

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

UNIVERSITE ABDERRAHMAN MIRA-BEJAIA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme de

Master en électrotechnique

Option : Automatisme industriel

Thème

Commande Prédictive d'un Redresseur à MLI Triphasé

Présenté par :

Mr. YACIA Sofiane

Mr. TAOUNET MndRafik

Encadré par :

Mr. MELAHI Ahmed

Mr. BOUDRIES Zoubir

Promotion 2013

Remerciements

Nous tenons à remercier éternellement Allah le tout puissant de nous avoir donné du courage et de la volonté de mener a terme ce modeste travail.

À nos familles qui nous ont toujours encouragés et soutenus durant nos études.

Que messieurs BOUDRIES.Zoubir et MELAHI. Ahmed trouvent ici l'expression de nos plus vifs remerciements pour nous avoir aidés et suivis patiemment dans l'élaboration de ce travail.

Au membre de jury pour avoir accepte de juger notre travail.

Enfin, nous remercions toute personne ayant contribué de pris ou de loin a la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

Mes chers parents

Mes frères

Mes sœurs avec leurs familles

Toute ma famille

Tous mes amis

Et tous ceux qui me sont chers

YACIA Sofiane

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

Mes chers parents

Mes frères et sœurs

Toute ma famille

Tous mes amis

Et tous ceux qui me sont chers

TAOUINET Mnd Rafik

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I: Commande prédictive

I.1 Introduction.....	3
I.2 Historiques de la commande prédictive.....	3
I.3 Principe de la commande prédictive.....	3
I.4 La commande prédictive généralisée.....	5
I.4.1 Principe de fonctionnement.....	5
I.4.2 Différents types d'horizon.....	6
I.4.3 Définition du modèle du système.....	6
I.4.4 Recherche d'un predicteur optimal.....	7
I.4.5 Critère à minimisé.....	9
I.4.5.1 Expression du critère sous forme analytique.....	9
I.4.5.2 Expression du critère sous forme matricielle.....	10
I.5 Commande prédictive par modèle.....	11
I.5.1 La méthodologie du MPC.....	12
I.5.2 Le principe de fonctionnement du MPC.....	12
I.5.3 Structure de base de l'algorithme MPC.....	13
I.5.4 Fonction objective et obtention de la loi de commande.....	13
I.5.5 Les aspects qui ont permis le développement du MPC.....	14
I.6 Avantages et inconvénients.....	14
I.6.1 Avantages.....	14
I.6.2 Inconvénients.....	14

I.7 Conclusion.....	15
---------------------	----

Chapitre II : Modélisation du redresseur à MLI

II.1 Introduction.....	16
II.2 Différents types du redresseur à MLI.....	16
II.2.1 Redresseur à MLI de courant.....	16
II.2.2 Redresseur à MLI de tension.....	17
II.3 Structure et principe de fonctionnement du redresseur à MLI triphasé de tension.....	18
II.4 Modélisation du redresseur MLI.....	19
II.5 Schéma fonctionnel du redresseur MLI.....	21
II.6 Équations du redresseur en coordonnée (d-q).....	22
II.7 Différents types de commande MLI des convertisseurs.....	22
II.7.1 MLI triangulo-sinusoidale.....	23
II.7.2 MLI à bande d'hystérisis.....	24
II.7.3 MLI à échantillonnage périodique.....	25
II.7.4 MLI vectorielle	25
II.8 Commande vectorielle du redresseur à MLI.....	25
II.8.1 Principe de la commande vectorielle.....	25
II.8.2 Schéma fonctionnel de contrôle à tension orientée (VOC).....	26
II.8.3 Boucles des courants.....	27
II.8.4 Boucle de régulation de la tension du bus continu U_{dc}	29
II.8.5 Simulation de la VOC.....	31
II.9 Conclusion.....	33

Chapitre III : Application de la commande prédictive sur le redresseur à MLI

Sommaire

III.1 Introduction.....	34
III.2 Structure de la régulation.....	34
III.3 Boucles des courants.....	34
III.4 Boucle de la tension.....	35
III.5 Application de la GPC.....	36
III.5.1 Dimensionnement des régulateurs GPC.....	36
III.5.1.1 Régulateur de la tension du bus continu	36
III.5.1.2 Régulateurs des courants $i_{d,q}$	37
III.5.2 Résultats de simulation de la GPC.....	38
III.5.3 Interprétation des résultats.....	43
III.6 Application de la MPC.....	44
III.6.1 MPC avec trois régulateurs.....	44
III.6.1.1 Procédure de synthèse de la MPC sous Matlab.	45
III.6.1.2 Résultats de simulation.....	45
III.6.1.3 Interprétation des résultats.....	48
III.6.2 MPC avec deux régulateurs.....	48
III.6.2.1 Procédure de simulation de la MPC avec deux régulateurs.....	49
III.6.2.1.1 Linéarisation du système.....	49
III.6.3 Résultats de simulation.....	49
III.6.4 Interprétation des résultats.....	53
III.7 Application de la GPC sur le redresseur avec convertisseur MLI.....	54
III.7.1 Résultats de simulation.....	54
III.7.2 Interprétation des résultats.....	55
III.8 Application de la MPC sur le redresseur avec convertisseur MLI.....	56
III.8.1 Résultats de simulation.....	56
III.8.2 Interprétation des résultats.....	57
III.9 Conclusion.....	57
Conclusion général.....	58

Nomenclatures

Abbreviations

DMC : Dynamic Matrix Control.

GPC : Generalized Predictive Control.

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor.

MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

MPC : Model Predictive Control.

PFC : Predictive Function Control.

VOC : Voltage Oriented Control.

NMPC : Non linear Model Predictive Control.

PID : Proportionnelle Intégrale Dérivée.

PI : Proportionnelle Intégral.

CNA : Convertisseur Numérique Analogique.

CAN : Convertisseur Analogique Numérique.

Symboles

$\hat{y}(t+j/t)$: La sortie prédite.

$u(t)$: Le signal de commande.

$w(t)$: La consigne.

q^{-1} : Opérateur retard.

$\Delta (q^{-1})$: Opérateur de différence.

Δu : Incrément de commande.

λ : Facteur de pondération sur la commande.

\hat{y}_N : Vecteur des sorties futures estimées.

\hat{u}_N : Vecteur des incréments des commandes futures.

i_a, i_b, i_c : Courant d'entrée du redresseur.

e_a, e_b, e_c : Tension du réseau.

\bar{e} : Vecteur de la tension de ligne.

v_a, v_b, v_c : Tension d'entrée du redresseur.

\bar{v} : Vecteur de tension de phase du redresseur.

\bar{i} : Vecteur de courant de ligne.

i_c : Courant traversant le condensateur.

i_{dc} : Courant du bus continu.

i_{ch} : Courant de charge.

e_d, e_q : Composantes du vecteur tension dans le repère synchrone.

i_d, i_q : Composantes du vecteur courant dans le repère synchrone.

\underline{i} : Vecteur de courant complexe débité par le réseau.

\underline{e} : Vecteur de tension complexe débité par le réseau.

\underline{v} : Vecteur de tension complexe à l'entrée du réseau.

w_c : Pulsation de coupure.

K_p : Paramètre proportionnel.

K_i : Paramètre intégrateur.

$C(z^{-1}) \xi(t)$: Perturbation.

C : Condensateur du bus continu.

G_N : Matrice des coefficients de la réponse indicielle du modèle

L : L'inductance du filtre.

N_1, N_2 : Horizon de prédiction.

N_u : Horizon de prédiction sur la commande.

R : Résistance.

S_a, S_b, S_c : Signaux de commande des interrupteurs.

P : Puissance active.

Q : Puissance réactive.

U_{dc} : Tension du bus continu.

Listes des figures

Figure I.1	Représentation temporelle du principe de la commande prédictive.....	4
Figure I.2	Schéma de fonctionnement de la GPC.....	5
Figure I.3	La méthodologie du MPC.....	12
Figure I.4	Le schéma fonctionnel de la structure de base des algorithmes MPC.....	13
Figure II.1	Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.....	17
Figure II.2	Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.....	18
Figure II.3	Pont redresseur.....	18
Figure II.4	Schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau.....	19
Figure II.5	Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI.....	19
Figure II.6	Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans les coordonnées triphasées.....	21
Figure II.7	Topologies de commande d'un redresseur à MLI de tension.....	23
Figure II.8	Schéma de principe de la MLI triangulo-sinusoidale.....	24
Figure II.9	Principe de fonctionnement de modulateur MLI à bande d'hystérésis.....	24
Figure II.10	Diagramme vectoriel pour le VOC.....	26
Figure II.11	Schéma bloc de la commande vectorielle.....	26
Figure II.12	Schéma d'une phase en coordonnées (d-q).....	27
Figure II.13	Boucle de régulation du courant avec découplage.....	28
Figure II.14	Boucle de régulation de la tension.....	30
Figure II.15	Représentation de la tension du bus continu U_{dc} avec $U_{dc-réf}$	31
Figure II.16	Représentation du courant de la charge.....	31
Figure II.17	Représentation de la puissance active.....	31
Figure II.18	Représentation de la puissance réactive.....	32
Figure II.20	Représentation du courant i_d i_q	32
Figure III.1	Structure de la régulation.....	34
Figure III.2	Boucle du courant i_d	35
Figure III-3	boucle du courant i_q	35

Figure III.4 Boucle de la tension U_{dc}	35
Figure III.5 Schéma bloc de réglage du redresseur à MLI avec GPC.....	36
Figure III.6 Essai pour $R=500\Omega$ et une consigne de 400 V.....	40
Figure III.7 Essai pour $R=500\Omega$ avec variation de la consigne à $t=0.25$ de 400 à 600 V.....	41
Figure III.8 Influence du facteur de pondération λ_0 (réglage de la tension U_{dc})	42
Figure III.9 Influence de l'horizon de prédiction sur la tension de bus continu U_{dc}	42
Figure III.10 Teste de robustesse sur la commande (augmentation de la charge)	43
Figure III.11 Schéma de la MPC avec trois régulateurs.....	44
Figure III.12 Essai de MPC pour $R=500\Omega$ et une consigne de 400 V.....	46
Figure III.13 Teste de robustesse (augmentation puis diminution de la charge).....	47
Figure III.14 Schéma bloc de l'application de MPC avec deux régulateurs.....	48
Figure III.15 Résultats de simulation de MPC sans contraintes.....	50
Figure III.16 Résultats de simulation de MPC sans contraintes.....	52
Figure III.17 Résultats de simulation de la GPC	55
Figure III.18 Résultats de simulation de la MPC	57

Introduction générale

Introduction générale

Le but principal de la commande des systèmes, est de pouvoir satisfaire les objectifs définis par le cahier des charges, de manière la plus performante possible. Il s'agit, par exemple, de contrôler certains signaux de sortie par actions sur d'autres signaux d'entrée de sorte qu'il soit possible de pouvoir satisfaire les objectifs en présence d'incertitudes et changements des caractéristiques du processus (modèle) et de restrictions sur les variables opérationnelles. Il s'agit là d'un problème pratique car bien des processus réels présentent ces caractéristiques [5].

Au cours des dernières décennies, la commande prédictive, est devenue un outil de commande très précieux et attractif pour la recherche des meilleures performances dans diverses applications. De toutes les commandes modernes dites aussi avancées, la commande prédictive est la plus utilisée dans l'industrie, aussi bien pour les qualités techniques auxquelles elle doit ses performances que pour sa facilité de mise en œuvre, grâce au progrès des outils de calcul numérique et d'implémentation en temps réel. Son champ d'application s'étend à tous les domaines industriels, notamment au cas où la régulation classique PID n'est pas efficace [6].

Au fil des années, diverses stratégies ont été proposées dans le domaine de la commande du redresseur à MLI triphasé. Toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs, à savoir : un facteur de puissance proche de l'unité et une forme d'onde quasi-sinusoïdale des courants absorbé. La conception de ces stratégies est basée sur l'utilisation des régulateurs analogiques (PID).

L'objectif recherché étant un réglage permanent de la tension du bus continu. Notre travail consiste à remplacer les régulateurs classiques PID utilisés dans la commande vectorielle orientée (VOC), avec des régulateurs numériques, dans notre cas des régulateurs prédictifs.

Ce mémoire se constitue de trois chapitres structurés de la façon suivante:

Le premier chapitre est consacré à la commande prédictive. Dans ce chapitre nous allons présenter le principe de la commande prédictive, où on se focalisera principalement sur deux approches à savoir la commande prédictive généralisée (GPC) et la commande prédictive par model (MPC).

Dans le deuxième chapitre nous présenterons quelques généralités sur le redresseur à MLI triphasé, sa structure et son principe de fonctionnement. Dans le but de faire une étude

comparative entre la commande numérique et la commande classique (analogique) on présentera les résultats de simulation de la commande à tension orientée (VOC).

Le troisième chapitre est consacré à l'application des deux techniques de commandes prédictive, la GPC et la MPC, suivie de quelques tests pour voir l'influence de certains paramètres, et une étude comparative sera faite entre ces deux techniques de commande et aussi avec la commande vectorielle orientée.

Nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre I

I.1 Introduction

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle constitue un domaine ample et varié et intègre des disciplines comme la commande optimale, la commande multi-variable et la commande avec contrainte.

Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Elle est utilisée dans diverses applications, notamment dans les systèmes robotiques, des machines électriques, la surveillance et la conduite des procédés biotechnologiques.

La commande prédictive est un terme général qui englobe un ensemble de méthodes différentes (PFC, DMC, GPC, MPC...). Néanmoins, toutes ces techniques utilisent la même philosophie de contrôle et le principe de fonctionnement est le même.

I.2 Historiques de la commande prédictive

Elle a fait ses débuts en 1962 suite aux travaux de Zadeth et Whalen. Elle sera connue plus tard dans le monde industriel, particulièrement dans le secteur de la pétrochimie, suite aux travaux de Richalet et al [4].

Grâce à sa capacité à prendre en compte les contraintes, à contrôler les systèmes multi-variables et la possibilité qu'elle offre d'utiliser différentes structures de modèle, la commande prédictive (non linéaire (NMPC)) est à présent largement reconnue comme l'une des techniques de contrôle les plus puissantes si ce n'est la seule approche possible dans beaucoup de problèmes de contrôle à résoudre. Au fil du temps, beaucoup d'améliorations ont été faites sur cette technique, notamment les travaux de Mayne et Michalska. Aujourd'hui, elle est également adaptée à la commande des systèmes rapides.

I.3 Principe de la commande prédictive

De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante [3] :

- Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote $y(t + k / t)$, $k = 0, \dots, N$, les sorties prédites et par N l'horizon de prédiction. Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps t .

- Calculer la séquence de signaux de commande, dénotée par $u(t + k / t)$, $k = 0 \dots N - 1$, en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par $w(t + k / t)$ $k = 0 \dots N_p$ le signal de référence. D'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs (différence entre $y(t + k / t)$ et $w(t + k / t)$) et un coût de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.
- Le signal de commande $u(t / t)$ est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps $t + 1$ on acquiert la sortie réelle $y(t + 1)$ et on recommence le calcul.

La commande prédictive est basée sur une prédiction explicitée du comportement futur du système, et sur une optimisation du signal de commande futur.

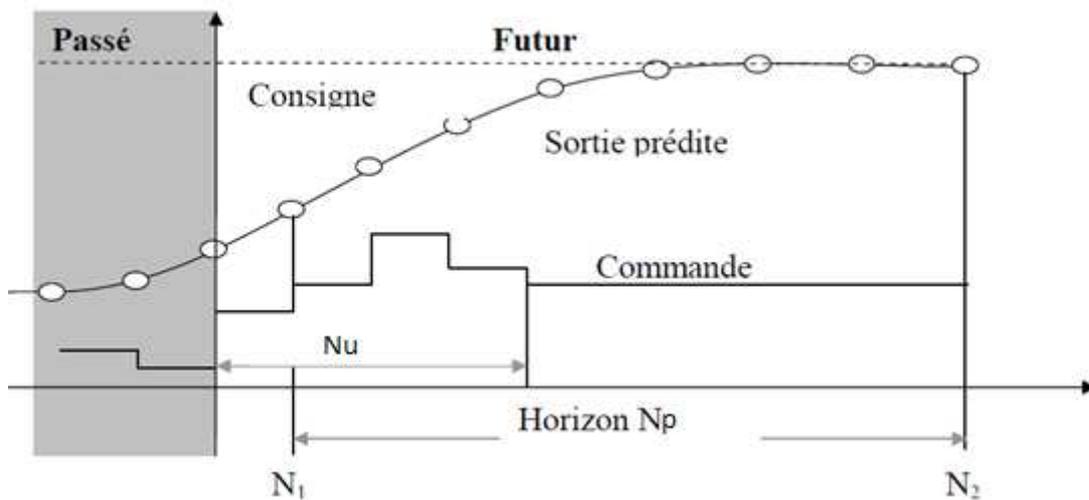


Figure. I.1 Représentation temporelle du principe de la commande prédictive.

I.4.2 Différents types d'horizon

On distingue les horizons suivants :

Horizon de modèle N_p : C'est le temps pour lequel la réponse du procédé en boucle ouverte atteint 95 ou 99 % de sa valeur finale.

Horizon de contrôle N_u : C'est le nombre d'actions successives sur l'entrée du procédé que l'on s'autorise à faire pour amener la sortie à la valeur désirée : Au bout de N_u pas de temps, on suppose que l'entrée reste constante.

Horizon de prédiction N_y : C'est l'horizon sur le quel on prédit la sortie du procédé et sur lequel on cherche à lui faire suivre une consigne donnée, et ceci en faisant N_u actions sur la variable d'entrée. L'évolution du procédé au-delà de N_y pas de temps n'est pas prise en compte dans le critère à minimiser pour le calcul de l'action à effectuer [2].

I.4.3 Définition du modèle du système

La présence du modèle numérique est une condition nécessaire pour le fonctionnement de la GPC, puisqu'il permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini.

Il peut être obtenu directement par transformée en Z de la fonction de transfert continue du processus, si l'on dispose de cette fonction, ou être le résultat d'une identification du système. Toutes les méthodes utilisées conduisent alors à une relation de la forme :

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + C(q^{-1})\xi(t) \quad (I-1)$$

Avec :

y: sortie.

u : Commande appliquée à l'entrée.

ξ : Séquence aléatoire centrée non corrélée avec l'entrée.

$C(q^{-1})\xi(t)$: Terme lié aux perturbations.

q^{-1} : Opérateur retard.

Les polynômes A et B sont définis par :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a} \quad (\text{I-2})$$

$$B(q^{-1}) = 1 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \quad (\text{I-3})$$

Cette relation nous donne la fonction de transfert discrète suivante :

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = z^{-1} \cdot \frac{\sum_{j=0}^{n_b} b_j z^{-j}}{1 + \sum_{j=1}^{n_a} a_j z^{-j}} = z^{-1} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (\text{I-4})$$

I.4.4 Recherche d'un prédicteur optimal

L'un des points fondamentaux de la méthodologie prédictive est la recherche d'une équation de prédiction afin de prévoir le comportement du processus dans le future. Pour cela, posons $\hat{y}(t + j/t)$ la sortie estimée à l'instant $t+j$, connaissant la sortie à l'instant présent t . cette sortie peut se décomposer de la façon suivante :

$$\hat{y}(t + j/t) = \sum_{i=1}^j g_i \Delta u(t + j - i) + \rho_j \quad (\text{I-5})$$

où :

$$\rho_j = \sum_{i=j+1}^{\infty} g_i \Delta u(t + j - i) \quad (\text{I-6})$$

Le premier terme représente la réponse forcée et correspond aux incréments de commandes future et présent. Les ρ_j représente la réponse libre et sont dus aux incréments de commande passées. Les g_i sont les coefficients de la réponse indicielle du système, et sont définis par $g_i = s_1(iT_e)$ et s_1 la réponse indicielle du système continu, et T_e la période d'échantillonnage.

Si l'on note $y^*(t + j)$, la réponse libre (entrée nulle) à partir des conditions initiales à l'instant t , on peut écrire en fonction des incréments de commandes passées :

$$\rho_j = y^*(t + j) = \sum_{i=0}^{\infty} g_i \Delta u^*(t + j - i) \quad (\text{I-7})$$

Avec :

$$\Delta u^*(t + j - i) = 0 \text{ pour } i \leq j.$$

Les incréments de la réponse libre sont obtenus à partir du modèle par :

$$A (q^{-1}) \Delta y^*(t + j) = B (q^{-1}) \Delta u^*(t + j - 1) \quad (I-8)$$

Tel que: $\Delta u^*(t + j) \equiv 0$ pour $j \geq 0$

Le calcul de la réponse libre à effectuer à chaque itération est donné par les expressions récurrentes suivantes :

$$\Delta y^*(t + j) = \sum_{i=j}^{n_b} b_i \Delta u(t + j - i) - \sum_{i=j}^{n_a} a_i \Delta y^*(t + j - i) \quad (I-9)$$

$$\rho_j = \rho_{j-1} + \Delta y^*(t + j) \quad (I-10)$$

Avec :

$$\rho_0 = y(t) \quad (I-11)$$

Grâce à ces résultats, il est possible de calculer l'estimée de la sortie, sur un horizon de prédiction donné N. Il est possible de transcrire l'équation (I-5) sous forme matricielle. Posons alors :

$$\hat{y}_N = [\hat{y}(t+1) \dots \hat{y}(t+N)]^T \quad (\text{sorties futures, estimées})$$

$$\hat{u}_N = [\Delta u(t) \dots \Delta u(t+N-1)]^T \quad (\text{incrément des commandes futures})$$

$$\rho_N = [\rho_1 \dots \rho_N]^T$$

L'équation de prédiction matricielle se résume finalement à la relation :

$$\hat{y}_N = G_N \hat{u}_N + \rho_N \quad (I-12)$$

Où G_N est la matrice des coefficients de la réponse indicielle du modèle

$$G_N = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & \dots & 0 \\ g_2 & g_1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \dots & 0 \\ g_N & g_{N-1} & \dots & g_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & 0 & \dots & 0 \\ s_{12} & s_{11} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{1N-1} & s_{1N-2} & \dots & 0 \\ s_{1N} & s_{1N-1} & \dots & s_{11} \end{bmatrix}$$

avec : $s_{1k}=s_1(kT_e)$

I.4.5 Critère à minimisé

I.4.5.1 Expression du critère sous forme analytique

Une fois l'équation de prédiction est définie, la méthode suppose la minimisation d'un critère quadratique de la forme

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_U} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (I-13)$$

Où l'on suppose : $\Delta u(t+j)=0$ pour $j \geq N_U$

avec :

\hat{y} : sortie prédite.

Δu : Incrément de commande.

W : Consigne.

N_1, N_2 : Horizon de prédiction sur la commande.

λ : Facteur de pondération sur la commande.

Le critère (I-13) comprend un terme quadratique sur l'erreur et sur l'incrément de commande. Sa minimisation analytique fournit la séquence de commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée.

L'expression du critère appelle plusieurs remarques :

- Si l'on dispose effectivement des valeurs de la consigne dans le future, on utilise toutes ces informations entre les horizons N_1 et N_2 de façon à faire converger la sortie prédite vers cette consigne.
- On retrouve l'aspect incrémental du système en considérant Δu dans le critère.
- Le coefficient λ permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité.

I.4.5.2 Expression du critère sous forme matricielle :

$$j = (G + \rho - w)^T (G \hat{u} + \rho - w) + \lambda \hat{u}^T \hat{u} \quad (\text{I-14})$$

avec :

$$w = [w(t+N_1) \dots \dots w(t+N_2)]^T;$$

$$\hat{y} = [y(t+N_1) \dots \dots y(t+N_2)]^T = G \hat{u} + \rho;$$

$$\hat{u} = [\Delta u(t) \dots \dots \Delta u(t + N_u - 1)]^T ;$$

$$\rho = [\rho_{N_1} \dots \rho_{N_2}]^T ;$$

$$G = \begin{bmatrix} s_{1N_1} & s_{1N_1-1} & \dots & \dots \\ s_{1N_1+1} & s_{1N_1} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{1N_2} & s_{1N_2-1} & \dots & s_{1N_2-N_1-1} \end{bmatrix}$$

G : matrice de dimension $(N_2 - N_1 + 1) \times N_u$.

La solution optimale est ensuite obtenue par dérivation de (I-14) par rapport au vecteur des incréments de commande :

$$J = [\hat{u}^T G^T + (\rho - w)^T][G \hat{u} + (\rho - w)] + \lambda \hat{u}^T \hat{u}$$

$$J = \hat{u}^T [G^T G + \lambda I_{N_u}] \hat{u} + \hat{u}^T G^T (\rho - w) + (\rho - w)^T G \hat{u} + (\rho - w)^T (\rho - w)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{u}} = 2 [G^T G + \lambda I_{N_u}] \hat{u} + 2 G^T (\rho - w).$$

La solution optimale correspond à :

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{u}} = 0$$

Donc la solution optimale est donnée par :

$$\tilde{u}_{\text{opt}} = [G^T G + \lambda I_{N_u}]^{-1} G^T (w - \rho) \quad (\text{I-15})$$

Il apparaît ainsi que la matrice $G^T \cdot G$ est de dimension $N_u \times N_u$ et \tilde{u}_{opt} de dimension $N_u \times 1$. Considérons le cas particulier où N_u vaut 1 ; des simplifications peuvent alors être apportées :

La matrice $G^T \cdot G$ devient scalaire et la solution devient :

$$\tilde{u}_{\text{opt}} = \frac{G^T (\rho - w)}{G^T G + \lambda} = \frac{s_1^T (\rho - w)}{G^T G + \lambda} \quad (\text{I-16})$$

La solution donnant la commande à appliquer à l'instant présent est donnée par :

$$u(t) = u(t-1) + \frac{s_1^T (\rho - w)}{G^T G + \lambda} \quad (\text{I-17})$$

avec

$S_1 = [s_{1 N_1} \ s_{1 N_1+1} \ \dots \ s_{N_2}]^T$, vecteur de réponse indicielle du système.

I.5 Commande prédictive par modèle

MPC est une technique de commande, compatible avec le fait qu'à chaque temps d'échantillonnage le signal de commande découle de la résolution d'un problème d'optimisation. La MPC n'est pas une stratégie spécifique de commande mais c'est une méthodologie développée autour de certaines idées communes.

I.5.1 La méthodologie du MPC

Dans sa formulation la plus générale, la méthodologie concernant l'approche du MPC peut s'illustrer sur le schéma de la figure I.3.

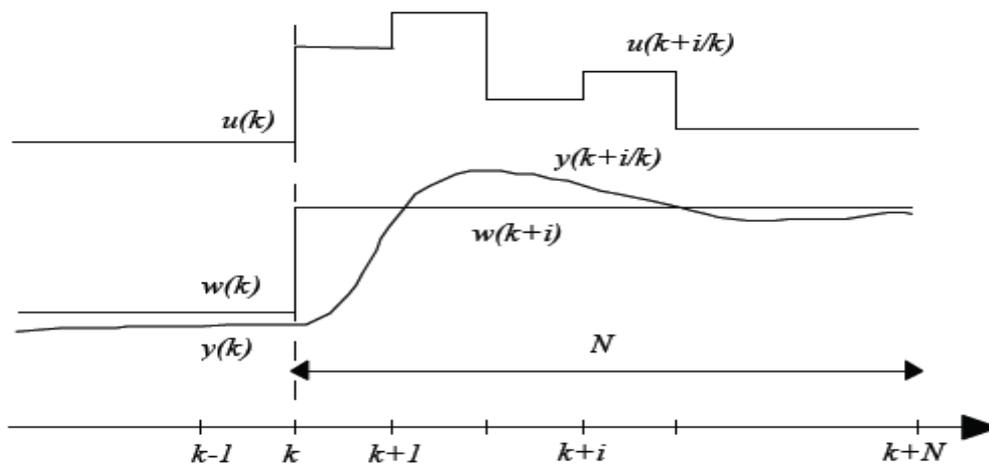


Figure I.3 La méthodologie du MPC

Où

- k : le temps discret.
- $u(k)$: l'entrée du système.
- $w(k)$: la référence du système.
- $y(k)$: la sortie du système.

I.5.2 Le principe du fonctionnement du MPC

Le principe de fonctionnement du MPC peut être caractérisé ainsi:

1. À chaque instant k , en disposant d'un modèle et de connaissance de la sortie en k du système, on fait la prédiction de la sortie pour un certain horizon N , (dénommé horizon de prédiction), les sorties prédites sont dénotées $y(k+i/k)$ où $i=0,1,2,\dots,N-1$.
2. La prédiction de la sortie, est faite en calculant le vecteur des futurs signaux de commande $\{u(k+i/k), i=0,1,\dots,N-1\}$ à travers l'optimisation d'une fonction objectif. Des contraintes sur la sortie ou sur la commande peuvent être également imposées.
3. Le premier élément $\{u(k)\}$ du vecteur du signal de commande optimale $\{u(k+i/k), i=0,1,\dots,N-1\}$ issu du problème précédent est appliqué au système et le reste est rejeté car à

l'instant suivant la nouvelle sortie $\{y(k+1)\}$ est disponible et en conséquence l'étape 1 est répétée. Ceci est connu comme le concept de l'horizon fuyant (ou mobile).

I.5.3 Structure de base de l'algorithme MPC

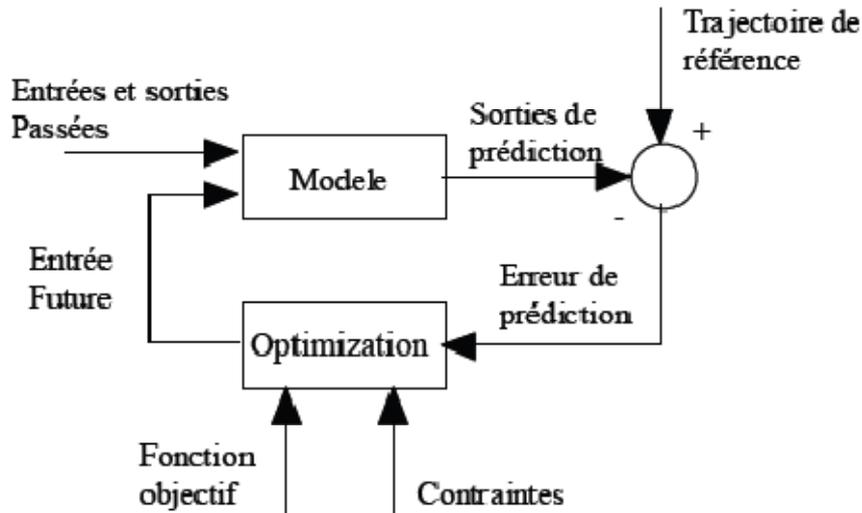


Figure I.4 Le schéma fonctionnel de la structure de base des algorithmes MPC.

Tous les algorithmes MPC ont :

- Un modèle de prédiction.
- Une fonction objective pour calculer la stratégie optimale de commande.
- Les différences portent sur le type de la fonction objectif, le traitement de l'erreur de prédiction et sur le modèle de prédiction.

I.5.4 Fonction objectif et obtention de la loi de commande

Les divers algorithmes MPC proposent différentes fonctions de coût pour obtenir la loi de commande. L'objectif principal consiste à faire en sorte que la sortie future pour l'horizon de prédiction considéré s'approche de la meilleure façon possible de la trajectoire de référence $\{w(k)\}$ tout, en même temps, pénalisant l'effort de commande $\{Du(k)\}$ nécessaire. Une expression générale de fonction objective adaptée à cette tâche est donnée par:

$$J(N_1, N_2, N_u) = E \left\{ \sum_{i=N_1}^{N_2} \sigma(i) \left[y \left(k + \frac{i}{k} \right) - w \left(k + \frac{i}{k} \right) \right]^2 + \sum_{i=1}^{N_u} \lambda(i) \left[\Delta u \left(k + i - \frac{1}{k} \right) \right]^2 \right\} \quad (\text{I.18})$$

N_1, N_2 : L'intervalle de temps où l'on désire que la sortie se rapproche de la référence.

N_U : L'horizon de commande.

σ, λ : Sont des coefficients qui pénalisent le comportement future.

I.5.5 Les aspects qui ont permis le développement du MPC

- Les techniques de modélisation et d'identification qui sont maintenant diverses et puissantes.
- Les techniques de commande robuste permettent l'utilisation d'algorithmes MPC où est intégré un modèle d'incertitudes.
- Les calculateurs numériques sont chaque jour plus rapide et permettent l'exécution en ligne d'algorithmes plus complexes tels que ceux abordant l'optimisation avec des contraintes.

I.6 Avantages et inconvénients

I.6.1 Avantages

1. Tout système théoriquement commandable, mono-variable, multi-variable, linéaire ou non, stationnaire ou non, avec contraintes diverses, peut être piloté par cette technique. Si l'on doit toujours exploiter au maximum toutes les particularités de chaque processus, la procédure de mise en œuvre reste la même pour tout processus.
2. La projection de la commande sur une base future permet de ne pas avoir d'erreurs sur une consigne quelconque connue ou estimée sur l'horizon de prédiction.
3. La non-nécessité d'utiliser une représentation d'état lors de l'implantation du modèle du système, ce qui s'avère intéressant lorsque les modèles proviennent d'une de fonction de transfert discrète.
4. La relation fournissant la commande se traduit par un simple algorithme, et beaucoup de calculs peuvent être faits hors ligne ou il ne reste à faire en temps réel que l'acquisition de la sortie du processus et le calcul proprement dit de la commande, incluant néanmoins l'élaboration de la réponse libre.

I.6.2 Inconvénients

1. De plus, il n'y a pas de règles définies permettant de choisir les paramètres, sauf quelque compromis entre les différentes caractéristiques déduit par expérience dans le domaine [5].
2. Elle nécessite une modélisation précise (difficulté scientifique).

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté un résumé historique sur l'évolution de la commande prédictive, ainsi que son principe de fonctionnement.

On a présenté en particulier la commande prédictive généralisée (GPC) et la commande prédictive par modèle MPC, on a décrit les principaux éléments qui apparaissent dans chacune de ces méthodologies.

Dans le chapitre suivant nous nous intéresserons à la modélisation du redresseur à MLI triphasé.

Chapitre II

II.1 Introduction

Les composants d'électronique de puissance tels les thyristors, les triacs, les IGBT ou les transistors de forte puissance ont permis le développement des convertisseurs statiques de grande puissance qui permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme à une autre. Ces convertisseurs apportent un progrès considérable au niveau des procédés industriels.

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 ce chapitre nous présenterons quelques généralités sur le redresseur à MLI, son principe de fonctionnement et on terminera par l'application de la commande vectorielle à tension orientée (VOC) en utilisant des régulateurs analogiques (PID).

II.2 Différents types du redresseur à MLI

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

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

II.2.1 Redresseur à MLI de courant

La topologie du redresseur à MLI de courant est illustrée sur la Figure II.1. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant coté alternatif ayant une pollution

harmonique contrôlée. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif.

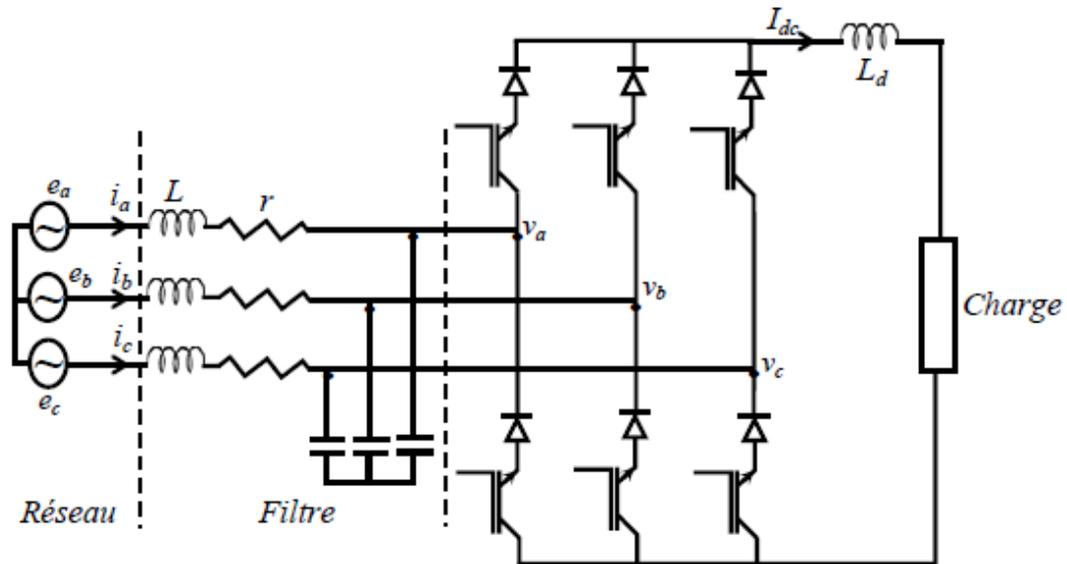


Figure II.1 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.

II.2.2 Redresseur à MLI de tension :

Le redresseur à MLI de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la (figure II.2). 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 étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension 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 [6].

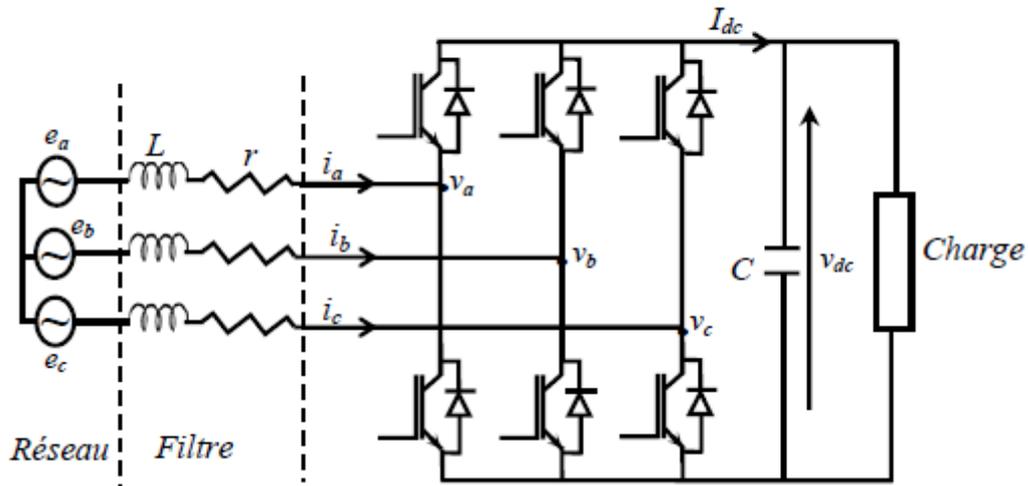


Figure II.2 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.

II.3 Structure et principe de fonctionnement du redresseur à MLI triphasé de tension

La figure suivante présente la structure générale d'un pont redresseur à MLI

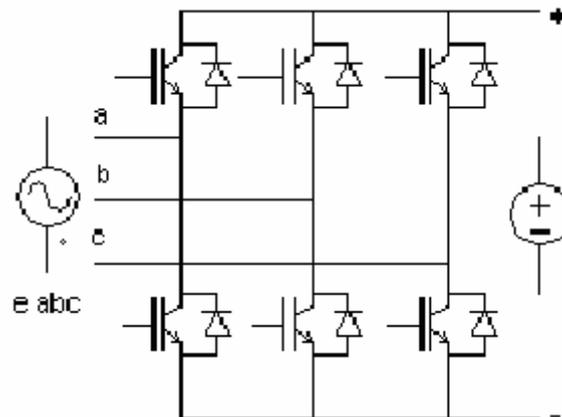


Figure II .3 Pont redresseur

II.4 Modélisation du redresseur MLI

On peut faciliter la modélisation en appliquant les hypothèses suivantes :

- Interrupteurs parfaits : la commutation des interrupteurs est instantanée; la résistance nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué.
- Sources parfaites : la tension continue, nous donnent le dipôle, est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

La figure suivante présente le schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau, \bar{e} est la tension de la source et R, L sont les paramètres de la ligne, \bar{v} est la tension d'entrée du redresseur.

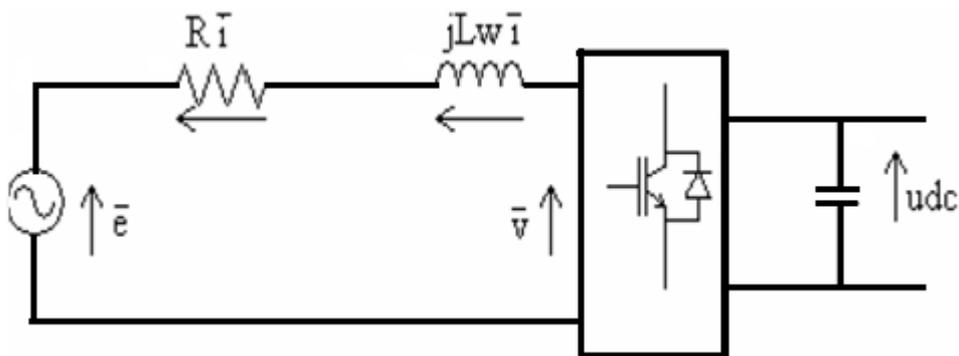


Figure II .4Schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau.

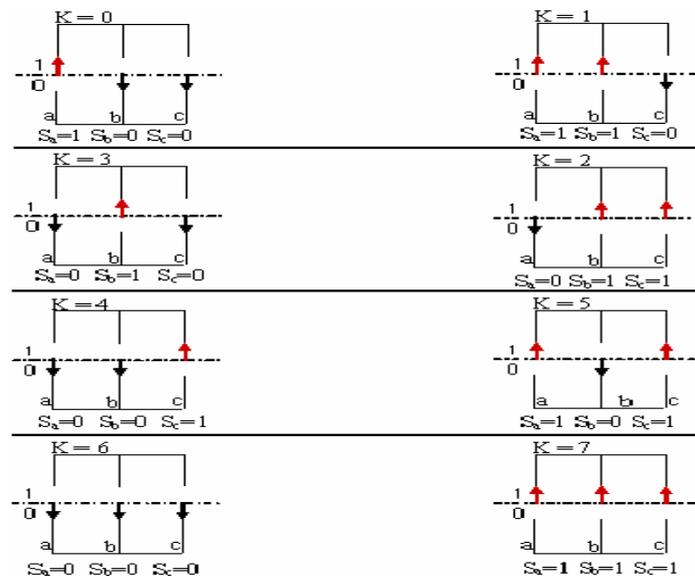


Figure II.5 Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI.

D'après les huit états possibles des interrupteurs présentés sur la figure ci-dessus on peut écrire les tensions d'entrée en fonction des tensions de sorties du redresseur U_{dc} comme suit :

$$v_n = U_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (\text{II.1})$$

Où $S_n = 0$ où $S_n=1$, sont les états des interrupteurs et $n= a,b,c$.

D'après le schéma présenté sur la figure (II.4), on a :

$$\bar{e} = R\bar{i} + L \frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{v} \quad (\text{II-2})$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

Et le courant du bus continu est donné par :

$$i_c = C \frac{dU_{dc}}{dt} \quad (\text{II-4})$$

Ou

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{II.5})$$

Et

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{II-6})$$

Donc

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} = \sum_{n=a}^c i_n S_n - i_{ch} \quad (\text{II.7})$$

Les équations suivantes montre la relation entre les tensions du coté alternatif et le coté continue du redresseur:

$$\begin{aligned} e_a &= L \frac{di_a}{dt} + Ri_a - v_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a - U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ e_b &= L \frac{di_b}{dt} + Ri_b - v_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b - U_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ e_c &= L \frac{di_c}{dt} + Ri_c - v_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c - U_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Ou e_a, e_b, e_c sont les tensions du réseau.

En peut résumer ces équations par une seule équation qui est :

$$e_n = L \frac{di_n}{dt} + Ri_n - U_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (\text{II.9})$$

II.5 Schéma fonctionnel du redresseur MLI

D'après les équations (II.7) et (II.9), on peut représenter le schéma fonctionnel du Redresseur MLI triphasé comme le suivant :

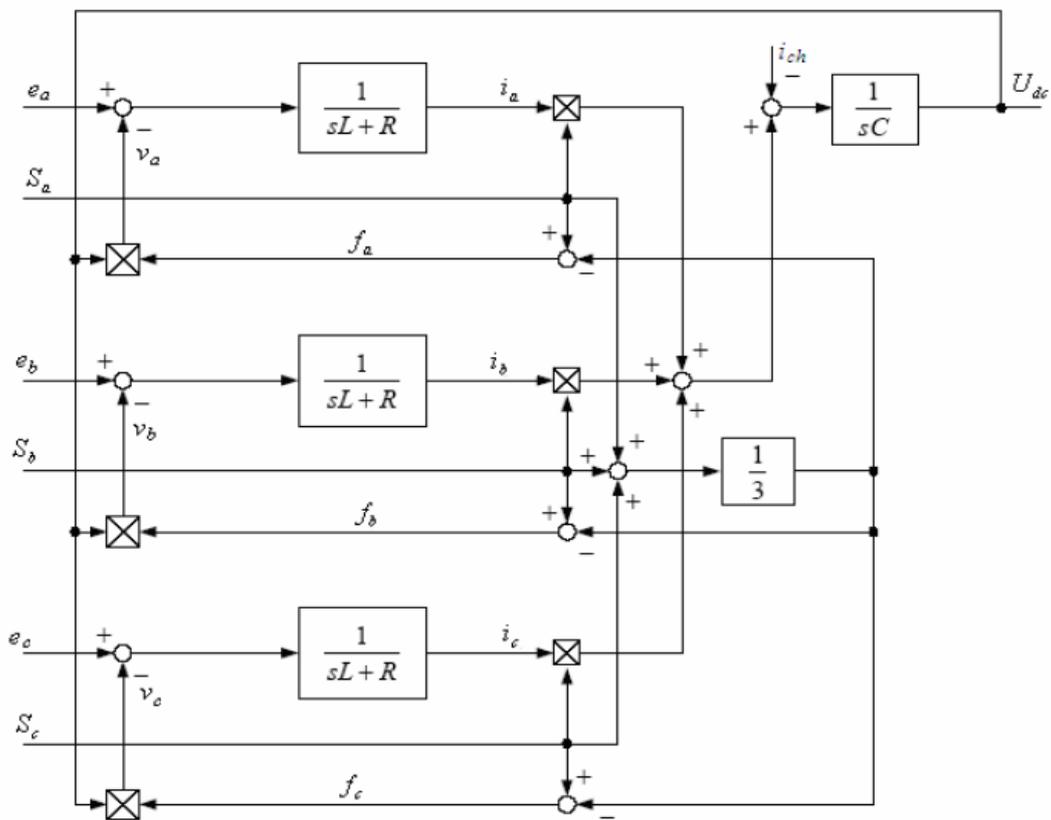


Figure II.6 Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans les coordonnées triphasées.

II.6 Equations du redresseur en coordonnée (d-q)

L'application de la transformation de Park sur les équations (II.3) nous donnera :

$$e_{dq} = Ri_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} - jL\omega i_{dq} + v_{dq} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$x_{dq} = x_d + jx_q$$

A la fin on aura :

$$\begin{aligned} -e_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + L\omega i_q + v_d \\ e_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + L\omega i_d + v_q \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (s_d s_d + s_q s_q) - i_{ch} \quad (\text{II.12})$$

Les puissances instantanées sont données par :

$$P = \frac{3}{2} \text{Re}[e_{dq}(i_{dq})^*] = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) = \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) \quad (\text{II.13})$$

$$Q = \frac{3}{2} \text{Im}[e_{dq}(i_{dq})^*] = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) = \frac{3}{2} (e_q i_d - e_d i_q) \quad (\text{II.14})$$

II.7 Différents types de commande MLI des convertisseurs

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré dans la figure II.7. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu U_{dc} est mesurée et comparée avec une référence $U_{dc_réf}$, le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu U_{dc} , mesurée aux bornes du condensateur C.

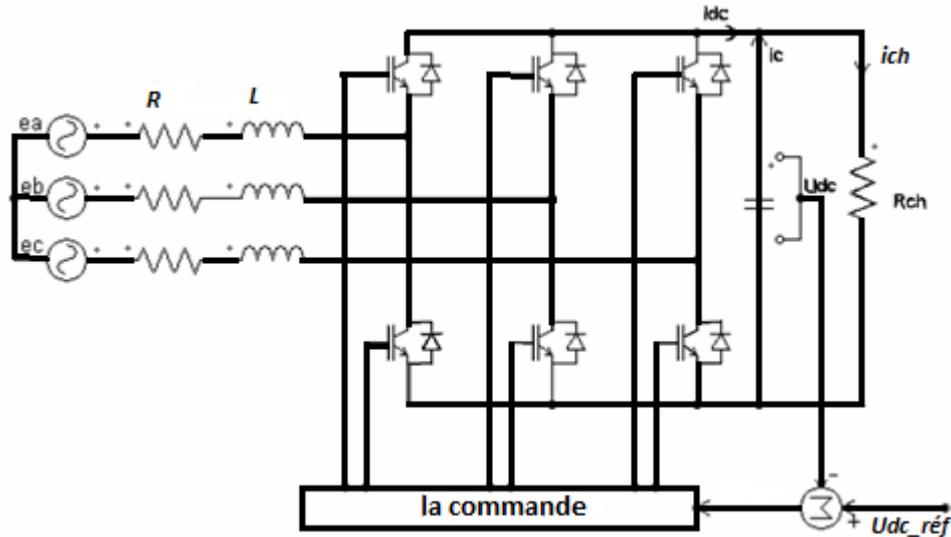


Figure II.7 Topologies de commande d'un redresseur à MLI de tension.

L'objectif de la commande à MLI est de diminuer les harmoniques présents dans les courants générés par le convertisseur. Le principe est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse qui détermine la période de découpage à une modulante dont le fondamental est la fréquence de la référence. Le résultat de cette comparaison est le signal MLI, qui est utilisé comme fonction de commutation pour commander les interrupteurs du convertisseur. Cette méthode permet d'obtenir de façon simple, les temps de conduction de chaque interrupteur.

Ils existent plusieurs techniques de MLI :

II.7.1 MLI triangulo-sinusoidale

Appelle aussi à échantillonnage naturel. C'est la plus classique, elle consiste à comparer la modulante à une porteuse triangulaire. Si la modulante est plus grande que la porteuse, le signal de sortie vaut 1 sinon 0 ; donc le signal de sortie change d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse. Cette méthode se prête bien à une réalisation analogique : il suffit d'un générateur triangle et d'un comparateur.

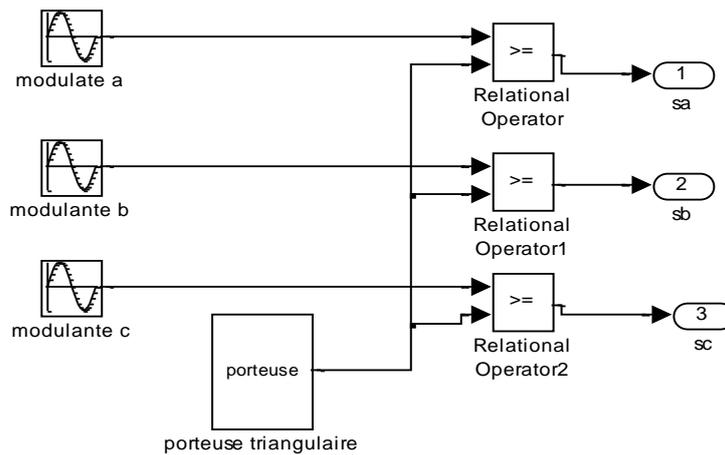


Figure II.8 Schéma de principe de la MLI triangulo-sinusoïdale.

II.7.2 MLI à Bande d’hystérésis

La méthode de la bande d’hystérésis permet la commutation des interrupteurs du redresseur lorsque l’erreur entre le signal et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée fourchette ou bande d’hystérésis cette technique ne demande qu’un comparateur à hystérésis par phase.

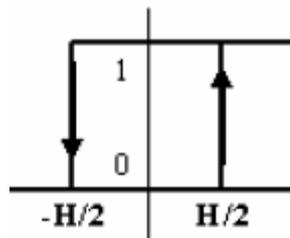


Figure II.9 principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d’hystérésis.

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la Fig. II.9, l’interrupteur s’ouvre si l’erreur devient inférieure à $-H/2$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $+H/2$, où H représente la fourchette (ou largeur) d’hystérésis. Si l’erreur est maintenant comprise entre $-H/2$ et $+H/2$ (c à d, qu’elle varie à l’intérieur de la fourchette d’hystérésis), l’interrupteur ne commute pas.

II.7.3 MLI à échantillonnage périodique

La méthode d'échantillonnage périodique permet aux semi-conducteurs constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage). Ce type de commande est très simple à implanter dans la mesure où il ne nécessite qu'un comparateur et une bascule D par phase. L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge. [7]

II.7.4 MLI vectorielle (svm)

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur.

La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps.

II.8 Commande vectorielle du redresseur à MLI

La commande vectorielle est un terme générique désignant l'ensemble des commandes tenant compte en temps réel des équations du système qu'elle commande. Le nom de ces commandes vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires. Les relations ainsi obtenues sont bien plus complexes que celles des commandes scalaires, mais en contrepartie elles permettent d'obtenir de meilleures performances lors des régimes transitoires.

II.8.1 Principe de la commande vectoriel

La caractéristique de ce dispositif de contrôle en courant est basée sur la transformée de Park de système de coordonnées triphasée (abc) vers le système de coordonnées tournant (d-q), pour passer du contrôle des grandeurs alternatifs aux grandeurs continues.

Dans le système de coordonnées tournants (d-q), le vecteur courant du réseau \underline{i} à deux composantes perpendiculaires $\underline{i} = [i_d, i_q]$. La composante i_q détermine la puissance réactive,

tandis que i_d détermine 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 \underline{i} est aligné avec le vecteur tension du réseau \underline{e} , en plaçant l'axe du système de coordonnées tournant sur le vecteur tension du réseau.

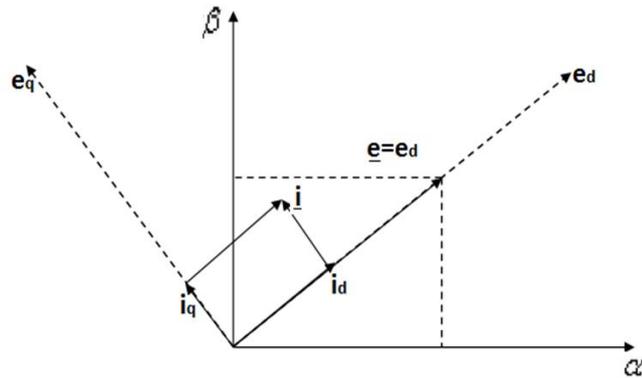


Figure II.10 Diagramme vectoriel pour le VOC

II.8.2 Schéma fonctionnel de contrôle a tension orientée (VOC)

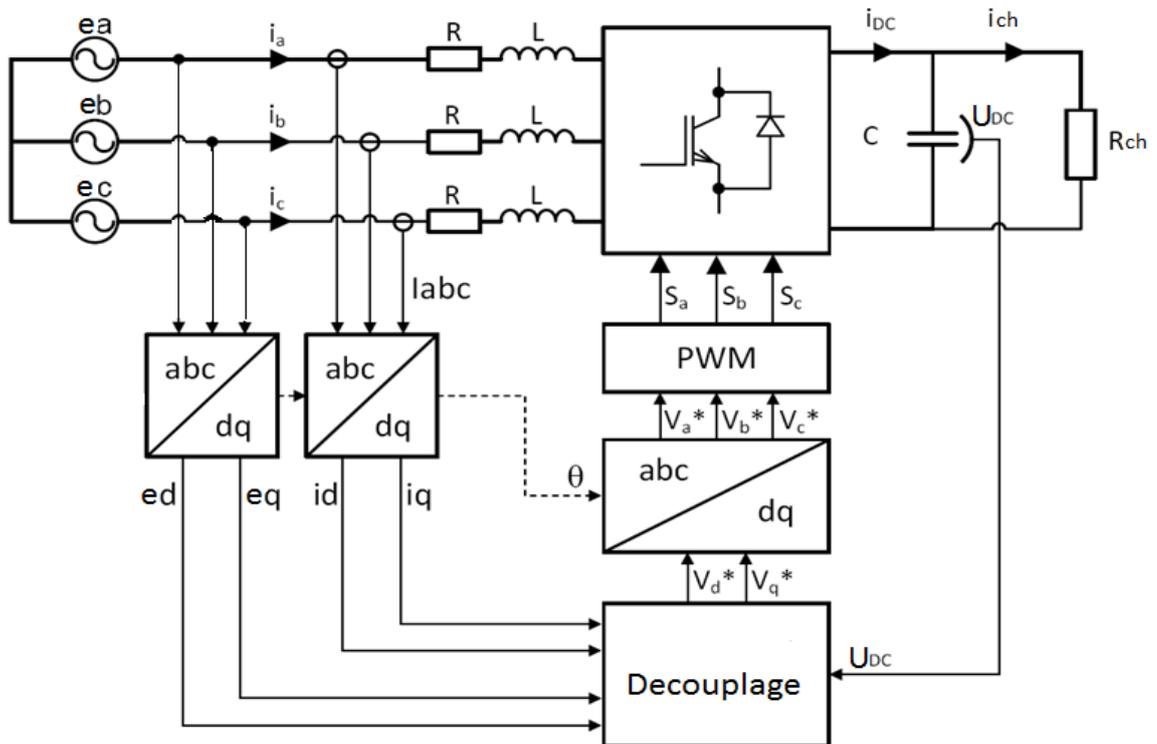


Figure II.11 Schéma bloc de la commande vectorielle.

II.8.3 Boucle des courants

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 la connaissance de l'angle de référence des tensions du réseau 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.

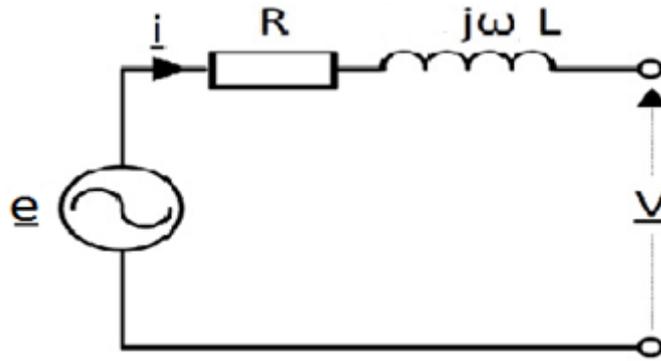


Figure II.12 Schéma d'une phase en coordonnées (d-q).

En appliquant la loi de Kirchhoff au schéma de la Figure II.10 on obtient l'équation

$$\underline{e} = R\underline{i} + j\omega L\underline{i} + \underline{v} \quad (\text{II.15})$$

$$\underline{e} - \underline{v} = (R + (Ls + j\omega L))\underline{i} \Rightarrow \underline{i} = \frac{\underline{e} - \underline{v}}{(R + j\omega L)} \quad (\text{II.16})$$

La fonction de transfert du système est :

$$H(s) = \frac{\underline{i}}{\underline{v}} = - \frac{1}{(R + j\omega L)} \quad (\text{II.17})$$

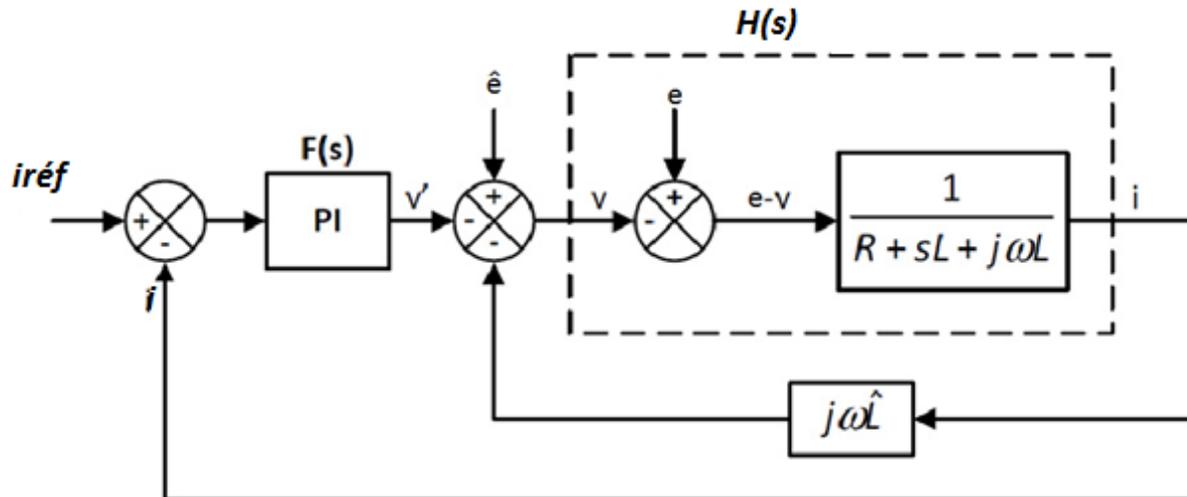


Figure II.13 Boucle de régulation du courant avec découplage.

D'après la figure (II.13) on a :

$$\underline{V} = \underline{\hat{e}} - \underline{v}' - j\hat{L}\omega\underline{i} \quad (\text{II.18})$$

Si on pose $\hat{e} = e, \hat{L} = L$, on aura :

$$H'(s) = \frac{i}{v'} = \frac{1}{R+sL} \quad (\text{II.19})$$

Tel que \hat{L}, \hat{e} sont des valeurs estimées de L, e successivement.

- **Les paramètres du régulateur de courant i_d, i_q (PI)**

La fonction de transfert de régulateur du courant est donnée par :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{w_{ci}}{s} H'^{-1}(s) = \frac{w_{ci}}{s} (R + sL) = w_{ci}L + \frac{w_{ci}R}{s} \quad (\text{II.20})$$

Donc :

$$K_p = w_c L, \quad K_i = w_c R \quad (\text{II.21})$$

$w_{ci}(rd/s)$: est la pulsation de coupure du correcteur qui présente la largeur du régime permanent, le choix de la valeur de cette grandeur dépend du cahier de charge (le dépassement, la rapidité et la stabilité).

II.8.4 Boucle de régulation de la tension du bus continu u_{dc}

On a l'énergie aux bornes du condensateur

$$E_c = \frac{1}{2} C U_{dc}^2 \quad (\text{II.22})$$

La puissance stockée dans le condensateur est :

$$\frac{1}{2} C \frac{dU_{dc}^2}{dt} = p_g - p_{ch} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

p_g : puissance générée ;

p_{ch} : puissance de la charge.

On remarque que l'équation (II.23) n'est pas linéaire, on fait la linéarisation.

On pose: $W = U_{dc}^2$

Donc l'équation (II.23) devient :

$$\frac{1}{2} C \frac{dW}{dt} = p_g - p_{ch} \quad (\text{II.24})$$

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

Sachant que $e_q = 0$ (car on a orienté la tension sur l'axe (d)) et $i_{q_réf} = 0$ pour avoir un facteur de puissance du cotée réseau unitaire. On trouve

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

$$p_{ch} = \frac{U_{dc}^2}{R_{ch}} = \frac{W}{R_{ch}} \quad (\text{II.27})$$

$$\frac{1}{2} C \frac{dW}{dt} = \frac{3}{2} e_d i_d - p_{ch} \quad (\text{II.28})$$

Et par la transforme de Laplace, on trouve :

$$CsW = 3e_d i_d - 2P_{ch} \quad (\text{II.29})$$

$$W = \frac{3e_d}{Cs} i_d - \frac{2}{Cs} P_{ch} \quad (\text{II.30})$$

Donc la fonction de transfert du système est :

$$H(s) = \frac{W}{i_d} = \frac{3e_d}{Cs} \quad (\text{II.31})$$

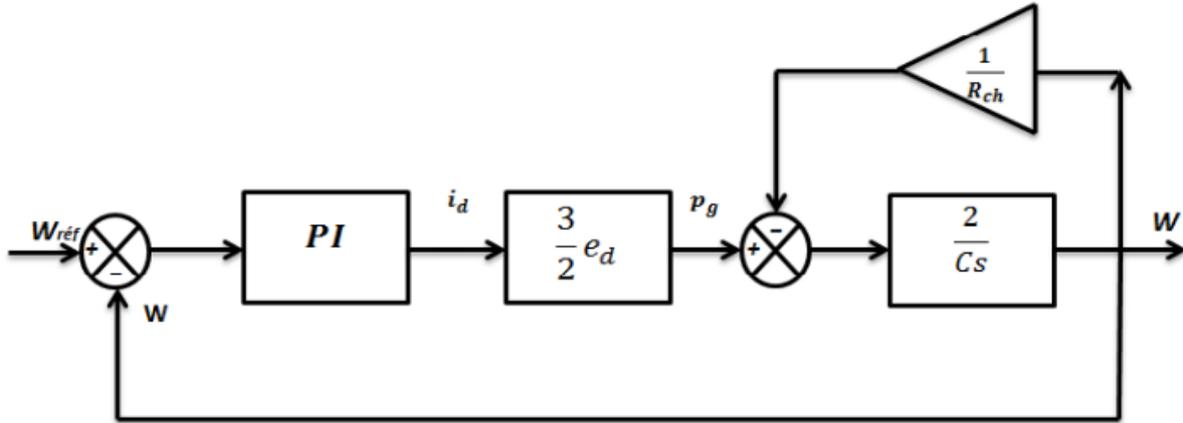


Figure II.14 Boucle de regulation de la tension.

Les paramètres du régulateur (PI) sont choisis avec la même méthode utilisée précédemment :

La fonction de transfert de régulateur de tension est donnée par :

$$F(s) = \frac{w_{cv}}{s} G^{-1}(s) = \frac{w_{cv}C}{3e_d} \quad (\text{II.32})$$

Le correcteur ne contient pas d'intégrateur, mais on peut lui introduire une faible constante d'intégration K_{iv} pour éliminer toute erreur statique.

Donc
$$K_p = \frac{w_{cv}C}{3e_d}$$

w_{cv} : la pulsation de coupure de régulateur de tension de bus continu.

Le correcteur ne contient pas d'intégrateur, mais on peut lui introduire une faible constante d'intégration K_{iv} pour éliminer toute erreur statique.

II.8.5 Simulation de la VOC

Les paramètres du redresseur sont présentés dans l'annexe (C). Nous avons simulé le schéma bloc de la figure (B-1)

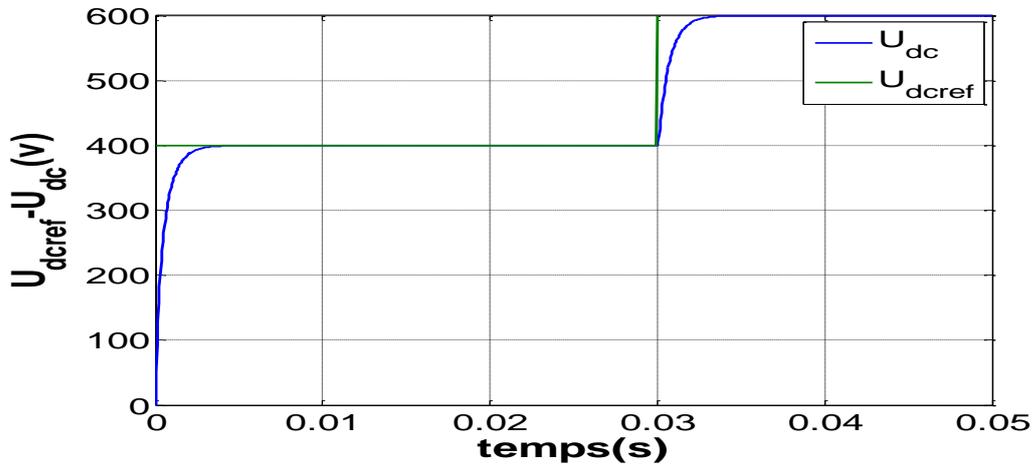


Figure II.15 Représentation de la tension du bus continu U_{dc} avec U_{dc_ref} .

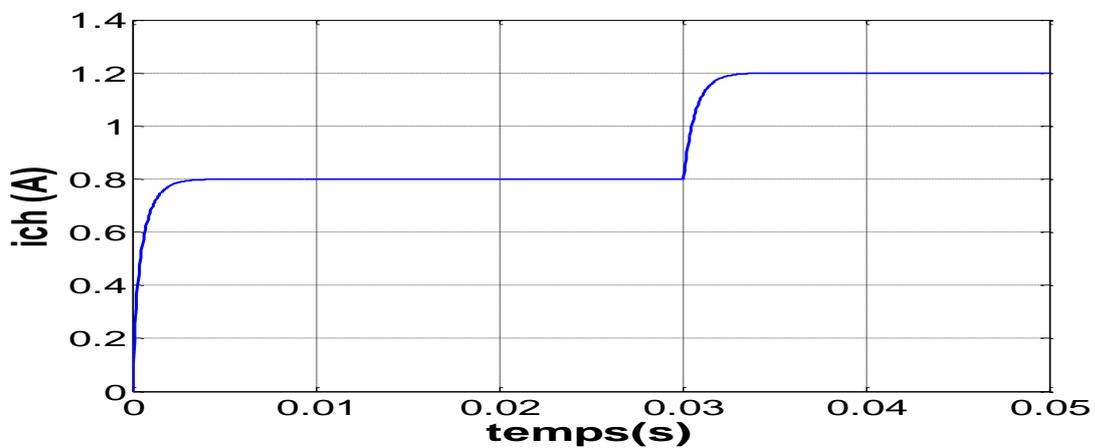


Figure II.16 Représentation du courant de la charge.

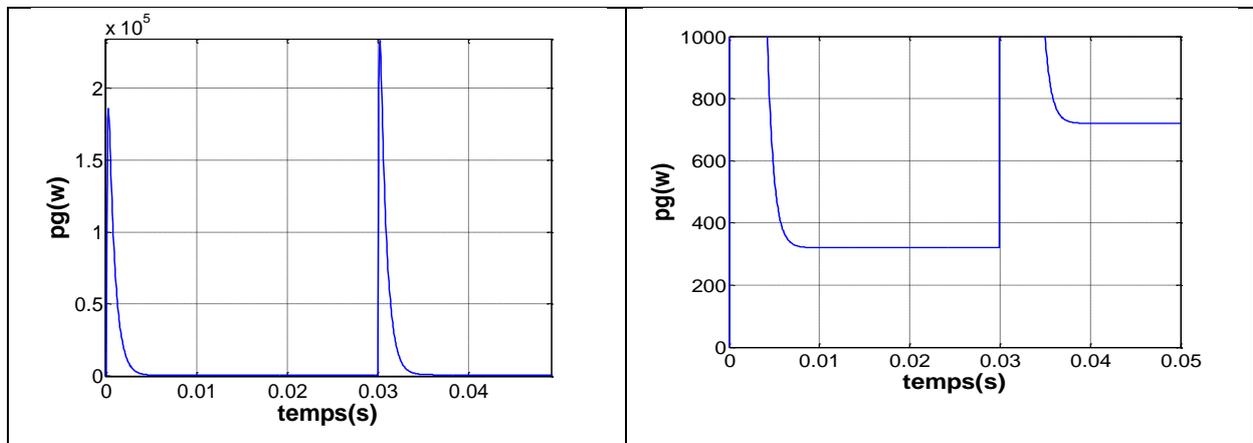


Figure II.17 Représentation de la puissance active.

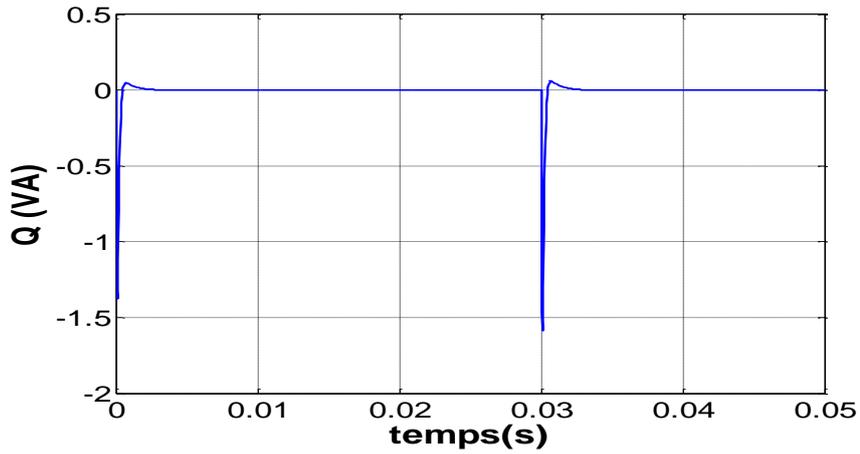


Figure II.18 Représentation de la puissance réactive

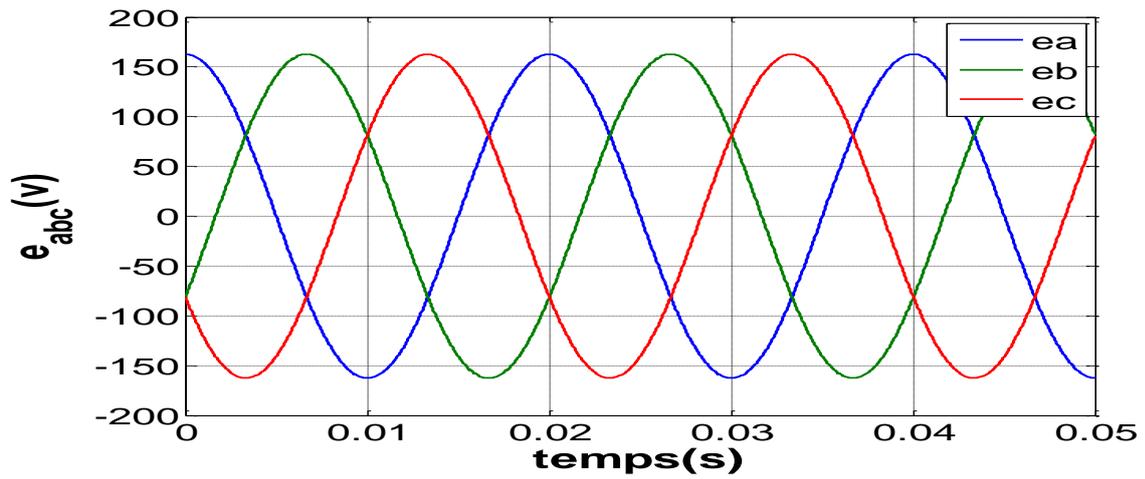


Figure II.19 Représentation de la tension du réseau.

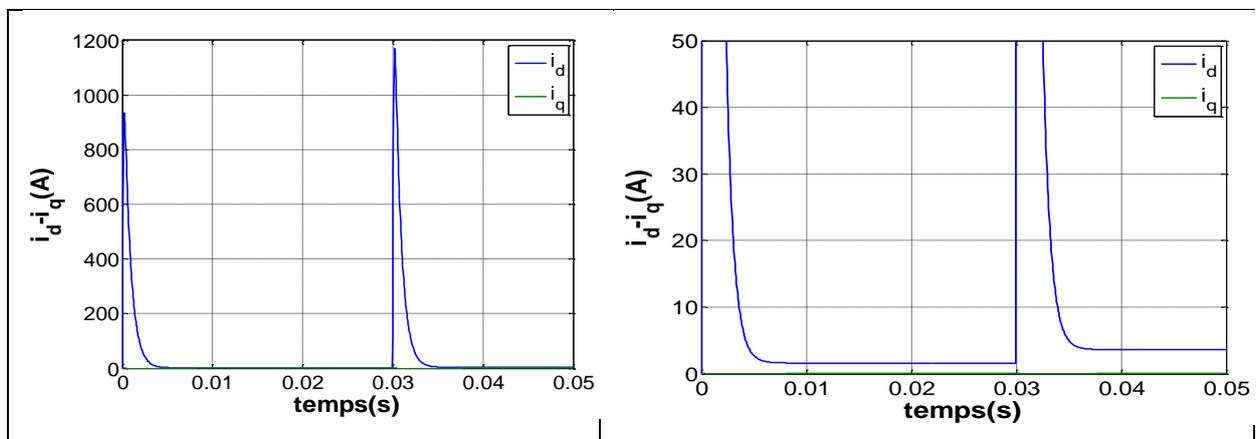


Figure II.20 Représentation du courant $i_d i_q$.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du redresseur à MLI son principe de fonctionnement. Nous avons présenté l'application de la commande vectorielle (VOC) sur le redresseur avec des régulateurs analogique (PI), dans le but de comparer les résultats obtenues avec ceux de la commande prédictive qu'on appliquera dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Boucle du courant i_d :

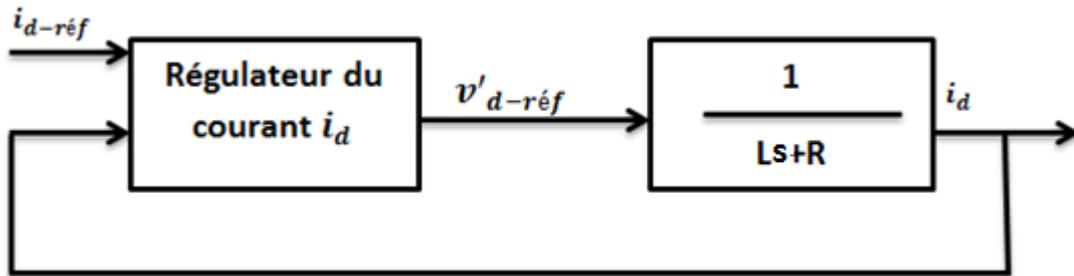


Figure III.2 Boucle du courant i_d

- Boucle du courant i_q :

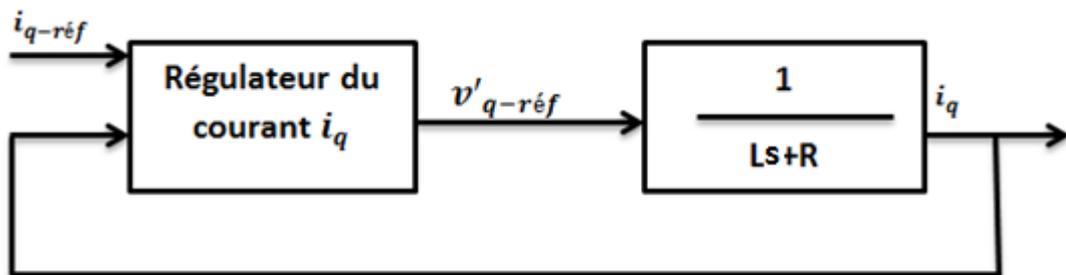


Figure III.3 Boucle du courant i_q

III.4 Boucle de la tension

La figure suivante présente la boucle de régulateur de la tension :

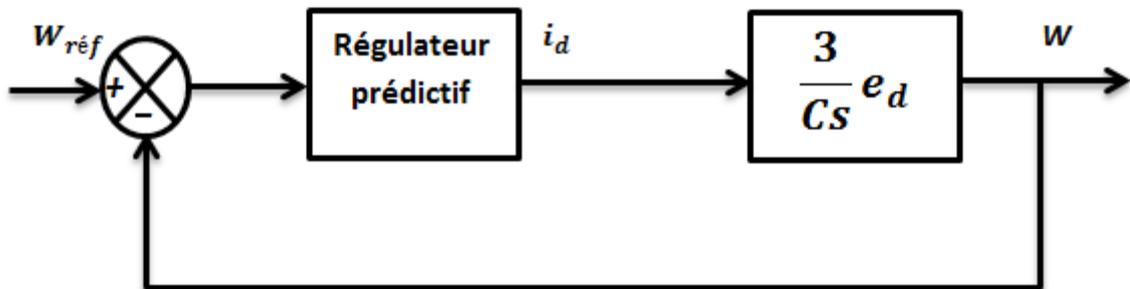


Figure III.4 Boucle de la tension U_{dc}

Tel que $W = U_{dc}^2$.

III.5 Application de la GPC

La figure (III.5) présente le schéma de la régulation du redresseur à MLI par la commande prédictive avec la méthode GPC.

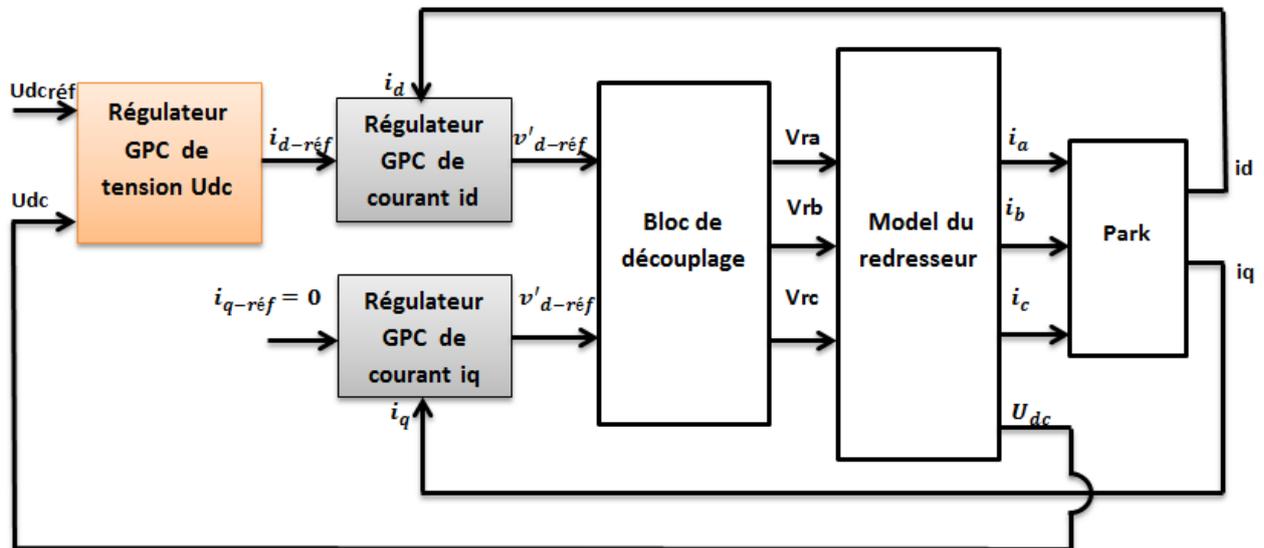


Figure III.5 : Schéma bloc du réglage du redresseur à MLI avec GPC.

III.5.1 Dimensionnement des régulateurs GPC

On doit déterminer le système approché, la matrice G (les coefficients de la réponse indicielle du système) et le facteur de pondération pour chaque régulateur.

III.5.1.1 Régulateur de la tension du bus continu

La fonction de transfert $W-i_d$ est :

$$h(s) = \frac{3e_d}{Cs} \tag{III.2}$$

La discrétisation de cette fonction de transfert avec la période d'échantillonnage $T_e = 0.5 \cdot 10^{-4}$ nous donne le model numérique du calculateur GPC :

$$\frac{W(z)}{i_{dref}(z)} = \frac{13.64}{z-1} \tag{III.3}$$

La loi de commande est :

$$i_{d-réf}(t) = i_{d-réf}(t-1) + [G_0^T G_0 + \lambda_0 I_{N_{u0}}]^{-1} G_0^T (W_0 - \rho_0) \quad (\text{III.4})$$

avec :

$\lambda_0 = 61500$, $N_{u0} = 20$, $I_{N_{u0}}$ Matrice identité de dimension $(N_{u0} \times N_{u0})$, G_0 matrice de dimension $(N_{02} - N_{01} + 1) \times N_{u0}$ avec $N_{01} = 1$ et $N_{02} = 10$.

La matrice G_0 (voir l'annexe D).

III.5.1.2 Régulateurs des courants $i_{d,q}$

Les sous-systèmes de réglage des courants (i_d, i_q) ont la même fonction de transfert donnée par l'équation (III.1).

Nous avons obtenu le modèle numérique (prédicteur) des deux régulateurs par la discrétisation de la fonction de transfert (III.1) avec la période d'échantillonnage $T_e = 0.5 \cdot 10^{-5}$ (s).

$$\frac{i_d(z)}{v'_{d-réf}(z)} = \frac{i_q(z)}{v'_{q-réf}(z)} = \frac{0.001}{z-0.9999} \quad (\text{III.5})$$

Les lois de commande sont données par :

$$v'_{d-réf}(t) = v'_{d-réf}(t-1) + [G_1^T G_1 + \lambda_1 I_{N_{u1}}]^{-1} G_1^T (W_1 - \rho_1) \quad (\text{III.6})$$

$$v'_{q-réf}(t) = v'_{q-réf}(t-1) + [G_2^T G_2 + \lambda_2 I_{N_{u2}}]^{-1} G_2^T (W_2 - \rho_2) \quad (\text{III.7})$$

avec :

$\lambda_1 = 0.3$, $\lambda_2 = 1$, $N_{u1} = N_{u2} = 15$, $I_{N_{u1}} = I_{N_{u2}}$ Matrice identité de dimension $(N_{u1} \times N_{u1})$, G_1 matrice de dimension $(N_{12} - N_{11} + 1) \times N_{u1}$, G_2 matrice de dimension $(N_{22} - N_{21} + 1) \times N_{u2}$ avec $N_{11} = N_{21} = 1$, $N_{21} = 1$ et $N_{12} = N_{22} = 15$.

G_1, G_2 : (voir l'annexe D)

III.5.2 Résultats de simulation de la GPC

Pour illustrer les performances de la GPC appliquée au redresseur à MLI, nous avons fait les tests de simulation suivants :

- Variation de la consigne ;
- L'influence de facteur de pondération λ_0 ;
- L'influence de l'horizon de prédiction N_y ;
- Variation de la charge.

Nous avons pris les mêmes paramètres du model, la charge et la capacité du bus continu que nous avons pris dans les simulations de la commande VOC.

On plus de cette application ou on utilise juste le premier incrément de commande on peut ajouter a l'application de la GPC quatre autres variantes :

1-Dans cette variante on enlève le retard pour la référence du premier et du deuxième régulateur c'est-à-dire on utilise juste la dernière valeur de la référence.

2-Dans cette variante on a attaque le deuxième régulateur de courant id son prédire son signal de référence.

3- On utilise juste le deuxième incrément de commande.

4- Dans ce cas on peut utiliser toute la séquence de commande calculé, cette dernière généralise toute les autres variantes.

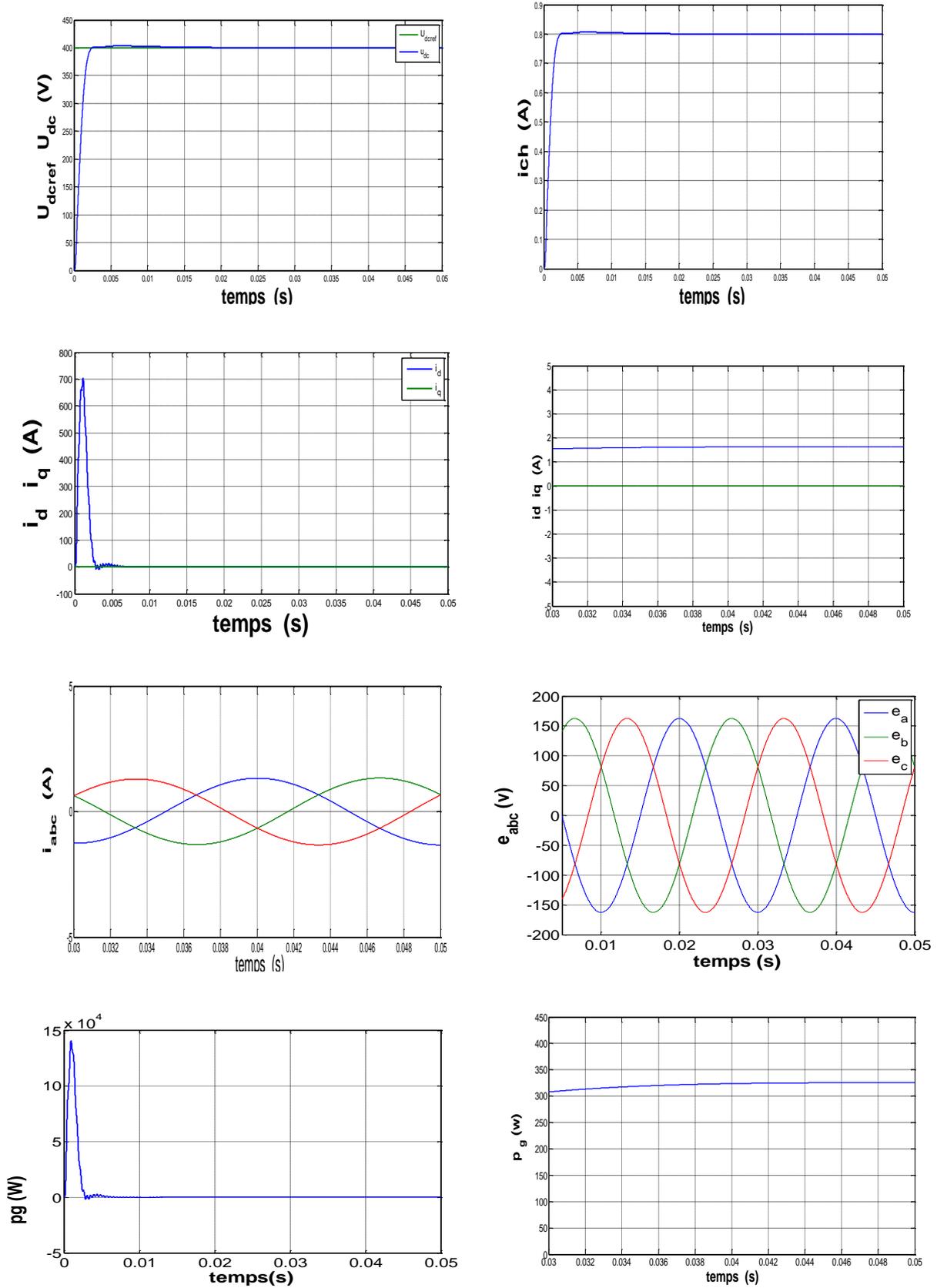


Figure III.6 Essai pour $R=500\Omega$ et une consigne de 400 V.

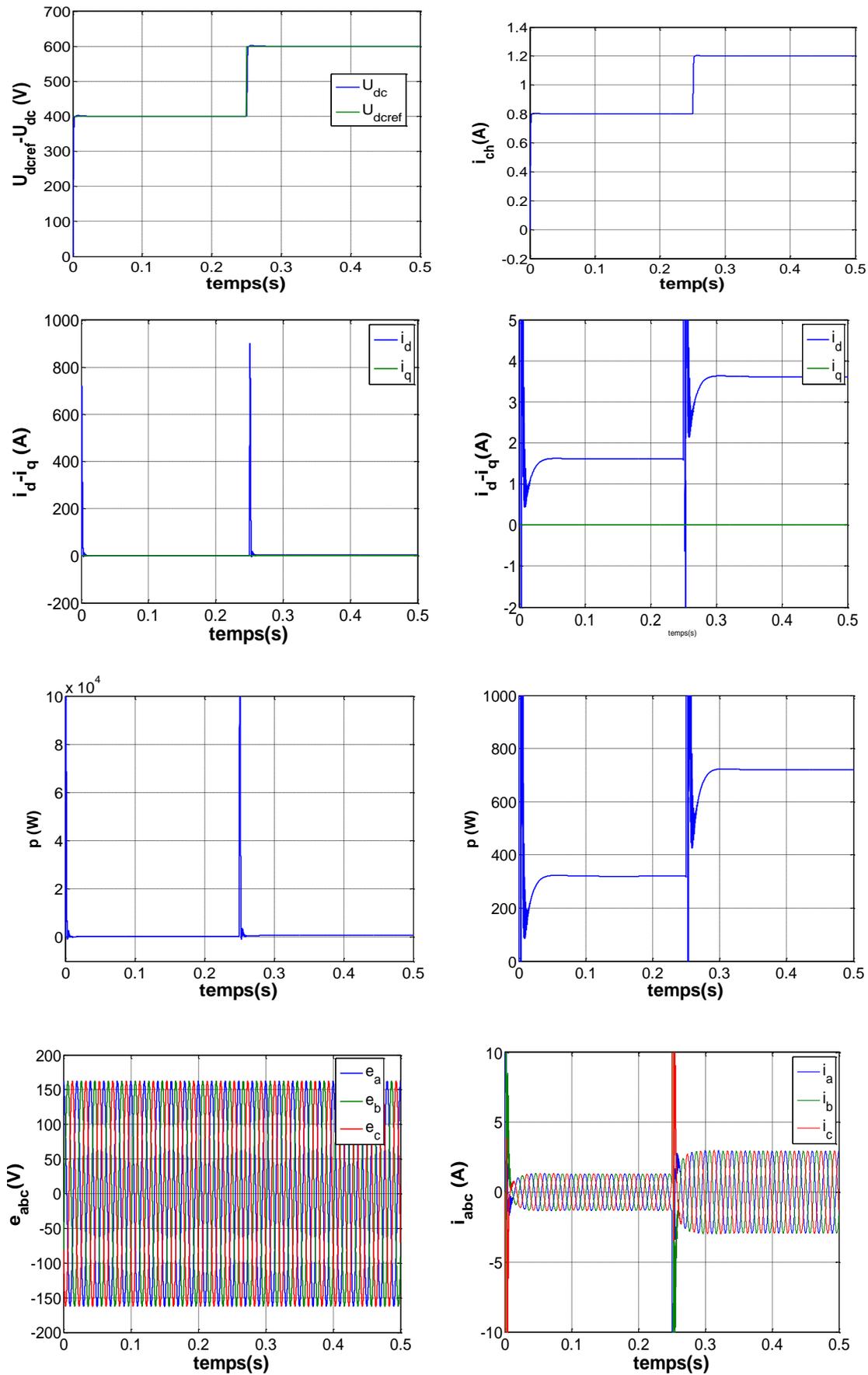


Figure III.7 Essai pour $R=500\Omega$ avec variation de la consigne à $t=0.25$ de 400 à 600 V.

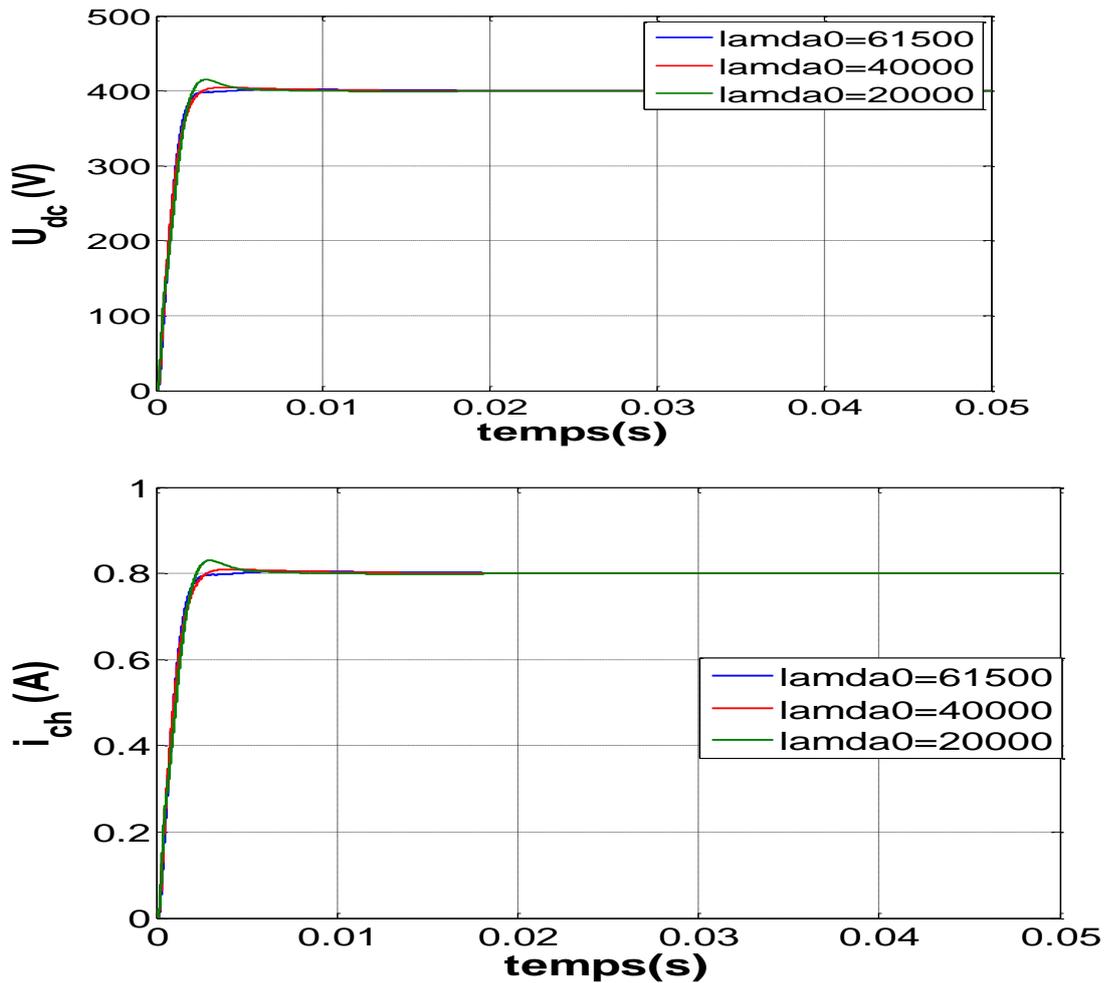


Figure III.8 Influence du facteur de pondération λ_0 (réglage de la tension U_{dc}).

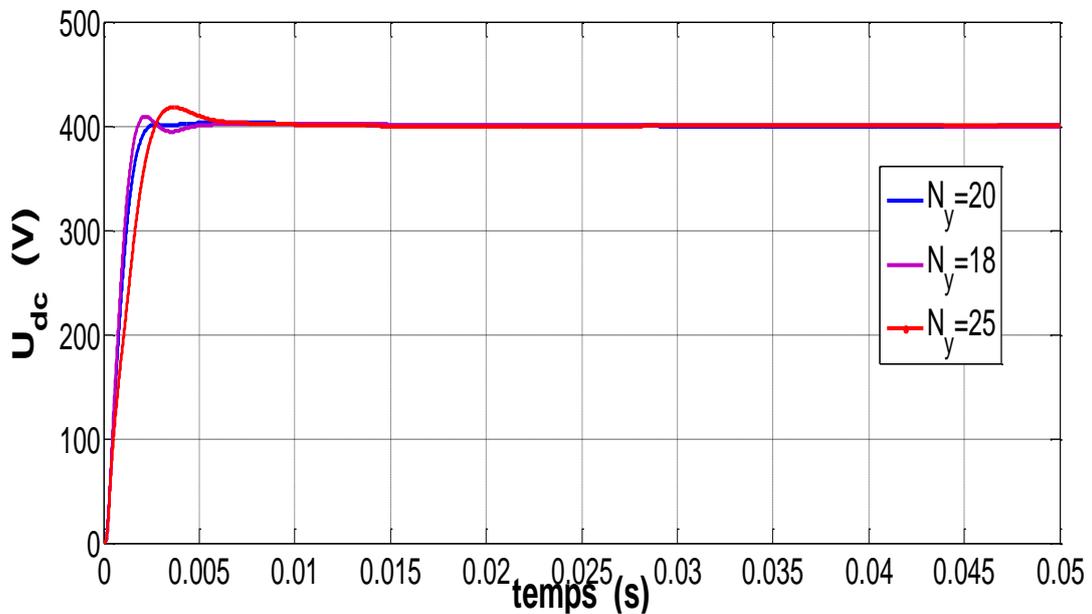


Figure III.9 Influence de l'horizon de prédiction sur la tension de bus continu U_{dc} .

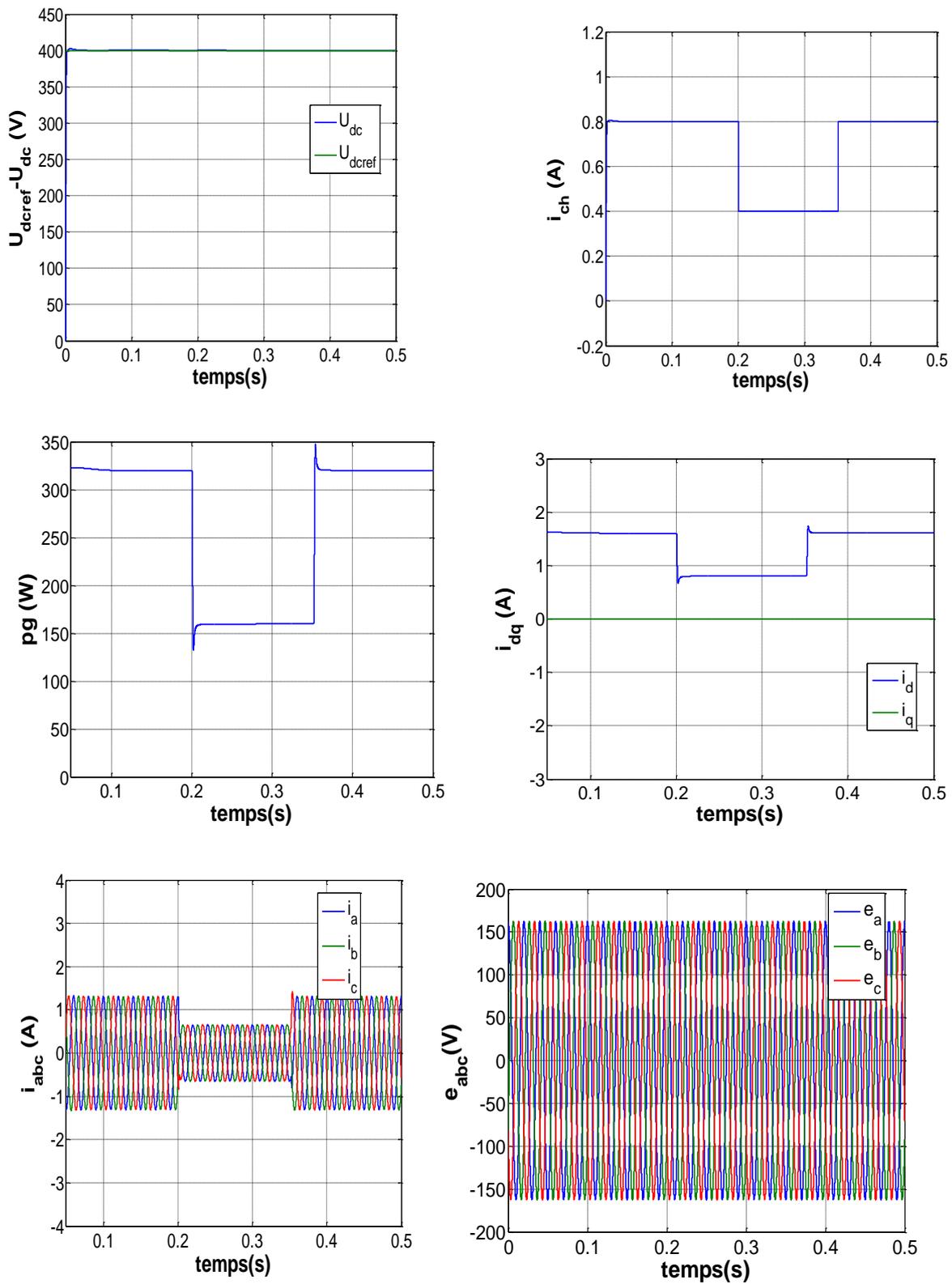


Figure III. 10 Teste de robustesse sur la commande (augmentation de la charge).

III.5.3 Interprétation des résultats

- ✓ La figure III.6 nous montre les résultats obtenus lors de la simulation de la GPC avec une valeur de consigne $U_{dc,ref} = 400 V$ et une charge de 500Ω , on remarque que la tension de sortie du redresseur U_{dc} suit sa référence rapidement avec un léger dépassement de l'ordre de 0.08 % puis se stabilise à la valeur de référence. On observe aussi que la puissance active atteint la valeur calculée ainsi que la puissance réactive qui est à zéro. On remarque que le courant i_q est nul et i_d suit bien le signal de commande du régulateur de la tension $i_{d,ref}$ avec un temps de réponse très rapide et un léger dépassement.
- ✓ La figure III.7 nous montre l'effet de la variation de la consigne, on observe que la tension de bus continu suit sa référence pour le passage de cette dernière de 400 à 600 V à $t=0.05(s)$ avec les mêmes performances obtenues précédemment. On remarque que le courant de charge augmente de 0.8 A à 1.2 A. Le courant i_q reste toujours nul et le courant i_d augmente avec l'augmentation de la consigne avec un dépassement très important qui est dû au condensateur de bus continu qui appelle un fort courant pour qu'il se charge. Dans la même figure on voit que la puissance réactive est nulle et la puissance active augmente de 320 à 720 W ce qui est vérifié d'après l'équation suivante :

$$P = \frac{U_{dc}^2}{R_{ch}} \quad (III.8)$$

- ✓ La figure III.8 présente les résultats de l'influence du facteur de pondération λ_0 sur la tension de bus continu. On remarque que l'augmentation de λ_0 rend la réponse plus stable avec une diminution de la rapidité. L'augmentation du facteur de pondération donne de l'importance aux incréments de commande prédits ce qui implique la diminution de ces derniers, alors que la réponse devient plus stable.
- ✓ Les résultats obtenus sur la figure III.9 montrent que la variation de l'horizon de prédiction a un rôle sur la rapidité de la réponse. On remarque que la réponse pour $N_y = 18$ est plus rapide que les deux autres valeurs, mais la réponse pour $N_y = 20$ est plus stable.
- ✓ La figure III.10 montre que la commande est robuste vis-à-vis de la variation de la charge .

III.6 Application de la MPC

La différence entre cette technique (MPC) et celle étudiée précédemment (GPC), c'est que MPC prend en considération les contraintes sur l'entrée (référence, sortie à réguler et les perturbations) et la sortie (la commande) du régulateur. Pour l'application de cette commande sur le redresseur, nous avons utilisé le Toolbox Model Predictive Control de MATLAB.

III.6.1 MPC avec trois régulateurs

L'application de cette méthode exige de connaître le modèle de chaque sous-système pour déterminer le régulateur. Dans notre cas nous avons trois régulateurs :

- MPC 1 : utiliser pour le réglage de la tension du bus continu U_{dc} .
- MPC 2 : utiliser pour le réglage du courant i_d .
- MPC 3 : utiliser pour le réglage du courant i_q .

La structure générale est illustrée sur la figure suivante :

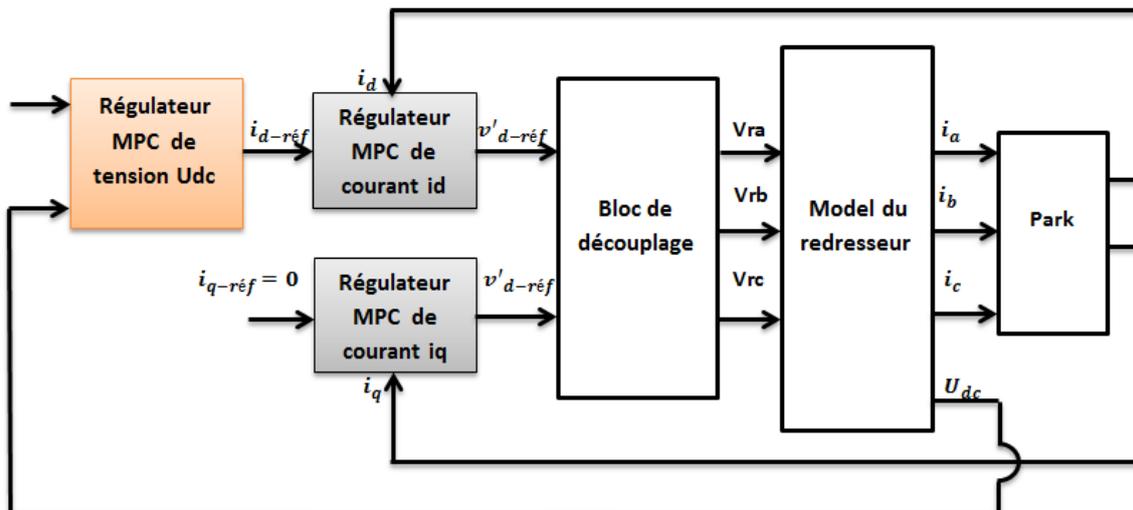


Figure III.11 Schéma bloc de la MPC avec trois régulateurs.

III.6.1.1 Procédure de synthèse de la MPC sous Matlab

La synthèse avec le Toolbox Model Predictive Control de Matlab suit les étapes suivantes :

1. Détermination des systèmes à contrôler dans l'espace de travail de MATLAB, dans notre cas nous avons trois sous-systèmes.
2. Création des contrôleurs (MPC1, MPC2, MPC3) dans l'espace de travail.
3. Charger le contrôleur de chaque boucle sur le bloc des paramètres de la figure (E-2).

III.6.1.2 Résultats de simulation

Nous avons simulé cette méthode avec les paramètres de contrôle suivants $T_{e1} = 0.5 \cdot 10^{-5}$ Période d'échantillonnage pour les régulateurs du courant.

$T_{e2} = 0.5 \cdot 10^{-4}$ Période d'échantillonnage pour les régulateurs du courant.

$N_{y1} = N_{y2} = 28$ Horizon de prédiction des régulateurs du courant.

$N_{y3} = 20$ Horizon de prédiction des régulateurs de tension.

$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 0.8$ Facteurs de pondérations des trois régulateurs.

Les paramètres du redresseur, de la charge et la capacité du bus continu sont les mêmes que précédemment.

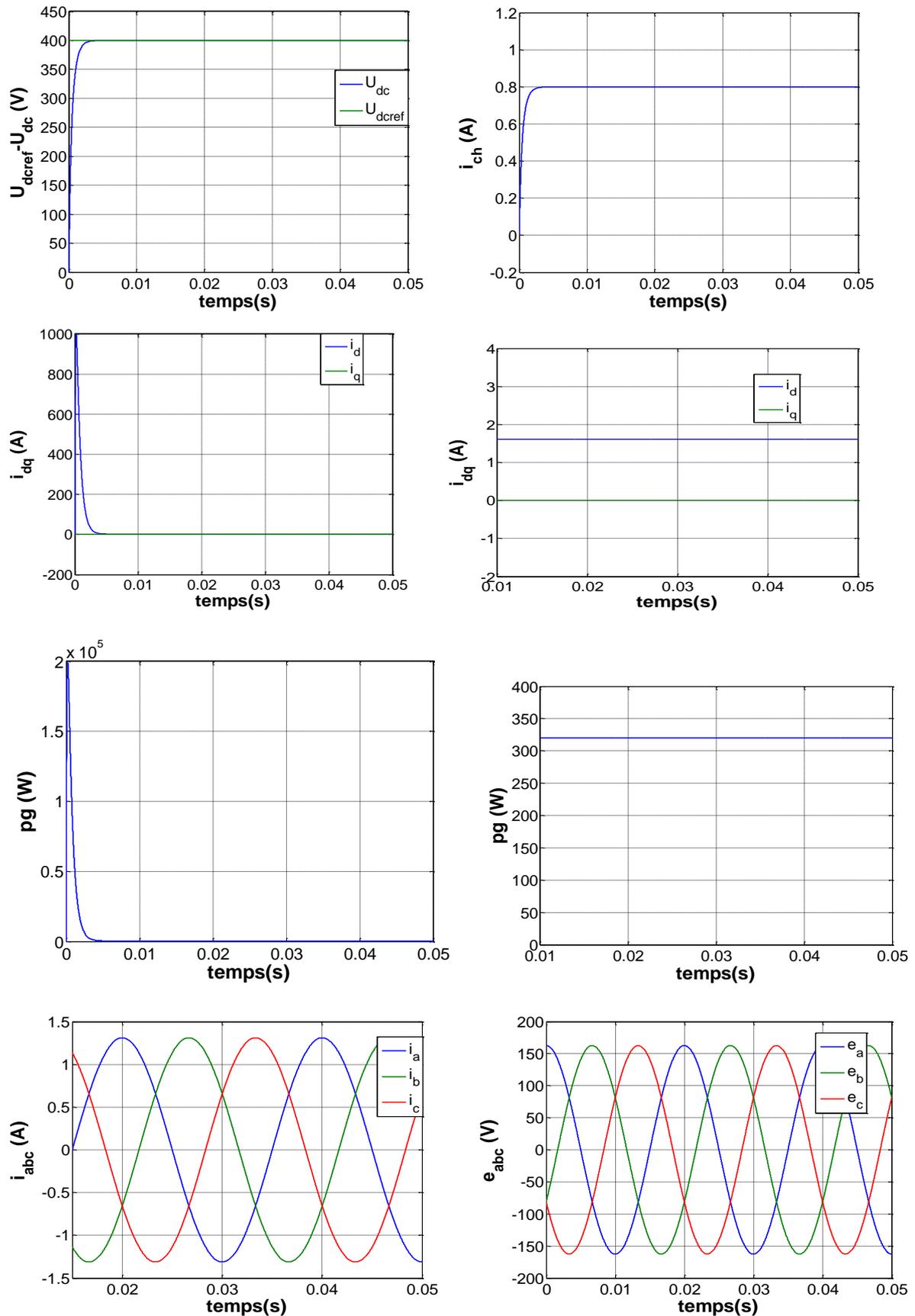


Figure III.12 Essai de la MPC pour $R=500\Omega$ et une consigne de 400 V.

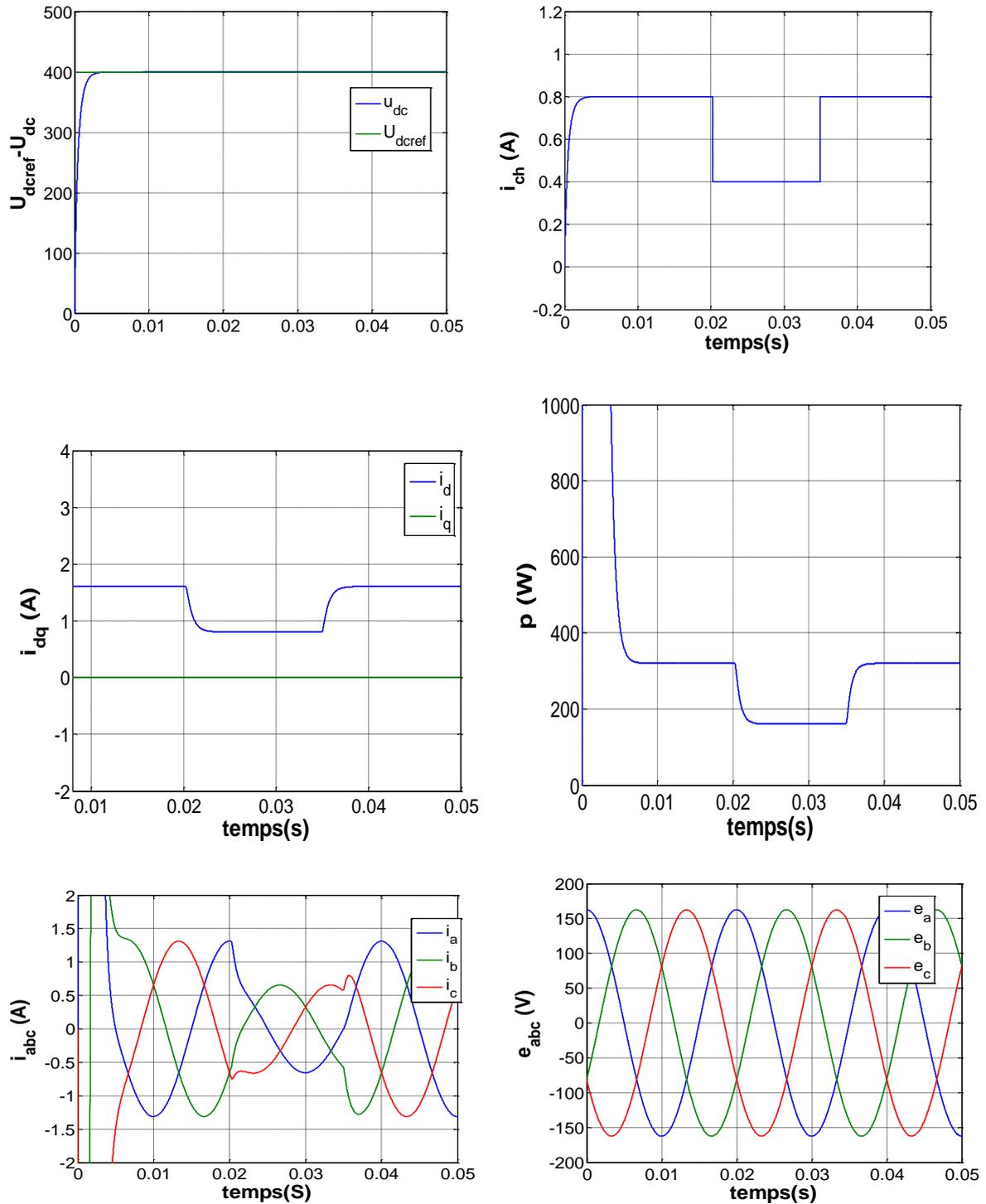


Figure III.13 Teste de robustesse (augmentation puis diminution de la charge).

III.6.1.3 Interprétation des résultats

- ✓ Les résultats obtenus sur la figure III.12 montrent que la tension du bus continu suit bien sa consigne avec un temps de réponse rapide, sans aucun dépassement. On remarque que la puissance réactive est nulle ainsi que la puissance active atteint sa valeur rapidement.
- ✓ La figure III.13 montre la robustesse de la commande aux variations de la charge.

III.6.2 MPC avec deux régulateurs

Dans cette méthode, on a utilisé deux régulateurs au lieu de trois :

- MPC1: pour réguler les courants. i_d i_q
- MPC2: pour réguler la tension de bus continu. U_{dc}

La figure suivante illustre le schémabloc de l'application de cette méthode sur le redresseur.

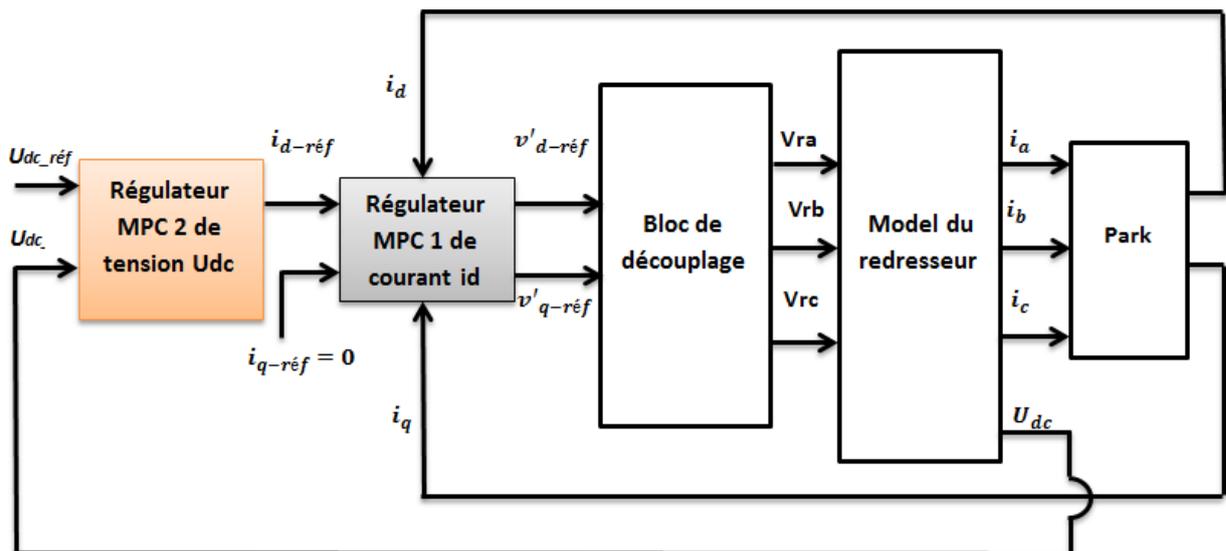


Figure III.14 Schéma bloc de l'application de MPC avec deux régulateurs

III.6.2.1 Procédure de simulation de la MPC avec deux régulateurs

III.6.2.1.1 Linéarisation du système

Pour linéariser le modèle, on a utilisé l'outil Control and Estimation Tools Manager de Matlab qui est présenté dans la figure (E-1) de l'annexe E.

Pour notre cas, nous avons linéarisé la boucle interne (courants), puis on a enregistré le modèle dans l'espace de travail, après nous avons créé le premier régulateur MPC1. On a placé ce régulateur dans le système et on a fait la linéarisation de système (tension+courant), on a créé le deuxième régulateur MPC2 (régulateur de tension).

III.6.3 Résultats de simulation

- **Sans contraintes**

Les paramètres des régulateurs sont :

$N_{y1} = 28$ Horizon de prédiction des régulateurs du courant.

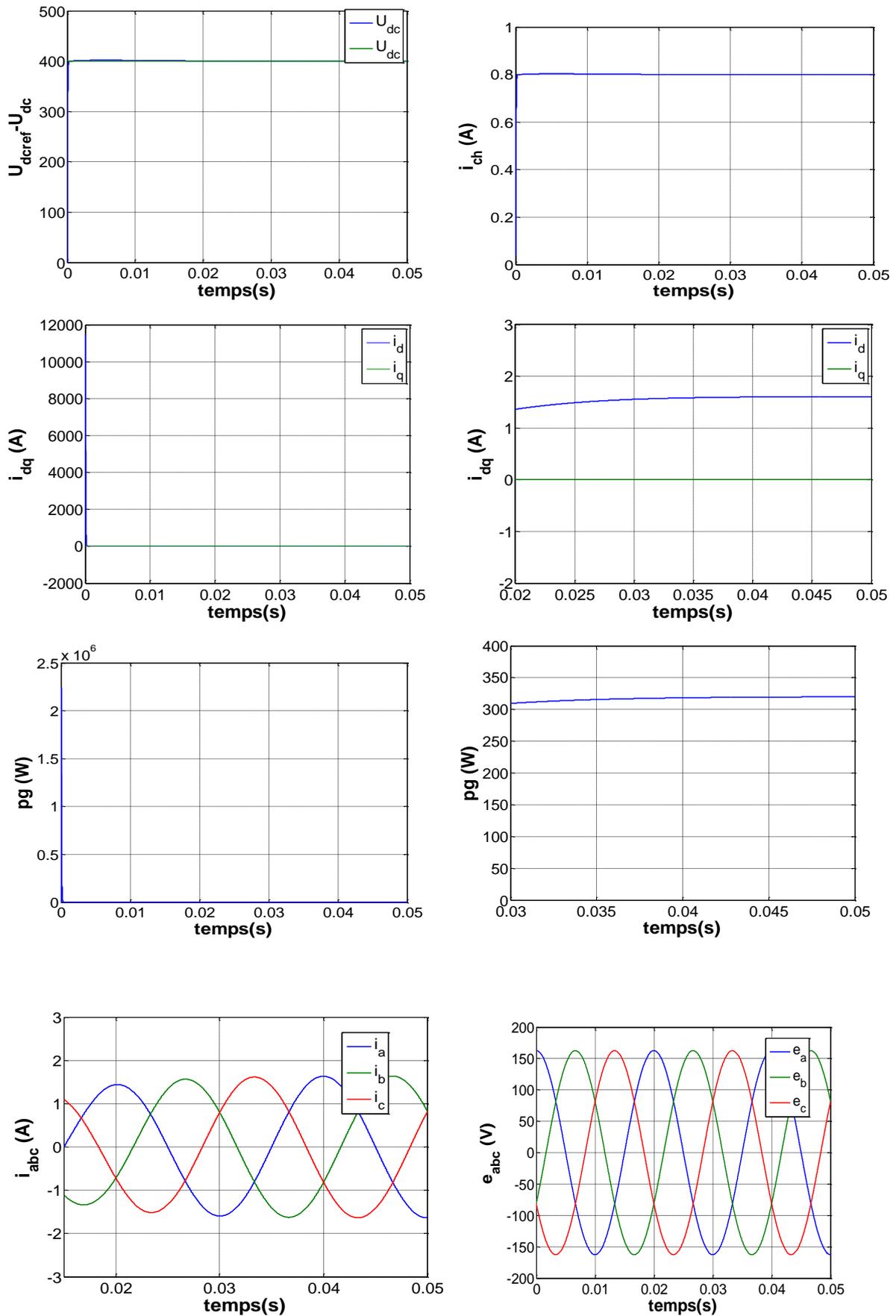
$N_{y2} = 20$ Horizon de prédiction de régulateur de tension.

$\lambda_1 = \lambda_2 = 0.8$ Facteurs de pondérations des deux régulateurs.

$T_{e1} = 0.5 \cdot 10^{-5}$ Période d'échantillonnage des régulateurs du courant.

$T_{e2} = 0.5 \cdot 10^{-4}$ Période d'échantillonnage de régulateur de tension.

Les paramètres du redresseur, de la charge et la capacité du bus continu sont les mêmes qu'on a utilisé précédemment.



FigureIII.15 Résultats de simulation de MPC sans contraintes.

- **Avec contraintes**

Dans cette partie on a imposé une contraintes sur la commande du premier regulateur.

Les paramètres des régulateurs sont :

$N_{y1} = 28$ Horizon de prédiction des régulateurs du courant.

$N_{y2} = 35$ Horizon de prédiction de régulateur de tension.

$\lambda_1 = \lambda_2 = 0.8$ Facteurs de pondérations des deux régulateurs.

$T_{e1} = 0.5 \cdot 10^{-5}$ Période d'échantillonnage des régulateurs du courant.

$T_{e2} = 0.5 \cdot 10^{-4}$ Période d'échantillonnage des régulateurs de tension.

Les paramètres du redresseur, de la charge et la capacité du bus continu sont les même qu'on a utilisé précédemment.

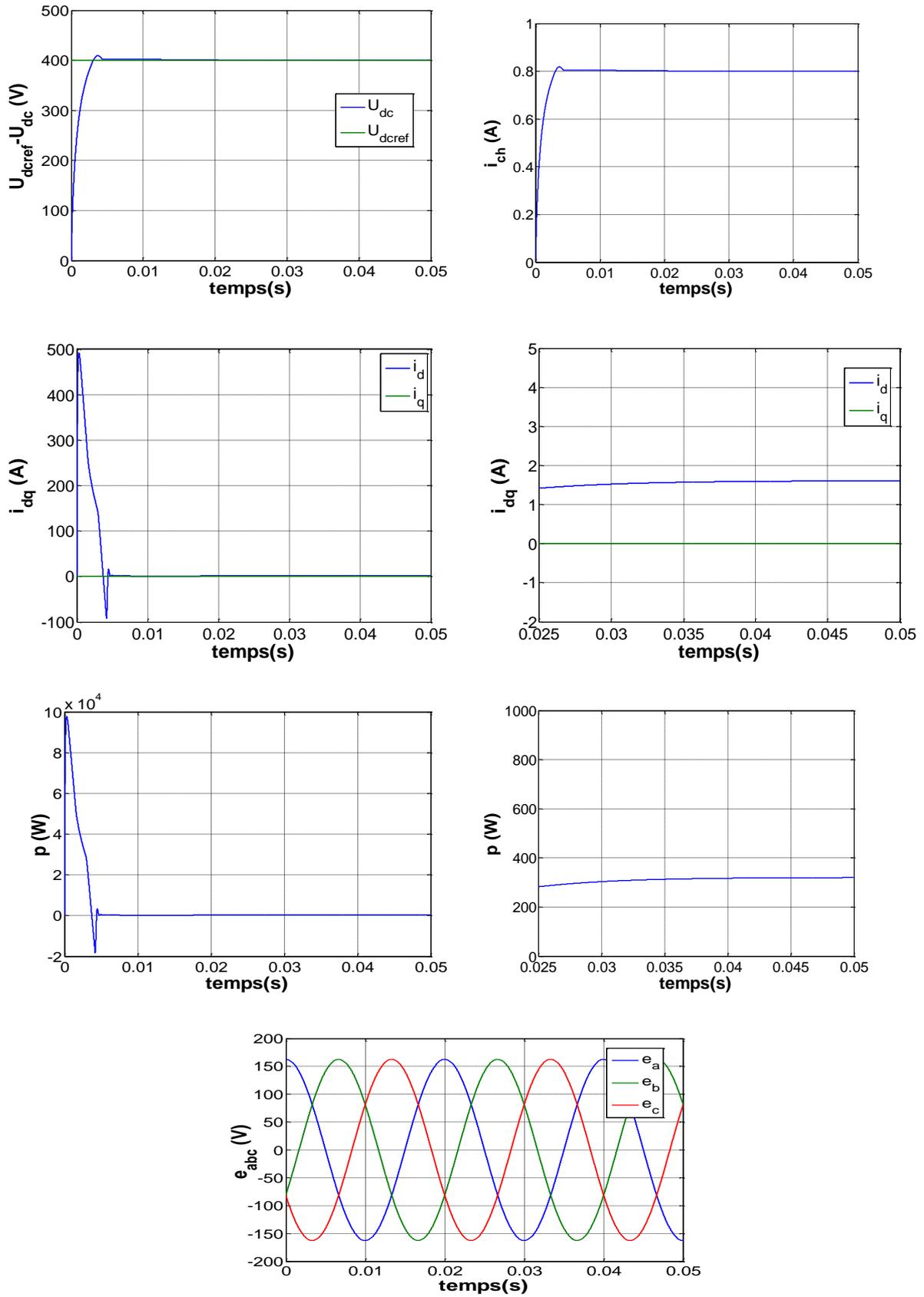


Figure II.16 Résultats de simulation de MPC avec contraintes.

III.6.4 Interprétation des résultats

- ✓ D'après les résultats obtenus dans la (figure III.15) on remarque que la tension du bus continu suit sa référence presque instantanément avec un dépassement négligeable. On constate que la puissance réactive est nulle, d'autre part on remarque que le courant i_d et la puissance active p atteignent leur valeur finale avec un très important dépassement qui est de l'ordre de $12 \cdot 10^3$ pour le courant et de 10^6 pour la puissance, ce dépassement est due aux valeurs calculées par le régulateur de tension ou on n'a pas limité la commande (sans contrainte).

- ✓ D'après les résultats obtenus avec la simulation de la MPC avec contrainte, on remarque que la tension du bus continu suit sa référence avec un petit dépassement et un temps de réponse plus grand. On observe aussi que le dépassement du courant i_d et de la puissance active sont diminués respectivement de $12 \cdot 10^3$ à 500(A) et de $10 \cdot 10^6$ à $10 \cdot 10^4$ (w).

III.7 Application de la GPC sur le redresseur avec convertisseur MLI :

III.7.1 Résultats de simulation :

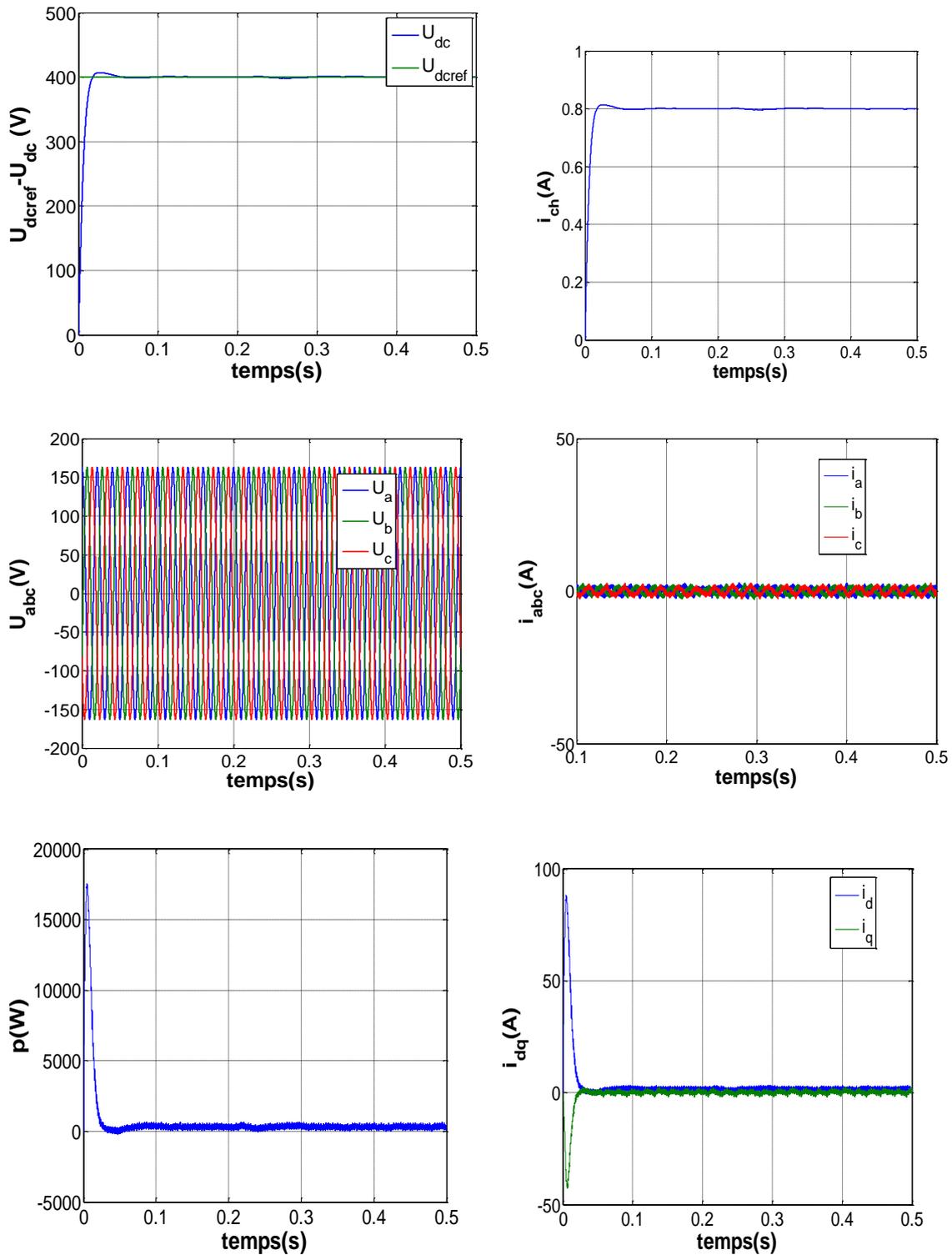


Figure III.17 Résultats de simulation de la GPC

III.7.2 Interpretations des résultats :

- ✓ La figure III.17 nous montre les résultats obtenus lors de la simulation de la GPC avec une valeur de consigne $U_{dc_réf} = 400 V$ et une charge de 500Ω , on remarque que la tension de sortie du redresseur U_{dc} suit sa référence rapidement avec un léger dépassement de l'ordre de 1.8 % puis se stabilise à la valeur de référence. On observe aussi que la puissance active atteint la valeur calculée mais avec des légères fluctuations. On remarque que le courant i_q est nul et i_d suit bien le signal de commande du régulateur de la tension $i_{d_réf}$ avec un temps de réponse très rapide et un léger dépassement.

III.8 Application de la MPC sur le redresseur avec convertisseur MLI :

III.8.1 Résultats de simulation :

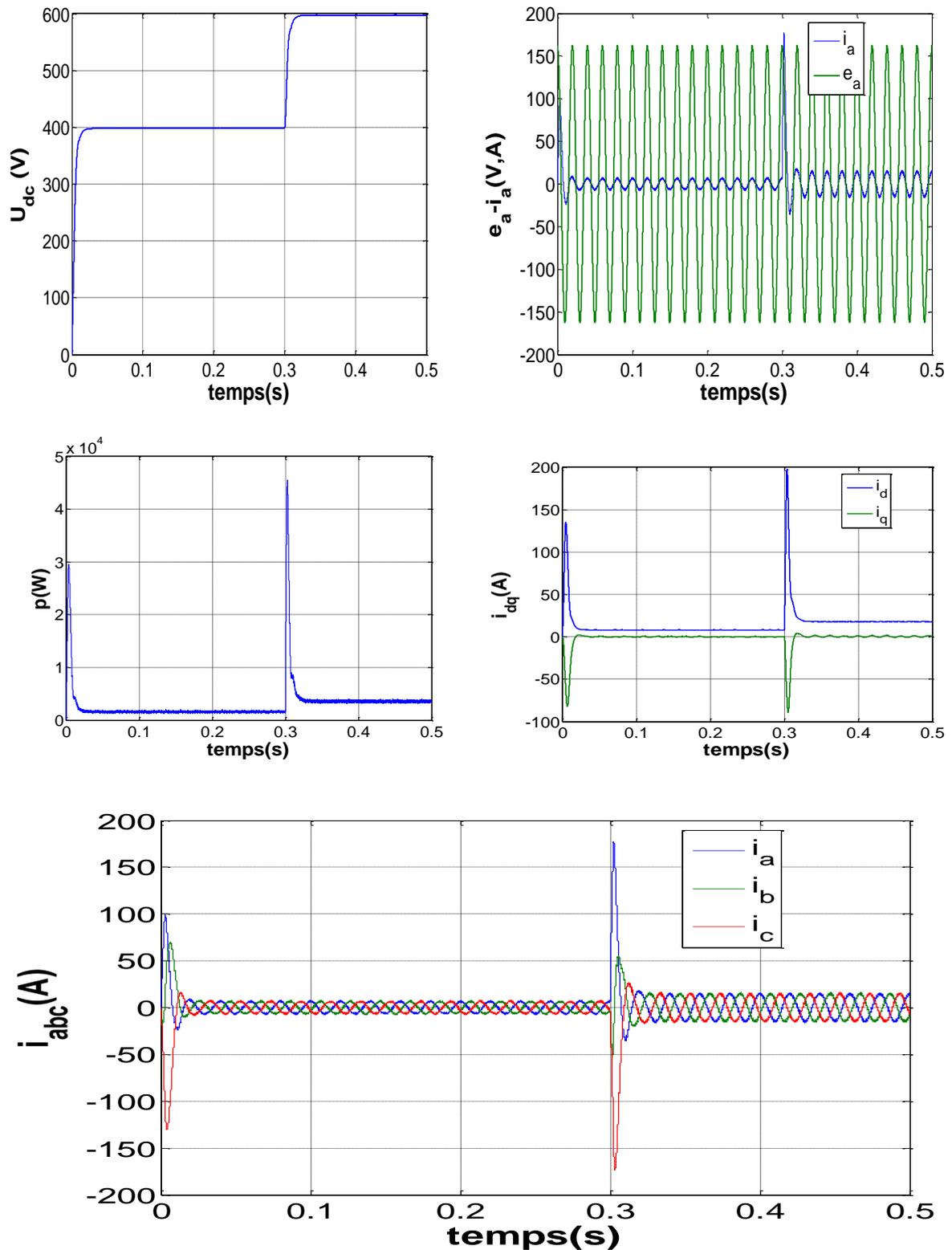


Figure III.18 Résultats de simulation de la GPC

III.8.2 Interpretations des resultats :

Les resultats obtenus dans la figure III.18 nous montre que la tension du bus continu suit sa reference sans depassement, les depassements du courant i_d et de la puissance p sont diminuee. La variation de la charge n'influence pas sur la commande.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a appliqué deux méthodes de la commande prédictive sur le redresseur, la commande prédictive généralisée (GPC) et la commande prédictive par modèle (MPC) avec trois variantes.

Les résultats de simulation obtenus montrent que les deux méthodes donnent des résultats satisfaisants.

La comparaison entre les résultats obtenus avec les régulateurs prédictifs et ceux obtenus avec les régulateurs analogiques présentés dans le chapitre II montre que les deux méthodes atteignent les mêmes objectifs avec de meilleures performances pour la commande prédictive précisément:

- GPC : améliore la dynamique du système ;
- MPC : limitation du signal de commande de la tension du bus continu.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de ce travail est d'apporter notre modeste contribution au développement des techniques de commande des redresseur à MLI qui ont connu ces dernière années un développement et un essor considérables eu égard au multiples avantages qu'ils présentent; nous citons :

- Régulation de la tension du bus continu.
- Amélioration du facteur de puissance.
- Faible taux de distorsion harmonique de l'onde de courant.

Notre travail consiste à l'application de la commande prédictive avec deux approches la commande prédictive généralisée GPC et la commande prédictive par model MPC sur un redresseur MLI triphasé.

La modélisation dans le repère de Park nous a permis d'avoir un modèle simplifier du redresseur à MLI. Ce modèle est utilises dans la synthèse des lois de commande pour les deux méthodes la GPC et la MPC.

Le modèle du redresseur dans le repère de Park comporte trois boucles de régulation. Pour chaque boucle nous avons élaboré un régulateur prédictive.

L'approche de la commande prédictive généralisée nous a permis d'avoir les trois régulateur GPC pou régler les courants i_d , i_q et la tension du bus continu. Ces trois régulateurs ont la même forme. Nous avons suivi la même procédure pour l'application de la MPC avec Toolbox Matlab.

Les tests d'application de ces deux méthodes sur le modèle du redresseur MLI montre la validité de cette technique. Les résultats de simulation montrent que la sortie suit bien la consigne lors d'une entrée échelon ou lors de changement de la consigne. De plus la commande est robuste vis-à-vis de la variation de la charge. Nous avons étudié aussi l'effet du facteur de pondération λ et l'horizon de prédiction.

La comparaison entre les deux approches montre que la GPC présente une réponse assez rapide que celle de la MPC mais avec un léger dépassement de l'ordre de 0.8%, et que le dépassement des courants i_d , i_q sont amélioré par la MPC avec l'utilisation des contraintes sur la commande de la tension U_{dc} .

La comparaison de ces deux méthodes avec la VOC classique (utilisation des régulateurs PI) illustre dans le deuxième chapitre, montre que les deux méthodes atteignent leurs objectifs, avec des meilleures performances pour la commande prédictive.

Vu la diversité des approches de commande prédictive, nous proposons de les tester sur le redresseur à MLI.

Références Bibliographiques

- [1] P. Boucher D. Dumur « La commande prédictive », édition technip,1996.
- [2] Jean-Marie Flaus « La régulation industrielle » edition Hermès 1994.
- [3] A Ben Brahim, « Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents », Thèse de magister, Université de Batna, 2009.
- [4] J. Richalet, A. Rault, J. L. Testud & J. Papon. Model predictive heuristic control: Application to industrial processes". Automatica, Vol. 14, pp. 413–428, 1978.
- [5] Ernesto Granado Migliore «Commande Prédictive à Base de Programmation Semi Définie »Thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2004.
- [6] Bouafia Abdelouahab « Techniques de commande prédictive et floue pour les Systèmes d'électronique de puissance : Application aux redresseur a MLI» Thèse de doctorat Université Ferhat Abbas – Sétif, 2010.
- [7] Abdelmalek Boulahia « Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique» Thèse de magister, Université de Constantine, 2009.
- [8] Sylvain Lechat Sanjuan « Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters» Chalmers University of Technology Goteborg, Sweden, 2010.
- [9] Jacques Richalet «Commande Prédictive » Techniques de l'ingénieur, volume R7423

Transformation de coordonnées $abc-\alpha\beta$ et $\alpha\beta-dq$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & \sin(wt) \\ -\sin(wt) & \cos(wt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

Transformation de coordonnées $dq-\alpha\beta$ et $\alpha\beta-abc$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & -\sin(wt) \\ \sin(wt) & \cos(wt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

Transformation de coordonnées $abc-dq$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & \cos\left(wt - 2 * \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(wt - 4 * \frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin(wt) & -\sin\left(wt - 2 * \frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(wt - 4 * \frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Transformation de coordonnées $dq-abc$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & -\sin(wt) \\ \cos\left(wt - 2 * \frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(wt - 2 * \frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(wt - 4 * \frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(wt - 4 * \frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

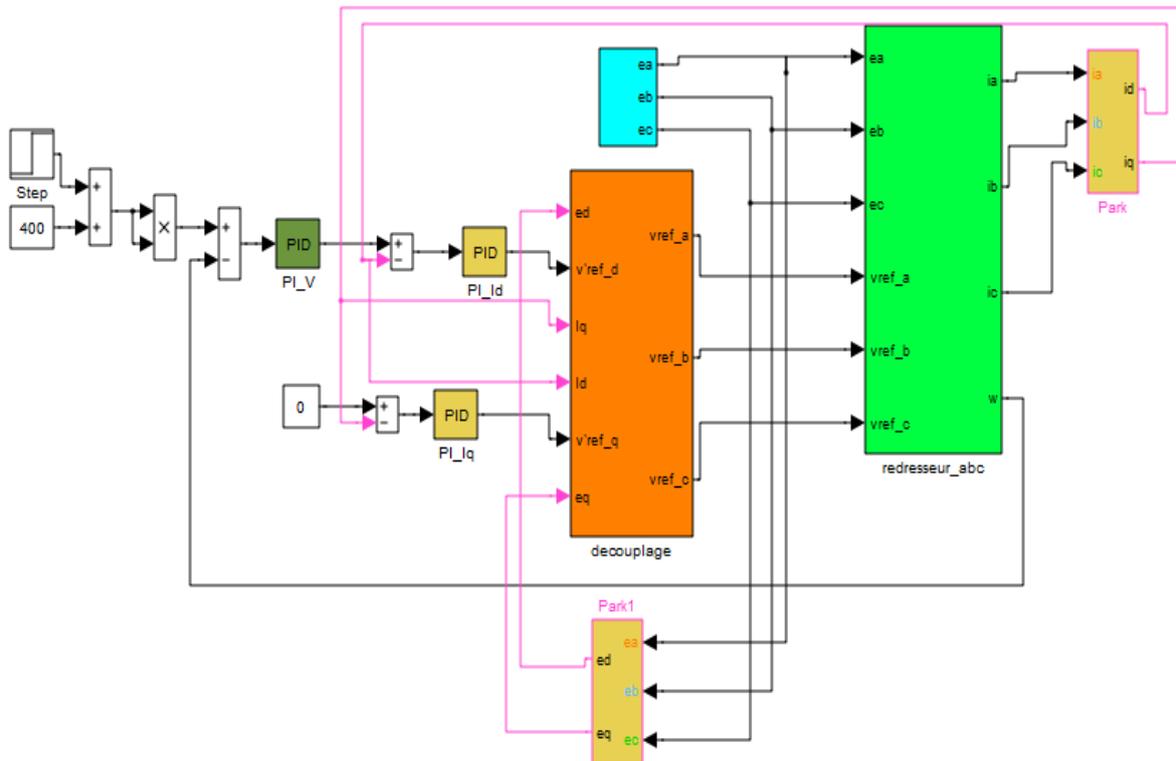


Figure B.1 Schéma bloc de la VOC appliqué sur le redresseur.

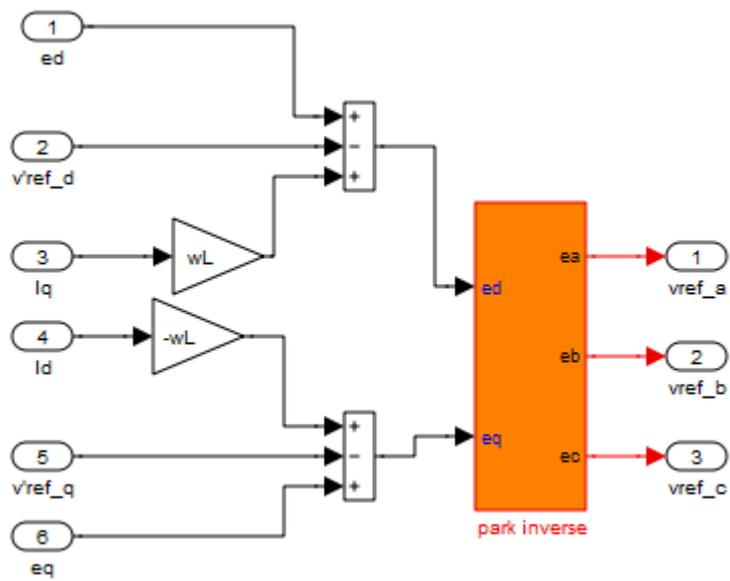


Schéma bloc découplage

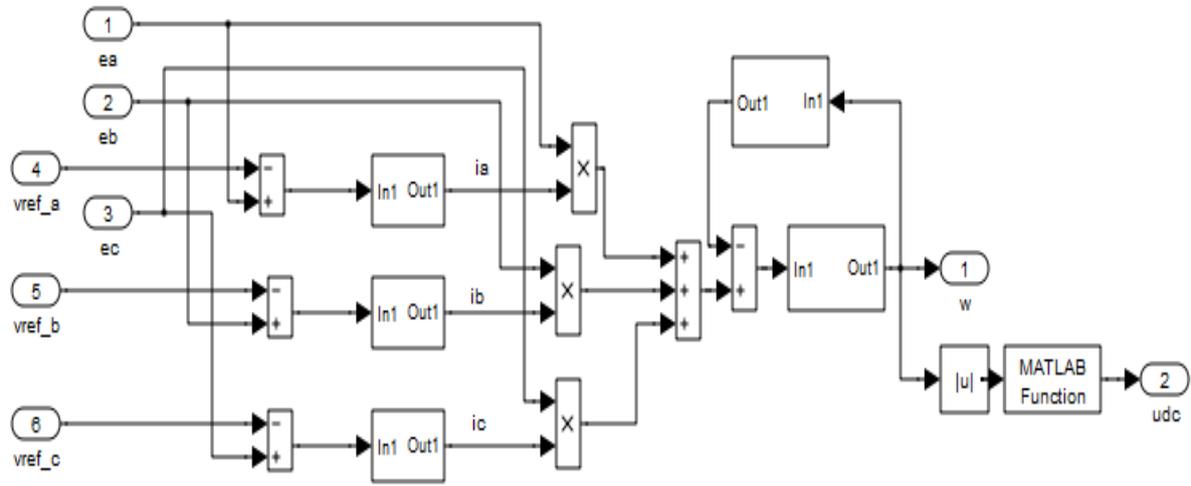


Schéma bloc du redresseur en coordonnées abc

Les paramètres du redresseur sont les suivants :

$$e_a = 115 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t).$$

$$L = 5 \cdot 10^{-3} \text{ H}.$$

$$R = 0.01 \ \Omega.$$

$$C = 2.2 \cdot 10^{-3} \text{ mf}.$$

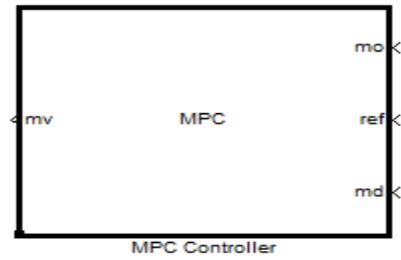
$$R_{ch} = 500 \ \Omega.$$

$$f = 50 \text{ hz}$$

Annexe D

$G_1=G_2=$: La matrice de la réponse indicielle des régulateurs de courants

	1.0000	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	6.8619	1.0000	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	7.1757	6.8619	1.0000	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	7.4581	7.1757	6.8619	1.0000	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	1.0000	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	1.0000	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	1.9000	1.0000	0	0	0	0	0	0	0	0
$G_1=G_2=$	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	2.7100	1.9000	1.0000	0	0	0	0	0	0	0
	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	3.4390	2.7100	1.9000	1.0000	0	0	0	0	0	0
	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	4.0951	3.4390	2.7100	1.9000	1.0000	0	0	0	0	0
	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	4.6856	4.0951	3.4390	2.7100	1.9000	1.0000	0	0	0	0
	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	5.2170	4.6856	4.0951	3.4390	2.7100	1.9000	1.0000	0	0	0
	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	5.6953	5.2170	4.6856	4.0951	3.4390	2.7100	1.9000	1.0000	0	0
	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	6.1258	5.6953	5.2170	4.6856	4.0951	3.4390	2.7100	1.9000	1.0000	0
	7.9411	7.7123	7.4581	7.1757	6.8619	6.5132	6.1258	5.6953	5.2170	4.6856	4.0951	3.4390	2.7100	1.9000	1.0000



Figure(E-1) Model Predictive Contrôl(Matlab).

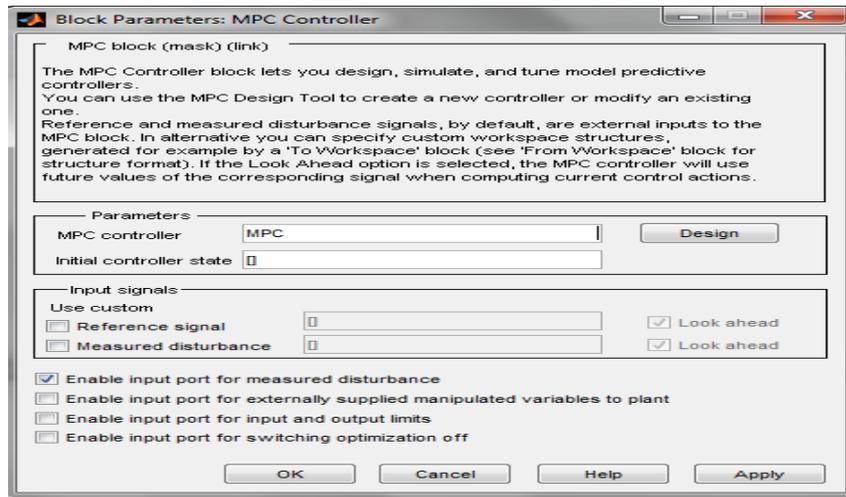


Figure (E.2) Bloc des paramètres de Controler MPC.

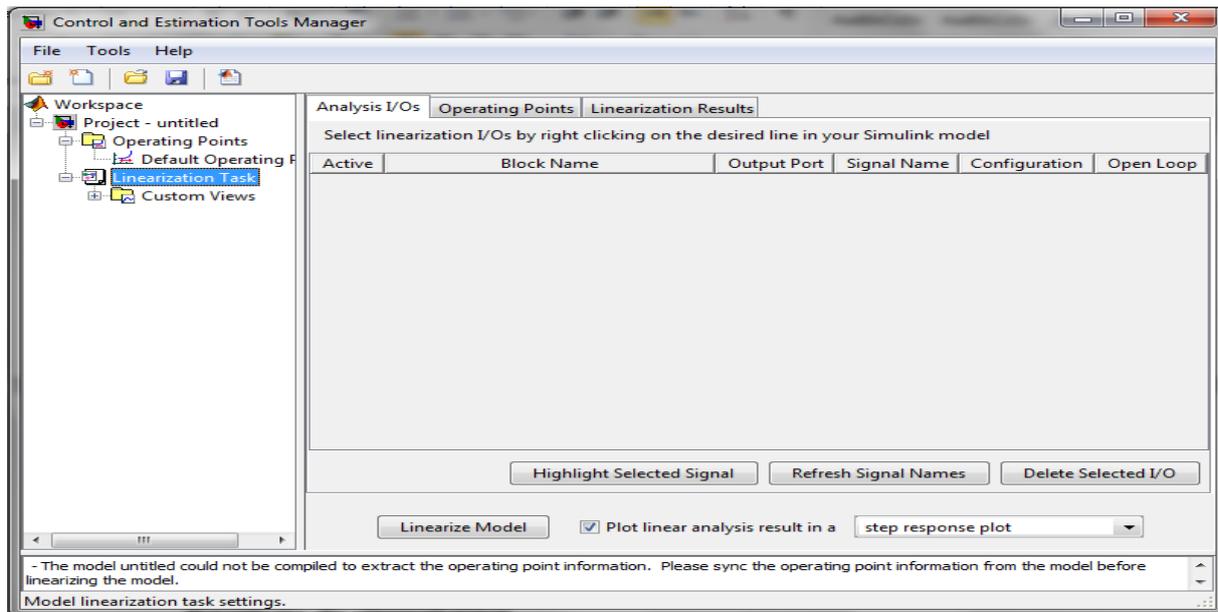


Figure (E-3)Control and Estimation Tools Manager(MATLAB).

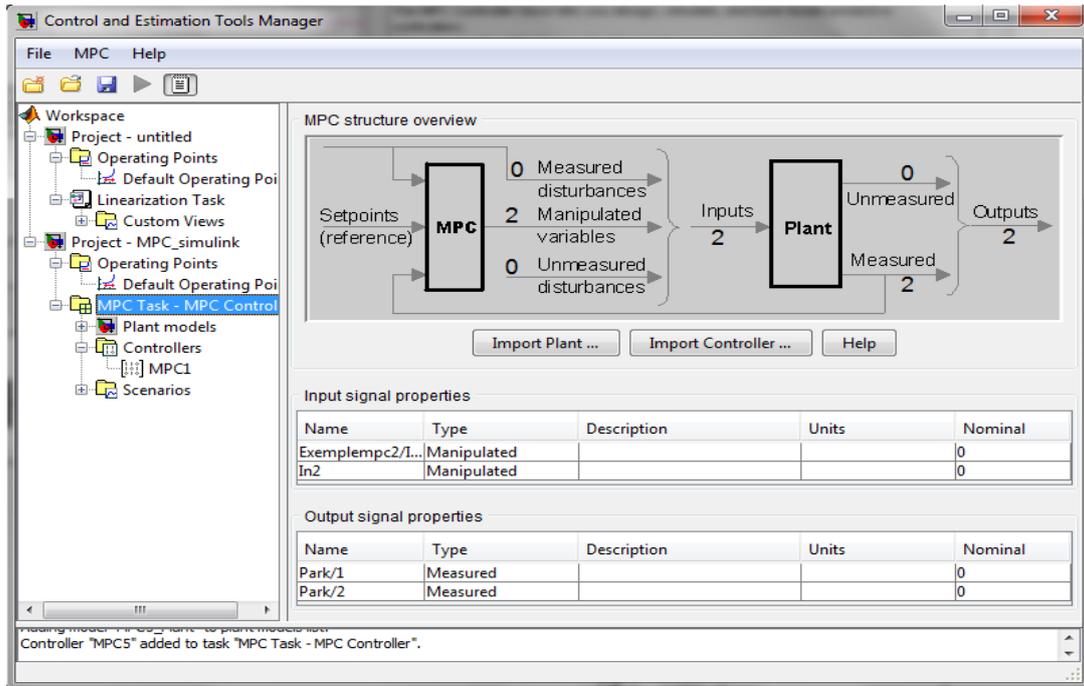


Figure (E-4) Création du durégulateurMPC1.

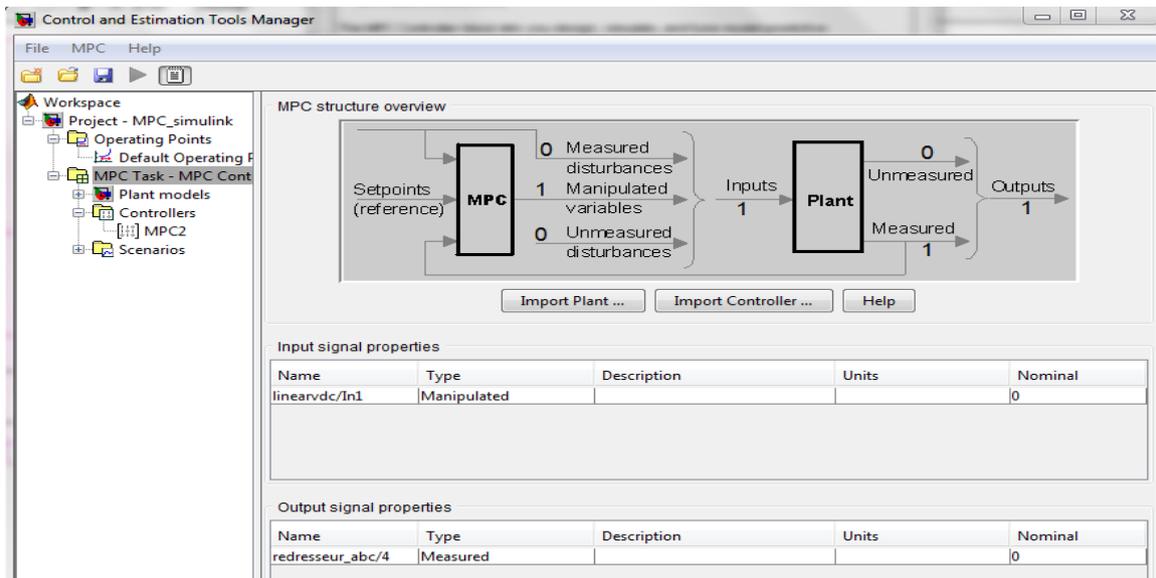


Figure (E-5) Création du régulateur MPC2.

Résumé

L'objectif de ce travail est d'apporter notre modeste contribution au développement des techniques de commande des redresseur à MLI qui ont connu ces dernière années un développement et un essor considérables eu égard au multiples avantages qu'ils présentent;

Notre travail consiste à l'application de la commande prédictive avec deux approches la commande prédictive généralisée GPC et la commande prédictive par model MPC sur un redresseur MLI triphasé.

La modélisation dans le repère de Park nous a permis d'avoir un modèle simplifier du redresseur à MLI. Ce modèle est utilises dans la synthèse des lois de commande pour les deux méthodes la GPC et la MPC.