

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

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou
Faculté de Génie électrique et de l'informatique
Département d'électrotechnique



MEMOIRE

De Fin D'études

En vue de l'obtention du diplôme De Master académique en
électrotechnique

Option : Machines ELECTRIQUES

Thème

Etude du redresseur à Modulation de Largeur
d'impulsion (MLI)

Proposé et dirigé par:

M^r: Hamid SEDIKI

Etudié par : **Dj. CHABANE**
K. BERKOUNE

Promotion : 2011

Remerciements

Nos remerciements vont à nos parents qui nous ont beaucoup soutenus.

Nous tenons à remercier Mr SEDIKI, notre promoteur pour sa disponibilité, sa serviabilité et ses conseils constructifs qui nous ont énormément aidés tout au long de notre travail (projet).

Nos remerciements vont aussi à toutes les personnes qui nous ont aidées de près ou de loin à mener à terme notre projet en particulier Mr BOUKAIS, Melle KACHNOURA.G et Melle ARAB.N

Nous exprimons notre gratitude aux membres du jury d'avoir accepté de juger ce travail.

Merci

Je dédie ce modeste travail à la prunelle de mes yeux, mes très chers parents pour leur aide et leur soutien tout au long de mes études, et qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui et j'espère qu'un jour je serai capable de leur donner au moins le minimum de ce qu'ils m'ont offert car quoi qu'on face on arrivera jamais à leurs rendre tout.

A mes très chers frères : Djamel et sa petite famille, Hamid et Sofiane à qui je Souhaite le succès dans leur vie.

A ma très chère sœur Nacera et son mari Rais qui m'ont aidé énormément ainsi que leur fils RAYAN

A ma très chère nièce que j'aime énormément LEITITIA

A la mémoire de ma chère grand-mère Ouzna

A mon grand père Larbi

A ma tante Aldja et ses enfants

A Aziz qui m'a beaucoup encouragé et aidé moralement

A mon très cher binôme Djafar ainsi que sa famille

A tous mes amis(es) de près et de loin

B.KARIMA

Je dédie ce modeste travail à la prunelle de mes yeux, mes très chers parents pour leur aide et leur soutien tout au long de mes études, et qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui et j'espère qu'un jour je serai capable de leur donner au moins le minimum de ce qu'ils m'ont offert car quoi qu'on face on arrivera jamais à leurs rendre tout.

A mes très chers frères : Fatah et sa petite famille, Yacine, Sofiane, merzouk à qui je Souhaite le succès dans leur vie.

A ma très chère sœur Lania que j'aime beaucoup

*A mon très cher neveu **ROMAIN** et sa mère Ilydie que j'aime énormément*

A la mémoire de mes chers grand-parents Ouardia, Mohand et Arezki

A ma très chère binôme Karima et ainsi que sa familles

A tous mes amis(es) : Mohand, Brahim, Hamid, Mokrane et Safia

C.DJAFAR

Sommaire

Introduction générale :

Chapitre I : Redresseur triphasé à MLI

Introduction.....	1
I.1 Redresseur à commande MLI	2
I.2 Principe de fonctionnement	3
I.3 Les différentes stratégies de MLI	4
I.3.1 La MLI intersective Sinus avec porteuse triangulaire	5
I.3.2 La MLI intersective avec injection d'harmonique 3.....	6
I.3.3 La MLI intersective avec porteuse aléatoire	7
I.3.4 La MLI vectorielle	7
Conclusion.....	8

Chapitre II : Modélisation du redresseur à MLI

Introduction	10
II.1 Hypothèses simplificatrices de modélisation	10
II.2 Le modèle topologique	11
II.3 Simulation numérique du redresseur MLI dans le repère abc	18
II.3.a Présentation du logiciel de simulation Matlab-Simulink.....	18
II.3.b Paramètre de simulation du redresseur ML.....	19
II.3.c Interprétation des résultats obtenus	20
II.4 Modèle du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$	22
II.5 Modélisation dans $\alpha\beta$ côté alternatif	23
II.6 Modélisation dans $\alpha\beta$ côté continu	25
II.7 Simulation numérique du redresseur dans le repère $\alpha\beta$	27
II.8 Passage du repère $\alpha\beta$ au repère abc.....	29

II.9 Modèle du redresseur MLI dans le repère dq	30
II.10 Modèle du redresseur MLI dans le repère dq	32
II.11 Simulation numérique du redresseur dans le repère dq	35
II.12 Le modèle moyen du redresseur à MLI.....	37
II.13 Le modèle moyen de l'onduleur à MLI commandé par ses modulantes.....	38
II.14 Modèle moyen du redresseur dans le référentiel abc	39
II.15 Modèle moyen du redresseur dans le référentiel $\alpha\beta$ et dq	41
II.16 Bilan de puissance du redresseur MLI.....	43
II.17 Expression de la puissance dans les axes $\alpha\beta$	45
Conclusion.....	45

Chapitre III: commande du redresseur à MLI

Introduction	47
III.1 principe de commande du redresseur MLI.....	47
III.2 étude de la boucle des courants du coté alternatif.....	48
III.2.1 contrôle du courant i_d	50
III.2.2 calcul du régulateur du courant i_d	50
III.2.3 contrôle du courant i_q	51
III.2.4 calcul du régulateur du courant i_q	52
III.3 contrôle de la tension continue u_{dc}	52
III.3.1 calcul de la tension u_{dc}	54
III.3.2 résultat de simulation numérique de régulation d' u_{dc}	55
III.3.3 résultat de simulation numérique de régulation d' u_{dc} avec compensation des pertes joules.....	58
III.4 conclusion.....	58

Conclusion générale

Introduction générale

Introduction générale :

En électronique de puissance les redresseurs à base de diodes et de thyristors sont couramment utilisés pour obtenir une tension continue à partir d'un réseau alternatif monophasé ou triphasé. Ces redresseurs sont non linéaires en nature et, par conséquent, produisent des courants harmoniques qui se propagent dans le réseau. Le taux élevé d'harmonique des courants de ligne et le faible facteur de puissance qu'ils engendrent, causent un certain nombre de problèmes dans le réseau de distribution d'énergie comme :

- Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques : En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.
- Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs : Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.
- Erreurs dans les appareils de mesure : Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.
- Vibrations et bruits : Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).
- Echauffement des câbles et des équipements : Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du sur-échauffement du neutre et les matériels bobines comme les transformateurs ou les moteurs.
- Echauffement des condensateurs : L'échauffement est causé par les pertes dues au cycle d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont aussi sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs : Un échauffement est causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Les harmoniques génèrent aussi des pertes

Introduction générale

supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

L'utilisation des filtres passifs peut résoudre ces problèmes, mais un filtre passif mal conçu provoque le phénomène de résonance, donc l'amplification des harmoniques. Pour cette raison cette solution est souvent écartée [Sch-99].

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tel que les GTO et IGBT ainsi que les progrès accomplis dans le domaine de la microinformatique (DSP, microcontrôleurs puissants et rapides), ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants utilisés comme étage d'entrée entre le réseau électrique et l'onduleur [Ber-95]. Ce genre de convertisseur est connu sous le nom de redresseur à absorption sinusoïdale de courant ou redresseur à MLI, qui fait l'objet de notre travail.

Ce mémoire comporte trois chapitres. Nous verrons dans le premier chapitre, des généralités sur les redresseurs triphasés à MLI ainsi que les différentes stratégies de commande.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la modélisation du redresseur MLI dans le modèle topologique dans les 3 référentiels. Par la suite, nous passerons à l'étude de ce redresseur dans le modèle moyen.

Dans le troisième chapitre nous présenterons la commande du redresseur à MLI puis on compare les résultats de simulation des grandeurs électriques avec et sans les pertes joules.

Nous terminerons par une conclusion générale.

Introduction :

L'avènement de l'électronique de puissance a eu un impact majeur sur le monde industriel au cours des dernières décennies. Cet avènement s'est produit par l'arrivée sur le marché des composants d'électronique de puissance tels les thyristors, les triacs, les GTO, les IGBT ou les transistors de forte puissance. Ces composantes ont permis le développement de convertisseurs statiques de grande puissance qui permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme quelconque à une autre forme.

Si l'électronique de puissance est couramment utilisée dans l'industrie pour piloter les machines tournantes, pour la commande des actionneurs, l'alimentation de charges..., son champ d'application s'est élargi dans un premier temps au réseau de transport électrique, il s'agit des systèmes FACTS (Flexible AC Transmission System). Ce nouveau contexte énergétique a dans un second temps ouvert des possibilités très larges au niveau de la distribution électrique visant à promouvoir les énergies renouvelables. Ainsi l'électronique de puissance a un potentiel énorme pour entre autres :

- L'interfaçage des producteurs au réseau, comme par exemple pour : les systèmes éoliens, les systèmes photovoltaïques, les micro-turbines, les piles à combustibles... ;
- L'interfaçage de réseaux et la distribution en courant continu ;
- L'amélioration de la qualité d'énergie du réseau. Ces dernières permettent de résoudre certains problèmes liés aux perturbations en tension ou en courant pouvant être néfastes pour les producteurs et/ou au bon fonctionnement du réseau en lui-même ;
- Le réglage des flux énergétiques actifs et réactifs transitant dans les lignes.

Dans les systèmes de production éolienne, le convertisseur statique est un élément essentiel. Non seulement il permet d'obtenir la forme souhaitée de l'énergie électrique mais aussi d'optimiser la puissance prélevée.

Dans le cas d'un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsions, il est possible d'extraire un maximum de puissance de la voile éolienne par le biais d'un contrôle du courant dans la génératrice, pilotant ainsi le couple électromagnétique et/ou la vitesse de rotation de la machine.

Parmi tous les convertisseurs AC-DC, la solution de référence est sûrement le redresseur

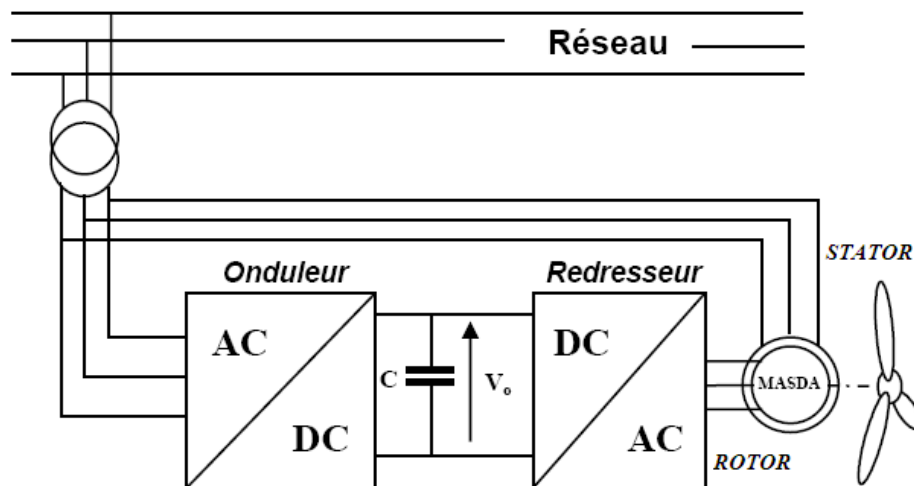


Figure I.1 : Interface à base d'électronique de puissance pour la génération d'énergie éolienne (Cas de la machine asynchrone à double alimentation) [5].

triphase à modulation de largeur des impulsions dont la structure est montrée à la figure I.1.

Il permet un contrôle totalement réversible de la puissance instantanée. Par un autopilotage de la machine asynchrone, il peut contrôler les grandeurs électromécaniques telles que le couple ou la vitesse de rotation de la génératrice. Les inconvénients de cette structure reposent sur la complexité du montage qui comporte trois bras complets donc six interrupteurs et la commande nécessitant généralement un capteur mécanique de position.

De plus, ce montage est survolteur et la tension du bus continu doit être supérieure à la tension composée de la génératrice obtenue à vitesse de rotation (vent) maximale.

Nous allons développer cette structure car elle est la plus courante dans les applications éoliennes et donne une indication sur l'efficacité énergétique relative aux autres montages.

I.1 Redresseur à commande MLI :

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée. Dans tous les cas, l'entrée des redresseurs est reliée au réseau qui est une source alternative de fréquence déterminée et fixe. On peut faire

en sorte que le réseau vu de l'entrée du convertisseur se comporte soit en source de tension, soit en source de courant. Si c'est en source de courant, du côté sortie on aura une source de tension continue. Cette tension continue devra être découpée en créneau de telle façon que, du côté entrée, on obtienne une tension modulée en impulsion approxinant la tension alternative qui sert de référence et qui a la fréquence du réseau, on parle alors de redresseur MLI de courant (cette structure est montrée à la figure I.2.a).

Si on veut obtenir un redresseur MLI de tension (figure I.2.b), le réseau d'alimentation représenté par une source de forces électromotrices sinusoïdales en série avec une inductance, doit apparaître à l'entrée du redresseur comme une source de tension, on doit alors ajouter dans ce cas des capacités C . De plus, pour que le récepteur soit un récepteur de courant, si son inductance n'est plus suffisante, on ajoute une inductance de lissage du courant redressé pour obtenir une inductance totale L' .

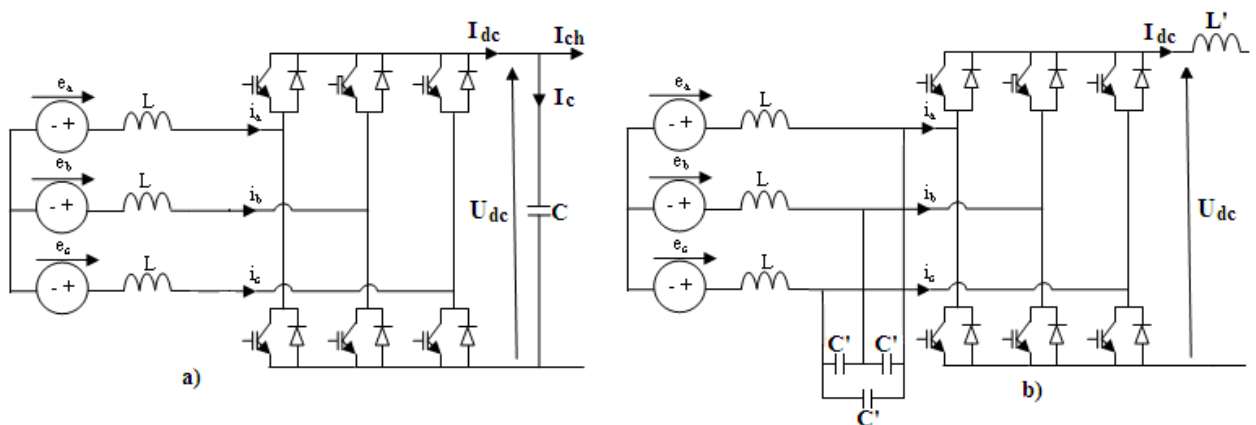


Figure I.2 : Structure du redresseur de courant et celui de tension, respectivement a) et b).

Les redresseurs de courant sont de plus loin extensivement utilisés et en raison de la dualité des deux topologies, seulement ce type de redresseur serait expliqué en détail.

I.2 Principe de fonctionnement :

Le redresseur de courant fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré à la figure I.3. 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 . 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 bloc de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

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

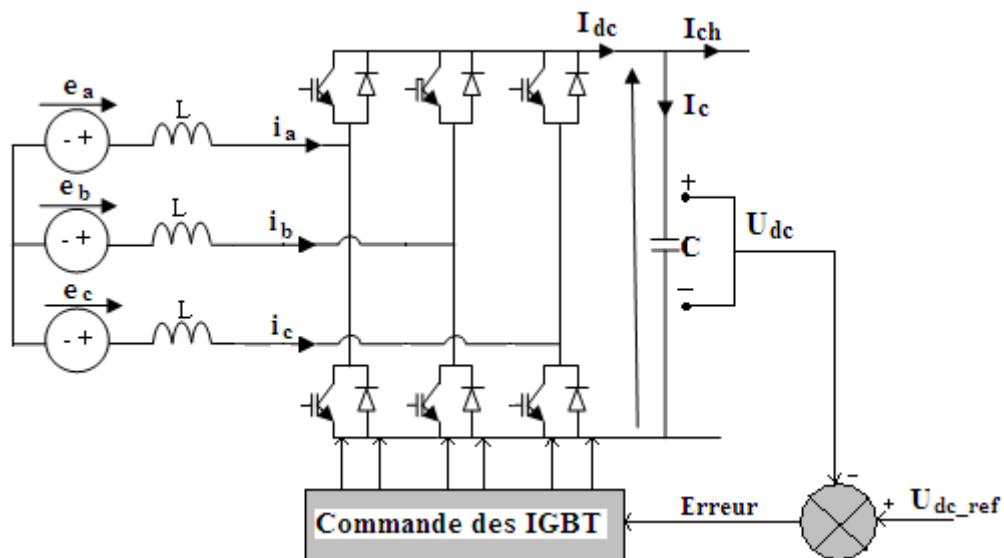


Figure I.3 : Structure en boucle fermée d'un redresseur MLI de courant

I.3 Les différentes stratégies de MLI :

L'objectif de la commande à MLI est de diminuer les harmoniques présentés dans les courants générés par l'onduleur. Le principe le plus répandu est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse qui détermine la période de découpage à une modulante dont le fondamental est à la fréquence du réseau. Le résultat de cette comparaison est le signal MLI qui est utilisé comme fonction de commutation pour commander les interrupteurs de

l'onduleur. Cette méthode permet d'obtenir, de façon simple, les temps de conduction de chaque transistor.

L'intérêt de cette méthode est d'obtenir, durant une période de découpage, une tension en sortie de l'onduleur directement proportionnelle à la valeur de la modulante utilisée.

Plusieurs types de MLI intersectives sont utilisés. On peut citer par exemple, la MLI intersective sinus avec porteuse triangulaire, la MLI avec injection d'harmonique de rang 3, la MLI avec une porteuse aléatoire...

I.3.1 La MLI intersective Sinus avec porteuse triangulaire

De part sa simplicité de mise en œuvre et de sa fiabilité, cette MLI a été l'une des plus utilisées avant le développement de systèmes numériques dédiés. Le principe d'élaboration de la MLI intersective est présenté sur la Figure I.4.

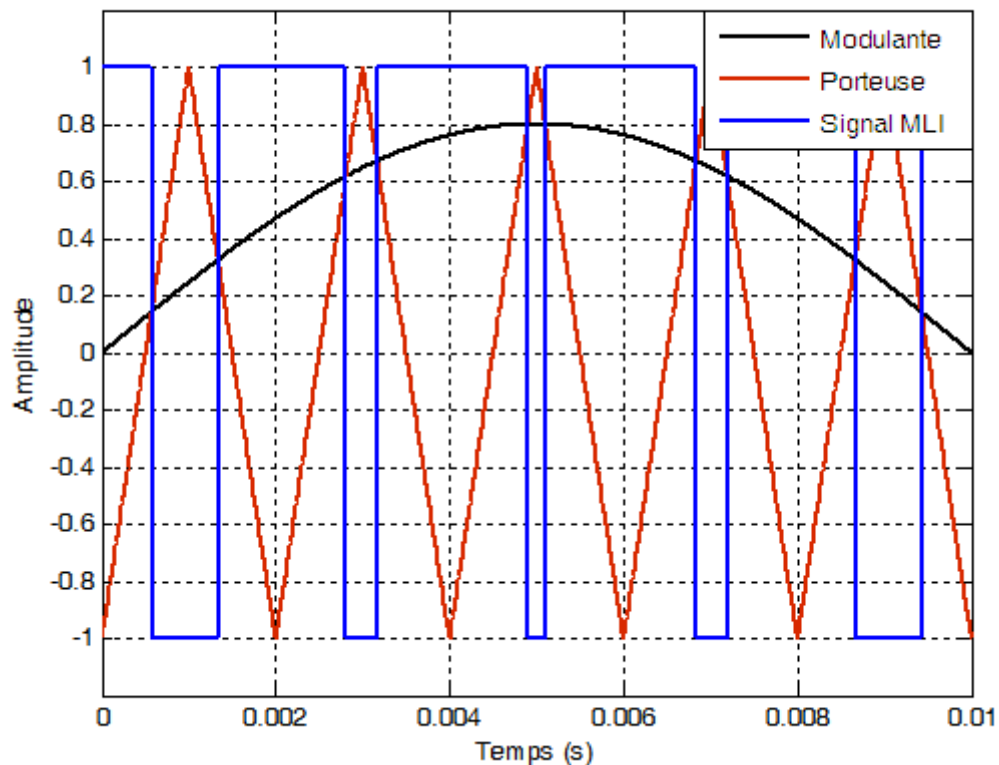


Figure I.4 : Principe de la génération de la MLI sinus-triangle

La modulante est définie comme suit avec r pour le coefficient de réglage :

$$\beta(t) = r \sin(\omega t + \varphi) \quad (1)$$

Dans le fonctionnement normal, l'amplitude de la modulante r ne doit pas dépasser l'amplitude de la porteuse. Cependant la valeur de r est en pratique limitée, car r détermine la durée de conduction minimale des interrupteurs de puissance. Dans les applications où l'onduleur de tension est connecté au réseau, la fréquence du fondamental de la modulante est aussi celle des fondamentaux des tensions en sortie de l'onduleur : ainsi sa valeur est fixe (fréquence du réseau). L'indice de modulation m , défini par l'équation (2), permet de fixer la fréquence de commutation (ou fréquence de découpage) des interrupteurs de puissance.

$$m = \frac{f_p}{f_m} = \frac{\text{fréquence porteuse}}{\text{fréquence de la modulante}} \quad (2)$$

Si $m = 1$, on retrouve un cas de fonctionnement proche de la commande en pleine onde.

Le contenu harmonique des courants étant relativement basse fréquence par rapport au fondamental, les moyens de filtrage mis en œuvre doivent être très conséquents. Aussi, le choix d'une valeur de m élevée s'impose pour que le contenu harmonique du courant soit repoussé vers les hautes fréquences. Cela permet de faciliter le filtrage et d'en diminuer sa taille et ses coûts. Il faut cependant bien noter qu'il n'est pas possible d'augmenter la valeur de m indéfiniment. En effet, les interrupteurs de puissance ont un temps de mise en et hors conduction limité. De plus, les pertes par commutation augmentent avec la fréquence de découpage. Ainsi, il faut trouver un compromis entre la taille du filtre utilisé et les pertes par commutation. En règle générale, plus l'onduleur est de faible puissance et plus sa fréquence de commutation peut être importante.

I.3.2 La MLI intersective avec injection d'harmonique 3

Les composantes homopolaires présentées dans les tensions de branche ne se retrouvent pas dans les tensions en sorties de l'onduleur si le neutre de l'onduleur n_0 n'est pas raccordé au neutre du réseau n . Ainsi, il est possible d'introduire des harmoniques d'ordre 3 et multiples dans les modulantes sans déformer les tensions de phase. L'objectif de l'injection de composantes homopolaires est d'augmenter l'amplitude de la tension en sortie de l'onduleur. Le principe est de générer une modulante définie par :

$$\beta(t) = r \sin(\omega t + \varphi) + rk_3 \sin 3\omega t \quad (3)$$

La valeur r_{max} est alors calculée pour obtenir l'amplitude maximale des fondamentaux des tensions de l'onduleur sans que l'amplitude de la modulante ne dépasse l'amplitude de la porteuse. L'amplitude maximale de la tension entre-phases est égale à la tension du bus continu U_{dc} .

Avec coefficient de réglage tel que $r_{max}k \leq 1/6$, l'amplitude du fondamental de la modulante aura été augmentée d'un rapport de $2/\sqrt{3}$ par rapport à la MLI classique.

I.3.3 La MLI intersective avec porteuse aléatoire

Les MLI aléatoires ont pour principal objectif de réduire les bruits acoustiques dans les machines électriques (effets de magnétostriction sur les circuits magnétiques : transformateurs, machines tournantes, inductances de filtrage) et les interférences électromagnétiques avec les autres systèmes. Pour cela, le spectre harmonique de la MLI aléatoire est étalé sur une bande de fréquence plus importante que pour la MLI classique.

Dans le cas de la MLI classique, les raies fréquentielles des harmoniques autres que le fondamental sont groupées aux fréquences multiples de la fréquence de découpage de la MLI.

Les MLI aléatoires peuvent être élaborées de différentes manières. D'une part, pour la MLI intersective, on peut utiliser une modulante aléatoire ou une porteuse aléatoire. D'autre part, pour la MLI vectorielle, la période d'échantillonnage est aléatoirement modifiée. Il faut remarquer que la période de la porteuse n'est plus constante, et c'est la raison pour laquelle, le spectre est étalé sur une bande plus large.

I.3.4 La MLI vectorielle

La MLI vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation) diffère des méthodes précédentes par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps (contrôle du vecteur d'état de l'onduleur).

L'objectif du contrôle vectoriel est de générer des tensions aussi proches que possible d'une référence V_{ref} que l'on fixe. Si ces références sont sinusoïdales triphasées équilibrées, alors le vecteur de référence tournera à une vitesse constante et son module suivra une trajectoire circulaire.

Le vecteur tension de référence \vec{V}_{ref} est approché, sur la période de modulation T_{MLI} , par un vecteur de tension moyen $\langle \vec{V} \rangle$ élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} , adjacents pendant les temps T_k et T_{k+1} respectivement et des vecteurs nuls \vec{V}_0

pendant $(1-K_0)T_0$ et \vec{V}_7 pendant K_0T_0 . Les signaux de commandes MLI vont donc permettre de recréer en valeur moyenne sur une période T_{MLI} un vecteur tension égal à celui défini comme référence. Par ailleurs, le vecteur tension de référence est échantillonné à la fréquence $f_{MLI}=1/T_{MLI}$

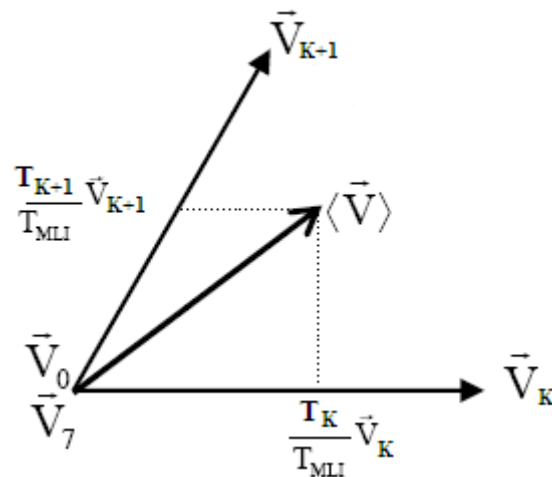


Figure I.5 : Représentation du vecteur tension moyenne de l'onduleur

Conclusion :

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présente dans les domaines d'applications les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion » (MLI ou Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-

saxon), ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers. Au caractère « noble » de cette fonction (convertisseurs entièrement réversibles, forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent des applications particulièrement intéressantes.

Dans ce chapitre nous avons étudié la structure de l'onduleur de tension, son principe de fonctionnement ainsi que les différentes stratégies de sa commande.

Introduction :

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

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

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

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

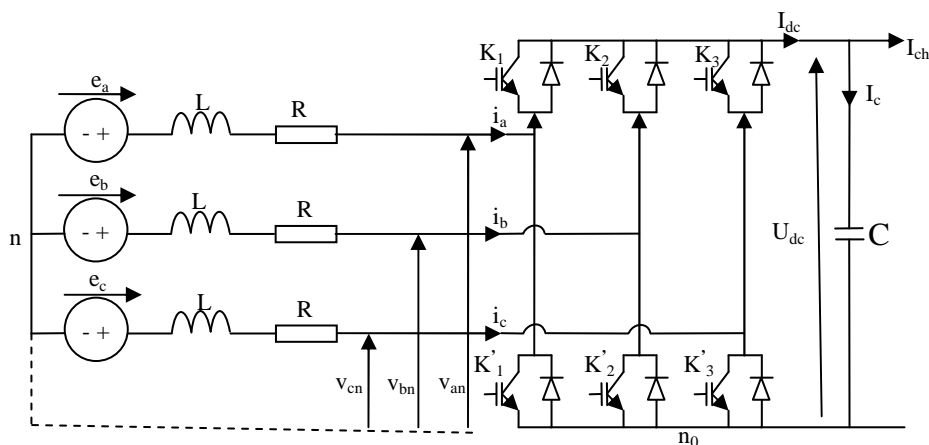


Figure II.1 : structure du redresseur de courant triphasé à MLI

II.1 Hypothèses simplificatrices de modélisation :

Pour simplifier les modèles et ainsi pouvoir tenir la contrainte Matlab, certaines hypothèses simplificatrices ont donc été réalisées:

- Les interrupteurs sont idéalisés et considérés comme parfaits (résistance de valeur nulle à l'état passant, infinie à l'ouverture et commutations instantanées) ;

- Les cellules d'interrupteurs placées en série ou en parallèle et commandées par les mêmes signaux sont considérées comme un seul interrupteur parfait ;
- Les sources sont considérées comme parfaites et indépendantes 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 : les valeurs les caractérisant (résistance, inductance, capacité...) ne changent pas dans le temps, ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent pas se saturer ;

Il est naturellement possible d'ajouter des éléments électriques passif pour modéliser les pertes ou alors traduire certains défauts.

II.2 Le 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 [6].

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

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

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

Toutefois, le modèle topologique est un modèle à entrées discontinues ce qui donne des

dérivées de variables d'états discontinues. Ces discontinuités peuvent entraîner des oscillations numériques si une mauvaise méthode d'intégration est utilisée. De plus, les pas de temps doivent être assez petits pour bien prendre en compte les commutations.

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

Pour les applications où les commutations sont trop fréquentes par rapport au pas de temps de simulation, le modèle topologique ne sera pas approprié à la simulation temps-réel. Le choix d'une modélisation ne faisant pas apparaître les commutations et permettant de tester ces systèmes en temps-réel c'est donc imposé : cela a conduit au choix de la modélisation moyenne.

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

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

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

L'hypothèse d'un système équilibré implique :

$$\sum_{i=a}^c e_i = 0 \quad (5)$$

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

$$\begin{aligned}
-e_a + L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{an} &= 0 \\
-e_b + L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{bn} &= 0 \\
-e_c + L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{cn} &= 0
\end{aligned} \tag{6}$$

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

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a - v_{an} \\ e_b - v_{bn} \\ e_c - v_{cn} \end{bmatrix} \tag{7}$$

Egalement, les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{aligned}
U_{ab} &= v_{an} - v_{bn} \\
U_{bc} &= v_{bn} - v_{cn} \\
U_{ca} &= v_{cn} - v_{an}
\end{aligned} \tag{8}$$

Pour passer des tensions composées aux tensions simples, étant donné que la somme instantanée des courants, $i_a + i_b + i_c$ est nulle (les points neutre n et n_0 ne sont pas relié), et que le réseau est équilibré et sinusoïdal impliquant la somme des f.é.m. $e_a + e_b + e_c$ nulle.

Alors :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \tag{9}$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \tag{10}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (11)$$

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

$$C_i = \begin{cases} +1 : \text{alors } K_i \text{ fermé} \\ 0 : \text{alors } K_i \text{ ouvert} \end{cases}$$

pour $k = 1, 2, 3$

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

Avec :

$$\begin{aligned} i_{k1} &= i_a \cdot C_1 \\ i_{k2} &= i_b \cdot C_2 \\ i_{k3} &= i_c \cdot C_3 \end{aligned} \quad (12)$$

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

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (13)$$

On donne ci-dessous la méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs : $C_1=1$ et $C_2=0, C_3=0$. On déduit facilement de la figure II.2 que :

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

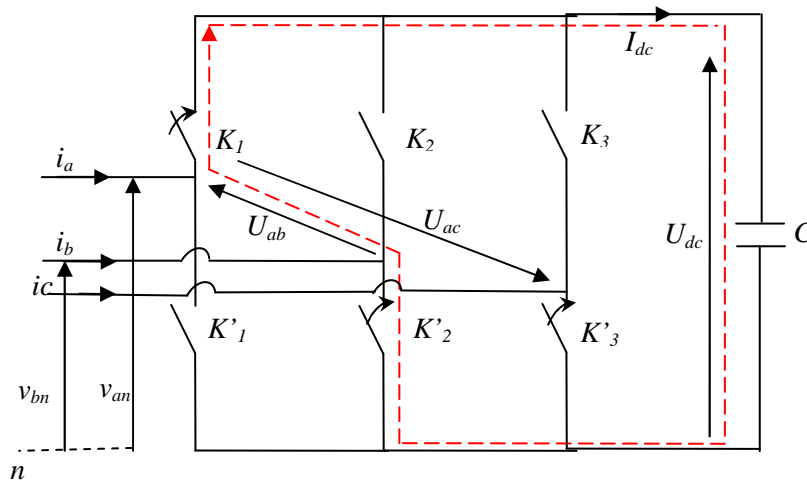


Figure II.2 : Méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs

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

Tableau 1 : Etats des interrupteurs et les tensions /courants correspondants

Etat de fonctions de commutation			Tensions composées			Tensions simples triphasées			Les courants dans les interrupteurs			Le courant à la sortie du redresseur
K_1	K_2	K_3	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	I_{dc}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	i_a	0	0	i_a
1	1	0	0	V_{dc}	$-V_{dc}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	i_a	i_b	0	$-i_c$
0	1	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	0	i_b	0	i_b
0	1	1	$-V_{dc}$	0	V_{dc}	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	0	i_b	i_c	$-i_a$
0	0	1	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	0	i_c	i_c
1	0	1	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	i_a	0	i_c	$-i_b$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_{dc}(C_1 - C_2) \\ U_{bc} &= U_{dc}(C_2 - C_3) \\ U_{ca} &= U_{dc}(C_3 - C_1) \end{aligned} \quad (14)$$

Ces équations peuvent être exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (15)$$

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

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (16)$$

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

$$\begin{cases} v_{an} = f_a \cdot U_{dc} \\ v_{bn} = f_b \cdot U_{dc} \\ v_{cn} = f_c \cdot U_{dc} \end{cases} \quad \text{Avec:} \quad \begin{cases} f_a = \frac{2C_1 - (C_2 + C_3)}{3} \\ f_b = \frac{2C_2 - (C_1 + C_3)}{3} \\ f_c = \frac{2C_3 - (C_2 + C_1)}{3} \end{cases} \quad (17)$$

En remplaçant l'équation (15) dans (11), on abouti à :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (18)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

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

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = I_{dc} - I_{ch} \quad (20)$$

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

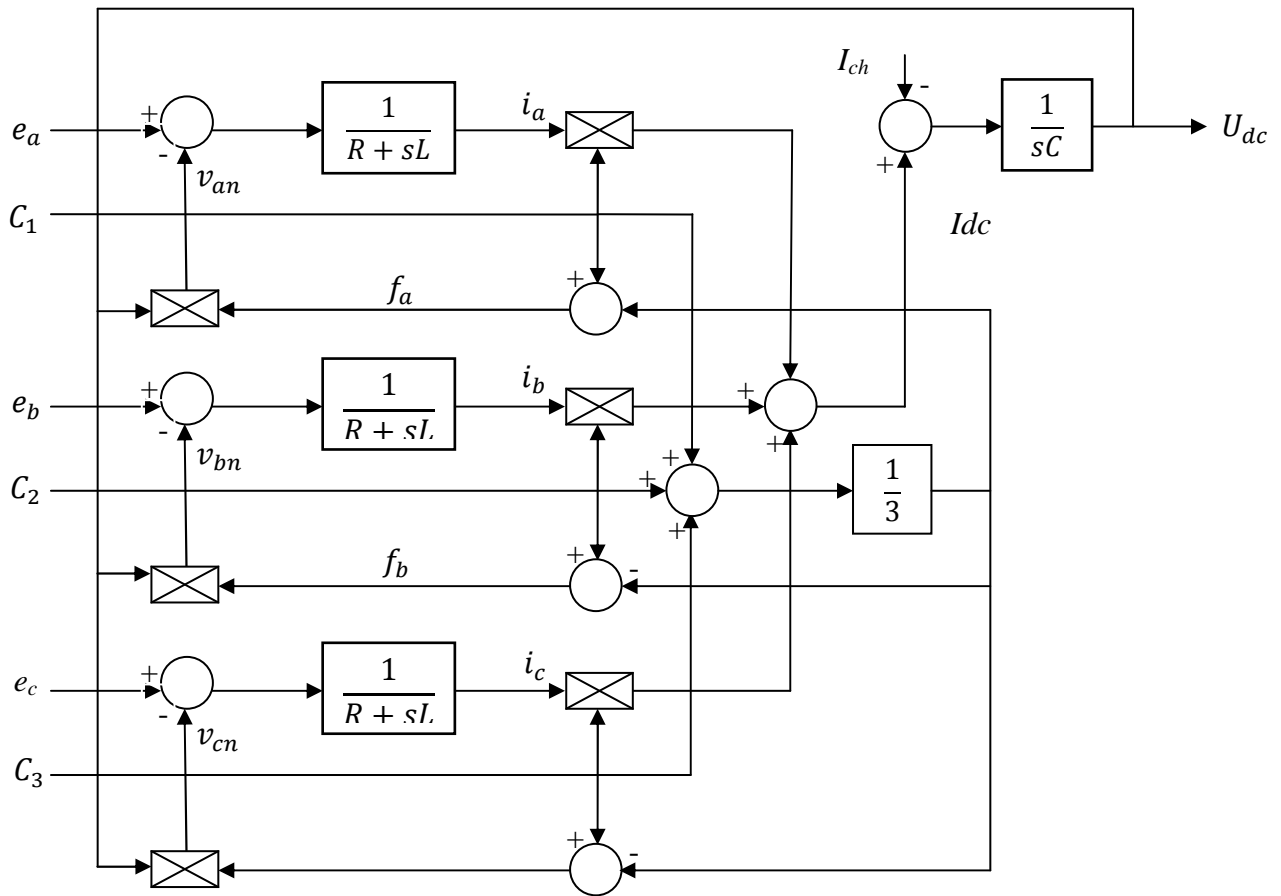


Figure II.3 : Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère triphasé abc

II.3 Simulation numérique du redresseur MLI dans le repère abc

II.3.a Présentation du logiciel de simulation 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 analogiques et numériques (Simulink Library Browser) les plus connus, sous forme de blocs, dont on a besoin pour construire un modèle. Puis, en deuxième position, l'option "simulation paramètres" permet de choisir la méthode de

résolution, le temps de simulation, ainsi que la précision relative et absolue.

II.3.b Paramètres de simulation du redresseur MLI

Afin de valider le modèle du redresseur MLI dans le repère abc , nous avons procédé à une simulation numérique sous Matlab-Simulink. La tension triphasée alternative alimentant le redresseur est une tension obtenue à la sortie du transformateur abaisseur 230/115V et de puissance 5KVA. La valeur maximale de la tension secondaire à vide est réglée à environ 85V par l'intermédiaire du pupitre d'alimentation. L'inductance de fuite et la résistance équivalente du transformateur ramenées au secondaire sont négligeables. Pour transformer cette source de tension en source de courant, on a donc inséré, sur chaque phase, une inductance $L=4.23\text{mH}$ possédant une résistance interne de $R=1.33\Omega$. La capacité de charge est égale $C=3300\mu\text{F}$.

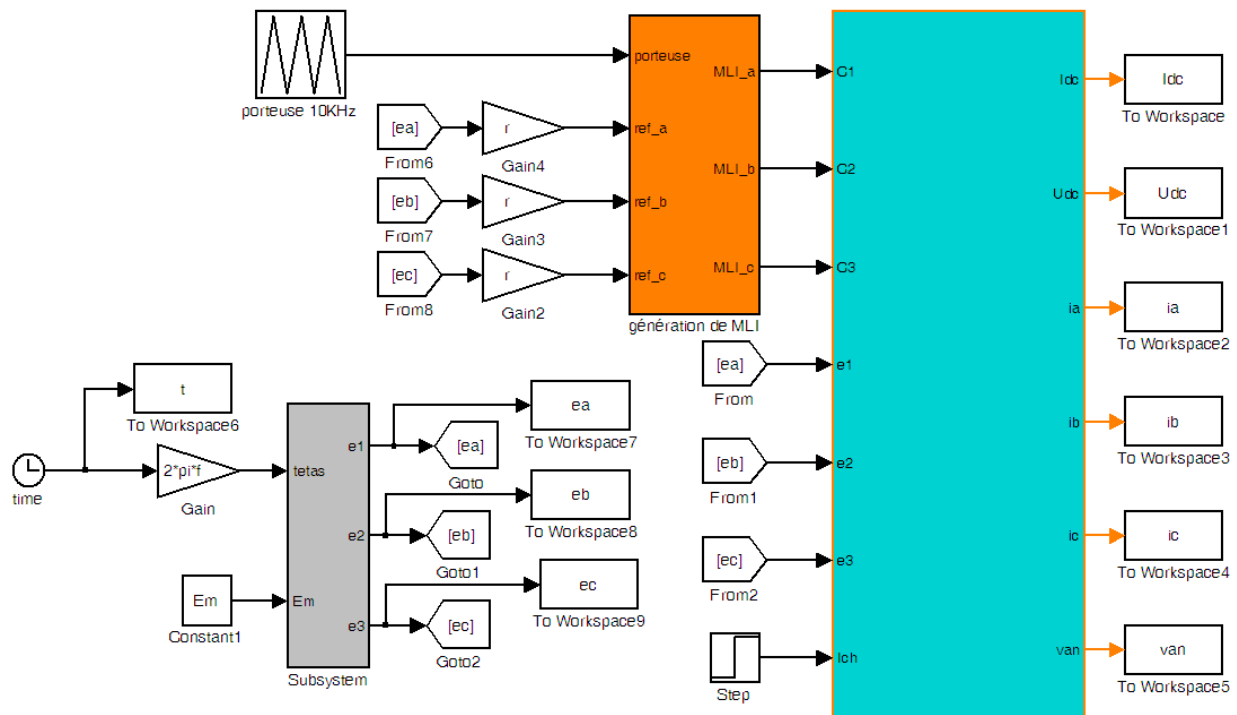
On a simulé la charge de la capacité, qui était initialement déchargée, en lui appliquant à travers le redresseur la tension du réseau. La MLI est générée par l'intersection d'un signal triangulaire (ou porteuse) de fréquence 10Khz et de la modulante sinusoïdale et de fréquence $f=50\text{Hz}$ et d'amplitude $r_{max}=0.8$. Il est à noter que les trois modulantes sinusoïdales v_{a_ref} , v_{b_ref} et v_{c_ref} sont prises, dans notre cas de simulation, en phase avec les trois tensions du réseau, ce qui ne représente qu'un cas particulier.

Quand la charge de la capacité est achevée, on lui applique un échelon de courant de décharge de 10A et on suit l'évolution de sa tension U_{dc} à ces bornes.

Le pas de calcul est de (10^{-6}) et le temps de calcul est de 1.5s.

Le schéma de simulation numérique exécuté sous Matlab-Simulink correspond à celui donné à la figure II.4. On distingue trois blocs qui correspondent :

- modèle du redresseur MLI qui traduit les différentes équations
- génération de la MLI par comparaison entre la porteuse et des ondes de référence
- reconstitution des trois tensions du réseau de fréquence 50Hz et d'amplitude E_m

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

II.3.c Interprétation des résultats obtenus :

Nous montrons aux figures II.5 et II.6 les résultats de simulation du redresseur MLI dans le repère abc . Le condensateur C étant initialement déchargé et on note à la figure II.5.a que la valeur de sa tension évolue, selon une équation de première ordre, depuis la valeur $U_{dc_0} = 0$ jusqu'à une valeur finale U_{dc_f} . La valeur de U_{dc_f} peut être calculée théoriquement avec la relation $U_{dc} = 2\sqrt{2}E_{eff} / r$; en faisant l'application numérique on trouve $U_{dc_f} = 212V$. On remarque aussi que les courants de charge sont de formes sinusoïdales, ils sont importants au début de la charge puis ils tendent vers zéro une fois la capacité est chargée (figure II.5.b).

Quand la capacité débite un courant de charge de 10A, celle-ci voit sa tension diminuer d'une valeur importante à cause de la chute Ohmique et inductive au niveau de R et L comme il montré à la figure 11c. Pour maintenir la tension U_{dc} constante, il faut agir sur le rapport de réglage en tentant de le diminuer davantage mais cela rentre dans le chapitre de régulation de la tension continu U_{dc} .

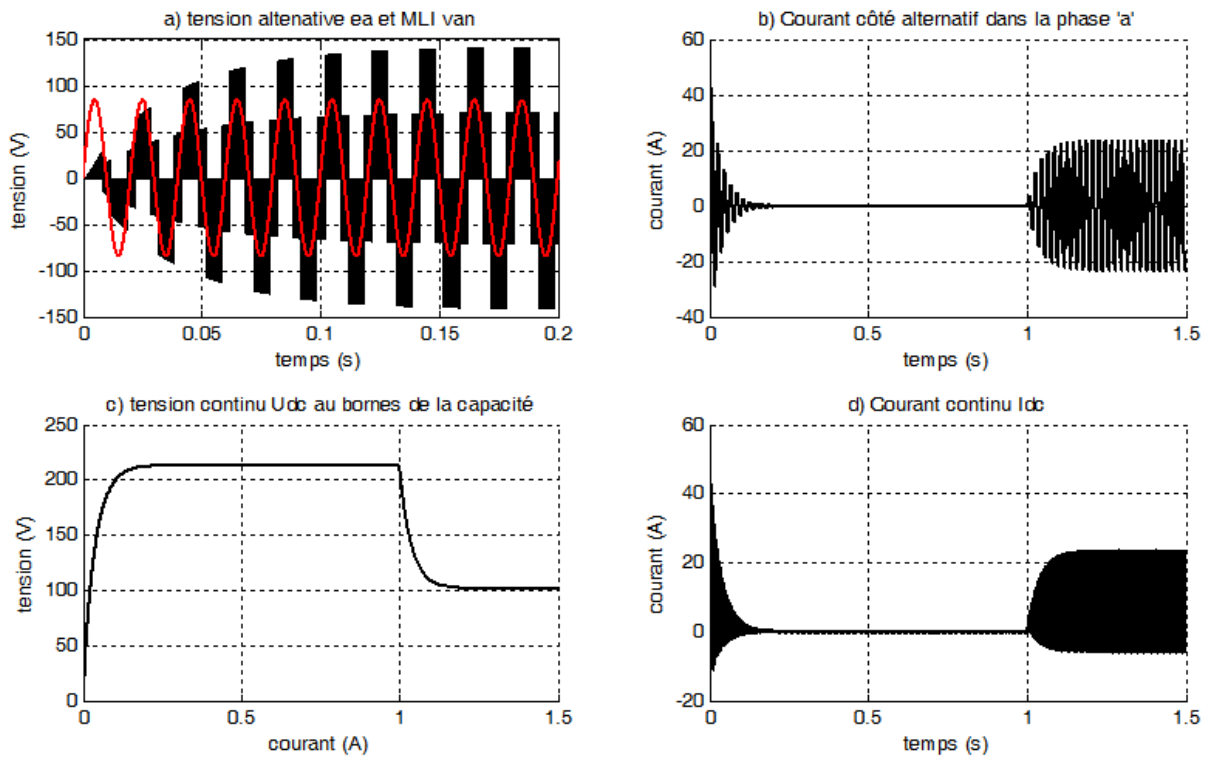


Figure II.5 : Allure des grandeurs courants/tensions à l'entrée et à la sortie du redresseur

MLI

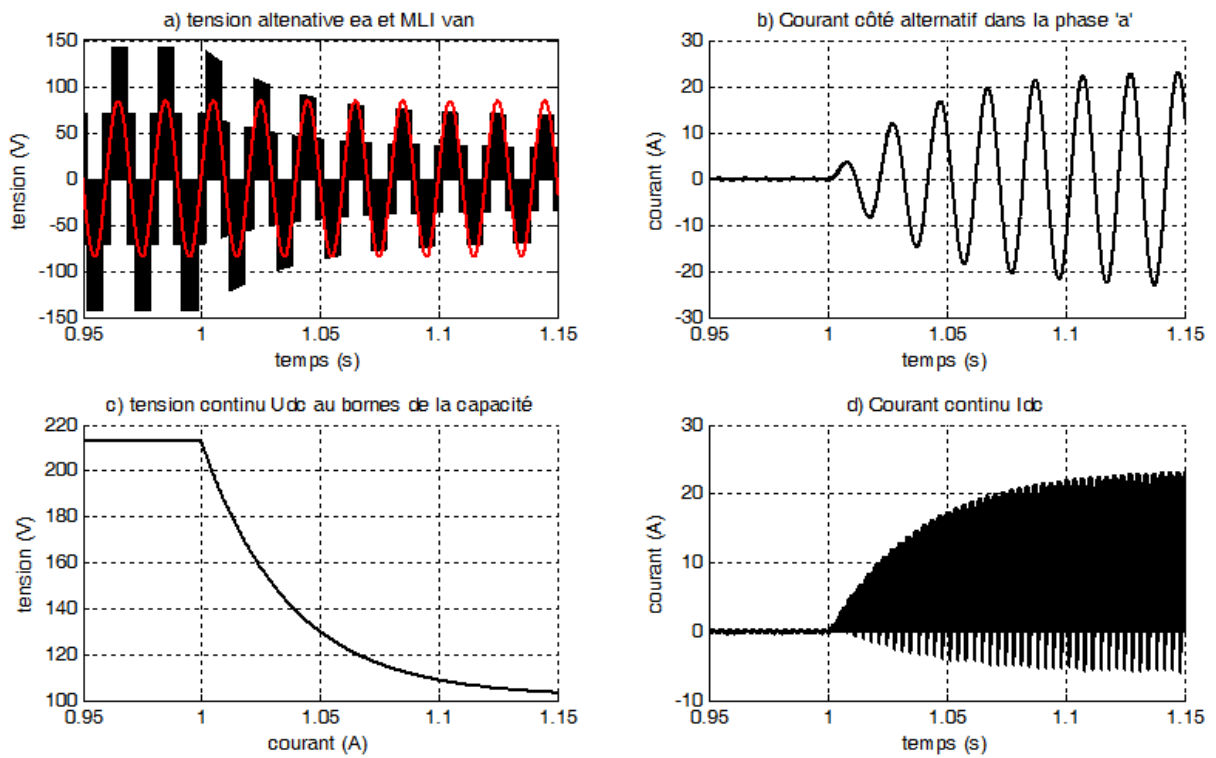


Figure II.6 : Allure des grandeurs courants/tensions à l'application du courant de charge

$$I_{ch}=10A$$

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

Pour les systèmes triphasés symétriques, les variables d'états ($\{u_a, u_b, u_c\}$, $\{i_a, i_b, i_c\}$, $\{e_a, e_b, e_c\}$, ...) 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

$$e_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_a \quad (21)$$

$$e_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_b \quad (22)$$

$$e_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_c \quad (23)$$

En utilisant la définition de phaseur :

$$x_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta = \frac{2}{3}(x_a + ax_b + a^2x_c) \quad (24)$$

En multipliant l'équation (22) par « a » et l'équation (23) par « a^2 », et en faisant la somme avec (21), on aura :

$$\begin{aligned} e_a + ae_b + a^2e_c &= (L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_a) + a(L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_b) + a^2(L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_c) \\ &= L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_a + aL \frac{di_b}{dt} + aRi_b + av_b + a^2L \frac{di_c}{dt} + a^2Ri_c + a^2v_c \\ &= L \frac{d}{dt}(i_a + ai_b + a^2i_c) + (v_a + av_b + a^2v_c) + R(i_a + ai_b + a^2i_c) \end{aligned} \quad (25)$$

Avec :

$$\begin{aligned} a &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos(\frac{2\pi}{3}) + j \sin(\frac{2\pi}{3}) = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ a^2 &= e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos(\frac{4\pi}{3}) + j \sin(\frac{4\pi}{3}) = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned}$$

II.5 Modélisation dans $\alpha\beta$ côté alternatif :

a. Ecriture des fém. e_a , e_b , e_c dans le repère $\alpha\beta$:

En remplaçant a et a^2 par leurs valeurs respectives dans l'équation suivante on trouve :

$$\begin{aligned} e_a + ae_b + a^2e_c &= e_a + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)e_b + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)e_c \\ &= e_a - \frac{1}{2}(e_b + e_c) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(e_b - e_c) \end{aligned} \quad (26)$$

Comme on a un système équilibré et sinusoïdal, donc :

$$e_a + e_b + e_c = 0 \Rightarrow e_b + e_c = -e_a \quad (27)$$

En remplaçant l'équation (27) dans l'équation (26), on aura :

$$e_a + ae_b + a^2e_c = \frac{3}{2}e_a + j\frac{\sqrt{3}}{2}(e_b - e_c) \quad (28)$$

Et comme :

$$e_{\alpha\beta} = e_\alpha + je_\beta = \frac{2}{3}(e_a + ae_b + a^2e_c) = \frac{2}{3}\left(\frac{3}{2}e_a + j\frac{\sqrt{3}}{2}(e_b - e_c)\right)$$

Donc :

$$e_{\alpha\beta} = e_\alpha + je_\beta = e_a + j\frac{1}{\sqrt{3}}(e_b - e_c) \quad (29)$$

Par identification, on trouve :

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

Où sous forme matricielle :

$$e_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (31)$$

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

$$\begin{aligned}
v_{an} &= \frac{U_{dc}}{3}(2c_1 - c_2 - c_3) \\
av_{bn} &= \frac{U_{dc}}{3}(-c_1 + c_2 - c_3)\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \\
a^2v_{cn} &= \frac{U_{dc}}{3}(-c_1 - c_2 + 2c_3)\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)
\end{aligned} \tag{32}$$

En sommant membre à membre les trois équations précédentes on trouve :

$$v_a + av_b + a^2v_c = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \tag{33}$$

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \tag{34}$$

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} c_\alpha \\ c_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(2c_1 - c_2 - c_3) \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(c_2 - c_3) \end{bmatrix} \tag{35}$$

c. Ecriture des courants i_a , i_b , i_c dans le repère $\alpha\beta$:

Pour les courants à l'entrée de redresseur :

$$\begin{aligned}
i_a + ai_b + a^2i_c &= i_a + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)i_b + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)i_c \\
&= i_a - \frac{1}{2}(i_b + i_c) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(i_b - i_c)
\end{aligned} \tag{36}$$

Comme on a un système équilibré et sinusoïdal, donc

$$\begin{aligned}
i_a + i_b + i_c &= 0 \Rightarrow i_b + i_c = -i_a \\
i_a + ai_b + a^2i_c &= \frac{3}{2}i_a + j\frac{\sqrt{3}}{2}(i_b - i_c)
\end{aligned} \tag{37}$$

Comme :

$$i_{\alpha\beta} = i_\alpha + ji_\beta = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) = \frac{2}{3}\left(\frac{3}{2}i_a + j\frac{\sqrt{3}}{2}(i_b - i_c)\right) \tag{38}$$

Alors :

$$i_{\alpha\beta} = i_\alpha + ji_\beta = i_a + j\frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \quad (39)$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} i_\alpha = i_a \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \end{cases} \quad (40)$$

Où sous forme matricielle :

$$i_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [M] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (41)$$

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

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{\alpha n} \\ v_{\beta n} \end{bmatrix} \quad (42)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha n} \\ v_{\beta n} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

II.6 Modélisation dans $\alpha\beta$ côté continu :

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (43)$$

$$\begin{cases} i_{k1} = i_a \cdot C_1 \\ i_{k2} = i_b \cdot C_2 \\ i_{k3} = i_c \cdot C_3 \end{cases} \quad (44)$$

En remplaçant l'équation (44) dans l'équation (43), on aura :

$$I_{dc} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \Rightarrow I_{dc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} [M]^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \end{bmatrix}^T = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} [M] \quad (46)$$

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = [M]^{-1} \begin{bmatrix} C_\alpha \\ C_\beta \end{bmatrix}$$

En remplaçant dans l'équation (45) le vecteur courant et le vecteur des commutations par leur expression respectives on obtient :

$$I_{dc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} [M] [M]^{-1} \begin{bmatrix} C_\alpha \\ C_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_\alpha \\ C_\beta \end{bmatrix} \quad (46)$$

Au final :

$$I_{dc} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} C_\alpha & C_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} C_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} \quad (47)$$

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

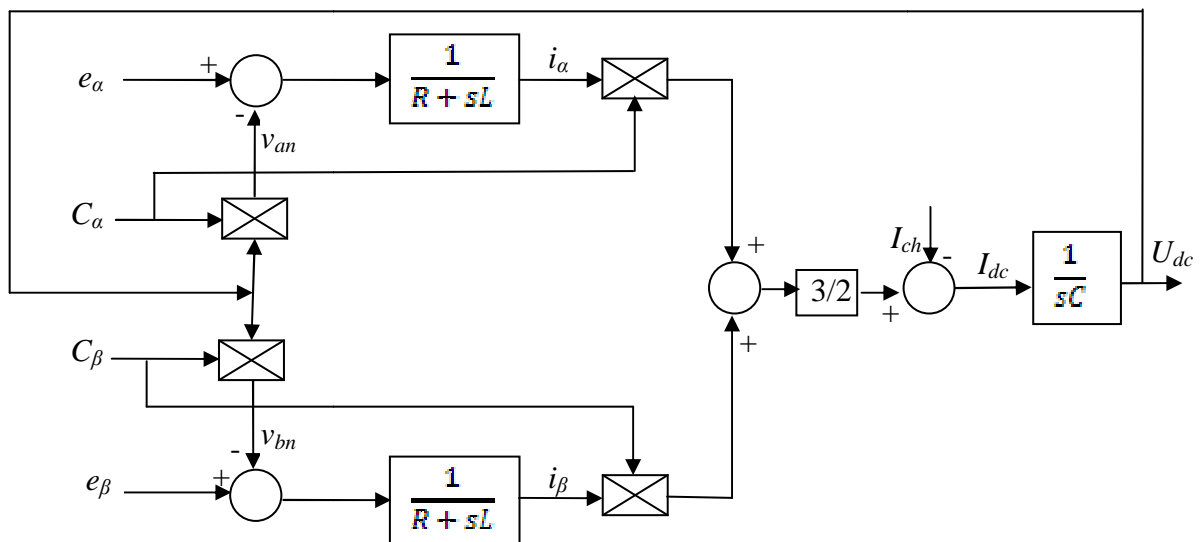


Figure II.7 : Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère triphasé abc

II.7 Simulation numérique du redresseur dans le repère $\alpha\beta$

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

- La valeur maximale de la tension secondaire à vide est réglée à environ 85V par l'intermédiaire du pupitre d'alimentation.
- Les trois ondes de modulations sont prises en phase avec les tensions du réseau
- l'inductance additionnelle $L=4.23\text{mH}$.
- La résistance interne associée à l'inductance $R=1.33\Omega$.
- La capacité de filtrage est égale $C=3300\mu\text{F}$.
- La MLI est générée par l'intersection d'un signal triangulaire (ou porteuse) de fréquence 10Khz et de la modulante sinusoïdale et de fréquence $f=50\text{Hz}$ et d'amplitude $r_{max}=0.8$.
- Application d'un courant de décharge de 10A à $t=1\text{s}$.

Le schéma de simulation exécuté sous Matlab est celui montré à la figure II.8.

➤ Résultats de simulation numérique

Les résultats de simulation numérique du modèle $\alpha\beta$ du redresseur MLI sont donnés aux figures II.9 et II.10. On remarque que les amplitudes des différentes grandeurs sont identiques à celle obtenue dans le repère abc et cela à cause de la matrice de transformation [M] choisie qui conserve les amplitudes des grandeurs courant et tension. La comparaison avec les résultats obtenus dans le cas du référentiel abc , nous permet donc de valider le modèle $\alpha\beta$.

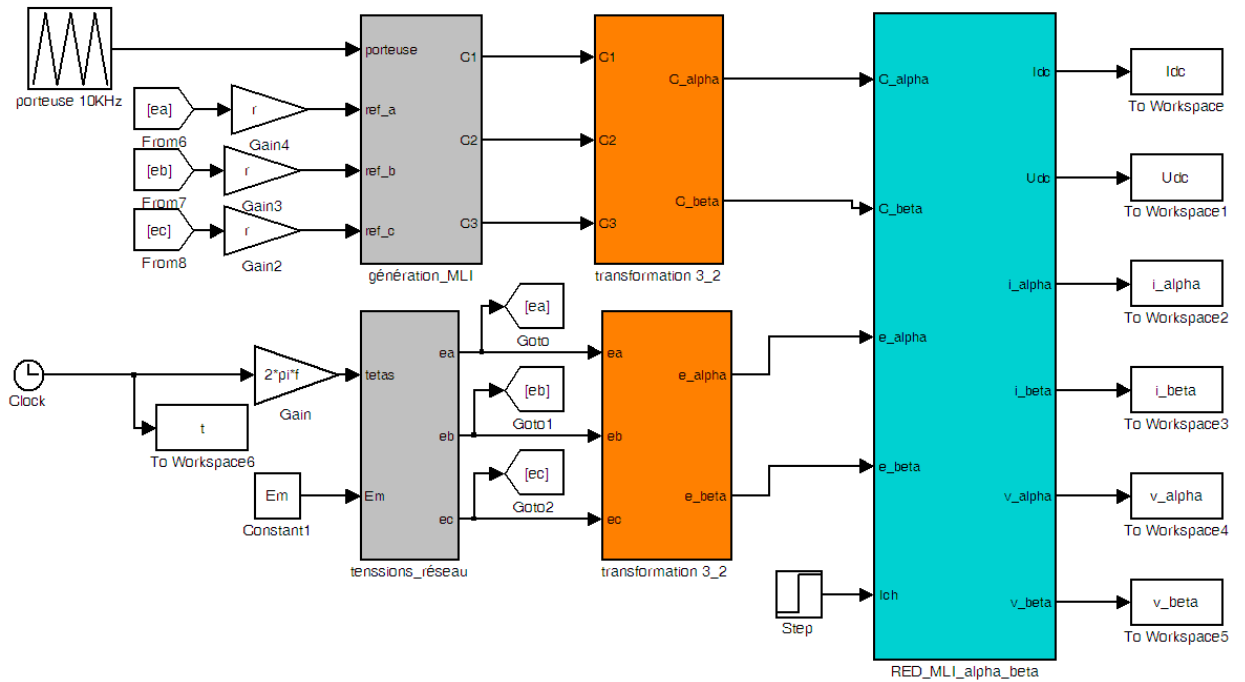


Figure II.8 : Schéma Simulink du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$

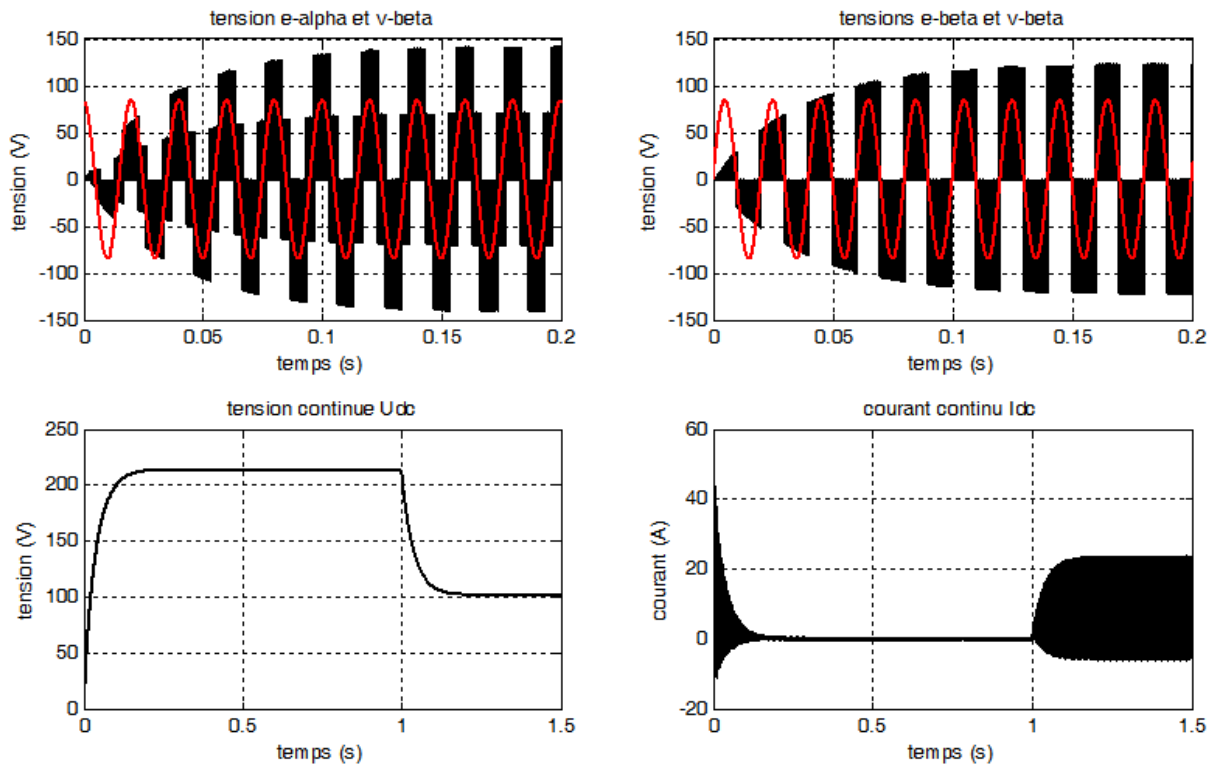


Figure II.9 : Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée et à la sortie du redresseur MLI

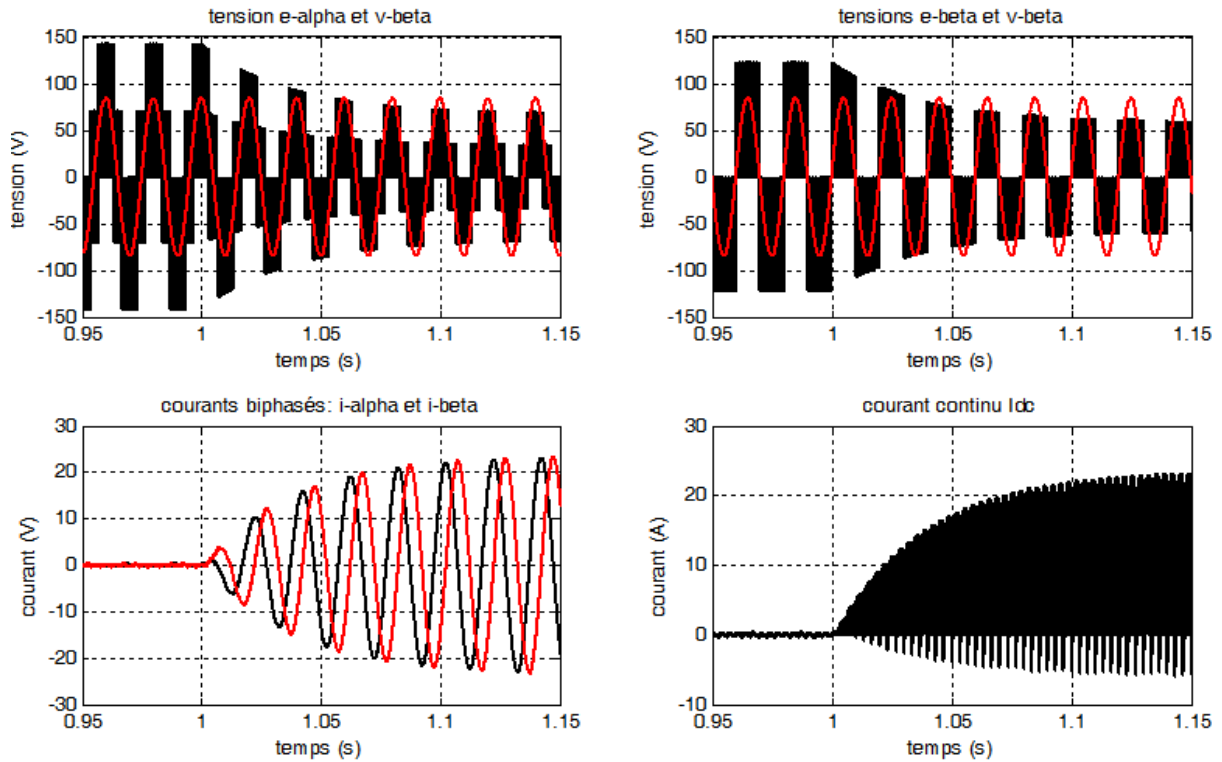


Figure II.10 : Allure des grandeurs courant/tension à l'application du courant $I_{ch} = 10A$ dans le modèle cas du modèle $\alpha\beta$ du redresseur MLI

II.8 Passage du repère $\alpha\beta$ au repère abc

Souvent on est amené à calculer ou à revenir aux composantes dans le repère abc , connaissant les composantes dans le repère $\alpha\beta$, pour cela on a besoin d'inverser la matrice $[M]$. Dans le cas des courants de phase on a obtenu :

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [M]^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{48}$$

Avec :

$$[M]^{-1} = \frac{3}{2} [M]^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{49}$$

Donc l'équation (48) devient:

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (50)$$

II.9 Modèle du redresseur MLI dans le repère dq

Matrice de rotation $\alpha\beta \rightarrow dq$

Il est souvent judicieux de soumettre les phasors spatiaux à une transformation de coordonnées notée dq . Le but général étant la simplification des équations. Dans la section précédente, on a vu qu'une quantité sinusoïdale dans le repère $\alpha\beta$ est représentée par un vecteur tournant. Donc, l'idée de la transformation de coordonnées est de faire tourner le repère $\alpha\beta$ à la fréquence angulaire des quantités sinusoïdales impliquées, il en résulte que les quantités sinusoïdales tournant à la même fréquence angulaire deviennent des constantes dans ce nouveau repère. La figure 16 présente les deux systèmes de coordonnées : l'un fixe et l'autre tournant dq . Le phasor \bar{X} est représenté par les composantes $[x_\alpha(t) \ x_\beta(t)]^T$ dans le repère $\alpha\beta$ et par $[x_d(t) \ x_q(t)]^T$ dans le repère dq .

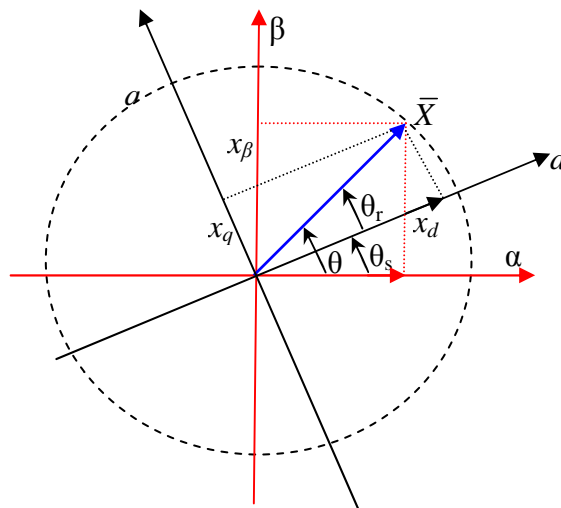


Figure II.11 : transformation de coordonnées $\alpha\beta \rightarrow dq$

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

$$\bar{X}_{\alpha\beta}(t) = x(t)e^{j\theta} \quad (51)$$

De même dans le repère dq il s'écrit :

$$\bar{X}_{dq}(t) = x(t)e^{j\theta_r} \quad (52)$$

Avec :

$$\theta = \theta_s + \theta_r \Rightarrow \theta_r = \theta - \theta_s$$

En remplaçant θ_r par $\theta - \theta_s$ dans l'équation précédente on obtient :

$$\begin{aligned} \bar{X}_{dq}(t) &= x(t)e^{j\theta_r} = x(t)e^{j(\theta - \theta_s)} = x(t)e^{j\theta} e^{-j\theta_s} \\ &= \bar{X}_{\alpha\beta}(t)e^{-j\theta_s} \end{aligned} \quad (53)$$

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

$$\begin{aligned} \bar{X}_{dq}(t) &= (x_\alpha(t) + jx_\beta(t))(\cos(-\theta_s) + j\sin(-\theta_s)) \\ &= (x_\alpha(t)\cos\theta_s + x_\beta(t)\sin\theta_s) + j(x_\beta(t)\cos\theta_s - x_\alpha(t)\sin\theta_s) \\ &= x_d(t) + jx_q(t) \end{aligned} \quad (54)$$

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

$$\bar{X}_{dq}(t) = \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (55)$$

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

$\alpha\beta \rightarrow dq$

Pour le traitement des circuits triphasés, il est judicieux de choisir un système de coordonnées qui tourne à la vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f$ qui coïncide avec la tension imposée aux tensions du circuit triphasé. Si cette fréquence est constante on a $\theta_s = \omega_s t + \theta_{s0}$. Où θ_{s0} est la position du repère dq à $t=0$.

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

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

$$\begin{aligned}\bar{X}_{dq}(t)e^{j\theta_s} &= \bar{X}_{\alpha\beta}(t)e^{-j\theta_s}e^{j\theta_s} \\ \Rightarrow \bar{X}_{\alpha\beta}(t) &= \bar{X}_{dq}(t)e^{j\theta_s}\end{aligned}$$

(56)

$$\begin{aligned}\bar{X}_{\alpha\beta}(t) &= (x_d(t) + jx_q(t))(\cos(\theta_s) + j\sin(\theta_s)) \\ &= (x_d(t)\cos\theta_s - x_q(t)\sin\theta_s) + j(x_q(t)\cos\theta_s + x_d(t)\sin\theta_s) \\ &= x_\beta(t) + jx_\alpha(t)\end{aligned}\quad (57)$$

Sous forme matricielle on écrit :

$$\begin{aligned}\bar{X}_{\alpha\beta}(t) &= \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} \\ &= R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (58)$$

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

II.10 Modèle du redresseur MLI dans le repère dq :

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

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

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

$$R(\theta)^{-1} e_{dq} = L \frac{d}{dt} [R(\theta_s)^{-1} i_{dq}] + R(\theta_s)^{-1} v_{dq} + RR(\theta_s)^{-1} i_{dq} \quad (59)$$

En multipliant l'équation (59) par $R(\theta)$, on aura :

$$e_{dq} = R(\theta_s) L \frac{dR(\theta_s)^{-1}}{dt} i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} + v_{dq} + Ri_{dq} \quad (60)$$

Sachant que :

$$R(\theta_s) \frac{dR(\theta_s)^{-1}}{dt} = R(\theta_s) \frac{dR(\theta_s)^{-1}}{d\theta_s} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (61)$$

Et :

$$R(\theta_s) \frac{dR(\theta_s)^{-1}}{d\theta_s} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (62)$$

Alors :

$$R(\theta_s) \frac{dR(\theta_s)^{-1}}{d\theta_s} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_s \quad (63)$$

Dans ce cas l'équation (60) devient :

$$e_{dq} = L\omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} + v_{dq} + Ri_{dq} \quad (64)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{dq} = [e_d \quad e_q]^T = R(\theta_s) e_{\alpha\beta} \\ v_{dq} = [v_d \quad v_q]^T = R(\theta_s) v_{\alpha\beta} = U_{dc} R(\theta_s) [c_\alpha \quad c_\beta]^T \end{cases} \quad (65)$$

Donc :

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

$$I_{dc} = \frac{3}{2} [C_\alpha \quad C_\beta] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} C_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} \quad (66)$$

Sachant que :

$$i_{\alpha\beta} = R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} C_\alpha & C_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\alpha \\ C_\beta \end{bmatrix}^T = \left[R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} C_d \\ C_q \end{bmatrix} \right]^T = \begin{bmatrix} C_d & C_q \end{bmatrix} R(\theta)$$

Ce qui donne pour le courant I_{dc} :

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} C_\alpha & C_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} C_d & C_q \end{bmatrix} R(\theta) R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} C_d & C_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (67)$$

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

$$\begin{aligned} e_d &= L \frac{di_d}{dt} + v_d + Ri_d - L\omega_s i_q \\ e_q &= L \frac{di_q}{dt} + v_q + Ri_q + L\omega_s i_d \\ I_{dc} &= \frac{3}{2} (C_d i_d + C_q i_q) \end{aligned} \quad (68)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{dq} = \begin{bmatrix} e_d & e_q \end{bmatrix}^T = R(\theta_s) e_{\alpha\beta} \\ C_{dq} = \begin{bmatrix} C_d & C_q \end{bmatrix}^T = R(\theta_s) C_{\alpha\beta} \\ v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}^T = R(\theta_s) v_{\alpha\beta} = U_{dc} \begin{bmatrix} c_d & c_q \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (69)$$

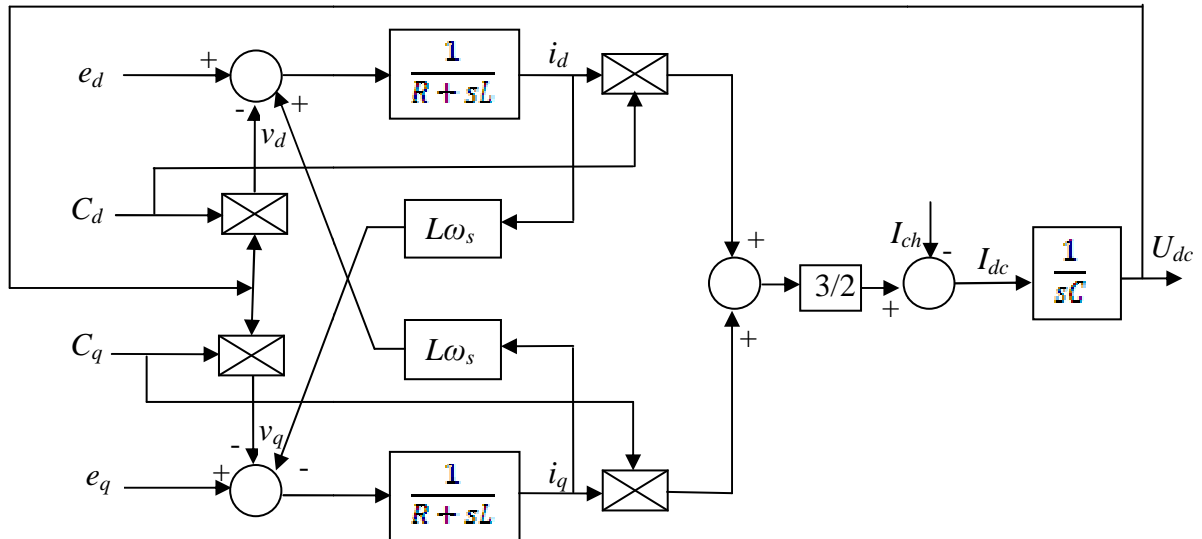


Figure II.12 : Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le repère biphasé dq

II.11 Simulation numérique du redresseur dans le repère dq

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

- La valeur maximale de la tension secondaire à vide est réglée à environ 85V
- Les trois ondes de modulations sont prises en phase avec les tensions du réseau
- l'inductance additionnelle $L=4.23\text{mH}$ possédant
- La résistance interne associée à l'inductance L est $R=1.33\Omega$.
- La capacité de filtrage est égale $C=3300\mu\text{F}$.
- La MLI est générée par l'intersection d'un signal triangulaire (ou porteuse) de fréquence 10Khz et de la modulante sinusoïdale et de fréquence $f=50\text{Hz}$ et d'amplitude $r_{max}=0.8$.
- Application d'un échelon de courant de décharge de 10A à $t=1\text{s}$.

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

Résultats de simulation numériques :

Les résultats de simulation numériques sont donnés aux figures II.14 et II.15. On remarque sur les graphes l'intérêt de modéliser le redresseur dans le repère dq . Puisque les grandeurs triphasées deviennent continues tels que les tensions réseau (figure 14a), et les courants de ligne (figure 19b). Ce qui représente un grand avantage quand on veut faire la commande du redresseur.

On remarque aussi la validité du modèle puisque la tension aux bornes et le courant continu dans le condensateur C sont les même que ceux obtenu dans les repères abc et $\alpha\beta$

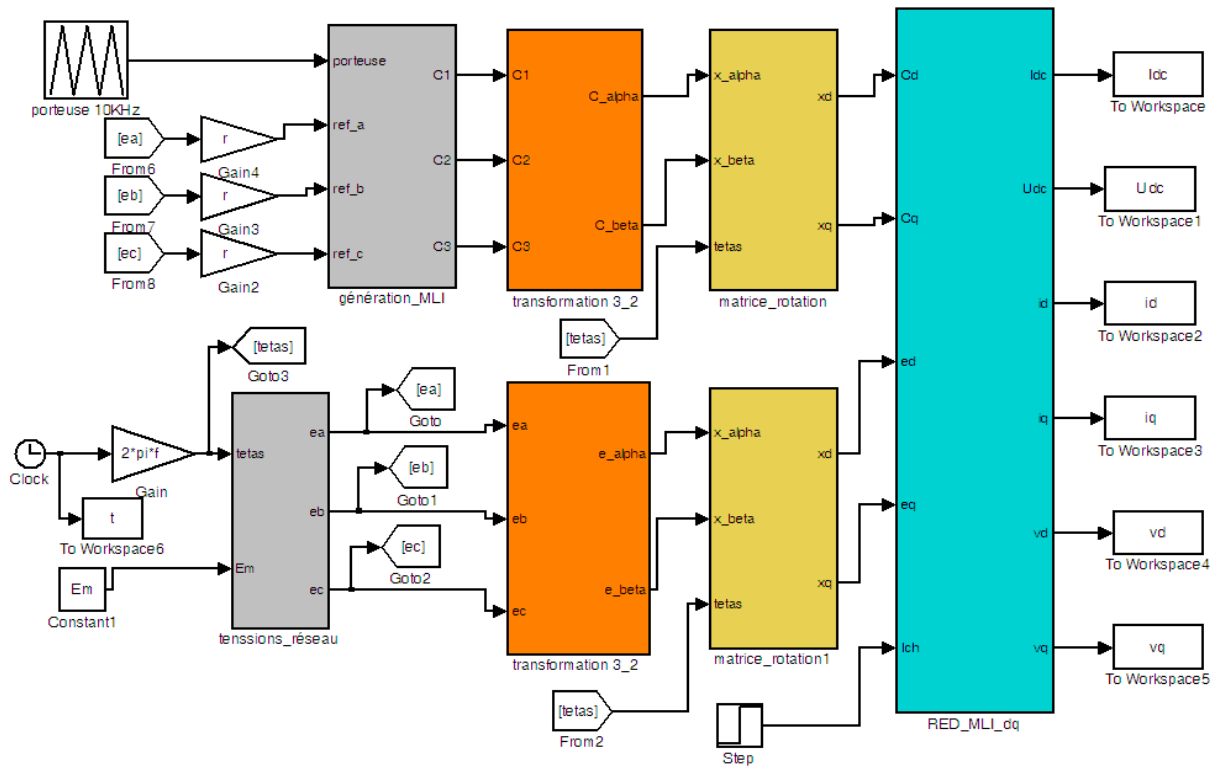


Figure II.13 : Schéma Simulink du redresseur MLI dans le repère dq

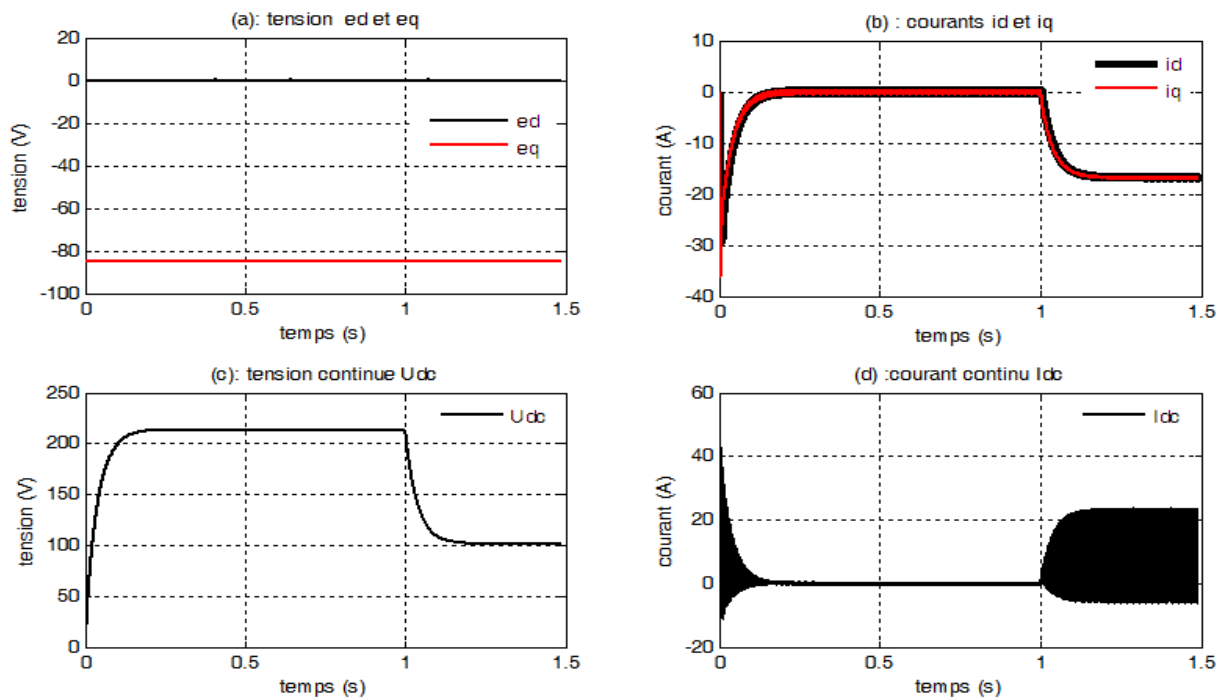


Figure II.14 : Allure des grandeurs courant/tension à l'entrée et à la sortie du redresseur dans le cas du modèle dq

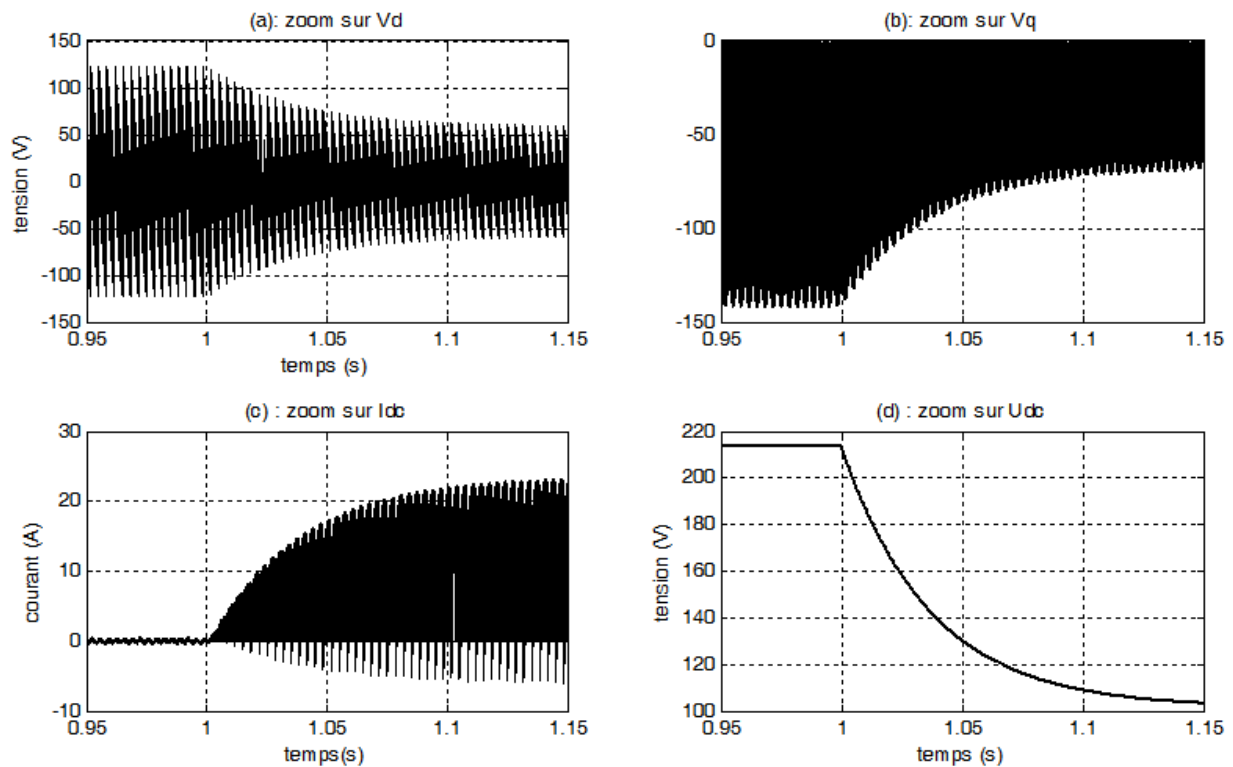


Figure II.15 : Allure des grandeurs courant/tension à l'application du courant $I_{ch} = 10A$ dans le cas du modèle dq

II.12 Le modèle moyen du redresseur à MLI

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 à MLI. De plus, le temps de calcul du modèle topologique reste faible car le modèle est programmé sous forme d'équations mathématiques facilement programmables dans le simulateur. Toutefois, quand le modèle topologique est associé à un système tels que les éoliennes avec la caractéristique 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 dérivées de variables d'états discontinues. Ces discontinuités peuvent entraîner des oscillations numériques si une mauvaise méthode d'intégration est utilisée. De plus, les pas de temps doivent être assez petits pour bien prendre en compte les commutations. 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.

II.13 Le modèle moyen de l'onduleur à MLI commandé par ses modulantes

Les fonctions de commutation de l'onduleur 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 moyens peuvent être directement commandés par les modulantes.

On considère la commande complémentaire des interrupteurs, sur une période de découpage, les tensions moyennes $\langle v_{an} \rangle, \langle v_{bn} \rangle, \langle v_{cn} \rangle$, à l'entrée du pont pour les trois phases s'écrivent :

$$\begin{cases} \langle v_{an} \rangle = \langle f_a \cdot U_{dc} \rangle \\ \langle v_{bn} \rangle = \langle f_b \cdot U_{dc} \rangle \\ \langle v_{cn} \rangle = \langle f_c \cdot U_{dc} \rangle \end{cases} \quad (70)$$

Pour le redresseur à MLI, l'hypothèse consiste à supposer que la tension du bus continu a une dynamique faible par rapport aux fonctions de commutation. Si la tension du bus continu est supposée constante sur une période de découpage on a :

$$\begin{cases} \langle v_{an} \rangle = \langle f_a \rangle \cdot U_{dc} \\ \langle v_{bn} \rangle = \langle f_b \rangle \cdot U_{dc} \\ \langle v_{cn} \rangle = \langle f_c \rangle \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (71)$$

Avec :

$$\begin{cases} \langle f_a \rangle = \frac{2\langle C_1 \rangle - (\langle C_2 \rangle + \langle C_3 \rangle)}{3} \\ \langle f_b \rangle = \frac{2\langle C_2 \rangle - (\langle C_1 \rangle + \langle C_3 \rangle)}{3} \\ \langle f_c \rangle = \frac{2\langle C_3 \rangle - (\langle C_2 \rangle + \langle C_1 \rangle)}{3} \end{cases} \quad (72)$$

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 :

$$\begin{aligned}\langle C_1 \rangle &= \frac{1 + \beta_1(t)}{2} \\ \langle C_2 \rangle &= \frac{1 + \beta_2(t)}{2} \\ \langle C_3 \rangle &= \frac{1 + \beta_3(t)}{2}\end{aligned}\quad (73)$$

Avec comme modulantes de référence :

$$\begin{aligned}\beta_1(t) &= r_{\max} \cos(\omega t + \phi) \\ \beta_2(t) &= r_{\max} \cos(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}) \\ \beta_3(t) &= r_{\max} \cos(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3})\end{aligned}\quad (74)$$

II.14 Modèle moyen du redresseur dans le référentiel *abc*

Pour tester le degré de validité du modèle moyen du redresseur par rapport au modèle topologique, nous avons effectué des simulations numériques sous Simulink. Pour affiner la comparaison nous avons pris le soin de superposer sur le même graphe les courbes données par chacun des deux modèles. Le schéma de simulation ne diffère pas beaucoup de celui présenté à la figure 9. Seul le bloc pour la génération des trois signaux MLI est remplacé par les états de commutations moyennes. Le schéma Simulink est montré à la figure II.16

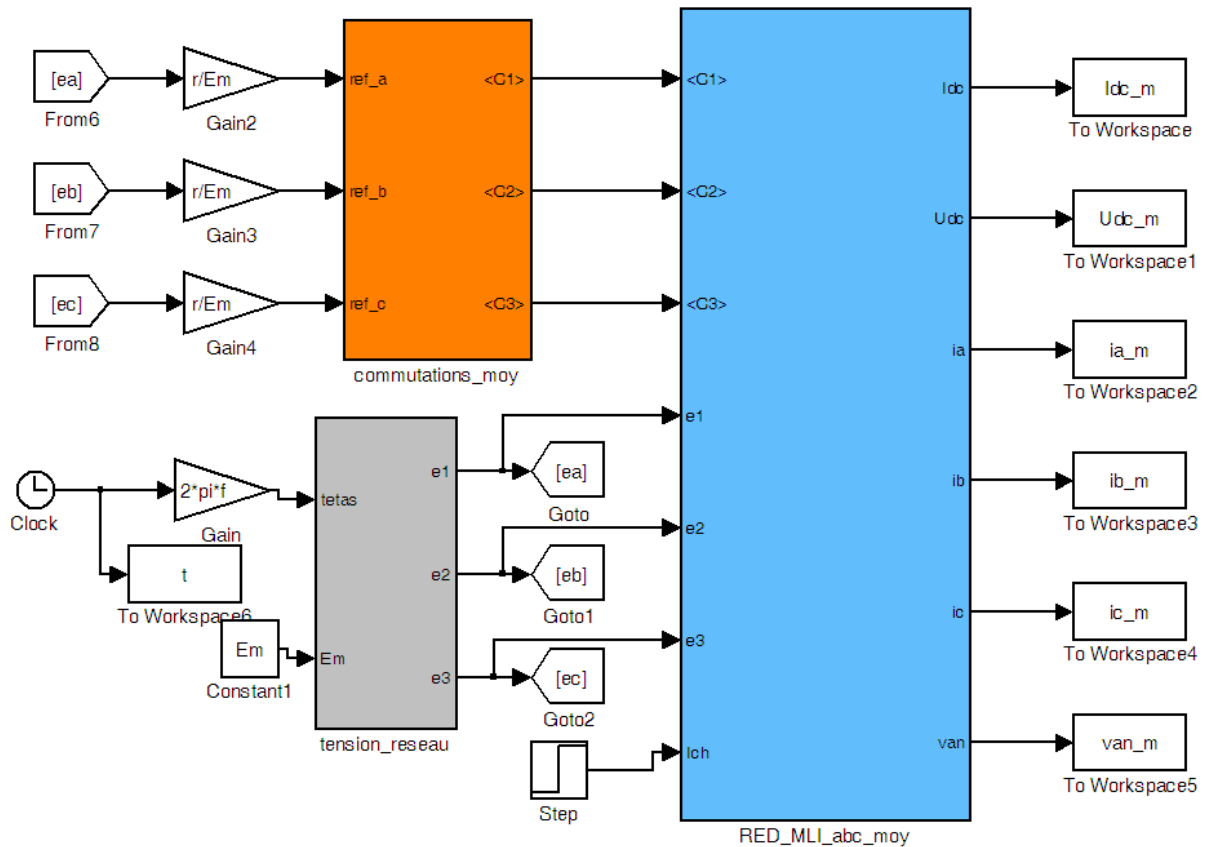


Figure II.16 : Schéma de simulation numérique du modèle moyen du redresseur MLI dans le référentiel *abc*

Résultats de simulation numériques :

Nous avons donné à la figure 22 les résultats de simulation numérique du modèle moyen du redresseur superposés à ceux du modèle topologique. Nous constatons que le modèle moyen donne exactement le même résultat vis-à-vis de la tension continue U_{dc} . Que le modèle topologique. De même on remarque que les courants triphasés à l'entrée du redresseur sont identiques pour les deux modèles. Pour les tensions v_{an} , v_{bn} et v_{cn} on remarque que dans le modèle moyen uniquement le fondamental de la tension est présent.

On peut conclure donc le modèle moyen est quasi identique au modèle topologique quand la fréquence de découpage de la MLI est importante. Les harmoniques présents dans le modèle topologique n'ont aucune incidence sur la valeur des tensions ou de courant que soit du côté continu ou du côté alternatif.

Le travail avec le modèle moyen nous permettra dans la suite de faire un gain en temps de simulation considérable, de simplifier les équations, et de traiter des grandeurs nettes dépourvues d'harmoniques.

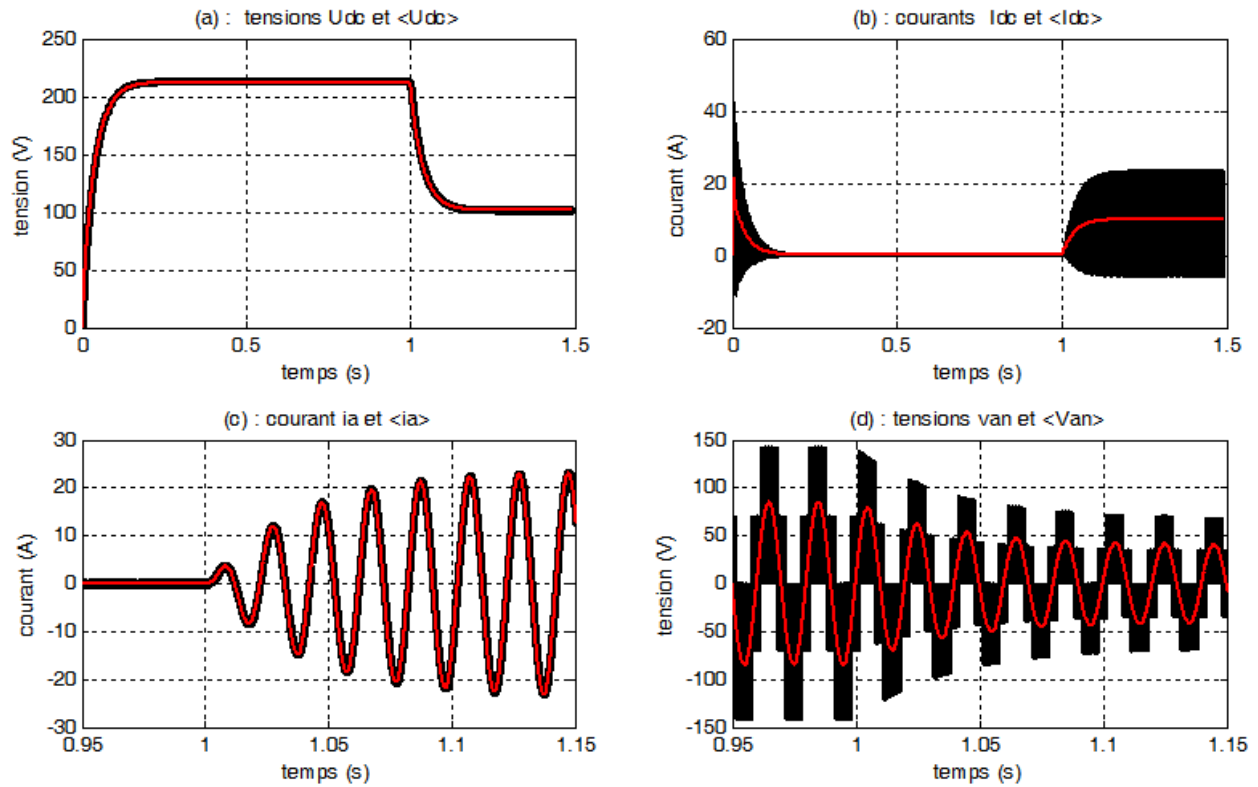


Figure II.17 : résultats de simulation numériques du modèle *abc* moyen comparé au modèle topologique. La fréquence de découpage de la MLI est de 10KHz

II.15 Modèle moyen du redresseur dans le référentiel $\alpha\beta$ et dq

Pour obtenir le modèle moyen du redresseur dans le repère $\alpha\beta$, il suffit d'appliquer la matrice de passage M aux états de commutations moyens $\langle C_1 \rangle$, $\langle C_2 \rangle$ et $\langle C_3 \rangle$ de la façon suivante :

$$\langle C_{\alpha\beta} \rangle = \begin{bmatrix} \langle C_\alpha \rangle \\ \langle C_\beta \rangle \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle C_1 \rangle \\ \langle C_2 \rangle \\ \langle C_3 \rangle \end{bmatrix} \quad (75)$$

De la même façon, le modèle moyen du redresseur dans le repère dq s'obtient en multipliant $\begin{bmatrix} \langle C_\alpha \rangle \\ \langle C_\beta \rangle \end{bmatrix}^T$ par la matrice de rotation $R(\theta_s)$. On a alors :

$$\langle C_{dq} \rangle = \begin{bmatrix} \langle C_d \rangle \\ \langle C_q \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle C_\alpha \rangle \\ \langle C_\beta \rangle \end{bmatrix} \quad (76)$$

Les résultats de simulation du modèle moyen du redresseur dans les repères $\alpha\beta$ et dq et

comparés à ceux obtenues pour le modèle topologique respectifs sont donnés à la figure II.18 et II.19.

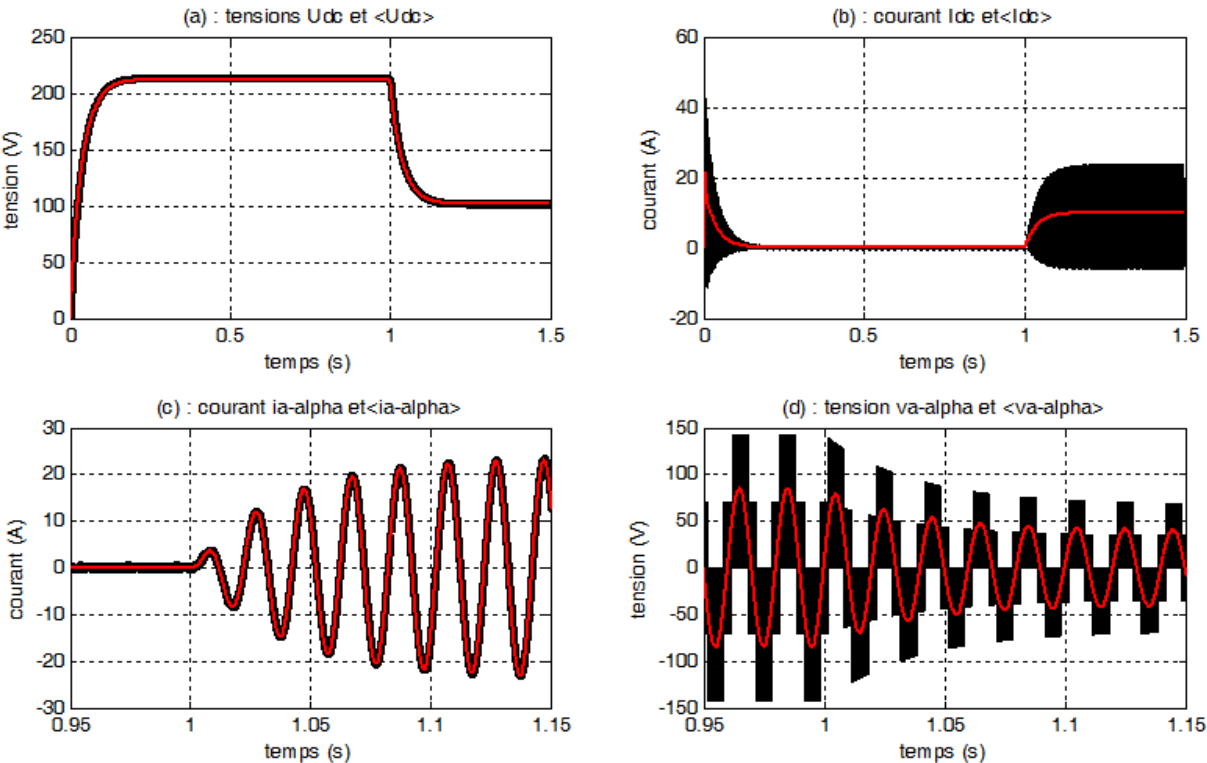


Figure II.18 : résultats de simulation numériques du modèle $\alpha\beta$ moyen comparé au modèle topologique.

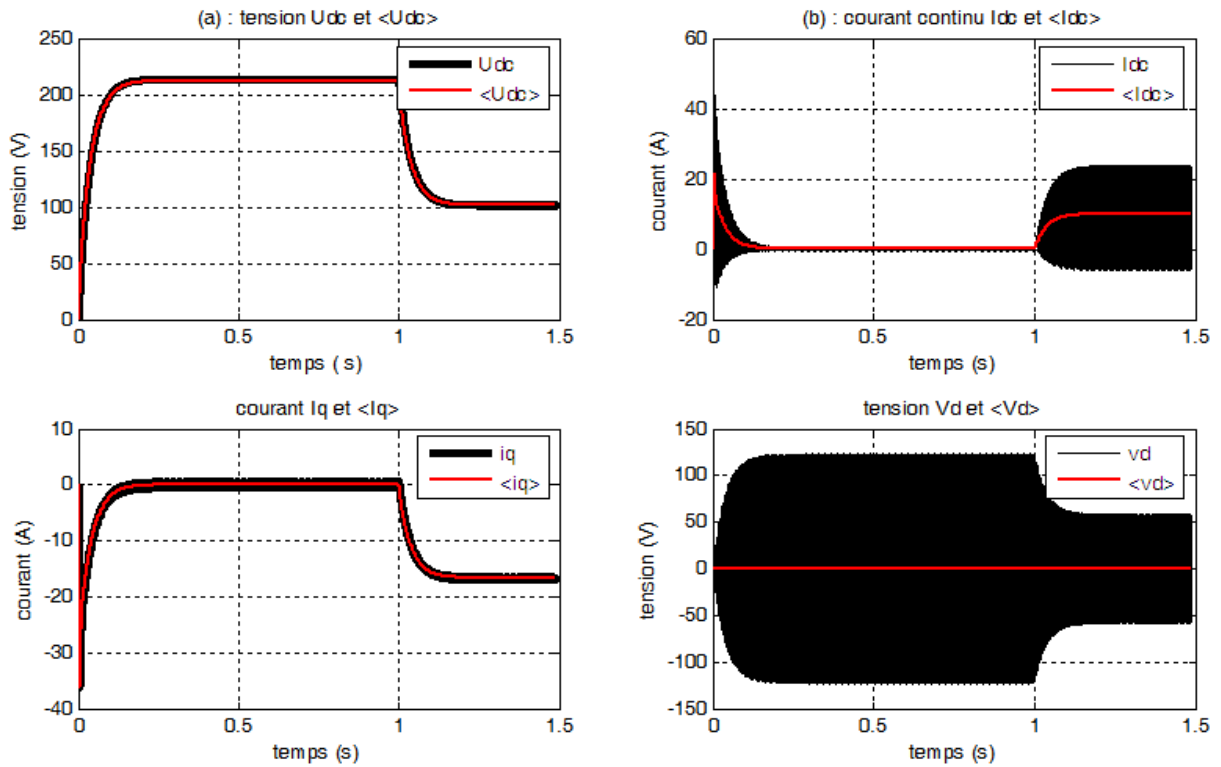


Figure II.19 : résultats de simulation numériques du modèle dq moyen comparé au modèle topologique.

II.16 Bilan de puissance du redresseur MLI

A l'aide des phaseurs spatiaux pour la tension et le courant, on peut définir la valeur instantanée de la puissance apparente fournie par la source alternative :

$$\bar{s} = p + jq = \frac{3}{2} \bar{E}^* \cdot \bar{I} + 3E_0 I_0 \quad (78)$$

\bar{E}^* est la valeur complexe conjuguée du phaseur spatial de la tension définie par :

$$\bar{E}^* = \frac{2}{3} (e_a + a e_b + a^2 e_c)^* \quad (79)$$

De même \bar{I} est la valeur complexe du phaseur spatial du courant défini par :

$$\bar{I} = \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (80)$$

Cette relation est valable aussi lorsque les courants et les tensions possèdent des composantes homopolaires.

Dans le cas de la présence de la composante homopolaire seule la puissance active est modifiée par le terme $p_0 = 3E_0I_0$ dû à la composante homopolaire. Par contre, la composante homopolaire ne donne aucune contribution à la puissance réactive.

La partie réelle de la relation la puissance apparente \bar{S} est la valeur instantanée de la puissance active, elle est donnée par :

$$p = \text{Re}(\bar{S}) = \frac{3}{2} \text{Re}(\bar{E}^* \cdot \bar{I}) + 3E_0I_0 \quad (81)$$

La partie imaginaire de \bar{S} correspond à la valeur instantanée de la puissance réactive :

$$q = \text{Im}(\bar{S}) = \frac{3}{2} \text{Im}(\bar{E}^* \cdot \bar{I}) \quad (82)$$

Pour la démonstration, on remplace dans l'expression de \bar{S} les phaseurs spatiaux par leur définition précédemment.

$$\begin{aligned} \bar{S} &= \frac{3}{2} \bar{E}^* \cdot \bar{I} + 3E_0I_0 = \frac{3}{2} \left[\frac{2}{3} (e_a + ae_b + a^2e_c)^* \frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2i_c) \right] + 3E_0I_0 \\ &= \frac{2}{3} \left[(e_a + (a)^* e_b + (a^2)^* e_c)(i_a + ai_b + a^2i_c) \right] + 3E_0I_0 \end{aligned} \quad (83)$$

En tenant compte que :

$$\begin{aligned} a^3 &= 1 \\ a^4 &= a \\ (a)^* &= -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} = a^2 \\ (a^2)^* &= -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = a \end{aligned}$$

Le développement analytique des équations précédentes donne :

$$\bar{S} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_c - e_b) i_a + (e_a - e_c) i_b + (e_b - e_a) i_c] \quad (84)$$

La partie réelle $e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c$ est la somme des valeurs instantanées du produit tension de phase par courant de phase, ce qui donne la puissance active instantanée. En régime sinusoïdal permanent, cette puissance active est constante et vaut :

$$P = \frac{3}{2} E_m I_m \cos \varphi \quad (85)$$

Où φ est le déphasage entre la tension et le courant pour chaque phase.

Par contre, la partie imaginaire est la somme des valeurs instantanées du produit tension composée par le courant de phase multiplié par le facteur $1/\sqrt{3}$. En régime sinusoïdal permanent, cette puissance réactive est constante et vaut :

$$Q = \frac{3}{2} E_m I_m \sin \varphi \quad (86)$$

II.17 Expression de la puissance dans les axes $\alpha\beta$

L'expression de la puissance apparente du convertisseur peut être exprimée dans le repère $\alpha\beta$, en remplaçant les phaseurs spatiaux courant et tensions par leurs expressions écrites dans le repère $\alpha\beta$:

$$\begin{aligned} \bar{s} = p + jq &= \frac{3}{2} \bar{E}^* \cdot \bar{I} + 3E_0 I_0 = \frac{3}{2} (e_\alpha - j e_\beta)(i_\alpha + j i_\beta) + 3E_0 I_0 \\ &= \frac{3}{2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) + 3E_0 I_0 + j \frac{3}{2} (e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha) \end{aligned} \quad (87)$$

Dans les axes dq la puissance apparente est donnée par :

$$\begin{aligned} \bar{s} = p + jq &= \frac{3}{2} \bar{E}^* \cdot \bar{I} + 3E_0 I_0 = \frac{3}{2} (e_d - j e_q)(i_d + j i_q) + 3E_0 I_0 \\ &= \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) + 3E_0 I_0 + j \frac{3}{2} (e_d i_q - e_q i_d) \end{aligned} \quad (88)$$

Conclusion :

Nous avons dans ce chapitre établi les modèles qui nous ont servis à la simulation. Nous avons montré le caractère non linéaire et variant dans le temps du modèle topologique dans les trois référentiels, ce qui en fait, certes un outil de simulation mais d'un emploi malaisé des que il s'agit de construire des lois de commande et c'est pour cela que le choix d'une modélisation ne faisant pas apparaître les commutations et permettant de tester ces systèmes c'est donc imposé (la modélisation moyenne) que nous avons pu valider en comparant ces résultats à ceux du modèle topologique.

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

Introduction :

La méthode de contrôle en courants dans le repère fixe présente quelques inconvénients. En effet le correcteur PI n'est pas bien adapté pour des applications de commande des signaux alternatifs et le correcteur à MLI produit une fréquence de commutation variable. D'autre part cette méthode nécessite trois ou deux capteurs de courant, et trois ou deux 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) [BO-99] [MA-01]. Ainsi, si le repère tourne à la même vitesse et dans le même sens que le vecteur de courant, les projections du courant dans ce repère seront considérées comme des grandeurs continues ainsi, le correcteur PI pourra éliminer correctement les erreurs statiques.

La structure du système de commande de l'onduleur 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. D'autre part, 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.

L'objectif principal consiste à réinjecter les courants de référence dans le réseau électrique. Cette opération se fait à travers des ordres de commande appliqués aux divers interrupteurs.

III.1.Principe de commande du redresseur MLI

Le redresseur MLI est connecté entre le bus continu et le réseau électrique via un filtre RL . Le convertisseur a deux rôles : maintenir la tension du bus continu constante, quelle que soit l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance et maintenir un facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau électrique. La Figure 24 décrit la commande du convertisseur. Cette commande réalise donc les deux fonctions suivantes :

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

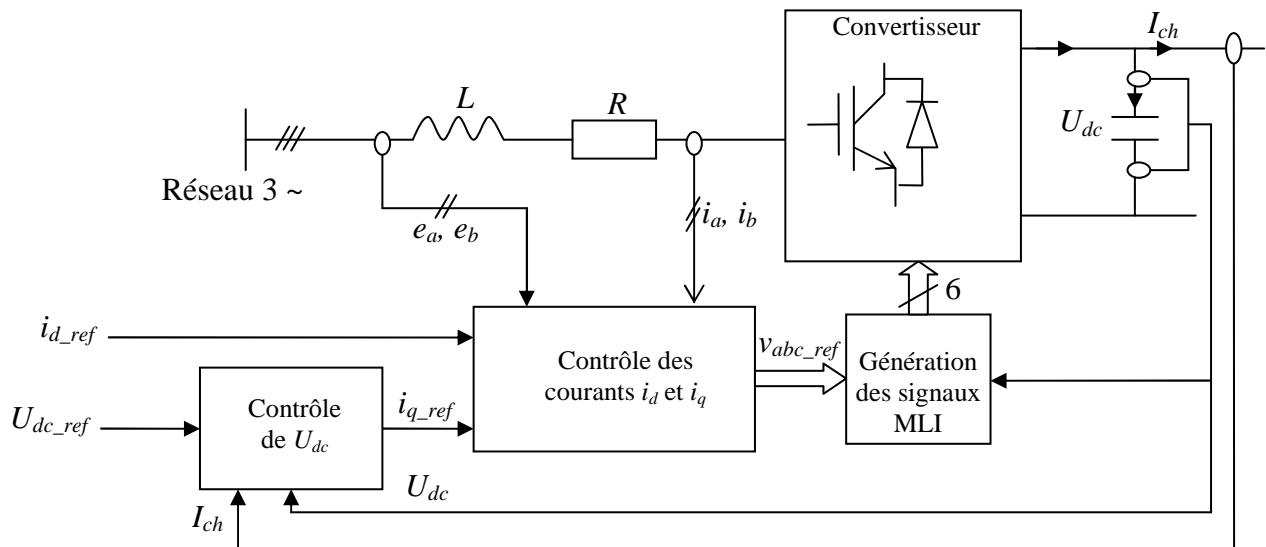


Figure III.1 : Principe de la commande du redresseur MLI

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

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

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

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

$$\begin{aligned}
 v_d &= -Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + L\omega_s i_q + e_d \\
 v_q &= -Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - L\omega_s i_d + e_q
 \end{aligned}
 \tag{89}$$

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

$$\begin{aligned}
 h_d &= e_d - v_d + L\omega_s i_q = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \\
 h_q &= e_q - v_q - L\omega_s i_d = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q
 \end{aligned}
 \tag{90}$$

Le système d'état découplé est présenté donc par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix}
 \tag{91}$$

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

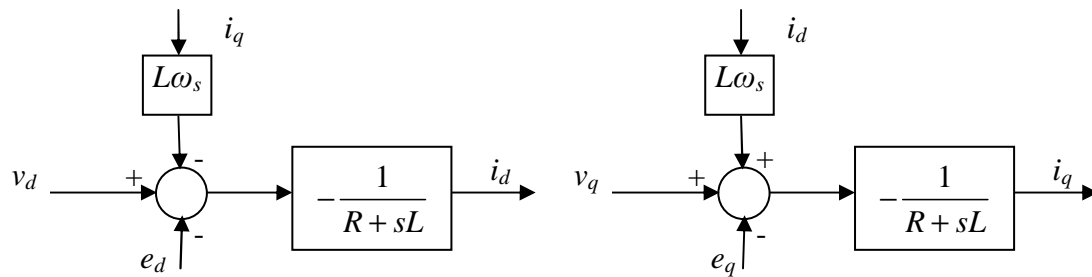


Figure III.2 : Obtention des courants i_d et i_q dans le modèle dq du convertisseur

III.2.1 Contrôle du courant i_d

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

$$q = e_d i_q - e_q i_d \tag{92}$$

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

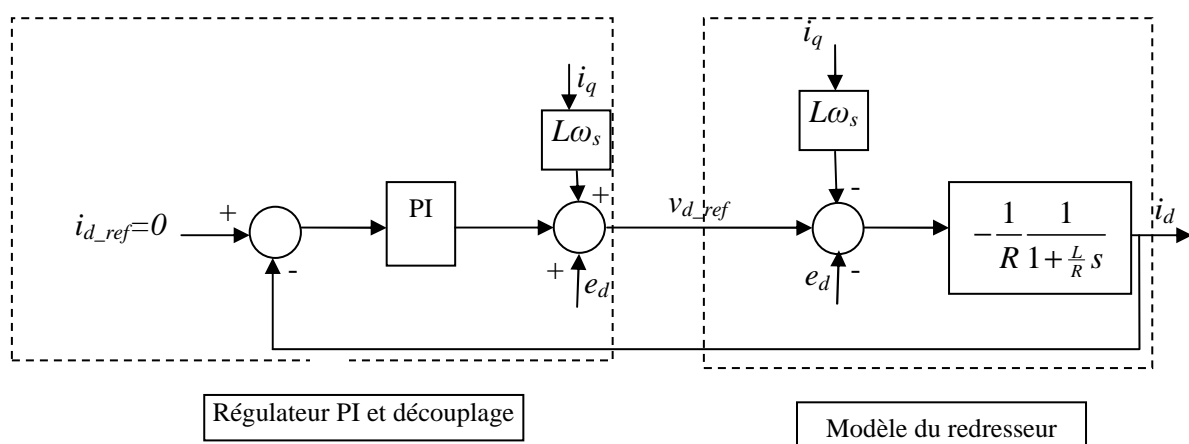


Figure III.3 : Boucle de régulation du courant i_d

III.2.2 Calcul du régulateur de courant i_d

Si on choisit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$R_d(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} = \frac{k_{pd}s + k_{id}}{s} = \frac{k_{id}(\frac{k_{pd}}{k_{id}}s + 1)}{s} \tag{93}$$

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

$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{-\frac{k_{id}}{s} \frac{1}{R}}{1 - \frac{k_{id}}{s} \frac{1}{R}} = -\frac{k_{id}}{sR} \frac{sR}{(sR - k_{id})} = \frac{1}{-\frac{R}{k_{id}}s + 1} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_n} + 1} \tag{94}$$

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

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

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

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

$$t_{rd} = 3 / \omega_n = -3 \frac{R}{k_{id}} \Rightarrow k_{id} = -\frac{3R}{t_{rd}}$$

Si on choisit un temps de réponse de $t_{rd} = 5\text{ms}$, alors k_{id} vaut :

$$k_{id} = -\frac{3R}{t_{rd}} = -\frac{3 \times 1.33}{5 \times 10^{-3}} = -800$$

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

$$\frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L}{R} \Rightarrow k_{pd} = \frac{L}{R} k_{id} = -\frac{4.23 \times 10^{-3}}{1.33} \times 800 = -2.54$$

III.2.3. Contrôle du courant i_q

La composante en quadrature i_q , quant à elle est utilisée pour réguler la tension du bus continu. On a établi plus haut que le courant $I_{dc} = \frac{3}{2}(C_d i_d + C_q i_q)$. Si on suppose que le courant i_d est maintenu à sa valeur nulle de référence, il en résulte que I_{dc} est une image du courant i_q . Le contrôle de la tension de la capacité passe donc obligatoirement par le contrôle du courant en quadrature i_q . La régulation sera donc assurée, comme pour le courant i_d , par un PI de fonction de transfert $R_q(s) = k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s}$. La boucle de contrôle est celle donnée à la figure

III.4

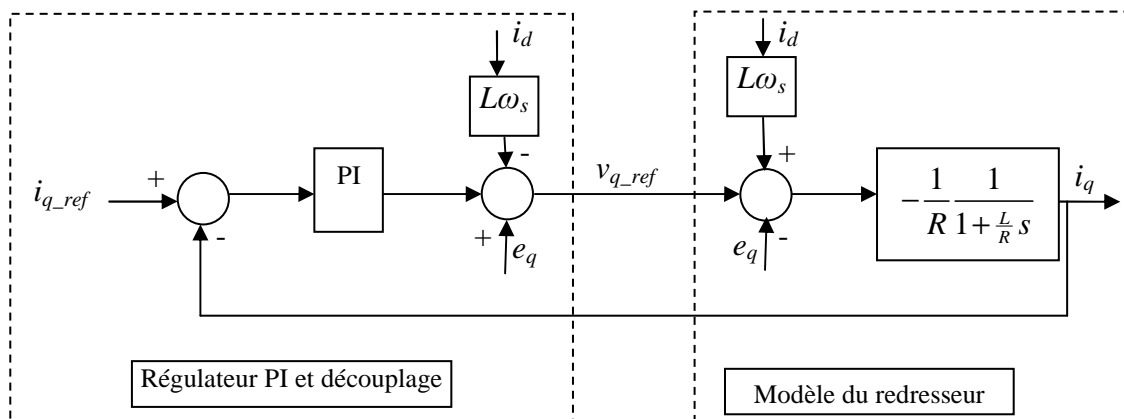


Figure III.4 : Boucle de régulation du courant i_q

III.2.4 Calcul du régulateur de courant i_q

On choisira pour cette boucle un temps de réponse $t_{rq} = 5ms$. Les paramètres du régulateur prendront donc les valeurs suivantes :

$$k_{iq} = -\frac{3R}{t_{rq}} = -\frac{3 \times 1.33}{5 \times 10^{-3}} = -800$$

$$k_{pq} = \frac{L}{R} k_{iq} = -\frac{4.23 \times 10^{-3}}{1.33} \times 800 = -2.54$$

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

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

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

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = I_c = I_{dc} - I_{ch} \quad (95)$$

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

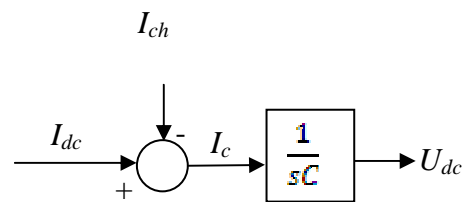


Figure III.5 : Modèle de la charge de la capacité

La régulation de la tension du bus continu sera effectuée alors par une boucle externe (par rapport à la boucle interne de régulation des courants i_q) avec un régulateur PI générant le courant de référence I_c dans le condensateur. La figure (III.6) présente le schéma bloc du contrôle de la tension du bus continu. On distingue d'après cette figure 4 blocs :

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

$$P_{dc} = U_{dc} \cdot I_{dc_ref} = \frac{3}{2} e_q \cdot i_{q_ref} \Rightarrow i_{q_ref} = \frac{2U_{dc} \cdot I_{dc_ref}}{3e_q} \quad (96)$$

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

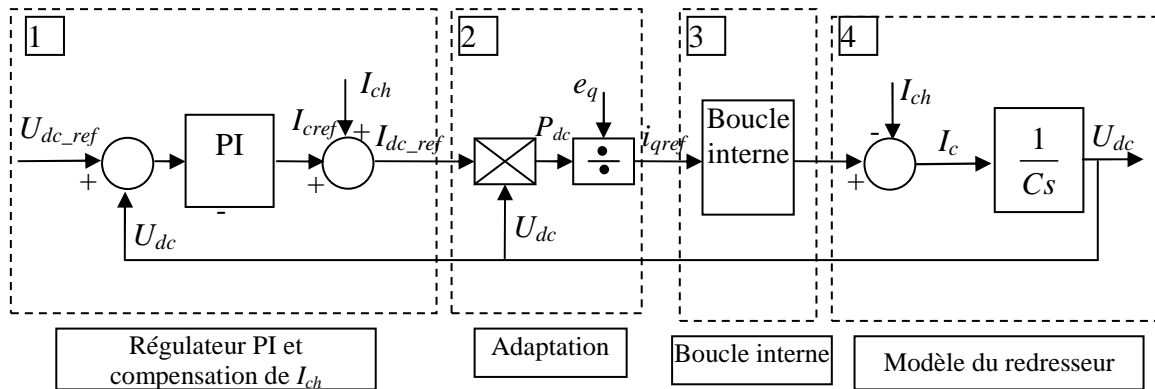


Figure III.6 : Boucle de régulation de la tension U_{dc}

III.3.1 Calcul du régulateur de la tension U_{dc}

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

$$R_c(s) = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \tag{97}$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{U_{dc}}{U_{dc_ref}} &= \frac{\frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \frac{1}{sC}}{1 + \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \frac{1}{sC}} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{Cs^2 + k_{pc}s + k_{ic}} = \frac{\frac{k_{pc}}{k_{ic}}s + 1}{\frac{C}{k_{ic}}s^2 + \frac{k_{pc}}{k_{ic}}s + 1} \\ &= \frac{\frac{2\xi}{\omega_n}s + 1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \end{aligned} \tag{98}$$

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

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

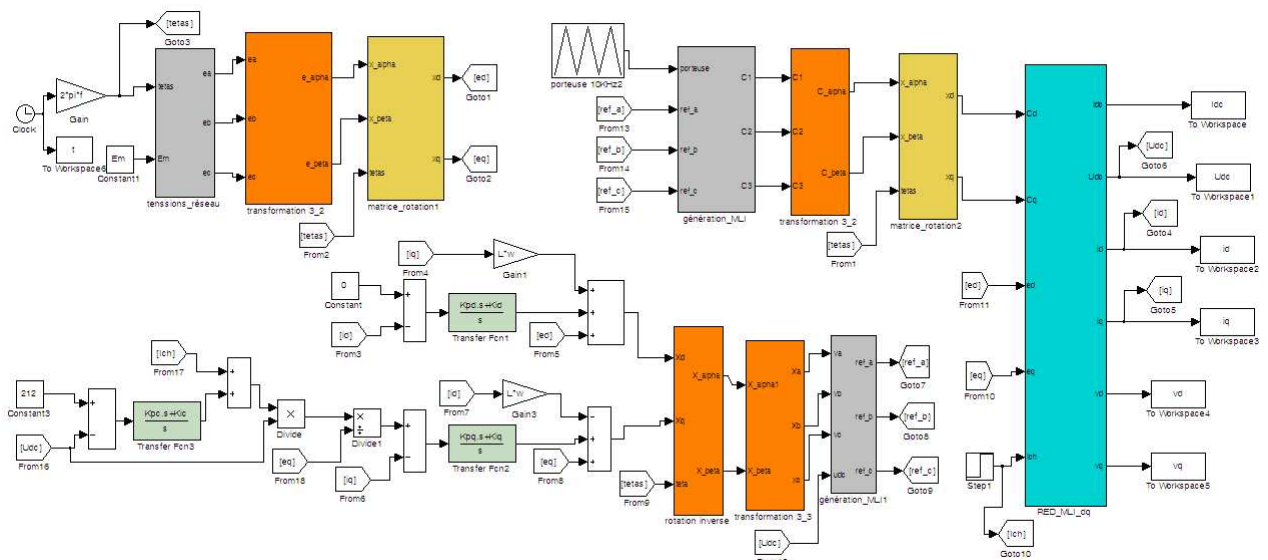
O prendra $\xi=0.7$ et $t_{rc}=0.1s$ ce qui donne : $\omega_n=3/t_{rc}=30\text{rd/s}$.

$$\omega_n^2 = \frac{k_{ic}}{C} \Rightarrow K_{ic} = C \cdot \omega_n^2 = 0.0033 \times 900 = 3$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{pc}}{k_{ic}} \Rightarrow k_{pc} = \frac{2\xi}{\omega_n} k_{ic} = \frac{2 \times 0.7 \times 3}{30} = 0.14$$

Résultats de simulation numérique de régulation de la tension U_{dc}

La figure III.7 montre les résultats de simulation numérique de la régulation de la tension U_{dc} à la valeur de 200V, puis à $t=1s$ un courant de charge de 10A est débité par la capacité. La capacité qui était initialement déchargée se charge sans qu'il y ait beaucoup de dépassement ce qui est parfaitement montré à la figure III.8(a). Par contre un pic de courant de 40 A apparaît au début de la charge du condensateur. En pratique, il faut prévoir un système de charge initial pour le condensateur pour éviter les appels de courant et pour travailler uniquement autour d'un point de fonctionnement de la tension régulée.



FigIII.7 : schéma de simulation numérique de la commande de redresseur MLI dans le référentiel dq

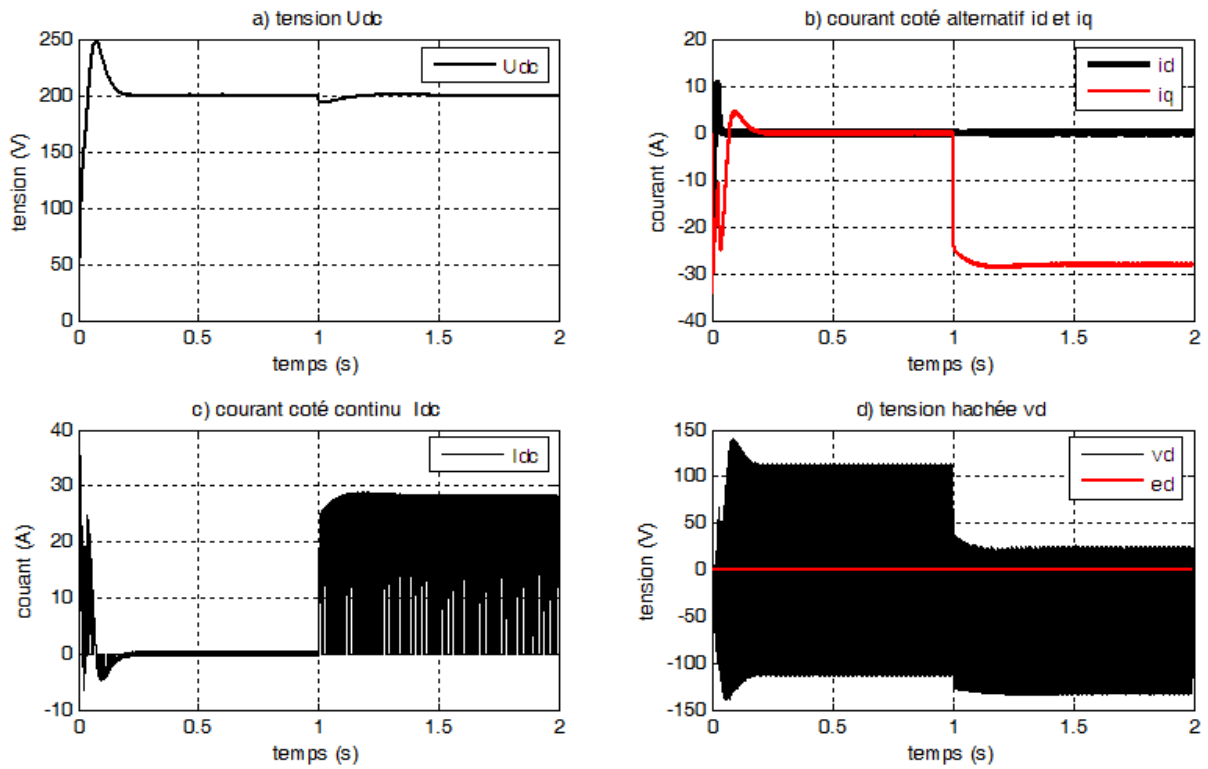


Figure III.8 : résultats de simulation numérique du contrôle de la tension U_{dc}

- phase de la charge de $t=0$ à $t=1$ s
- Application d'un courant de charge de 10A à $t=1$ s

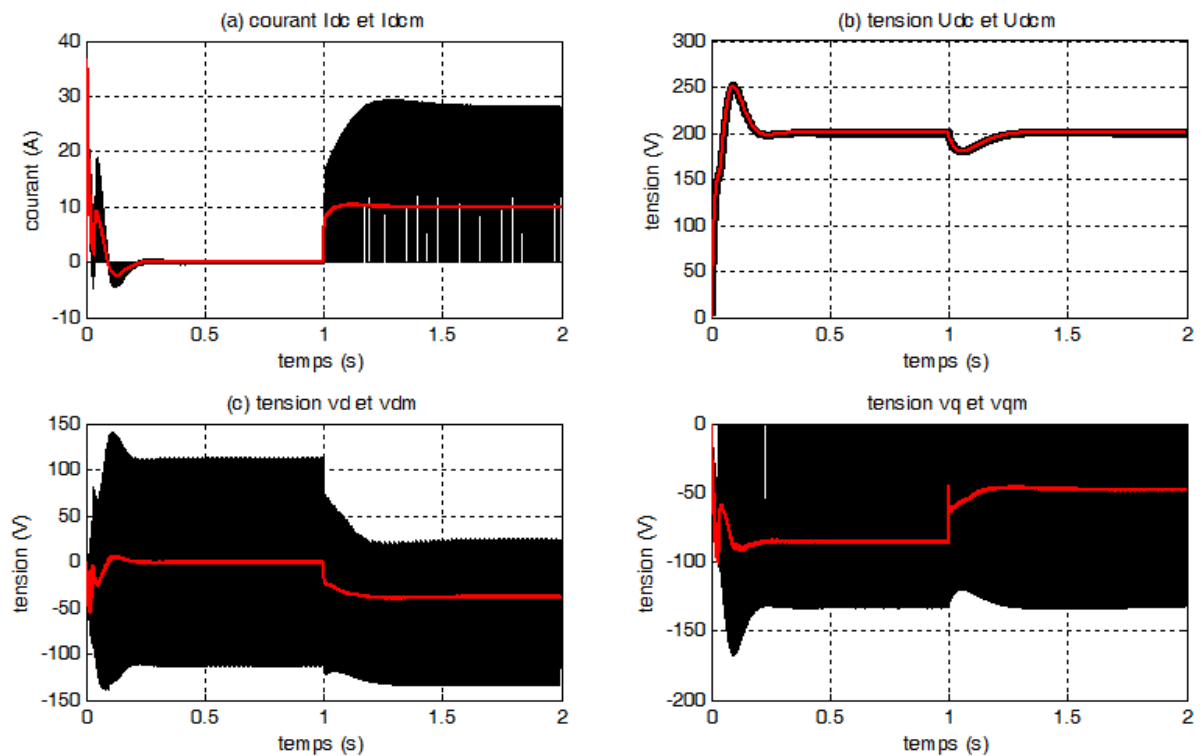


Figure III.9: résultats de simulation numérique du contrôle de la tension U_{dc} . Superposition du modèle moyen et topologique

- phase de la charge de t=0 à t=1s
- Application d'un courant de charge de 10A à t=1s

En tenant compte des pertes joules dans la résistance (R), un bloc d'adaptation qui permet à partir de I_{dc_ref} de fournir pour la boucle interne de courant i_{q_ref} . En supposant la conservation de la puissance active du coté alternatif et du coté continu on pourra écrire :

$$P_{dc} = U_{dc} \cdot I_{dc_ref} = \frac{3}{2} (e_q \cdot i_{q_ref} + R \cdot i_q^2) \Leftrightarrow \frac{3}{2} e_q \cdot i_{q_ref} + \frac{3}{2} R \cdot i_q^2 - U_{dc} \cdot I_{dc_ref} = 0$$

$$x_1 = \frac{-\frac{3}{2} e_q - \sqrt{\Delta}}{3R}$$

$$x_2 = \frac{-\frac{3}{2} e_q + \sqrt{\Delta}}{3R}$$

En calculant la solution de ce système on trouve deux racines dont seulement une d'entre elles vérifie les résultats

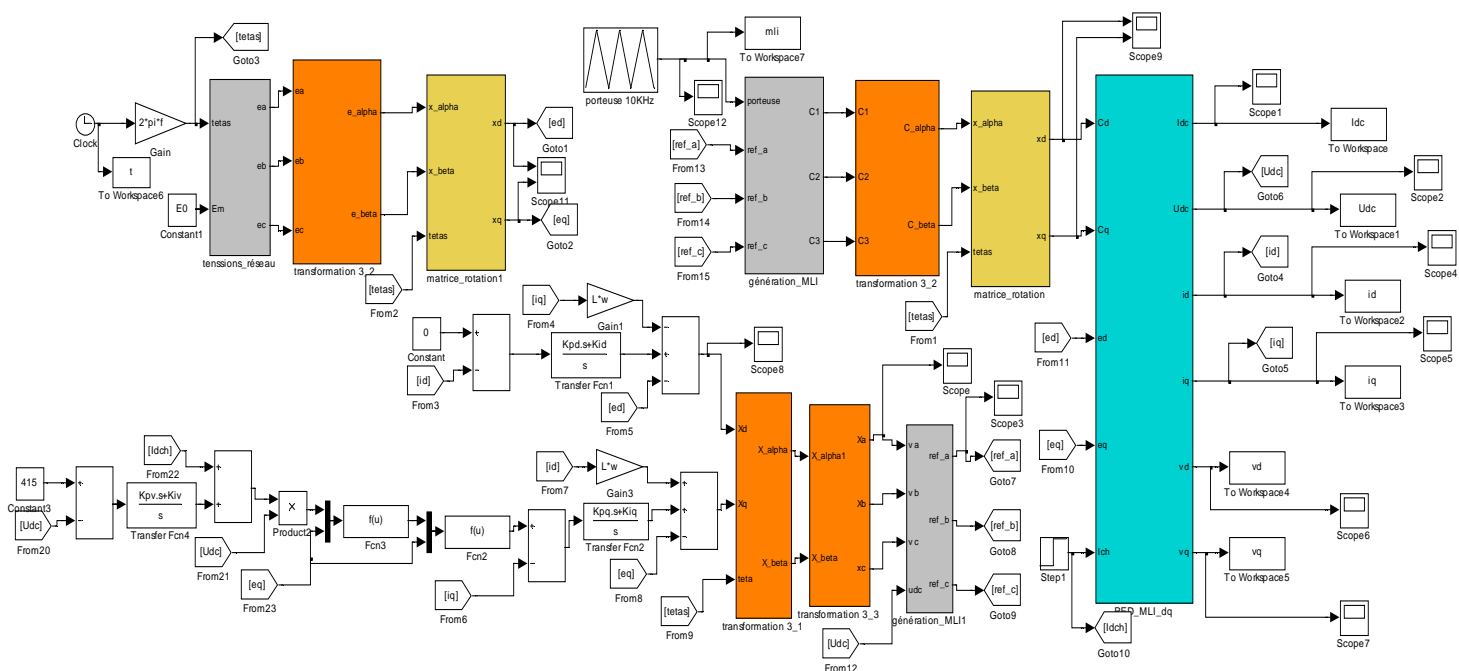


Fig III.10. Schéma de simulation numérique en tenant compte des pertes joules

III.3.2 Résultats de simulation numérique de régulation de la tension U_{dc}

La figure III.11 montre les résultats de simulation numérique obtenus en tenant compte de la compensation des pertes joules : après l'application de la perturbation on remarque que la chute de la tension U_{dc} a augmenté légèrement et cela est dû au fait que le courant i_d n'est pas parfaitement nul ce qui est traduit par un pic, qu'est représenté sur la figure III.11.b

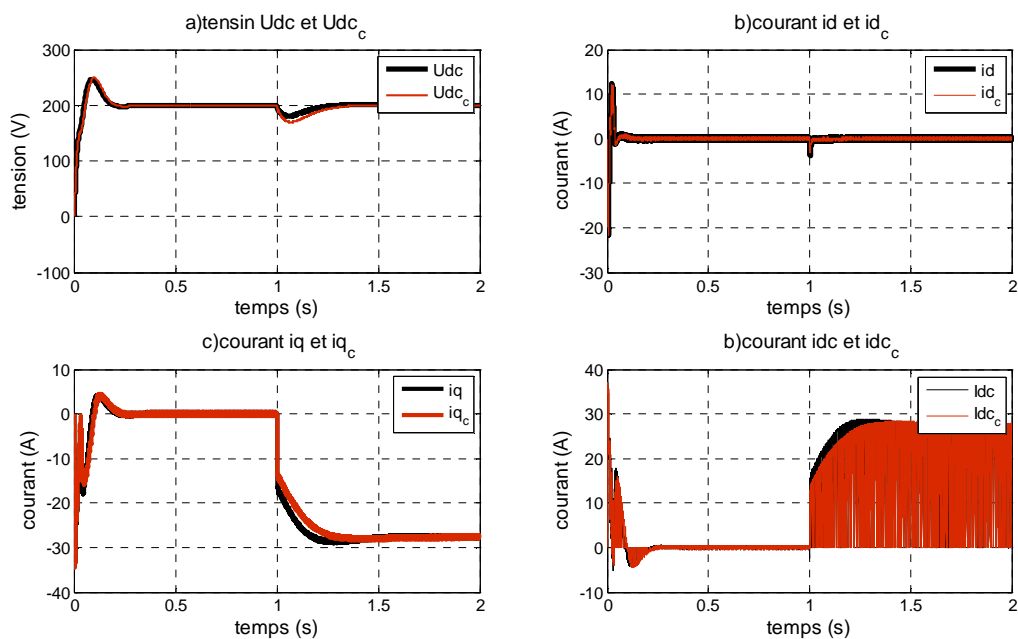


Fig III.11 : Résultats de simulation numérique du contrôle de la tension U_{dc} avec et sans compensation des pertes joules

Conclusion :

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

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

Les résultats obtenus en simulation que sa soit pour le modèle topologique ou moyen

sont satisfaisant puisque la tension de bus continu $U_{dc\ mes}$ reste constante et que les courants de correction mesurés suivent parfaitement les courants de correction de référence.

Conclusion générale

Conclusion générale :

En raison de la révolution de la technologie des semi-conducteurs, l'électronique de puissance a profité d'un développement sans précédent en matière de dispositifs de puissance.

Ces éléments ont permis l'émergence de nouvelles structures fonctionnant en commutation forcée à des puissances extrêmement élevées ; parmi ces derniers figure en première ligne l'onduleur de tension. Ce dernier, par son caractère versatile est à même de remplir la majorité des fonctionnalités qui exigent la conduite moderne des réseaux électriques.

C'est ainsi que l'onduleur de tension, grâce à sa capacité de réglage des grandeurs alternatives et continues, devient de plus en plus une structure de base dans différentes applications.

Le travail que nous avons effectué porte sur l'étude d'un redresseur triphasé à MLI sinus triangle dans le but de commander la tension du bus continu en la maintenant fixe ainsi que les courants coté alternatif après avoir appliqué une perturbation.

Après avoir déterminé les éléments de modélisation du modèle topologique de l'onduleur de tension sans neutre raccordé en posant certaines conditions, on l'a représenté dans les différents référentiel à savoir $(abc, \alpha\beta)$ et dq à l'aide de logiciel de simulation MATLAB Simulink.

Mais ce modèle n'est pas adapté pour les applications où les commutations sont trop fréquentes par rapport au temps de simulation ce qui est notre cas. 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, et ce modèle a été validé en comparant ces résultats de simulation avec ceux de modèle topologique. Et c'est ce modèle qui a été retenu pour la suite de travail.

Conclusion générale

Notre régulation est faite dans le repéré (d, q) pour des raisons évoquées au chapitre III. Elle a été réalisée en deux boucles cascades qui sont caractérisées par des dynamiques différentes, l'une dite interne et l'autre dite externe. Le régulateur que nous avons utilisé a été un PI et ces paramètres ont été déterminés par la méthode de compensation de pôles. Les résultats de simulations sont satisfaisants car même après l'application d'une perturbation, la tension du bus continu et les courants cote alternatif suivent leurs références.

Une prochaine étape serait la réalisation de ce redresseur.

[Sch-99]-J, Schonek.

«Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement»
Cahier technique n° 152.

[Ber-95]- E. M. Berkouk.

« Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects. Application aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux ».

Thèse de doctorat, C.N.A.M, PARIS 1995.

[1] : Abdelmalek Boulahia,

"Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique",

Université de Constantine. 2009.

[2] : Christophe GOMBERT,

"Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux réseaux d'Energie Electrique"

[3] : D. Roye,

"Le moteur asynchrone et son alimentation", Contribution à l'ouvrage collectif "Commande des moteurs asynchrones, Modélisation, contrôle vectoriel et DTC" dirigé par C. Canudas.

Hermès Science, 53 pages, Mai 2000.

[4]: V.E. Wagner, A. A. Andreshak, J.P. Staniak, "Power quality and factory automation", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 26, Issue 4, Page(s): 620 -626, July-Aug. 1990.

[5] : S. Belakehal*, A. Bentounsi, M. Merzoug et H. Benalla,

" Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne", Constantine. Mars 2010.

[6] : S. Bacha,

"Modélisation et commande des convertisseurs à découpage symétrique",

Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), janvier 1993.

[7] : A. M.Gole, Albert Keri, C. Nwankpa, E. W.Gunther, H. W. Dommel, I.Hassan, J.R. Marti, J. A.Martinez, K. G.Fehrle, L. Tang (Chairman), M.F. McGranaghan, O.B. Nayak, P.F.Ribeiro, R.Iravani, R. Lasseter,

"Guidelines For Modeling Power Electronics In Electric Power Engineering Applications",
IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 12, Issue1, Page(s): 505 - 514, 1997.

[8] : **M. Correvo**n,

" Phaseurs spatiaux ", chapitre 4, haute école d'ingénierie et de gestion du Canton du Vaud.

[MA-01]: **M. Malinowski**,

“Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers”.

Phd Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics,
2001.

