



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Electrotechnique

Mémoire de fin d'étude

Master Académique

Filière : **Electrotechnique**

Spécialité : **Machines Electriques**

Présenté par
Thanina BEDRI

Mémoire dirigé par : **Adel RAHOUI**

Thème
**Stratégies de commande d'un redresseur MLI
connecté au réseau électrique**

Mémoire soutenu publiquement le 30 Décembre 2019 devant le jury composé de :

M^r Boussaad BOUKAIS
MCB, UMMTO, Président

M^r Adel RAHOUI
MCB, ENSTP, Rapporteur

M^r Koussaila MESBAH
MCB, UMMTO, Examineur

Remerciements

Dieu merci Dieu merci Dieu merci... !

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à toutes les personnes qui m'ont aidé de prêt ou de loin jusqu'à l'achèvement et la réussite de ce modeste travail.

Je tiens aussi à exprimer mes plus vifs remerciements à mon promoteur Monsieur Adel RAHOUÏ pour avoir suivi constamment avec attention la réalisation de mon travail, ainsi que pour sa disponibilité, ce qui m'a permis d'une part d'approfondir mes connaissances et d'autre part de progresser dans mon travail.

Je remercie également M^r Koussaila MESBAH et M^r Boussaad BOUKAIS pour leurs aides et leurs orientations et aussi d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Sans oublier tous ceux qui ont contribué à ma formation.

Enfin, je vous remercie vos lecteurs et lectrices à qui ce travail sera bénéfique.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mes très chers parents pour leurs aides, leurs soutiens et leurs encouragements tout au long de mes études ;

A mon cher frère Juba ;

A mes chères sœurs Dihya, Thilleli et Massilva ;

A ma chère tante Zaïna ;

A toute la famille ;

A mon cher mari ;

A mon promoteur M^r Adel RAHOUI ;

A tous mes amis(es) ;

A toute la promotion 2018/2019 ;

A tous ceux qui me sont chers.

B. Thanina

Table des matières

Introduction	1
Chapitre I : Modélisation du redresseur à MLI	
I.1 Introduction	3
I.2 Définition d'un redresseur.....	3
I.3 Redresseur à <i>MLI</i> de tension	4
I.4 Principe de la commande du redresseur à <i>MLI</i>	4
I.5 Applications des redresseurs	4
I.6 Structure du redresseur à <i>MLI</i> connecté au réseau	5
I.7 Hypothèses de modélisation.....	6
I.8 <i>MLI</i> à porteuse triangulaire	6
I.9 Modélisation du redresseur <i>MLI</i> dans le repère <i>abc</i>	7
I.9.1 Modèle topologique.....	7
I.9.2 Modélisation dans le repère <i>abc</i> côté alternatif.....	8
I.9.3 Modélisation dans le repère <i>abc</i> coté discontinue.....	9
I.9.4 Modélisation dans le repère <i>abc</i> coté continue.....	14
I.9.5 Inconvénient du modèle topologique	15
I.9.6 Modèle moyen dans le repère <i>abc</i>	16
I.9.7 Simulation numérique du redresseur à <i>MLI</i> dans le repère <i>abc</i>	17
I.10 Modèle du redresseur <i>MLI</i> dans le repère $\alpha\beta$	20
I.10.1 Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté discontinu	21
I.10.2 Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté alternatif	22
I.10.3 Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté continu	23
I.10.4 Modèle moyen du redresseur <i>MLI</i> dans le repère $\alpha\beta$	24
I.10.5 Simulation numérique du redresseur dans le repère $\alpha\beta$	25
I.11 Modèle du redresseur à <i>MLI</i> dans le repère <i>dq</i>	26
I.11.1 Modélisation du côté discontinu dans le domaine de Park	26
I.11.2 Modélisation du côté alternatif dans le domaine de Park.....	27
I.11.3 Modélisation du côté continue dans le domaine de Park	28
I.11.4 Modèle moyen du redresseur <i>MLI</i> dans le référentiel <i>dq</i>	28
I.11.5 Simulation numérique du redresseur <i>MLI</i> dans le repère <i>dq</i>	29
I.12 Conclusion.....	30

Chapitre II : Commande vectorielle du redresseur à MLI

II.1 Introduction.....	32
II.2 Commande vectorielle (VOC).....	33
II.3 Structure de la commande vectorielle.....	33
II.4 Modèle d'état dans le repère dq du redresseur à MLI	34
II.5 Etude de la boucle interne.....	35
II.5.1 Contrôle des courants i_d et i_q	35
II.5.2 Calcul du régulateur des courants i_d et i_q	37
II.6 Etude de la boucle externe (Contrôle de la tension continue U_{dc}).....	39
II.6.1 Calcul du régulateur de la tension U_{dc}	41
II.7 Résultats de simulations de la boucle interne	42
II.8 Résultats de simulations de la boucle externe.....	43
II.9 Conclusion	44

Chapitre III : PLL basée sur la théorie des signaux retardés

III.1 Introduction	46
III.2 Principe de la commande prédictive.....	46
III.3 Principe de la commande Deadbeat.....	47
III.4 Commande prédictive de courants du redresseur triphasé	48
III.4.1 Commande prédictive de courants avec repense pile	48
III.4.1.1 Commande prédictive des courants i_α et i_β	48
III.5 Résultats de simulation	50
III.6 Intérêt de la commande prédictive.....	52
III.7 Conclusion	52

Conclusion	53
-------------------------	----

Bibliographie	54
----------------------------	----

Introduction générale

Les convertisseurs classiques représentent la principale source d'injection de courants harmonique dans le réseau. Ils requièrent donc une attention particulière afin de réduire leurs taux d'harmoniques en courant. Actuellement, les solutions modernes préventives adoptées consistant à remplacer les redresseurs classiques par de nouvelles structures de convertisseurs AC/DC non polluants, redresseurs à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), dont le comportement vis-à-vis du réseau est de nature résistive.

Les travaux de recherche concernant ce type de redresseurs à MLI ont connu une croissance rapide au cours de ces dernières années. Ces nouveaux convertisseurs AC/DC sont devenus un domaine de recherche attractif et de grand intérêt, pour leurs applications industrielles et domestiques diverses et des avantages qu'ils offrent, à savoir : la possibilité de régénération de l'énergie, le contrôle de la tension du bus continue sur une large gamme, l'absorption de courants sinusoïdaux, et la possibilité de fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité. De nombreuses stratégies de commandes ont été proposées récemment dans la littérature pour ce type de convertisseurs. Elles peuvent être classées, en fonction de la nature de la boucle de régulation utilisée en deux catégories : VOC (Commande vectorielle) et DPC (Contrôle Direct de Puissance) [1].

Ce mémoire constitue quatre chapitres, le premier chapitre intitulé « généralités sur le redresseur à MLI », dont on a présenté deux types de commande à MLI qui sont : la MLI sinus triangle et la MLI vectorielle qu'on exploitera dans les chapitres qui suit.

Le deuxième chapitre se base sur la modélisation du redresseur à MLI dans les trois référentiels : le système de coordonnées triphasées (abc), le système de coordonnées biphasé de Clark ($\alpha\beta$) et le système biphasé de Park (dq). L'étude est faite sur deux modèles : le modèle topologique et le modèle moyen.

Le troisième chapitre a pour titre « La Commande du redresseur à MLI », dont a utilisé la commande VOC (Commande Vectorielle) qui utilise le régulateur PI (proportionnel Intégral) et qui a pour objectif garantir les performances dynamiques et statique élevés par l'intermédiaire de la boucle interne de contrôle des courants.

Le quatrième chapitre est consacré à la commande prédictive de courants absorbés par le redresseur à MLI. Dont on a utilisé deux stratégies de commande. La première stratégie est basée sur la sélection du vecteur de commande optimale permettant d'obtenir la meilleure restriction de l'erreur de poursuite de référence des courants absorbés à chaque instant d'échantillonnage. La deuxième stratégie c'est la commande prédictive à réponse pile.

Chapitre I : Modélisation du redresseur à MLI

Sommaire

I.1 Introduction	3
I.2 Définition d'un redresseur.....	3
I.3 Redresseur à <i>MLI</i> de tension	4
I.4 Principe de la commande du redresseur à <i>MLI</i>	4
I.5 Applications des redresseurs	4
I.6 Structure du redresseur à <i>MLI</i> connecté au réseau	5
I.7 Hypothèses de modélisation.....	6
I.8 <i>MLI</i> à porteuse triangulaire	6
I.9 Modélisation du redresseur <i>MLI</i> dans le repère <i>abc</i>	7
I.9.1 Modèle topologique.....	7
I.9.2 Modélisation dans le repère <i>abc</i> côté alternatif.....	8
I.9.3 Modélisation dans le repère <i>abc</i> coté discontinue.....	9
I.9.4 Modélisation dans le repère <i>abc</i> coté continue.....	14
I.9.5 Inconvénient du modèle topologique	15
I.9.6 Modèle moyen dans le repère <i>abc</i>	16
I.9.7 Simulation numérique du redresseur à <i>MLI</i> dans le repère <i>abc</i>	17
I.10 Modèle du redresseur <i>MLI</i> dans le repère $\alpha\beta$	20
I.10.1 Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté discontinu	21
I.10.2 Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté alternatif	22
I.10.3 Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté continu	23
I.10.4 Modèle moyen du redresseur <i>MLI</i> dans le repère $\alpha\beta$	24
I.10.5 Simulation numérique du redresseur dans le repère $\alpha\beta$	25
I.11 Modèle du redresseur à <i>MLI</i> dans le repère <i>dq</i>	26
I.11.1 Modélisation du côté discontinu dans le domaine de Park	26
I.11.2 Modélisation du côté alternatif dans le domaine de Park.....	27
I.11.3 Modélisation du côté continue dans le domaine de Park	28
I.11.4 Modèle moyen du redresseur <i>MLI</i> dans le référentiel <i>dq</i>	28
I.11.5 Simulation numérique du redresseur <i>MLI</i> dans le repère <i>dq</i>	29
I.12 Conclusion.....	30

I.1 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 (Conversion Alternative Continue) 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].

La modélisation est une étape fondamentale dans l'analyse d'un dispositif à automatiser. Elle consiste à décrire mathématiquement un processus technique d'un système à régler [4]. 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,...) [2].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la modalisation du redresseur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) de tension dans le repère abc , $\alpha\beta$ et le repère tournant dq en expliquant les deux modèles, topologique et moyen puis on passe à la simulation de ces derniers.

I.2 Définition d'un redresseur

Un redresseur, également appelé convertisseur alternatif/continu, est un convertisseur destiné à alimenter une charge qui nécessite de l'être par une tension ou courant continu à partir d'une source alternative. L'alimentation est, la plupart de temps, un générateur de tension [3].

- Les redresseurs non commandés, essentiellement réalisés à partir de diodes, sont utilisés lorsque la tension de sortie n'a pas besoin d'être ajustée ».
- Les redresseurs commandés dont la tension de sortie peut être variable comportent des thyristors ou des ensembles de diodes et de thyristors. Du de leurs importante puissance massique ces redresseurs sont toujours utilisés en forte puissance et lorsqu'il est nécessaire de réguler ou de faire varier les grandeurs électriques en sortie. En faible et moyenne puissance, les redresseurs commandés à thyristors sont en voie d'obsolescence et sont avantageusement remplacés par la « mise en cascade » d'un redresseur commandé ou non et d'un convertisseur continu-continu. Dans les petites puissances, la commande d'un transistor à effet de champs ou d'un IGBT (Insulated-

Gate-Bipolar-Transistor) est plus simple que celle d'un thyristor, d'autre part, les fréquences de fonctionnement des hacheurs, qui sont aujourd'hui du domaine des 200 KHz, permettant de diminuer considérablement la taille des composants de filtrage (inductance et condensateurs). Enfin, il existe des redresseurs à absorption sinusoïdale construits à l'aide de diode, transistors Ballast MOFSET ou IGBT qui sont utilisés afin de d'améliorer la forme d'onde de courant alternatif consommé coté réseau.

I.3 Redresseur à *MLI* de tension

Un redresseur à MLI de tension est alimenté par une source de tension sinusoïdale, et débite sur un récepteur de courant continu. Il a donc la structure d'un onduleur de courant [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, d'un part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé est 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 [5].

I.4 Principe de la commande du redresseur à *MLI*

Le redresseur à MLI est connecté entre le bus continu et le réseau électrique via un circuit RL. Le convertisseur a deux rôles : maintenir la tension du bus continu constante, quelle que soit l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance et maintenir un facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau électrique. Cette commande réalise donc les deux fonctions suivantes [5] :

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

I.5 Applications des redresseurs

Ces convertisseurs sont présents dans de nombreux équipements industriels et domestiques ainsi que dans les dispositifs de conversion de l'énergie électrique. Nous citons ci-dessous les applications les plus courantes [3] :

- Variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu.
- Circuit d'excitation des alternateurs.
- Chargeurs de batteries.
- Liaison à courant continu HVDC (High Voltage Direct Current).
- Alimentation des systèmes informatiques et audiovisuels.
- Dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

I.6 Structure du redresseur à MLI connecté au réseau

Dans cette étude, on considère le convertisseur montré sur la figure II.1 suivante où R et L représentent respectivement la résistance et l'inductance du filtre d'entrée et C est la capacité du condensateur du bus continu.

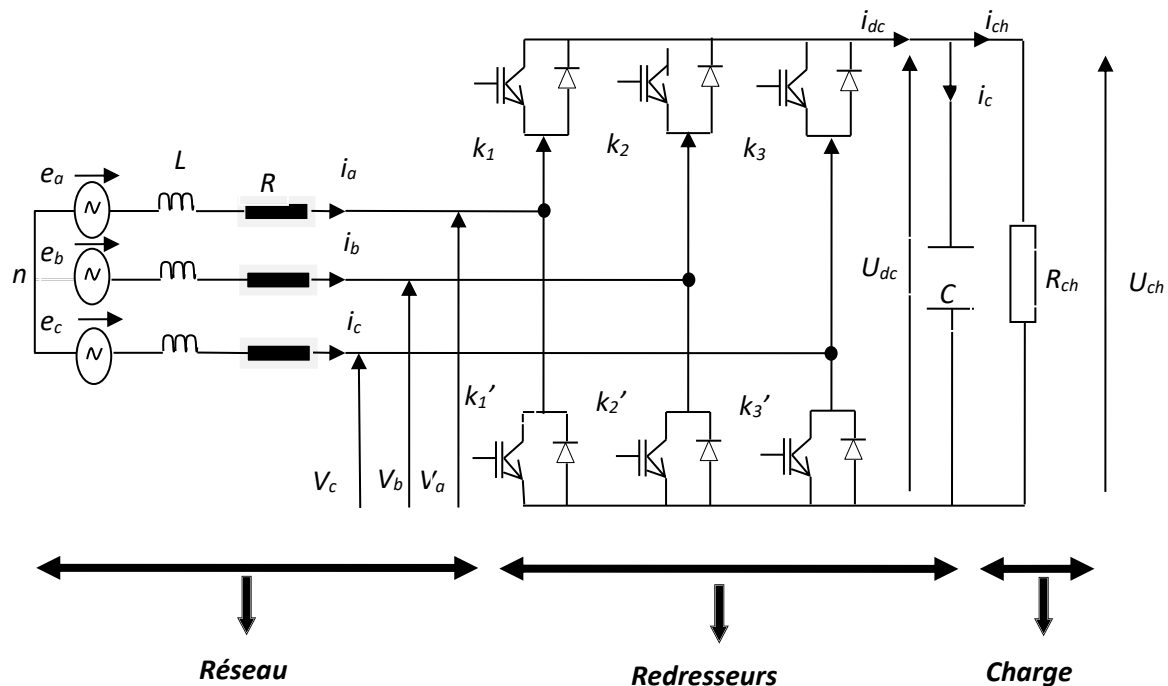


Figure I.1 : Structure du redresseur à MLI.

Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps, de même que les interrupteurs et les sources de tension sont considérés comme idéaux. L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation S_i pour l'interrupteur K_i . L'interrupteur K_i fermé implique que $S_i=1$, inversement $S_i=0$ correspond à K_i ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

Pour déduire le modèle dynamique du système, l'étude du convertisseur est divisée en trois parties : le côté alternatif, la partie discontinue composée des interrupteurs et le côté continu.

Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le coté alternatif et le coté continu.

I.7 Hypothèses de modélisation

Pour simplifier les modèles et ainsi pouvoir tenir la contrainte Matlab en termes de charge de calculs, certaines hypothèses simplificatrices ont donc été réalisées [6]:

- Les interrupteurs sont idéalisés et considérés comme parfaits (résistance de valeurs nulle à l'état passant, infinie à l'ouverture et commutations instantanées) ; A l'état bloqué (off), l'interrupteur est représenté par un circuit ouvert et à l'état passant (on), par un court-circuit.
- Les sources sont considérées comme parfaites et indépendante des autres contraintes électriques. Par exemple : une source de tension sera indépendante du courant et de la fréquence.
- Les éléments passifs sont considérés comme linéaires et invariants dans le temps. Par exemple : les valeurs les caractérisant (résistance, inductance, capacité...) ne changent pas dans le temps, ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent se saturer.

I.8 MLI à porteuse triangulaire

La modulation de largeur d'impulsion consiste à comparer le signal de référence (modulante) avec le signal de la porteuses triangulaire. D'une amplitude et d'une fréquence fixes. La comparaison produit un signal modulé qui déterminera par la suite les signaux de gâchettes des interrupteurs. La simulation du bloc MLI nous donne les signaux suivants :

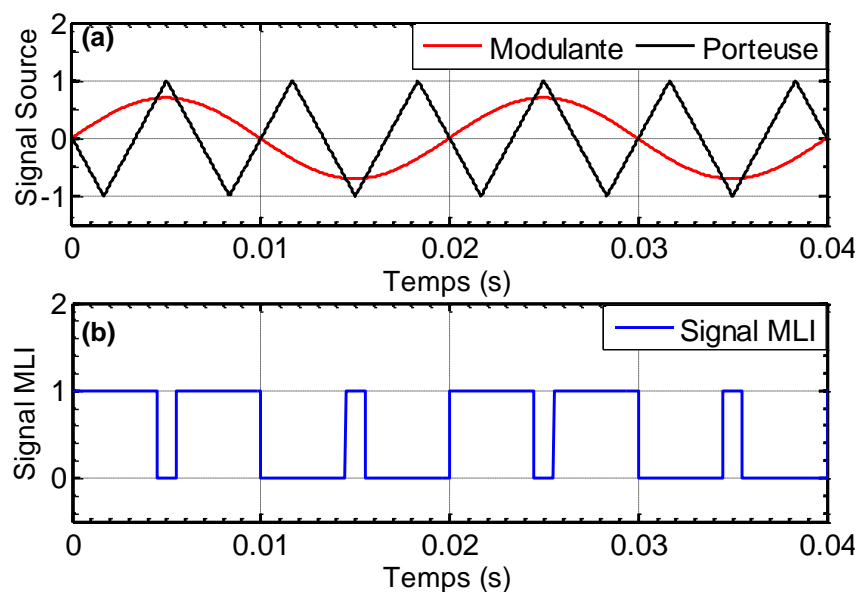


Figure I.2 : Principe de la génération de la MLI sinus-triangle.

- Le signal en rouge, appelé signal de référence.
- Le signal en noir, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques du convertisseur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.
- La comparaison de ses 2 signaux nous donne un signal carré qui est en bleu (signal MLI) dont la somme donne le signal final modulé.

Si le signal de référence est supérieur à celui de la porteuse, le signal MLI sera égal à 1.

Si le signal de référence est inférieur à celui de la porteuse, le signal MLI sera égal à zéro.

I.9 Modélisation du redresseur *MLI* dans le repère *abc*

I.9.1 Modèle topologique

Si un modèle de convertisseur traduit dans son comportement les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs, on le qualifie de modèle topologique. La démarche pour l'établissement d'un modèle topologique est la suivante [5]:

- Choix des variables d'état qui sont usuellement les courants dans les inductances et les tensions dans les condensateurs ou leurs combinaisons linéaires.
- Ecriture des équations différentielles régissant le système en fonction de l'état de l'interrupteur : en générale en utilisant les lois des mailles et des nœuds pour les dérivées des variables, respectivement de type courant et de type tension.
- Mise sous forme d'un système 'équation différentielle à entrée discontinue en faisant apparaître les fonctions de commutation qui reflètent l'état des interrupteurs.

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

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

Pour les applications où les commutations sont trop fréquentes par rapport au temps de simulation, ou pour les applications où le temps limite (stop time) est élevé, le modèle topologique n'est pas approprié. On fait appel dans ce cas au modèle moyen.

I.9.2 Modélisation dans le repère abc côté alternatif

Le redresseur à MLI est alimenté par une source triphasée équilibrée :

$$\begin{cases} e_a = E_{\max} \cos(\omega t) \\ e_b = E_{\max} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c = E_{\max} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Avec : E_{\max} l'amplitude maximale de la tension simple et ω la pulsation propre du réseau.

- **L'hypothèse d'un système équilibré sans neutre implique :**

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

Avec L et R sont respectivement l'inductance et la résistance du filtre a l'entrée du redresseur. a, b et c , ce sont des indices de phases.

Avec : $L_a=L_b=L_c=L$ et $R_a=R_b=R_c=R$

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

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

Et sous forme matricielle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Tel que V_a , V_b et V_c sont des tensions simples par rapport au neutre de la source. On déduit le système d'équations différentielles donnant le courant dans chaque phase :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a - V_a \\ e_b - V_b \\ e_c - V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

I.9.3 Modélisation dans le repère abc coté discontinu

❖ Etat de commutation du redresseur à MLI

La tension de convertisseur peut être représentée par huit états possibles de commutation comme le montre la figure ci-dessous :

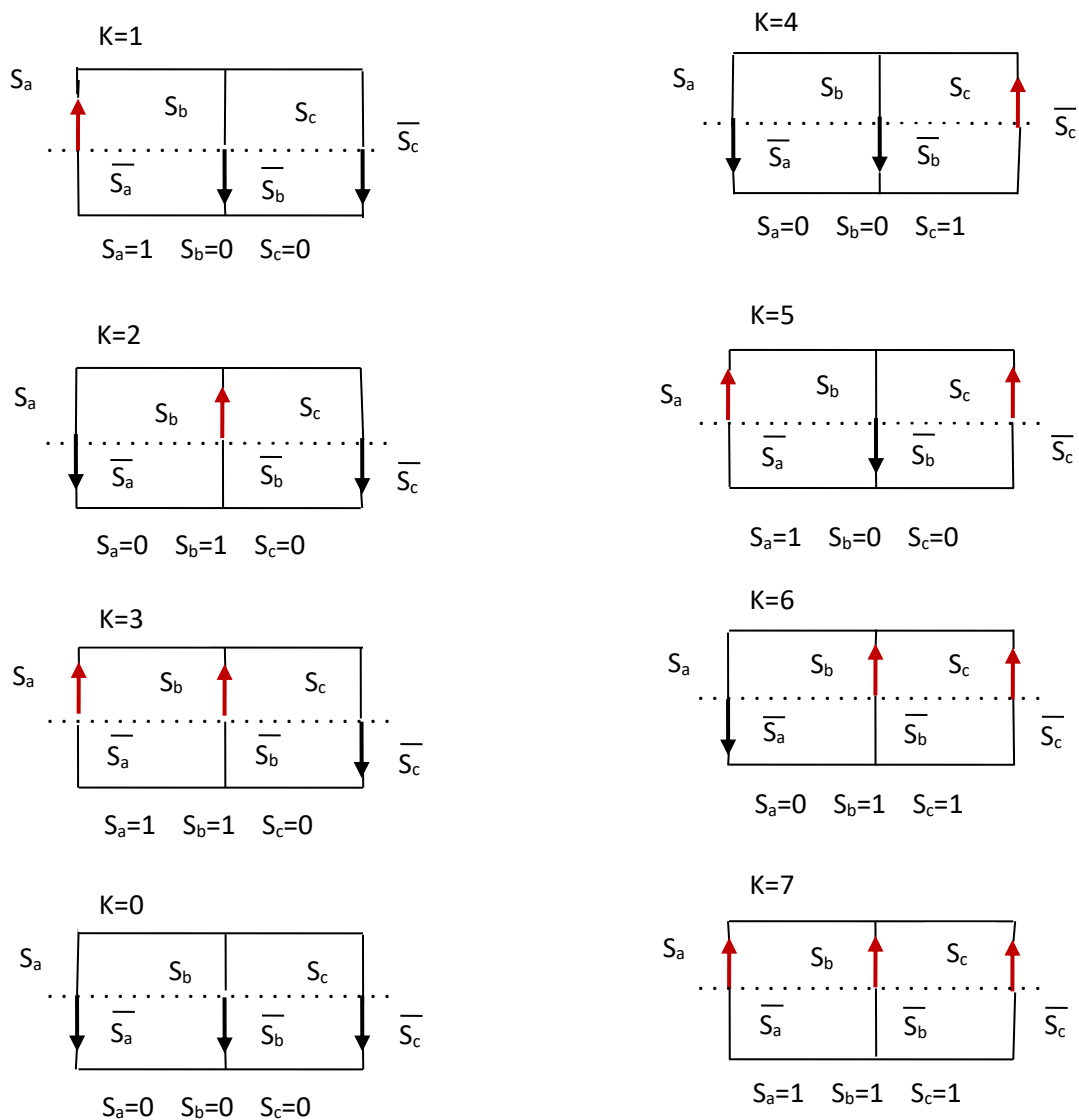


Figure I.3 : Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI.

Les courants dans les interrupteurs s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_{k1} = i_a S_a \\ i_{k2} = i_b S_b \\ i_{k3} = i_c S_c \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

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

$$i_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (\text{I.7})$$

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du redresseur en fonction des ordres de commande (S_a , S_b , S_c), leurs valeurs comprises entre 0 et 1. Si l'interrupteur $S_i=1$ du haut, celui du bas sera fermé $S_i=0$, cela pour ne pas avoir un court-circuit dans le bras du redresseur.

$$S_i = \begin{cases} 1 \Leftrightarrow K_i \text{ fermé} \\ 0 \Leftrightarrow K_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad \text{Tel que : } i = (1, 2, 3)$$

❖ **Expression reliant la tension U_{dc} aux tensions V_a , V_b et V_c**

• **Calcul de U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} :**

2^{ème} combinaison (1 0 0)

$$\begin{cases} S_a = 1 \\ S_b = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{ab} = (S_a \ S_b) U_{dc} \\ U_{bc} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

$$\begin{cases} S_a = 1 \\ S_c = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{ca} = -(S_a \ S_c) U_{dc} \end{cases}$$

C'est le même calcul qu'on effectue pour le reste des combinaisons. Après avoir effectué tous les calculs on obtient :

$$\begin{cases} U_{ab} = (1 \ 0) U_{dc} \\ U_{ab} = (0 \ 1) (-U_{dc}) \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

$$\begin{cases} U_{bc} = (1 \ 0) U_{dc} \\ U_{bc} = (0 \ 1) (-U_{dc}) \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

$$\begin{cases} U_{ca} = (0 \ 1) U_{dc} \\ U_{ca} = (1 \ 0) (-U_{dc}) \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Pour calculer U_{ab} on fait la somme des deux matrices de U_{ab} de la 2^{ème} et de la 6^{ème} combinaison on aura :

$$U_{ab} = U_{dc} [1 \ 0 \ 0] \quad (\text{I.12})$$

On faisant aussi la somme de U_{ab} de la 3^{ème} combinaison et de la 7^{ème} combinaison :

$$U_{ab} = U_{dc} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

On combine les deux équations (I.12) et (I.13) on obtient :

$$U_{ab} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

De la même manière on calcul U_{bc} et U_{ca} tel que :

$$U_{bc} = U_{dc} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$U_{ca} = U_{dc} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

On déduit que :

$$\begin{cases} U_{ab} = (S_a - S_b)U_{dc} \\ U_{bc} = (S_b - S_c)U_{dc} \\ U_{ca} = (S_c - S_a)U_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

On a :

$$U_{ab} = V_a - V_b \quad (\text{I.19})$$

$$U_{bc} = V_b - V_c \quad (\text{I.20})$$

$$U_{ca} = V_c - V_a \quad (\text{I.21})$$

Pour passer des tensions composées aux tensions simples, étant donné que la somme instantanée des courants, $ia + ib + ic = 0$ (les point neutre n et n_0 ne sont pas reliés), et que le réseau est équilibré et sinusoïdal impliquant la somme des f.é.m. : $V_a + V_b + V_c = 0$. Alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{I.22})$$

A partir de l'équation (I.22) on prend :

$$V_a = -V_b - V_c \quad (\text{I.23})$$

On remplace l'équation (I.23) dans l'équation (I.19), on obtient :

$$U_{ab} = -2V_b - V \quad (\text{I.24})$$

On faisant la soustraction entre les deux équations (I.24) et (I.20), on aura :

$$V_b = \frac{1}{3}(-U_{ab} + U_{bc}) \quad (\text{I.25})$$

Sous forme matricielle s'écrit :

$$V_b = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Avec la même méthode on calcul V_a et V_c tel que :

$$V_c = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

$$V_a = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

D'après les équations : (I.26), (I.27) et (I.28) on obtient la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

On remplace avec l'équation (I.17) dans l'équation (I.29), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} V_a = U_{dc} f_a \\ V_b = U_{dc} f_b \\ V_c = U_{dc} f_c \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Tel que :

$$\begin{cases} f_a = \frac{1}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ f_b = \frac{1}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ f_c = \frac{1}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

• **Calcul de V_a , V_b et V_c**

Dans la 2^{ème} combinaison on a :

$$V_a = \frac{U_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

$$V_a = \frac{2U_{dc}}{3} \quad (\text{I.34})$$

On fait de même pour V_b et V_c :

$$V_b = \frac{-U_{dc}}{3} \quad (\text{I.35})$$

$$V_c = \frac{-U_{dc}}{3} \quad (\text{I.36})$$

De la même méthode on calcul V_a , V_b et V_c pour le reste des combinaisons.

Etat de fonctions de commutation			Tensions composées			Tensions simples			Courants dans les interrupteurs s			Courant à la sortie du redresseur
S_a	S_b	S_c	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	V_a	V_b	V_c	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	i_{dc}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	i_a	0	0	i_a
0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	0	i_b	0	i_b
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	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	$-i_b$
0	1	1	$-U_{dc}$	0	U_{dc}	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	0	i_b	i_c	$-i_a$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0

Tableau I.1 : Tensions et les courants en fonction des interrupteurs de commande.

I.9.4 Modélisation dans le repère abc coté continu

Le schéma simplifié de la partie continue est :

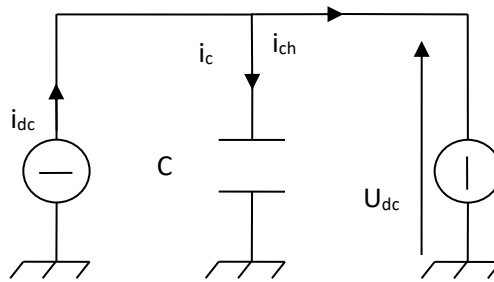


Figure I.4 : Schéma simplifier du côté continue.

On a :

$$i_{dc} = i_c + i_{ch} \quad (\text{I.37})$$

Donc :

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{I.38})$$

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \Rightarrow \quad (\text{2}^{\text{ème}} \text{ loi de Kirchhoff}) \quad (\text{I.39})$$

On a aussi :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_c \quad (\text{I.40})$$

Ce qui implique :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{I.41})$$

Alors :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch}) \quad (\text{I.42})$$

Tel que :

$$i_{ch} = \frac{U_{ch}}{R_{ch}} \quad (\text{I.43})$$

Le schéma bloc du redresseur dans le repère triphasé abc est donné sur la figure ci-dessous :

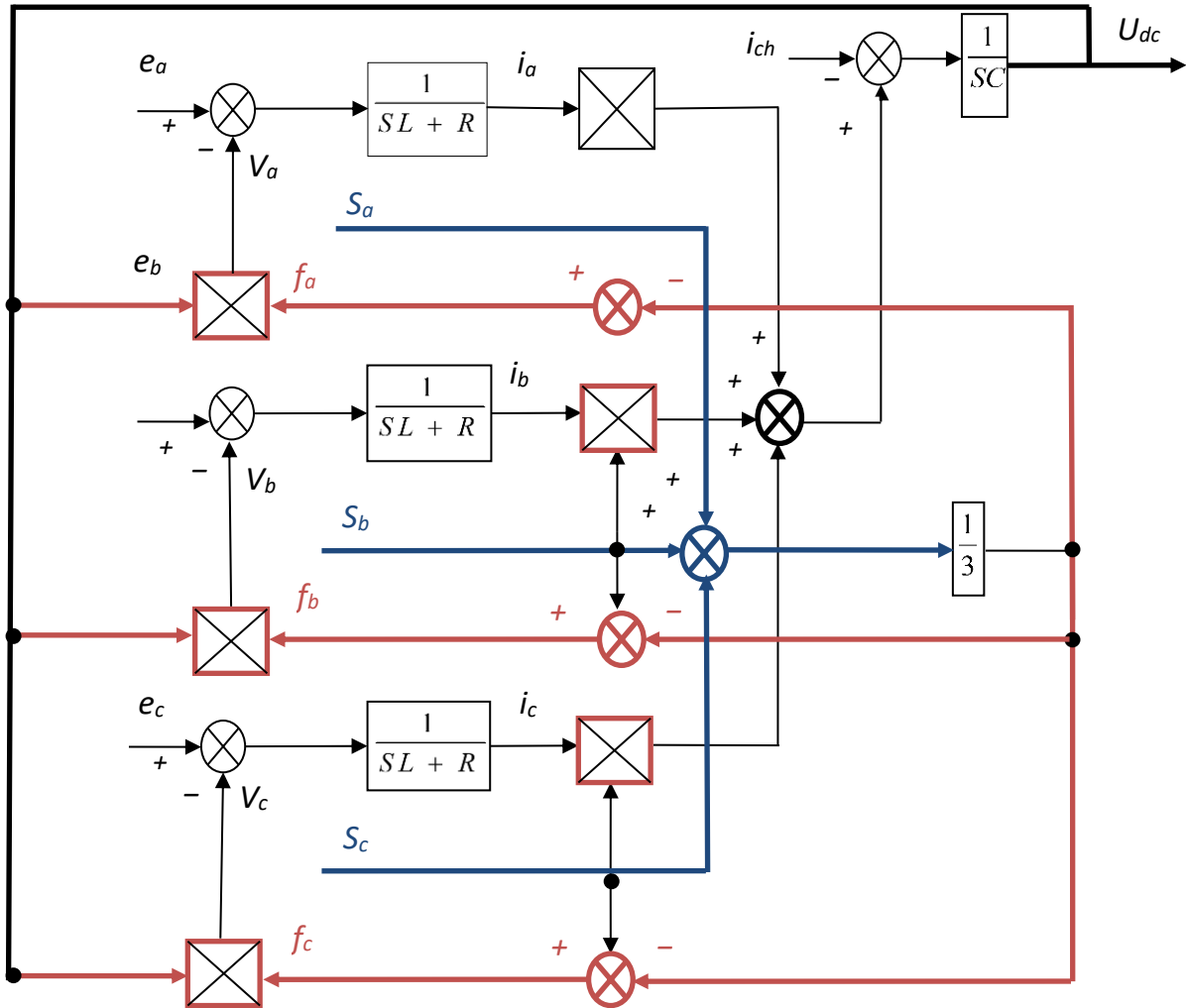


Figure I.5 : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI dans le repère abc.

I.9.5 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 quelques 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 [7].

I.9.6 Modèle moyen dans le repère abc

Dans beaucoup d'usages, nous avons intérêt à transformer le système original en un système continu. A cet effet, le comportement moyen est tout à fait adapté. Le modèle moyen permet de répondre à trois exigences essentielles :

- 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. 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. 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 moyennes peuvent être directement commandés par les modulantes. [5]

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 $\langle V_a \rangle, \langle V_b \rangle$ et $\langle V_c \rangle$, s'écrivent en fonction de l'état moyen des interrupteurs $\langle S_a \rangle, \langle S_b \rangle$ et $\langle S_c \rangle$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} \langle V_a \rangle \\ \langle V_b \rangle \\ \langle V_c \rangle \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle S_a \rangle \\ \langle S_b \rangle \\ \langle S_c \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

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

$$\begin{cases} \langle S_a \rangle = \frac{1 + \beta_a(t)}{2} \\ \langle S_b \rangle = \frac{1 + \beta_b(t)}{2} \\ \langle S_c \rangle = \frac{1 + \beta_c(t)}{2} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Avec comme modulante de référence :

$$\begin{cases} \beta_a(t) = r \cos(\omega t) \\ \beta_b(t) = r \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \beta_c(t) = r \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

Tel que : $\beta_i(t) = \beta_{i_ref}$ avec : $i = (a, b, c)$

Les équations écrites précédemment dans le repère (abc) sont traduites dans le schéma ci-dessous :

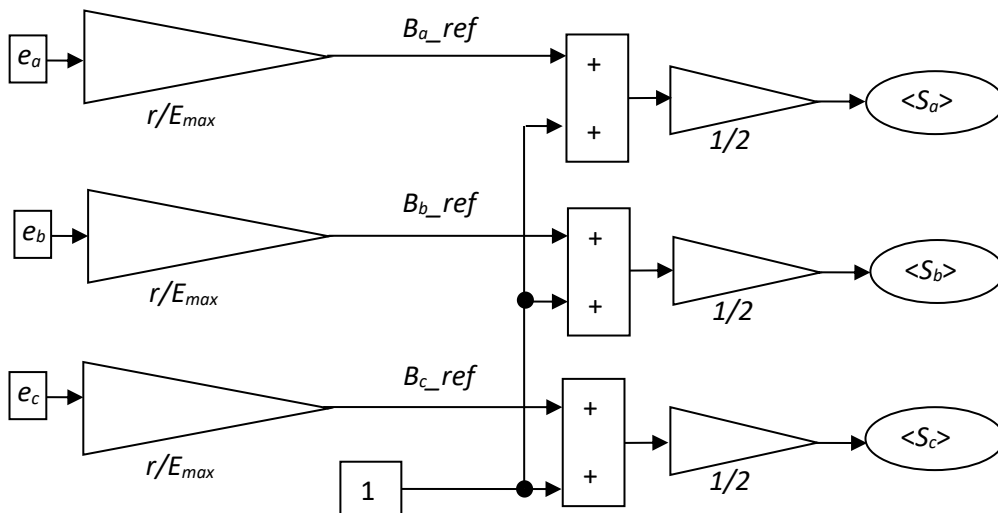


Figure I.6 : Modèle moyen du redresseur MLI.

I.9.7 Simulation numérique du redresseur à MLI dans le repère abc

Pour valider le modèle obtenu nous avons effectué des simulations sous l'environnement Matlab/Simulink.

Le logiciel Matlab et son environnement Simulink, en particulier, est un outil incontournable pour l'ingénierie et la recherche scientifique. Grâce à ses boîtes à outils, il permet de modéliser et de simuler les systèmes dynamiques, analogiques, discrets ou

hybrides, en utilisant une représentation graphique sous forme de schéma blocs, aboutissant ainsi, à la création de bibliothèques personnalisées.

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

Les paramètres de simulation utilisés dans notre étude sont donnés au tableau ci-dessous :

paramètre	valeur	Unité	Identification
F	50	Hz	Fréquence du réseau
f_w	7500	Hz	Fréquence de la MLI
T_s	10^{-5}	S	Période d'échantillonnage
Méthode utilisée			Runge Kutta d'ordre 4
R	1	Ω	Résistance du filtre
L	0.008	H	Inductance du filtre
C	3300.10^{-6}	F	Capacité du bus continu
V	55	V	Tension de source
E_{max}	$V\sqrt{2}$	V	Tension maximale du réseau
r	0.7		Rapport de réglage
R_{ch}	100	Ω	Résistance de charge

Tableau I.2 : Paramètres de simulation.

- Conditions des tests :

On montre sur la figure (I.7), les résultats de simulation du redresseur à MLI dans le repère abc du modèle topologique superposé au modèle moyen effectué sous Matlab sous les conditions suivantes :

- Période d'échantillonnage, $T_s=10^{-5}(s)$
- Méthode de résolution numérique de Runge Kutta d'ordre 4.
- Les paramètres de simulation sont indiqués dans le Tableau I.2.

Les figures obtenues sont représenté ci-dessous :

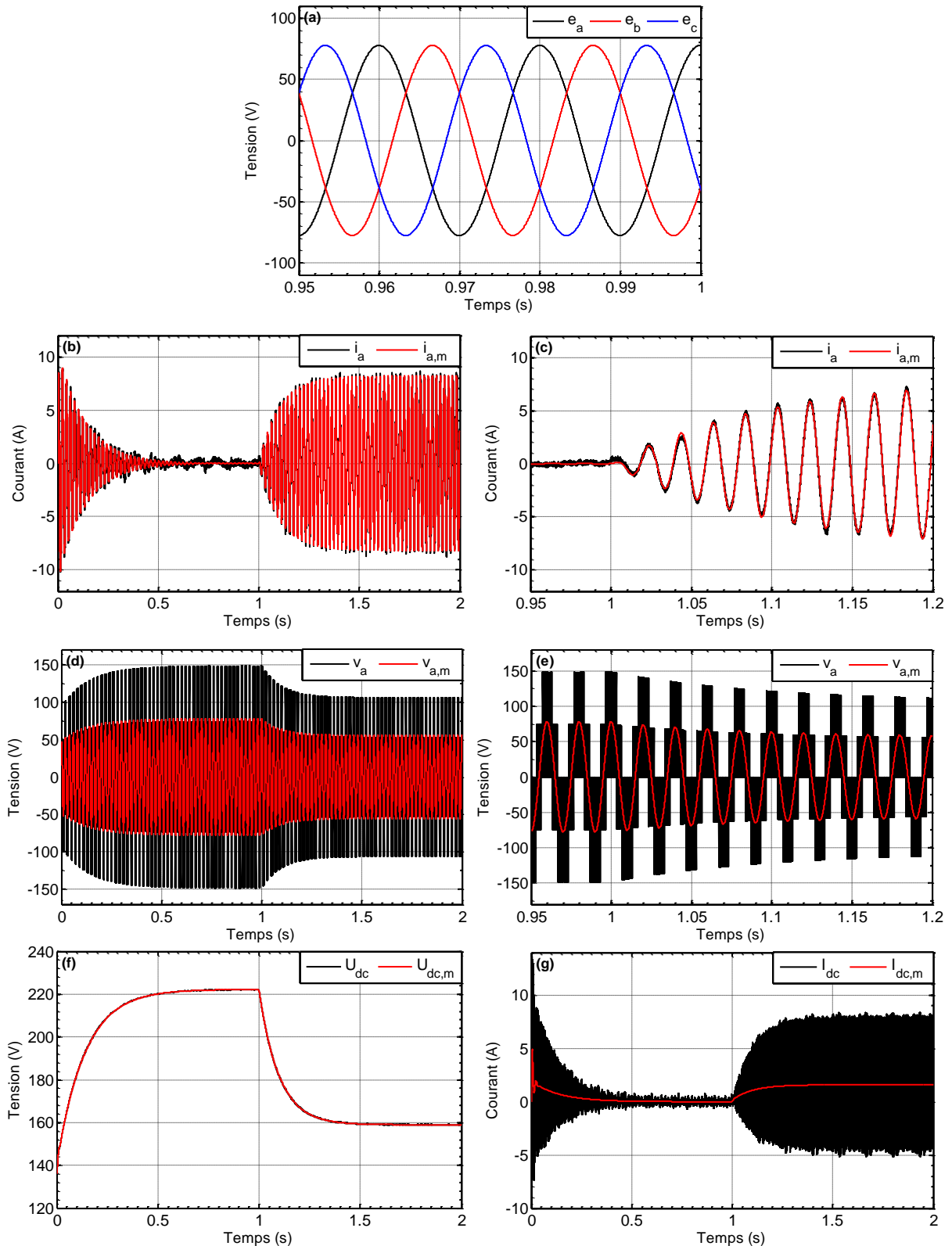


Figure I.7 : Résultats de simulation numériques du modèle abc moyen comparé au modèle topologique ; (a) Tensions du réseau, (b) Courant i_a , (c) Zoom sur i_a , (d) Tension de commande, (e) Zoom sur la tension de commande, (f) Tension continue, (g) Courant continu.

Le condensateur initialement chargé à 136V. La figure (I.7.f) représente la tension U_{dc} (tension continue aux bornes du condensateur), celle du modèle moyen superposé au modèle topologique. Cette tension évolue de 136V jusqu'à 222V à $t=1s$, sous forme d'équation du 1^{er}

ordre. On remarque que la tension U_{dc} du modèle topologique est identique à celle du modèle moyen. La tension U_{dc} peut être calculée théoriquement en utilisant l'équation suivante : $U_{dc}=2E_{max}/r$, Si on fait l'application numérique, on trouve : $U_{dc}=222,23V$. A l'instant $t=1s$, on remarque une chute de tension qui est dû à la charge appliqué.

La figure (I.7.g) montre l'évolution du courant continue I_{dc} en fonction de temps qui est sous forme sinusoïdale. On remarque qu'il est important au début de la charge, puis il tend vers zéro quand la capacité sera chargée.

Les tensions v_{abc} et e_{abc} augmentes suivant une fonction sinusoïdale de 0V jusqu'à une valeur finale.

Par rapport au modèle moyen, nous constatons qu'il donne les valeurs moyennes du modèle topologique, sauf que pour la tension U_{dc} on remarque que les résultats des deux modèles sont identiques. Nous remarquons aussi que les courants triphasés à l'entrée du redresseur sont identiques pour les deux modèles, mais le modèle moyen est plus visible et harmonieux.

Pour les tensions, v_a , v_b et v_c on remarque que dans le modèle moyen uniquement le fondamental de la tension est présent.

On conclue que le modèle moyen est plus pratique quand la fréquence de découpage de la MLI est importante. On peut conclure donc que le modèle moyen est approximativement conforme au modèle topologique quand la fréquence de découpage de la MLI est importante. L'usage du modèle moyen permettra de faire un gain en temps de simulation considérable, de simplifier les équations et de traiter des grandeurs plus nettes dépourvues d'harmonique.

I.10 Modèle du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$

Dans le but de simplifier les calculs, on applique la relation qui lie les grandeurs du repère $\alpha\beta$ (biphasé) aux grandeurs triphasées, qui est la transformation de Clark qui sert à conserver l'amplitude des grandeurs, est donné par :

La transformation de abc à $\alpha\beta$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ C'est-à-dire :}$$

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix} \quad (I.47)$$

Tel que :

La transformation inverse est alors :

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} [T_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.48})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{C'est-à-dire :}$$

$$[x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.49})$$

Tel que :

$$C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}]^{-1} \quad (\text{I.50})$$

I.10.1 Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté discontinu

➤ Transformation S_{abc} vers $S_{\alpha\beta}$

Après simplification on obtient :

$$S_\alpha = \frac{1}{3}(2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{I.51})$$

$$S_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}(S_b - S_c) \quad (\text{I.52})$$

La transformation inverse est alors :

Tel que :

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.53})$$

$$\begin{cases} S_a = S_\alpha \\ S_b = \frac{-1}{2}S_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}S_\beta \\ S_c = \frac{-1}{2}S_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}S_\beta \end{cases} \quad (\text{I.54})$$

I.10.2 Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté alternatif

- Transformation de V_{abc} vers $V_{\alpha\beta}$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.55})$$

On remplace avec la matrice de (I.53) dans l'équation de (I.55), on aura :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} V_\alpha = S_\alpha U_{dc} \\ V_\beta = S_\beta U_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.56})$$

- Transformation de i_{abc} vers $i_{\alpha\beta}$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.57})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} i_\alpha = \frac{1}{3}(2i_a - i_b - i_c) \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{I.58})$$

La transformation inverse donne :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.59})$$

Tel que :

$$\begin{cases} i_a = i_\alpha \\ i_b = \frac{1}{2}(\sqrt{3}i_\alpha - i_\beta) \\ i_c = \frac{-1}{2}(i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta) \end{cases} \quad (\text{I.60})$$

- **Transformation de e_{abc} vers $e_{\alpha\beta}$**

En utilisant l'équation (I.3) on aura :

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} [T_{\alpha\beta}]^{-1} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} [T_{\alpha\beta}]^{-1} + L \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} [T_{\alpha\beta}]^{-1} \right) + \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} [T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} T_{\alpha\beta} \end{bmatrix}$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} [T_{\alpha\beta}]^{-1} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + U_{dc} \begin{bmatrix} S_\alpha & 0 \\ 0 & S_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.61})$$

Donc on aura :

$$\begin{cases} e_\alpha = Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} + S_\alpha U_{dc} \\ e_\beta = Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + S_\beta U_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.62})$$

I.10.3 Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté continu

$$\text{On a : } i_{dc} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

C'est-à-dire :

$$i_{dc} = [i_a \quad i_b \quad i_c] \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.63})$$

Se qui donne :

$$i_{dc} = \left(\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} [T_{\alpha\beta}]^{-1} \right)^T \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} [T_{\alpha\beta}]^{-1} \quad (\text{I.64})$$

Donc :

$$i_{dc} = \frac{3}{2} (S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) \quad (\text{I.65})$$

En remplaçant avec i_{dc} dans l'équation (I.41) on obtient :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) - i_{ch} \quad (\text{I.66})$$

Le schéma bloc du redresseur dans le repère biphasé $\alpha\beta$ est donné sur la figure ci-dessous :

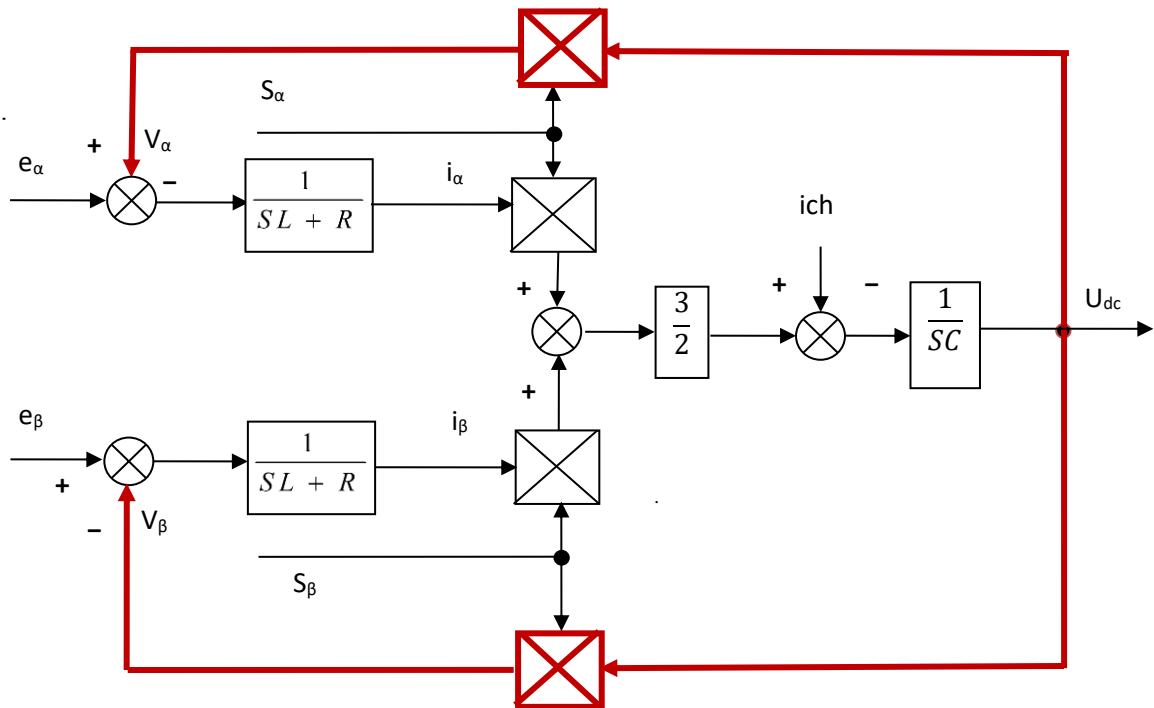


Figure I.8 : Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$.

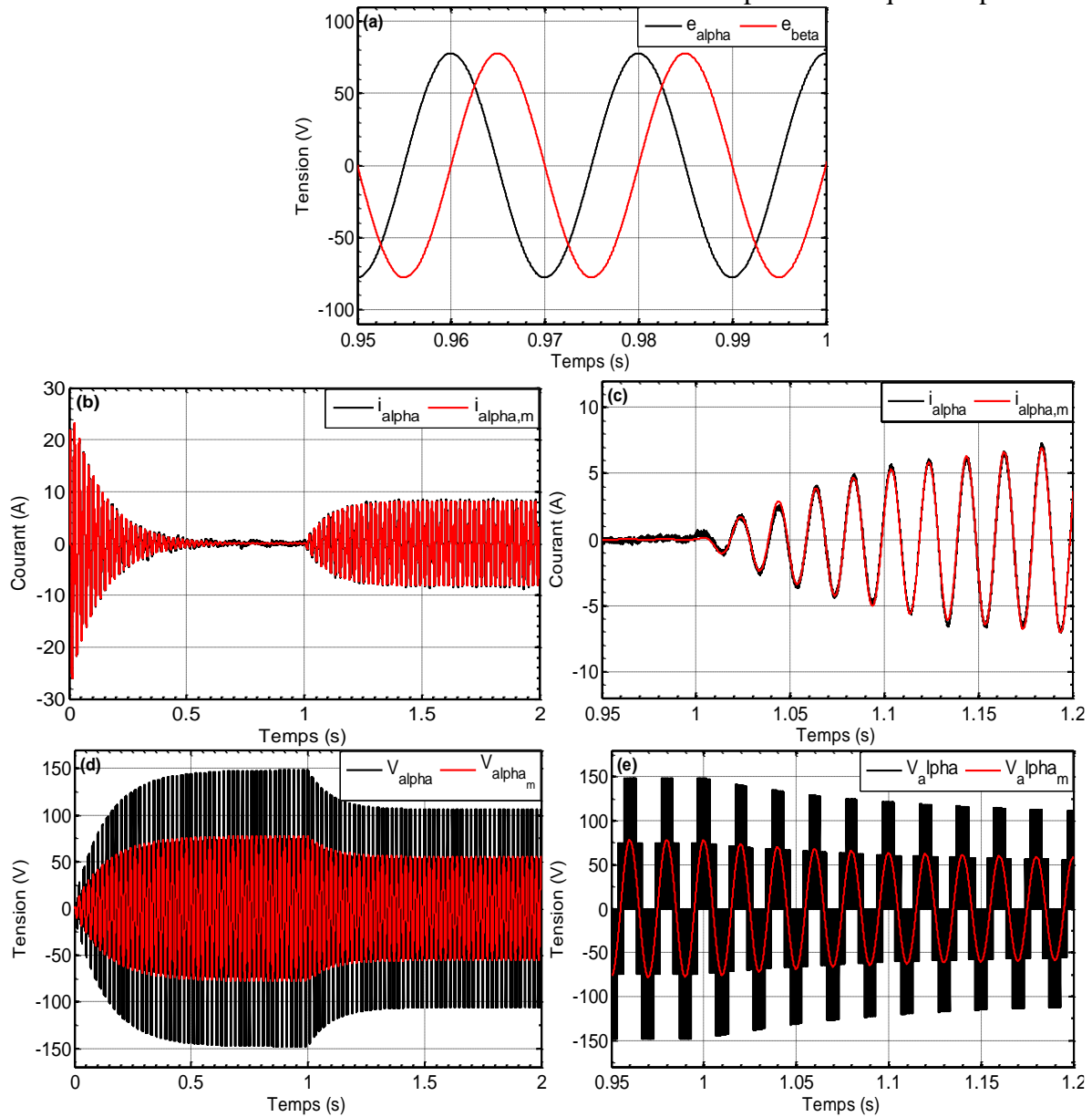
I.10.4 Modèle moyen du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$

Pour avoir le modèle moyen du redresseur dans le repère $\alpha\beta$, on applique toujours la transformation de Clark et on obtient :

$$\begin{bmatrix} \langle S_\alpha \rangle \\ \langle S_\beta \rangle \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle S_a \rangle \\ \langle S_b \rangle \\ \langle S_c \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{I.67})$$

I.10.5 Simulation numérique du redresseur dans le repère $\alpha\beta$

Dans le but de vérifier la validité du modèle du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$, on a effectué une simulation sous Matlab Simulink avec les mêmes paramètres que le repère abc .



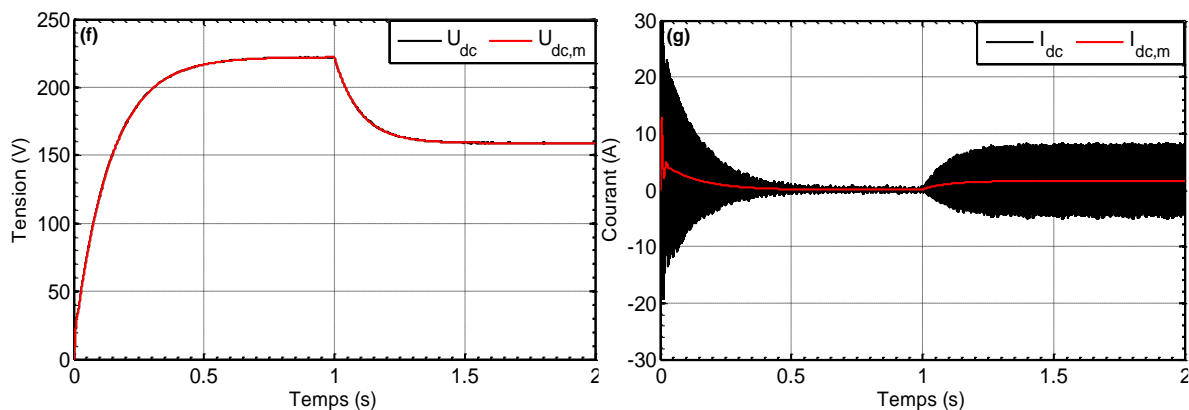


Figure I.9 : Résultats de simulation numériques du modèle $\alpha\beta$ moyen comparé au modèle topologique ; (a) Tensions du réseau, (b) Courant i_{alpha} , (c) Zoom sur i_{alpha} , (d) Tension de commande, (e) Zoom sur la tension de commande, (f) Tension continue, (g) Courant continue.

Les résultats de simulation numérique du modèle $\alpha\beta$ du redresseur MLI sont donnés sur la figure (I.9).

On remarque que les amplitudes des différentes grandeurs dans le repère $\alpha\beta$ du modèle topologique et moyen sont identiques à celle obtenu dans le repère abc, puisque on a utilisé la matrice de transformation de Clark qui sert à conserver l'amplitude des grandeurs de courant et de tension.

Cette comparaison alors nous permet de valider le modèle $\alpha\beta$.

I.11 Modèle du redresseur à MLI dans le repère dq

Il existe une relation entre les grandeurs du repère $\alpha\beta$ et les grandeurs du repère dq . La transformation de Park (P_{dq}) [1], qui est donné par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.68})$$

Sa transformation inverse est :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.69})$$

I.11.1 Modélisation du côté discontinu dans le domaine de Park

- Transformation $S_{\alpha\beta}$ vers S_{dq}

$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix}$$

(I.70)

Se qui donne :

$$\begin{cases} S_d = S_\alpha \cos \theta + S_\beta \theta \sin \theta \\ S_q = S_\beta \cos \theta - S_\alpha \sin \theta \end{cases} \quad (\text{I.71})$$

Et c'est les mêmes équations pour les courants i_d et i_q

I.11.2 Modélisation du côté alternatif dans le domaine de Park

- Transformation $V_{\alpha\beta}$ vers V_{dq}

La transformation inverse donne :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.72})$$

En multipliant tout l'ensemble de la matrice par $[T_{\alpha\beta}]$, on aura :

$$\left(\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} [T_{dq}]^{-1} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} [T_{dq}]^{-1} - R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} [T_{dq}]^{-1} - L \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} [T_{dq}]^{-1} \right) \right) [T_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.73})$$

On calcul d'abord la dérivée :

$$\frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} [T_{dq}]^{-1} \right) = \frac{d}{dt} [T_{dq}]^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.74})$$

On pose :

$$X = \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} [T_{dq}]^{-1} \right) \quad (\text{I.75})$$

Alors :

$$\begin{aligned} X &= \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) [T_{dq}]^{-1} + \frac{d}{dt} \left([T_{dq}]^{-1} \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &\Leftrightarrow X = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & -\sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{I.76})$$

On remplace avec X dans l'équation (I.77) on aura :

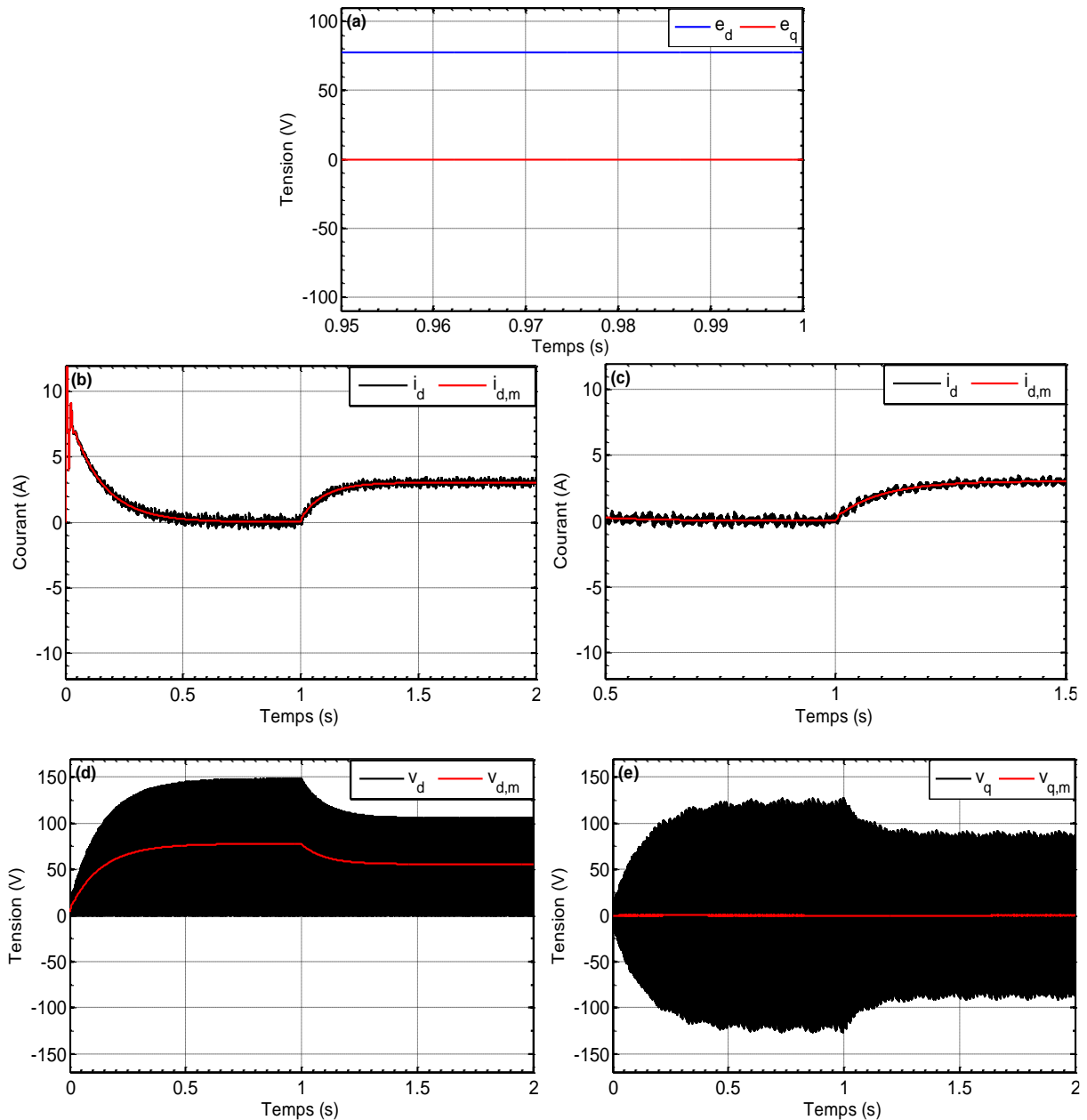
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - L \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - wL \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.77})$$

Pour avoir le modèle moyen du redresseur dans le repère dq , on applique la transformation de Park et on obtient :

$$\begin{bmatrix} \langle S_d \rangle \\ \langle S_q \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle S_\alpha \rangle \\ \langle S_\beta \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{I.82})$$

I.11.5 Simulation numérique du redresseur MLI dans le repère dq

Dans le but de vérifier la validité du modèle du redresseur MLI dans le repère dq , on a effectué une simulation sous Matlab Simulink avec les mêmes paramètres que le repère abc et $\alpha\beta$.



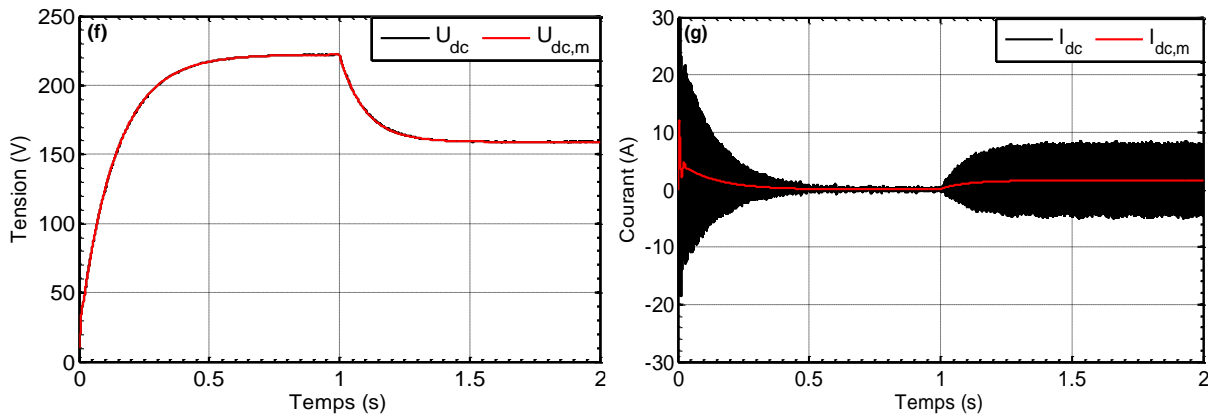


Figure I.11 : Résultats de simulation numériques du modèle abc moyen comparé au modèle topologique ; (a) Tensions du réseau, (b) Courant i_d , (c) Zoom sur i_d , (d) Tension de commande v_d , (e) Tension de commande v_q (f) Tension continue, (g) Courant continue.

Les résultats de simulation numérique du modèle dq du redresseur MLI sont donnés sur la figure (I.11).

On remarque que toujours la tension U_{dc} et le courant i_{dc} sont identiques aux modèles abc et $\alpha\beta$. Mais pour d'autres grandeurs on a remarqué un changement radical en ce qui concerne les tensions de réseau et les courants de ligne alternatifs triphasés qui deviennent continus.

On peut donc conclure l'intérêt de modéliser le redresseur à MLI dans le repère de Park dq qui représente aussi un grand avantage dans la régulation.

I.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé le redresseur à MLI dans les trois repères : abc , $\alpha\beta$ et dq dans le modèle topologique et moyen.

Le modèle topologique contient quelques inconvénients, qui nous empêchent de l'utiliser, pour cela un modèle moyen est proposé puisque il a plus d'avantage.

On choisit parmi ces modèles, le modèle dans le référentiel de Park. Qui est non linéaire, mais invariant dans le temps. Le repère dq c'est le plus pratique pour la commande, et c'est ce modèle qu'on utilisera dans le prochain chapitre.

Chapitre II : Commande vectorielle du redresseur à MLI

Sommaire

II.1 Introduction	32
II.2 Commande vectorielle (VOC)	33
II.3 Structure de la commande vectorielle	33
II.4 Modèle d'état dans le repère dq du redresseur à MLI	34
II.5 Etude de la boucle interne	35
II.5.1 Contrôle des courants i_d et i_q	35
II.5.2 Calcul du régulateur des courants i_d et i_q	37
II.6 Etude de la boucle externe (Contrôle de la tension continue U_{dc})	39
II.6.1 Calcul du régulateur de la tension U_{dc}	41
II.7 Résultats de simulations de la boucle interne	42
II.8 Résultats de simulations de la boucle externe	43
II.9 Conclusion	44

II.1 Introduction

Plusieurs stratégies de contrôle et commande du redresseur à MLI ont été proposées dans la littérature. Toutes ces stratégies visent à atteindre et d'avoir les mêmes objectifs, à savoir : un facteur de puissance unitaire et une forme sinusoïdale de courant à l'entrée du convertisseur. Elles se différencient par la nature de la boucle d'asservissement utilisée [7].

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

Afin d'éviter le premier problème, une solution est proposée dans le cas des systèmes triphasés, il s'agit d'utiliser les correcteurs PI dans un repère tournant (avec la transformée de Park) [5].

Au cours de ces dernières années, des travaux de recherches importants ont été menés sur les stratégies de contrôle des convertisseurs MLI triphasés. Ces stratégies proposées peuvent être classées selon l'utilisation de boucles de courant ou de régulateurs de puissance active/réactive. Il existe deux stratégies de commandes communes, un contrôle orienté en tension (VOC) et un contrôle de puissance directe (DPC). La structure du système de commande du redresseur de tension peut être séparée en deux sous-systèmes ayant des dynamiques différentes. L'une dite rapide qui est liée aux courants, et une autre lente qui est associée à la tension continue. On peut de ce fait, synthétiser deux régulateurs, un pour la boucle interne des courants et un autre pour la boucle externe de la tension continue. Il est bien connu que les performances de la boucle des courants jouent un rôle essentiel dans la performance globale du système, c'est pourquoi une commande ayant une réponse rapide et un bon comportement en état stationnaire s'avère nécessaire. Pour le réglage de la tension continue, l'utilisation de la commande classique, en particulier de type proportionnel-intégrale (PI), semble être suffisante pour obtenir des performances acceptables [8].

Dans ce chapitre nous nous intéressons à la commande à tension orienté (VOC).

II.2 Commande vectorielle (VOC)

La commande vectorielle (Voltage Oriented Control) (VOC) est la stratégie la plus couramment utilisée pour le contrôle du redresseur à MLI. Cette méthode utilise un régulateur proportionnel-intégral (PI) pour la régulation de tension du bus continu et deux régulateurs PI pour le contrôle des courants absorbés [9].

La commande VOC peut contrôler indirectement les puissances active et réactive d'entrée en commandant le courant d'entrée du convertisseur à MLI. Cela permet d'obtenir de bonnes réponses stables et dynamiques. Cependant, la performance de commande VOC repose largement sur le contrôle de courant interne et l'ajustement d'un PI précis [7].

Cette méthode a pour but : maintenir la tension du bus continue U_{dc} à une valeur de référence U_{dc_ref} .

Cette commande permet d'obtenir un contrôle découplé des deux composantes du vecteur courant, orienté dans la même direction que le vecteur de tension du réseau, dans le repère tournant synchrone dq [9].

II.3 Structure de la commande vectorielle

Plusieurs techniques ont été utilisées afin de produire les signaux de commande à MLI. Elles se différencient par la nature de la boucle interne de régulation utilisée. Cette dernière peut être en courant ou en puissance, à fréquence de commutation fixe ou variable [9].

La figure II.1 décrit la commande du convertisseur MLI. Cette commande se compose de parties suivantes :

- Une boucle externe qui a pour but de contrôler la tension du bus continu. Cette boucle a deux entrées : la tension référence U_{dc_ref} et la tension mesurée U_{dc} et comme sortie le courant continu i_{dc} .
- Une boucle interne qui contrôle les courants circulant dans le filtre RL. Cette boucle a comme entrées les courants de référence i_{d_ref}, i_{q_ref} et les courants mesurés i_d, i_q et comme sortie les tensions de références V_{d_ref} et V_{q_ref} qui seront les entrées du bloc de modulation.

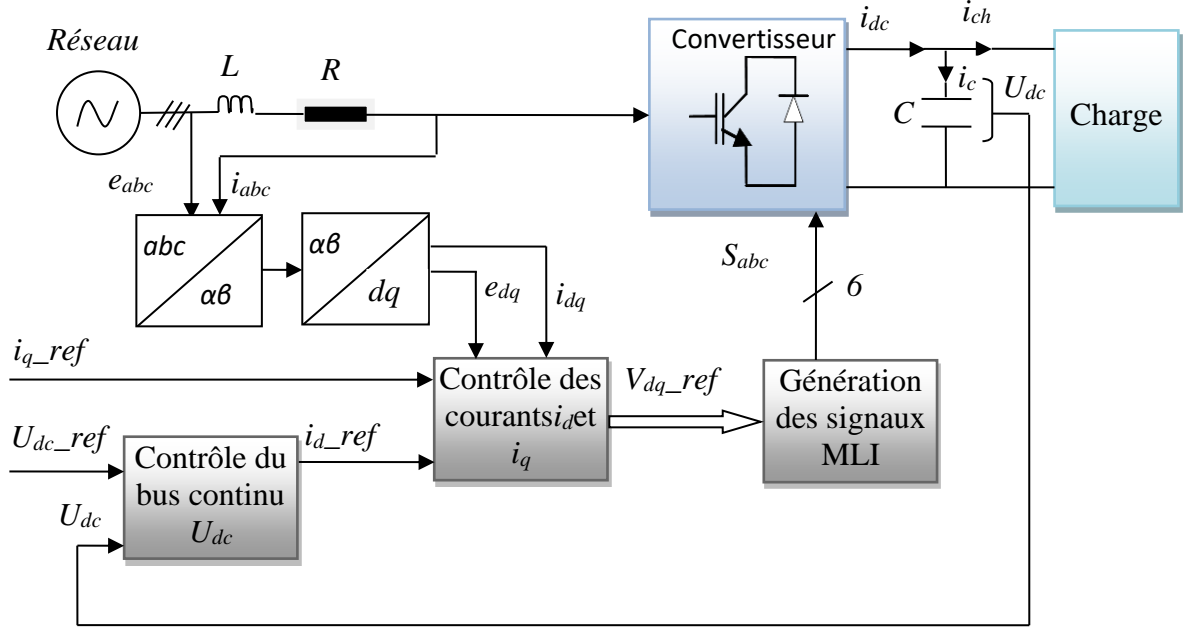


Figure II.1 : Principe de la commande du redresseur MLI.

II.4 Modèle d'état dans le repère dq du redresseur à MLI

Les équations de tensions et de courants dans le modèle de Park (dq), sont :

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + e_d - V_d \quad (\text{II.1})$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + e_q - V_q \quad (\text{II.2})$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{II.3})$$

Considérons ensuite, les courants i_d , i_q et la tension du bus continu U_{dc} comme variables d'états :

$$i_d = \frac{1}{R} \frac{1}{1 + \tau P} [\omega Li_q - S_d U_{dc} + e_d] \quad (\text{II.4})$$

$$i_q = \frac{1}{R} \frac{1}{1 + \tau P} [-\omega Li_d - S_q U_{dc} + e_q] \quad (\text{II.5})$$

$$U_{dc} = \frac{1}{SC} (i_{dc} - i_{ch}) \quad (\text{II.6})$$

On pose que la constante de temps électrique est : $\tau = \frac{L}{R}$ on aura le schéma ci-dessous :

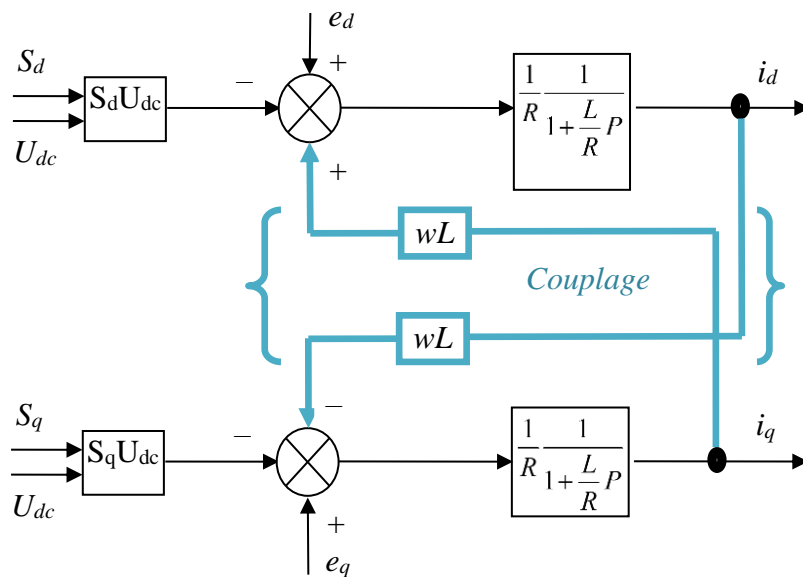


Figure II.2 : Modèle en boucle ouverte des courants du redresseur à MLI dans le repère de Park.

La régulation de la tension et des courants sera donc effectuée par deux boucles, la boucle interne pour la régulation des courants et la boucle externe pour la régulation de la tension du bus continu.

II.5 Etude de la boucle interne

Pour éviter le couplage entre les deux équations (II.4) et (II.5), on utilisera la méthode de compensation de pôles. Cette méthode annulera les termes croisés et les termes non linéaires, elle fait la régulation des courants en négligeant les termes de couplages et recherche le gain de manière à avoir une réponse optimale du point de vue de la consigne.

Cette méthode a l'avantage d'être simple à mettre en œuvre sur une fonction de transfert de premier ordre [9].

II.5.1 Contrôle des courants i_d et i_q

Si on veut un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, il faut que la puissance réactive qui transite au niveau de la source qui est définie par :

$Q = e_d i_q - e_q i_d$, soit nulle à chaque instant, ce qui implique : $e_d i_q - e_q i_d = 0$. Alors, pour avoir une puissance réactive nulle il faut maintenir le courant $i_d = 0$ à tout moment [6].

Donc, la solution proposée c'est de faire ajouter des tensions identiques, mais de signe opposés à la sortie des correcteurs des courants de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q . On a :

$$V_{d_ref} = e_d - Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega Li_q \quad (\text{II.7})$$

$$V_{q_ref} = e_q - Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d \quad (\text{II.8})$$

On suppose que :

$$V_{d_ref_1} = e_d - V_{d_ref} + \omega Li_q \quad (\text{II.9})$$

$$V_{q_ref_1} = e_q - V_{q_ref} - \omega Li_d \quad (\text{II.10})$$

Tel que : $V_{d_ref_1}$ et $V_{q_ref_1}$ sont des variables de commande.

Le découplage se fait alors, par la soustraction des termes de compensation, le schéma est représenté par ci-dessous par la figure II.3 Suivante :

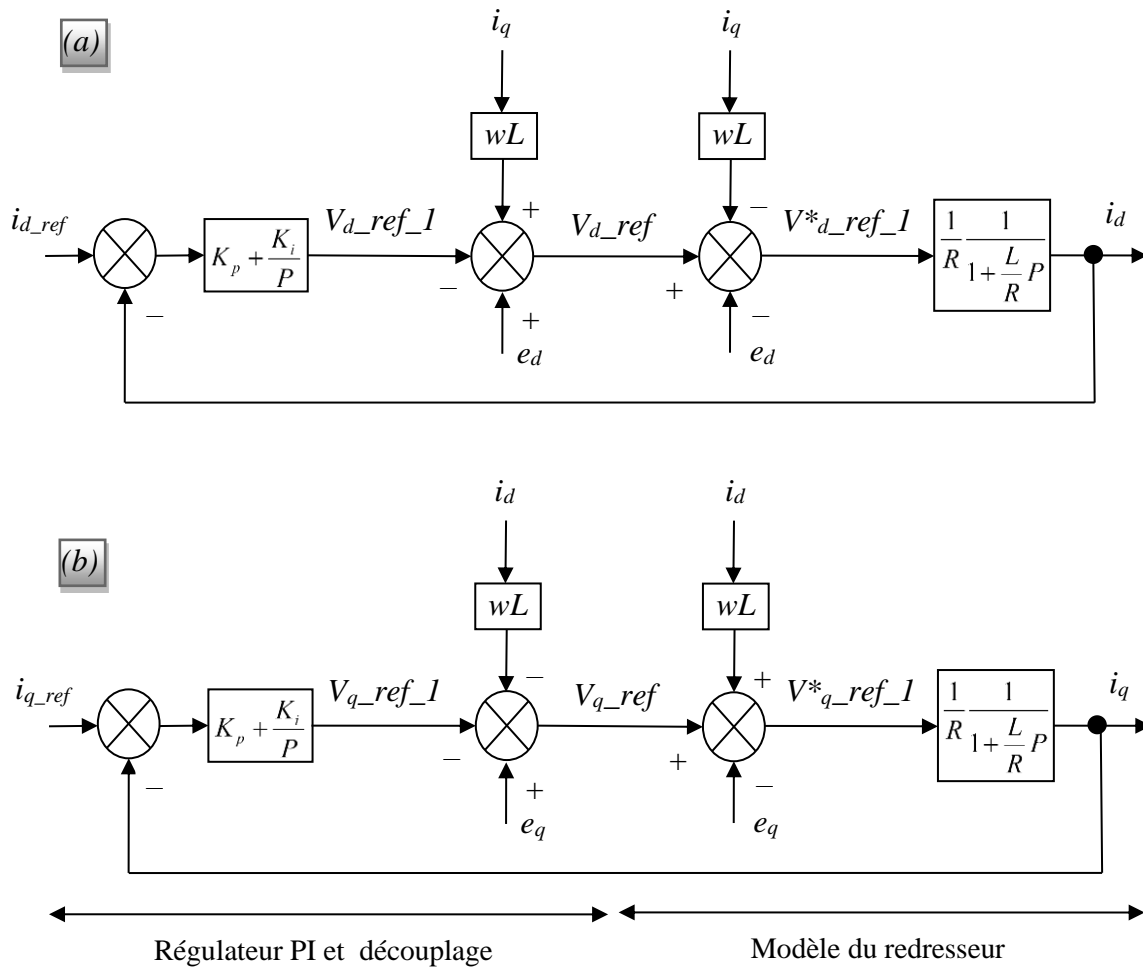


Figure II.3 : Modèle en boucle fermée des courants du redresseur à MLI avec découplage ; (a) Courant d'axe direct i_d , (b) Courant d'axe en quadrature i_q .

Après découplage on aura :

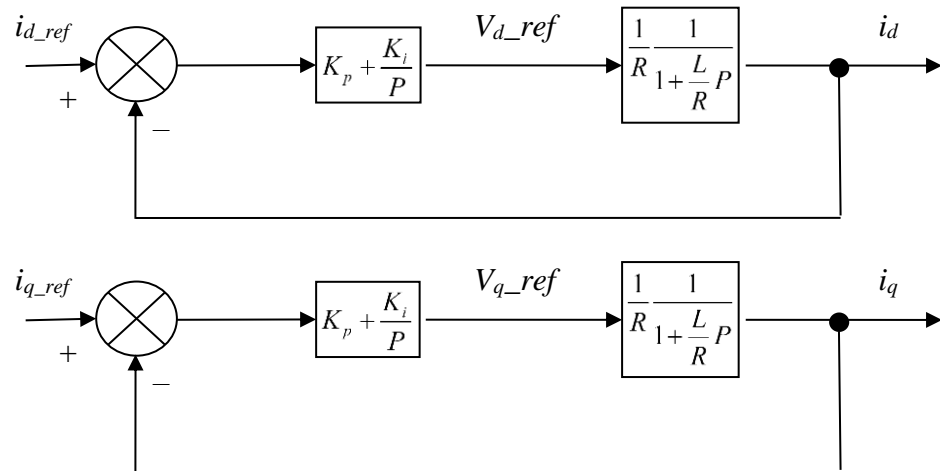


Figure II.4 : Modèle en boucle fermée des courants i_d et i_q du redresseur à MLI après découplage.

II.5.2 Calcul du régulateur des courants i_d et i_q

Selon la figure (II.4), la fonction de transfert se calcul comme suit :

D'abord, on simplifie la fonction du régulateur PI qui est :

$$FT_{PI} = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (\text{II.11})$$

$$FT_{PI} = \frac{K_i \left(\frac{K_p}{K_i} S + 1 \right)}{S} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel du régulateur.

K_i : Gain intégral du régulateur.

Calcul de la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$H_{bo} = \frac{K_i}{S} \left(\frac{K_p}{K_i} S + 1 \right) \frac{1}{1 + \frac{L}{R} S} \frac{1}{R}$$

Si on suppose que le découplage est parfait (qu'il y'a conservation de puissance active du coté alternatif et continu), et si on utilise la méthode de compensation de pôles tel que :

$\frac{K_p}{K_i} = \frac{L}{R}$, on obtient :

$$H_{bo} = \frac{K_i \left(\frac{L}{R} S + 1 \right)}{S} \frac{1}{1 + \frac{L}{R} S} \frac{1}{R}$$

$$H_{bo} = \frac{K_i}{S} \frac{1}{R} \quad (\text{II.13})$$

L'expression du gain statique K_{bo} est donc donnée par :

$$K_{bo} = \frac{K_i}{R} \quad (\text{II.14})$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermé :

$$H_{bf} = \frac{i_d}{i_d - ref} = \frac{i_q}{i_q - ref} = \frac{\frac{K_i}{S} \frac{1}{R}}{1 + \frac{K_i}{S} \frac{1}{R}}$$

$$H_{bf} = \frac{1}{1 + \frac{R}{K_i} S} \quad (\text{II.15})$$

On a :

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \quad (\text{II.16})$$

Tel que l'expression du gain statique K_{bf} et τ sont données par :

$$\begin{cases} K_{bf} = 1 \\ \tau = \frac{R}{K_i} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Donc on aura :

$$\omega_c = \frac{K_i}{R} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert en boucle fermé sera donc :

$$H_{bf} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega} S} \quad (\text{II.19})$$

De l'équation (II.19), on déduit :

$$\begin{cases} K_{Gbf} = 1 \\ \tau_{bf} = \frac{R}{K_i} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

A partir de l'équation (II.20), on déduit le gain K_i tel que :

$$K_{ic} = \frac{R}{\tau_{bf}} \quad (\text{II.21})$$

On imposant $\tau_{bf} = \tau_{bo}/X$, on obtient :

$$K_i = \frac{R}{\tau_{bo}} X \quad (\text{II.22})$$

$$K_p = \frac{L}{R} K_i = \frac{L}{\tau_{bo}} X \quad (\text{II.23})$$

Pour $X=4$, on aura :

$$\begin{cases} K_i = 500 \\ K_p = 4 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.6 Etude de la boucle externe (Contrôle de la tension continue U_{dc})

L'objectif de la boucle externe est de maintenir la tension du bus continue U_{dc} à une valeur de référence constante en présence de variation de courant de charge. En effet, elle est destinée à compenser toute perturbation, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. La régulation de U_{dc} est obtenue en ajustant l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continue. Cette boucle a comme entrée, la tension de référence U_{dc_ref} , et comme sortie la tension mesurée U_{dc} . Vu que la précision est un facteur important, un régulateur de type PI est souvent utilisé pour garantir une erreur nulle, entre la tension de référence U_{dc_ref} et la tension de sortie U_{dc} .

En négligeant les pertes par commutation et par conduction des interrupteurs à IGBT ainsi que les pertes par effet Joule dans le filtre d'entrée, l'application du principe de conservation des puissances donne la relation entre les puissances d'entrée-sortie du redresseur [9]. Elle s'écrit sous la forme suivante : $P_{dc} = P_a$.

Ce qui implique :

$$U_{dc} I_{dc} = \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) \quad (\text{II.25})$$

Comme $e_q=0$, on aura :

$$U_{dc} I_{dc} = \frac{3}{2} e_d i_d \quad (\text{II.26})$$

On en déduit que :

$$i_d = \frac{2U_{dc} I_{dc}}{3e_d} \quad (\text{II.27})$$

La figure II.5 représente le schéma bloc du contrôle de la tension du bus continu. Cette boucle contient :

- Un régulateur *PI* et la compensation du courant i_{ch} .
- Un bloc d'adaptation permet de fournir la boucle interne du courant i_{d_ref} à partir de i_{dc_ref} .
- La boucle interne de régulation du courant i_d .
- Un bloc du modèle de charge du condensateur.

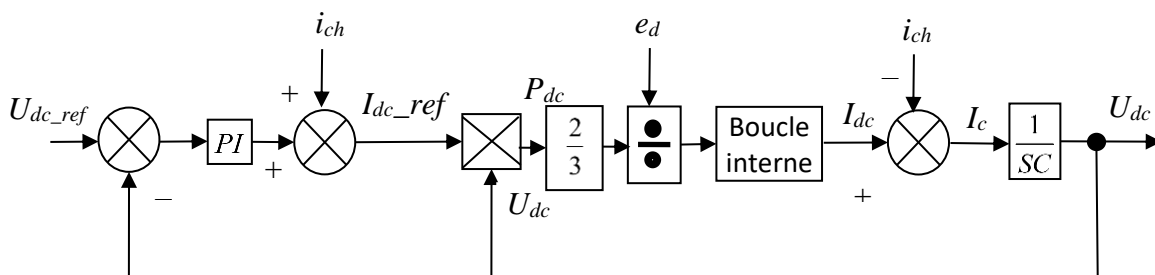


Figure II.5 : Boucle de régulation de la tension U_{dc} .

Vu la boucle de courants (boucle interne) est plus rapide que celle de la tension (boucle externe), la fonction de transfert de la boucle des courants n'intervient pas dans la stabilité de la boucle de tension. On peut donc la représenter par un gain unitaire en régime permanent. De plus en supposant la perturbation causée par i_{ch} parfaitement compensée par le régulateur *PI* [9]. Le schéma de la boucle de régulation U_{dc} est alors :

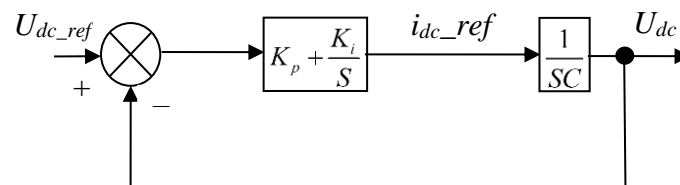


Figure II.6 : Boucle de régulation de la tension U_{dc} .

II.6.1 Calcul du régulateur de la tension U_{dc}

La fonction du régulateur PI qui est :

$$FT_{PI} = \frac{K_p S + K_i}{S} \quad (\text{II.28})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$H_{bo} = \frac{K_p S + K_i}{S} \frac{1}{SC} \quad (\text{II.29})$$

En boucle fermé on aura :

$$H_{bf} = \frac{U_{dc}}{U_{dc} - ref} = \frac{\frac{K_p S + K_i}{S} \frac{1}{SC}}{1 + \frac{K_p S + K_i}{S} \frac{1}{SC}} \quad (\text{II.30})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermé sera :

$$H_{bf} = \frac{\frac{K_{pc}}{K_{ic}} S + 1}{\frac{C}{K_{ic}} S^2 + \frac{K_{pc}}{K_{ic}} S + 1} \quad (\text{II.31})$$

Cette équation est sous forme :

$$H_{bf} = \frac{\frac{2\varepsilon}{\omega_n} S + 1}{\frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} S + 1} \quad (\text{II.32})$$

Par identification de termes de l'équation (II.26) avec l'équation (III27) on aura :

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

$$K_{pc} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} K_{ic} \quad (\text{II.33})$$

On aura aussi :

$$\frac{1}{\omega_n^2} = \frac{C}{K_{ic}}$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_{ic}}{C} \quad (\text{II.34})$$

Ce qui donnera :

$$K_{ic} = \omega_n^2 C \quad (\text{II.35})$$

Pour cette boucle on prend un temps de repense 10 fois plus grand que celui de la boucle interne, et un amortissement 0.707. On aura :

$$\omega_n = \frac{\omega_{cbf}}{10} \quad (\text{II.36})$$

Donc :

$$\omega_n = \frac{1}{10\tau_{bf}} \quad (\text{II.37})$$

II.7 Résultats de simulations de la boucle interne

Les résultats sont obtenus en utilisant le modèle moyen avec les mêmes paramètres que le chapitre I.

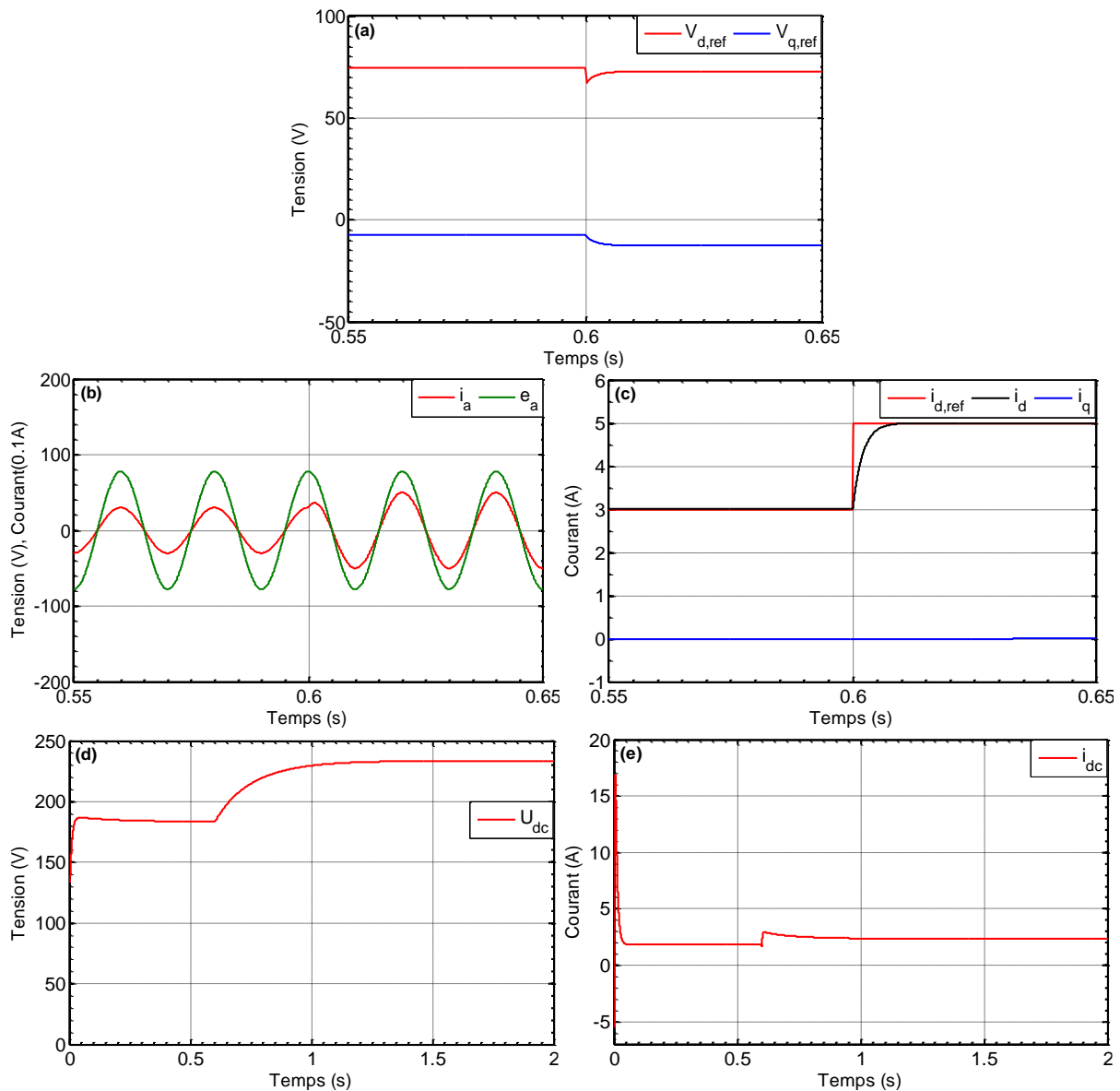


Figure II.7 : Résultats de simulation numérique de la commande de la boucle interne du redresseur à MLI; (a) Courants i_{d_ref} et i_d , (b) Courants i_d et i_q , (c) Tensions de références V_{d_ref} et V_{q_ref} , (d) Zoom sur le courant i_{alpha} et la tension e_{alpha} , (e) Tension continue U_{dc} , (f) Courant continue i_{dc} .

- **Interprétation de résultats de la boucle interne**

La figure (II.7) représente les résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI dans le repère abc de la boucle interne.

La figure (II.7.a) représente le courant i_d qui suit presque sa référence, juste qu'au démarrage il y'a un pic de courant, puis il se stabilise et suit exactement sa référence à $t=0.05s$, ce qui prouve que le régulateur de la courant a joué son rôle correctement est d'assuré une stabilité du courant.

La figure (II.7.d) montre que le courant i_{α} est en phase avec la tension e_{α} (un facteur de puissance unitaire).

La figure (II.7.e) présente l'évolution de la tension U_{dc} , de $136V$ jusqu'à $210V$ à $t=0s$, sous forme d'équation du 1^{er} ordre. A l'instant $t=0.05s$ jusqu'à $t=0.55s$ on remarque une chute de tension, puis il se stabilise à une valeur de $210V$.

La figure (II.7.f) montre le courant de charge i_{dc} , on remarque qu'au démarrage il y'a un pic de courant puis il tend vers 0. Dans l'intervalle de temps $[0 \ 0.05]$ le courant est nul c'est l'essai à vide (R égale à l'infinie), à $t=0.55s$ on applique une charge de 100Ω , on remarque que le courant augment jusqu'à se stabiliser à une valeur $2A$, ce qui est dû à l'application du régulateur.

II.8 Résultats de simulations de la boucle externe

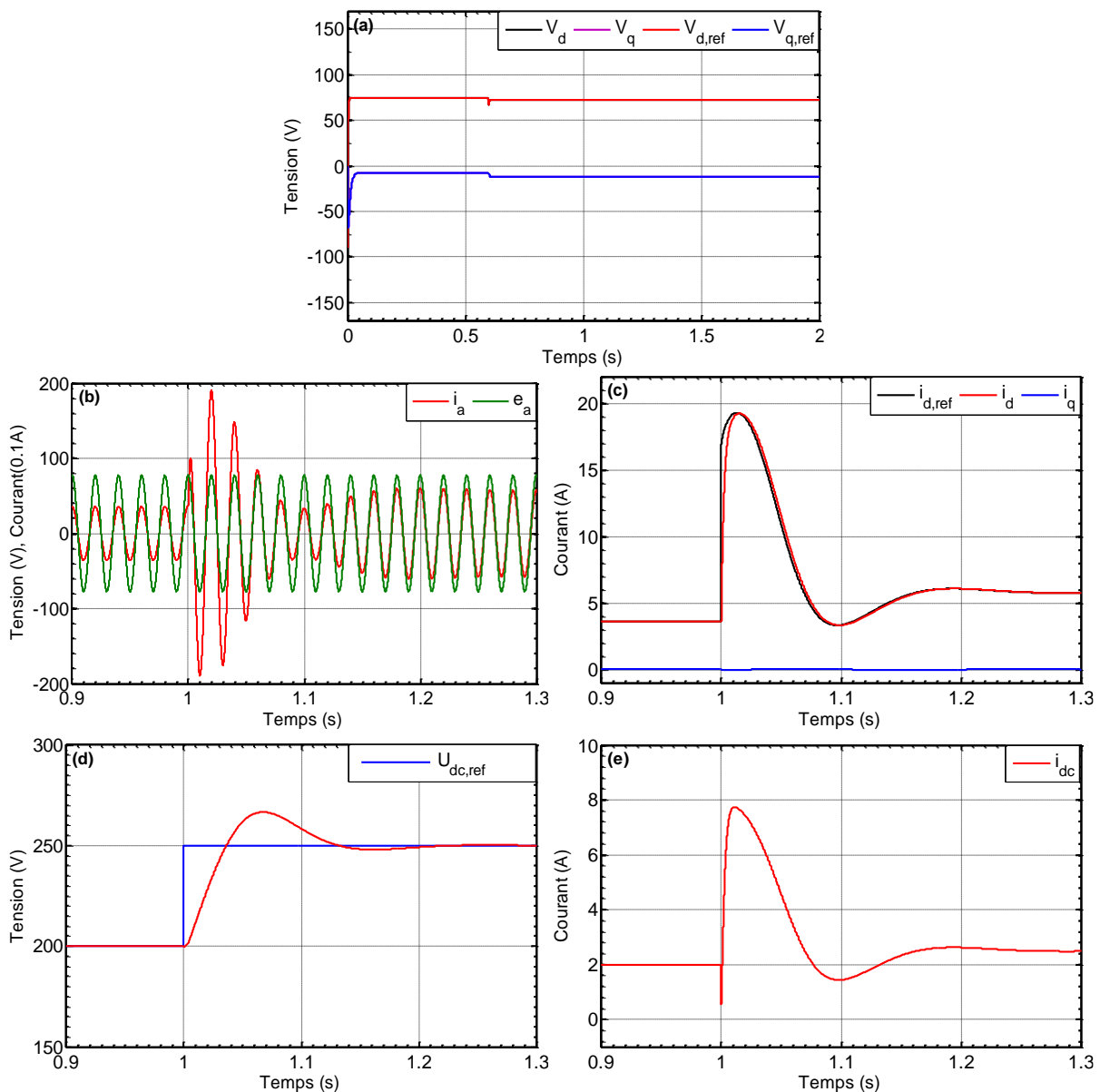


Figure II.8 : Résultats de simulation numérique de la commande de la boucle externe du redresseur à MLI; (a) Courants i_{d_ref} et i_d , (b) Courants i_d et i_q , (c) Tensions de références V_{d_ref} et V_{q_ref} , (d) Zoom sur le courant i_{α} et la tension e_{α} , (e) Tension continue U_{dc} , (f) Courant continue i_{dc} .

- **Interprétation de résultats de la boucle externe**

La figure (II.8) représente les résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI dans le repère abc de la boucle externe.

La figure (II.8.a) représente le courant i_d qui suit exactement sa référence, cela revient à l'utilisation du régulateur de tension et le régulateur de courant.

La figure (II.8.c) montre les tensions V_d et V_q qui sont identiques à leurs valeurs de références.

La figure (II.8.e) présente la variation de la tension U_{dc} de 200V à 250V, on remarque qu'il y'a un petit dépassement dans les deux intervalles de temps de [0 1] et [1 2] ce qui est dû au fait que le courant i_q n'est pas parfaitement nul.

La figure (II.8.f) montre le courant de charge i_{dc} , on remarque qu'au démarrage il y'a un pic de courant puis il se stabilise jusqu'à atteindre la valeur de 2A. Pour cela, il faut prévoir un système de charge initiale pour le condensateur pour éviter les appels de courant pareille. À $t=1s$ on applique une charge de 100Ω , on remarque que le courant augment jusqu'à se stabiliser à une valeur 2.5A, ce qui est dû à l'application du régulateur.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié deux boucles de la commande du redresseur à MLI avec le régulateur PI, qui présente l'avantage de pouvoir décomposer le système en deux boucles, l'une est la boucle en courant (boucle interne) pour réguler le courant du réseau, l'autre est la boucle en tension (boucle externe) pour maintenir la tension continue et avoir un facteur de puissance unitaire.

Pour le calcul des paramètres des régulateurs on a utilisé la méthode de compensation de pôles.

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

Chapitre III : Commande prédictive de courants du redresseur à MLI

Sommaire

III.1 Introduction	46
III.2 Principe de la commande prédictive	46
III.3 Principe de la commande Deadbeat	47
III.4 Commande prédictive de courants du redresseur triphasé	48
III.4.1 Commande prédictive de courants avec repense pile.....	48
III.4.1.1 Commande prédictive des courants i_α et i_β	48
III.5 Résultats de simulation.....	50
III.6 Intérêt de la commande prédictive	52
III.7 Conclusion.....	52

III.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la commande prédictive, connue par son vocable anglais "predictive control", est devenue un outil de commande très précieux et attractif pour la recherche de meilleures performances dans diverses applications. De toutes les commandes modernes dites aussi avancées, la commande prédictive est la plus utilisée dans l'industrie, aussi bien pour les qualités techniques auxquelles elle doit ses performances que pour sa facilité de mise en œuvre, grâce au progrès des outils de calcul numérique et d'implémentation en temps réel. Son champ d'application s'étend à tous les domaines industriels, notamment au cas où la régulation classique PID n'est pas efficace. Les principaux utilisateurs de la commande prédictive sont les raffineries de pétrole, l'industrie chimique et agro-alimentaire, la métallurgie, l'aérospatiale,...etc. En général, elle est largement répandue dans le cas des systèmes linéaires [10].

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle constitue un domaine ample et varié et intègre des disciplines comme la commande optimale, la commande multi-variable et la commande avec contrainte. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Elle est utilisée dans diverses applications, notamment dans les systèmes robotiques, des machines électriques, la surveillance et la conduite des procédés biotechnologiques [11].

La commande prédictive repose comme l'indique son nom, sur le concept de la prédiction nécessaire dans notre activité dans laquelle on cherche à anticiper une trajectoire prédéfinie (trajectoire de référence) sur la sortie du processus [12].

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande prédictive au redresseur MLI triphasé, commandé en courant. La commande prédictive proposée permet de commander les interrupteurs constituant le redresseur de façon à ce que le courant absorbé soit égal à sa référence sinusoïdale à chaque instant d'échantillonnage.

Nous proposons dans ce chapitre une stratégie prédictive pour commander les courants absorbés par le redresseur triphasé, c'est la commande prédictive à repense pile, cette dernière utilise les cordonnées stationnaires (α - β) dont les courants de référence i_{α}^* et i_{β}^* possèdent une forme d'onde sinusoïdale.

III.2 Principe de la commande prédictive

La commande prédictive, appelée aussi compensation ou correction anticipatrice, est une technique de commande avancée. Elle a pour objectif la commande des systèmes industriels complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur PI est insuffisant. Le principe de cette commande est d'utiliser un modèle dynamique du processus commandé à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de commande à modèle interne. Elle est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants ou des réponses inverses et subissent de nombreuses perturbations. Cette technique de

commande a été inventée par J. Richalet en 1978 et généralisée par D.W. Clarke en 1987 en collaboration avec de grands groupes industriels [10].

Dans ses fondements, la commande prédictive définit à chaque instant la meilleure commande à appliquer au processus, en considérant la référence souhaitée, l'état actuel du système et une prédiction du futur proche obtenue à l'aide d'un modèle comportemental. Cette caractéristique de prédiction que l'on peut étendre d'ailleurs aux perturbations connues confère au système commandé un fort potentiel dynamique [10].

Dans ce chapitre nous allons étudier la commande Deadbeat ou bien ce qu'on appelle la commande à repense pile.

III.3 Principe de la commande Deadbeat

La technique de commande prédictive de courant appelée 'dead-beat control' ou commande à réponse 'pile' est la stratégie de commande linéaire la plus rapide qui peut être adoptée. Avec la commande 'dead-beat', en principe, le courant mesuré reproduit exactement la référence de courant avec un retard de deux périodes d'échantillonnage. La commande est basée sur un modèle interne du convertisseur et de sa charge, qui est employé pour prévoir le comportement dynamique du système. Le contrôleur est donc particulièrement sensible à l'identification correcte du modèle et de ses paramètres [13].

Pour la du redresseur à MLI cette approche prédictive consiste à calculer un vecteur de commande moyen à appliquer pour annuler l'erreur de poursuite du courant ou de la puissance à la fin de chaque période de commutation (repense pile). Le vecteur de commande moyen calculé est appliqué à l'entrée du pont redresseur via une technique de modulation. Généralement, la modulation vectorielle est utilisée [9]. Le schéma général de la commande Deadbeat appliqué au redresseur à MLI est donné par la figure ci-dessous:

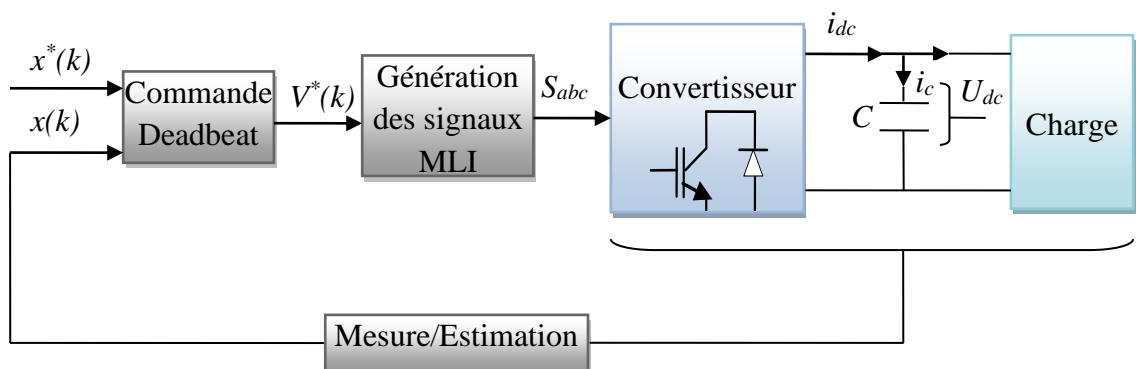


Figure III.1 : Schéma bloc de la commande Deadbeat avec modulation.

III.4 Commande prédictive de courants du redresseur triphasé

Une stratégie de commande prédictive de courants absorbés par le redresseur à MLI triphasé est développée dans ce chapitre. La stratégie de commande prédictive développée consiste à appliquer un vecteur de commande moyen à l'entrée du redresseur durant la période de commutation. Le vecteur de commande moyen est calculé sur la base d'un modèle prédictif pour annuler l'erreur de poursuite de référence des courants absorbés à la fin de chaque période de commutation. Elle est donc développée au sens de la technique de commande Deadbeat ou réponse pile. Dans cette stratégie de commande, la modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM), décrite dans la section précédente, est utilisée pour convertir le vecteur de commande moyen calculé au début de la période de commutation en une séquence de vecteurs de commande adjacents répartis sur T_s . Elle aboutit donc sur une commande des interrupteurs du redresseur avec une fréquence de commutation constante [10].

III.4.1 Commande prédictive de courants avec repense pile

La stratégie de commande prédictive proposée dans cette section permet de corriger la trajectoire des courants absorbés par le pont redresseur triphasé dans un intervalle de temps égal à la période de commutation. Elle est désignée par le vocable : commande à réponse pile, et connue aussi dans la littérature anglophone sous le terme "Deadbeat control". Dans cette stratégie, le pont redresseur est piloté, via un vecteur de commande moyen calculé au début de chaque période de commutation, de façon à annuler les écarts de poursuite des deux composantes du vecteur de courants à la fin de cette période [10]. Le courant mesuré reproduit exactement la référence de courant avec un retard de deux périodes d'échantillonnage. La commande est basée sur un modèle interne du convertisseur et de sa charge, qui est employé pour prévoir le comportement dynamique du système. Le contrôleur est donc particulièrement sensible à l'identification correcte du modèle et de ses paramètres [13].

En fonction de la nature des trajectoires de référence des courants commandés, une configuration est envisageable pour cette stratégie de commande prédictive, qui utilise les coordonnées stationnaires, consiste à commander les deux courants i_α et i_β , dont les deux références possèdent une forme d'onde sinusoïdale et sont en quadrature.

III.4.1.1 Commande prédictive des courants i_α et i_β

L'amplitude des courants de référence, fournie par la boucle de régulation de la tension du bus continu, est supposée constante entre deux instants d'échantillonnage successifs. Le vecteur de commande moyen, $v_{\alpha\beta}$, calculé au début de chaque période de commutation, permet de générer trois impulsions d'amorçage (S_a , S_b , S_c) centrées sur cette période par le biais du module SVM. Ce principe assure un fonctionnement à fréquence de commutation constante des interrupteurs du pont [10].

Pour calculer le vecteur de commande moyen $v_{\alpha\beta}$ on détermine d'abord l'expression analytique des variations provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande

sur les courants absorbés par le redresseur à MLI triphasé, et ce durant un intervalle de temps égale à la période de commutation. Les équations des courants des courants du premier ordre s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= e_a - V_a - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} &= e_b - V_b - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} &= e_c - V_c - Ri_c \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Dans le repère $\alpha\beta$ pour les trois tensions de réseau équilibrées et symétriques, l'équation (III.1) sera équivalente au système ci-dessous :

$$\begin{aligned} L \frac{di_\alpha}{dt} &= e_\alpha - V_\alpha - Ri_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} &= e_\beta - V_\beta - Ri_\beta \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

Pour simplifier l'équation (III.2), on néglige l'effet de la résistance R.

Par approximation on a :

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{i(K+1) - i(K)}{T_s} \quad (\text{III.3})$$

On aura :

$$\begin{cases} L \left(\frac{i_\alpha(K+1) - i_\alpha(K)}{T_s} \right) = e_\alpha - V_\alpha \\ L \left(\frac{i_\beta(K+1) - i_\beta(K)}{T_s} \right) = e_\beta - V_\beta \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} i_\alpha(K+1) = i_\alpha(K) + \frac{T_s}{L} (e_\alpha - V_\alpha) \\ i_\beta(K+1) = i_\beta(K) + \frac{T_s}{L} (e_\beta - V_\beta) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

On a aussi :

$$\Delta i(K) = i(K+1) - i(K) \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha(K) = i_\alpha(K+1) - i_\alpha(K) = \frac{T_s}{L} (e_\alpha(K) - V_\alpha(K)) \\ \Delta i_\beta(K) = i_\beta(K+1) - i_\beta(K) = \frac{T_s}{L} (e_\beta(K) - V_\beta(K)) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Pour avoir la loi de commande prédictive permettant le calcul du vecteur de commande moyen, on écrira l'équation (III.7) sous forme :

$$\begin{cases} i_{\alpha}(K+1) = i_{\alpha}(K) + \frac{T_s}{L}(e_{\alpha}(K) - V_{\alpha}(K)) \\ i_{\beta}(K+1) = i_{\beta}(K) + \frac{T_s}{L}(e_{\beta}(K) - V_{\beta}(K)) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

L'objectif de la commande est de forcer chacun des courants i_{α} et i_{β} à égarder sa référence à l'instant prochain d'échantillonnage [10]. Ceci se traduit analytiquement par :

$$\begin{cases} i_{\alpha}(K+1) = i_{\alpha}^*(K+1) \\ i_{\beta}(K+1) = i_{\beta}^*(K+1) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

On remplaçant l'équation (III.9) dans l'équation (III.8), on obtient le vecteur de commande moyen qui est défini par :

$$\begin{cases} V_{\alpha}^*(K) = e_{\alpha}(K) - \frac{L}{T_s}(i_{\alpha}^*(K+1) - i_{\alpha}(K)) \\ V_{\beta}^*(K) = e_{\beta}(K) - \frac{L}{T_s}(i_{\beta}^*(K+1) - i_{\beta}(K)) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

III.5 Résultats de simulation

Les paramètres de simulation de la commande prédictive sont les mêmes que le chapitre précédent. Après simulation on a obtenus les résultats suivants :

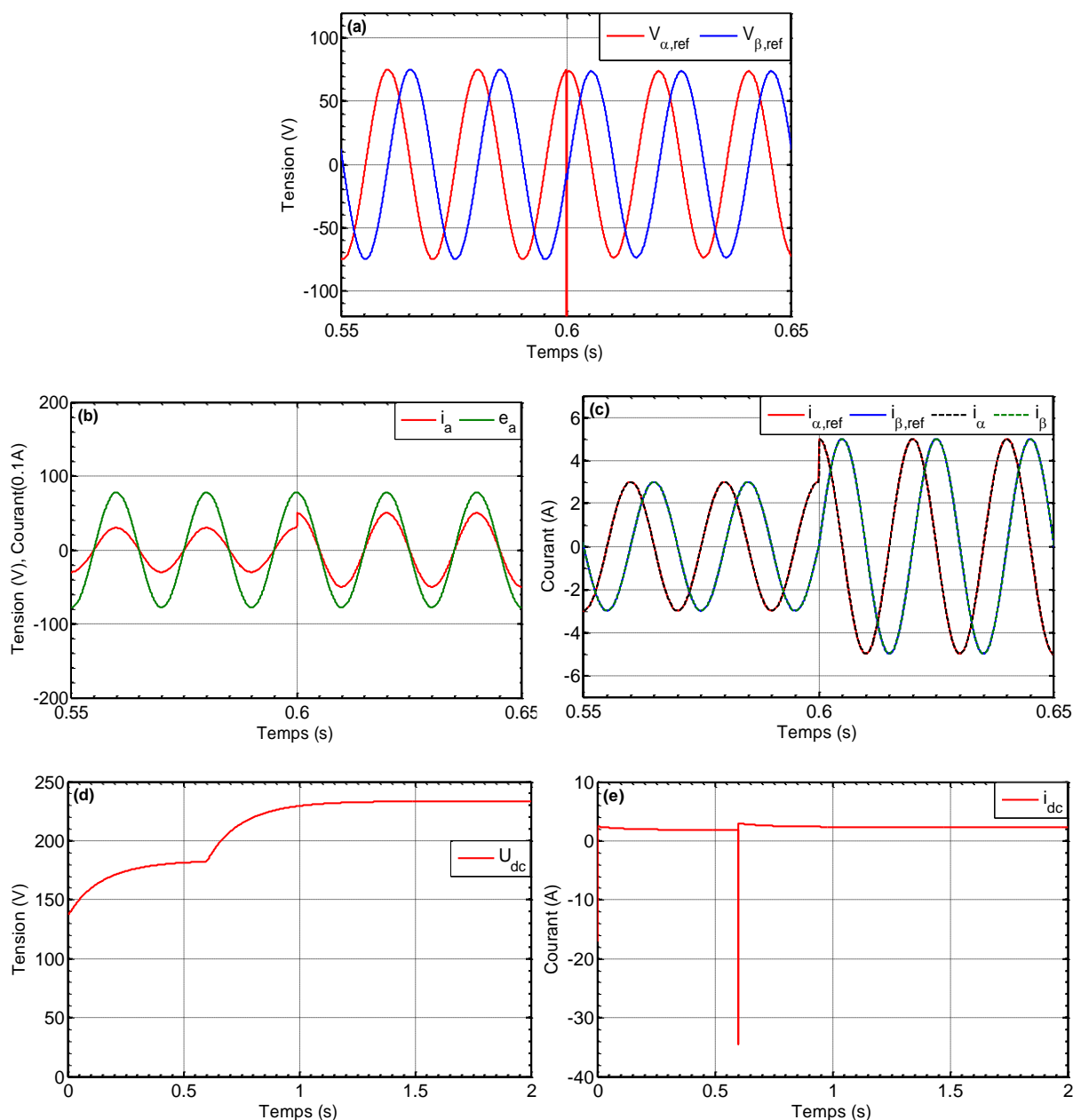


Figure III.2 : Résultats de simulation numériques de la commande prédictive (a) (c) Zoom sur le courant i_{alpha} et la tension e_{alpha} , (d) Zoom sur les composantes du vecteur de commande moyen calculé, (d) Tension continue, (e) Courant continu.

• Interprétation de résultats

Les deux méthodes de commande prédictive à réponse pile et $\alpha\beta$ du redresseur triphasé, sont validés par simulation. La figure III.2 représente les formes d'ondes des deux courants commandés et celles des commandes calculées dans le plan α - β . Ce test nous montre que la trajectoire des courants commandés est parfaite et l'absorption de courants est de formes sinusoïdales avec un facteur de puissance unitaire.

La figure (III.b) montre le courant i_a qui est en phase avec la tension e_a .

La figure (d) de la figure III.2 représente la tension U_{dc} (tension continue aux bornes du condensateur), cette tension évolue de $136V$ jusqu'à $233V$ à $t=1s$, sous forme d'équation du 1^{er} ordre. On remarque que la repense est rapide.

La figure (e) de la figure III.2 montre l'évolution du courant continue I_{dc} en fonction de temps qui augmente de $Y=-17$ jusqu'à $Y=2$ on remarque qu'il y'a une chute de courant au démarrage, et à $t=0.6$ on applique une charge ce qui provoque encor une chute de courant, puis il se stabilise à la valeur du courant de 2.33 au régime permanent.

III.6 Intérêt de la commande prédictive

La plupart des régulations industrielles sont réalisées souvent avec des régulateurs PID analogique avec une efficacité remarquable et rapport prix/performance avec lequel il est difficile de les rivaliser. Toutefois, ce type de régulateur ne couvre pas tous les besoins et ses performances souffrent dans un certain champ d'applications dont on cite [12] :

- Les processus difficiles, notamment non linéaires, instables, non stationnaires, à grand retard purs (procédés chimiques et pétroliers surtout) et aussi multi variables.
- Lorsque les performances sont tendues par l'utilisateur, notamment : forte atténuation des perturbations, erreur de trainage nulle en poursuite, repense en temps minimale, ce qui amène à fonctionner sous contraintes qui effectuent soit les variables de commande, soit les variables internes du processus.

Ces limitations ont favorisé l'éclosion de la commande prédictive à base de modèle numérique puisque le plan technique, l'accessibilité est plus aisée aux calculateurs numériques susceptibles de réaliser des traitements algorithmiques, intégrant calcul et logique qu'aux régulateurs purement analogique. En conséquence, le régulateur prédictif va être construit sur la base d'un modèle interne, qu'il va être utilisé sur le site en temps réel.

La richesse de la commande prédictive provient du fait qu'elle n'est pas seulement capable de contrôler des processus simples du premier et second ordre, mais aussi des processus complexes, notamment les processus avec temps de retard assez long, processus instables en boucle ouverte et systèmes à phase non minimale sans que le concepteur prenne trop de précautions spéciales. L'intérêt majeure réside dans le fait que sa démarche repose sur une méthodologie permettant de prendre en considération les contraintes afin de synthétiser la loi de commande, aussi c'est une technique séduisante dans les problèmes de suivi de trajectoires, notamment dans le domaine de servomécanisme.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré une stratégie de commande prédictive permettant de commander directement les courants absorbés par le pont du redresseur triphasé. Cette stratégie de commande prédictive, c'est la commande à réponse pile, qui est basée sur le calcul du vecteur de commande moyen à appliquer pour annuler l'erreur de suivi de trajectoire des deux composantes du vecteur de courant. On a utilisé une seule configuration pour cette approche, qui est la commande des courants dans le repère stationnaire α - β , dont les trajectoires de référence possèdent une forme d'onde sinusoïdale.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif de présenter des solutions modernes à base d'électronique de puissance, de contrôle du redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de tension qui est associé à un réseau équilibré et qui alimente une charge à un facteur de puissance unitaire.

En cette raison, nous avons utilisé deux stratégies de commande du redresseur de tension à MLI. Ces deux stratégies ont pour objectif commun, qui est maintenir la tension du bus continu constante quel que soit la charge appliquée avec absorption des courants sinusoïdaux et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Ces deux commandes sont la commande PI et la commande prédictive.

Nous avons comme premier chapitre présenté des généralités sur le redresseur à MLI.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation du redresseur à modulation de largeur d'impulsion dans les trois référentielle triphasé (abc), biphasé de Clark ($\alpha\beta$) et biphasé de Park (dq) en utilisant deux modèles le modèle topologique. Mais après application du model moyen on a déduit qui est le plus adapté et ce modèle a été validé en le comparant au modèle topologique, pour la suite du travail nous avons choisis donc le model moyen.

Dans le troisième chapitre nous avons traité une des commandes utilisées qui est la commande PI. Cette régulation nécessite deux régulateurs en cascade : la boucle externe qui a pour objectif contrôlé la tension du bus continu et la boucle interne qui sert à contrôler les courants.

Dans le quatrième chapitre nous avons étudié la deuxième commande utilisée qui est la commande prédictive dont nous avons contrôlé le courant avec une approche prédictive. A cet effet, une approche prédictive est utilisée pour le pont triphasé qui est la commande à repense pile (Deadbeat Control), basée sur le calcul du vecteur de commande moyen à appliquer pour annuler l'erreur de suivi de trajectoire des deux composantes du vecteur de courant.

Bibliographies

- [1] : **BOUAFFA Bouchra, BOUZAR Salima**, « Commande floue directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé ». Mémoire de fin d'étude. Université Dr. Tahar Moulay de Saïda, 2018.
- [2] : **BOUKHARI Nassim, STITI Lyazid**, « Commande d'un redresseur triphasé à MLI ». Mémoire de fin d'étude. Université Mouloud Mammari de Tizi Ouzou, 2014.
- [3] : **BENSALAH Wassila, BOUTALEB Nour El Houda**, « Etude de la commande des redresseurs MLI ». Projet de fin d'étude. Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2016.
- [4] : **A. Samiha, A. Abderrazak**, « Etude et analyse des performances d'une commande directe en puissance basée table de commutation d'un redresseur à MLI de triphasé ». Mémoire de fin d'étude. Université A. Mira Bejaia, 2016.
- [5] : **Sofiane BOUZIANE, Ouahiba HOUACINE**, « Commande en tension et analyse de stabilité d'un redresseur triphasé à MLI ». Mémoire de fin d'étude. Université Mouloud Mammari de Tizi Ouzou, 2015.
- [6] : **Dj. Chabane, K. Berkoune**, « Etude du redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ». Mémoire de fin d'étude. Université Mouloud Mammari de Tizi Ouzou, 2011.
- [7] : **HAJ YUCEF Omar Hassan Jamil**, « Etude d'un redresseur triphasé à MLI à base d'un régulateur flou ». Mémoire de fin d'étude. Université Larbi Tebessi-TEBESSA, 2016.
- [8] : **M : ROUAS Rabeh**, « Modélisation et étude par simulation d'un redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif ». Mémoire de fin d'étude. Université Mouloud Mammari de Tizi Ouzou, 2012.
- [9] : **M. Adel RAHOUI**, « Techniques avancées pour la commande et l'observation d'un redresseur MLI ». Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammari de Tizi Ouzou, 2017.
- [10] : **Mr. YACIA Sofiane, Mr. TAOUINET MndRafik**, « Commande Prédictive d'un Redresseur à MLI Triphasé ». Mémoire de fin d'étude. Université ABDERRAHMAN MIRA -BEJAIA, 2013.

[11] : **Abdelmalek BOULAHIA**, « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique ». Mémoire de fin d'étude. Université de Constantine, 2009.

[12] : **Kamel BARRA**, « Commande Prédictive Généralisée (GPC) des Association Convertisseurs-Machines à Induction ». Thèse de doctorat. Université de Betna, 2008.

[13] : **BOUAFIA ABDELOUAHAB**, « Technique de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseurs à MLI ». Thèse de doctorat. Université Ferhat Abbas-Setif, 2010.

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Mémoire de fin d'étude
Master Académique

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Thanina BEDRI

Titre : Stratégies de commande d'un redresseur MLI connecté au réseau électrique.

Résumé :

Ce mémoire présente une étude par modélisation et simulation du redresseur à MLI de tension utilisé pour l'amélioration des performances. Le premier chapitre présente la modélisation du redresseur à MLI dans les différents repères abc , $\alpha\beta$ et dq . Le deuxième chapitre est consacré à la commande PI dont on a fait l'étude des deux boucles interne et externe. Dans le dernier chapitre on a développé une autre commande qui est la commande prédictive de courants du redresseur à MLI. Cette dernière n'est pas seulement capable de contrôler les processus simples du premier et seconde ordre comme le fait la commande PI, mais aussi elle est capable de contrôler des processus complexes. Des résultats de simulation montrent l'efficacité de la commande prédictive.

Mots clés : Redresseurs à MLI, facteur de puissance unitaire, contrôle de courant, commande prédictive, régulateur PI.