Interprétation des résultats

La figure (IV.3) montre les résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI pour un réseau équilibré et de forme d'onde sinusoïdale

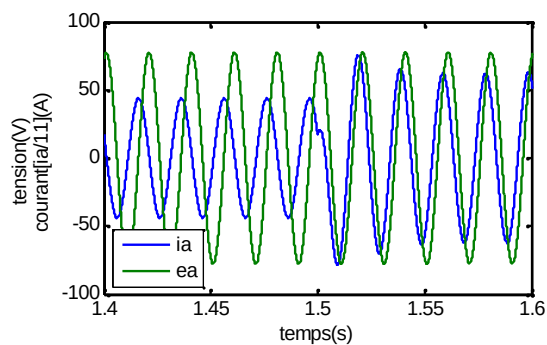
La figure (IV.3.a) à l'instant où on applique une charge aux bornes de la capacité la tension du bus continue suit sa référence avec une bonne précision, pour cela on peut dire que la régulation de la tension de la capacité assure une stabilité de tension en cas d'une variation brusque de la charge

Les figures (IV.3.f, d) présentent la possibilité de contrôle indépendant des composantes de courant actif et réactif qui comporte deux boucles de courant. Une boucle contrôle la puissance réactive en fixant la référence de courant réactif $i_{q,ref}$ nulle, tandis que l'autre contrôle u_{dc} en commandant la référence de courant actif $i_{d,ref}$

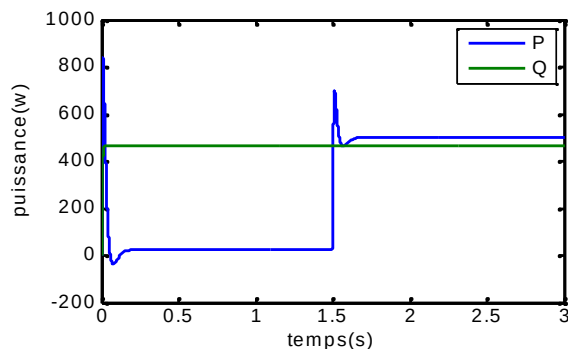
La figure(IV.3.e) montre que le courant i_a est en phase avec la tension e_a (un facteur de puissance unitaire).

IV.1.3. Essai à puissance réactive non nulle

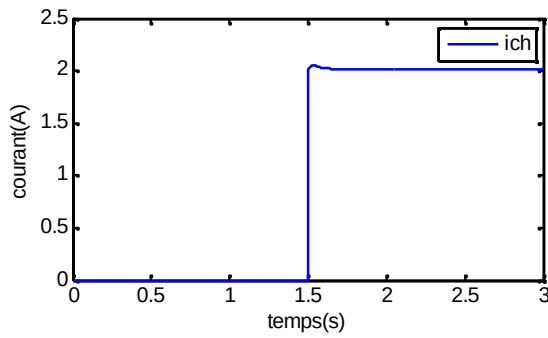
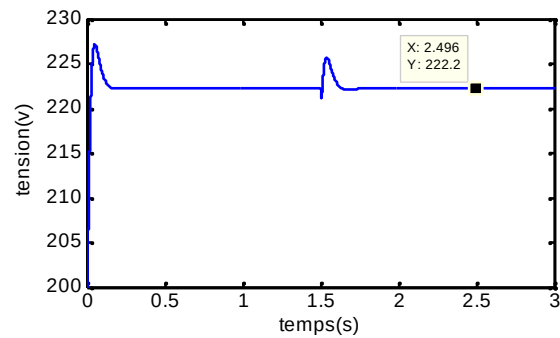
Dans ce test nous présentons la possibilité de réaliser un essai à puissance réactive non nulle, dont on fait varier le courant $i_{q,ref}$ pour visualiser le déphasage entre le courant et la tension.



a) Tension e_a et courant i_a



b) Puissance active et réactive

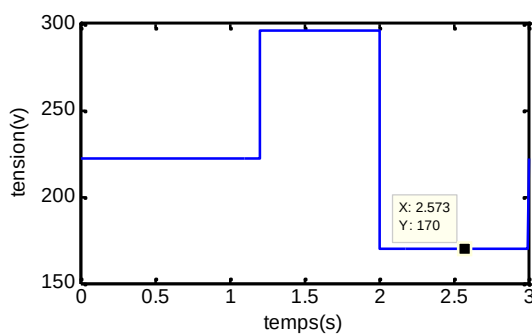
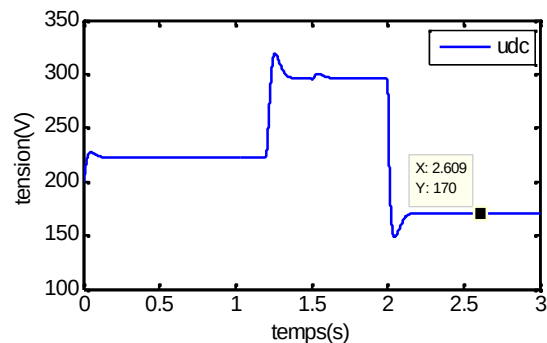
c) Courant de charge i_{ch} d) Tension u_{dc} **Figure (IV.4).** Résultats de simulation d'un essai à puissance réactive non nulle.

Interprétation des résultats

Les figures (IV.4.c, d) montrent que la tension U_{dc} est maintenue constante à l'application de la charge R_{ch} . Ainsi on constate sur Les figures (IV.4.a, b) la possibilité d'agir sur le déphasage entre le courant et la tension du réseau ce que nous permet de contrôler le facteur de puissance ($Q \neq 0$).

IV.1.4. Régulation de la tension

Dans ce test nous intéressons à appliquer des différentes valeurs à la tension $u_{dc,ref}$ pour voir la possibilité d'agir sur la tension du bus continu, la figure suivante présente les résultats de simulation numérique.

a) Tension de référence $u_{dc,ref}$ b) Tension du bus continue u_{dc}

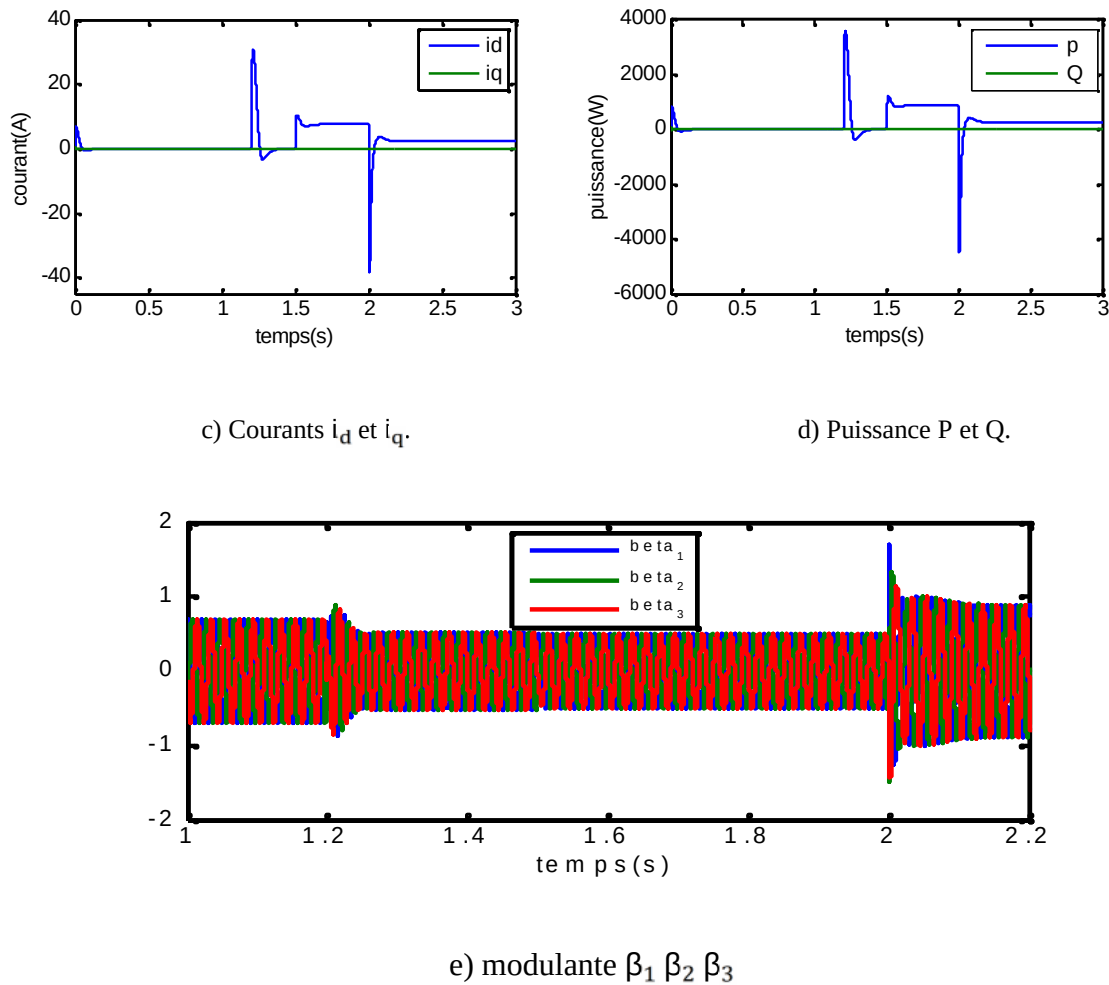


Figure (IV.5). Résultats de simulation de la régulation de la tension

Interprétation des résultats

Dans ce test on constate qu'à partir de la variation de la tension $u_{dc,ref}$ on peut varier la tension u_{dc} , la Figure (IV.5.c, e) montre que cette variation est due au changement de courant i_d et qui sera suivi par la variation des modulateurs $\beta_1 \beta_2 \beta_3$ et à partir de ce test on a montré l'un des avantages d'utiliser la commande vectorielle au redresseur à MLI.

IV.1.5. Application d'une variation de charge

Dans ce test nous présentons les résultats d'application d'une variation de charge aux bornes de la capacité pour une référence constante de $u_{dc,ref} = 222V$, dont à $t=1.2s$ on applique une charge de 110Ω et à $t=2s$ on fait augmenter la charge de 50%, les résultats sont présentés à la figure (IV.6)

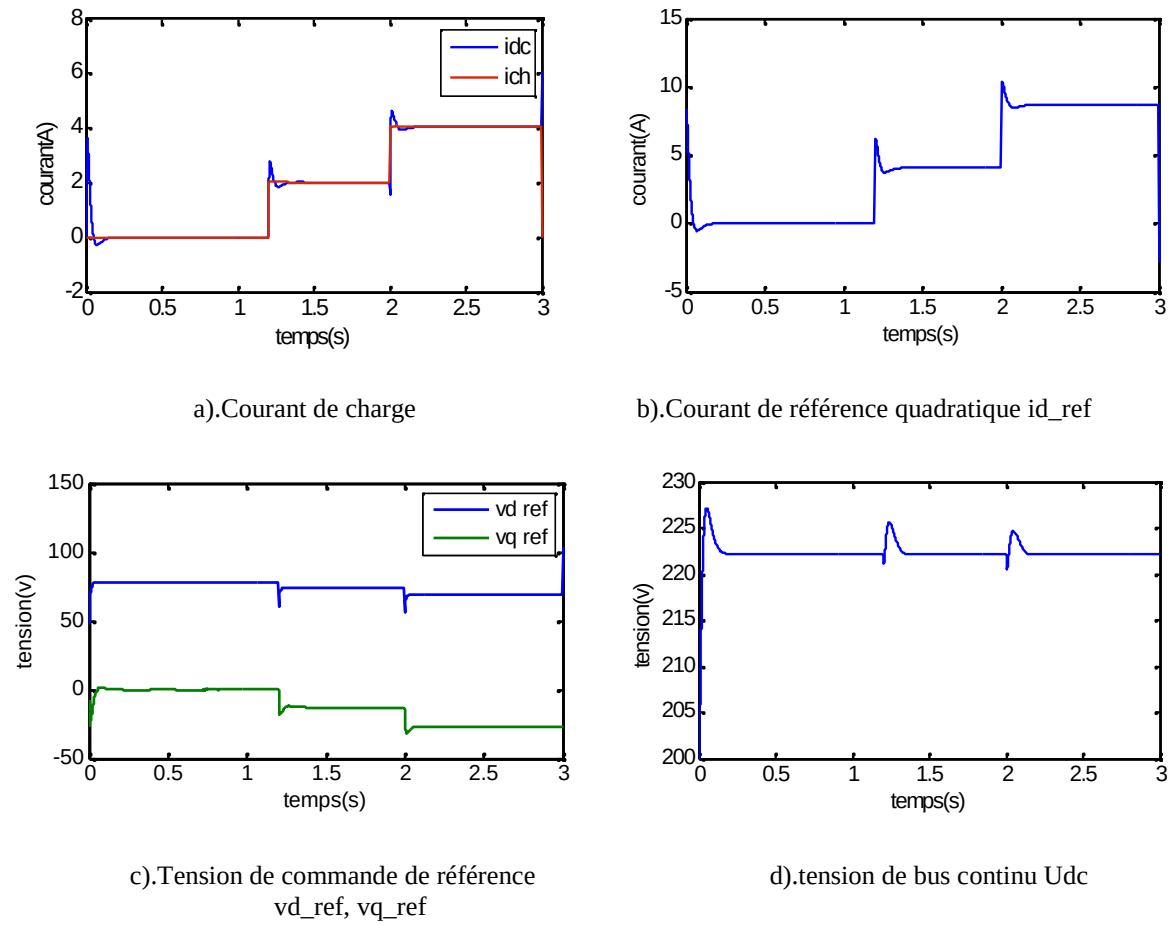


Figure (IV.6) comportement de la commande du redresseur lors de l'application d'une variation de la charge

Interprétation des résultats

La présence du condensateur côté continu permet au courant débité par le redresseur de contrôler à la fois le courant de la charge et la tension du bus continu :

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{I_{dc}(t) - I_{ch}(t)}{C}$$

La figure (IV.4.b.c) montre que le courant i_{d_ref} et les tensions de commande v_{d_ref} v_{q_ref} varient avec la variation de la charge, ce qui fait maintenir la tension du bus continu à une tension constante $U_{dc,ref}$.

IV.2. Comportement de la PLL sous perturbations

Plusieurs perturbation peuvent arrivées dans les lignes du réseau électrique à cette effet on s'intéresse dans cette section à appliquer des perturbations pour voir le comportement de la PLL conventionnelle, à savoir, chute de tension triphasé, saut de phase, saut de fréquence et défaut monophasé.

IV.2.1. PLL conventionnelle sous un défaut de phase (amplitude)

La figure (IV.7) présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous un défaut de phase (réduire l'amplitude de la phase b de 30%). Les tensions fournies par la PLL conventionnelle e_d et e_q , la fréquence, l'angle de phase instantané estimé et Les tensions du réseau, sont montrées à la figure (IV.5) a,b,c,d respectivement.

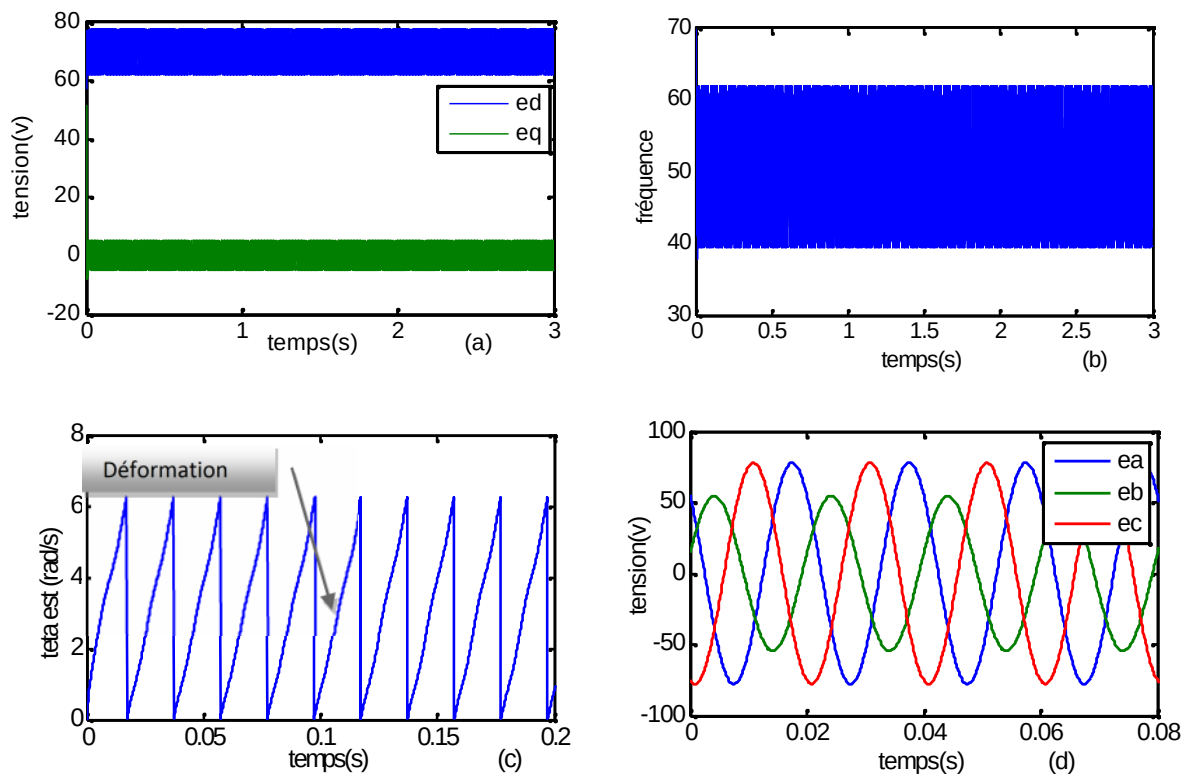


Figure (IV.7). Résultat de simulation de la PLL conventionnelle sous un défaut sur la phase b

Interprétation des résultats

Nous constatons que les tensions et la fréquence estimées par la PLL conventionnelle présentent d'importantes oscillations, comme on remarque aussi des déformations au niveau de l'angle instantané estimé figure(IV.7) c.

IV.2.2. PLL conventionnelle sous un saut d'angle

La figure (IV.8) présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous un saut d'angle apparue à l'instant $t=1.5$ s. les tensions fournies par la PLL conventionnelle e_d et e_q , la fréquence, l'angle de phase instantané estimée et Les tensions du réseau, sont montrées à la figure (IV.8) a,b,c,d respectivement.

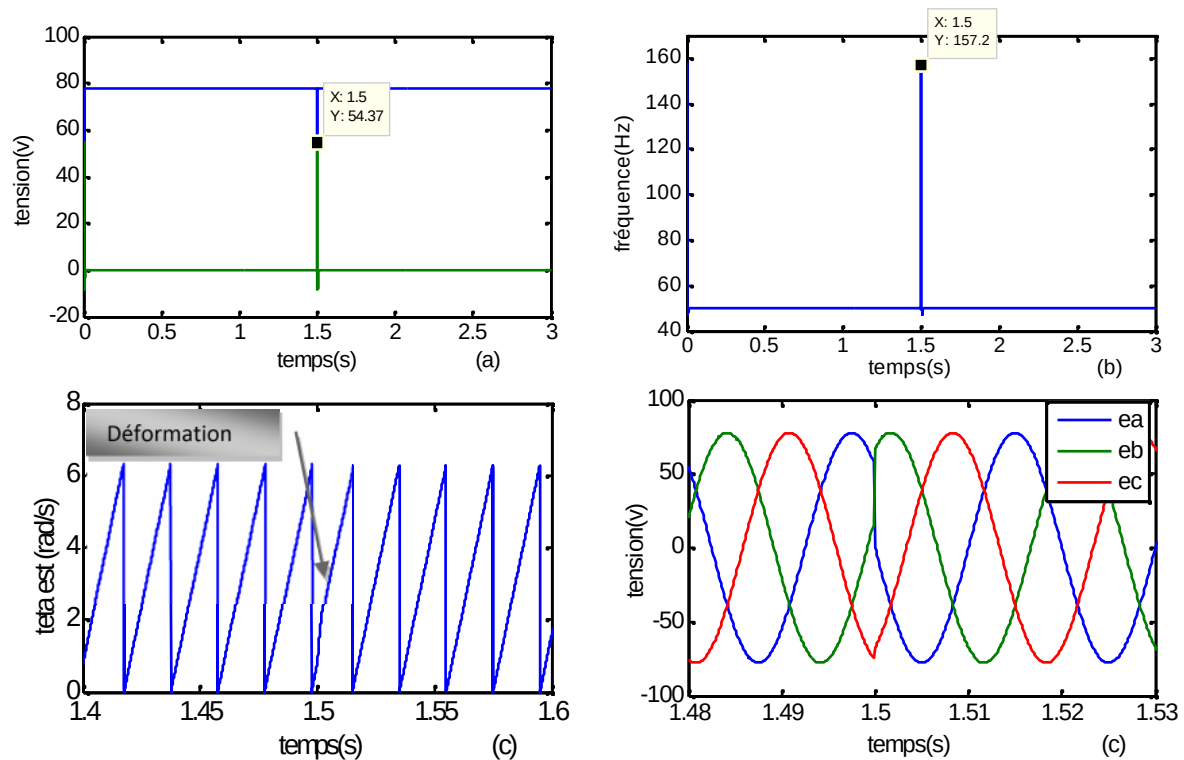


Figure (IV.8). Résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous saut d'angle

Interprétation des résultats

A l'instant où on applique un saut d'angle de $\pi/4$ Les tensions e_d et e_q fournies par la PLL présentent des pics respectivement 56 V et 54 V, ensuite elles reviennent à leur état initial.

Aussi, la fréquence estimée par la PLL présente un pic de 157 (Hz) à l'instant de l'application de la perturbation, comme on constate des déformations au niveau de l'angle instantané estimé.

IV.2.3. PLL conventionnelle sous un saut de fréquence

La figure (IV.9) présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous une chute de fréquence de 40% appliquée à l'instant $t = 1.5$ s. Les tensions fournies par la PLL conventionnelle e_d et e_q , la fréquence, l'angle de phase instantané estimé et les tensions du réseau, sont montrées à la figure (IV.9) a,b,c,d respectivement.

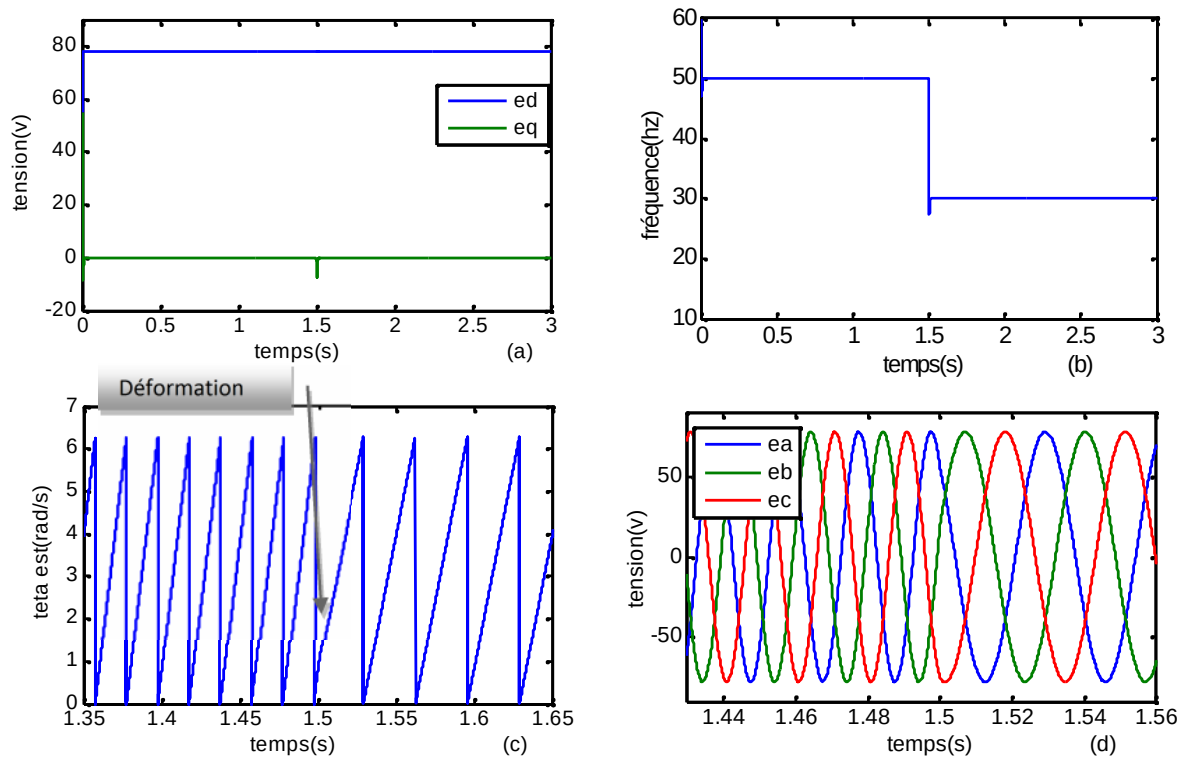


Figure (IV.9) Résultats de simulation de la PLL conventionnelle saut de fréquence de 40%

Interprétation des résultats

Après l'application du saut de fréquence nous constatons que l'amplitude du vecteur de tension réseau estimé par la PLL e_d garde leur allure, contrairement à la tension e_q présente un petit pic de tension à l'instant de l'application de la perturbation figure(IV.9.b).

Aussi pour la fréquence elle présente une chute de 40% à l'instant de l'application du saut, ce dernier fait apparaitre à un changement au niveau de la période de la pulsation estimée, et une déformation où on applique la perturbation

IV.2.4.PLL conventionnelle sous une chute de tension

La figure (IV.10) présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous une chute de tension de 20% apparue à l'instant $t=1.5s$. les tensions fournies par la PLL conventionnelle e_d et e_q , la fréquence, l'angle de phase instantané estimée et Les tensions du réseau, sont montrés à la figure (IV.10) a,b,c,d respectivement.

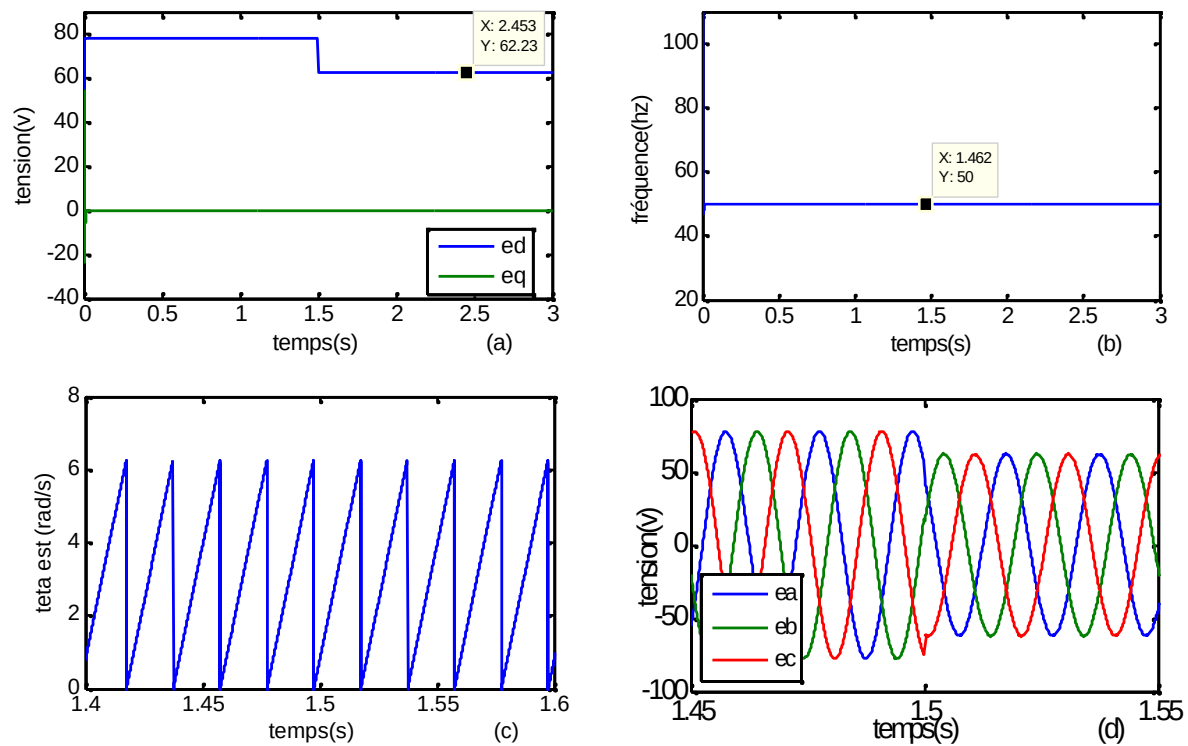


Figure (IV.10). Résultat de simulation de la PLL conventionnelle sous une chute de tension du réseau de 20%

Interprétation des résultats

Nous pouvons constater qu'après la chute de tension, la tension e_q , la fréquence, et l'angle de phase estimée ne présentent aucun changement par rapport au cas d'un réseau équilibré, contrairement à la tension e_d fournie par la PLL présente une chute de tension de 20% figure (IV.10.b)

IV.3. Commande du redresseur à MLI sous perturbations au réseau

Dans cette partie nous présenterons le comportement de la commande sous les différentes perturbations au réseau

IV.3.1. Commande du redresseur à MLI sous un défaut de phase

La figure suivante présente le comportement de la commande du redresseur à MLI sous un défaut de phase, dont on fait diminuer l'amplitude de la phase b de 20% et on obtiens :

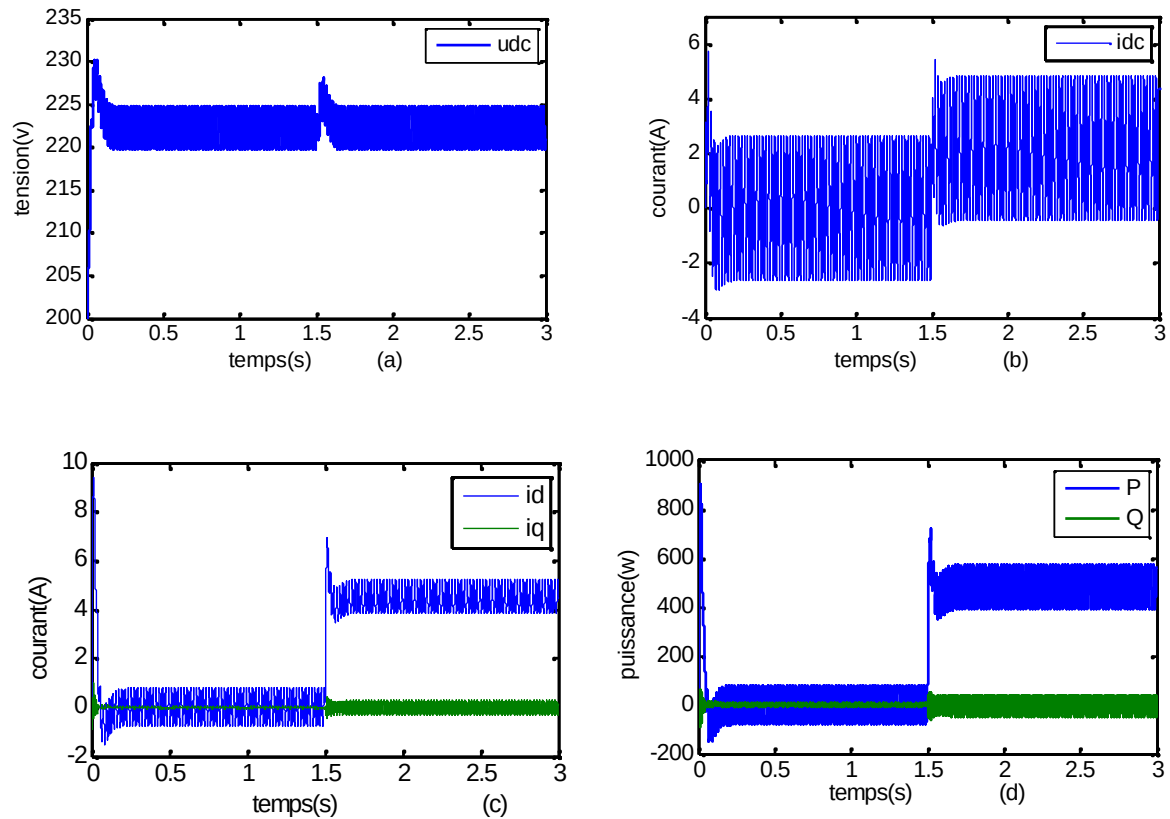
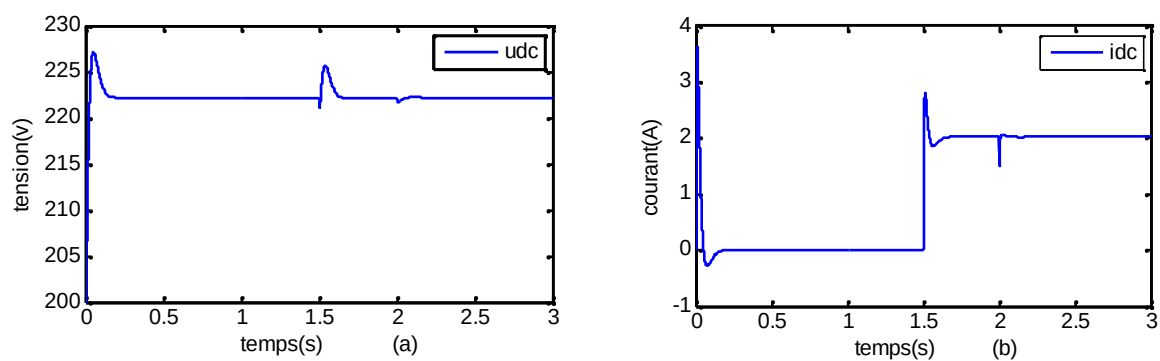


Figure (IV.11). Résultats de simulation de la commande du redresseur sous un défaut sur la phase b

IV.3.2. Commande du redresseur à MLI sous une chute de tension

La figure suivante présente le comportement de la commande du redresseur à MLI sous une chute de tension du réseau de 20% appliqué à l'instant $t=2$ s, on obtient :



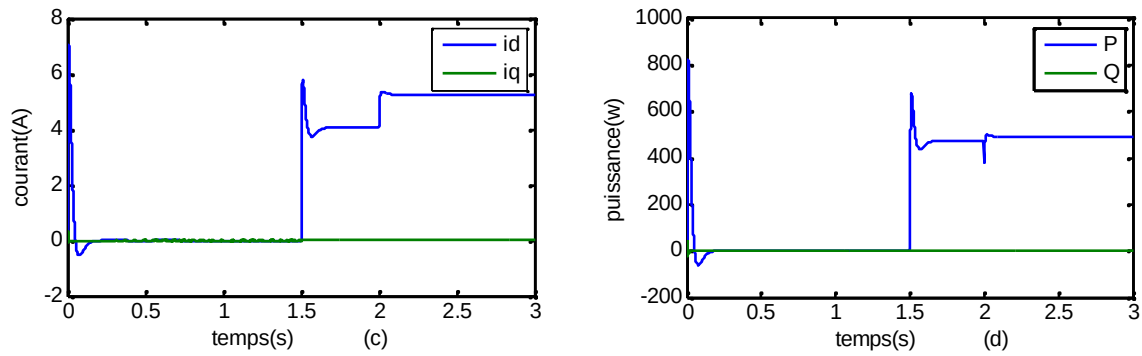
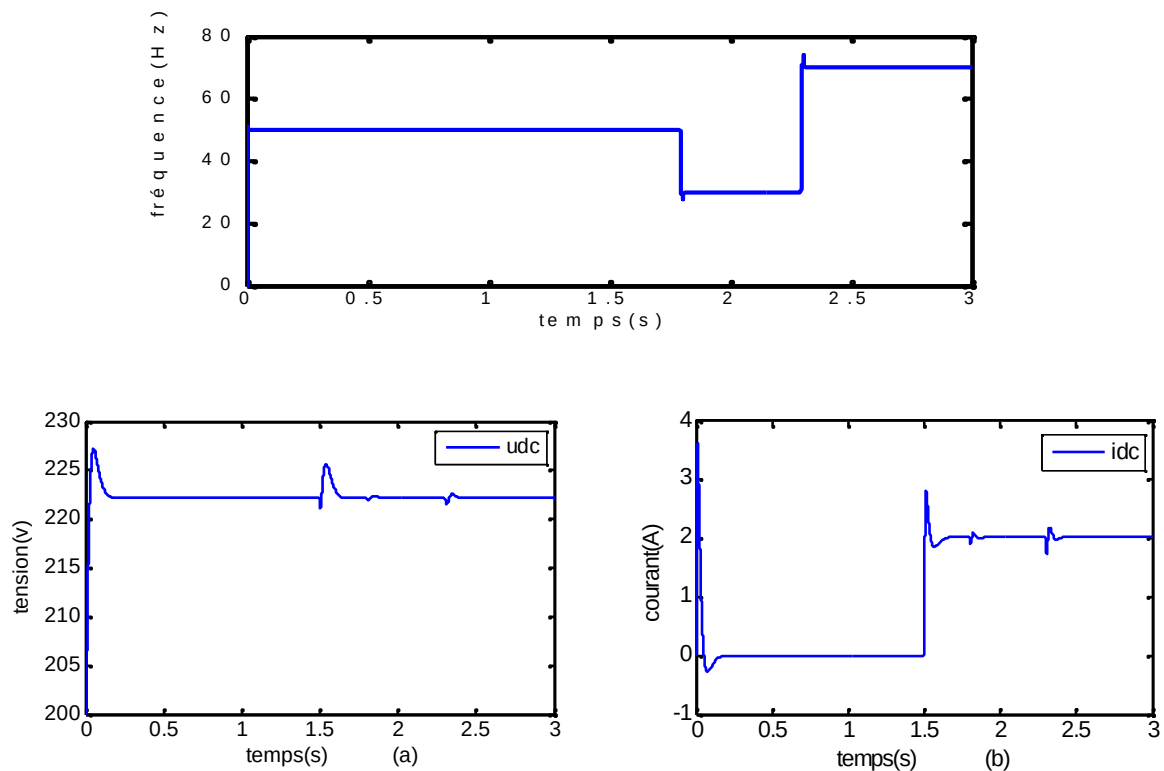


Figure (IV.12). Résultats de simulation de la commande du redresseur sous une chute de tension du réseau de 20%

IV.3.3. Commande du redresseur à MLI sous une variation de fréquence

La figure suivante présente le comportement de la commande du redresseur à MLI sous une variation de fréquence, dont on fait diminué et augmenté la fréquence de 40%, on obtient :



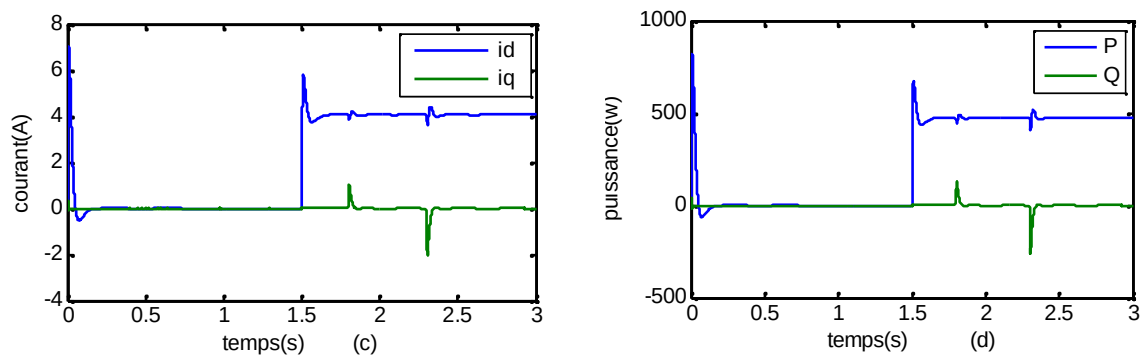


Figure (IV.12). Résultats de simulation de la commande du redresseur sous une variation de fréquence

Interprétation des résultats

Les Figures (IV.11, 12 et 13) montrent le comportement de la commande du redresseur à MLI sous les différentes perturbations au niveau du réseau électrique (défaut monophasé, chute de tension et une variation de fréquence). On constate la présence d'importantes oscillations et déformations au niveau de la tension de bus continue, les courants et les puissances qui sont dus à la perturbation de fréquence. Comme on constate à partir du test (chute de tension) que la tension de bus continue est maintenue constante suite à l'augmentation du courant i_d à l'instant où on a appliqué la perturbation.

D'autres techniques de PLL doivent être proposées suite aux inconvénients que possède la PLL conventionnelle

Conclusion

L'utilisation de la boucle de verrouillage de phase PLL permet de synchroniser le convertisseur avec le réseau électrique. En premier lieu on a présenté l'efficacité de cette technique par une simulation d'une PLL conventionnelle, après la connexion du convertisseur au réseau électrique on a réalisé un contrôle vectoriel au redresseur et on a obtenu les résultats qui expliquent le principe de la commande du redresseur à MLI, en suite on a appliqué plusieurs tests (variation de charge, puissance réactive non nulle, régulation de la tension) pour voir l'efficacité de la commande vectorielle au redresseur à MLI, puis on a imposé des perturbations au niveau du réseau électrique pour visualiser le comportement de la PLL, à la fin on a proposé quelques perturbations (défaut monophasé, chute de tension et une variation de fréquence) pour montrer la limite d'utilisation de la PLL conventionnelle.

Conclusion générale

Dans ce mémoire nous nous sommes intéressés à l'étude, à la modélisation et à la commande d'un redresseur à MLI de tension, l'objectif de ce travail est de maintenir la tension de bus continu constante quel que soit la charge appliquée à notre système c'est-à-dire avoir un contrôle satisfaisant du courant de charge.

Nous avons dans un premier temps donnés des généralités sur les redresseurs triphasés commandés par modulation de largeur d'impulsion.

Modéliser un convertisseur statique consiste à faire une représentation plus ou moins abstraite de son fonctionnement dans un but donné. Ainsi en fonction de l'objectif visé (simulation, commande, ...) on peut mettre à jours diverses représentations d'un même objet.

La modélisation aux valeurs moyennes a permis de mettre en évidence le caractère non linéaire du modèle ce qui nous conduira à linéarisé celui-ci. Cette linéarisation va nous permettre de mettre en œuvre une loi de commande.

Afin d'échanger une puissance contrôlée, le redresseur doit toujours être synchronisé avec le réseau, l'utilisation d'une PLL conventionnelle nous a permis d'obtenir la phase et la tension instantanée du réseau.

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 des signaux alternatifs, 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). 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, le correcteur PI pourra donc éliminer correctement les erreurs statiques.

Après l'obtention des résultats de simulation de l'ensemble PLL-commande du redresseur, nous avons expliqué le principe de fonctionnement de la commande du redresseur à MLI, ensuite à partir des cas spécifiques (variation de la charge, essai à puissance réactive non nulle et régulation de tension) on a montré l'efficacité de la commande vectorielle qu'on a utilisé, à la fin de notre travail on a proposé des cas particuliers (défaut monophasé, chute de tension et une variation de fréquence) dans le but de montrer la limite d'utilisation de la PLL conventionnelle dans la commande du redresseur à MLI.

- [1] B. Nicolas, « Contribution à la commande des convertisseurs statiques », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, Septembre 1996.

- [2] N. Belhaouchet, « Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées, application : amélioration de la qualité de l'énergie », Thèse de Doctorat; Université Ferhat Abbas- Sétif; Juillet 2011.

- [3] S. Nia Ahmed : « Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Lorraine, 1996.

- [4] M. S. Djebbar, « Etude comparative des redresseurs cascades et multiniveaux à commande MLI », Thèse de Magistère en Electrotechnique, Université Mentouri Constantine, 2005.

- [5] Yaël Thiaux, « Conversion AC/DC amélioration du facteur du puissance », IUT de Nimes Département GEII Electronique de Puissance, Septembre 2013.

- [6] Guy Séguier « Electronique de puissance : Les fonctions de base et leurs principales applications » 7^{ème} édition, Dunod 1999.

- [7] A. Bouafia, « Technique de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI », Thèse de Doctorat UFAS Algérie, Octobre 2010.

- [8] P. Ladoux, G. Ollé : "Compensateur d'harmonique et de puissance réactive", système didactique, RESELEC 2002.

- [9] A. Boulahia, « Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité d'énergie électrique ». Thèse de Magistère en Electrotechnique, Université de Constantine, Avril 2009.

- [10] A. Mohamed Muftah, « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [11] H. Tedjini, Y. Meslam and M. Rahli, « Contrôle non linéaire avancé de redresseur MLI triphasé en absorption sinusoïdale de courant », volume 49, Number3, 2008.
- [12] M. Benadel, « Modélisation et simulation des convertisseurs statique (application à la structure multicellulaire) ». Thèse Magistère en Génie Electrique, Université Boumerdès 2010.
- [13] A. Merdassi, « Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatroniques », Thèse de Doctorat, Institut polytechnique de Grenoble, Octobre 2009.
- [14] A. Bechouche, « Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande de la machine asynchrone: application à une éolienne », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri Tizi-ouzou, Avril 2013.
- [15] Dj. Chabane, K. Berkoune, « Etude du redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion MLI », Mémoire de Master en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2011.
- [16] R. Thibault, « Contrôle de l'énergie injectée dans un réseau électrique par un convertisseur triphasé utilisant un régulateur basé sur un modèle interne sinusoïdal », Thèse de Doctorat, Ecole de Technologie Supérieure, Université du Québec, Montréal, Septembre 2006.
- [17] Dj. Ould Abdeslam, « Technique neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électrique basse tension », Thèse de Doctorat, Université de Haut Alsace, Décembre 2005.