

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Machines électriques**

Présenté par

Sofiane BOUZIANE
Ouahiba HOUACINE

Thème

Commande en tension et analyse de stabilité d'un redresseur triphasé à MLI

Mémoire soutenu le 17/09/2015. devant le jury composé de :

M OTMANE CHERIF Tahar
MCA, UMMTO, Président

M BECHOUCHE Ali
MCB, UMMTO, Encadreur

M SEDDIKI Hamid
MCA, UMMTO, Examineur

M MESBAH Koussaila
Doctorant, UMMTO, Examineur

Remerciement

Nous tenons à remercier notre promoteur M Ali. BECHOUCHE de nous avoir guidés pour mener ce modeste travail.

Notre respect à M.Tahar OTMANE CHRIF pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury. Nous remercions également Messieurs Hamid SEDDIKI et Koussaila MESBAH, pour l'intérêt qu'ils ont manifesté envers ce mémoire en acceptant d'en être les examinateurs.

Dédicaces

Je dédie ce travail :

- *A mon père et à ma mère, que dieu les récompense et les garde, qui n'ont jamais cessé de m'aider, de m'encouragé et de me soutenir toute au long de mon cursus scolaire et universitaire ;*
- *A mes frères Mourad, Mohamed, Salah et Mustapha;*
- *A mes sœurs ;*
- *A mes nièces Fereil, Hadjar, Maroua et Hana ;*
- *A mon neveu Samy ;*
- *A toutes la famille HOUACINE ;*

HOUACINE Ouahiba

Sommaire.....	1
Introduction générale.....	4
Chapitre I : Modélisation du redresseur à MLI	
Introduction	6
I.1. Redresseur à MLI de tension	6
I.2.Hypothèses de modélisation.....	7
I.3.Modélisation du redresseur MLI dans le repère abc.....	8
I.3.1.Le model topologique.....	8
I 3.1.1.Modélisation dans le repère abc coté alternatif.....	9
I.3.1.2.Modélisation dans le repère abc coté continue	13
I.3.2. Modèle moyen du redresseur dans le repère abc.....	14
I.4. Simulation du redresseur MLI	16
I.4.1. Paramètres de simulation	17
I.4.2. Schéma de simulation.....	17
I.4.3. Les résultats de simulation.....	18
I.4.4. Interprétation des résultats	19
I.5. Modélisation du redresseur dans le repère tournant $d-q$	19
I.5.1. Equation de Park.....	19
I.5.2. Transformation de Park.....	20
I.5.3. Transformation inverse de Park.....	21
I.6.Modélisation du redresseur MLI dans le repère fixe $\alpha\beta$	22
I.6.1. Modélisation du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$ coté alternatif.....	22
I.6.2. Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté continue.....	24

I.7. Modélisation du redresseur MLI dans le repère d-q.....	24
I.7.1. Matrice de rotation inverse	25
I.7.2. Modélisation dans le repère dq coté alternatif.....	25
I.7.3. Modélisation dans le repère d-q coté continu	26
Conclusion.....	27
Chapitre II. Commande du redresseur à MLI	
Introduction	28
II.1. Principe de la commande du redresseur à MLI.....	28
II.2. Etude de la boucle des courants du coté alternatif.....	30
II.3. Puissance instantanées exprimées dans les repères $\alpha\beta$ et dq.....	32
II.4. Contrôle des courants et de la tension.....	33
II.4.1 Contrôle des courants i_d, i_q	36
II.4.2 Contrôle de la tension du bus continu.....	37
II.5. PLL conventionnelle pour la synchronisation de redresseur au réseau.....	39
II.5.1. Principe de fonctionnement de la PLL conventionnelle.....	39
II.5.2. Simulation de la PLL conventionnelle au régime sans défaut	42
II.6. Simulation de la commande de redresseur à MLI.....	44
II.6.1. Résultats de simulation de la commande de redresseur à MLI.....	46
II.6.3. Essai à puissance réactive non nulle.....	48
II.6.4. Régulation de la tension.....	49
II.7. Comportement de la PLL sous perturbations	50
II.7.1. PLL conventionnelle avec défaut de phase (amplitude).....	50
II.7.2. PLL conventionnelle sous saut d'angle.....	51

II.7.3.PLL conventionnelle sous un saut de fréquence	52
II.7.4.PLL conventionnelle sous une chute de tension	53
II.8.Commande de redresseur à MLI sous perturbations au réseau	55
II.8.1 .Commande du redresseur à MLI sous un défaut de phase.....	55
II.8.2.Commande du redresseur à MLI sous une chute de tension.....	56
Conclusion.....	57
Chapitre III. Analyse de stabilité du redresseur à MLI	
Introduction.....	58
III.1.Modèle d'étude du redresseur.....	58
III.2.Etablissement du modèle linéaire du redresseur.....	61
III.3. Stabilité du modèle linéaire du redresseur.....	62
III.3.1. Le critère de stabilité de ROUTH.....	62
III.3.2. Etude de la stabilité du redresseur	64
III.3.3. Analyse de stabilité de la boucle de courant.....	66
Conclusion.....	71
Conclusion générale.....	72

Introduction générale

Vu la forte augmentation du nombre d'équipement d'électronique de puissance notamment les redresseurs alimentés par le réseau industriel triphasé et l'utilisation simultanée d'ordinateurs qui conduisent à un réseau trop pollué et instable, actuellement la qualité d'énergie électrique est devenue de plus en plus importante [11].

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

Dans les installations déjà existantes, la solution est le filtrage passif ou actif. Mais dans les nouvelles installations les solutions passent soit par l'augmentation de l'indice de pulsation des convertisseurs, soit par la transposition aux convertisseurs AC/DC des techniques auparavant utilisées pour les convertisseurs DC/AC (onduleurs à Modulation de Largeur d'Impulsion). Cette dernière est devenue possible grâce au développement de la technologie des semi-conducteurs et à l'apparition du composant de puissance commandable à l'ouverture et à la fermeture tels que l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

Notre travail s'inscrit dans le cadre de la modélisation et de la simulation d'un convertisseur commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) assurant un facteur de puissance unitaire. Ce type de convertisseur est destiné notamment à l'alimentation du rotor d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée dans le domaine de la conversion de l'énergie éolienne.

La synchronisation appropriée avec le réseau électrique est l'un des aspects les plus importants à considérer dans le contrôle d'un dispositif connecté au réseau, tel que les redresseurs commandés, les filtres actifs et également dans les systèmes de génération d'énergie électrique comme les centrales éolienne et photovoltaïques. Pour cet intérêt la technique la plus utilisée est la PLL conventionnelle (Phase Locked Loop) basée sur un référentiel synchrone.

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

Notre mémoire est répartie en trois chapitres:

Le premier chapitre est consacré à la modélisation du redresseur à MLI triphasé dans trois repères différents: le système de coordonnées triphasées (composantes *abc*), le système de

coordonnées biphasées de Clark (composantes $\alpha\beta$) et le système de coordonnées biphasées de Park (composantes $d-q$).

Le second chapitre présente la commande en tension du redresseur triphasé à MLI, et sa synchronisation avec le réseau à l'aide de la PLL conventionnelle. Dons nous avons utilisé le régulateur PI. Le principe de cette régulation est basé sur le calcul des paramètres des régulateurs de courant (boucle interne) et le régulateur de tension continue (boucle externe). Ensuite des résultats de simulation du redresseur seront présentés et discutés.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude de la stabilité de ce redresseur à MLI, il débute par une étude analytique de la stabilité en boucle ouverte où on à utilisé le critère stabilité de ROUTH. Ensuite, on a testé par simulation le cas où la résistance du filtre est non nulle ($R \neq 0$) et le cas où la résistance du filtre est nulle ($R=0$).

La deuxième partie de ce chapitre est consacré à l'étude de stabilité du système en boucle fermée (redresseur-commande), ensuite une simulation du système à été faite pour les différentes valeurs de la résistance estimée (R_{est}) et le temps de réponse de la boucle interne (t_r) afin de déterminer les performances du système.

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

Introduction

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

- Redresseur à MLI de courant.
- Redresseur à MLI de tension.

Dans cette étude nous nous intéresserons à la modalisation du redresseur à MLI de tension dans le repère abc , en expliquant les deux modèles, topologique et moyen puis la simulation de ce dernier.

Après avoir obtenue les résultats de simulation du modèle moyen dans le repère abc on entamera la modélisation dans le repère tournant $d-q$ en passant par la transformation à biphasé (α, β) suivie du passage du système de coordonnées fixes à un repère $d-q$ qui est caractérisé par ses grandeurs constantes (repère tournant).

I.1. Redresseur à MLI de tension

Le redresseur à MLI de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure (I.1). Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant commandé à l'amorçage et au blocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé est éventuellement en phase avec la tension du réseau correspondante. Ce redresseur à MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie [1].

Dans ce modèle on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. L'interrupteur K_i est indiqué par une fonction de commutation C_i . L'interrupteur K_i est fermé implique $C_i=1$, inversement $C_i=0$ correspondant à l'interrupteur K_i ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

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

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

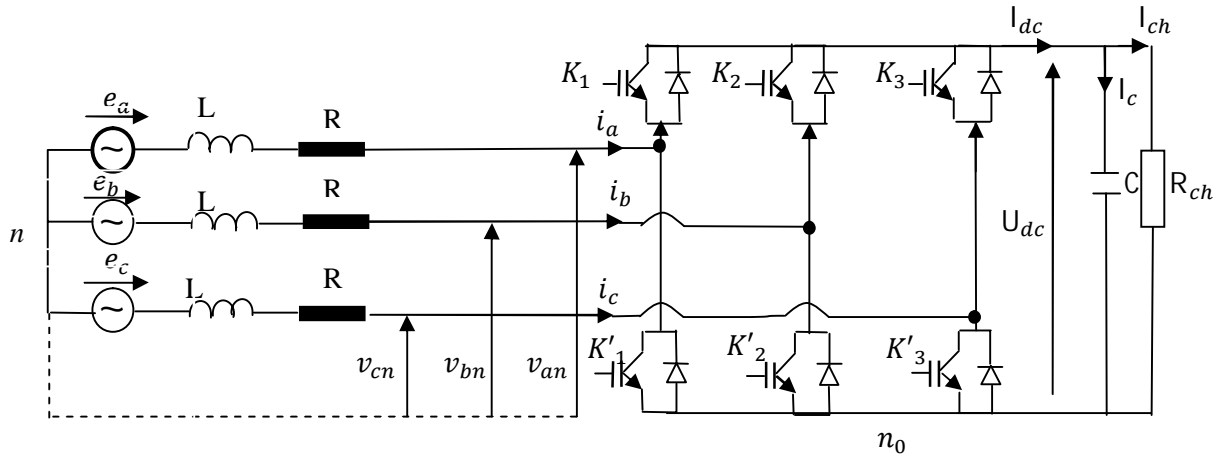


Figure I.1: Structure du redresseur triphasé à MLI

I.2. Hypothèses de modélisation [2]

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) ;

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

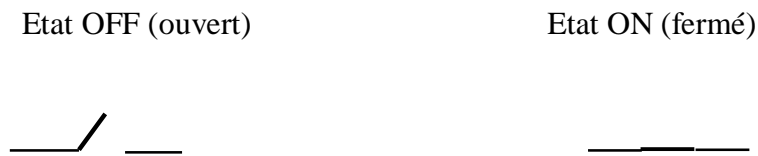


Figure I.2: Interrupteur parfait

- ✓ 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, ils ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent pas se saturer

I.3. Modélisation du redresseur MLI dans le repère *abc*

I.3.1. Le modèle topologique [2]

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

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

- ✓ Choix des variables d'état qui sont usuellement les courants dans les inductances et les tensions dans condensateurs ou leur combinaison linéaire.
- ✓ Ecriture des équations différentielles régissant le système en fonction de l'état de l'interrupteur: en générale on 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 l'entrée discontinues en faisant apparaître les fonctions de commutation qui reflètent l'état des interrupteurs.

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 si une mauvaise méthode d'intégration est utilisée. De plus, le temps de simulation doit être assez petit 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 calcul réalisé sur le modèle peut alors être perdu par l'utilisation de ces algorithmes. Il faut aussi échantillonner les signaux de commande, ce qui peut être problématique compte tenu des temps de simulation temps-réel et du contenu harmonique des signaux de commande.

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

I.3.1.1. Modélisation dans le repère abc coté alternatif

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

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

Avec: E_M et ω sont respectivement, l'amplitude maximale 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 :

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

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

- ❖ En appliquant la loi du Kirchhoff coté alternatif, on obtient :

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

Où v_{an}, v_{bn}, v_{cn} sont les tensions par rapport au neutre $\ll n \gg$ de la source.

La forme matricielle :

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

❖ Egalement, les tensions composées sont définies comme suit :

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

❖ 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 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 :

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

Ce qui implique :

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

Sous forme matricielle :

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

Le redresseur est dans notre application commandé par des fonctions de commutations (C_1, C_2, C_3) comprises entre +1 et 0. Si un interrupteur du bras 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 de redresseur.

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

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 :

$$\begin{aligned} i_{k1} &= i_a \cdot C_1 \\ i_{k2} &= i_b \cdot C_2 \\ i_{k3} &= i_c \cdot C_3 \end{aligned} \tag{I.9}$$

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

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \tag{I.10}$$

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(I.3) que :

$$U_{ab} = U_{dc}, U_{ac} = U_{dc}, i_{k1} = i_a, i_{k2} = 0, i_{k3} = 0, I_{dc} = i_a$$

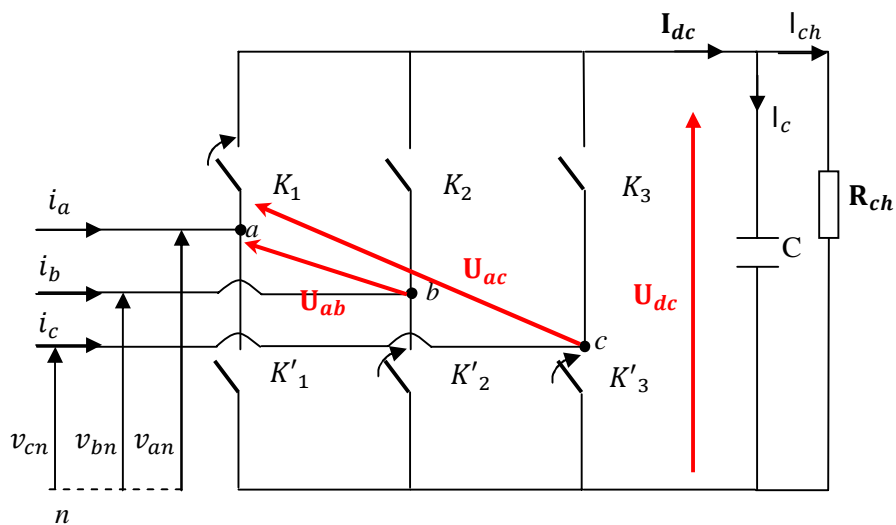


Figure I.3 : Méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs

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

Etat de fonctions de commutation			Tensions composées			Tension 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_{ac}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	I_{dc}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	U_{dc}	0	U_{dc}	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	i_a	0	0	i_a
1	1	0	0	U_{dc}	U_{dc}	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	i_a	i_b	0	$-i_c$
0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	0	i_b	0	i_b
0	1	1	$-U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	0	i_b	i_c	$-i_a$
0	0	1	0	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	0	0	i_c	i_c
1	0	1	U_{dc}	$-U_{dc}$	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	i_a	0	i_c	$-i_b$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0

Tableau I.1: Etats des interrupteurs et les tensions /courant correspondants

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

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

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

$U_{ab}=0$ si k_1 et k_2 ont les mêmes états. On 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

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

Ces équations peuvent être exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

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

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

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

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

On remplace l'équation (I.12) dans (I.8) et on aboutit à :

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

Ou encore :

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

I.3.1.2. Modélisation dans le repère *abc* coté continu

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

$$i_{dc} = i_c + I_{ch} \quad (\text{I.17})$$

$$i_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}}{R_{ch}} \quad (\text{I.18})$$

Avec :

i_c : Le courant dans la capacité (C).

i_{ch} : Le courant dans la résistance de charge (R_{ch}).

De l'équation (I.18), on obtient :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{ch} \quad (I.19)$$

Du tableau (I.1), on déduit que :

$$i_{dc} = i_a \cdot C_1 + i_b \cdot C_2 + i_c \cdot C_3 \quad (I.20)$$

On remplace l'équation (I.20) dans (I.19) et on aboutit à :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_a \cdot C_1 + i_b \cdot C_2 + i_c \cdot C_3 - i_{ch} \quad (I.21)$$

I.3.2. Modèle moyen du redresseur dans le repère *abc* [3]

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

Le modèle moyen permet de répondre à trois exigences essentielles :

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

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

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

fonctions de commutation est égale à la modulante. Ainsi, les modèles moyennes peuvent être directement commandés par les modulantes.

Pour le convertisseur à MLI, en supposant que la dynamique de la tension U_{dc} du bus continu est faible par rapport aux fonctions de commutation, et si la tension U_{dc} est supposée constante sur une période de découpage, alors les tensions simples moyennes $\langle v_{an} \rangle$, $\langle v_{bn} \rangle$, $\langle v_{cn} \rangle$, s'écrivent en fonction de l'état moyen des interrupteurs $\langle C_1 \rangle$, $\langle C_2 \rangle$, $\langle C_3 \rangle$ comme suit [4].

$$\begin{bmatrix} \langle v_{an} \rangle \\ \langle v_{bn} \rangle \\ \langle v_{cn} \rangle \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle C_1 \rangle \\ \langle C_2 \rangle \\ \langle C_3 \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

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

$$\begin{cases} \langle C_1 \rangle = \frac{1+\beta_1(t)}{2} \\ \langle C_2 \rangle = \frac{1+\beta_2(t)}{2} \\ \langle C_3 \rangle = \frac{1+\beta_3(t)}{2} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Avec comme modulante de référence :

$$\begin{cases} \beta_1(t) = r \cos(\omega(t) + \varphi) \\ \beta_2(t) = r \cos\left(\omega(t) + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \beta_3(t) = r \cos\left(\omega(t) + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

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

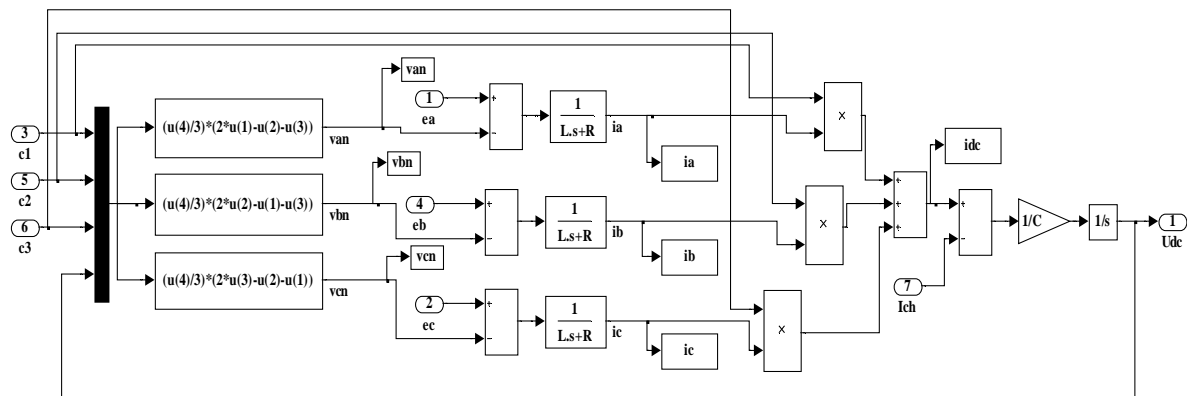


Figure I.4: Schéma MATLAB Simulink du redresseur MLI dans le repère triphasé abc

I.4. Simulation du redresseur MLI

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

La simulation numérique présente des avantages déterminants tels que :

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

I.4.1. Paramètres de simulations

Le tableau suivant montre les paramètres de simulation du redresseur à MLI dans le repère *abc*

Tableau I.2 : Paramètre de simulation

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

I.4.2. Schéma de simulation

La figure suivante présente le schéma de simulation numérique du modèle moyen du redresseur dans le repère *abc*

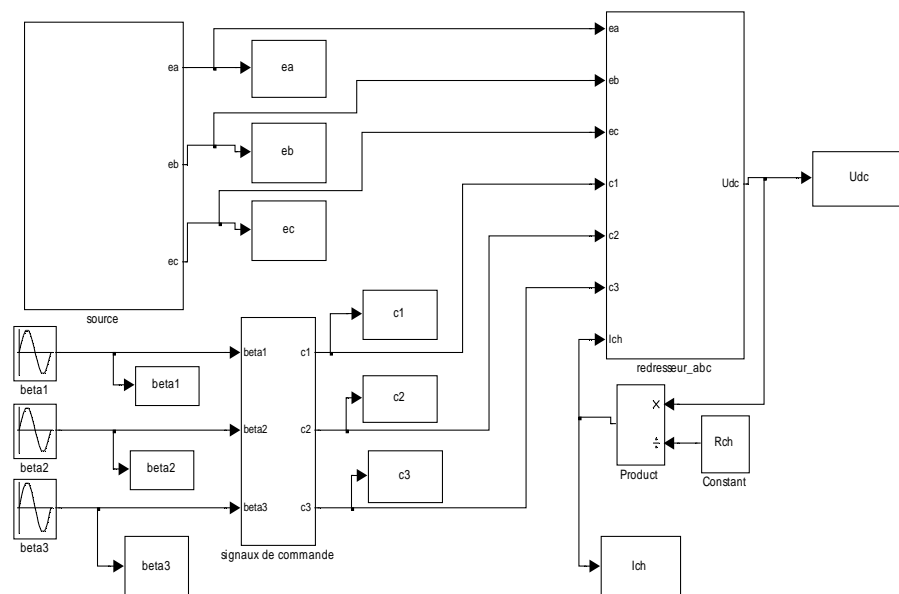


Figure I.5 : Schéma de simulation numérique du modèle moyen du redresseur MLI dans le repère *abc*.

I.4.3. Les résultats de simulations

La figure (I.6) présente les résultats de simulation des courants et tensions du redresseur dans le repère abc

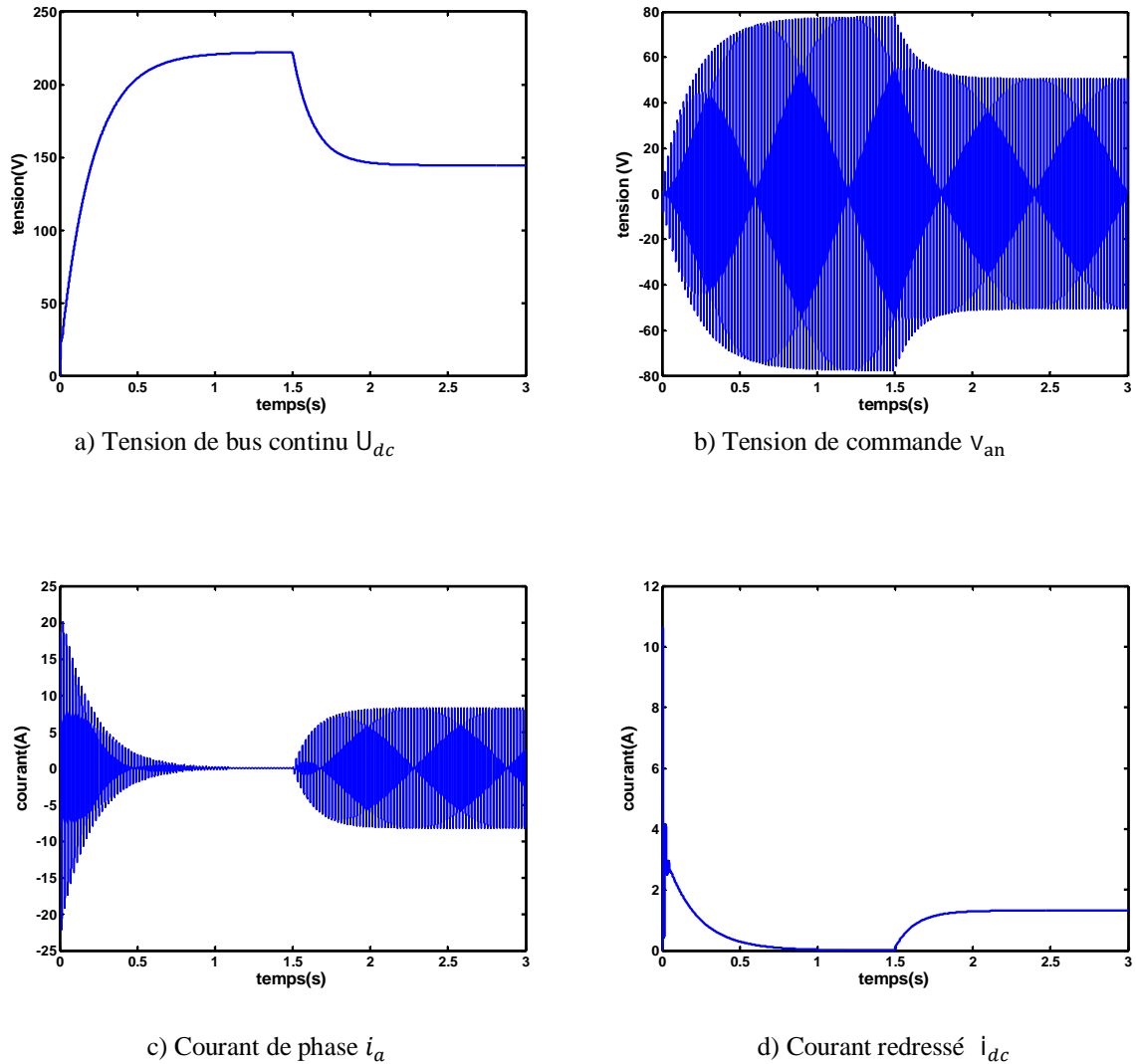


Figure I.6: Allure des grandeurs courants /tension à l'entrée et sortie du redresseur à MLI dans le cas du modèle moyen dans le repère abc

I.4.4. Interprétation des résultats

On montre à la figure (I.6) les résultats de simulation numérique de modèle moyen du redresseur à MLI dans le repère abc , dont on a effectué une simulation sous les conditions suivantes :

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

Le condensateur initialement déchargé. La figure (I.6.a) montre la tension U_{dc} ; nous voyons que la tension augmente selon une équation du premier ordre, de 0 jusqu'à une valeur constante $U_{dc}=222.2V$. Comme elle peut calculée théoriquement avec la relation $U_{dc}=2*E_m/r$. A l'instant $t=1.5s$ on remarque une chute de tension à cause de la charge appliqué. Le temps de montée de la tension dépend de la capacité placé.

Dans le figure (I.6.c) on remarque que les courants de réseau sont de forme sinusoïdale, et la figure (I.6.d) montre que le courant du bus continu est constant, ils sont importants au début puis ils tendent vers zéro une fois la capacité est chargé.

I.5. Modélisation du redresseur dans le repère tournant $d-q$

Le repère synchrone $d-q$ tourne à la pulsation ω ($\omega=2\pi f$, f : la fréquence fondamentale de la tension du réseau). La projection de chacun des vecteurs, exprimant les quantités électriques du redresseur, sur les deux axes perpendiculaires d et q donne deux composantes constantes, si le module de ce vecteur est constant et tourne à la même pulsation que le repère. Pour passer du repère (abc) au repère tournant $(d-q)$ en utilisant la transformation du Park.

I.5.1. Equation de Park

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

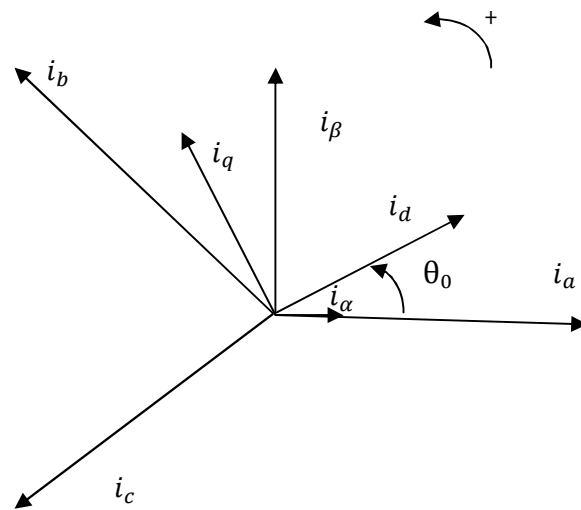


Figure I.7 : Repère fixe abc , $\alpha\beta$ et repère synchrone $d-q$

I.5.2. Transformation de Park

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

$$\mathbf{X}_{0dq} = \mathbf{P}(\theta) \cdot \mathbf{X}_{abc} \quad (\text{I.25})$$

$$\mathbf{P}(\theta) = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

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

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_0 \\ \mathbf{X}_d \\ \mathbf{X}_q \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a \\ \mathbf{X}_b \\ \mathbf{X}_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

I.5.3. Transformation inverse du Park

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

$$\mathbf{X}_{abc} = \mathbf{P}(\theta)^{-1} \cdot \mathbf{X}_{0dq} \quad (\text{I.28})$$

$$\mathbf{P}(\theta)^{-1} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_a \\ \mathbf{X}_b \\ \mathbf{X}_c \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_0 \\ \mathbf{X}_d \\ \mathbf{X}_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

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

$$\mathbf{P}(\theta) = \mathbf{R}(\theta) \cdot \mathbf{T} \quad (\text{I.31})$$

Avec

$$\mathbf{T} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

« C » est une constante qui peut prendre la valeur $2/3$ ou 1 pour la forme dite non-invariante en puissance (conservation d'amplitude) ou la valeur $\sqrt{2/3}$ pour la forme invariante en puissance (conservation de puissance). Le facteur $2/3$ rend la longueur du vecteur-spatial, qui représente un système équilibré triphasé, égale à la valeur crête d'une phase. Le facteur $\sqrt{2/3}$

peut également être employé pour obtenir l'invariance de puissance entre un système triphasé et biphasé équivalent [5].

$$X_{\alpha\beta} = T \cdot X_{abc} \quad (I.32)$$

$$X_{dq} = R(\theta) \cdot X_{\alpha\beta} \quad (I.33)$$

I.6. Modélisation du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$

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

De l'équation (I.32) on a :

$$X_{\alpha\beta} = T \cdot X_{abc} \quad (I.34)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

I.6.1. Modélisation du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$ coté alternatif

Ecriture des tensions du réseau e_a, e_b, e_c dans le repère $\alpha\beta$ comme on a un système équilibré et sinusoïdale, donc:

$$e_a + e_b + e_c = 0 \implies e_b + e_c = -e_a \quad (I.36)$$

De l'équation (I.35) on trouve :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

$$e_\alpha = \frac{2}{3} \left(e_a - \frac{1}{2} e_b - \frac{1}{2} e_c \right) \quad (I.38)$$

$$e_\beta = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(\frac{1}{2} e_b - \frac{\sqrt{3}}{2} e_c \right) \quad (\text{I.39})$$

De l'équation (I.38) et (I.39) on aboutit à :

$$\begin{cases} e_\alpha = e_a \\ e_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} (e_b - e_c) \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

➤ Ecriture des courants dans le repère $\alpha\beta$

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

De l'équation (I.41) on trouve :

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \quad (\text{I.42})$$

$$i_\beta = \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_b + \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right) \quad (\text{I.43})$$

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

De l'équation (I.22) et (I.35) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

Puis on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} c_\alpha \\ c_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{1}{3} (2C_1 - C_2 - C_3) \\ \frac{1}{\sqrt{3}} (C_2 - C_3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

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

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

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = L^{-1} \begin{bmatrix} e_\alpha - V_\alpha \\ e_\beta - V_\beta \end{bmatrix} - L^{-1} * R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Avec :

L: L'inductance du filtre du redresseur MLI

R:La résistance du filtre du redresseur MLI

I.6.2. Modélisation dans le repère $\alpha\beta$ coté continue

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

De l'équation (I.20) on a :

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} [i_a \quad i_b \quad i_c] \quad (I.47)$$

$$i_{dc} = [C_1 \quad C_2 \quad C_3]^T * (T^{-1} * [i_\alpha \quad i_\beta \quad i_0]) \quad (I.48)$$

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

$$i_{dc} = [C_1 \quad C_2 \quad C_3]^T * \frac{3}{2} ([T]^T * [i_\alpha \quad i_\beta \quad i_0]) \quad (I.49)$$

$$i_{dc} = \frac{3}{2} \left[\frac{1}{3} (2C_1 - C_2 - C_3) \quad \frac{1}{\sqrt{3}} (C_2 - C_3) \quad \frac{1}{2} (C_1 + C_2 + C_3) \right] * \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (I.50)$$

$$i_{dc} = [C_\alpha \quad C_\beta] * \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Si } i_0 \text{ est nul} \quad (I.51)$$

I.7. Modélisation du redresseur MLI dans le repère $d-q$

De l'équation (I.33) on a :

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

Avec :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (I.52)$$

Puis :

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

La matrice $R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$ est appelée matrice de rotation permettant le passage de repère $\alpha\beta$ au repère $d-q$. Pour le traitement des circuits triphasés, il est judicieux de choisir un système de coordonnées qui tourne à la vitesse angulaire $\omega = 2\pi f$ qui coïncide avec la tension imposée aux tensions du circuit triphasé. Avec $\theta = \omega(t) + \theta_0$ ou θ_0 est la position du repère $d-q$ à $t=0$.

I.7.1. Matrice de rotation inverse

Evidement il est possible de passer du système de coordonnées $d-q$ au système de coordonnées $\alpha\beta$ par une transformation de coordonnées inverse.

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

Puis

$$X_{\alpha\beta} = R(\theta)^{-1} \cdot X_{dq} \quad (I.53)$$

Sous forme matricielle on peut écrire la transformation comme suit :

$$X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (I.54)$$

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

I.7.2. Modélisation dans le repère dq coté alternatif

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

$$e_{\alpha\beta} = R i_{\alpha\beta} + V_{\alpha\beta} + L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} \quad (I.55)$$

De l'équation (I.53) on trouve que :

$$R(\theta)^{-1} e_{dq} = R(\theta)^{-1} R i_{dq} + R(\theta)^{-1} V_{dq} + L \frac{d[R(\theta)^{-1} i_{dq}]}{dt} \quad (I.56)$$

En multipliant l'équation (I.56) par $R(\theta)$, on aura :

$$e_{dq} = Ri_{dq} + V_{dq} + R(\theta) \cdot L \frac{d[R(\theta)^{-1}]}{dt} \cdot i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} \quad (\text{I.57})$$

Sachant que :

$$R(\theta) \cdot \frac{d[R(\theta)^{-1}]}{dt} = R(\theta) \cdot \frac{d[R(\theta)^{-1}]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I.58})$$

Avec

$$R(\theta) \cdot \frac{d[R(\theta)^{-1}]}{d\theta} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.59})$$

Puis

$$R(\theta) \cdot \frac{d[R(\theta)^{-1}]}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega \quad (\text{I.60})$$

A la fin on aura :

$$e_{dq} = Ri_{dq} + V_{dq} + L \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} \quad (\text{I.61})$$

Avec :

$$e_d = Ri_d + V_d - L\omega i_q + L \frac{di_d}{dt} \quad (\text{I.62})$$

$$e_q = Ri_q + V_q + L\omega i_d + L \frac{di_q}{dt} \quad (\text{I.63})$$

I.7.3. Modélisation dans le repère d - q coté continu

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

De l'équation (I.51) on a :

$$i_{dc} = \frac{3}{2} [C_\alpha \quad C_\beta] * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.64})$$

Avec :

$$[C_\alpha \quad C_\beta] = \begin{bmatrix} C_\alpha \\ C_\beta \end{bmatrix}^T = \left[R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} C_d \\ C_q \end{bmatrix} \right]^T = R(\theta) [C_d \quad C_q] \quad (\text{I.65})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{R}(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.66})$$

On remplace les équations (I.65) et (I.66) dans (I.51) on trouve :

$$i_{dc} = \frac{3}{2} [C_d \quad C_q] * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.67})$$

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

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

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons tout d'abord présenté des notions sur le redresseur triphasé à MLI de tension. Après nous avons étudié la modélisation de ce redresseur dans le repère abc , ensuite on a effectué des simulations de ce redresseur dans le repère triphasé et interprété ses résultats. En fin on a transformé le modèle de redresseur du triphasé (abc) au biphasé (dq), en utilisant la transformation de Park.

La modélisation du redresseur dans le repère $d-q$ qui nous servira 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 quelque inconvénient. 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 deux ou trois capteurs de courant, et deux ou trois capteurs de tension en plus du capteur de tension du bus continu.

Afin d'éviter le premier problème, une solution est proposée dans le cas des systèmes triphasés, il s'agit d'utiliser les correcteurs PI dans un repère tournant (avec la transformée de Park) [6].

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

La structure du système de commande du redresseur de tension peut être séparée en deux sous-systèmes ayant des dynamiques différentes. L'une dite rapide qui est liée aux courants, et une autre lente qui est associée à la tension continue [3].

On peut de ce fait, synthétiser deux régulateurs, un pour la boucle interne des courants i_d et i_q et un autre pour la boucle externe de la tension aux bornes de la capacité.

Afin d'échanger une puissance contrôlée, le redresseur doit toujours être synchronisé avec le réseau. Le but du bloc de synchronisation est donc d'obtenir la phase et l'amplitude de la tension instantanée du réseau. Plusieurs techniques sont utilisées, le choix le plus commun consiste à utiliser une boucle de verrouillage de phase PLL, (Phase Locked-Loop). Cette PLL permet d'estimer la fréquence, la pulsation, la phase instantanée et l'amplitude du vecteur de tension du réseau [2].

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

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

-le contrôle des courants circulant dans le filtre RL

-le contrôle de la tension du bus continu

La figure suivante présente le système de commande conventionnel utilise la commande en boucle fermée du courant et de la tension dans le système de coordonnées tournant.

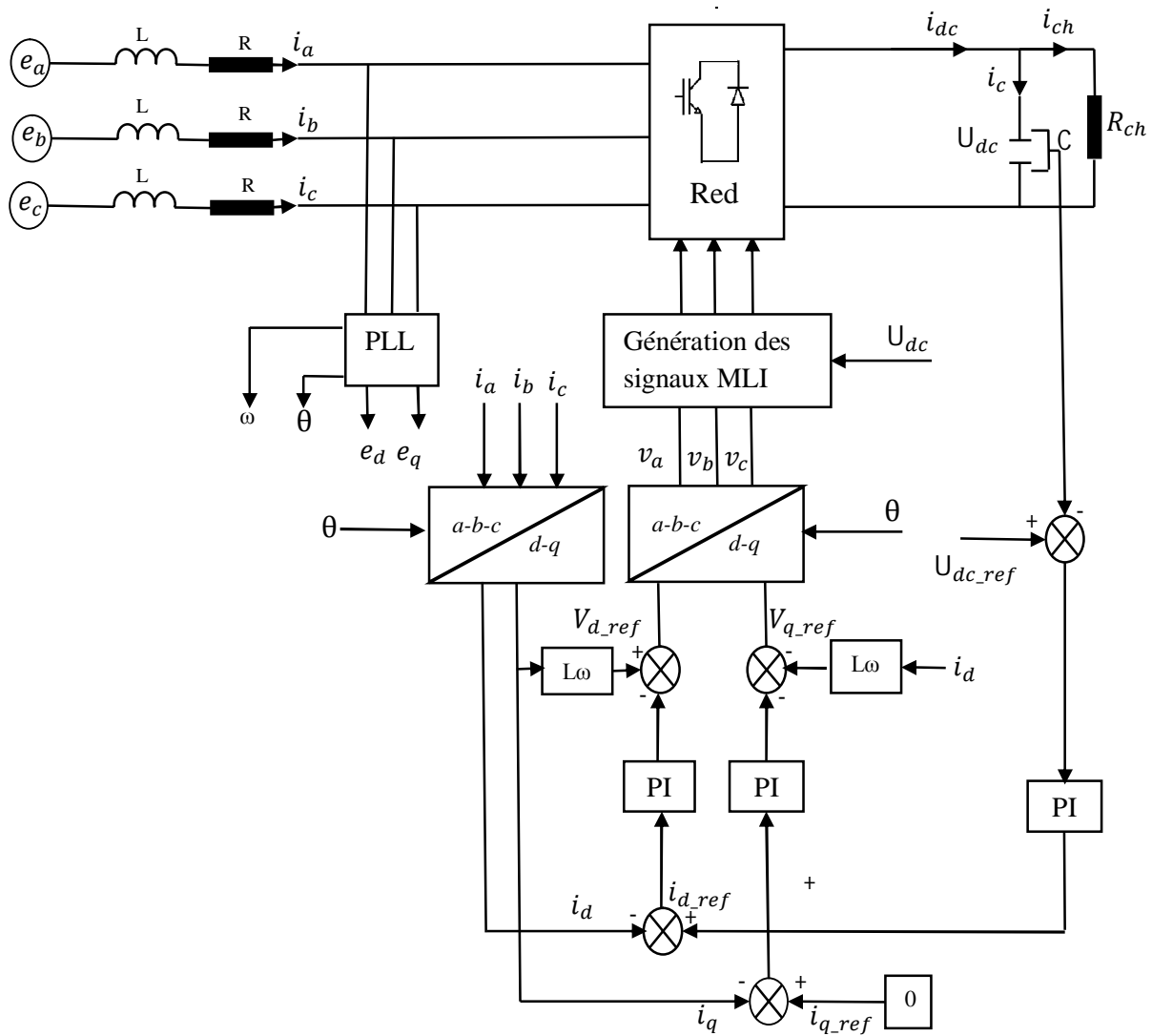


Figure II.1: Commande du redresseur à MLI

La caractéristique de ce dispositif de contrôle en courant est basée sur le transformée dans le système de coordonnée tournant ($d-q$). On utilise la transformation de Park pour convertir Les valeurs mesurées de trois phases (abc) en système équivalent de deux phases ($d-q$).

Grâce à ce type de transformation, les grandeurs de commande sont des signaux continus.

Une transformation inverse $(d-q) / (abc)$ est réalisée sur la sortie du système de commande et donne des signaux des références du redresseur dans les coordonnées fixes.

Dans le système de coordonnées tournantes $(d-q)$, le vecteur courant du réseau i a deux composantes perpendiculaire (i_d, i_q) , la composante i_q détermine la puissance réactive, tandis que i_d concerne l'écoulement de la puissance active. Ainsi les puissances réactive et active peuvent être commandées indépendamment. La condition pour un facteur de puissance unitaire est obtenue quand le vecteur courant du réseau i_d est aligné avec le vecteur de tension du réseau, en plaçant l'axe du système de coordonnées tournant sur le vecteur tension du réseau, un modèle dynamique simplifié peut être obtenu [7].

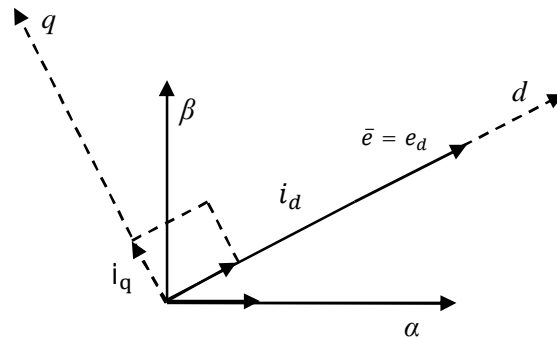


Figure II.2 : Tension et courant dans le repère $d-q$.

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

L'utilisation des systèmes 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 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 [7].

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 tensions dans le système de coordonnées tournant (d - q) sont :

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

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

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

$$h_d = e_d - v_d + L\omega i_q = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \quad (\text{II.3})$$

$$h_q = e_q - v_q - L\omega i_d = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q \quad (\text{II.4})$$

$$h_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \quad \Leftrightarrow \quad L \frac{di_d}{dt} = h_d - Ri_d \quad \Leftrightarrow \quad \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} i_d + \frac{1}{L} h_d \quad (\text{II.5})$$

$$h_q = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q \quad \Leftrightarrow \quad L \frac{di_q}{dt} = h_q - Ri_q \quad \Leftrightarrow \quad \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L} i_q + \frac{1}{L} h_q \quad (\text{II.6})$$

Le système d'état découplée est présenté donc par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Le modèle du convertisseur dans le repère d - q nous montre que pouvons mettre en place un contrôle des courants circulant dans le filtre RL étant donné, qu'à l'influence des couplages prés, chaque axe peut être commandé indépendamment avec pour chacun son propre régulateur. La composante v_d agit sur le courant i_d alors que la composante de la tension v_q agit sur i_q . La figure (II.3) suivante montre comment est réalisée la compensation pour le couplage des axes d et q ainsi que pour les tensions du réseau (e_d et e_q).

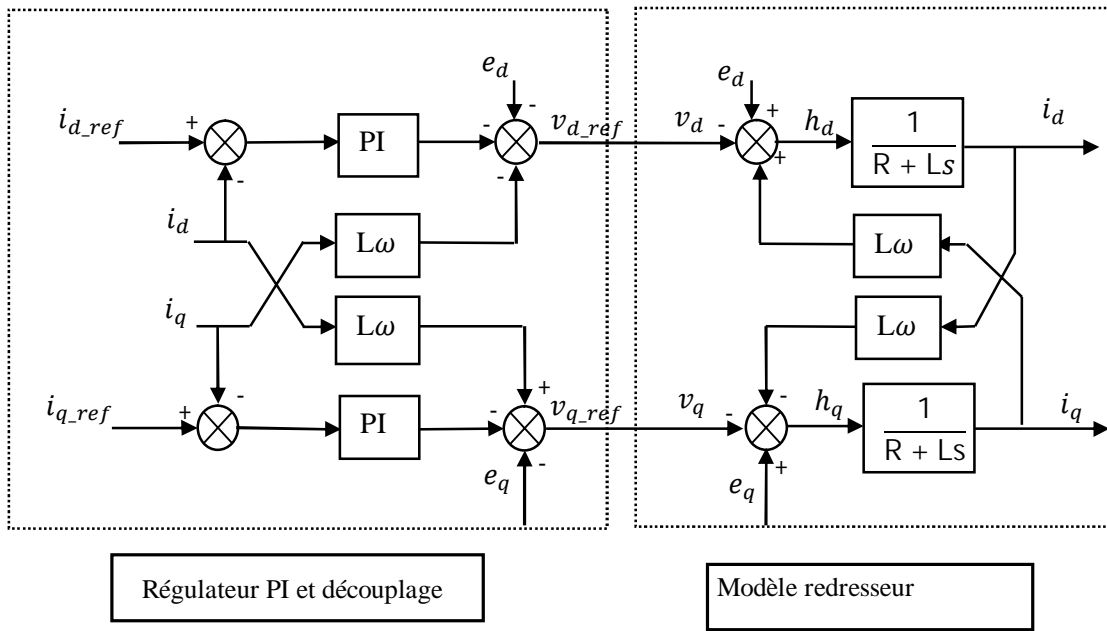


Figure II.3 : Régulation des courants i_d et i_q du redresseur.

II.3. Puissance instantanées exprimées dans les repères $0\alpha\beta$ et $0dq$

$$\bar{s}(t) = [v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta] + j[i_0(v_\alpha - v_\beta) + i_\beta(v_0 - v_\alpha) + i_\alpha(v_\beta - v_0)] \quad (II.8)$$

Avec :

S: La puissance apparente.

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

$$\bar{s}(t) = \frac{3}{2} [v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta] + j \frac{3}{2} [i_0(v_\alpha - v_\beta) + i_\beta(v_0 - v_\alpha) + i_\alpha(v_\beta - v_0)] \quad (II.9)$$

Et dans le cas où les tensions et les courants ont tous deux une composante homopolaire nulle $v_0 = 0$ et $i_0 = 0$

$$\bar{s}(t) = \frac{3}{2} [v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta] + j \frac{3}{2} [i_\beta v_\alpha + i_\alpha v_\beta] \quad (II.10)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} P(t) \\ Q(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

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

$$\begin{bmatrix} P(t) \\ Q(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

II.4. Contrôle des courants et de la tension

La régulation de la tension et du courant dans cette étude est réalisée grâce à un régulateur du type PI (proportionnel intégral). L'action intégrale est fréquemment combinée à l'action proportionnelle, dans le but d'améliorer le régime permanent sans avoir à dégrader le régime transitoire. La raison de cette combinaison est que l'action intégrale seule améliore le régime permanent tout en détériorant le régime transitoire. Quant à l'action proportionnelle, elle offre la possibilité de modifier en même temps le régime permanent, et le régime transitoire.

La fonction de transfert du régulateur PI s'écrit :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral

La source d'énergie associée au redresseur 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 :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = I_c = I_{dc} - I_{ch} \quad (\text{II.14})$$

On voit d'après la relation précédente que la tension U_{dc} est totalement contrôlée par le courant I_c .

La régulation de la tension et courants sera effectuée alors par deux boucle, l'une interne pour la régulation des courants et l'autre externe pour la régulation de la tension de bus continue.

La figure (II.4) montre comment on réalise un contrôle pour les courants i_{dq} et la tension U_{dc} . On distingue d'après cette figure 4 blocs :

- ❖ Un bloc comprenant le régulateur PI 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} .
- ❖ Un bloc d'adaptation qui permet à partir de i_{dc_ref} de fournir pour la boucle interne le courant i_{q_ref} . Comme on a supposé que notre système est parfait, il y'a donc conservation de la puissance active du coté alternatif et du coté continu (les pertes joules dans le redresseur sont négligées) :

$$P_{dc} = U_{dc} \cdot i_{dc_ref} = \frac{3}{2} \cdot e_d i_d = \frac{2U_{dc}}{3 \cdot e_d} \cdot i_{dc_ref} \quad (\text{II.15})$$

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

Régulation
PI et
compensati
on I_{ch}

Adaptation

Régulation avec
découplage d - q et
compensation de e_d, e_q

Boucle
interne

Modèle du redresseur
coté alternatif

Modèle du
redresseur coté
continue

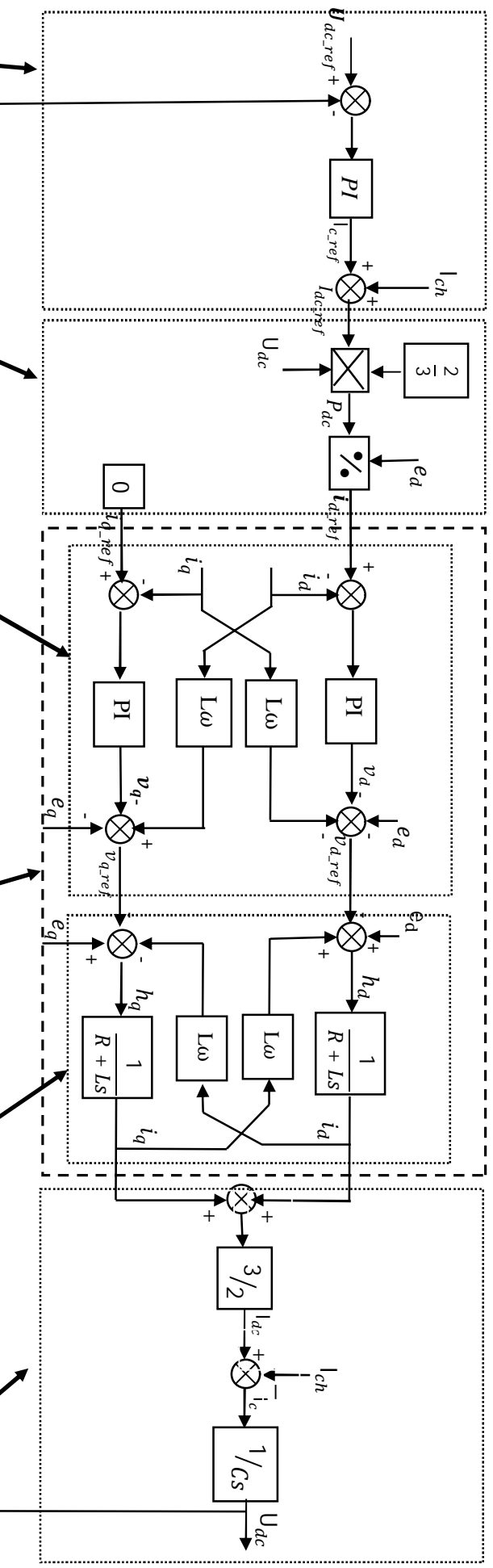


Figure (II.4). Schéma de contrôle du redresseur MLI en fonctionnement à facteur de puissance unitaire

II.4.1 Contrôle des courants i_d, i_q

Il est possible de commander indépendamment les composantes du courant i_d et i_q par action sur h_d et h_q , ainsi, il est simple de dimensionner les régulateurs. La figure (II.5) présente le schéma fonctionnel pour le réglage du courant.

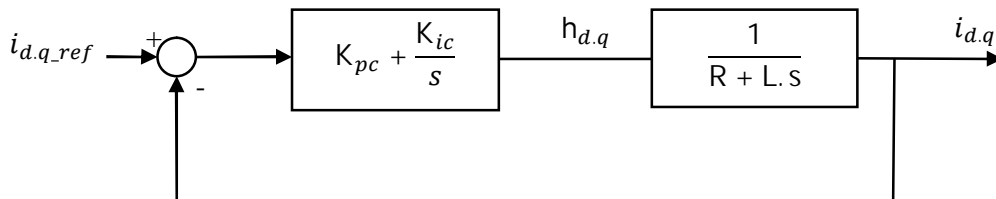


Figure II.5 : Schéma fonctionnelle pour le réglage du courant.

➤ Calcul du régulateur de courant i_d, i_q

Si on choisit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$R_d(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} = \frac{K_i + (\frac{K_p}{K_i} s + 1)}{s} \quad (\text{II.16})$$

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

$$H_{Bo} = \frac{K_i + (\frac{K_p}{K_i} s + 1)}{s} \left(\frac{1}{R + L \cdot s} \right) \quad (\text{II.17})$$

$$H_{Bo} = \frac{K_{ic}}{s} \left(1 + \frac{K_{pc}}{K_{ic}} \cdot s \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{L}{R} \cdot s} \right) \cdot \frac{1}{R} \quad (\text{II.18})$$

En mettant $\frac{K_{pc}}{K_{ic}} = \frac{L}{R}$, on obtient :

$$H_{Bo} = \frac{K_{ic}}{s} \cdot \frac{L}{R} \quad (\text{II.19})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{Bf} = \frac{H_{Bo}}{1 + H_{Bo}} = \frac{\frac{K_{ic}}{R \cdot s}}{1 + \frac{K_{ic}}{R \cdot s}} = \frac{K_{ic}}{R \cdot s + K_{ic}} = \frac{1}{1 + \frac{R}{K_{ic}} \cdot s} \quad (\text{II.20})$$

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

$$\text{Avec : } \omega_n = \frac{K_{ic}}{R}$$

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

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

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

On trouve :

$$K_{ic} = \frac{3R}{t_{rc}} \quad ; \quad K_{pc} = \frac{L}{R} K_{ic}$$

Si on choisit un temps de réponse $t_{rc\ 5\%} = 5\text{ms}$ alors K_{ic} et K_{pc} vaut :

$$K_{ic} = 300 \quad ; \quad K_{pc} = 3$$

II.4.2. Contrôle de la tension du bus continu

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. La tension du bus continu U_{dc} est détectée et comparée à une tension de référence U_{dc_ref} , le résultat de cette comparaison (l'erreur) est appliqué à ce régulateur PI pour obtenir l'amplitude de courant i_{d_ref} [8]. La figure (II.6) montre la boucle de régulation de la tension du bus continu.

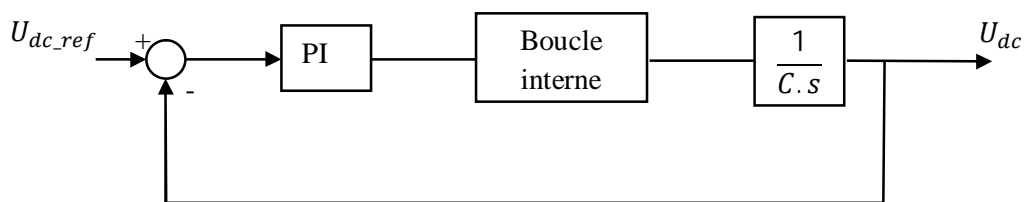


Figure II.6 : Boucle de régulation de la tension U_{dc} .

➤ **Calcul du régulateur de la tension U_{dc}**

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$H_{BO} = \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \frac{1}{C.s} = \frac{K_{pv}.s + K_{iv}}{s} \left(\frac{1}{C.s} \right) \quad (\text{II.22})$$

$$H_{BO} = \frac{K_{pv}.s + K_{iv}}{C.s^2} \quad (\text{II.23})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{Bf} = \frac{H_{BO}}{1 + H_{BO}} = \frac{K_{pv}.s + \frac{K_{iv}}{C.s^2}}{1 + K_{pv}.s + \left(\frac{K_{iv}}{C.s^2} \right)} = \frac{K_{pv}.s + K_{iv}}{C.s^2 + K_{pv}.s + K_{iv}} \quad (\text{II.24})$$

$$H_{Bf} = \frac{\frac{K_{pv}.s + \frac{K_{iv}}{C}}{C}}{s^2 + \left(\frac{K_{pv}}{C} \right) s + \frac{K_{iv}}{C}} \quad (\text{II.25})$$

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

$$\frac{U_{dc}}{U_{dc.ref}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + (2z\omega_n)s + \omega_n^2} \quad (\text{II.26})$$

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

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

Pour réaliser un bon compromis entre les performances dynamique et statique, nous choisirons une valeur du coefficient d'amortissement critique $z = 0.7$. La qualité de régulation dépendra aussi du choix de la pulsation de la coupure ω_0 . Celle-ci doit être assez élevée pour assurer une bonne dynamique en régime transitoire [9].

Pour cette boucle on prendra un temps de réponse 10 fois plus grand que celle de la boucle interne. En utilisant le tableau ci-dessous on peut calculer les coefficients du régulateur de la façon suivante :

z	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\omega_n \cdot t_{rv}$	14	10.1	7.7	5.3	5.2	3	3.4	4	4.8

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

D'après le tableau (II.2) on trouve :

$$\omega_n = 3/t_{rv}$$

Donc :

$$k_{iv} = C\left(\frac{9}{t_{rv}^2}\right) \quad ; \quad K_{pv} = \frac{2z}{t_{rv}} \cdot C$$

AN:

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

II.5. PLL conventionnelle pour la synchronisation du redresseur au réseau

II.5.1. Principe de fonctionnement de la PLL conventionnelle

Le principe présenté dans cette sous-section utilise une propriété fondamentale de la transformation de Park, à savoir que la dérivé de l'angle instantanée intervenant dans la transformation est égale à la pulsation du système de tension triphasé et équilibré alors les composantes selon les axes $d-q$ seront constantes. Le système de tension triphasé subit dans un premier temps la transformation de Clark. Les tensions ainsi obtenues sont exprimées dans le repère de Park en les multipliant par une matrice de rotation on notée $R(\theta_{est})$ [10].

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

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = E_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

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

$$e_{dq} = C \cdot R(\theta_{est}) \cdot T \cdot e_{abc}$$

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

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{est} & \sin \theta_{est} \\ -\sin \theta_{est} & \cos \theta_{est} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_m \cos(\theta) \\ E_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ E_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = E_m \cdot \begin{bmatrix} -\cos(\theta - \theta_{est}) \\ \sin(\theta - \theta_{est}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

L'angle de cette rotation θ_{est} est calculé par intégration de la pulsation estimée ω_{est} du réseau, obtenu par un régulateur PI. La pulsation ω_{est} du repère tournant doit être identique à la pulsation ω des tensions e_{abc} , l'amplitude de la grandeur asservie e_d détermine ainsi le déphasage entre la valeur efficace E et $\sin(\omega_{est})$. La différence de phase sera contrôlée en agissant sur e_{d_ref} . La PLL sera verrouillé lorsque l'angle estimé θ_{est} sera égale à l'angle réel θ , cette condition sera réalisée si e_{q_ref} est nulle.

Dans ce cas les tensions dans le repère de Park seront :

$$\begin{cases} e_d = E_m \\ e_q = 0 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

La condition nécessaire pour assurer le bon fonctionnement de cette PLL est que le système de tension, sur lequel on désire se synchroniser soit sinusoïdal et équilibré. En cas de présence de déséquilibre ou de déformation sur les tensions réseau à l'entrée de la PLL, des oscillations apparaissent sur ω_{est} et se traduisent par une variation de la fréquence du réseau autour de 50Hz. Le schéma de principe du système à base de PLL est représenté sur la figure suivante [10].

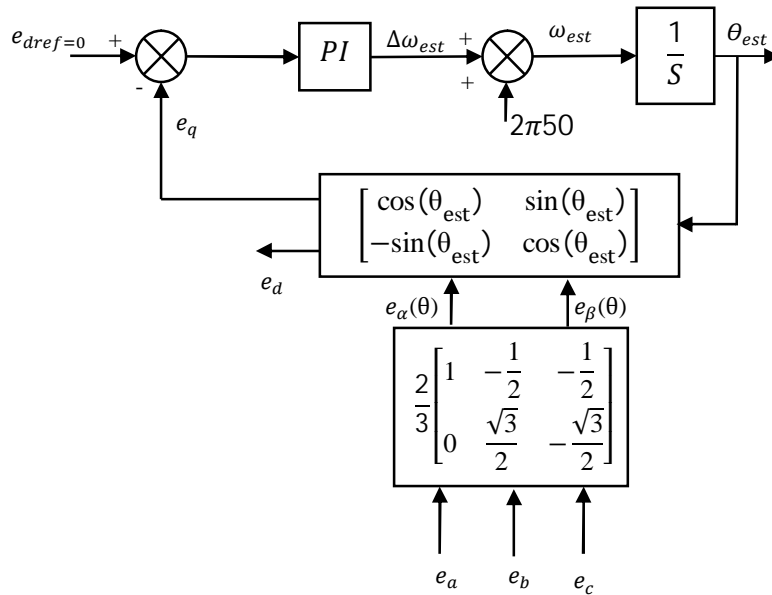


Figure II.7 : PLL conventionnelle pour l'estimation de l'amplitude, de la fréquence et de l'angle de phase du vecteur de tension réseau.

Pour synthétiser le régulateur de la PLL, on se base sur un modèle linéaire pour des faibles variations de l'angle θ . L'approximation $\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$ si $\Delta\theta \rightarrow 0$, conduit alors au modèle présenté sur la figure (II.8) qui permet une synthèse aisée du correcteur placé dans cette boucle.

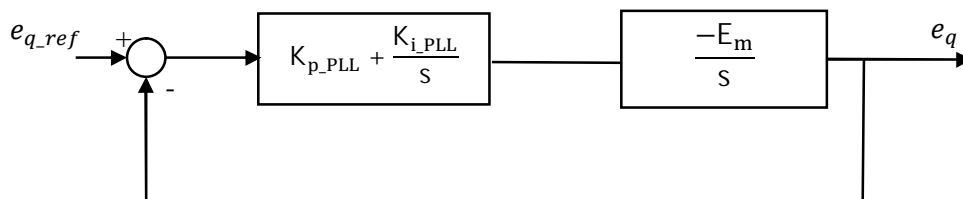


Figure II.8 : Modèle des paramètres du régulateur.

➤ Synthèses des paramètres du régulateur

La fonction de transfert on boucle ouverte :

$$H_{BO_PLL} = \frac{K_{iPLL} + K_{pPLL}s}{s^2} (-E_m) \tag{II.31}$$

La fonction de transfert on boucle fermée :

$$H_{Bf_PLL} = \frac{-E_m \cdot K_{i_PLL} - E_m \cdot K_{p_PLL} \cdot s}{s^2 - E_m \cdot K_{p_PLL} \cdot s - E_m \cdot K_{i_PLL}} \quad (\text{II.32})$$

La détermination des coefficients K_{i_PLL} et K_{p_PLL} du correcteur s'effectue par l'identification de la fonction de transfert en boucle fermée à un second ordre (placement de pole), avec $s^2 + 2Z\omega_n \cdot s + \omega_n^2$

$$K_{i_PLL} = \frac{\omega_n^2}{E_m} \quad ; \quad K_{p_PLL} = -\frac{2Z\omega_n}{E_m}$$

z	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\omega_n \cdot t_{rv}$	14	10.1	7.7	5.3	5.2	3	3.4	4	4.8

Tableau II.3 : Calcul des coefficients en fonction de l'amortissement.

Nous fixons le coefficient d'amortissement à 1, à partir de tableau (II.3) en détermine la valeur de la pulsation naturelle ω_n et nous choisissons un temps de réponse en boucle fermée égale à 10ms. Nous obtenons donc les coefficients des paramètres de régulateur en fonction du temps de réponse :

$$K_{i_PLL} = \frac{-4.8}{E_m \cdot t_{r_PLL}^2} \quad ; \quad K_{p_PLL} = -\frac{2Z\omega_n}{E_m}$$

$$K_{i_PLL} = -2,96 * 10^3 \quad ; \quad K_{p_PLL} = -12,3$$

II.5.2. Simulation de la PLL conventionnelle au régime sans défaut

Dans la plupart des stratégies de commande conventionnelle pour les dispositifs électronique de puissance connectées au réseau électrique. L'amplitude, la fréquence, et la phase de vecteur de tension réseau sont principalement utilisées pour la synchronisation de ces systèmes [10]. La figure suivante présente le schéma de simulation de la PLL conventionnelle.

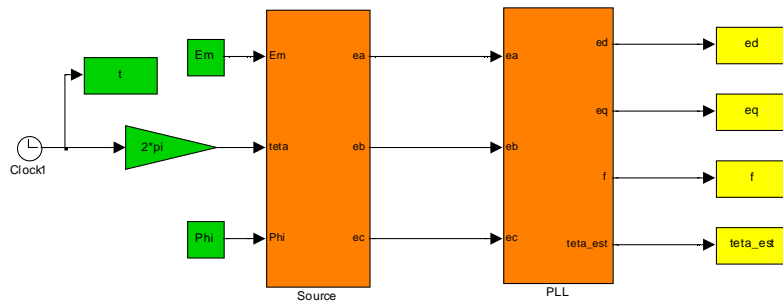
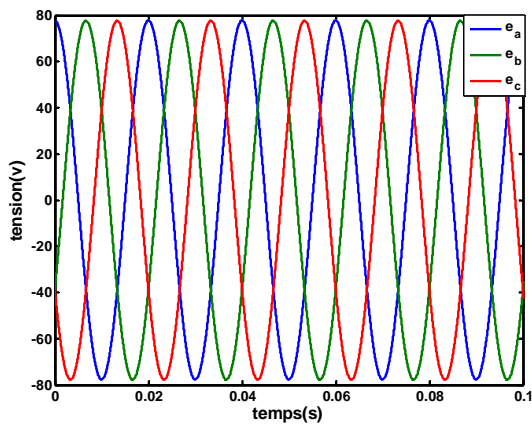


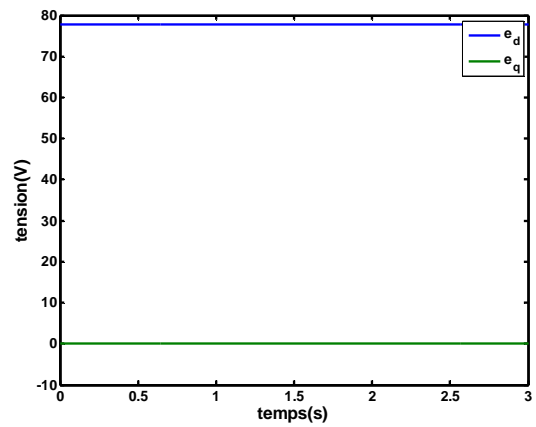
Figure II.9 : Schéma de simulation de la PLL conventionnelle (schéma sous MATLAB- Simulink)

➤ Résultats de simulation

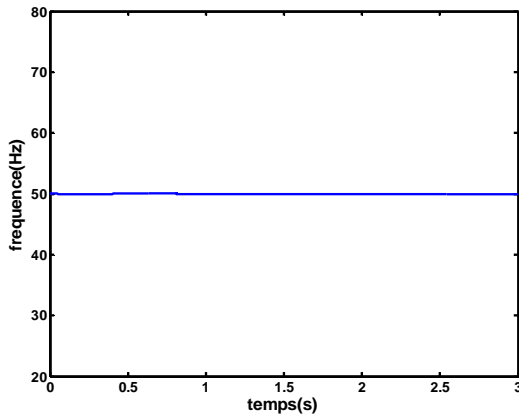
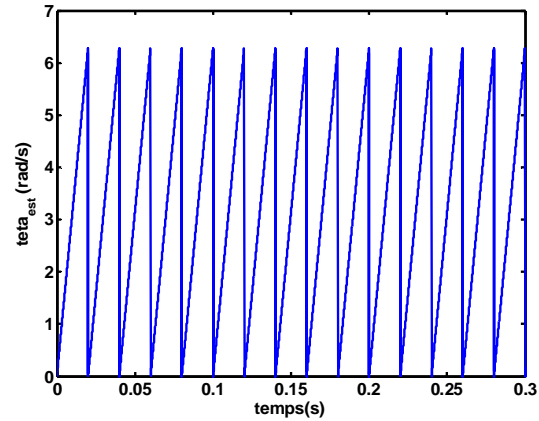
La figure suivante présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle au régime sans défaut



a) Tensions du réseau e_a, e_b, e_c



b) Tensions du réseau dans le repère $(d, q) e_d, e_q$

c) Fréquence du réseau estimé (f_{est})d) L'angle de phase estimé du vecteur tension du réseau (θ_{est})**Figure II.10 :** Résultats de simulation de la PLL conventionnelle.

➤ Interprétation des résultats

Les résultats de simulation de la PLL conventionnel montrent qu'elle fonctionne correctement. On voit dans la figure (II.10.a) que la condition d'avoir une source sinusoïdale et équilibrée est satisfaite, la figure (II.10.b) montre que la tension est orienté suivant l'axe (d) et son amplitude est fixé à 77.78 V, la figure (II.10.c) présente la fréquence fixé à 50 Hz et la figure (II.10.d) montre que la phase instantané est bien estimée ce qui donne une bonne synchronisation des variables d'entrée système.

II.6. Simulation de la commande de redresseur à MLI

La figure (II.11) présente le schéma de simulation de la commande du redresseur à MLI, dont on a effectué une simulation numérique dans les conditions suivantes :

- Période d'échantillonnage: $T_e = 10^{-4}$ s.
- Méthode de résolution numérique ; Runge-Kutta d'ordre 4.
- A l'instant $t=1.5$ s, on applique une charge de 110 Ω aux bornes de la capacité, le tableau suivant présente les paramètres de régulation qu'on a utilisé à la commande du redresseur à MLI.

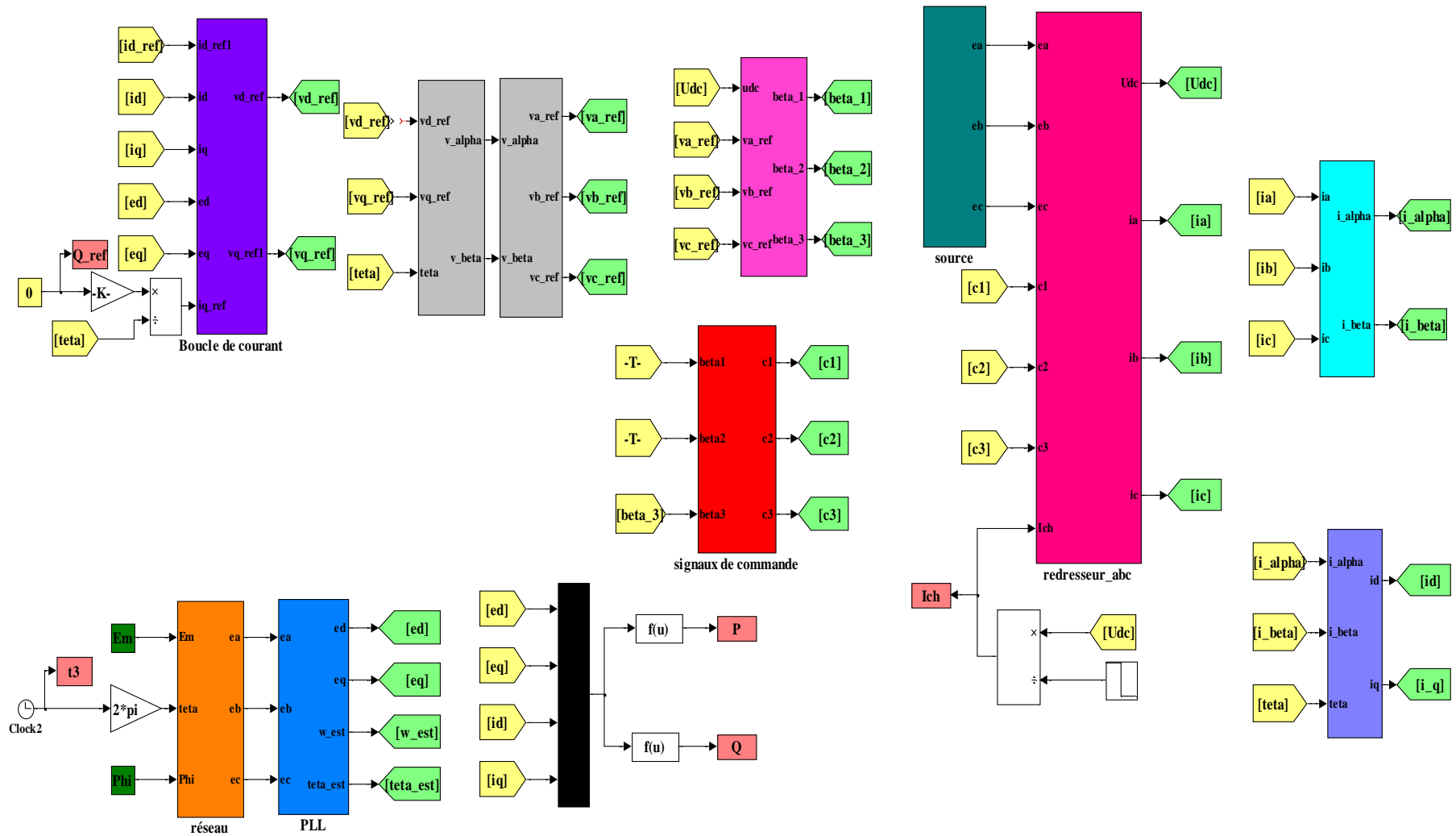


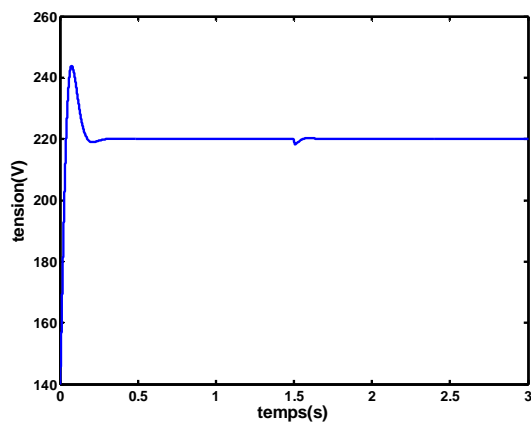
Figure (II.10) : schéma de simulation globale de la commande du redresseur à MLI

Paramètre	valeur
K_{pc}	3
K_{ic}	300
K_{pv}	0.13
K_{iv}	2.97
K_{p_PLL}	-12.34
K_{i_PLL}	-2.96
Phi (rad)	0

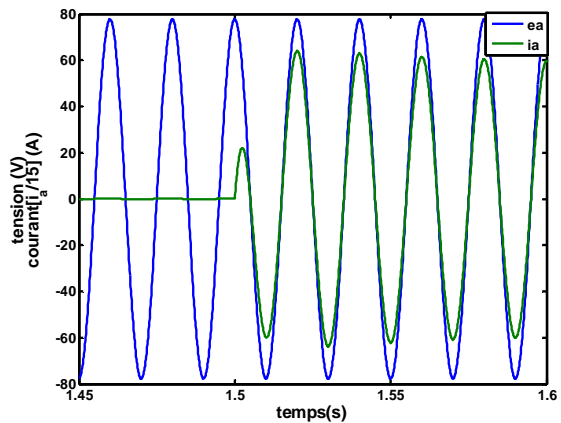
Tableau II.3 : Paramètres des régulateurs

II.6.1. Résultats de simulation de la commande de redresseur à MLI

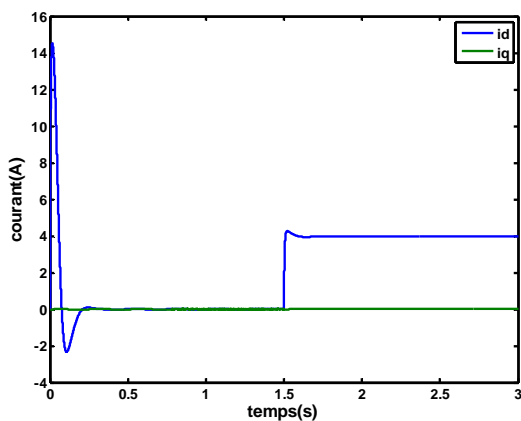
La figure suivante présente les résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI sous un réseau idéal :



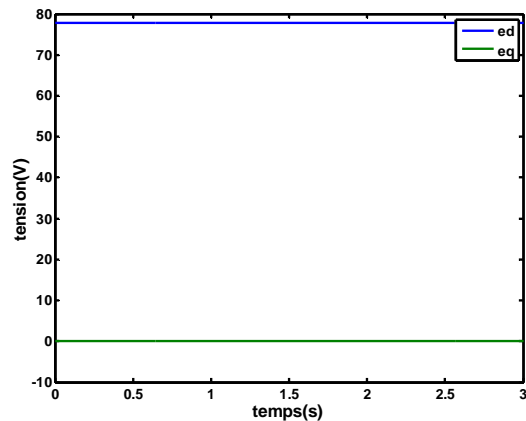
a) Tension de bus continu U_{dc}



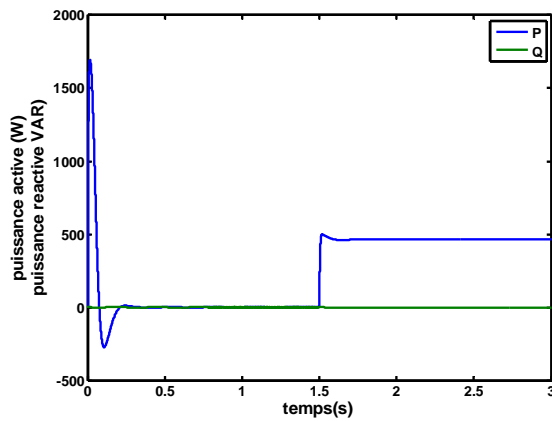
b) Tension et courant de phase (e_a, i_a)



c) Courants (i_d, i_q)



d) Tensions (e_d, e_q)



e) Puissances active et réactive (P, Q)

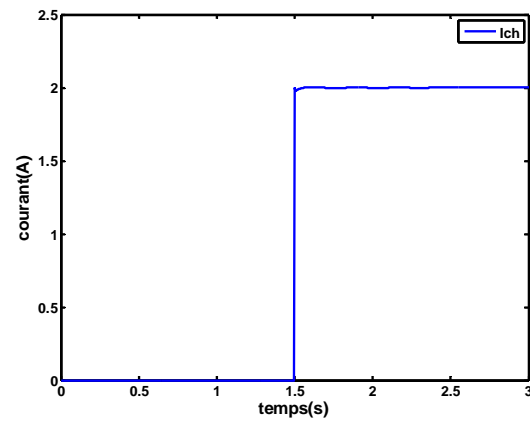
f) Courant de charge (I_{ch})

Figure II.11 : Résultat de simulation de la commande du redresseur à MLI

➤ Interprétation des résultats

La figure (II.11) montre les résultats de simulation de la commande du redresseur à MLI pour un réseau sinusoïdale et équilibré.

La figure (II.11.a) montre la tension du bus continu. Elle suit parfaitement sa référence et cela malgré la variation de la charge, ce qui prouve que le régulateur de la tension a joué son rôle correctement est d'assurée une stabilité de la tension en cas d'une variation brusque de la charge.

La figure (II.11.b) montre que le courant i_a est en phase avec la tension e_a (un facteur de puissance unitaire).

Les figures (II.11.c, d, e) présentent la possibilité de contrôler les courants active et réactive indépendamment. La composante i_q détermine la puissance réactive, tandis que i_d concerne le découplage de la puissance active.

La figure (II.11.f) montre le courant de charge I_{ch} , dans l'intervalle de temps $[0 \ 1.5[$ est nul c'est l'essai à vide (R égale à l'infinie), à $t=1.5s$ on applique une charge de $110 \ \Omega$, on remarque que le courant augmente jusqu'à se stabiliser à une valeur 2A.

II.6.3. Essai à puissance réactive non nulle

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

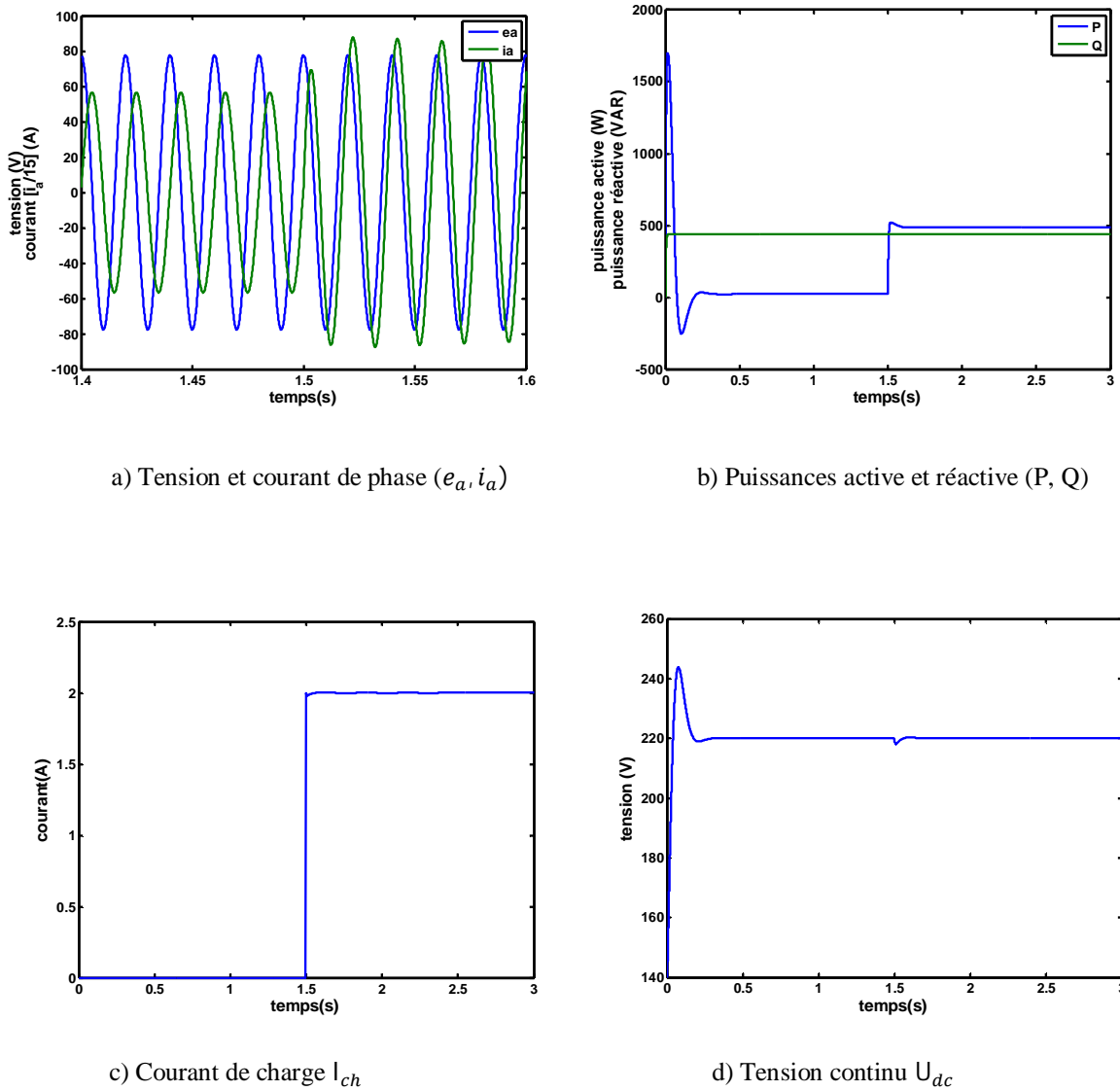


Figure (II.12) : Résultats de simulation du redresseur à puissance réactive non nulle.

➤ **Interprétation des résultats**

Les figures (II.12.a, b) montrent la possibilité d’agir sur la puissance réactive ($Q \neq 0$) pour voir le déphasage entre la tension et le courant de réseau.

Les figures (II.12.c, d) montrent que la tension de bus continu est maintenue constante, mais à l’instant $t = 1.5$ s on remarque un petit pic (chute de tension) qui est due à l’application de la charge.

II.6.4. Régulation de la tension

Pour voir la possibilité d’agir sur la tension du bus continu on fait varier la tension U_{dc_ref} , la figure suivante présente les résultats de simulation numérique.

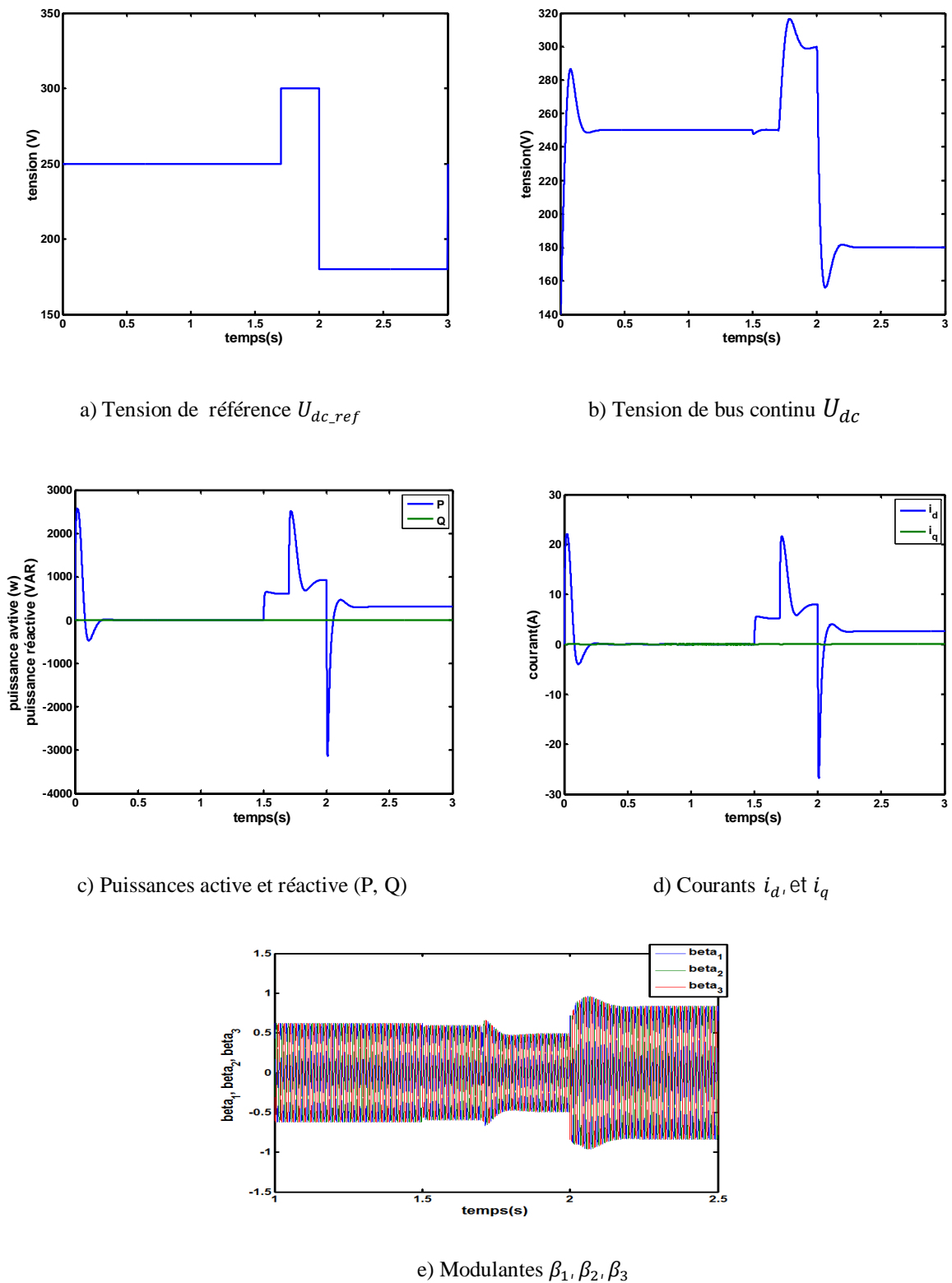


Figure II.13 : Résultats de simulation de la régulation de la tension U_{dc_ref}

➤ Interprétation des résultats

A partir de la figure (II.13.a) on constate que la variation de la tension continu U_{dc} suit la variation de la tension de référence U_{dc_ref} .

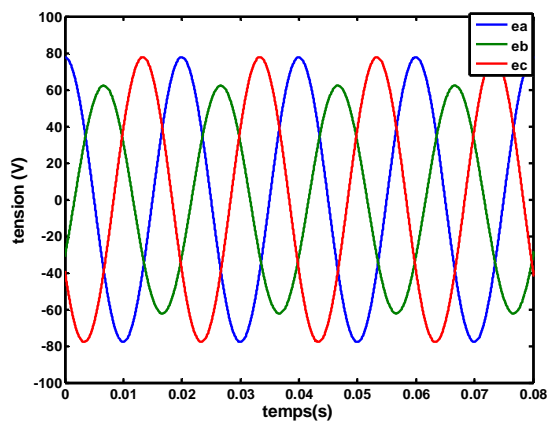
Les figures (II.13.c, e) montre que la variation de tension de référence influe sur le courant i_d qui sera suit par la variation des modulantes $\beta_1, \beta_2, \beta_3$.

II.7. Comportement de la PLL sous perturbations

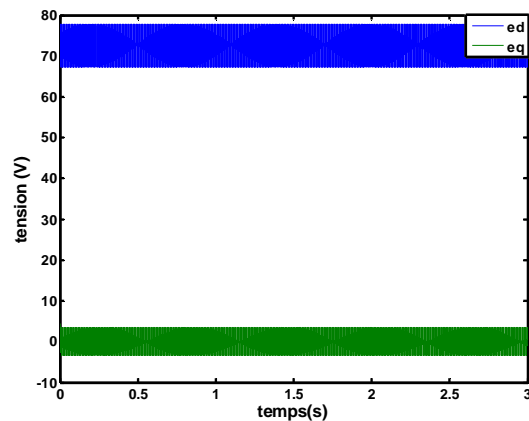
Plusieurs perturbations peuvent arriver dans les lignes du réseau électrique. A cette effet on s'intéresse dans cette section à appliquer des perturbations pour voir le comportement de la PLL conventionnelle, parmi ces perturbations, on cite : chute de tension triphasé, saut de phase, saut de fréquence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

II.7.1. PLL conventionnelle saut un défaut de phase (amplitude)

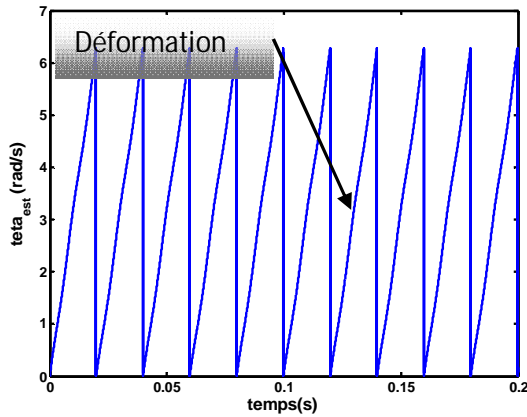
La figure suivante présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous un défaut de phase (réduire l'amplitude des phases a et b de 20%). Les tensions fournies par la PLL conventionnelle e_d et e_q , la fréquence, l'angle de phase instantané estimée et les tensions du réseau, sont montrées à la figure (II.14), respectivement.



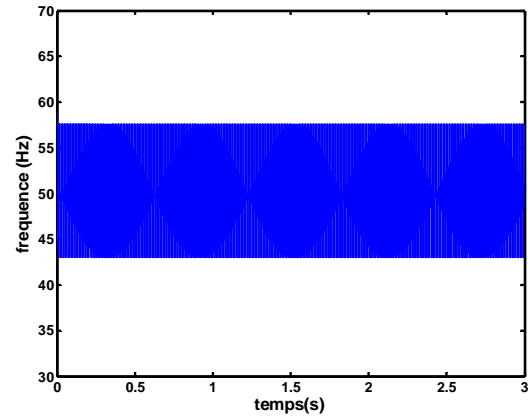
a) Tensions de phase (e_a, e_b, e_c)



b) Tensions (e_d, e_q)



c) Angle de phase estimée (θ_{est})



d) Fréquence du réseau estimée (f_{est})

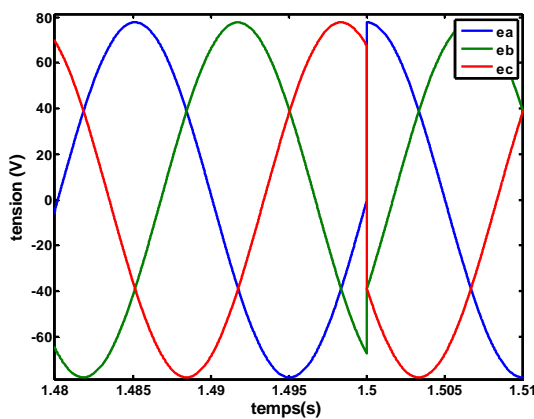
Figure II.14 : Résultat de simulation de la PLL conventionnelle sous un défaut sur la phase b

➤ **Interprétation les résultats**

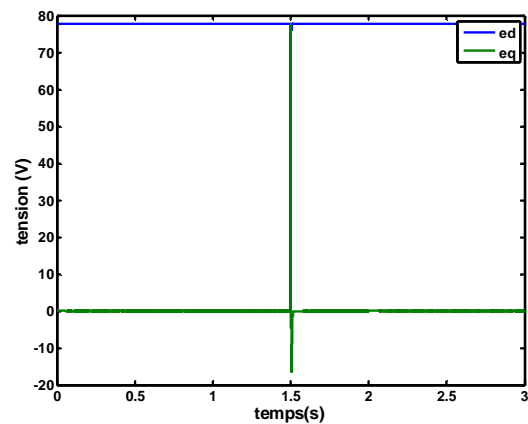
Les figures (II.14.b, d) montrent quand on applique un défaut de phase les tensions et la fréquence estimée par la PLL conventionnelle présentent des oscillations importantes, comme on remarque dans la figure (II.14.c) des déformations au niveau de l'angle instantané estimée

II.7.2. PLL conventionnelle sous saut d'angle

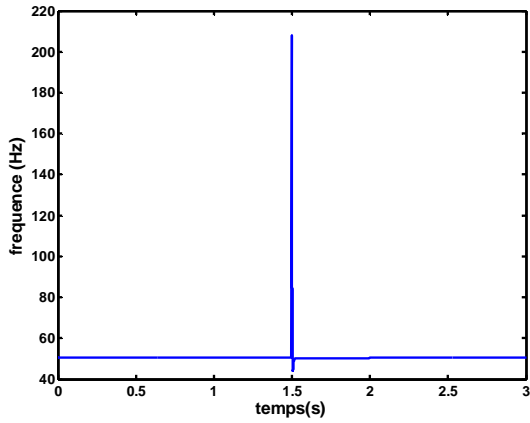
La figure (II.15) présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous un saut d'angle apparue à l'instant $t=1.5s$. Les tensions fournies par la PLL conventionnelle e_d et e_q , la fréquence, l'angle de phase instantané estimée et les tensions du réseau, sont montrées dans les figures (II .15.a, b, c, d), respectivement.



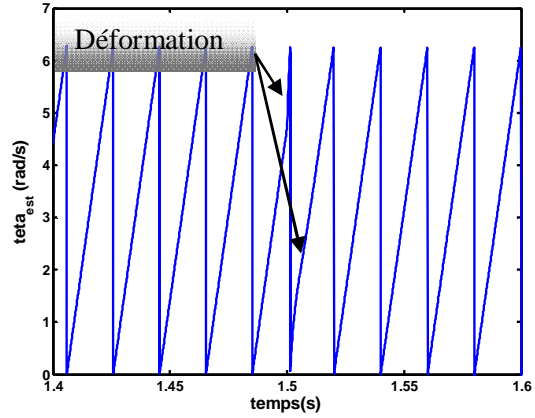
a) Tensions de phase (e_a, e_b, e_c)



b) Tensions (e_d, e_q)



c) Fréquence estimé (f_{est})



d) Phase estimée (θ_{est})

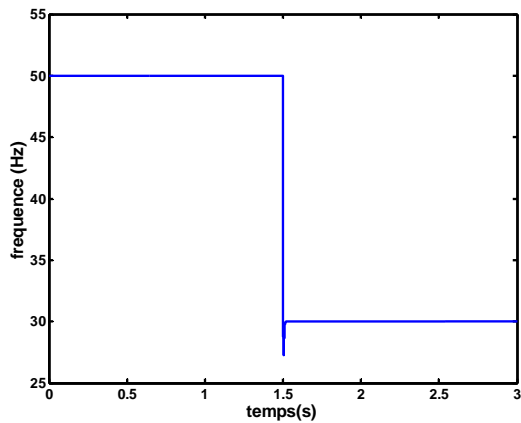
Figure II.15 : Résultat de simulation de la PLL conventionnelle sous un saut d'angle

➤ **Interprétation des résultats**

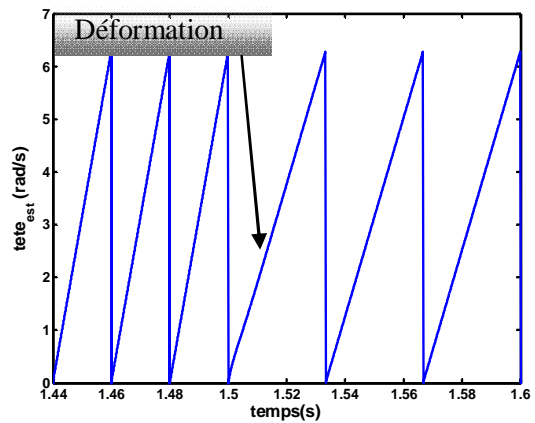
A l'instant où on applique un saut d'angle de $3\pi/2$, les tensions e_d et e_q et la fréquence fournies par la PLL présentent des pics ensuite elles reviennent à leurs états initiaux. Comme on remarque des déformations au niveau de l'angle instantané estimé.

II.7.3. PLL conventionnelle sous un saut de fréquence

La figure (II.16) présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous une chute de fréquence de 40% apparue à l'instant $t=1.5s$.



a) Fréquence estimé (f_{est})



b) Phase estimée (θ_{est})

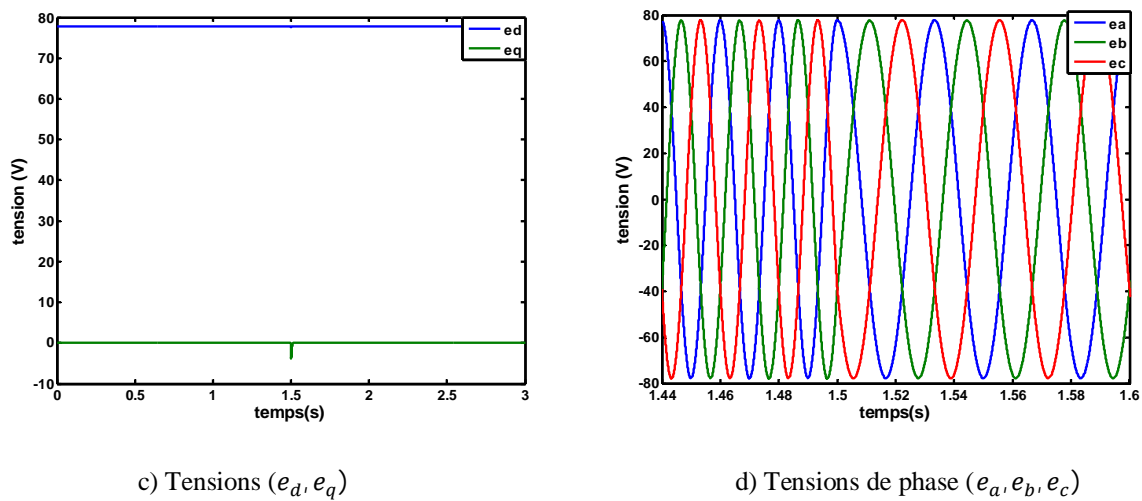


Figure II.16 : Résultat de simulation de la PLL conventionnelle sous un saut de fréquence de 40%

➤ Interprétation des résultats

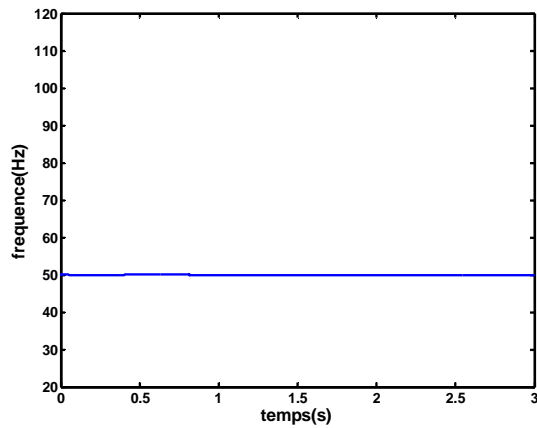
La figure (II.16) montre les résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous un saut de fréquence, on remarque que l'amplitude du vecteur de tension e_d garde leur allure comme le cas d'un réseau idéal, contrairement à la tension e_q présente un petit pic de tension à l'instant de l'application de perturbation figure(II.16.c).

Aussi pour la fréquence elle présente une chute de 40% à l'instant de l'application de perturbation.

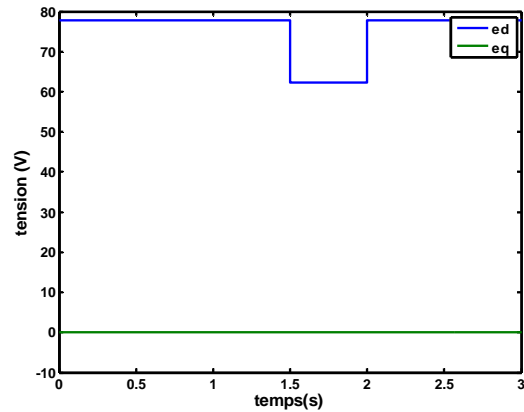
La figure (II.16.b) montre un changement au niveau de la période de la pulsation estimé par la PLL conventionnelle, et une déformation ou on applique la perturbation.

II.7.4. PLL conventionnelle sous une chute de tension

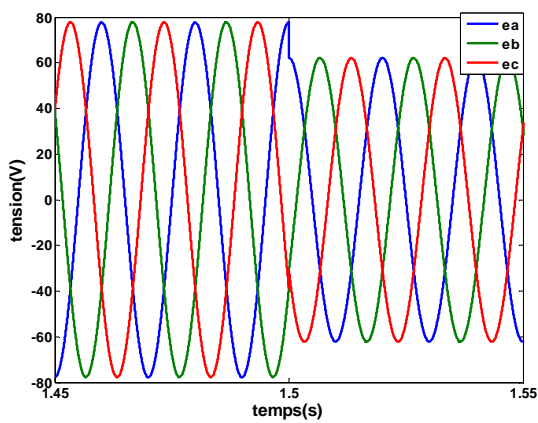
La figure (II.17) présente les résultats de simulation de la PLL conventionnelle sous une chute de tension de 20% apparue à l'instant $t=1.5$ s.



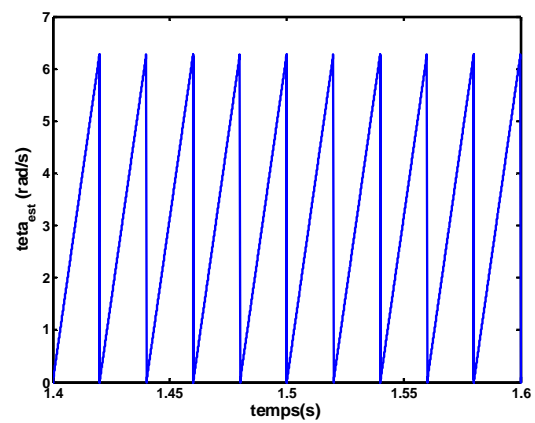
a) Fréquence estimée (f_{est})



b) Tensions (e_d, e_q)



c) Tensions de phase (e_a, e_b, e_c)



d) Phase estimée (θ_{est})

Figure II.17 : Résultat de simulation de la PLL conventionnelle sous une chute de tension du réseau de 20%

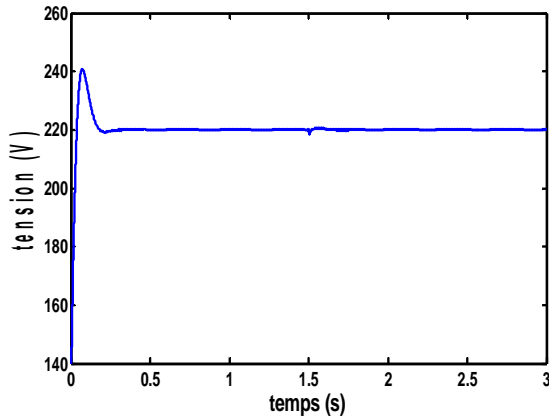
➤ **Interprétation des résultats**

D'après la figure (II.17) on constate que d'après une chute de tension, la tension e_q , la fréquence et l'angle estimée ne présente aucun changement par rapport au cas d'un réseau sans défaut, par contre la tension e_d présente une chute de tension de 20% à l'instant où on applique la perturbation figure(II.17.b).

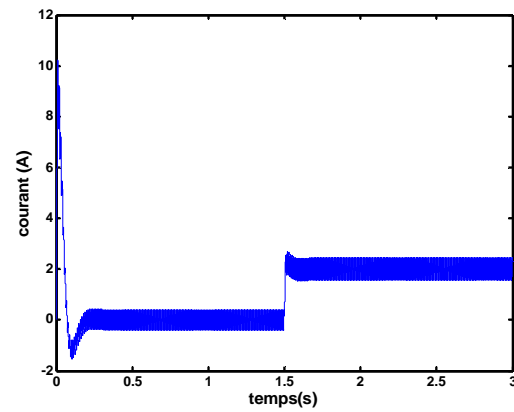
II.8. Commande du redresseur à MLI sous perturbations au réseau

II.8.1. Commande du redresseur à MLI sous un défaut de phase

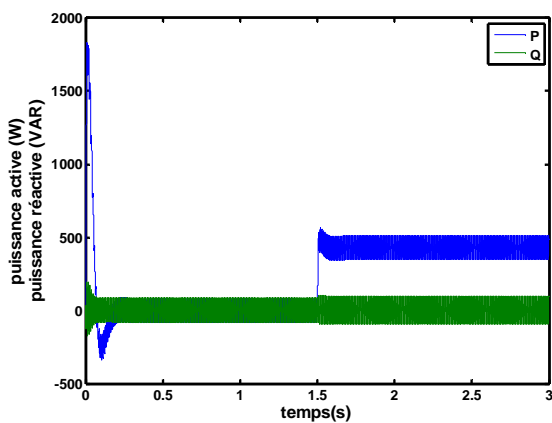
La figure (II.18) présente le comportement de la commande du redresseur à MLI sous un défaut de phase à $t = 0$ s, dont on fait diminuer l'amplitude de la phase (b) de 20%.



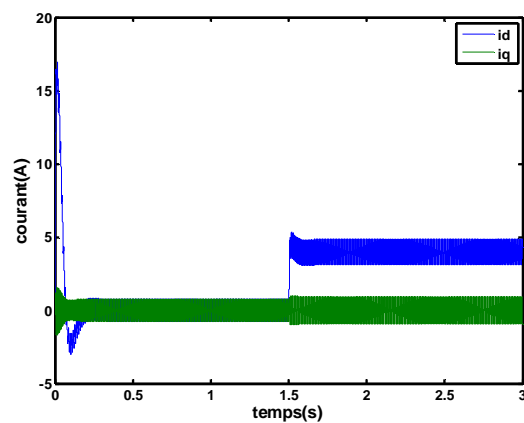
a) Tension de bus continu U_{dc}



b) Courant redressé I_{dc}



c) Puissances active et réactive (P, Q)



d) Courants (i_d, i_q)

Figure II.18 : Résultats de simulation de la commande du redresseur sous un défaut monophasé

➤ Interprétation des résultats

La figure (II.18) montre les résultats de simulation du redresseur à MLI sous un défaut de phase, on remarque la présence des oscillations au niveau des courants, puissances et la tension de bus continu et on remarque aussi l'augmentation des courants à l'instant où on applique la charge.

II.8.2. Commande du redresseur à MLI sous une chute de tension

La figure suivante présente le comportement de la commande du redresseur à MLI sous une chute de tension du réseau de 20% appliqué à l'instant $t=1.7s$ jusqu'à $t=2.5s$, on obtient :

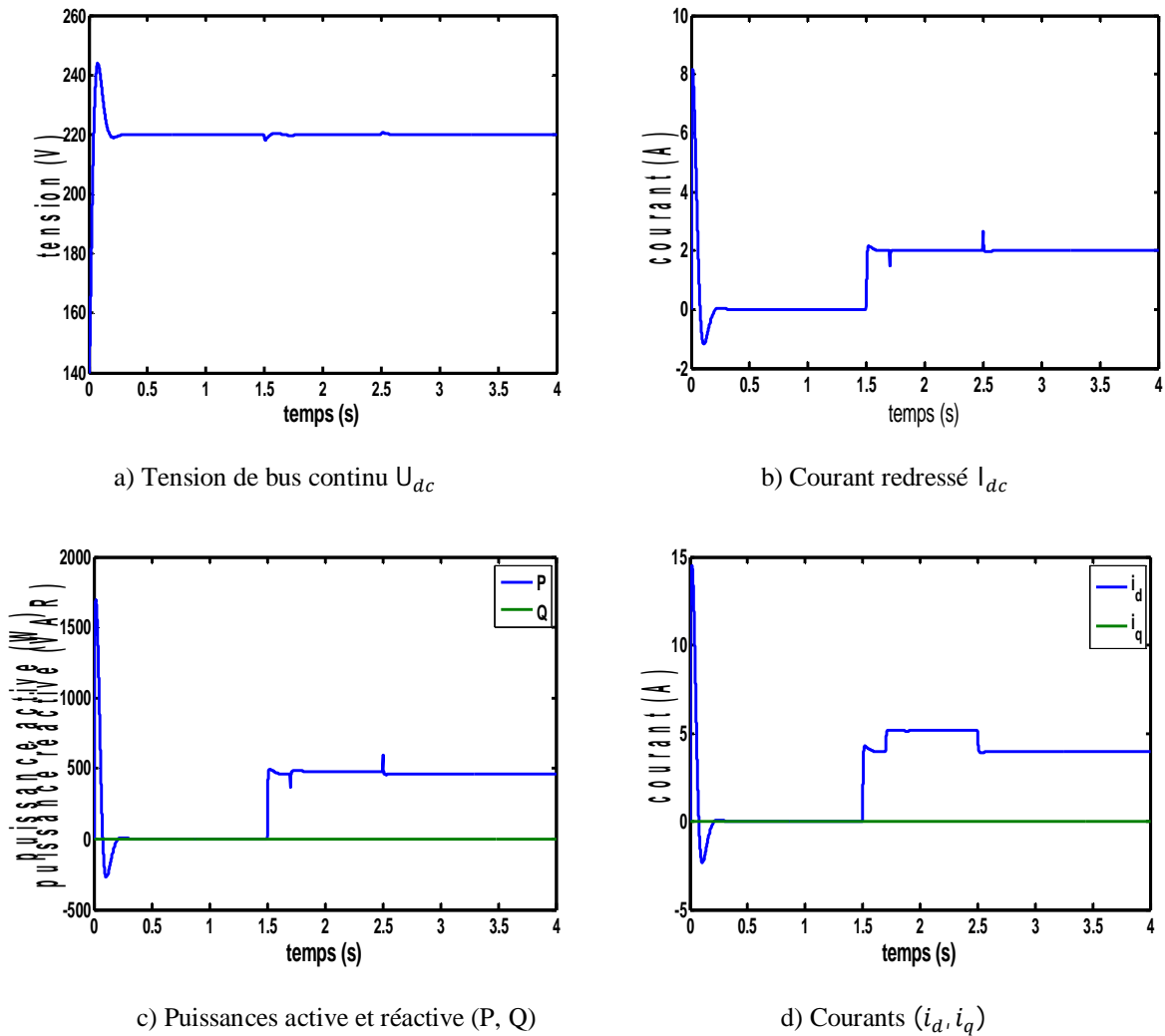


Figure II.19 : Résultat de simulation de la commande du redresseur sous une chute de tension du réseau de 20%

➤ Interprétation des résultats

Les figure (II.19) montrent le comportement de la commande du redresseur à MLI sous une chute de tension, on remarque la présence de déformation au niveau des courants, puissances et à la tension de bus continu. Comme on constate que le courant i_d augmente à l'instant où on applique la chute de tension.

Conclusion

La synchronisation du redresseur avec le réseau électrique nécessite l'utilisation d'une boucle de verrouillage de phase (PLL conventionnelle).

On a testé cette technique pour assuré qu'elle fonctionne correctement (par simulation) puis on a connecté le redresseur au réseau via cette PLL pour effectué un contrôle au redresseur dans les conditions parfaites.

Au deuxième lieu on a effectué plusieurs tests (puissance réactive non nulle, régulation de la tension) pour voir la réaction de la commande puis on a imposé de la perturbation au niveau du réseau électrique pour visualiser le comportement de la PLL. A la fin, on a proposé quelques perturbations qui peuvent être rencontré au cours d'utilisation de notre système (défaut de phase, chute de tension....) pour savoir la limite d'utilisation de la PLL.

Conclusion générale

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à la modélisation, l'étude par simulation du redresseur à MLI et sa commande, puis l'analyse de stabilité du système (commande-redresseur à MLI). Ce système doit assurer à l'utilisateur la tension désirable sans quitter sa zone de stabilité.

Nous avons présenté dans le premier chapitre une modélisation du redresseur dans trois repères déferents : le système de coordonnées triphasé (abc), le système de coordonnées biphasé ($\alpha\beta$), et le système de coordonnée biphasé (dq).

Le deuxième chapitre est consacré à la commande en tension du redresseur à MLI. Dans cette commande nous avons utilisé le correcteur PI pour contrôler les courants et la tension continue.

En effet le correcteur PI n'est pas bien adapté pour des applications de commande des signaux alternatifs, une solution est proposée dans le cas des systèmes triphasés, il s'agit d'utiliser les correcteurs PI dans un repère tournant ainsi, si le repère tourne à la même vitesse et dans le même sens que le vecteur de tension, les projections du courant dans ce repère seront considérées comme des grandeurs continues, le correcteur PI pourra donc éliminer correctement les erreurs statique

Pour synchroniser le redresseur avec le réseau, ils est nécessaire d'avoir une PLL conventionnelle, ce qui nous permet d'obtenir la phase et la tension instantanée du réseau.

Après l'obtention des résultats de simulation du système (PLL-commande du redresseur) nous avons expliqué le principe de fonctionnement de la commande du redresseur à MLI, ensuite à partir des cas spécifiques (puissance réactive non nulle et régulation de la tension) on a montré l'efficacité de la commande qu'on a utilisée. A la fin de ce chapitre, on a appliqué des perturbations sur le système (défaut monophasé, chute de tension et une variation de la fréquence) dans le but de montrer les limites d'utilisation de la PLL conventionnelle.

Les résultats de simulations du système ont été présenté et discuter.

Le chapitre trois est consacré à l'étude de stabilité, où on a commencé par la linéarisation du modèle pour ensuite étudier la stabilité du modèle linéaire. Les résultats de simulation obtenus dans cette partie, ont montrés que la stabilité du redresseur est liée directement à la valeur de la résistance du filtre.

L'étude de stabilité de la boucle de courant nous donne encore plus d'informations sur la stabilité du système et le bon choix des paramètres (L_{est} et R_{est}) pour que le système fonctionne toujours dans la zone de stabilité.

La variation de R_{est} est insuffisante pour avoir une conclusion sur la stabilité du système, pour cela qu'on pense poursuivre notre étude en faisant varier L_{est} , et reprendre le travail en utilisant la PLL neuronal.

Références bibliographiques

- [1]: **P. LADOUX, G. OLLE**, « Compensateur d'harmonique et de puissance réactive », système Didactique, RESELEC 2002.
- [2]: **C. GOMBERT** « Simulation temps-réels des dispositifs électroniques de puissance dédiés aux Réseaux d'Energie Electrique », thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de GRENOBLE, Septembre 2005
- [3]: **A. MERDASSI**, « outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseur statiques pour la simulation de système mécaniques », Thèse de Doctorat, Institut polytechnique de Grenoble, Octobre 2009.
- [4]: **Dj. CHABANE, K.BERKOUNE**, « Etude du redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion MLI », Mémoire de Master en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2011.
- [5]: **R.THIBAUT**, « contrôle de l'énergie injectée dans un réseau électrique par un convertisseur triphasé utilisant un régulateur basé sur un modèle interne sinusoïdale », Thèse de Doctorat, Ecole de Technologie Supérieur, Université du Québec, Montréal, Septembre 2006.
- [6]: **E. M. BERKOUK** « Contribution à la conduite des machines asynchrone monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs », Thèse de Doctorat, C.N.A.M, Paris 1995.
- [7]: **A. BOULAHIA**, « Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique », Mémoire de Magister, Université de Constantine, Avril 2009.
- [8]: **A. BOUAFIA**, « Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs a MLI », Thèse de Doctorat UFAS Algérie, Octobre 2010.
- [9]: **N. BELHAOUCHET**, « Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées. Application : Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie », Thèse de Doctorat ; Université Ferhat Abbas-Sétif ; Juillet 2011.

[10]: **A. BECHOUCHE**, « Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande de la machine asynchrone : Application à une éolienne », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Avril 2013.

[11]: **M. S. DJEBBAR**, « Etude comparative des redresseurs Cascades et multi niveaux a commande MLI » Mémoire de Magistère en Electrotechnique, Université Mentouri-Constantine, 2005.

[12]: **P. LIUTANAKUL**, « Stabilité des réseaux embarqués, Interaction puissance- Structure-Commande» Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Janvier 2007.

[13]: **P. VERDELHO, G. D. MARQUES**, « Dc Voltage control and Stability Analysis of PWM- Voltage-Type Reversible Rectifiers » IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL.45, no 2, April 1998

[14]: **J.J DI STEFANO, A. R. STUBBERUD, I. J. WILLIAMS**, « Systèmes asservis, cours et problems » Engineering Department, University of California, Los Angeles.

[15]: **A. VIDAL, A. G. YEPES, F. D. FREIJDO, J. MALVOR, O. LOPEZ, J. DOVAL-GAUDOY**, « A technique to estimate the equivalent less Resistance of Grid-Tied Coverlers for Current Central Analysis and Design ». IEEE Transactions on Power Electronics, VOL.30, no.3, March 2015.

[16]: **N. BOUKHARI, L. STITI**, «Commande d'un redresseur triphasé à MLI». Memoire Master II. (Machines électriques) UMMTO. Septembre 2014.