

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE

PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS – RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE POUR L'OBTENTION
D'UN DIPLÔME DE MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE
INDUSTRIELLE

PAR

I.GUSTI BAGUS MADE SWASTIKA PUTRA KESIMPAR

‘ÉTUDE ET RÉALISATION DES RÉGULATEURS DE
RÉSEAUX NEURONAUX POUR DES CONVERTISSEURS
TRIPHASÉS DE TYPE GTO/IGBT’

DÉCEMBRE 1999

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

RÉSUMÉ

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans l'étude et la réalisation d'un régulateur de réseaux neuronaux pour un convertisseur statique. Ce régulateur est utilisé pour remplacer le régulateur classique qui est capable de commander la tension et le courant.

De nombreuses études traitent le problème de la régulation de la tension et du courant pouvant être utilisé dans le cas des compensations de puissance réactive par différentes méthodes. Nous présentons dans ce travail une méthode de linéarisation d'entrée – sortie en cascade avec le régulateur PI. La première étape concerne la réalisation d'un régulateur à partir des équations du système, en appliquant la théorie de la linéarisation d'entrée – sortie. La modélisation du système est conçue en modèle d-q et en modèle en mode de commutation. La deuxième étape, porte sur l'ajout d'un régulateur PI en cascade pour pouvoir commander la tension désirée du système. Ce régulateur convient au convertisseur statique de type redresseur, utilisé en Transport à Courant Continu en Haute Tension (TCCHT).

Une étude d'un réseau de neurones artificiels de la conception à la réalisation est détaillée. Cette étude permet d'analyser et de comprendre les caractéristiques de ce réseau, les étapes d'apprentissage, les éléments des entrées et des sorties, les poids utilisés, les connexions entre ses éléments et finalement son fonctionnement.

La réalisation d'un régulateur de réseau neuronal artificiel à partir des données obtenues du régulateur du système est présentée. La comparaison nécessaire est faite pour vérifier la performance du régulateur de réseau de neurones artificiels, et à la fin, nous présentons les résultats de la validation .

Remerciements

Je désire exprimer une profonde reconnaissance aux personnes qui m'ont soutenu dans la réalisation de cette recherche. Mes plus sincères remerciements s'adressent au professeur, M. Venkantachari Rajagopalan, Titulaire de la chaire Industrielle Hydro Québec – CRNSG, qui m'a supporté non seulement financièrement, mais aussi il m'a donné des conseils pertinents durant mes études, sans lesquels, je n'aurais pu finir ce travail.

Je remercie mon directeur de recherche, M. Ahmed Chériti, pour le privilège qu'il m'a fait en acceptant de diriger mon travail de recherche, pour m'avoir transmit ses connaissances en Électronique de Puissance et pour sa confiance manifestée.

À mon co-directeur de recherche, M. Ziwen Yao, pour la précieuse collaboration qu'il a bien voulu accepter, ses conseils techniques et son aide financière, qu'il trouve ici mes remerciements chaleureux.

Aux chercheurs du groupe de CPEE, M. Jianhong Xu et M. Abdellfattah Ba-Razzouk, qui m'ont aidé avec beaucoup de courtoisie sur le plan technique et à la préparation de la partie pratique, recevez mes remerciements amicaux.

À mes amis avec qui j'ai passé mon temps d'étude, Mme He, Gabriel, Hamid, agréez mes sincères amitiés.

Sans oublier tous les gens que j'ai croisés, et que je ne peux pas tous citer dans ce mémoire. Je vous remercie d'être passé dans ma vie.

TABLE DES MATIÈRES

Résumé	i
Remerciements	ii
Table des matières	iii
Liste des figures	viii
Liste des tableaux	xii
Liste des symboles et des abréviations	xiii
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE 1	
FONCTIONNEMENT ET MODELISATION D'UN	
REDRESSEUR TRIPHASÉ	
1.1 Introduction	4
1.2 Introduction au TCCHT	5
1.3 Présentation du Thyristor GTO et IGBT	5
1.3.1 Présentation du GTO	6
1.3.2 Présentation de l'IGBT	7
1.4 Montage triphasé	7
1.4.1 Conventions et définitions dans le montage triphasé	8
1.4.2 Schéma et principe de fonctionnement	13
1.4.3 Séquences de fonctionnement	14
1.5 Simulation du système sur PSIM	
1.5.1 Description du système	19
1.5.2 Paramètres du système	21

1.5.3 Forme d'ondes obtenues	21
1.6 Conclusion	24

CHAPITRE 2

MODÉLISATION DU MONTAGE : MODÈLE D - Q, MODÈLE EN MODE DE COMMUTATION

2.1 Introduction	25
2.2 Modélisation du convertisseur	26
2.2.1 Présentation du montage en modèle d-q	29
2.2.2 Modélisation d-q dans l'environnement SIMULINK	34
2.2.2.1 Schéma bloc du montage	34
2.2.2.2 Schéma bloc du convertisseur	35
2.2.3 Présentation du modèle en mode de commutation	37
2.2.4 Modélisation en mode de commutation sur SIMULINK	38
2.2.4.1 Schéma bloc du montage	38
2.2.4.2 Schéma bloc du convertisseur	40
2.3 Conclusion	41

CHAPITRE 3

CONCEPTION DU RÉGULATEUR

3.1 Introduction	42
3.2 Linéarisation d'entrée – sortie	43
3.2.1 Linéarisation dans le cas d'une entrée et d'une sortie	44
3.2.2 Linéarisation dans le cas de plusieurs entrées et plusieurs sorties	46
3.2.3 Dynamique d'état zéro	48

3.3 Équations mathématiques du régulateur	50
3.4 Schémas des modèles et résultats de simulation	52
3.4.1 Modèle du système avec le régulateur	53
3.4.2 Paramètres du système	54
3.4.3 Résultats de simulation en modèle d-q	55
3.4.4 Résultats de simulation en modèle en mode de commutation	58
3.5 Application du régulateur pour les liaisons de Transport à Courant Continu en Haute Tension (TCCHT)	62
3.6 Conclusion	65

CHAPITRE 4

ÉTUDE THÉORIQUE ET APPLICATION DES RÉSEAUX DE NEURONES

4.1 Introduction	67
4.2 Structure des réseaux de neurones	68
4.2.1 Éléments des réseaux de neurones	70
4.2.2 Topologies courantes des réseaux de neurones	75
4.3. Apprentissage des données du réseau de neurones	77
4.4 Application des réseaux de neurones pour la régulation d'un convertisseur statique	78
4.4.1 Modélisation du régulateur en réseaux de neurones	79
4.4.1.1 Modélisation et préparation des données pour le remplacement du PI	79
4.4.1.2 Modélisation et préparation des données pour le remplacement de la commande	81
4.4.1.3 Modélisation et préparation des données pour le	

remplacement du PI et de la commande	83
4.5 Procédure d'apprentissage	88
4.6 Résultats obtenus	89
4.6.1 Résultats obtenus en modèle d-q pour les trois cas	89
4.6.2 Résultats obtenus en modèle en mode de commutation après l'apprentissage	98
4.7 Conclusion	105

CHAPITRE 5

VALIDATION EXPÉRIMENTALE SUR DSP

5.1 Introduction	106
5.2 Description du DSP	107
5.3 Schéma complet d'expérimentation	109
5.3.1 Tableau des paramètres utilisés	110
5.3.2 Convertisseur	110
5.3.3 Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI)	111
5.3.4 Régulateur	112
5.4 Résultats des essais	113
5.4.1 Fonctionnement du convertisseur en boucle ouverte	113
5.4.2. Résultats d'expérimentation pour le régulateur classique	115
5.4.3 Résultats d'expérimentation pour le régulateur en réseau de neurones	119
5.4.3.1 Remplacement de la commande	120
5.4.3.2 Remplacement du PI et de la commande	121
5.5 Comparaison des résultats	123
5.6 Conclusion	123

CONCLUSION GÉNÉRALE	125
RÉFÉRENCES	128
Annexe I : Listage de procédures d'apprentissage du RN	132
Annexe II : Résultats de la simulation du système TCCHT	133

LISTES DES FIGURES

Figure 1.1	Système du modèle de convertisseur ca – cc	8
Figure 1.2	Diagramme de la tension triphasée	9
Figure 1.3	Forme d’onde du courant d’entrée	12
Figure 1.4	Forme d’onde du courant d’entrée triphasée	14
Figure 1.5	Signal d’entrée de la commande	14
Figure 1.6	Séquence I $[t_0, t_1]$	15
Figure 1.7	Séquence II $[t_1, t_2]$	16
Figure 1.8	Séquence III $[t_2, t_3]$	17
Figure 1.9	Séquence IV $[t_3, t_4]$	18
Figure 1.10	Montage de la commande MLI sur PSIM	19
Figure 1.11	Bloc de convertisseur détaillé sur PSIM	20
Figure 1.12	Courants de ligne	22
Figure 1.13	Tension de la commande	22
Figure 1.14	Signal de l’interrupteur	22
Figure 1.15	Tension triangulaire	23
Figure 1.16	Courant de charge	23
Figure 1.17	Tension de charge	23
Figure 1.18	Tension unitaire	24
Figure 2.1	Loi de maille appliquée sur le système	26
Figure 2.2	Transformation d’axe d – q	30
Figure 2.3	Modèle d-q complet	35
Figure 2.4	Bloc du convertisseur en détail	36
Figure 2.5	Modèle en mode de commutation sur SIMULINK	39

Figure 2.6	Bloc du convertisseur sur SIMULINK	40
Figure 3.1	Montage du modèle avec le régulateur	53
Figure 3.2	Courant i_d , courant i_q , tension v_{dc} , en modèle d-q, avec la variation douce	55
Figure 3.3	Courant i_d , courant i_q tension v_{dc} , avec la variation brusque	57
Figure 3.4	Courant et tension triphasés, courant i_d , courant i_q tension v_{dc} , en modèle en mode de commutation, avec la variation douce	59
Figure 3.5	Courant i_d , courant i_q tension v_{dc} , avec la variation brusque	61
Figure 3.6	Système global de la distribution	62
Figure 3.7	Schéma des liaisons en TCCHT	63
Figure 3.8	Représentation de câble du TCCHT	63
Figure 3.9	Schéma du TCCHT sur SIMULINK	64
Figure 4.1	Système de réseau de neurones typiques	68
Figure 4.2	Réseau neurones en complet	71
Figure 4.3	Schéma de calcul dans un réseau neurones	72
Figure 4.4	Fonction linéaire	73
Figure 4.5	Fonction seuil	73
Figure 4.6	Fonction sigmoïde	74
Figure 4.7	Réseau de neurones instars et outstars	75
Figure 4.8	Réseau à une couche	76
Figure 4.9	Remplacement du PI	79
Figure 4.10	Réseau de neurones pour le remplacement du PI	80
Figure 4.11	Remplacement de la commande	82
Figure 4.12	Réseau de neurones en bloc SIMULINK pour le remplacement de la commande	83
Figure 4.13	Remplacement du PI et de la commande	84

Figure 4.14	Réseau de neurones en bloc SIMULINK pour le remplacement du PI et de la commande	84
Figure 4.15	Données d'apprentissages de réseau de neurones	85
Figure 4.16	Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement du PI en modèle d-q	90
Figure 4.17	Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement du PI en modèle d-q	91
Figure 4.18	Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement pour la commande en modèle d-q	92
Figure 4.19	Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement pour la commande en modèle d-q	94
Figure 4.20	Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement pour le PI et la commande en modèle d-q	95
Figure 4.21	Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement pour le PI et la commande en modèle d-q	97
Figure 4.22	Courants triphasés avec la fréquence 60 Hz, courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement pour la commande en mode de commutation	98
Figure 4.23	Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement pour la commande en mode de commutation	100
Figure 4.24	Courants triphasés avec la fréquence 60 Hz, courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement pour le PI et la commande en mode de commutation	101
Figure 4.25	Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement pour le PI et la commande en mode de commutation	103

Figure 5.1	Montage pratique au complet	109
Figure 5.2	Schéma du convertisseur avec les signaux d'attaques	110
Figure 5.3	Schéma de MLI	111
Figure 5.4	Schéma du régulateur classique sur SIMULINK	112
Figure 5.5	Tension de charge pour $\alpha = 0.3$	114
Figure 5.6	Tension de charge pour $\alpha = 0.5$	114
Figure 5.7	Signal de l'interrupteur 2 pour $\alpha = 0.5$	115
Figure 5.8	Plage de la tension de sortie en boucle ouverte	116
Figure 5.9	Variation de la tension de sortie en boucle fermée	117
Figure 5.10	Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 80V$, $i_d^* = 0.5A$)	117
Figure 5.11	Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 80V$, $i_d^* = -0.1A$)	118
Figure 5.12	Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 125V$, $i_d^* = 0$)	118
Figure 5.13	Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 125V$, $i_d^* = -0.5A$)	119
Figure 5.14	Variation de la tension de sortie (RN remplacement de la commande)	120
Figure 5.15	Signal et courant de phase a ($v_{dc}^* = 80 V$, $i_d^* = 0.5 A$)	120
Figure 5.16	Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 125V$, $i_d^* = 1.2 A$)	121
Figure 5.17	Variation de la tension de sortie (RN remplacement du PI et de la commande)	121
Figure 5.18	Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 76.9V$, $i_d^* = 0 A$)	122
Figure 5.19	Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 114.9V$, $i_d^* = 0 A$)	122

LISTES DES TABLEAUX

Tableau 1.1	Paramètres du redresseur	21
Tableau 1.2	Paramètres de la commande MLI	21
Tableau 3.1	Paramètres du système utilisés pour la simulation	54
Tableau 3.2	Paramètres du TCCHT utilisés pour la simulation	65
Tableau 5.1	Paramètres du montage	110
Tableau 5.2	Valeurs des modulations du montage	113
Tableau 5.3	Variations de la tension désirée v_{dc} et du courant désiré i_d	116

LISTES DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS

a, b, c	: phases triphasées
a_1, a_2	: constantes de la commande
$ca - cc$: courant alternatif – courant continu
d^{st}, q^{st}	: axe d – q en stationnaire
d^{sy}, q^{sy}	: axe d – q en synchrone
FP	: Facteur de Puissance
FACTS	: Flexible AC Transmission
GTO	: Gate Turn Off
IGBT	: Insulated Gate Bipolaire Transistor
i_{dc}	: courant du côté continu
i_m	: valeur maximale du courant
i_a, i_b, i_c	: courants de source triphasés
i_L	: courant de ligne
i_{ch}	: courant de charge
i_d, i_q	: courants en d - q
i_d^*, i_q^*	: consignes de courants
I_{max}	: valeur de normalisation du courant
I_A, I_B, I_C	: courants sortant de point A, B, C
I_{rm}	: valeur efficace du courant i_m
K_I	: constante intégrale
K_p	: constante proportionnelle
$[K]$: matrice du fonctionnement des interrupteurs
L	: inductance interne de source
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
$P_{3\phi}$: puissance active instantanée triphasée

$P_{3\phi m}$: puissance active moyennée triphasée
p_d, p_q	: commande en d - q
[P]	: matrice d'entrée
$Q_{3\phi}$: puissance réactive triphasée
R	: résistance interne de source
RN(A)	: réseau de neurones (artificiels)
PI	: proportionnel intégral
p_a, p_b, p_c	: fonctionnement des interrupteurs
S_a, S_b, S_c	: interrupteurs de phase a, b, c
$S_{3\phi}$: puissance apparente triphasée
STATCOM	: STATic COMpensator
T	: transformation de PARK
TCCHT	: Transport à Courant Continu en Haute Tension
[T]	: matrice de sortie
$t_0 \dots t_4$: temps de séquences
u	: commande d'entrée
U_{AC}	: Tension de cathode à anode
V_A, V_B, V_C	: tensions de phase de source
V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}	: tensions de ligne
V_m	: valeur crête de la tension
v_{dc}	: tensions de charge
v_d, v_q	: tension en d - q
v	: nouvelle commande d'entrée
v_{dc}^*	: consigne de tension
V_L	: valeur de la tension de ligne
V_{max}	: valeur de normalisation de la tension
W_{ij}	: poids de connexion de X_i à Y_j

X_n, Y_n, Z_n	: éléments de traitements de couche F_x, F_y et F_z
$x(t)$: vecteur d'entrée
$y(t)$: vecteur de sortie
ω	: pulsation en rad/sec
$\sigma = R/L$: rapport entre la résistance interne de source et son inductance
α	: variation de modulation
Ω	: région des variables
θ	: angle entre l'axe d et l'axe q
ϕ	: angle de phase entre le courant et la tension
∇	: $\partial/\partial x$

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'utilisation des convertisseurs dans le domaine de l'électronique de puissance connaît une augmentation rapide, comme par exemple dans l'application des convertisseurs statiques au Transport à Courant Continu en Haute Tension (TCCHT), malgré les problèmes de la stabilité accentués par leur non linéarité. D'ailleurs, le fonctionnement de ces convertisseurs peut produire un mauvais facteur de puissance et aussi ces convertisseurs consomment beaucoup de puissance réactive, causée par la distorsion électrique importante du courant et de la tension sur le réseau. La compensation de puissance réactive est l'une des méthodes les plus intéressantes pour résoudre ces problèmes. Cette compensation nous permet de réguler la tension du système de manière à obtenir une performance transitoire élevée.

La configuration du compensateur réalisé par le convertisseur en mode commutation pour le système de puissance, connu sous le nom 'Advanced Reactive Power Compensator' [6][10][17][38][40] a été étudiée depuis quelques années. La conception de ce compensateur est basée sur des modèles linéarisés localement des convertisseurs, autour d'un point de fonctionnement. Même avec ce type de compensateur, il est difficile de garantir l'obtention d'une performance désirée, du fait qu'il est très non linéaire.

La conception du système de régulateur du compensateur est basée sur la théorie de la linéarisation d'entrée – sortie en cascade avec le régulateur PI. Ce régulateur en cascade pourrait stabiliser le système et par la suite, il peut servir pour une grande amélioration de la performance transitoire du système global. Pour bien observer le

résultat désiré, l'ensemble doit être simulé en utilisant le modèle simplifié, aussi bien que le modèle détaillé du convertisseur.

Un système régulateur plus performant peut être conçu à partir du réseau de neurones, parce qu'un réseau de neurones est capable d'apprendre une limitation du courant et aussi de la tension. Donc, en comparant le régulateur en cascade avec le régulateur de réseau de neurones, nous pouvons voir la supériorité des performances du meilleur régulateur en terme de temps de réponse et de robustesse.

Autrement dit, ce travail porte sur l'étude et la réalisation d'un régulateur d'un convertisseur statique. Ce régulateur est utilisé dans la boucle de commande du convertisseur à GTO/IGBT pour stabiliser le courant et la tension de sorties. Le convertisseur étudié est un pont triphasé qui est alimenté par une source de tension alternative triphasée et débite un courant continu sur une charge. La variation de la tension et la variation de la charge peuvent créer des perturbations au convertisseur. Aussi, elles produisent des pertes supplémentaires importantes et de la consommation de la puissance réactive. Le régulateur serait donc conçu pour résoudre ces problèmes, la méthode utilisée à la conception se réfère à la théorie de linéarisation d'entrée - sortie. En utilisant cette théorie le système global peut être stabilisé, et en même temps le régulateur conçu peut servir à améliorer la performance dynamique du système. Mais la stabilité dynamique est difficile à obtenir et l'étude de cette stabilité sera faite ultérieurement.

Dans ce mémoire, l'étude de la faisabilité d'un régulateur conçu et modélisé à partir de réseau de neurones est aussi effectuée pour remplacer le régulateur classique.

Dans le premier chapitre, nous établissons les conventions et les définitions d'une alimentation triphasée, du facteur de puissance, une étude théorique du fonctionnement, de la modélisation et de la simulation du convertisseur à étudier.

Au deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de convertisseur en modèle d-q pour simplifier l'étude de son fonctionnement de commutation, et par la suite nous montrons en modèle en mode de commutation.

Le chapitre trois présente une étude théorique détaillée concernant la méthode de linéarisation d'entrée – sortie, la dynamique d'état zéro et la conception d'un régulateur en appliquant cette théorie. L'application du convertisseur et son régulateur à la liaison TCCHT est présentée à la fin de ce chapitre.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons les étapes de l'apprentissage des données du réseau neurones et l'application d'un régulateur de réseau neurones artificiels pour le montage redresseur triphasé. Le réseau de neurones artificiels conçu remplace les régulateurs classiques PI, PI et la commande, et la commande. A la fin de chapitre, une comparaison effectuée est montrée.

Dans le dernier chapitre, nous présentons les résultats expérimentaux issus des essais sur le convertisseur comme la validation de cette étude.

CHAPITRE 1

FONCTIONNEMENT ET MODÉLISATION D'UN REDRESSEUR TRIPHASÉ

1.1 Introduction

L'utilisation des convertisseurs qui permettent, dans la pratique, de transformer l'énergie sous diverses formes d'énergie électrique est de plus en plus répandue, surtout dans le domaine d'électronique de puissance.

Comme le transport d'énergie électrique est fait par un réseau de courant alternatif, les convertisseurs ca – cc sont les plus utilisés parmi d'autres convertisseurs statiques [2][13]. Ce système utilise des thyristors, qui sont de plus en plus employés dans des applications courantes.

Présentement, le thyristor à commande d'amorçage et de blocage par la gâchette commence à être plus utilisé dans le domaine de la très grande puissance. Le thyristor GTO/IGBT attire beaucoup d'attention comme le dispositif efficace à la commutation dans les applications en électronique de puissance [35][39].

Les convertisseurs statiques sont beaucoup utilisés dans différents domaines et pour des valeurs de puissances spécifiques. Parfois, plusieurs convertisseurs statiques sont connectés ensemble pour résoudre le problème de la conversion d'énergie ou le transfert de puissance entre des sources d'énergie électrique continue ou alternative.

1.2 Introduction au TCCHT

La liaison TCCHT est utilisée pour le transport d'énergie sur de longues distances. Depuis la mise en service du premier ouvrage de TCCHT, les techniques ont progressé de façon très sensible, les puissances de transit et les niveaux de tension continue ont augmenté rapidement. La technologie de l'utilisation GTO/IGBT est de plus en plus sérieusement envisagée pour améliorer la performance du système.

Afin d'introduire le régulateur dans l'application aux liaisons de TCCHT, nous voulons présenter ses caractéristiques économiques et techniques [2][13] :

- Une ligne TCCHT possède moins de pertes qu'une ligne à courant alternatif équivalent, mais la perte sur les convertisseurs est importante ;
- Son coût est moins élevé que celui d'une ligne à courant alternatif de même puissance mais une liaison TCCHT nécessite des convertisseurs terminaux coûteux ;
- Le transit de puissance sur une liaison TCCHT peut être réglé très rapidement ce qui implique la possibilité de son utilisation pour améliorer la stabilité du réseau alternatif ;
- La transmission en courant alternatif par câble est pratiquement impossible pour de longues distances, ce qui n'est pas le cas pour le courant continu .

1.3 Présentation du thyristor GTO et IGBT

1.3.1 Présentation du GTO

Le GTO est un interrupteur commandable, à la fois à l'ouverture et à la fermeture. Il est beaucoup employé dans les applications de fortes puissances, due à sa capacité de pouvoir bloquer les courants avec les signaux de gâchette, ce qui offre à la structure un meilleur contrôle de l'énergie réactive. Le plus important de son utilisation porte sur sa capacité de servir aux applications possédant une grandeur de puissance au delà de 100 kilowatts.

Le thyristor GTO est un semi-conducteur à quatre couches PNPN et à troisième borne, la gâchette. Il possède quelques caractéristiques fondamentales :

- L'allumage de GTO est provoqué par une impulsion positive appliquée entre la gâchette et la cathode, comme pour le cas du thyristor ;
- Le GTO peut bloquer le courant, comme pour un transistor, mais le courant peut être bloqué rapidement par le GTO, en appliquant une impulsion négative entre la gâchette et la cathode ;
- Le GTO supporte des tensions de blocage directes très élevées (jusqu'à quelques kilovolts) et ceci pour des courants nominaux jusqu'à quelques centaines d'ampères ;
- Le GTO ne permet pas le blocage d'une tension inverse. En polarisation inverse ($U_{AC} < 0$), le GTO se comporte comme une résistance qui ne peut pas bloquer aucune tension ;
- Dans le cas où le système de puissance impose la tension inverse, nous pouvons insérer une diode en série avec la cathode ;
- Pour le passage d'un courant inverse, la diode en antiparallèle peut être montée avec le GTO.

1.3.2 Présentation de l'IGBT

L'utilisation de l'IGBT comme outil de commutation est plus couramment employé ces dernières années, car l'IGBT a une commande de grille simple et il possède la facilité de commande. Quelques caractéristiques fondamentales :

- IGBT possède l'impédance de gâchette élevée ce qui implique qu'il a besoin seulement d'une faible énergie pour le commander ;
- IGBT peut être désamorcé par une tension négative ou nulle comme un interrupteur idéal. La commande de changement d'états est réalisée par une tension ;
- IGBT produit les pertes dans l'état passant faible, dues aux commutations ;
- IGBT possède une grande rapidité de commutation ;
- IGBT fonctionne à la fréquence moyenne de 50 kHz.

1.4 Montage triphasé

Afin d'expliquer le principe de fonctionnement du montage, comme présenté sur la figure 1.1, le courant continu i_{dc} à côté continu est supposé constant. Le montage étudié est un convertisseur statique redresseur [3][33], constitué d'un pont triphasé à IGBT qui dépend des éléments suivants :

- les tensions simples V_A , V_B , V_C ;
- le courant continu i_{dc} ;

- l'inductance et la résistance interne de source L et R, qui sont insérées entre les sources alternatives et le pont ;
- les six transistors IGBT ;
- la commande MLI.

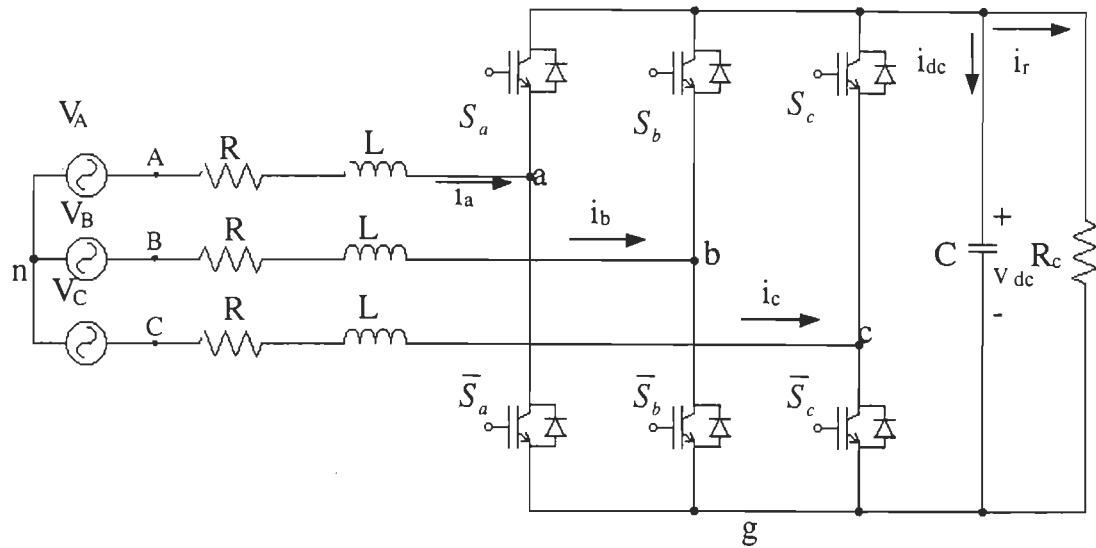


Figure 1.1 Système du modèle de convertisseur ca – cc

1.4.1 Conventions et définitions dans le montage triphasé

- **Définition de la tension**

Avec la référence de la figure 1.2, le point n est appelé le neutre. La tension qui est produite entre deux points parmi A, B, C possède une relation différente en amplitude et en phase par rapport à la tension qui se produit entre le point n et les points A, B, C.

Les tensions V_{AB} , V_{BC} et V_{CA} sont appelées les tensions de lignes et les tensions v_{An} , v_{Bn} , v_{Cn} sont les tensions de phases. Les valeurs efficaces des tensions de phase v_{An} ,

v_{Bn} , v_{Cn} sont montrées sur la figure 1.2. Chaque tension possède la même amplitude et est déphasée de 120° . Pour obtenir l'amplitude et l'angle de phase de la tension de ligne, par exemple de A à B (V_{AB}), nous appliquons la loi de Kirchoff

$$V_{AB} = V_{An} + V_{nB} \quad (1.1)$$

Cette équation d'état de la tension de A à B est égale à la tension de A à n (v_{An}), plus la tension de n à B. Donc l'équation (1.1) peut être écrite comme :

$$V_{AB} = V_{An} - V_{Bn} \quad (1.2)$$

Pour un système équilibré, les tensions ont les mêmes amplitudes, donc nous avons

$$|V_{An}| = |V_{Bn}| = |V_{Cn}| = V_m \quad (1.3)$$

où V_m est l'amplitude de la tension de phase. Alors nous pouvons écrire (aussi en coordonnées polaires) :

$$\begin{aligned} V_A(t) &= V_m \cos(\omega t) = V_m \angle 0^\circ \\ V_B(t) &= V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = V_m \angle \frac{2\pi}{3} \\ V_C(t) &= V_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) = V_m \angle \frac{4\pi}{3} \end{aligned} \quad (1.4)$$

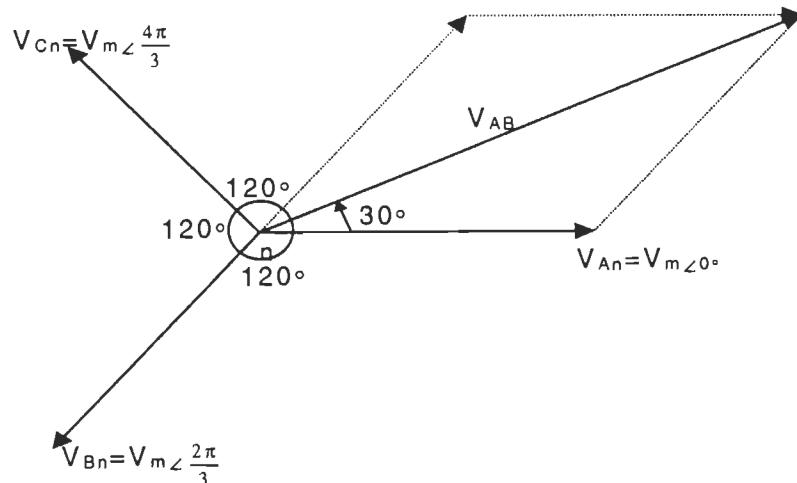


Figure 1.2 Diagramme de la tension triphasée

En substituant les équations (1.4) dans l'équation (1.2), et de même pour les tensions V_{BC} et V_{CA} , nous obtenons :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= \sqrt{3}V_m \angle \frac{\pi}{6} \\ V_{BC} &= \sqrt{3}V_m \angle \frac{\pi}{2} \\ V_{CA} &= \sqrt{3}V_m \angle \frac{5\pi}{6} \end{aligned} \quad (1.5)$$

L'expression obtenue pour la tension de ligne montre qu'elle constitue le système en tension triphasée équilibrée, possédant une amplitude de $\sqrt{3}$ fois la tension de phase :

$$V_L = \sqrt{3}V_m \quad (1.6)$$

- **Définition du courant**

Les courants sortant des points A ou B ou C sont les mêmes qui traversent la phase de la source de tension apparaissant entre le point n et A, n et B ou n et C. Donc nous avons :

$$\begin{aligned} I_A(t) &= i_m \cos(\omega t - \phi) \\ I_B(t) &= i_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi) \\ I_C(t) &= i_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \phi) \end{aligned} \quad (1.7)$$

où i_m est la valeur maximale pour le courant de phase, et ϕ est l'angle de phase entre le courant et la tension dans chaque phase.

- **Définition de la puissance**

Nous possédons la tension et le courant montrés dans les équations (1.4 et 1.7)

La puissance instantanée triphasée dans la charge est égale à :

$$P_{3\phi}(t) = V_A(t)I_A(t) + V_B(t)I_B(t) + V_C(t)I_C(t) \quad (1.8)$$

En développant l'équation (1.8), nous trouvons

$$\begin{aligned} P_{3\phi}(t) &= V_m i_m (\cos(\omega t) \cos(\omega t - \phi) \\ &+ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi) \\ &+ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \phi)) \end{aligned}$$

En utilisant la formule trigonométrique :

$$\cos a \cos b = \frac{1}{2} (\cos(a - b) + \cos(a + b))$$

Nous obtenons la puissance active instantanée égale à :

$$\begin{aligned} P_{3\phi}(t) &= \frac{1}{2} V_m i_m (3 \cos \phi + \\ &+ \cos(2\omega t - \phi) + \cos(2\omega t - \frac{4\pi}{3} - \phi) \\ &+ \cos(2\omega t + \frac{4\pi}{3} - \phi)) \end{aligned}$$

Nous notons que la somme de trois derniers termes dans l'équation est nulle. Donc la puissance active moyenne peut être écrite :

$$P_{3\phi m}(t) = \frac{3}{2} V_m i_m \cos \phi \quad (1.9)$$

où : $P_{3\phi m}(t) = 3V_{rm} I_{rm} \cos \phi \quad (1.10)$

où : V_{rm} est la valeur efficace de la tension V_m ;

I_{rm} est la valeur efficace du courant i_m ;

Alors la puissance réactive est égale à :

$$Q_{3\phi m}(t) = 3V_{rm}I_{rm} \sin \phi \quad (1.11)$$

La puissance apparente pour le système triphasé est définie par :

$$\begin{aligned} \bar{S}_{3\phi m}(t) &= \bar{P}_{3\phi m}(t) + j\bar{Q}_{3\phi m}(t) \\ |S_{3\phi m}| &= \sqrt{P_{3\phi m}^2 + Q_{3\phi m}^2} \\ S_{3\phi m}(t) &= 3V_{rm}I_{rm} \end{aligned} \quad (1.12)$$

• Facteur de puissance

Le facteur de puissance est défini comme le rapport entre la puissance active et la puissance apparente :

$$\text{facteur de puissance} = \frac{\text{puissance active}}{\text{puissance apparente}} \quad (1.13)$$

Dans le système alternatif à courant sinusoïdal, le facteur de puissance est le cosinus de l'angle de déphasage entre les fondamentaux du courant et de la tension, comme le montre la figure 1.3.

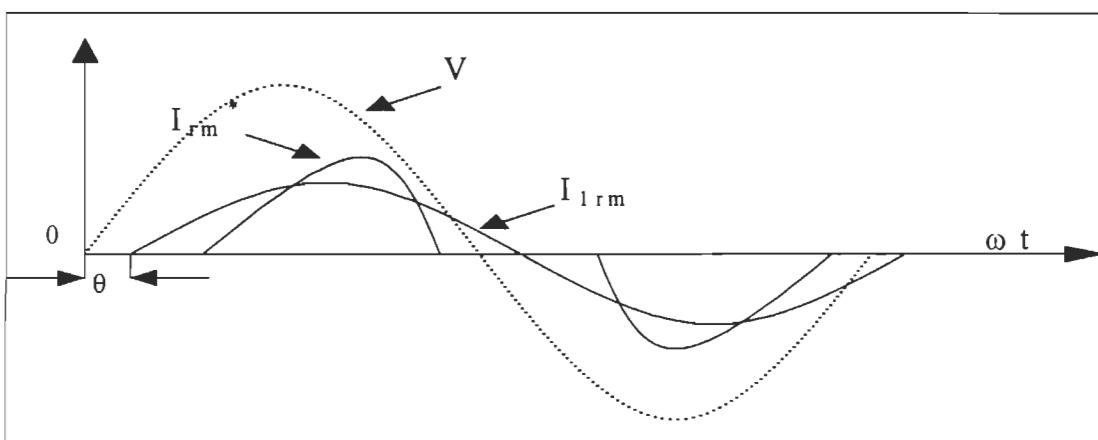


Figure 1.3 Forme d'onde du courant d'entrée

Dans le cas d'un système alternatif à courant non sinusoïdal, nous avons le facteur de puissance inférieur au cosinus de l'angle de déphasage du courant fondamental. Parce que les composantes harmoniques rendent la valeur de courant efficace globale supérieure à la valeur efficace de la composante fondamentale.

Nous avons la puissance active sur la fondamentale est égale à :

$$P_{3\phi m}(t) = 3V_{rm}I_{1rm} \cos \phi$$

La puissance apparente sur la fondamentale de l'équation (1.12):

$$S_{3\phi m}(t) = 3V_{rm}I_{rm}$$

où I_{1rm} et I_{rm} sont le : courant fondamental et le courant efficace

Alors pour une tension d'alimentation sinusoïdale, l'équation de facteur de puissance devient :

$$FP = \frac{P_{3\phi m}}{S_{3\phi m}} = \frac{I_{1rm}}{I_{rm}} \cos \phi \quad (1.14)$$

Si le système ne possède pas des harmoniques et qu'il est équilibré, nous avons le facteur de puissance égal à :

$$FP = \cos \phi \quad (1.15)$$

1.4.2 Schéma et principe de fonctionnement

Le pont est alimenté par une source triphasée idéale à la tension et à la fréquence constantes. Ce redresseur triphasé en pont est totalement commandé, par la commande MLI [33].

La source de tension peut être décrite sous la forme montrée dans l'équation (1.4). Les figures 1.4 et 1.5 montrent les courants et les signaux de la commande pendant un cycle de fonctionnement et la durée de conduction pour chaque interrupteur.

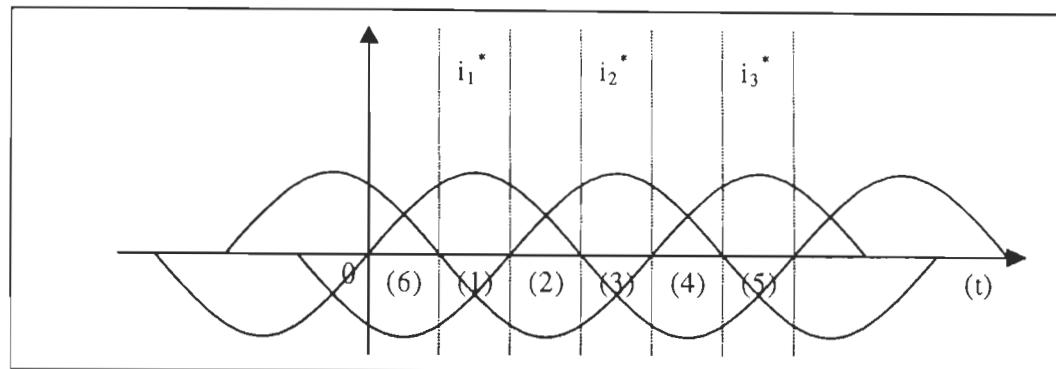


Figure 1.4 Forme d'onde du courant d'entrée triphasée

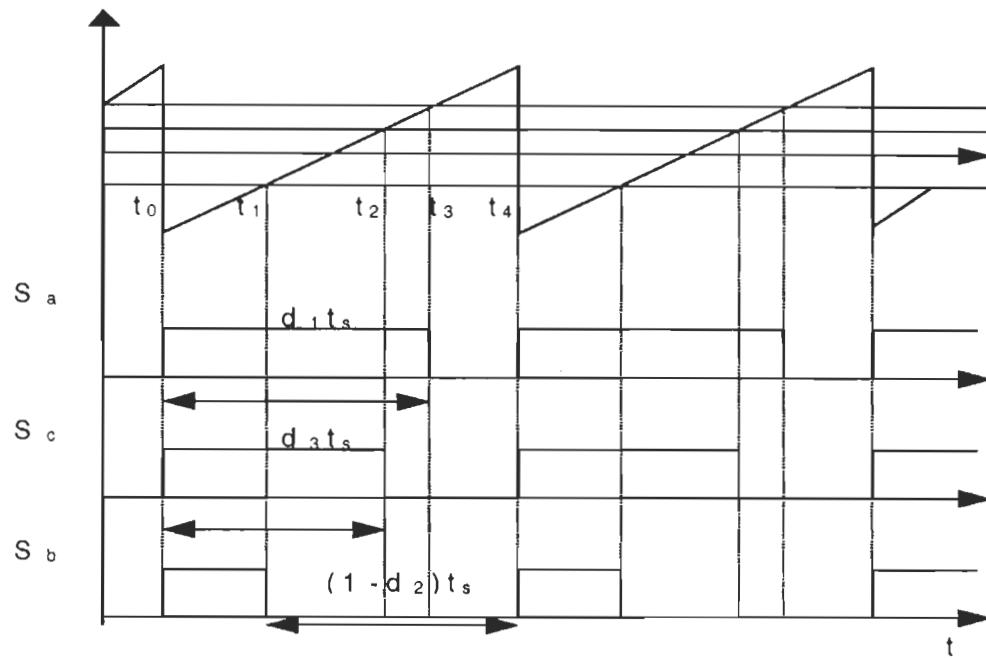


Figure 1.5 Signal d'entrée de la commande

1.4.3 Séquences de fonctionnement

Les signaux de la commande sont montrés à la figure 1.5. Quatre séquences se produisent dans un cycle de fonctionnement des interrupteurs. Les lignes plus foncées représentent les séquences de fonctionnement.

- Séquence I $[t_0, t_1]$:

Nous avons les équations pour la séquence I :

$$\begin{cases} V_A = L \frac{d}{dt} i_a + R i_a + v_{an} \\ V_B = L \frac{d}{dt} i_b + R i_b + v_{bn} \\ V_C = L \frac{d}{dt} i_c + R i_c + v_{cn} \\ i_{dc} = C \frac{d}{dt} v_{dc} = -\frac{v_{dc}}{R_c} \end{cases} \quad (1.16)$$

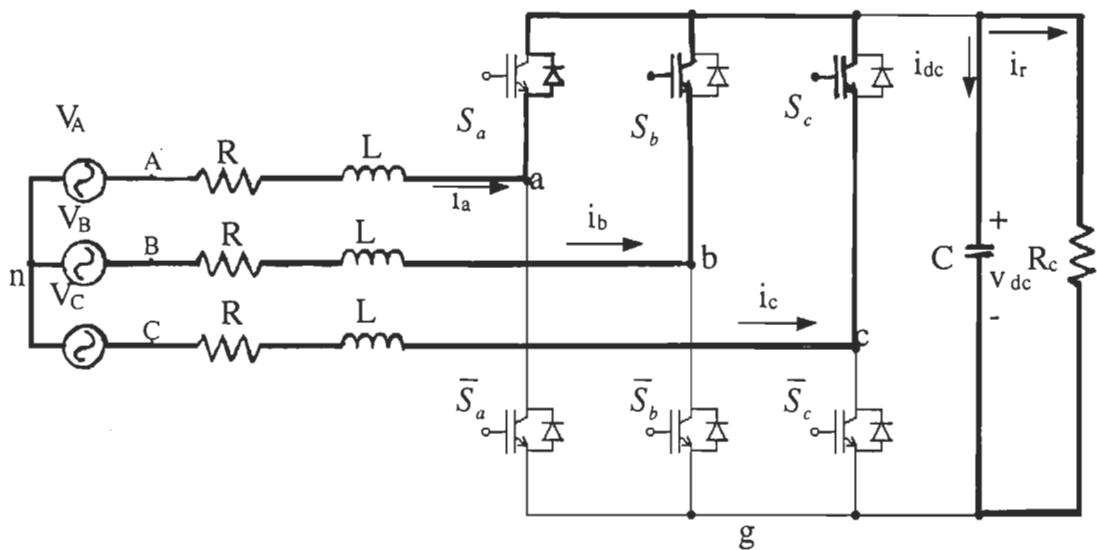


Figure 1.6 Séquence I $[t_0, t_1]$

Les interrupteurs (S_a, S_b, S_c) sont fermés donc les interrupteurs $(\bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c)$ sont ouverts. Le courant passe par S_a et revient par les interrupteurs S_b et S_c . Le condensateur initialement chargé se décharge, comme indiqué sur la figure 1.6.

- Séquence II $[t_1, t_2]$:

Les équations pour la séquence II sont donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_A = L \frac{d}{dt} i_a + R i_a + v_{an} \\ V_B = L \frac{d}{dt} i_b + R i_b + v_{bn} \\ V_C = L \frac{d}{dt} i_c + R i_c + v_{cn} \\ i_{dc} = C \frac{d}{dt} v_{dc} = i_a + i_c - \frac{v_{dc}}{R_c} \end{array} \right. \quad (1.17)$$

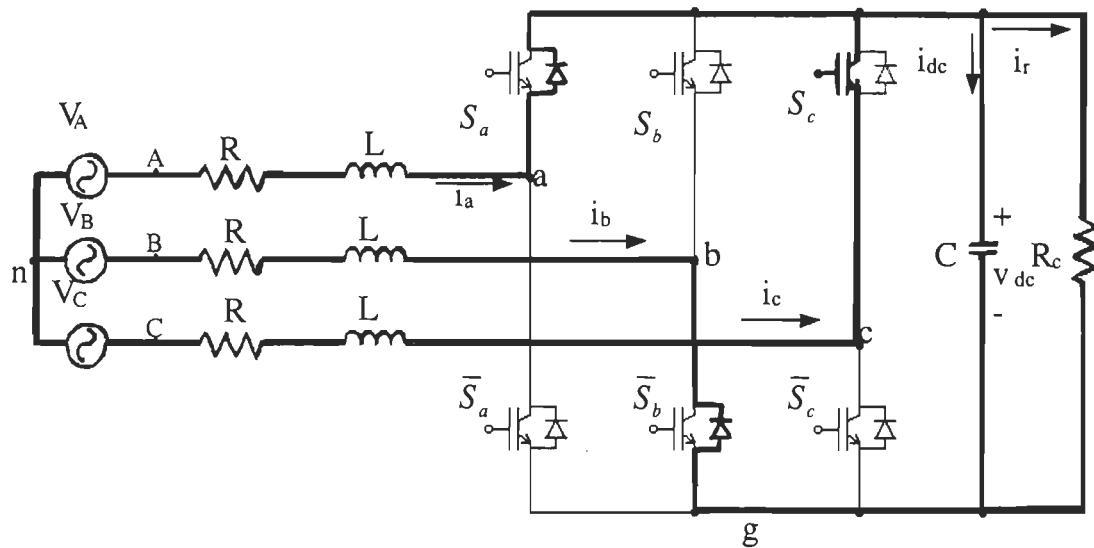


Figure 1.7 Séquence II $[t_1, t_2]$

Les interrupteurs (S_a, S_b, S_c) sont fermés donc les interrupteurs $(\bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c)$ sont ouverts. Le courant passe par \bar{S}_b et revient par les interrupteurs S_a et S_c , en passant par le condensateur. Donc celui-ci se charge, comme montré sur la figure 1.7.

- Séquence III [t_2 , t_3]:

Les équations pour la séquence III sont donc :

$$\begin{cases} V_A = L \frac{d}{dt} i_a + R i_a + v_{an} \\ V_B = L \frac{d}{dt} i_b + R i_b + v_{bn} \\ V_C = L \frac{d}{dt} i_c + R i_c + v_{cn} \\ i_{dc} = C \frac{d}{dt} v_{dc} = i_a - \frac{v_{dc}}{R_c} \end{cases} \quad (1.18)$$

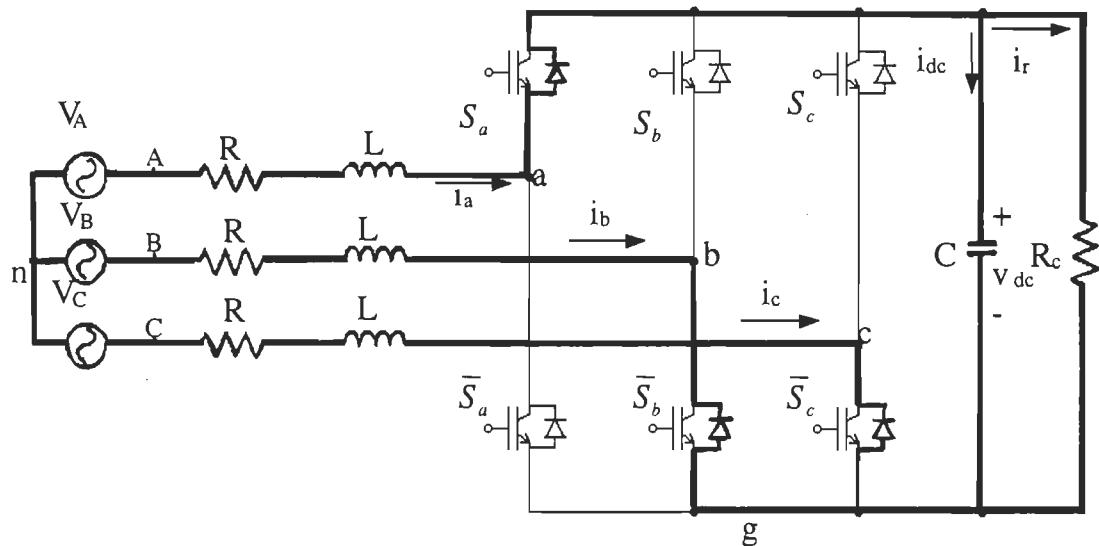


Figure 1.8 Séquence III [t_2 , t_3]

Les interrupteurs (S_a , S_b , S_c) sont fermés donc les interrupteurs (\bar{S}_a , \bar{S}_b , \bar{S}_c) sont ouverts. Le courant passe par S_a pour revenir par les interrupteurs \bar{S}_b et \bar{S}_c , et en passant par le condensateur. Donc celui-ci se charge, comme montré sur la figure 1.8.

- Séquence IV [t_3, t_4]:

Nous pouvons obtenir les équations pour la séquence IV :

$$\begin{cases} V_A = L \frac{d}{dt} i_a + R i_a + v_{an} \\ V_B = L \frac{d}{dt} i_b + R i_b + v_{bn} \\ V_C = L \frac{d}{dt} i_c + R i_c + v_{cn} \\ i_{dc} = C \frac{d}{dt} v_{dc} = -\frac{v_{dc}}{R_c} \end{cases} \quad (1.19)$$

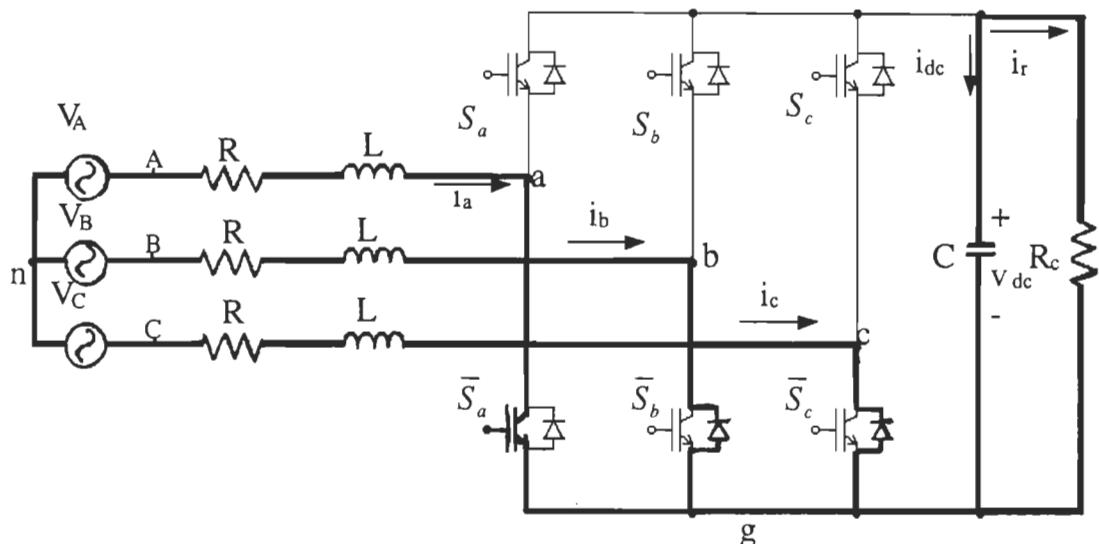


Figure 1.9 Séquence IV [t_3, t_4]

Les interrupteurs $(\bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c)$ sont fermés donc les interrupteurs (S_a, S_b, S_c) sont ouverts. Le courant passe par \bar{S}_a et revient par les interrupteurs \bar{S}_b et \bar{S}_c . Le condensateur commence à se décharger, comme montré sur la figure 1.9.

1.5 Simulation du système sur PSIM

1.5.1 Description du système

Le système a été simulé sur PSIM [27] pour faciliter la simulation parce que les éléments du montage global peuvent être trouvés dans sa bibliothèque de composants, et ils peuvent être utilisés directement dans la simulation.

Les figures 1.10 et 1.11 montrent la commande du système et le montage du redresseur en IGBT complet sur PSIM, respectivement.

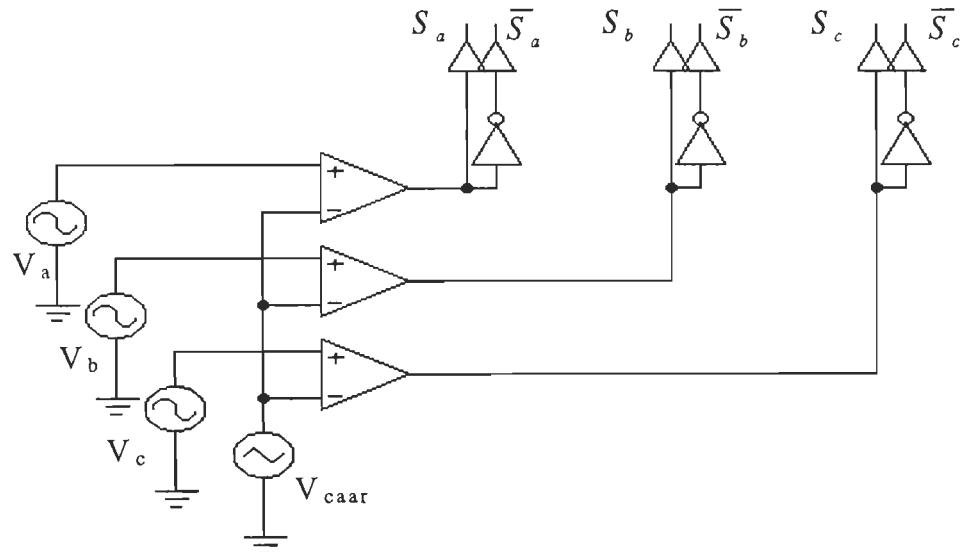


Figure 1.10 Montage de la commande MLI sur PSIM

Dans la commande de MLI (figure 1.10), les deux tensions de sorties sont comparées. L'une, c'est la tension sinusoïdale (V_a , V_b , V_c) et l'autre, est la tension

triangulaire (V_{caar}). À la sortie de cette comparaison, nous obtenons la tension rectangulaire unitaire et 0, que nous envoyons au système comme les signaux de commande des IGBT (figure 1.11).

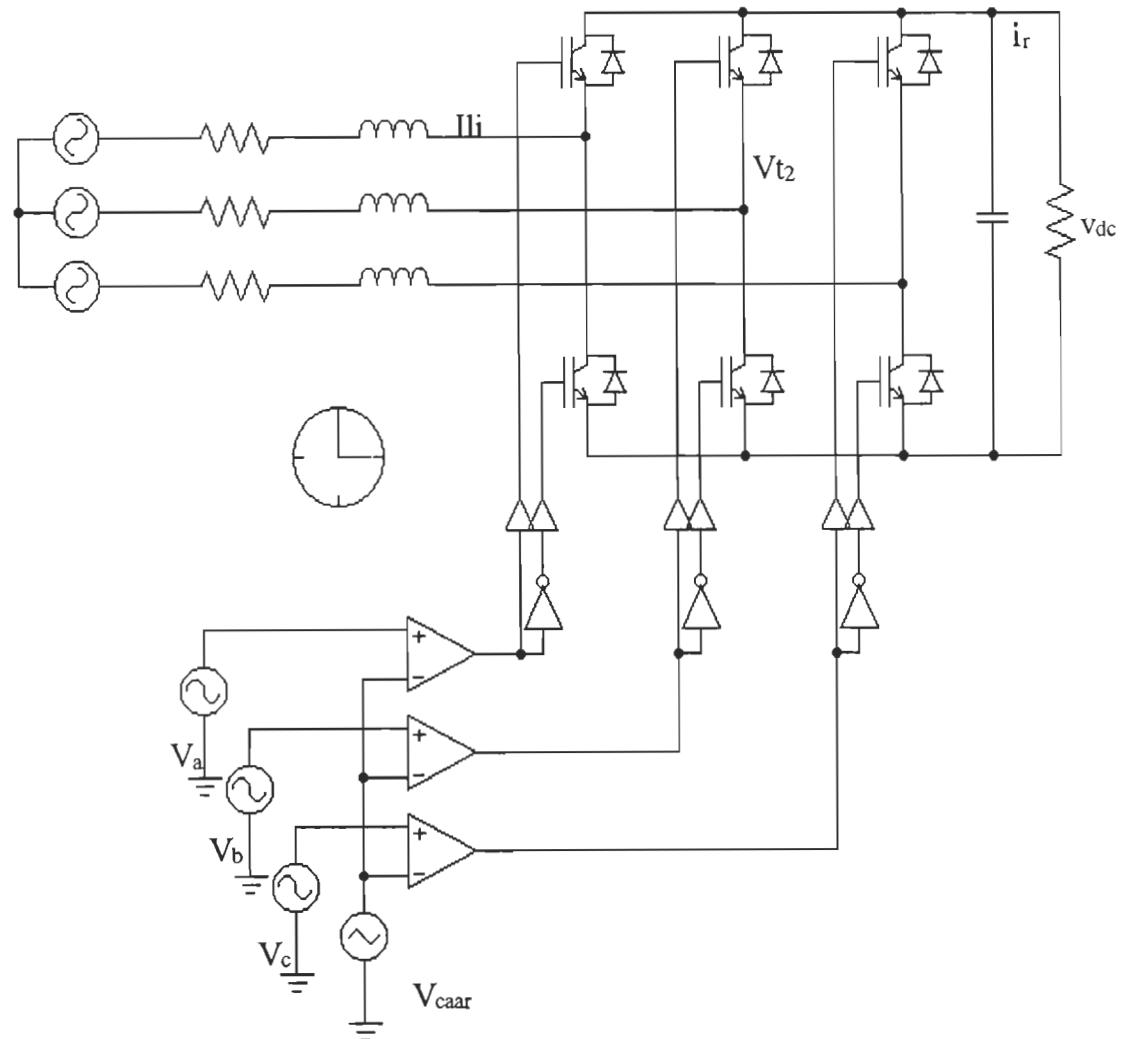


Figure 1.11 Bloc de convertisseur détaillé sur PSIM

1.5.2 Paramètres du système

Les paramètres du système simulé sont donnés au tableau 1.1 et 1.2

Tension de source	170 volts
Inductance, L	0.005 H
Résistance, R	0.1 Ω
Fréquence de fonctionnement	60 Hertz
Capacité de sortie, C	11.5e-5 F
Résistance de charge, R_c	10 Ω

Tableau 1.1 Paramètres du redresseur

Amplitude de la tension de MLI	0.8 volts
Fréquence	60 Hertz
Amplitude de la tension triangulaire	2 volts
Fréquence de fonctionnement	1500 Hertz

Tableau 1.2 Paramètres de la commande

1.5.3 Formes d'ondes obtenues

Les figures 1.12 – 1.17 montrent les formes d'ondes obtenues en simulant le système sur le logiciel PSIM.

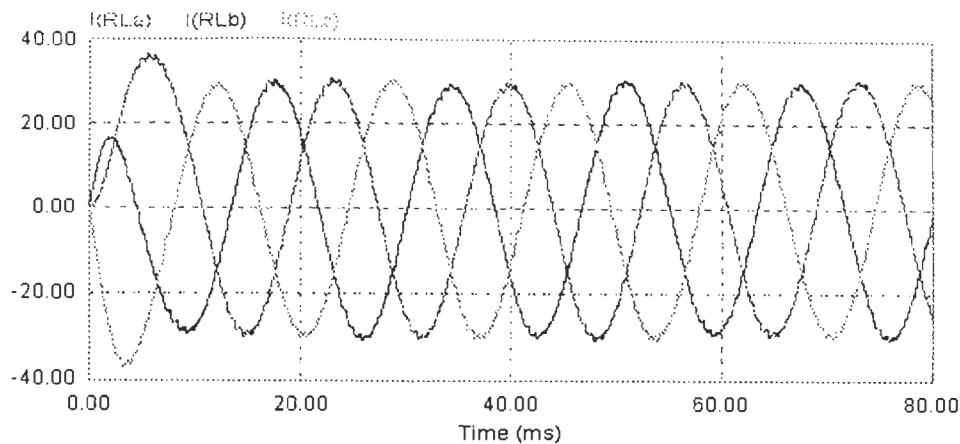


Figure 1.12 Courant de ligne

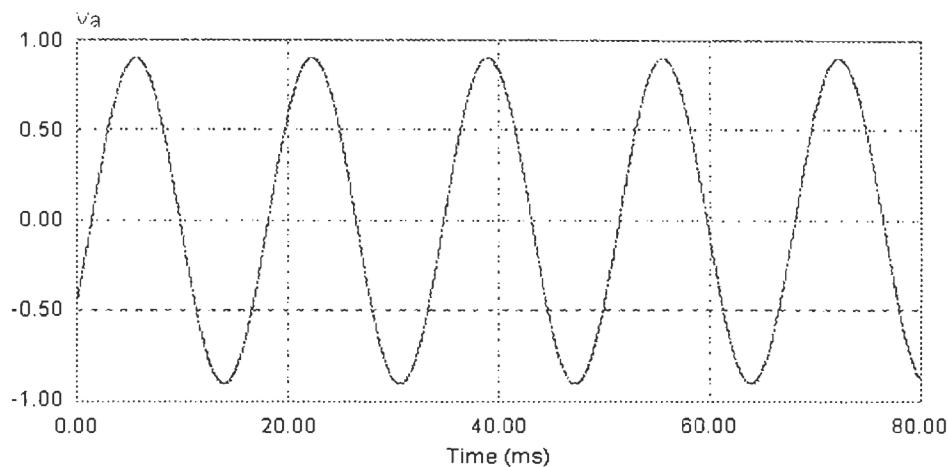


Figure 1.13 Tension de commande

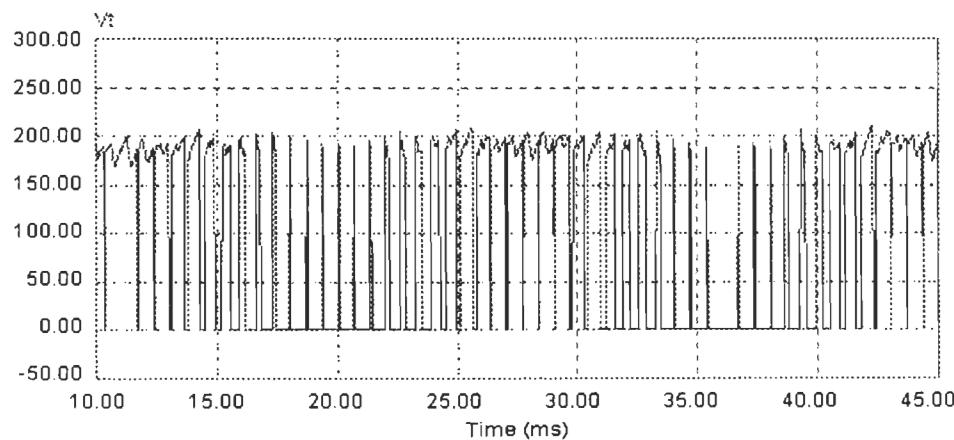


Figure 1.14 Signal de l'interrupteur

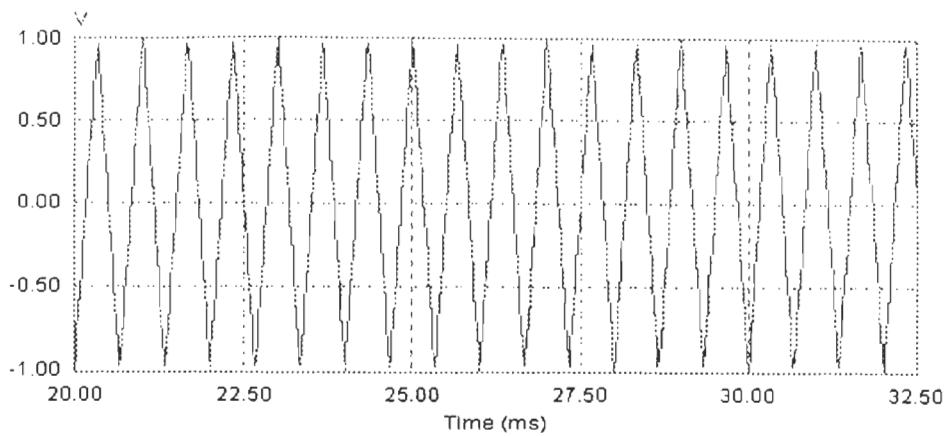


Figure 1.15 Tension triangulaire

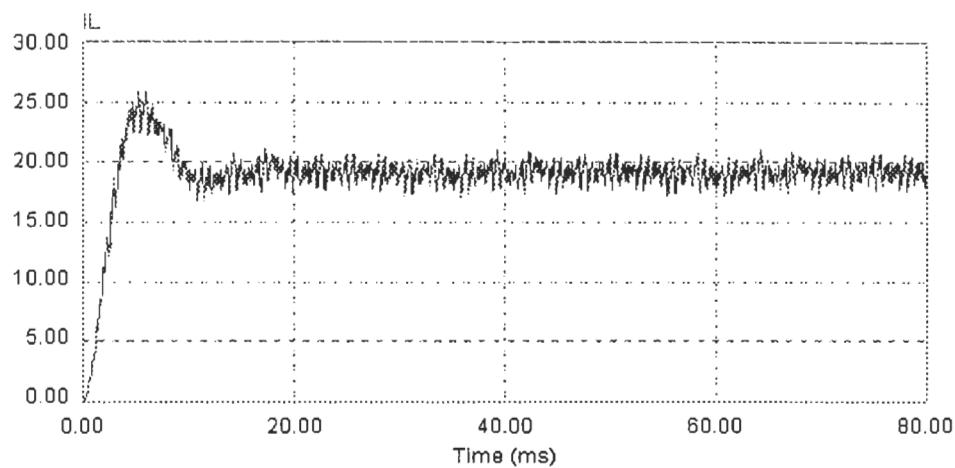


Figure 1.16 Courant de charge

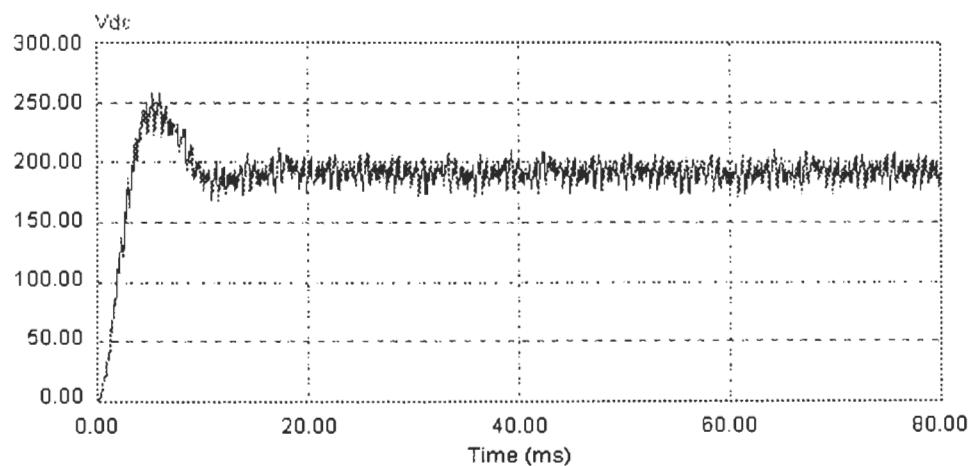


Figure 1.17 Tension de charge

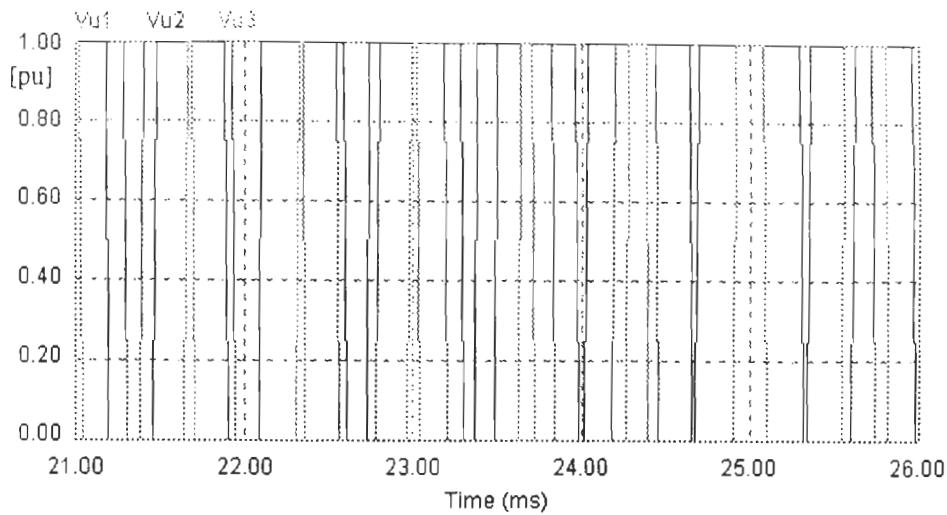


Figure 1.18 Tension unitaire

1.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la partie théorique du montage redresseur à IGBT commandé par la technique MLI. La simulation de ce montage est faite sur PSIM. Les formes d'ondes obtenues montrent bien le bon fonctionnement de ce montage.

CHAPITRE 2

MODÈLES DU MONTAGE : MODÈLE D – Q ET MODÈLE EN MODE DE COMMUTATION

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons modéliser le convertisseur ca – cc. Ce montage possède des entrées – sorties non linéaires dues aux éléments du montage.

Les fonctionnements des interrupteurs ont toujours un rôle important dans l'industrie d'électronique de puissance, depuis que les interrupteurs peuvent changer le fonctionnement d'un système linéaire invariant dans le temps en système non linéaire variant dans le temps. La simplification ou l'élimination du fait des interrupteurs est un problème principal pour modéliser le système.

La méthode approchée la plus répandue pour résoudre ce problème est la méthode moyennée [6][20][28]. Avec cette approche, le comportement d'un système en commutation peut être éliminé par l'équation de la transformation d-q. L'utilisation de la transformation de Park est appropriée pour ce cas. Ainsi, cette approche peut remplacer le système par un système équivalent plus simple, et nous pouvons l'étudier convenablement.

Le modèle en mode de commutation sera formé pour représenter le fonctionnement du montage, proche de la réalité.

2.2 Modélisation du convertisseur

Le système que nous allons modéliser est un convertisseur statique triphasé ca – cc commandé par MLI, dont sa topologie et son fonctionnement sont décrits au premier chapitre. Nous rappelons que le montage du redresseur se présente comme montré ci-dessous :

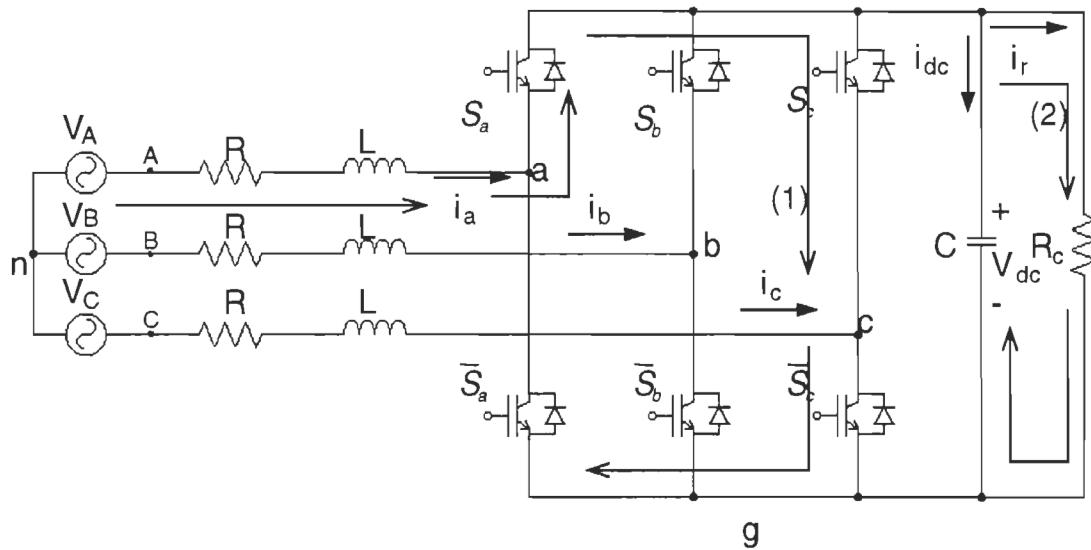


Figure 2.1 Loi de maille appliquée sur le système

Ce redresseur est alimenté par une tension triphasée, avec les déphasages de $2\pi/3$, montrés par l'équation 2.1

$$\begin{aligned}
 V_A &= V_m \cos(\omega t) \\
 V_B &= V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\
 V_C &= V_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

En utilisant la loi de maille, dont le sens est présenté sur la figure 2.1, nous obtenons l'équation de la tension moyennée et l'équation différentielle pour le côté continu :

$$\begin{aligned}\bar{v} &= L \frac{d}{dt} \bar{i}_s + R \bar{i}_s + \bar{v}_s \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} &= i_{dc} - i_L\end{aligned}\quad (2.2)$$

avec

$$\bar{v} = [V_A \quad V_B \quad V_C]^T, \bar{i}_s = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T, \bar{v}_s = [v_{an} \quad v_{bn} \quad v_{cn}]^T$$

Les tensions de pôle à l'entrée du convertisseur peuvent être exprimées comme :

$$\begin{aligned}v_{ag} &= \frac{1}{2}(1 + p_a)v_{dc} \\ v_{bg} &= \frac{1}{2}(1 + p_b)v_{dc} \\ v_{cg} &= \frac{1}{2}(1 + p_c)v_{dc}\end{aligned}\quad (2.3)$$

où p_a, p_b, p_c sont les fonctionnements d'interrupteur bipolaire, ce qui veut dire que pour un bras du pont, le fonctionnement de l'interrupteur est défini par l'équation

$$p_j = \begin{cases} 1, & S_j \text{ fermé} \\ -1, & S_j \text{ ouvert} \end{cases} \quad j = a, b, c \quad (2.4)$$

Le courant passe dans les interrupteurs qui fonctionnent d'une manière commandable. La commande doit être telle qu'une combinaison de deux interrupteurs doit fonctionner, pour que le courant puisse toujours passer.

Le fonctionnement des interrupteurs en commutation crée une non linéarité dans le système. Ce comportement du convertisseur est un problème principal pour étudier ce système.

La tension de phase à neutre est obtenue comme suit :

$$\begin{aligned}
v_{an} &= v_{ag} + v_{gb} + v_{bn} \\
v_{an} &= v_{ag} + v_{gc} + v_{cn} \\
v_{an} &= v_{ag} + v_{ga} + v_{an}
\end{aligned} \tag{2.5}$$

En sommant les trois équations, et en utilisant l'équation (2.3), les expressions pour la tension de phase à neutre ($v_{an} - v_{bn} - v_{cn}$) peuvent être obtenues :

$$\begin{aligned}
3v_{an} &= 2v_{ag} + v_{gb} + v_{gc} + v_{bn} + v_{cn} + v_{an} \\
3v_{an} &= 2v_{ag} - v_{bg} - v_{cg} - (v_{nb} + v_{nc} + v_{na}) \\
3v_{an} &= 2\left(\frac{1}{2}(1+p_a)v_{dc}\right) - \frac{1}{2}(1+p_b)v_{dc} - \frac{1}{2}(1+p_c)v_{dc} - (v_{nb} + v_{nc} + v_{na}) \\
\text{or } (v_{nb} + v_{nc} + v_{na}) &= 0, \\
6v_{an} &= 2p_a v_{dc} - p_b v_{dc} - p_c v_{dc} \\
v_{an} &= \frac{1}{6}(2p_a - p_b - p_c)v_{dc}
\end{aligned}$$

En faisant la même démarche pour v_{bn} , v_{cn} , nous trouvons :

$$\begin{aligned}
\bar{v}_s &= \frac{1}{6}v_{dc}K\bar{p} \\
\text{avec } K &= \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}; & \bar{p} &= [p_a \quad p_b \quad p_c]^T.
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Avec la condition du courant triphasé équilibré, $i_a + i_b + i_c = 0$, nous pouvons obtenir :

$$\begin{aligned}
 i_{dc} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} p_a & p_b & p_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\
 i_{dc} &= \frac{1}{2} \bar{p}^T \bar{i}_s
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Pour la fréquence de fonctionnement à 60 Hz, beaucoup au-dessous de la fréquence de la commande de l'interrupteur, ce convertisseur peut être modélisé par un modèle moyené.

2.2.1 Présentation du montage en modèle d-q

Le modèle d-q est employé pour simplifier ou surtout pour réduire le système ayant trois variables en système ayant deux variables inconnues. Bien étendu que le système étudié devient un système continu, puisque toutes les perturbations sont automatiquement simplifiées.

Nous pouvons analyser ce système en utilisant la transformation de Park [28]. La matrice de transformation est donnée par l'équation (2.8) en supposant que les tensions d'entrée viennent de l'équation (2.1), avec $\omega t = \theta$, où ω est la fréquence d'alimentation. L'axe de la transformation est montré sur la figure 2.2.

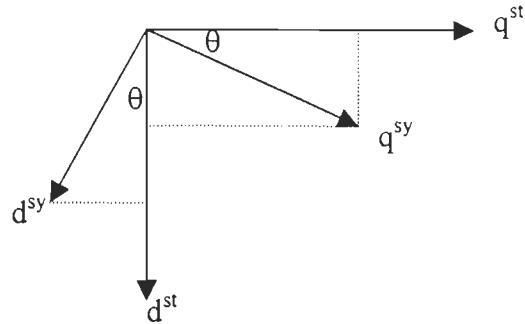


Figure 2.2 Transformation d'axe d – q

Donc, nous avons :

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Alors, nous pouvons transformer les variables de la tension (\bar{v}), du courant (\bar{i}_s) et du fonctionnement d'interrupteur (\bar{p}) en d-q. Nous avons donc :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T \bar{v} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T \bar{i}_s \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} p_d \\ p_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T \bar{p} \quad (2.11)$$

En obtenant les transformations des variables, nous pouvons maintenant transformer l'équation (2.2) en d-q, en cherchant la transformation pour chaque terme

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt}(T\bar{i}_s) &= LT \frac{d}{dt}(\bar{i}_s) + L \frac{d}{dt}(T)\bar{i}_s \\ \frac{3}{2} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= LT \frac{d}{dt}(\bar{i}_s) + L \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} T \bar{i}_s \\ -LT \frac{d}{dt}(\bar{i}_s) &= -\frac{3}{2} L \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$RT\bar{i}_s = \frac{3}{2} R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Pour l'équation de la tension (2.6)

$$T\bar{v}_s = \frac{1}{6} v_{dc} T \bar{K} \bar{p}$$

$$T \bar{K} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

posons:

$$X = (\omega t), \quad Y = (\omega t - \frac{2\pi}{3}), \quad Z = (\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

$$T \bar{K} = \begin{bmatrix} 2 \cos X - \cos Y - \cos Z & -\cos X + 2 \cos Y - \cos Z & -\cos X - \cos Y + 2 \cos Z \\ -2 \sin X + \sin Y + \sin Z & \sin X - 2 \sin Y + \sin Z & \sin X + \sin Y - 2 \sin Z \end{bmatrix}$$

En développant le premier terme, nous avons :

$$\begin{aligned}
2\cos(\omega t) - \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) &= \\
2\cos(\omega t) - (\cos(\omega t)\cos(\frac{2\pi}{3}) - \sin(\omega t)\sin(\frac{2\pi}{3})) - (\cos(\omega t)\cos(\frac{4\pi}{3}) - \sin(\omega t)\sin(\frac{4\pi}{3})) &= \\
2\cos(\omega t) - (-\frac{1}{2}\cos(\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\omega t)) - (-\frac{1}{2}\cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\omega t)) &= \\
3\cos(\omega t) \\
\\
-2\sin(\omega t) + \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) &= \\
-2\sin(\omega t) + (\cos(\omega t)\sin(\frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega t)\cos(\frac{2\pi}{3})) + (\cos(\omega t)\sin(\frac{4\pi}{3}) + \sin(\omega t)\cos(\frac{4\pi}{3})) &= \\
-2\sin(\omega t) + (\frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\omega t) - \frac{1}{2}\sin(\omega t)) + (-\frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\omega t) - \frac{1}{2}\sin(\omega t)) &= \\
-3\sin(\omega t)
\end{aligned}$$

En prenant aussi la même méthode pour les autres termes, nous obtenons :

$$TK = \begin{bmatrix} 3\cos(\omega t) & 3\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & 3\cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ -3\sin(\omega t) & -3\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -3\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$TK = 3T$$

Nous avons alors pour la transformation d-q de la tension \bar{v}_s :

$$\frac{2}{3}T\bar{v}_s = \frac{1}{2}v_{dc} \begin{bmatrix} p_d \\ p_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Alors, nous avons les équations suivantes, déduites de l'équation (2.2) :

$$L \frac{di_d}{dt} = \omega L i_q - R i_d - \frac{1}{2}v_{dc} p_d + v_d \quad (2.15)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -\omega L i_d - R i_q - \frac{1}{2} v_{dc} p_q + v_q \quad (2.16)$$

Nous pouvons faire aussi la transformation d'équation pour le côté continu :

$$i_{dc} = \frac{1}{2} \bar{p}^T T^T T \bar{i}_s = \frac{3}{4} [p_d \quad p_q] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

donc

$$i_{dc} = \frac{3}{4} (p_d i_d + p_q i_q) \quad (2.17)$$

$$i_L = \frac{v_{dc}}{R_c} \quad (2.18)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{4} (p_d i_d + p_q i_q) - \frac{v_{dc}}{R_c} \quad (2.19)$$

Donc, nous avons les équations de l'ensemble du système en d-q :

$$\frac{di_d}{dt} = \omega i_q - \frac{R}{L} i_d - \frac{1}{2L} v_{dc} p_d + \frac{v_d}{L} \quad (2.20)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\omega i_d - \frac{R}{L} i_q - \frac{1}{2L} v_{dc} p_q + \frac{v_q}{L} \quad (2.21)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{4} (p_d i_d + p_q i_q) - \frac{v_{dc}}{R_c} \quad (2.22)$$

Alors, nous pouvons obtenir une matrice d'état entrée – sortie comme montrée ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_c C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc}}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}}{2L} \\ \frac{3i_d}{4C} & \frac{3i_q}{4C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_d \\ p_q \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Les équations ci-dessus nous permettent de concevoir et de modéliser le montage du convertisseur étudié. Ce montage va être modélisé sous l'environnement SIMULINK.

2.2.2 Modélisation d-q dans l'environnement de SIMULINK

Le système est modélisé dans l'environnement Matlab/Simulink. Les composants, comme la capacité et l'inductance sont modélisés par un élément idéal.

2.2.2.1 Schéma bloc du montage

La figure 2.3 représente le schéma bloc du montage redresseur en d-q, en utilisant deux blocs de Simulink.

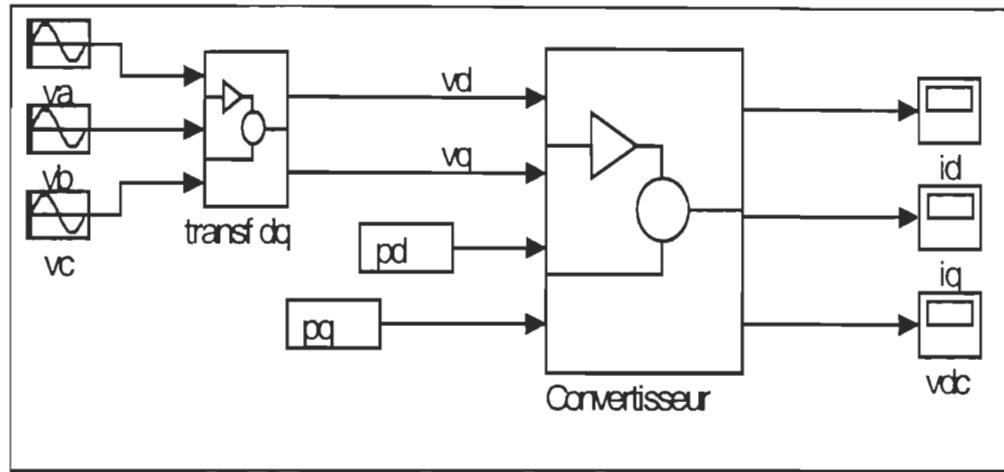


Figure 2.3 Modèle d-q complet

- le bloc transformation de d-q
 - les tensions de source sont les entrées de ce bloc ;
 - les tensions transformées v_d et v_q sont les sorties du bloc ;
 - le bloc de la transformation d-q est conçu à partir de l'équation 2.8, incluant l'angle θ .
- le bloc convertisseur
 - les entrées sont les tensions transformées v_d, v_q et les signaux de commandes p_d et p_q ;
 - les sorties sont les courants transformés i_d et i_q ainsi que la tension v_{dc} , données par l'équation (2.23).

2.2.2.2 Schéma bloc du convertisseur

La figure 2.4 montre le bloc du convertisseur en détail.

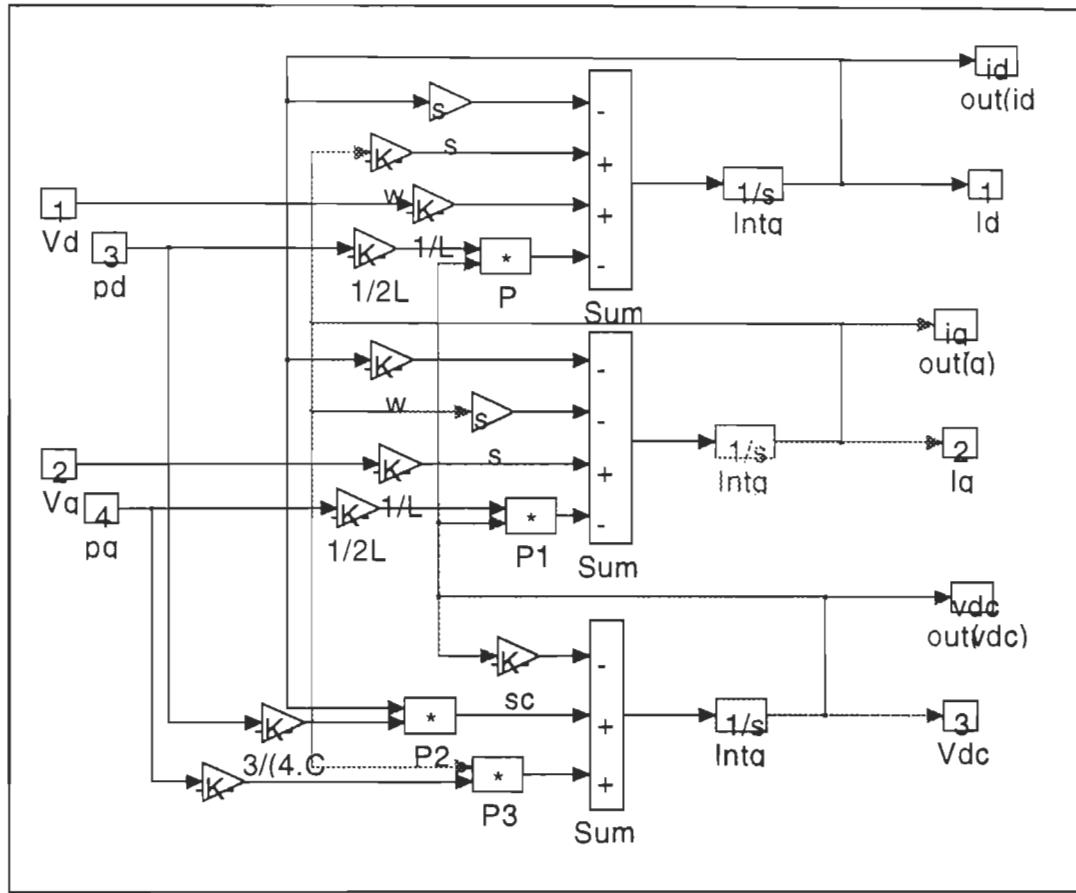


Figure 2.4 Bloc du convertisseur en détail

La modélisation du bloc de convertisseur est conçue à partir des équations (2.20, 2.21, 2.22). Les paramètres du montage sont présentés. En effet les entrées de ce bloc sont les tensions v_d , v_q , v_{dc} , les courants i_d , i_q et les signaux des commandes p_d et p_q , et les variables $s = \frac{R}{L}$ et $sc = \frac{1}{R_c C}$.

2.2.3 Présentation du modèle en mode de commutation

Après avoir modélisé en modèle d-q, nous concevons le système comme celui montré à la figure 1.1, en tenant compte de la commutation des interrupteurs. Dans le mode de commutation, toutes les équations sont exprimées selon les variables triphasées. Nous supposons les caractéristiques suivantes [26]:

- Les tensions de ligne sont appelées V_A , V_B , V_C ;
- Les tensions d'entrée de convertisseur sont v_{an} , v_{bn} , v_{cn} ;
- v_{dc} et i_{dc} sont respectivement la tension et le courant du côté cc.

À partir de l'équation (2.2), les courants triphasés peuvent être définis :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{L}(V_A - v_{an}) \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{L}(V_B - v_{bn}) \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{L}(V_C - v_{cn}) \end{cases}$$

$$\frac{di_{abc}}{dt} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} i_{abc} + \frac{1}{L}(V_{ABC} - \bar{v}_s) \quad (2.24)$$

Les tensions :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{v_{dc}}{6}(2p_a - p_b - p_c) \\ v_{bn} = \frac{v_{dc}}{6}(-p_a + 2p_b - p_c) \\ v_{cn} = \frac{v_{dc}}{6}(-p_a - p_b + 2p_c) \end{cases}$$

$$\bar{v}_s = \frac{v_{dc}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \bar{p} \quad (2.25)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_{dc}}{C} - \frac{v_{dc}}{R_c C} \quad (2.26)$$

$$i_{dc} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} p_a & p_b & p_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$i_{dc} = \frac{1}{2} \bar{p}^T \bar{i}_s$$

2.2.4 Modélisation en mode de commutation sur SIMULINK

Dans cette modélisation, six blocs sont employés pour représenter le système en modèle en mode de commutation dans l'environnement SIMULINK.

2.2.4.1 Schéma bloc du montage

Le bloc du montage en mode de commutation montré sur la figure 2.5 est conçu à partir des équations (2.24 – 2.27).

- le bloc de ‘VA VB VC’
 - C’est le bloc des tensions triphasées, montré par l’équation 2.1.

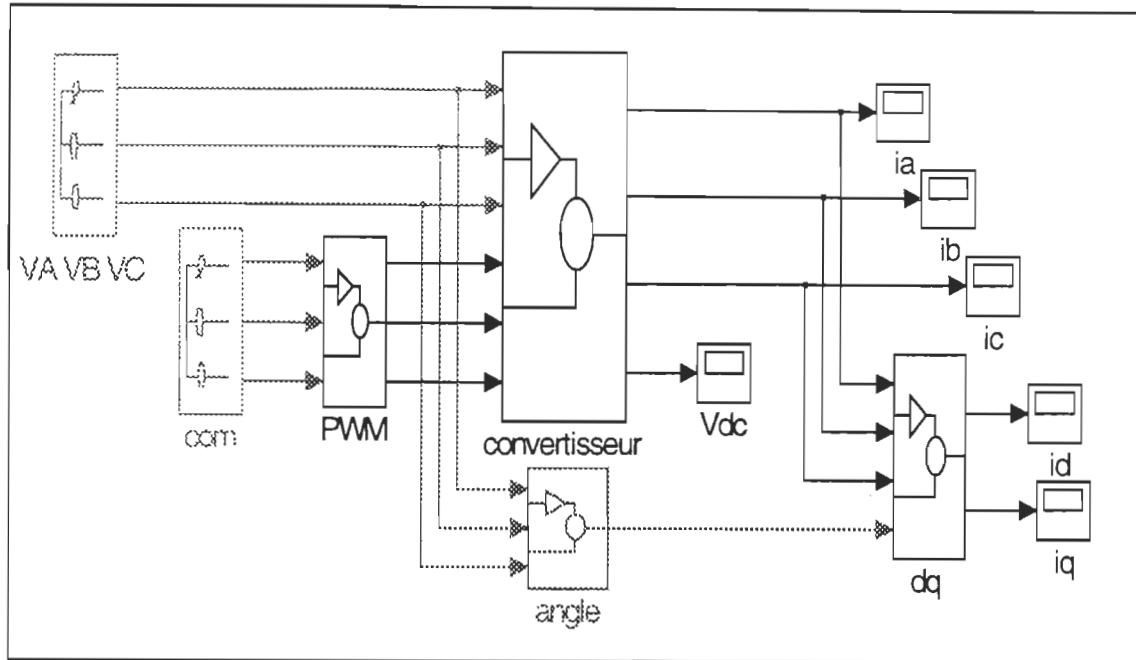


Figure 2.5 Modèle en mode de commutation sur SIMULINK

- le bloc du convertisseur
 - les tensions de source et les signaux de la commande de MLI sont des entrées du bloc convertisseur. Au modèle en mode de commutation, les signaux de commande viennent de la commande de MLI ;
 - les sorties sont les courants i_a , i_b , i_c , et la tension v_{dc} .
- le bloc de 'com'
 - C'est le bloc de la commande, qui produit un signal sinusoïdal ayant l'amplitude plus faible que la tension d'entrée et la fréquence plus élevée que celle de l'alimentation.
- le bloc de 'PWM'

- C'est le bloc de comparateur entre les signaux d'entrées (sinusoïdaux) avec les signaux triangulaires d'amplitude 1. Ce comparateur produit des signaux carrés unitaires à la sortie pour commander le convertisseur.
- le bloc de 'angle'
 - C'est le bloc d'angle θ entre l'axe d et l'axe q de la transformation, montré à la figure 2.2.
- le bloc de 'dq'
 - C'est le bloc de la transformation d-q, conçu à partir de l'équation 2.8.

2.2.4.2 Schéma bloc du convertisseur

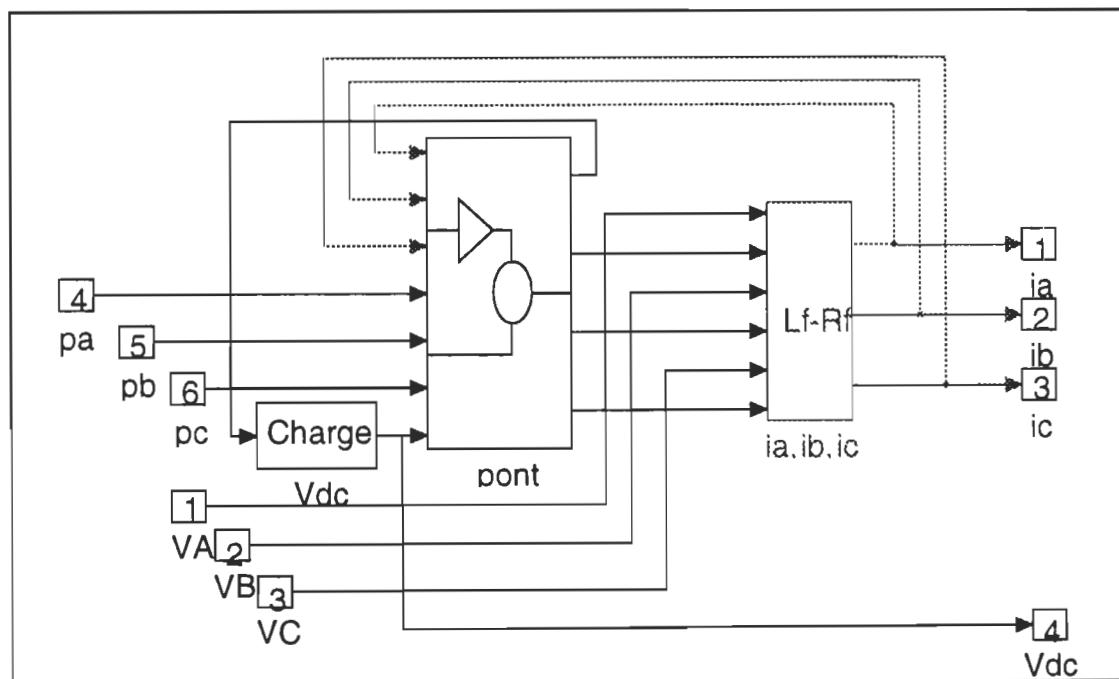


Figure 2.6 Bloc du convertisseur sur SIMULINK

- le bloc convertisseur en détail, il comporte :
 - le pont de transistor triphasé, possède comme entrées les courants i_a, i_b, i_c , la tension v_{dc} et les signaux de la commande qui produisent à la sortie les tensions de ligne V_A, V_B, V_C ;
 - le bloc de $L - R$, avec ses entrées sont des tensions, et ses sorties sont des courants de phase i_a, i_b, i_c ;
 - le bloc de charge, avec le courant i_{dc} comme entrée et la tension v_{dc} pour sa sortie, où le courant i_{dc} a besoin des courants i_a, i_b, i_c à l'entrée pour son calcul.

2.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons effectué la modélisation du montage étudié au premier chapitre. Il est modélisé en modèle d - q, et en mode de commutation à partir des équations mathématiques.

En modèle d-q, nous faisons appel à la transformation de PARK. Ceci a pour but de réduire les variables du système à étudier et de simplifier le modèle, pour concevoir la loi de commande par après.

Par contre, le modèle en mode de commutation est conçu pour observer le fonctionnement du système en tenant compte du fonctionnement des interrupteurs, et en même temps comme moyen de la vérification du modèle d-q.

CHAPITRE 3

CONCEPTION DU RÉGULATEUR

3.1 Introduction

Depuis quelques années, les efforts d'étude ont été consacrés sur la théorie de contrôle classique et la théorie adaptative conventionnelle pour concevoir un compensateur d'un convertisseur électronique de puissance. Dès que ces théories sont développées pour un système linéaire, leurs applications à un système non linéaire sont inévitables, ce qui implique quelques approximations, comme celle de la linéarisation autour des points de fonctionnement. En effet avec ce type de compensateur, il est difficile de garantir l'obtention d'une performance désirée, du fait qu'il est très non linéaire.

Nous voudrions concevoir un régulateur qui peut en même temps réguler la tension et le courant du système et compenser l'énergie réactive qui en résulte. La conception du système de régulateur du compensateur est basée sur la théorie de la linéarisation d'entrée – sortie [38]. Ainsi, le système est capable de stabiliser globalement le système de compensation, et par la suite, il peut servir pour une grande amélioration de la performance transitoire du système global.

Pour bien observer le résultat désiré, le système doit être simulé en utilisant le modèle simplifié, ainsi que le modèle détaillé du convertisseur.

3.2 Linéarisation d'entrée – sortie

L'objectif de cette linéarisation est de faire suivre la sortie $y(t)$ à la trajectoire désirée $y_d(t)$, en gardant l'état global du système limité, où $y(t)$ et ses temps dérivés sont considérés, connus et limités [15][34].

Nous considérons un système de contrôle :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{3.1}$$

La difficulté avec ce modèle, c'est que la sortie y est indépendante de l'entrée u . Souvent, les sorties possèdent seulement la relation indirecte entre les entrées et les variables d'états, ou les variables des équations d'états non linéaires. Par conséquent, c'est facile d'observer le comportement d'entrée u , qui peut être conçu pour réguler la trajectoire de sortie y .

La difficulté de la conception du régulateur peut être réduite si nous pouvons trouver la relation simple et directe entre la sortie y et l'entrée de la commande u . Cette idée constitue la base de l'approche de la linéarisation d'entrée – sortie pour la conception de la commande non linéaire.

L'approche de la linéarisation d'entrée – sortie peut être appliquée aux systèmes :

- Simple entrée et simple sortie;
- Plusieurs entrées et plusieurs sorties.

3.2.1 Linéarisation dans le cas d'une entrée et d'une sortie

Dans ce cas, le système possède une entrée et une sortie, et il peut être décrit par la représentation d'état sous la forme:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{3.2}$$

où y est la sortie.

En linéarisation d'entrée - sortie, nous cherchons la relation de la différentielle linéaire entre la sortie y et la nouvelle entrée v .

La relation linéaire entrée – sortie peut être obtenue par dérivation répétitive de la fonction de sortie y jusqu'à ce qu'elle ait une relation avec l'entrée. Cette dérivation répétitive est la méthode de base de la linéarisation d'entrée – sortie.

Nous devons dériver, la fonction décrite à l'équation (3.2), nous avons donc :

$$\begin{aligned}\dot{y} &= \nabla h(\dot{x}) \\ \dot{y} &= \nabla h(f + gu) = L_f h(x) + L_g h(x)u\end{aligned}\tag{3.3}$$

$$\text{où } L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) \quad \text{et} \quad L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} g(x)$$

Nous trouvons la première dérivation du système. Si $L_g h(x) \neq 0$ pour tout x dans la région de Ω , alors nous obtenons l'entrée de transformation :

$$u = \frac{1}{L_g h} (-L_f h + v) \tag{3.4}$$

qui permet de résoudre la relation différentielle linéaire entre y et v .

$$\dot{y} = v \quad (3.5)$$

Par contre si $L_g h(x) = 0$ pour tout x dans la région Ω , nous devons dériver pour la deuxième fois, alors nous avons :

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x)u \quad (3.6)$$

Si jamais $L_g L_f h(x) = 0$, alors, nous devons dériver encore jusqu'à ce que nous trouvions $L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$, ce qui veut dire, nous trouvons au moins une commande, et la loi de commande trouvée u par récurrence :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h} (-L_f^r h + v) \quad (3.7)$$

qui résout la relation de récurrence différentielle linéaire entre y et v multiple :

$$y^{(r)} = v \quad (3.8)$$

Le nombre de fois dérivé nécessaire pour y afin d'obtenir l'entrée u est appelé le degré relatif du système.

Le système simple entrée - sortie est dit d'avoir le degré relatif r dans la région Ω , si $\forall x \in \Omega$, nous avons :

$$\begin{aligned} L_g L_f^i h(x) &= 0 \quad \forall i, \quad 0 \leq i < r-1 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) &\neq 0 \end{aligned} \quad (3.9)$$

- Si le degré relatif associé avec la linéarisation entrée - sortie est du même ordre que le système, le système non linéaire est linéarisé complètement. Et la conception du contrôleur est satisfaisante.
- S'il est plus petit, le système non linéaire est linéarisé partiellement. La conception du contrôleur dépend de la stabilité de dynamique interne, ce qui implique l'étude de la dynamique nulle. Si la dynamique nulle est instable, nous pouvons proposer un autre contrôleur.

3.2.2 Linéarisation dans le cas de plusieurs entrées et de plusieurs sorties

La méthode utilisée dans le cas simple entrée et simple sortie peut être employée pour le cas de plusieurs entrées et de plusieurs sorties. La présentation du système dans ce cas peut être décrite sous la forme montrée par l'équation (3.10), en considérant que le système possède le même nombre d'entrées et de sorties :

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= f(x) + g_1(x)u_1 + \dots + g_m(x)u_m \\
 y_1 &= h_1(x) \\
 &\dots \\
 &\dots \\
 y_m &= h_m(x)
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

où **x** est le vecteur d'état;
u_i (*i* = 1,2,.....m) sont des commandes d'entrées;
y_i sont des sorties;
f et **g_i** sont des champs de vecteurs, continus et dérivables;
h_j sont des scalaires, continus et dérivables.

Si, nous les regroupons, nous pouvons écrire l'équation (3.10) sous une forme d'équations d'état :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + G(x).u \\ y &= h(x)\end{aligned}\quad (3.11)$$

Comme dans le cas de simple entrée et simple sortie, pour obtenir la linéarisation d'un système ayant plusieurs entrées et sorties, nous devons aussi dériver les sorties y_j du système jusqu'à ce que les entrées apparaissent.

La première dérivation obtenue est donc :

$$\begin{aligned}\dot{y}_j &= L_f h_j + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j) u_i \quad \text{avec } i = 1, \dots, n \\ &\quad j = 1, \dots, n\end{aligned}\quad (3.12)$$

Si $L_{g_i} h_j(x) = 0$, donc les entrées n'apparaissent pas, nous devons les différencier encore. En dérivant plusieurs fois, nous obtenons l'équation par récurrence :

$$\dot{y}_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} L_f^{r_{j-1}} h_j) u_i \quad (3.13)$$

Au moins, nous obtenons une entrée dans $y_j^{(r_j)}$ avec $L_{g_i} L_f^{r_{j-1}} h_j(x) \neq 0$, $\forall x \in D$.

Si nous faisons pour chaque sortie de y_j , nous pouvons écrire sous la forme matricielle de l'équation (3.14) :

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \dots \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ \dots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

d'où, la matrice E est une matrice de (m * m) à l'équation (3.15) ,

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

C'est une matrice de découplage pour multiples entrées et sorties. Si cette matrice est non - singulière, nous pouvons trouver la transformation de \mathbf{u} , qui cède la relation entre la sortie \mathbf{y} et la nouvelle entrée \mathbf{v} .

$$-E^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix} + E^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ \dots \\ u_m \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \dots \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Alors, le système est linéarisable, et de plus, la relation entrée et sortie est découplée.

3.2.3 Dynamique d'état zéro

Pour le système linéaire, la stabilité de dynamique interne est déterminée par la position de zéro. Cette position peut être aussi valable pour le système non linéaire.

Pour la linéarisation d'entrée - sortie, la dynamique d'un système non linéaire est décomposée en une partie externe et une partie interne :

- La partie externe consiste à la relation linéaire entre y et v . C'est possible de déterminer l'entrée v pour que la sortie y soit désirée. Mais nous ne savons pas, si la dynamique interne va aussi se comporter bien, ou elle est bornée.
- La dynamique interne pour un système non linéaire se produit si la sortie y est nulle.

Cela veut dire que la dynamique nulle d'un système non linéaire est la dynamique du système en général pour la contrainte que les sorties soient égales à zéro.

Autrement dit que la dynamique nulle est définie comme la dynamique interne d'un système si la sortie du système est gardée à zéro par les entrées.

La raison pour définir et étudier la dynamique nulle est de trouver la façon simple à déterminer la stabilité de dynamique interne [34].

- Pour un système linéaire, la stabilité de dynamique nulle implique la stabilité globale de dynamique interne.
- Pour un système non linéaire, la relation n'est pas claire. La stabilité locale exponentielle de dynamique zéro garantit la stabilité de dynamique interne, si la trajectoire désirée $y_d(t)$ tel que $y_d, \dots, y_d^{(r-1)}$ possède une petite amplitude.
- Pour le cas de stabilité (avec $y_d(t) = 0$), la stabilité asymptotique de dynamique zéro est suffisante pour garantir la stabilité locale asymptotique de dynamique interne.

3.3 Équations mathématiques du régulateur

Nous avons les équations mathématiques du modèle de convertisseurs, comme montrées dans les équations (3.17 - 3.19) :

$$\dot{i}_d = -\sigma i_d + \omega i_q + \frac{v_d}{L} - \frac{v_{dc} P_d}{2L} \quad (3.17)$$

$$\dot{i}_q = -\sigma i_q - \omega i_d + \frac{v_q}{L} - \frac{v_{dc} P_q}{2L} \quad (3.18)$$

$$\dot{v}_{dc} = -\sigma_c v_{dc} + \frac{3}{4C} (p_d i_d + p_q i_q) \quad (3.19)$$

avec

$$\sigma = \frac{R}{L} \quad \sigma_c = \frac{1}{R_c C}$$

La conception du régulateur pour ce modèle est basée sur la méthode de la linéarisation d'entrée – sortie. Cette méthode est utilisée pour ce modèle, pour obtenir la performance dynamique directement à partir du système linéarisé.

La première étape pour appliquer cette méthode, est de linéariser le système, comme le présente les équations (3.20 à 3.22), en appliquant l'état de retour :

$$\dot{x}_1 = -a_1 i_d + a_1 i_d^* = -\sigma i_d + \omega i_q + \frac{v_d}{L} - \frac{v_{dc} P_d}{2L} \quad (3.20)$$

$$\dot{x}_2 = -a_2 i_q + a_2 i_q^* = -\sigma i_q - \omega i_d + \frac{v_q}{L} - \frac{v_{dc} P_q}{2L} \quad (3.21)$$

$$\dot{x}_3 = \dot{v}_{dc} = -\sigma_c v_{dc} + \frac{3}{4C} (p_d i_d + p_q i_q) \quad (3.22)$$

À partir des équations (3.20) et (3.21), la loi de commande du système peut être déterminée directement, parce que la relation entre la sortie et la nouvelle entrée se présente comme le montrent les équations (3.23 et 3.24) :

$$p_d = \frac{2L}{v_{dc}} \left\{ a_1 i_d - a_1 i_d^* - \sigma i_d + \omega i_q + \frac{v_d}{L} \right\} \quad (3.23)$$

$$p_q = \frac{2L}{v_{dc}} \left\{ a_2 i_q - a_2 i_q^* - \sigma i_q - \omega i_d + \frac{v_q}{L} \right\} \quad (3.24)$$

où a_1 et a_2 sont des coefficients à déterminer basés sur des essais de simulation pour le régulateur qui ne dépendent pas du temps et i_d^* et i_q^* des sorties désirées du système.

Avec ces lois de commande, nous pouvons régler les courants i_d et i_q , et nous voulons aussi réguler la tension de charge v_{dc} . Nous devons voir si la tension v_{dc} est réglable, si les deux courants sont réglés.

La dynamique zéro d'un système est définie comme la dynamique interne du système lorsque la sortie est gardée constamment à zéro par l'entrée. Soit :

$$y = 0 \quad \text{et} \quad \dot{y} = 0$$

donc nous avons :

$$i_d, \quad i_q = 0 \quad \text{et} \quad \dot{i}_d, \quad \dot{i}_q = 0$$

nous trouvons :

$$\begin{aligned} \dot{v}_{dc} &= -\sigma_c v_{dc} \\ v_{dc} &= A \exp(-\sigma_c t) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Nous avons trouvé que la dynamique zéro du système est exponentielle stable mais non contrôlable. Notre intérêt est de contrôler la tension v_{dc} .

À partir de l'équation 3.19, nous remarquons que la tension v_{dc} dépend des courants i_d et i_q . Comme nous voudrions commander i_d et v_{dc} , nous pouvons faire une boucle de retour sur i_q , ce qui nous donne la régulation de la tension v_{dc} , en gardant la valeur i_q faible. Nous pouvons insérer un régulateur PI à l'entrée i_q^* , soit :

$$i_q^* = (-v_{dc} + v_{dc}^*)(k_p + \frac{k_i}{s})$$

avec k_i et k_p sont les constantes d'intégrateur et de proportionnelle respectivement, choisies avec des essais dans la simulation.

Pourquoi nous nous intéressons de commander i_d ?

D'après l'équation de puissance, nous avons la puissance active et la puissance réactive respectivement en d-q comme les suivantes [26]:

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{4}(v_d i_d + v_q i_q) \\ Q &= \frac{3}{4}(v_d i_q - v_q i_d) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Nous considérons que la tension v_d est égale à zéro, alors nous avons la puissance réactive proportionnelle à $v_q i_d$. Donc, pour contrôler la puissance réactive Q , il suffit de contrôler le courant i_d .

3.4 Schémas des modèles et résultats de simulation

Nous appliquons le régulateur conçu sur les modèles étudiés, soient un modèle simplifié (modèle d-q), et un modèle en mode de commutation.

Dans l'application, nous utilisons différentes valeurs de a_1 et a_2 pour ces deux modèles. Ces valeurs définissent la rapidité de la réponse des signaux.

$$a_1 = 3333/3, \quad a_2 = 3333/3, \quad \text{pour le modèle d-q}$$

$$a_1 = 3333, \quad a_2 = 3333, \quad \text{pour le modèle en mode de commutation}$$

3.4.1 Modèle du système avec le régulateur

Après avoir conçu la commande en utilisant la méthode de la linéarisation d'entrée – sortie, nous connectons cette commande avec le système. Nous mettons en cascade la commande avec le régulateur classique PI, pour pouvoir commander la tension V_{dc} .

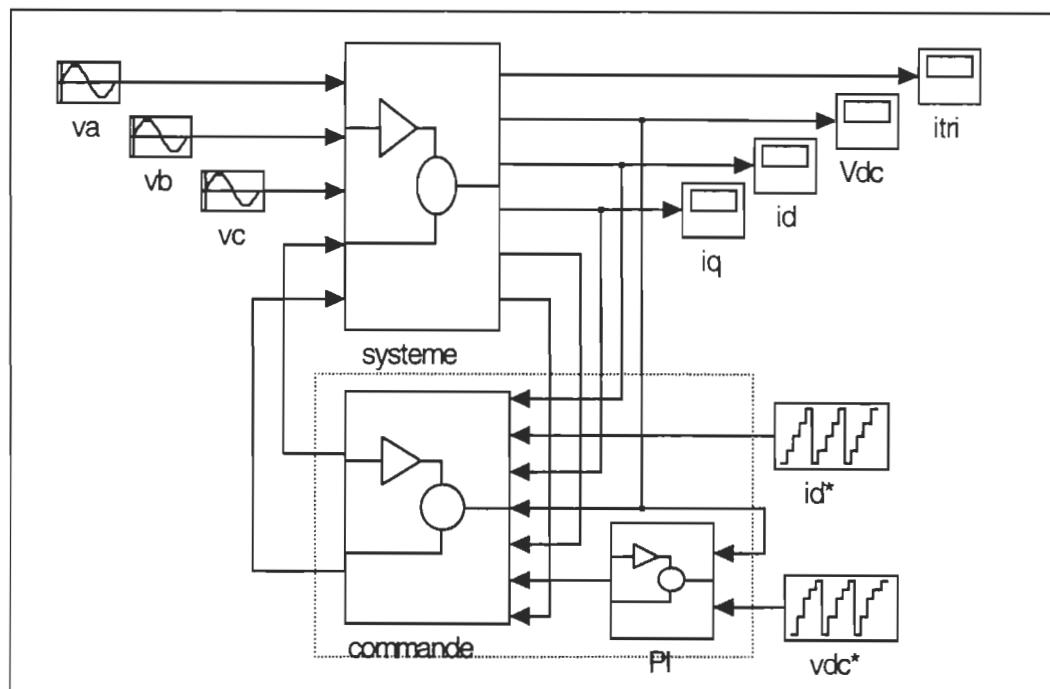


Figure 3.1 Montage du modèle avec le régulateur

La représentation de bloc du système est expliquée au chapitre 2.

- Les entrées de la commande sont :
 - les courants moyennés i_d et i_q , qui sont produits par le système en passant à la transformation de PARK;
 - le courant référence i_d^* (désiré);
 - la tension v_{dc} (c'est la tension de charge du système);

- les tensions moyennées v_d et v_q , qui viennent de la tension de source d'alimentation, en passant par la transformation de PARK;
- le courant i_{qc} (en effet, c'est le courant i_q désiré).

À la sortie, la commande produit des signaux p_d et p_q qui sont inférieurs à 1 et elle est connectée à l'entrée du système. Ce sont des signaux de commutations des interrupteurs.

- Le bloc du PI possède :
 - les entrées de la tension v_{dc} et de la tension référence v_{dc}^* , et à la sortie, il produit i_{qc} qui est le courant i_q désiré pour la commande.

3.4.2 Paramètres du système

Les paramètres pour la constante d'intégrateur K_i et la constante de proportionnelle K_p sont définies, basée sur des essais par la simulation.

L'inductance interne de source L_f	40 mH
La résistance interne de source R_f	1 Ω
La capacitance de charge C_c	115 μF
La résistance de charge R_c	100 Ω
La constante d'intégrateur K_i	0.1
La constante de proportionnelle K_p	0.03

Tableau 3.1 Paramètres du système utilisés pour la simulation

Le résultat obtenu avec le modèle d-q nous montre que le système poursuit bien les références données et désirées. Dans notre cas, nous donnons les références du courant i_d et de la tension v_{dc} .

Nous faisons varier le courant i_d de telle sorte que le système possède des perturbations, de -1 à -5 A, et le système reste stable. Même pour la tension de v_{dc} variant de $300V$ à $600V$. Cette variation est régulière. Cela veut dire que le changement de courant et de tension ne se produisent pas brusquement. Soit nous avons :

$$v_{dc}^* = [300, 400, 500, 550, 600] \text{ et}$$

$$i_d^* = [-5, -4, -3, -2, -1]$$

Le courant i_q est une conséquence de la tension de référence v_{dc} et le courant de référence i_d . Sa variation dépend donc de ces deux références.

La figure 3.2 montre le résultat de simulation du modèle d-q.

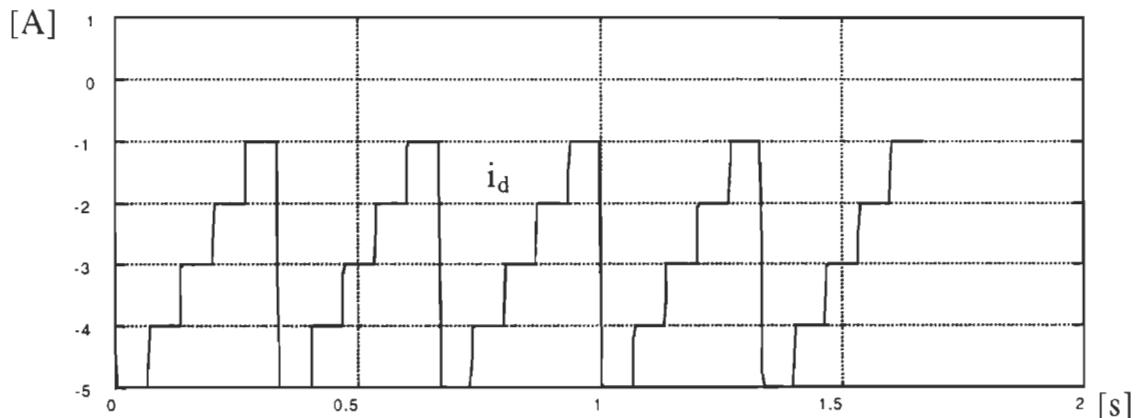


Figure 3.2 Courant i_d , courant i_q , tension v_{dc} , en modèle d-q, avec la variation douce

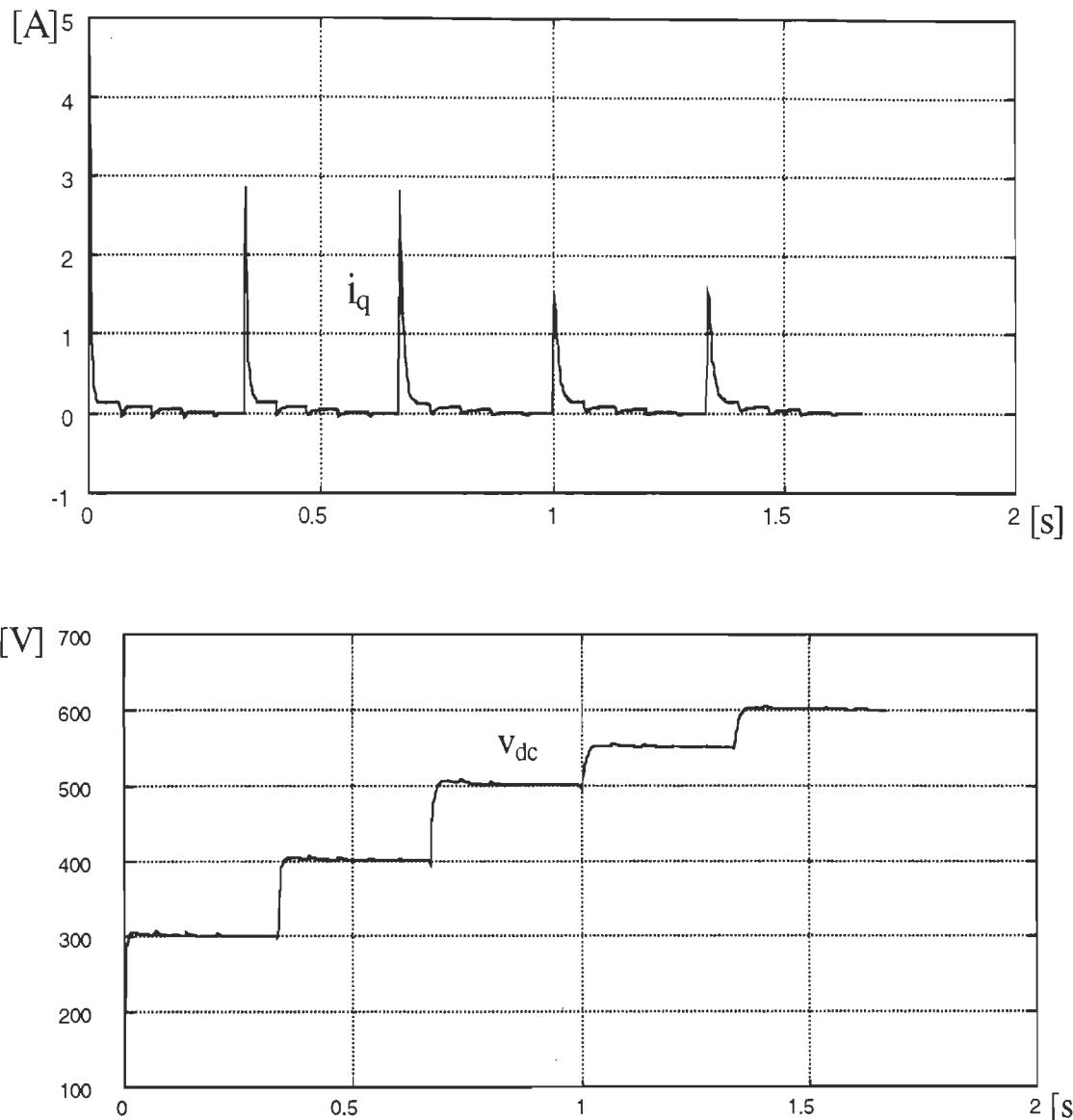


Figure 3.2 (suite)

Pour vérifier la robustesse du système, nous varions la tension désirée v_{dc} et le courant de référence i_d brutalement. Ce qui veut dire que la valeur élevée tombe directement à la basse valeur. Soit nous avons :

$$v_{dc}^* = [300, 500, 300] \text{ et}$$

$$i_d^* = [-1, -5, -1]$$

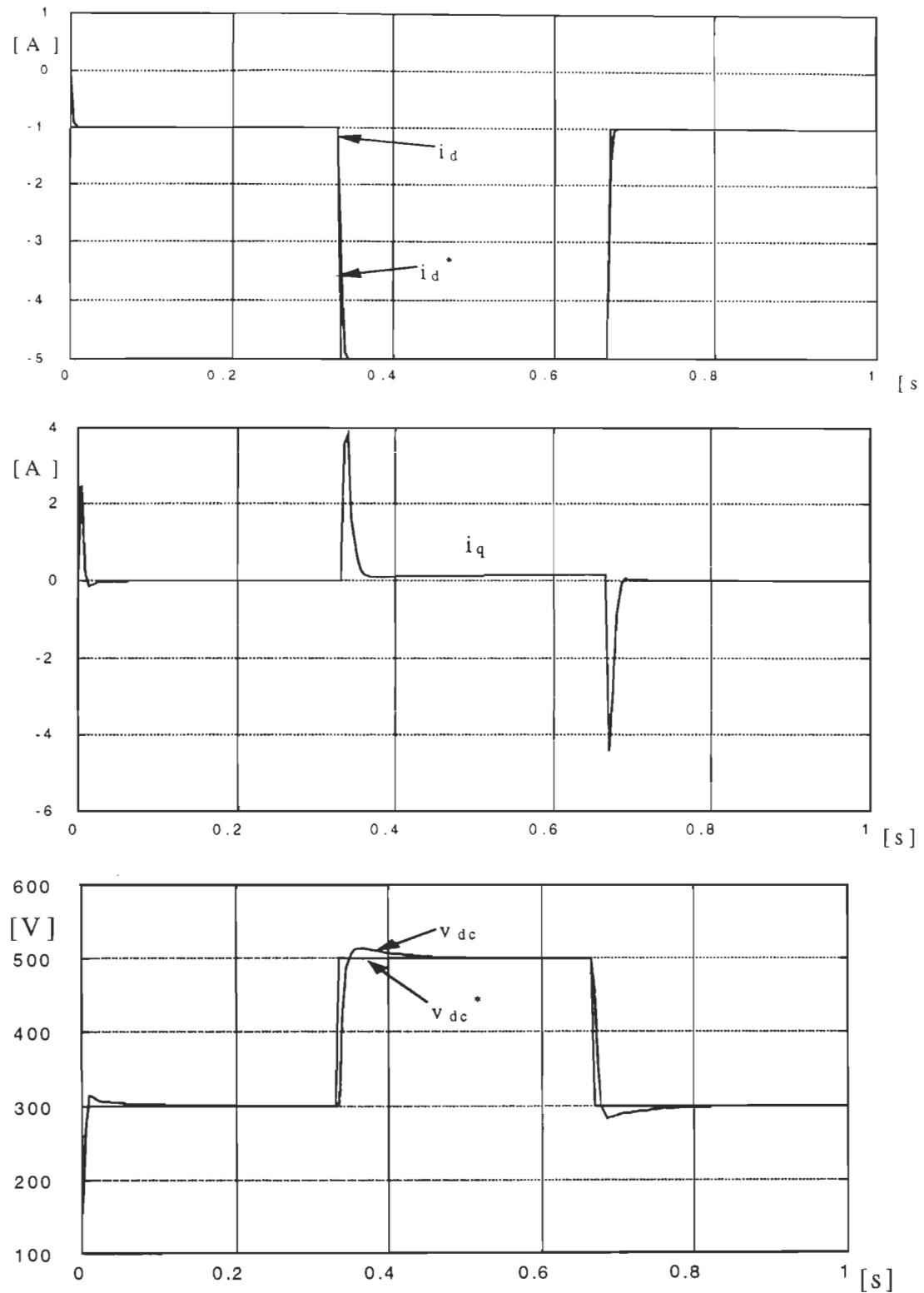


Figure 3.3 Courant i_d , courant i_q , tension v_{dc} , avec la variation brusque

Nous pouvons remarquer que le système reste stable, même si nous donnons la variation brusque de la tension v_{dc} et du courant i_d . Ce qui est normal pour le modèle d-q, parce que en fait, nous éliminons les perturbations.

Les variations douces du courant i_d et v_{dc} faites seront utilisées par après dans l'apprentissage des réseaux de neurones.

Nous obtenons la valeur de i_q faible, inférieure à 1 [pu] pour que le facteur de puissance reste inférieur ou égal à 1 et la production de l'énergie réactive reste aussi faible que possible.

3.4.4 Résultats de simulation en modèle en mode de commutation

Avec le modèle en mode de commutation, comme le modèle d-q, nous employons les mêmes variations de la tension v_{dc} et du courant i_d , en utilisant les mêmes paramètres que celui du modèle d-q aussi, sauf les valeurs de constantes a_1 et a_2 .

Nous obtenons les mêmes formes d'ondes. Nous remarquons pour ce modèle que le courant de référence i_d produit un petit dépassement à chaque fois que la tension de référence v_{dc} varie. Aussi la tension de référence v_{dc} prend plus de temps à monter. Ceci dépend des valeurs a_1 et a_2 pour ce modèle. Les formes d'ondes possèdent de petites perturbations, dues au fonctionnement des interrupteurs.

Le résultat de simulation pour le modèle en mode de commutation est montré à la figure 3.4. Le temps de simulation est fixé à 2 secondes pour limiter les données qui vont être utilisées dans l'apprentissage de réseau de neurones.

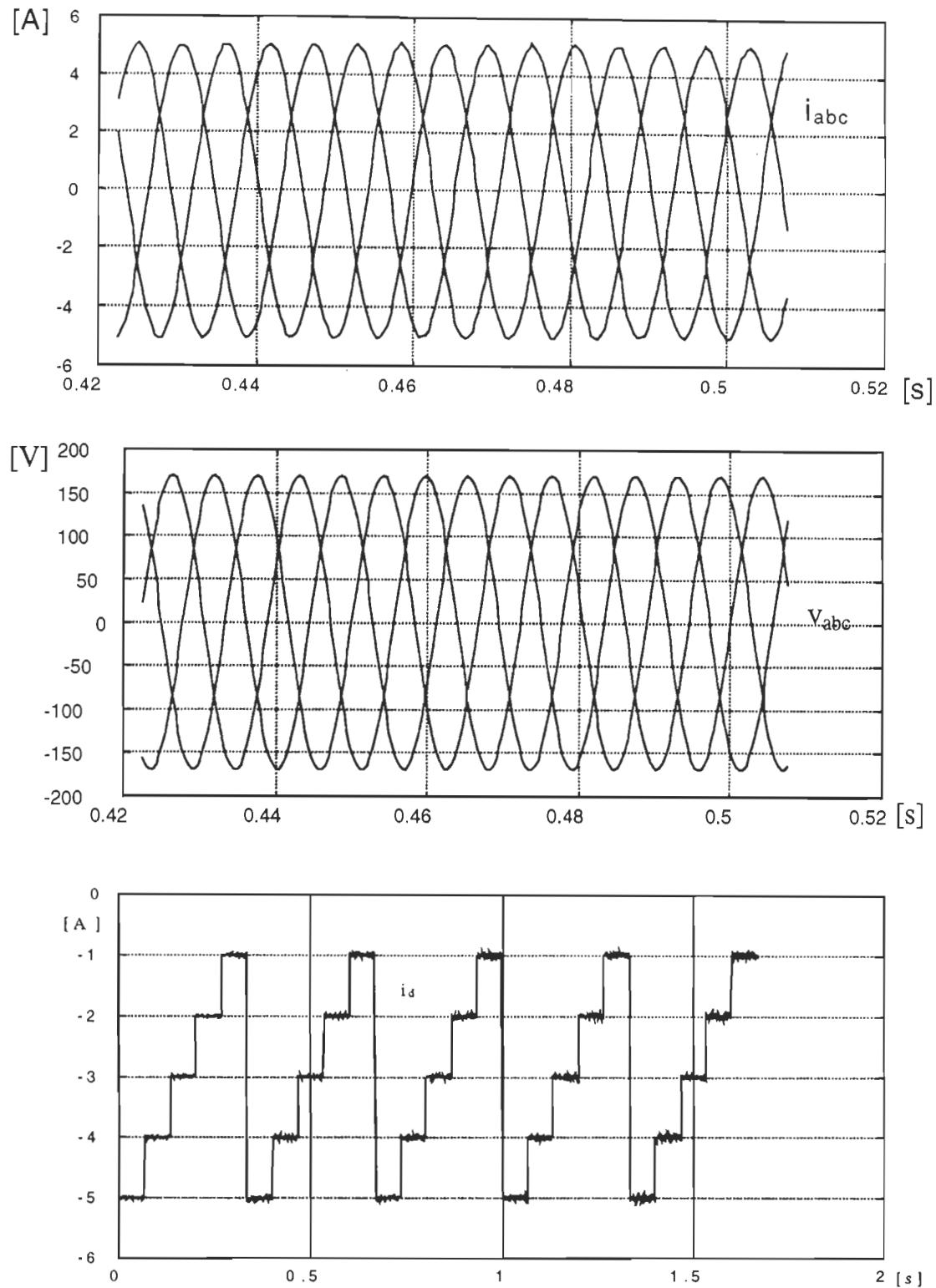


Figure 3.4 Courant et tension triphasés, courant i_d , courant i_q , tension v_{dc} en modèle en mode de commutation, avec la variation douce

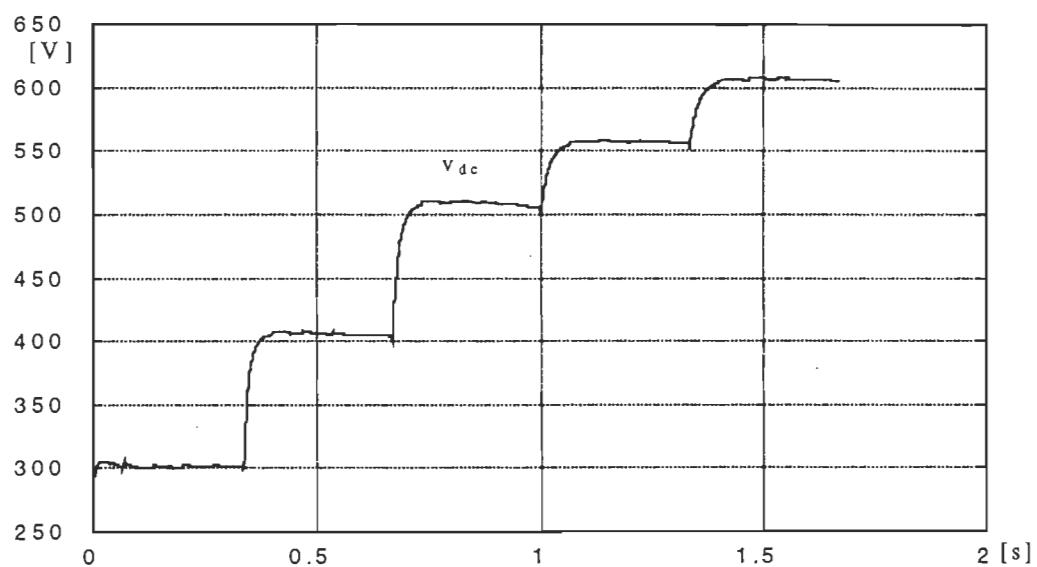
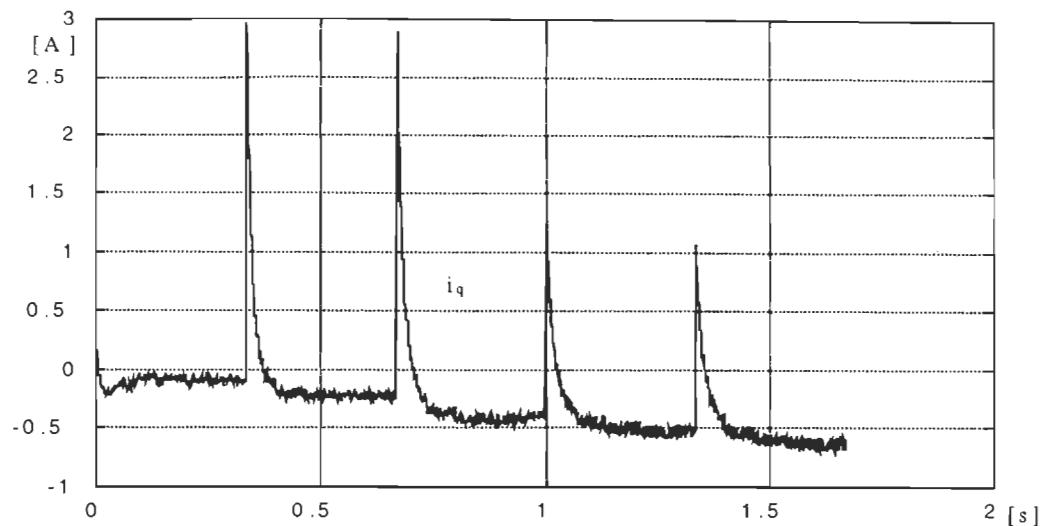


Figure 3.4 (suite)

Nous varions la tension désirée v_{dc} et le courant référence i_d brutalement aussi pour vérifier la stabilité du système. Ce qui veut dire que la valeur élevée tombe directement à la basse valeur. Soit nous avons :

$$v_{dc}^* = [400, 600, 400] \text{ et}$$

$$i_d^* = [-5, -3, -5]$$

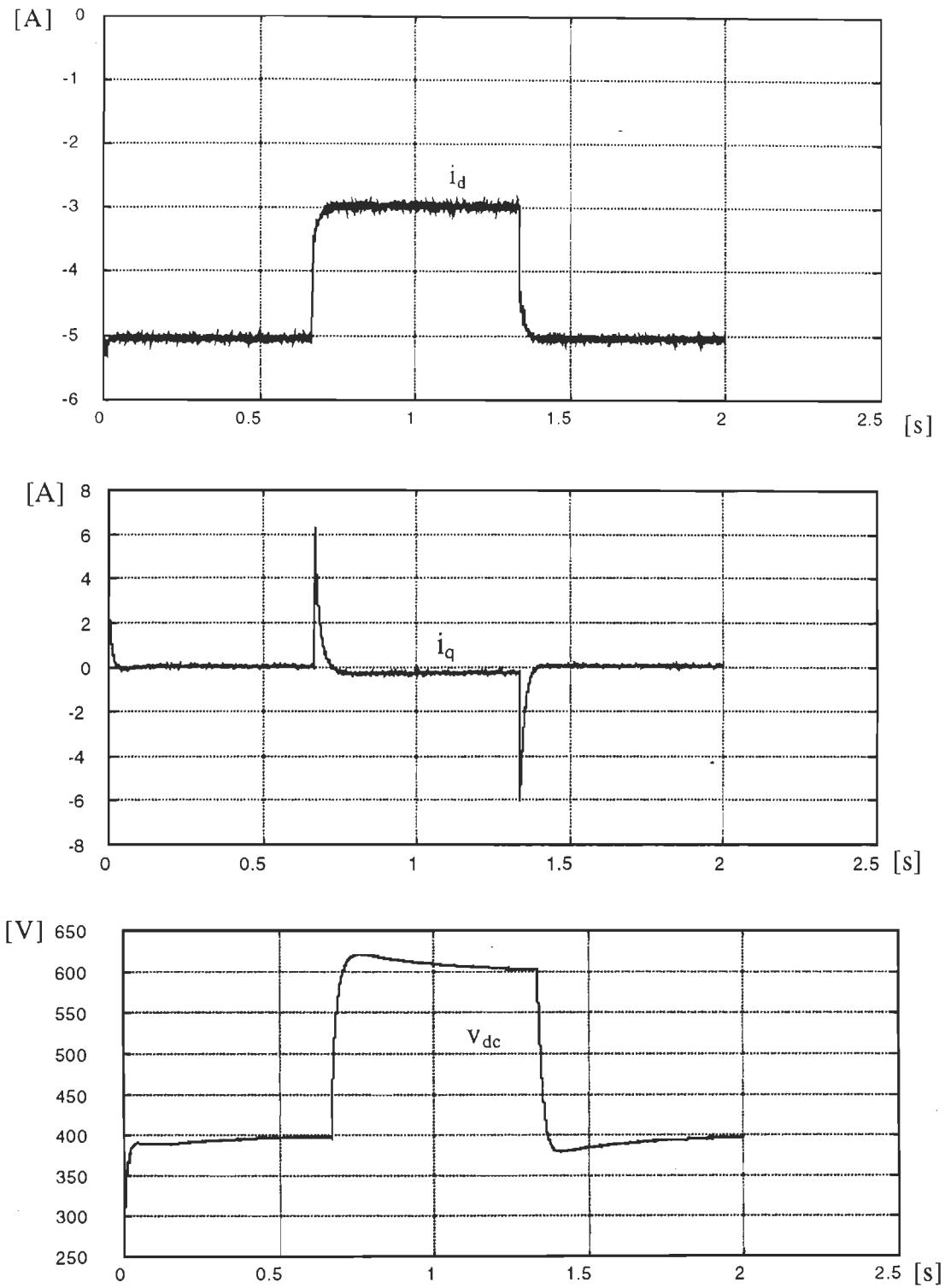


Figure 3.5 Courant i_d , courant i_q , tension v_{dc} avec la variation brusque

Bien que nous donnions la variation brusque du courant et de la tension désirés, les résultats nous montrent que le système reste stable.

En observant les résultats de ces deux modèles, nous pouvons assumer que la méthode de la linéarisation d'entrée – sortie est convenable pour ce système. En concevant en cascade avec le régulateur PI, le régulateur global peut être conçu pour le compensateur du système.

3.5 Application du régulateur aux liaisons de Transport à Courant Continu en Haute Tension (TCCHT)

L'application du régulateur dans le système de transport de courant continu en haute tension est très appropriée, puisque ce régulateur est utilisé pour la régulation de la tension et du courant d'entrée du convertisseur, et en même temps pour compenser la puissance réactive produite. La figure 3.6 présente le schéma de la position du convertisseur et son régulateur dans le système global de la distribution.

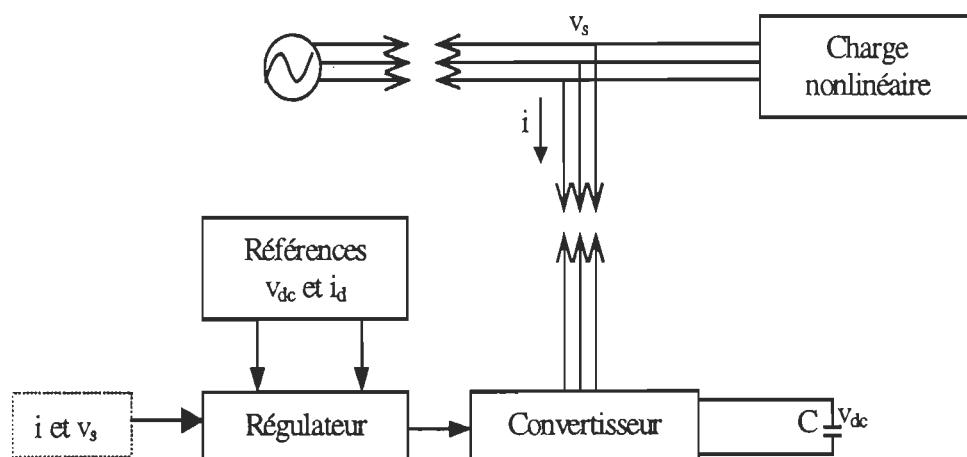


Figure 3.6 Système global de la distribution

La connexion entre ces stations est réalisée à partir d'un câble très long (environ 100 km et plus), qui passe sous la mer ou sous la terre. La figure 3.8 montre le modèle du câble, constituant les paramètres de filtrage tout au long du câble.

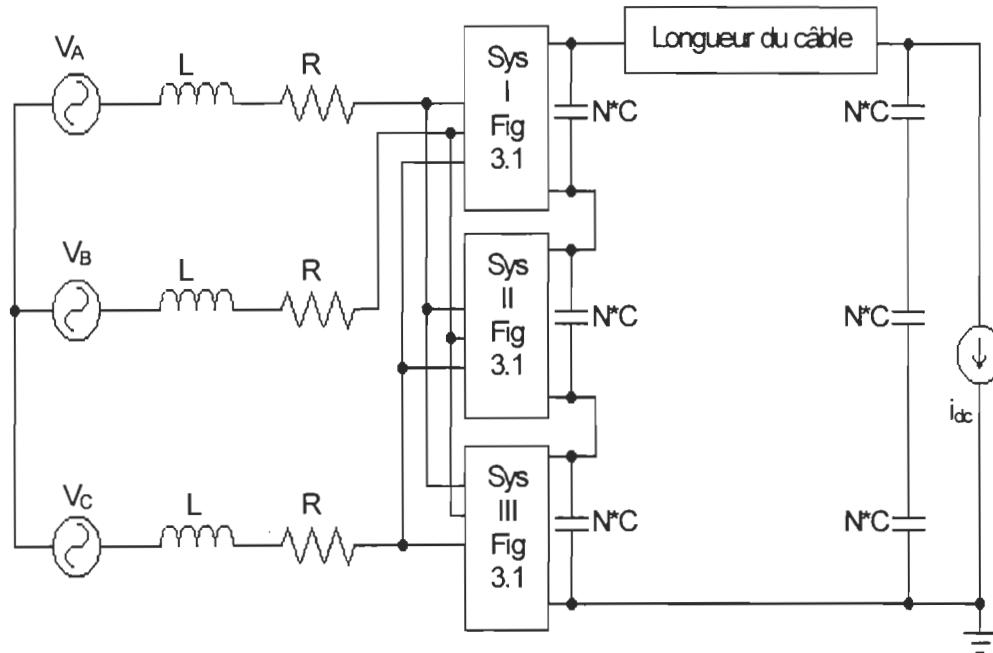


Figure 3.7 Schéma des liaisons en TCCHT

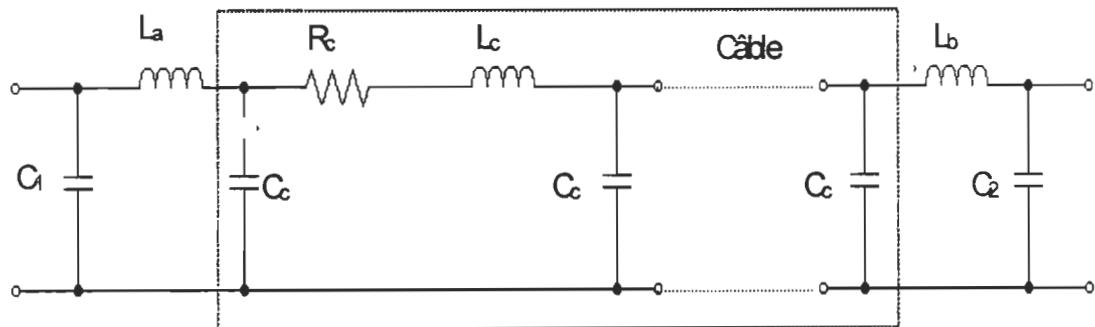


Figure 3.8 Représentation de câble du TCCHT

La simulation de 2 à 3 convertisseurs a été effectuée. Le schéma sur SIMULINK est montré dans la figure 3.9, et les résultats obtenus sont présentés dans l'annexe II.

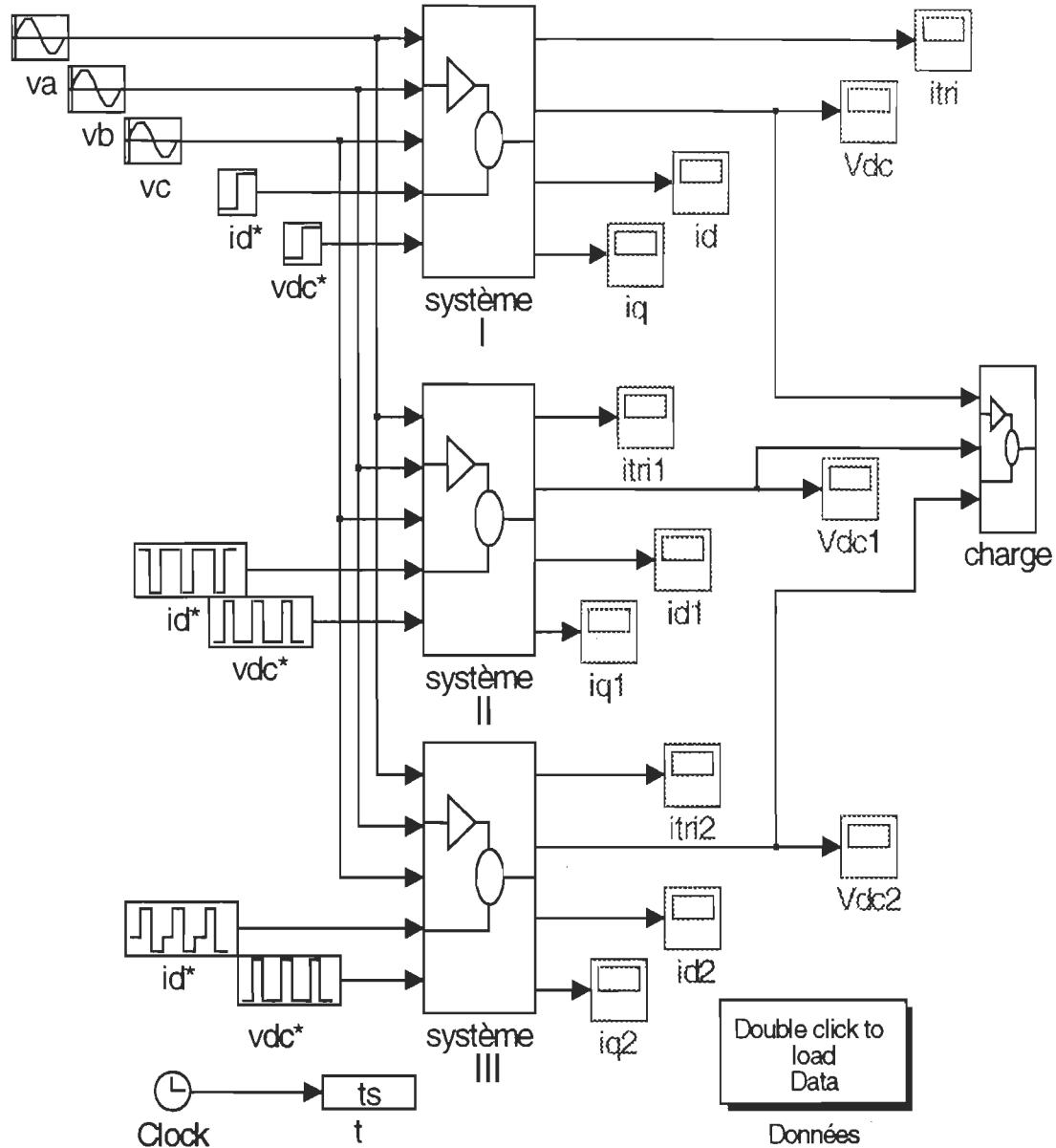


Figure 3.9 Schéma du TCCHT sur SIMULINK

Les paramètres utilisés dans la simulation sont décrits au tableau 3.2

La résistance interne de source, R_f	1 Ω
L'inductance interne de source, L_f	40 mH
L'inductance du filtre, L_a, L_b	0.002 H
La résistance de charge, R	100 Ω
La capacité du lissage, C	10 μF
La capacité du câble, C_c	0.173 μF
L'inductance du câble, L_c	0.135 μH
La résistance du câble, R_c	0.022 Ω
Les coefficients a_1 et a_2	3333

Tableau 3.2 Paramètres du TCCHT utilisés pour la simulation

3.6 Conclusion

Dans la conception de la commande basée sur la linéarisation entrée – sortie, il est nécessaire de :

- Différentier la sortie y jusqu'à ce que l'entrée u apparaisse;
- Choisir u pour annuler la non linéarité et pour garantir la convergence de la trajectoire;
- Étudier la stabilité de dynamique nulle.

L'utilisation de différentes valeurs de a_1 et a_2 a pour but de diminuer la grande variation de signaux, chaque fois que le changement d'état se produit.

En utilisant la méthode de linéarisation d'entrée – sortie, nous pouvons commander les courants i_d et i_q , mais avec la valeur de v_{dc} non désirée. En ajoutant le régulateur

classique PI, en cascade avec la commande conçue, nous sommes capables de contrôler la tension de charge v_{dc} .

En commandant le courant i_d et la tension v_{dc} , nous souhaitons contrôler la puissance réactive et réguler la tension de charge.

Des résultats obtenus et aussi de l'application à liaison de transport à courant continu en haute tension (TCCHT), nous pouvons voir que le régulateur conçu a un bon fonctionnement. Le système peut bien poursuivre les références désirées. Ce qui montre la validation de la méthode de linéarisation d'entrée – sortie en cascade avec le régulateur PI qui s'applique bien aux deux modèles du système.

CHAPITRE 4

ÉTUDE THÉORIQUE ET APPLICATION DES RÉSEAUX DE NEURONES

4.1 Introduction

Malgré les nombreuses utilisations des réseaux de neurones dans plusieurs domaines, comme ceux de la robotique et de l'automatique, l'utilisation de ces réseaux dans la commande des systèmes d'électroniques de puissance prend une petite place dans les applications. Mais ces dernières commencent à être répandues, suite à de nouveaux articles publiés depuis les cinq dernières années [5][18][25][32].

Le problème de base dans le système d'électronique de puissance est la variation du temps et de la nature de l'interrupteur de convertisseurs électroniques. Dus à ces variations, les comportements dynamiques deviennent très non - linéaires. Alors, la performance de dynamique désirée ne peut pas être donnée par le contrôleur classique.

Comme les réseaux de neurones sont capables d'apprendre les caractéristiques dynamiques du système non – linéaire à l'aide de structure de couche, ils sont en fait des fonctions approximatives de la fonction non – linéaire d'un système.

Ce chapitre est consacré à l'application de l'approche de réseau de neurones pour commander les interrupteurs d'un convertisseur de puissance.

4.2 Structure du réseau de neurones

Le réseau de neurones est un système de processus d'information. En général, le réseau de neurones peut être considéré comme une boîte noire qui accepte les entrées et qui produit des sorties [8].

Quelques performances de réseau de neurones :

- Il enlève les bruits, en partie ou en totalité, qui sont présents à l'entrée de ce réseau, et il produit à la sortie une forme d'entrée nette ;
- Il optimise une forme à l'entrée qui présente la valeur initiale pour le problème d'optimisation spécifique ;
- Dans le cas de la commande, il produit à la sortie du réseau, les mêmes signaux qu'à l'entrée.

Le réseau de neurones consiste en des éléments de traitements et à la connexion de poids. La figure 4.1 illustre le système de réseau neurones typiques :

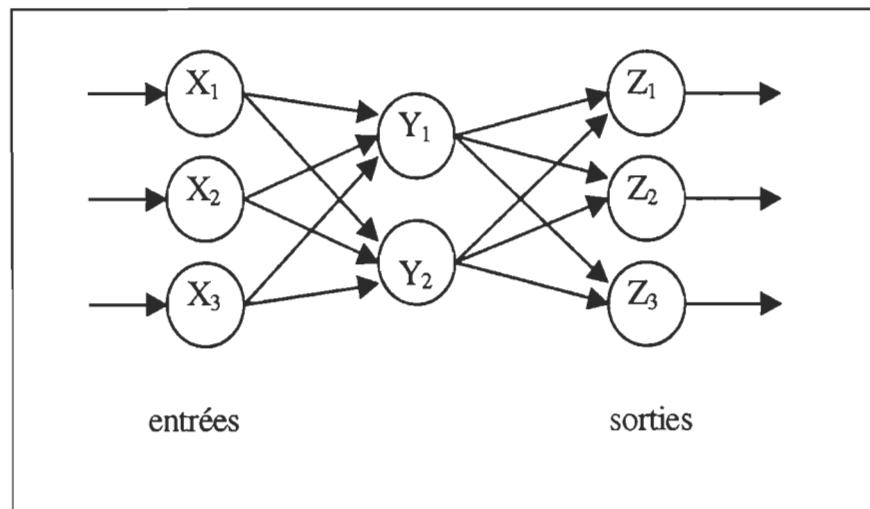


Figure 4.1 Système de réseau de neurones typiques

Chaque couche dans le réseau de neurones contient des éléments de traitement de collection, dont son fonctionnement est de collecter les valeurs de toutes ses entrées connexions, qui joue comme une opération mathématique pré-définie, et qui produit une valeur de sortie.

Le réseau de neurones sur la figure 4.1 possède trois couches :

- F_x , contient des éléments de traitement (X_1, X_2, X_3) ;
- F_y , contient des éléments de traitement (Y_1, Y_2) ;
- F_z , contient des éléments de traitement (Z_1, Z_2, Z_3).

Les éléments de traitement sont connectés avec la connexion de poids. Dans la figure 4.1, il y a une connexion de poids de chaque élément de traitement de F_x à chaque élément de traitement de F_y , et aussi une connexion de poids de chaque élément de traitement de F_y à chaque élément de traitement de F_z . Chaque connexion de poids joue comme une étiquette et en même temps une valeur.

Autrement dit que la connexion d'éléments de traitement de F_x , X_1 à l'élément de traitement F_y , Y_2 est une connexion de poids W_{12} (la connexion de X_1 à Y_2). La connexion de poids stocke les informations. La valeur de la connexion de poids est quelques fois déterminée par la procédure d'apprentissage de réseau de neurones. Cela implique que l'ajustement de la connexion de poids détermine le fonctionnement du réseau de neurones. En interprétant les anciennes opérations pour chaque élément de traitement, le réseau du neurones est capable d'appeler l'information.

Quelques caractéristiques importantes sont montrées sur le figure 4.1, qui sont applicables pour toutes les applications du réseau de neurones.

- Chaque action des éléments de traitement est indépendante des autres éléments de traitement ;
- Chaque sortie des éléments de traitement est reliée seulement à ses entrées disponibles de la connexion précédente ;
- Chaque élément de traitement est aussi relié seulement à l'information locale, qui est fournie par les connections voisines dont les éléments de traitement ont besoin pour fonctionner. Ils n'ont pas besoin de savoir l'état des autres éléments de traitement avec qui ils ne sont pas en connexion explicitement ;
- Le grand nombre de connexions produit une grande facilité pour la distribution.

En conclusion, la définition de réseau de neurones est un système simple avec les entrées et les sorties, et il est composé des éléments simples et des processus semblables aux neurones naturels. Les éléments de traitement possèdent un paramètre interne, appelé le poids. Tout changement de poids d'un élément va modifier le comportement de l'élément et, de plus il va modifier aussi les comportements du système global. Le but est de choisir le poids du système pour obtenir les entrées ou les sorties désirées. Les processus sont connus sous le nom d'apprentissage du système.

4.2.1 Éléments des réseaux de neurones

Chaque réseau de neurones possède au moins deux éléments physiques :

- les connexions
- les éléments de traitement.

La combinaison de ces deux composants crée un réseau de neurones. De plus, à part des connexions et des éléments de traitement, il existe aussi les éléments de base dans la conception de l'implantation et de l'utilisation de réseau de neurones qui sont :

- les entrées – les sorties ;
- les fonctions d'éléments de traitement.

Un réseau de neurones est équivalent à un graphique direct. Ce graphique possède des connexions entre les éléments de traitement, qui passent les informations, suivant une direction seulement (la direction indiquée par la flèche). La figure 4.2 montre l'information qui traverse de la couche F_x et passe à la connexion vers la couche F_y .

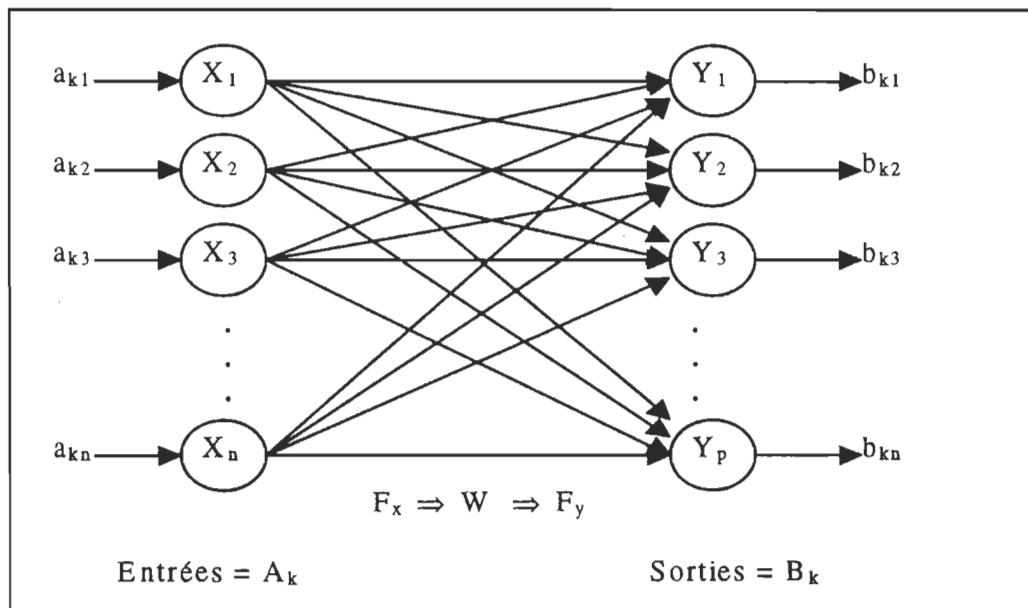


Figure 4.2 Réseau de neurones en complet

La partie d'éléments de traitement au réseau de neurones est une place où le calcul se fait [30]. La figure 4.3 montre le type courant d'éléments de traitement. La sortie d' éléments de traitement y_j est une fonction des sorties de la couche précédente

$F_x = X = (X_1, X_2, X_3, \dots, X_n)$, et les poids de F_x à Y_j , $W_j = (W_{1j}, W_{2j}, \dots, W_{nj})$.

Mathématiquement, la sortie de cet élément de traitement peut être décrite :

$$Y_j = F(X, W_j).$$

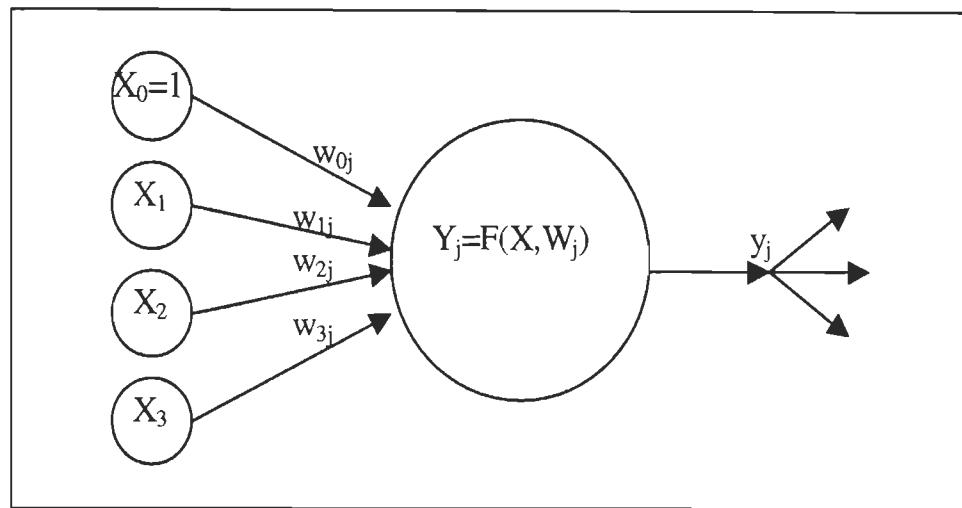


Figure 4.3 Schéma de calcul dans un réseau de neurones

Le réseau de neurones ne fonctionne pas toujours même s'il a des données. Quelques fois, un réseau possède seulement une entrée et une sortie, ou plusieurs entrées pour seulement deux sorties. Les dimensions d'entrées – et de sorties ne sont pas nécessairement les mêmes.

Les fonctions d'éléments de traitement, aussi connues comme les fonctions d'activation, sont utilisées dans la connexion au réseau de neurones. Bien que les nombres de fonctions soient infinies, il y a trois fonctions régulièrement employées pour l'utilisation de réseau de neurones :

- **Fonction d'activation linéaire**

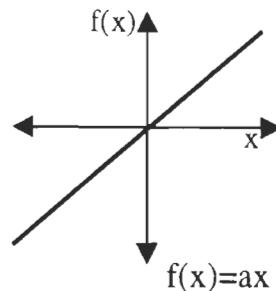


Figure 4.4 Fonction linéaire

Cette fonction produit des sorties modulées des entrées x , comme elle est décrite. x représente les nombres réels et a est le scalaire positif.

- **Fonction d'activation seuil**

La fonction de seuil produit seulement 2 valeurs, β et δ . Si l'entrée à la fonction d'éléments de traitement x égale ou dépasse une valeur θ , alors la fonction de seuil produit une valeur β , sinon, elle produit la valeur $-\delta$, où β et δ sont les scalaires positifs. La fonction peut être décrite mathématiquement :

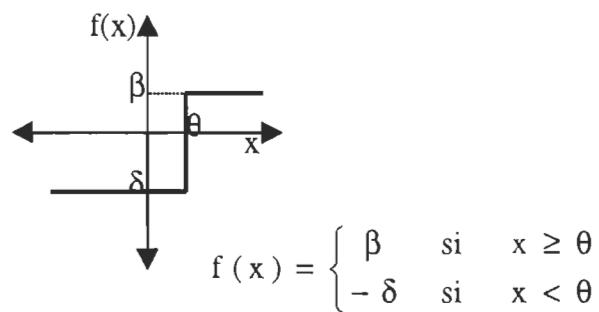


Figure 4.5 Fonction de seuil

Typiquement, la fonction d'échelon $f(x)$ produit une valeur binaire à la sortie, +1 si x est positif, et 0 dans le cas contraire.

Pour les données $\beta = 1$, $\delta = 0$ et $\theta = 0$, la fonction de seuil d'élément de traitement devient la fonction d'échelon.

$$f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

Une petite variation de l'équation ci-dessus est une fonction seuil bipolaire :

$$f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

qui remplace la sortie 0, avec -1. La valeur négative est utilisée pour assurer le changement où le 0 ne le fait pas.

- Fonction d'activation sigmoïde

La fonction sigmoïde est bornée, monotone, avec la réponse non linéaire dans l'intervalle spécifiée. La fonction sigmoïde est définie en générale comme :

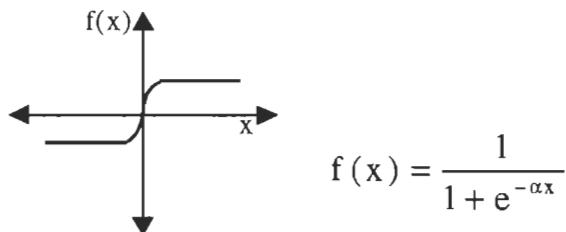


Figure 4.6 Fonction Sigmoïde

où $\alpha > 0$ (en général $\alpha = 1$) qui produit la valeurs de sortie de 0 à 1, et nous pouvons constater que quand $\alpha = \infty$ la pente de la fonction de sigmoïde entre 0 et 1 devient infini, en fait elle devient comme la fonction de seuil.

Avec l'exception pour la fonction d'activation linéaire, toutes les fonctions introduisent la non linéarité dans le réseau dynamique par la sortie, avec les valeurs certaines sur l'intervalle fixe.

4.2.2 Topologies courantes des réseaux de neurones

Les topologies courantes de réseaux de neurones se divisent en quatre grandes catégories :

- Réseaux instars, outstars et adaline

Il existe deux plus simples topologies de réseau de neurones. L'instars a plusieurs entrées et une sortie, tandis que l'outstars est la duale de l'instars, possède une entrée et plusieurs sorties. La figure 4.7 montre les structures de ces deux formes. L'adaline possède la même topologie que l'instars.

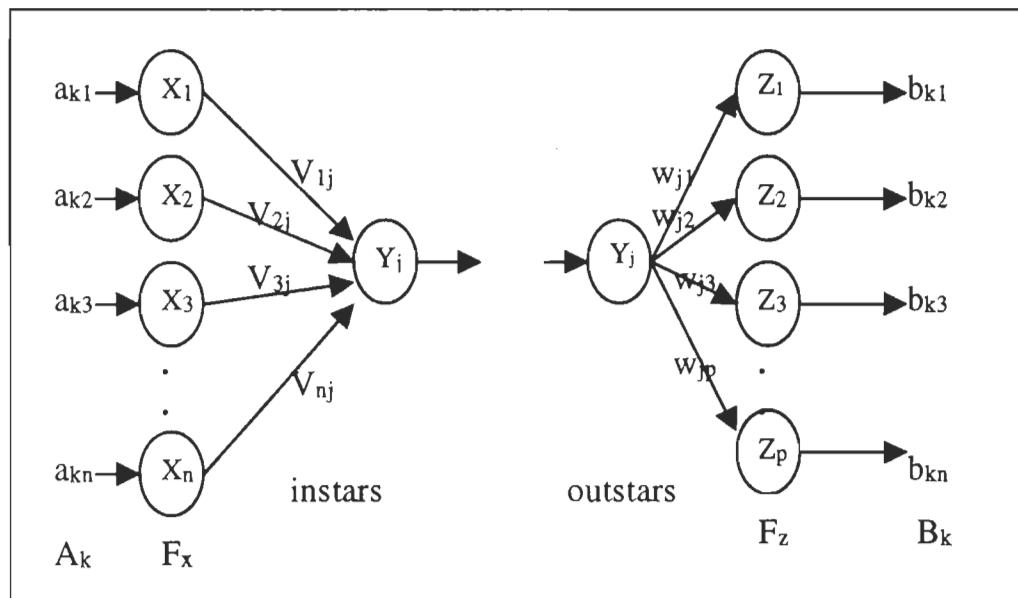


Figure 4.7 Réseaux de neurones instars et outstars

- Le réseau à une simple couche

Au dessus de l'instars et l'outstars, le réseau de neurones à une couche est un réseau de neurones simples organisés en couche. La figure 4.8 montre la topologie du réseau de neurones à une couche qui consiste en des éléments de traitement de nF_x .

Les connexions de chaque élément de traitement aux autres éléments de F_x cèdent la connexion avec la matrice d'entrée n^2 . Ce réseau est utilisé souvent pour enlever les bruits et l'optimisation.

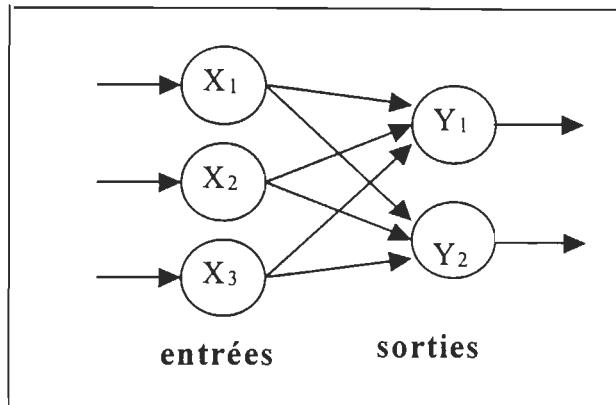


Figure 4.8 Réseau à une couche

- Réseau à multicouches

Un réseau à multicouche possède plus de deux couches. La description de ce réseau est montrée à la figure 4.2, où il y a au moins une couche d'entrée (F_x), une couche cachée (F_y), et une couche de sortie (F_z). Les connexions entre deux couches (ex : de F_x à F_y) forment une matrice de poids W , où W_{ij} représente les connexions de poids entre les connexions du $i^{\text{ème}}$ élément de traitement F_x et du $j^{\text{ème}}$ élément de traitement de F_y , et ainsi de suite. Ce réseau permet de résoudre des problèmes complexes que le réseau à une couche ne peut pas faire.

- Réseau aléatoire

Le réseau de neurones à connexion aléatoire est un réseau qui a des connexions de poids aléatoires connectées dans l'intervalle spécifique. Quelques réseaux connectés aléatoirement possèdent la valeur connexion en binaire. Ce réseau est beaucoup utilisé dans le pré - traitement.

4.3 Apprentissage des données du réseau de neurones

- Nous simulons le système qui va être remplacé en plusieurs fois, en variant la tension et le courant de références sur plusieurs échelons.
- Nous sauvegardons les données obtenues, dès que la simulation est finie.
- Nous créons deux matrices d'apprentissage des données obtenues, utilisées pour apprendre le réseau. Une matrice donnée d'entrée et une matrice donnée de sortie.
- Nous choisissons le nombre de neurones des couches cachées, en commençant d'abord par un petit nombre, et en augmentant petit à petit, jusqu'à ce que l'erreur tolérée soit obtenue.
- Nous utilisons l'algorithme d'apprentissage de façon à obtenir la convergence rapidement. Donc nous pouvons économiser le temps d'apprentissage.

* Choix du nombre de neurones

Le choix du nombre de neurones de couche cachée est fait, en essayant plusieurs fois dans l'apprentissage. Habituellement, nous travaillons dans un premier temps à donner un petit nombre de couches cachées. Si jamais nous n'avons pas l'obtention de l'erreur désirée, nous augmentons le nombre petit à petit jusqu'à ce que l'erreur désirée soit atteinte. Alors, nous fixons ce nombre, comme le nombre de couches cachées utilisées.

Pour les nombres de neurones entrées et sorties, ils sont fixés suivant les données du système.

* Algorithme d'apprentissage et ses paramètres

Il existe plusieurs algorithmes d'apprentissage dans 'Toolbox Neural Network'[37]. Ces algorithmes ont été comparés pour leur rapidité. Comme il n'est pas possible de présenter tous les algorithmes dans ce chapitre, nous présentons l'algorithme utilisé dans notre application. Nous rendons compte de l'utilisation de neurones sigmoïdes (logarithmiques et tangentiels) et comme nous nous intéressons à des réseaux à couches, l'algorithme de la rétropropagation du gradient est très approprié.

Les signaux d'entrée sont normalisés par rapport à leur maximum avant qu'ils entrent dans la zone des neurones sigmoïdes. L'apprentissage consiste à faire la minimisation d'erreur quadratique sur l'ensemble des données présentées au réseau.

4.4 Application des réseaux de neurones pour régulation d'un convertisseur statique

L'objectif de cette application est de concevoir un régulateur à base de réseau neurones artificiels pour pouvoir remplacer le régulateur classique ou le régulateur conçu à base des méthodes classiques. Cet objectif a pour but d'arriver à obtenir la robustesse du système.

Le système complet avec le régulateur est présenté au chapitre 3 à la figure 3.1. Le régulateur conçu à la méthode de la linéarisation d'entrée – sortie en cascade avec le régulateur PI va essayer d'être remplacé par les régulateurs de réseaux de neurones, en employant les trois possibilités :

- le remplacement du PI ;

- le remplacement de la commande ;
- le remplacement du PI et de la commande.

4.4.1 Modélisation du régulateur en réseaux de neurones

Le modèle de réseau de neurones appliqué est du type à couche. C'est un réseau qui contient au moins une couche cachée, et qui est capable de faire l'approximation de toute fonction continue. La structure de réseau de neurones est montré à la figure 4.2.

4.4.1.1 Modélisation et préparation des données pour le remplacement du PI

Le figure 4.9 représente le système avec le régulateur de réseau de neurones qui remplace le PI.

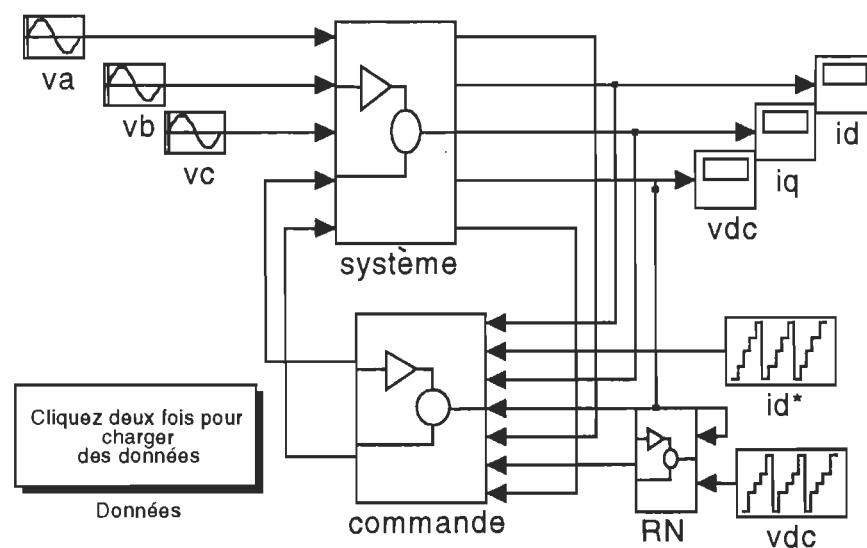


Figure 4.9 Remplacement du PI

Le figure 4.10 montre le bloc de réseau de neurones en SIMULINK pour le cas de remplacement du PI. Dans ce cas, les entrées sont la tension v_{dc} et la tension désirées v_{dc} , avec la sortie du courant i_{qc} (i_q désiré).

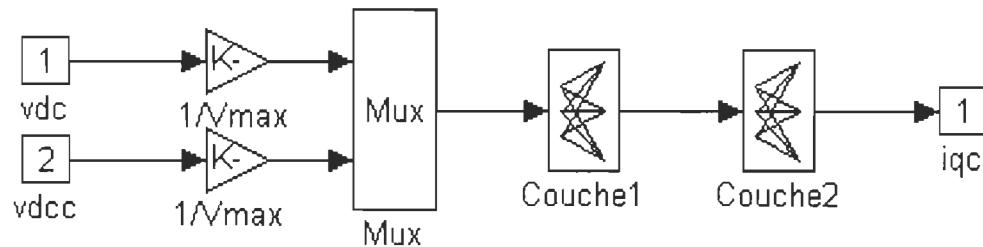


Figure 4.10 Réseau de neurones pour le remplacement du PI

- **préparation des données**

Pour toutes les applications, nous devons faire un apprentissage du réseau et son implantation. Nous construisons pour le réseau un vecteur d'entrées et un vecteur de sorties. Nous devons avoir la convergence du réseau. C'est pour cela qu'il est nécessaire de bien définir les données d'entrées et de sorties désirées dans la préparation. Si les données sont très grandes, la convergence est facile à obtenir, mais le réseau ne suivra pas les références, et par contre si elles sont très petites, il est difficile d'obtenir la convergence.

Les données d'apprentissage sont formées par :

- des tensions moyennées v_d , v_q
- de la tension de charge v_{dc} et sa tension référence v_{dc}^*
- des courants moyenés i_d et i_q

- des courants références moyenés i_d^* et i_q^*
- des signaux de commande p_d et p_q

Nous faisons varier la tension de référence v_{dc}^* , et le courant de référence i_d^* , pour que le réseau de neurones puisse apprendre la variation de la tension et du courant. La tension de v_{dc}^* varie de 300 à 600 Volts, et le courant i_d^* varie de -1 à -5 ampères. Les figures 4.15 montrent toutes les données du réseau de neurones.

Nous pouvons former une matrice d'apprentissage à partir de ces données. Alors, nous avons la matrice pour ce cas:

- la matrice d'entrées du réseau $P = [v_{dc}, v_{dc}]$.
- la matrice de sorties du réseau $T = [i_q]$.

4.4.1.2 Modélisation et préparation des données pour le remplacement de la commande

La figure 4.11 montre le système avec le régulateur de réseau de neurones à la place de la commande en bloc SIMULINK.

Les entrées sont les courants i_d , i_d^* , i_q , i_q^* , et les tensions v_d , v_q , v_{dc} , avec les sorties sont les deux signaux de commande p_d et p_q .

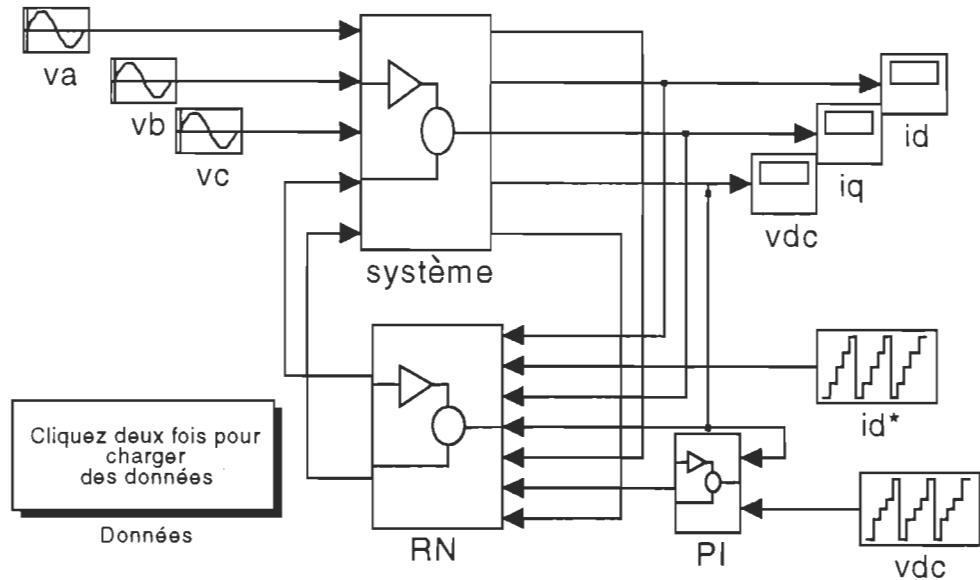


Figure 4.11 Remplacement de la commande

La première couche est une couche cachée, qui est connectée directement aux entrées. La figure 4.12 représente le modèle de réseau de neurones pour le remplacement de la commande en bloc SIMULINK.

Les matrices des données pour ce cas :

- la matrice d'entrées du réseau $P = [i_d, i_d^*, i_q, v_{dc}, v_d, i_q^*, v_q]$.
- la matrice de sorties du réseau $T = [p_d, p_q]$.

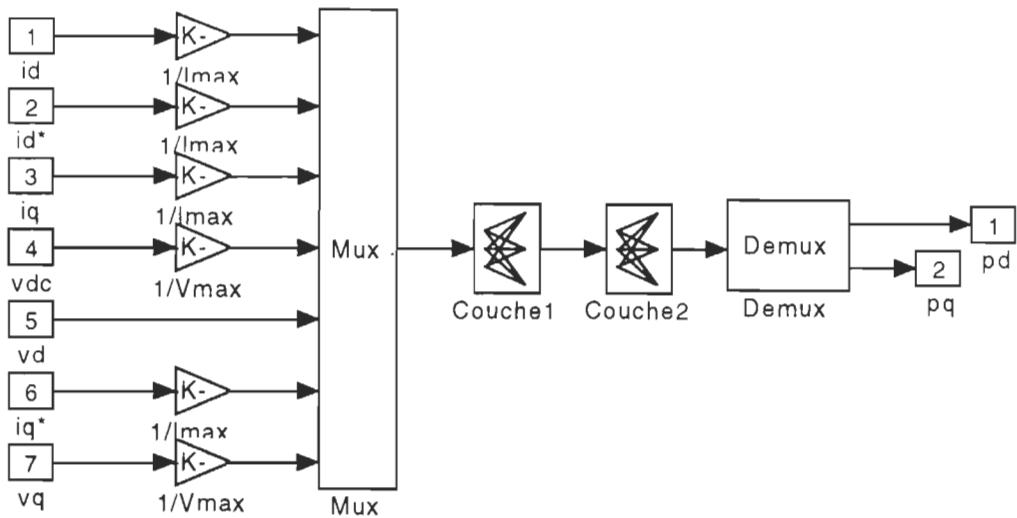


Figure 4.12 Réseau de neurones en bloc SIMULINK pour le remplacement de la commande

4.4.1.3 Modélisation et préparation des données pour le remplacement du PI et de la commande

Les figures 4.13 et 4.14 indiquent le système complet avec le régulateur de réseau de neurones et le schéma d'un réseau de neurones pour le remplacement du PI et de la commande en bloc SIMULINK.

Comme pour la modélisation dans le cas du remplacement de la commande, la première couche est une couche cachée, qui est connectée aussi directement aux entrées, sauf les entrées sont différentes et elles comportent des paramètres du système (i_d , i_d^* , i_q, v_{dc} , v_d , v_{dc}^* , v_q), avec les mêmes sorties, les signaux de commande p_d et p_q .

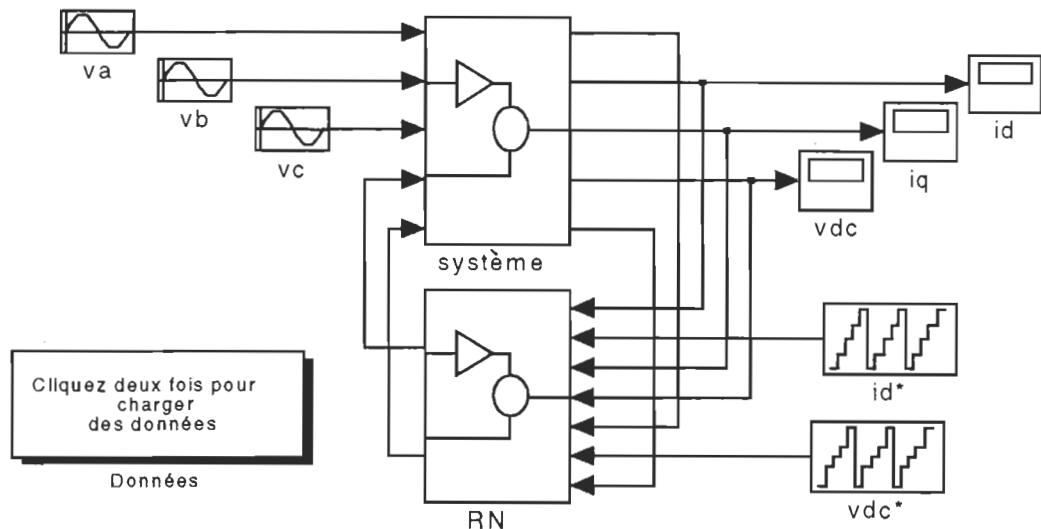


Figure 4.13 Remplacement du PI et de la commande

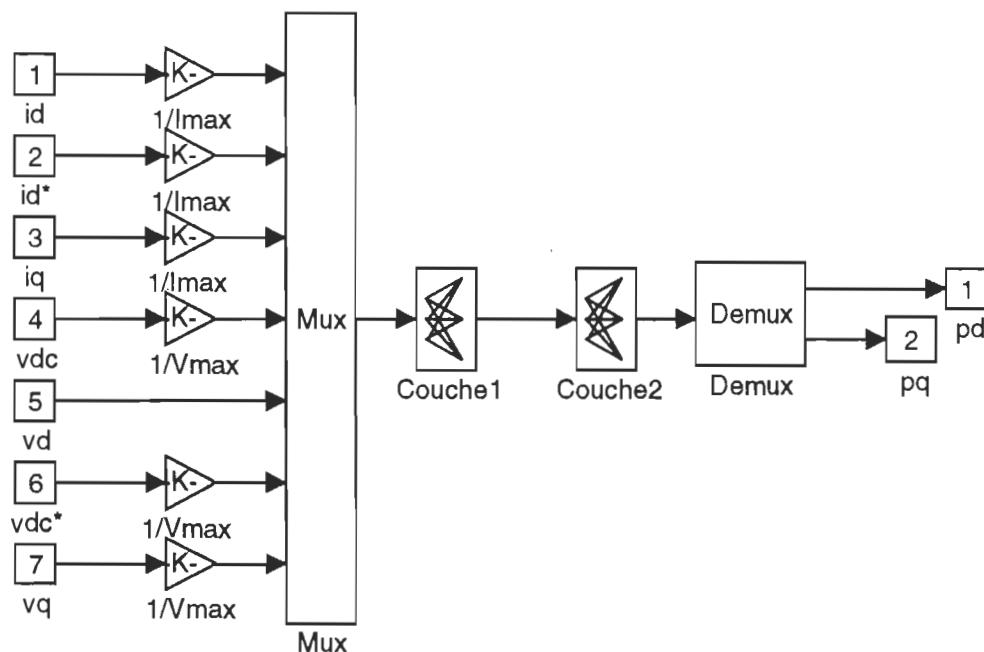
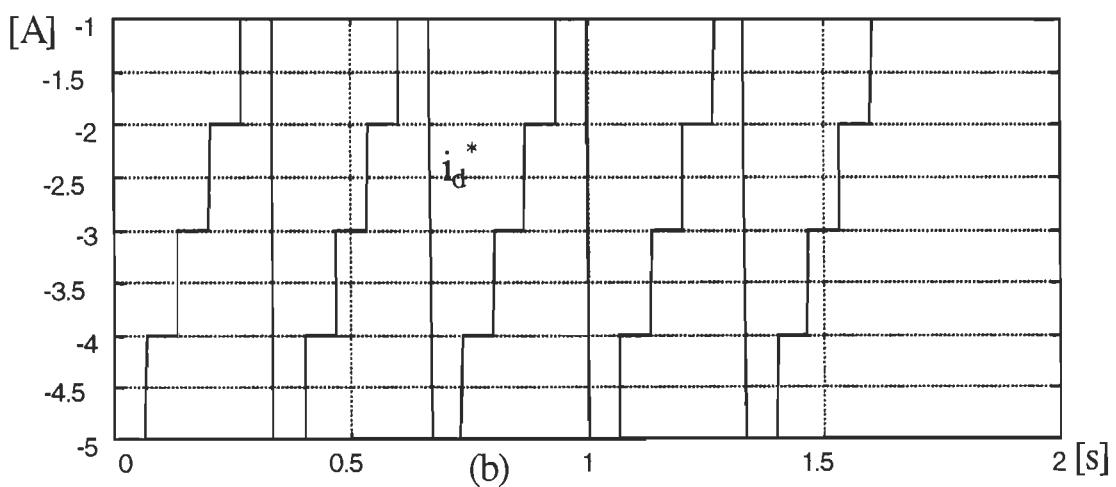
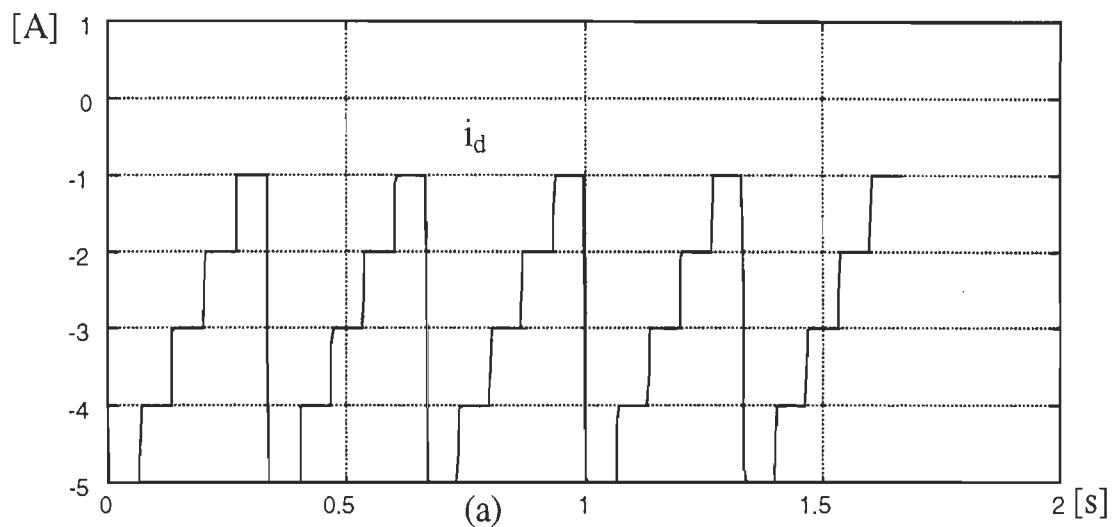


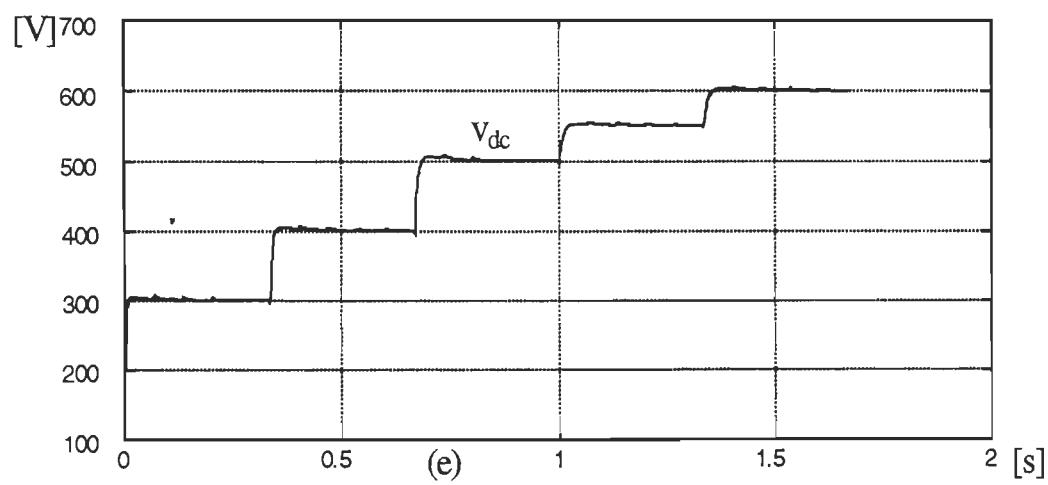
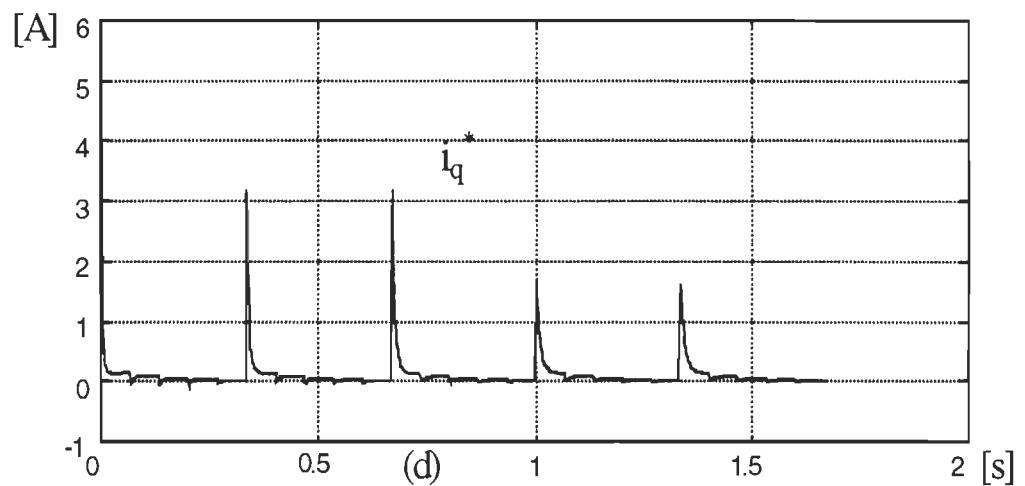
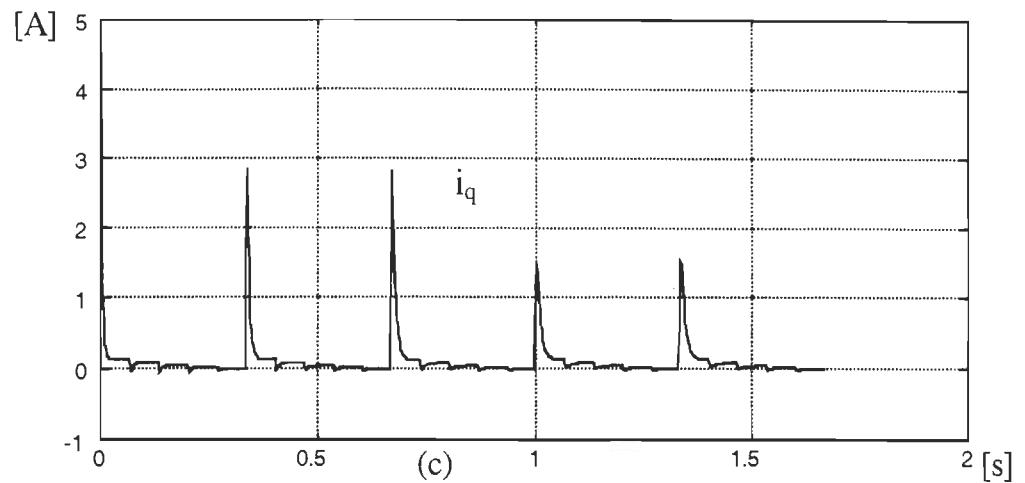
Figure 4.14 Réseau de neurones en bloc SIMULINK pour le remplacement du PI et de la commande

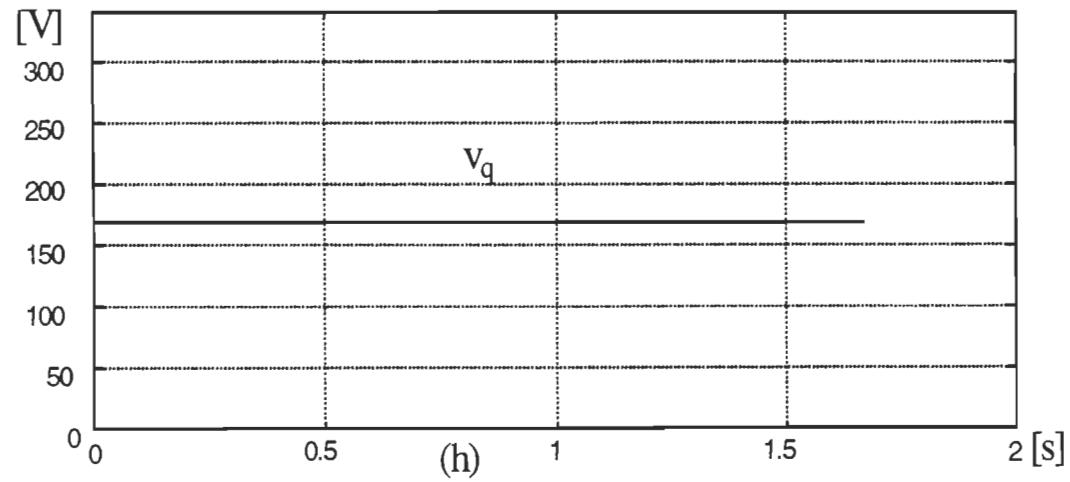
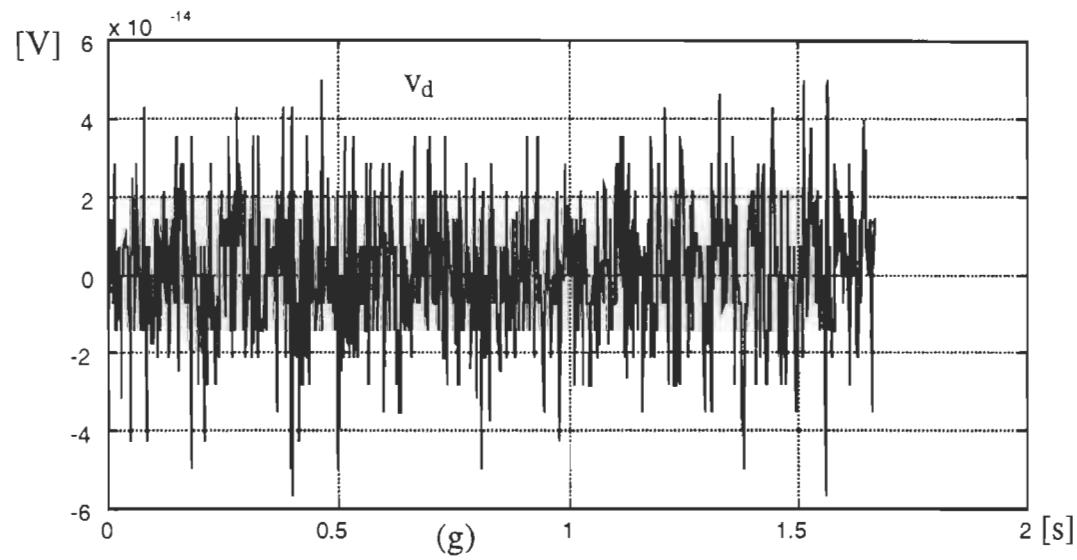
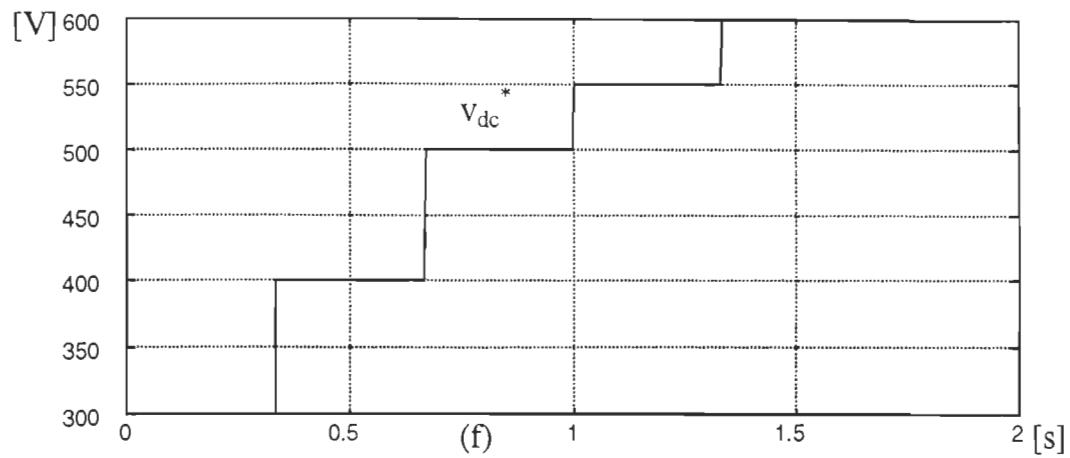
Nous pouvons alors définir la matrice pour le cas du PI et de la commande :

- la matrice d'entrées du réseau $P = [i_d, i_d^*, i_q, v_{dc}, v_d, v_{dc}^*, v_q]$.
- la matrice de sorties du réseau $T = [p_d, p_q]$.

Les figures des données sont :







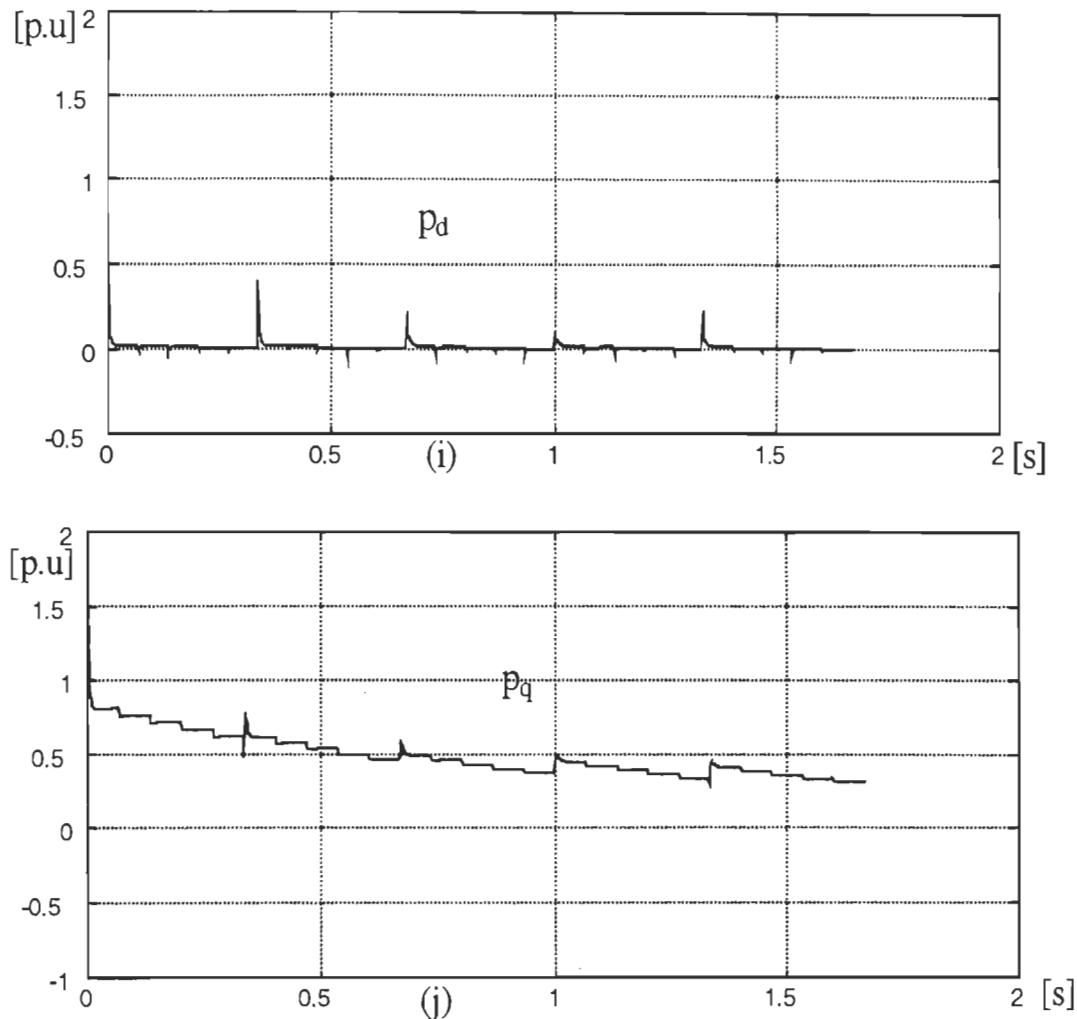


Figure 4.15 Données d'apprentissages de réseau de neurones

4.5 Procédure d'apprentissage

La structure d'un programme d'apprentissage utilisée dans l'apprentissage est disponible dans l'environnement Matlab. Il existe quelques étapes de l'apprentissage (voir Annexe I) :

- Le chargement des données d'apprentissage ;
- La normalisation des données par rapport à sa valeur maximale ;
- Le choix des nombres de neurones ;
- L'initialisation des poids ;
- Les choix des paramètres de l'algorithme ;
- L'appel de l'algorithme ;
- Le test avec les valeurs apprises ;
- La sauvegarde des valeurs d'apprentissage.

La sauvegarde des valeurs d'apprentissage est faite automatiquement si l'erreur globale est inférieure à la valeur de l'erreur fixée. Donc nous pouvons arrêter l'apprentissage, mais sinon, nous devons continuer, en prenant les valeurs de la dernière itération jusqu'à ce que la condition ci-dessus soit vérifiée.

4.6 Résultats obtenus

Nous avons effectué les apprentissages de réseaux de neurones pour trois possibilités de cas afin de remplacer le régulateur classique conçu. En premier lieu, nous montrons les résultats de la simulation en modèle d-q après les apprentissages.

4.6.1 Résultats obtenus en modèle d-q pour les trois cas

- **Cas avec le remplacement du PI**

Nous présentons les variations données comme les perturbations aux courants i_d , i_q et la tension v_{dc} pour montrer si le réseau de neurones apprend bien ou non les références.

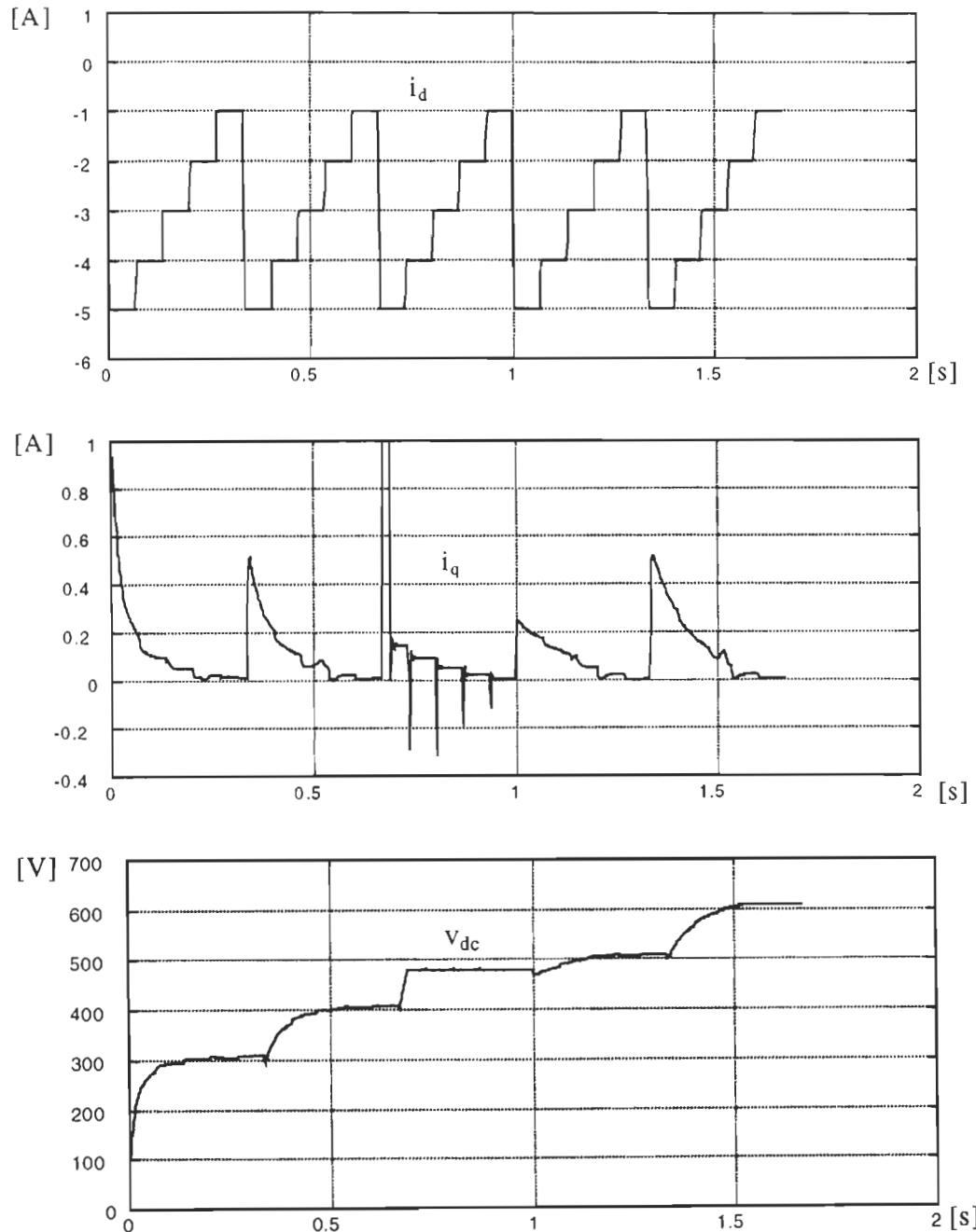


Figure 4.16 Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement du PI en modèle d - q

En générale dans l'application, les tensions et les courants ne varient pas fréquemment et fonctionnent avec le temps plus long. La figure 4.16 montre les résultats avec les valeurs apprises pour les courants i_d , i_q et la tension v_{dc} . Ce réseau converge aux erreurs 0.01 après 16000 itérations (dans l'apprentissage, les polarisations et les poids initiaux sont aléatoires).

Nous remarquons que pour le premier cas, le réseau de neurones ne généralise pas bien. La tension v_{dc} ne suit pas les références. Ceci peut être expliqué par la grande variation des valeurs de la matrice d'entrées et de la matrice de sorties qui sont très remarquées. Donc le réseau de neurones n'apprend pas bien.

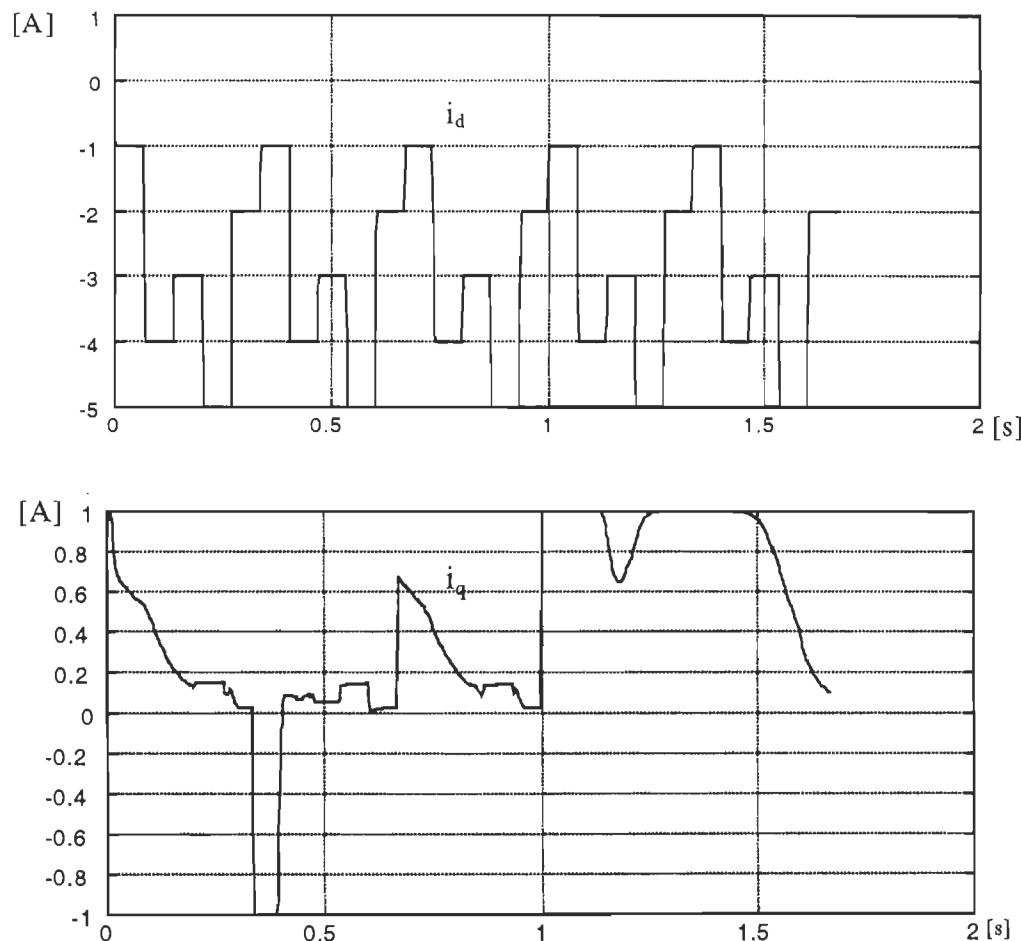


Figure 4.17 Courant i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement du PI en modèle d - q

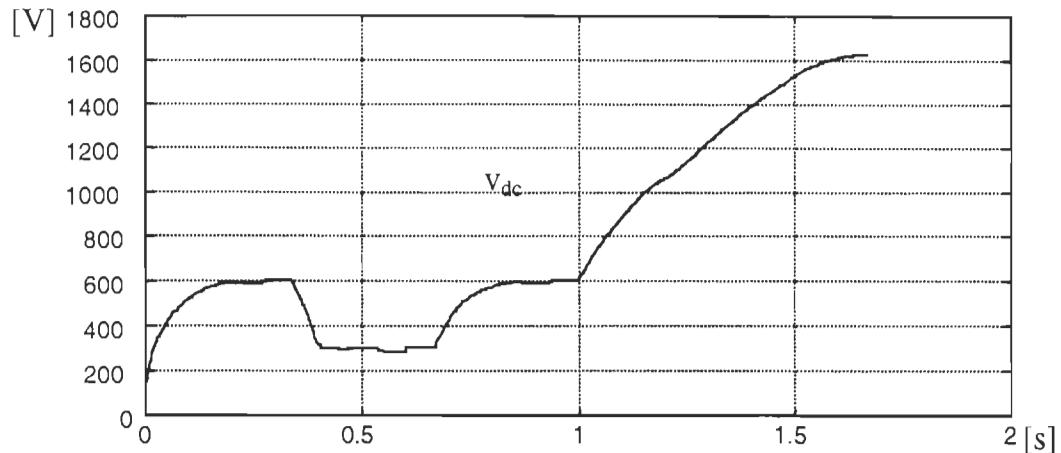


Figure 4.17 (Suite)

La figure 4.17 montre le résultat pour le cas du PI avec les valeurs non apprises pour les courants i_d , i_q et la tension v_{dc} .

Le système ne suit pas les valeurs désirées, surtout pour la tension v_{dc} désirée. Ce qui implique que le système n'est pas stable du tout.

- Cas avec le remplacement pour la commande

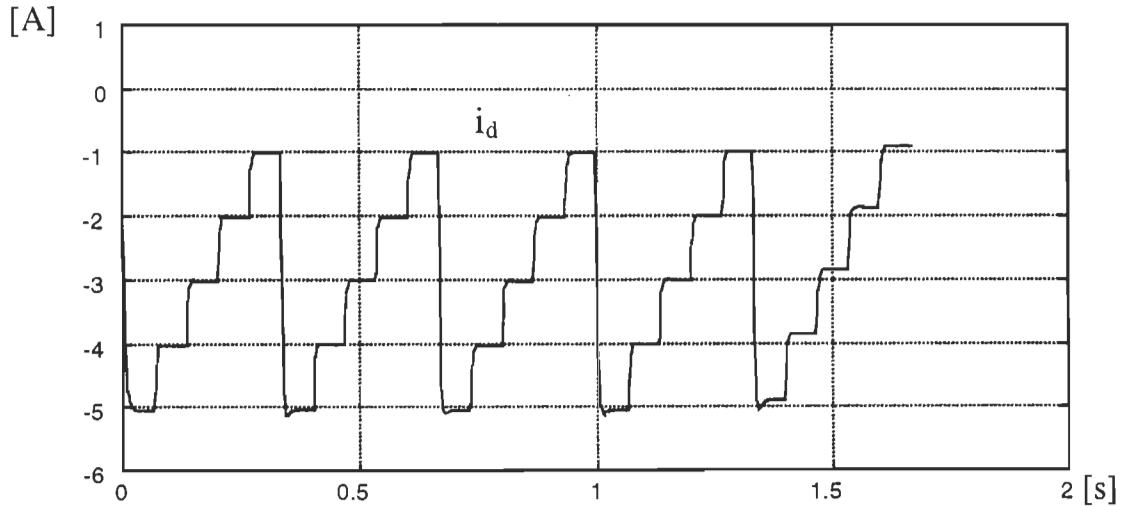


Figure 4.18 Courant i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement pour la commande en modèle d - q

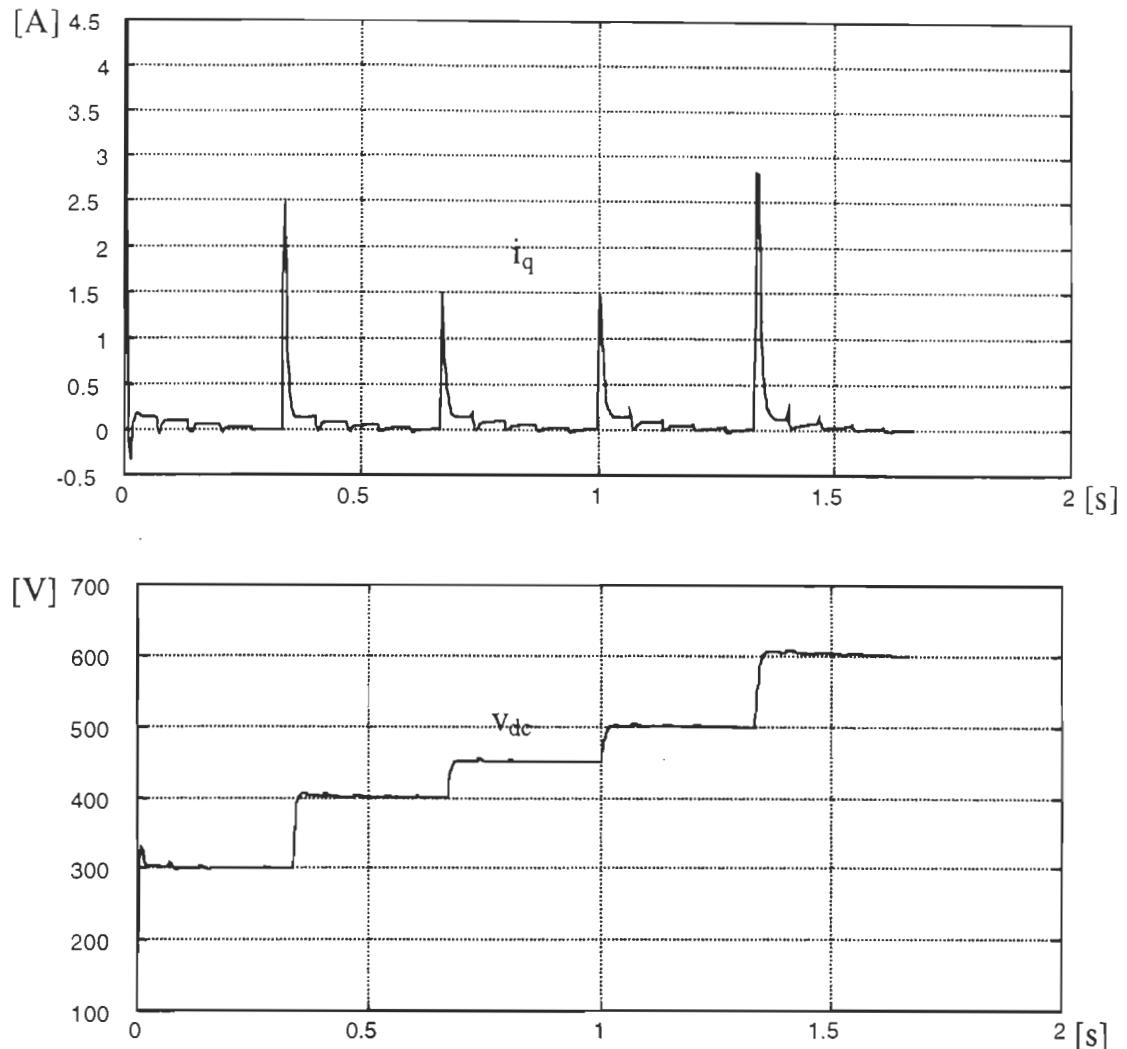


Figure 4.18 (Suite)

La figure 4.18 nous montre les résultats d'apprentissage avec les valeurs apprises pour les courants i_d , i_q , et la tension v_{dc} . Le résultat obtenu pour le deuxième cas est très stable. Il n'y a pas des oscillations produites.

Le système est très stable, et il répond bien aux références données. Il converge à une erreur quadratique totale de 0.01 après 5400 itérations.

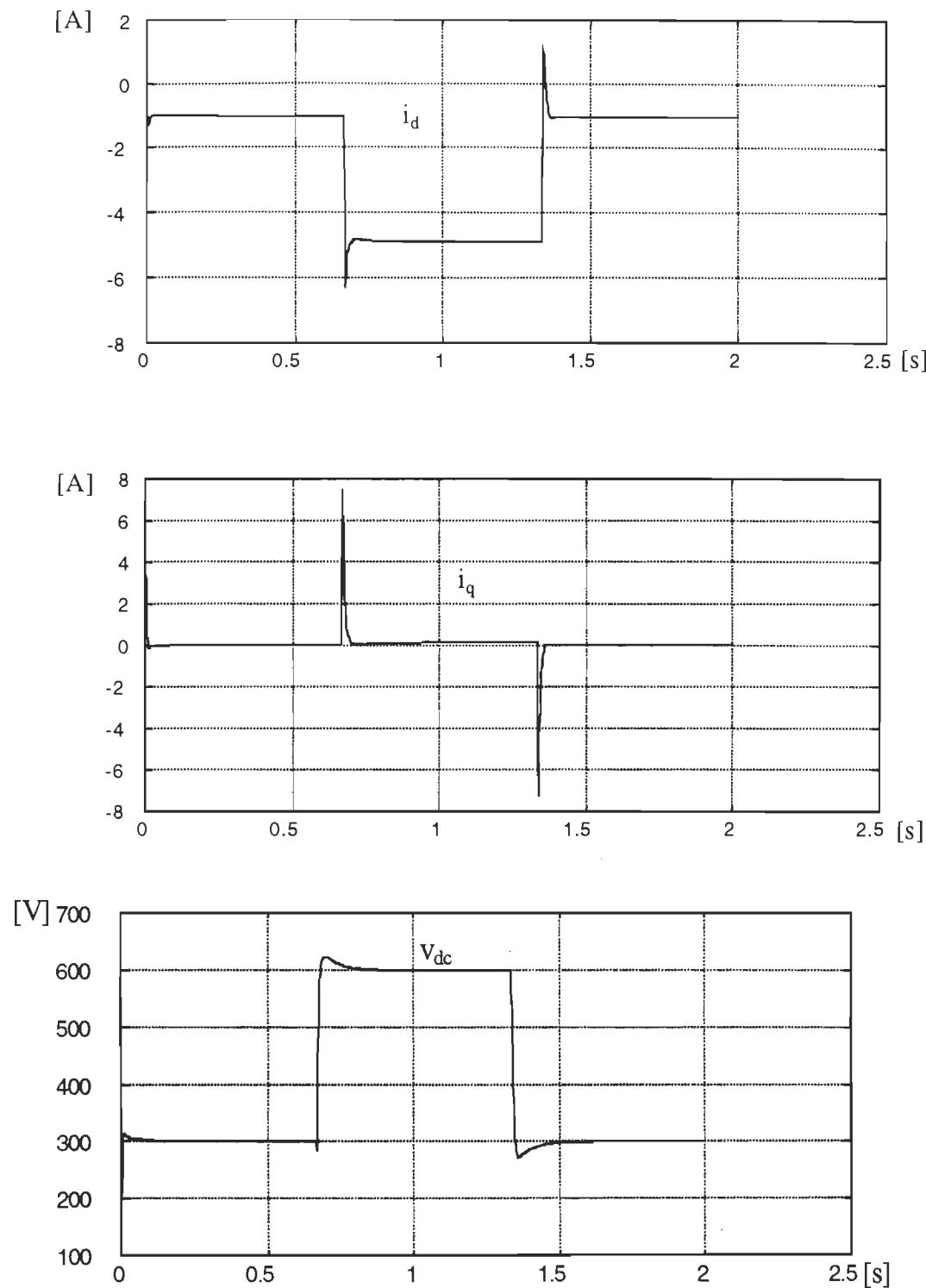


Figure 4.19 Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement pour la commande en modèle d - q

La figure 4.19 montre le résultat pour le cas de la commande avec les valeurs non apprises pour les courants i_d , i_q et la tension v_{dc} .

Même avec les valeurs non apprises, et avec la variation de la tension v_{dc} , le système suit toujours les références désirées. Ce qui implique que le système est très stable.

- Cas avec le remplacement pour le PI et la commande

La figure 4.20 nous montre les résultats d'apprentissage avec les valeurs apprises pour les courants i_d , i_q , et la tension v_{dc} pour ce cas.

Ce réseau converge plus facilement par rapport aux autres cas. Il converge à une erreur quadratique totale de 0.01 après seulement 3200 itérations. La convergence rapide peut aussi interférer la stabilité du réseau de neurones, comme nous pouvons remarquer à la fin de l'apprentissage des valeurs. Les petites oscillations se produisent.

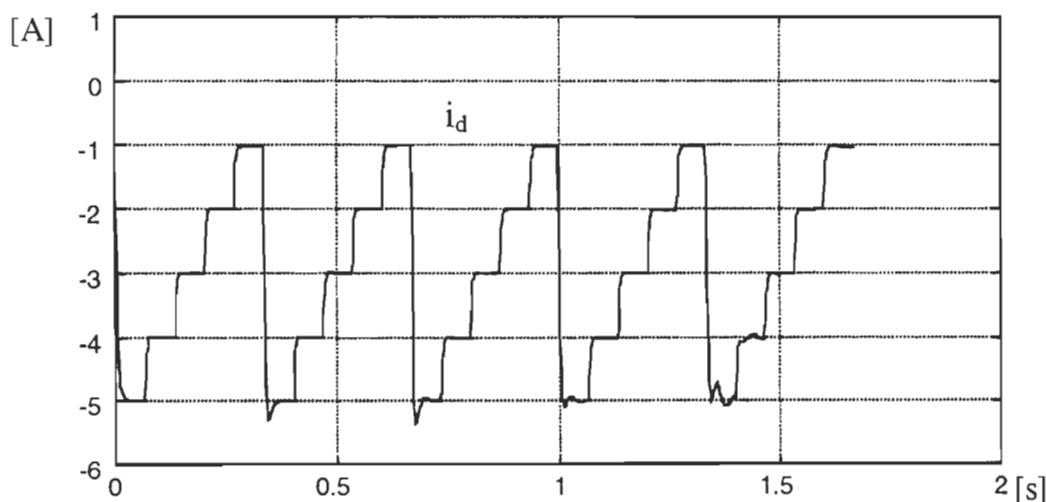


Figure 4.20 Courant i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement pour le PI et la commande en modèle d - q

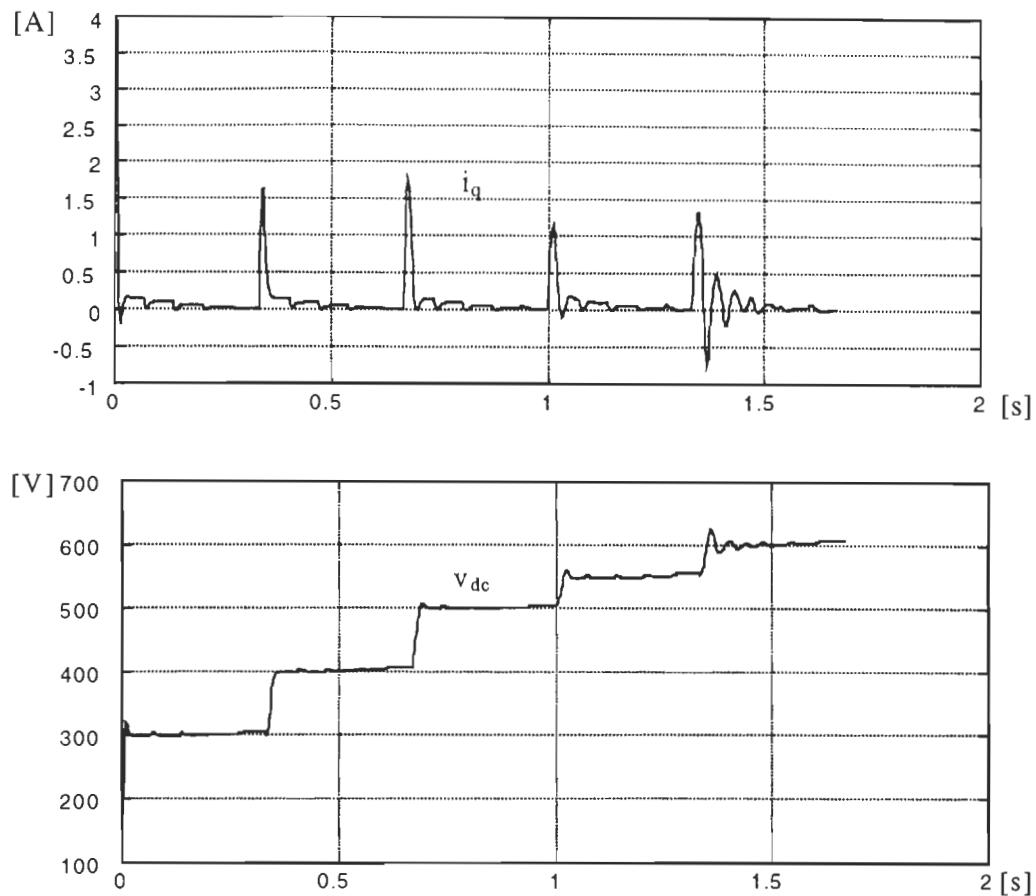


Figure 4.20 (Suite)

Le réseau de neurones généralise moins bien par rapport au cas du remplacement pour la commande. Le courant i_q produit des petites perturbations et la tension v_{dc} possède des oscillations à la fin de la simulation. Donc ce système est moins stable par rapport au remplacement pour la commande.

La figure 4.21 montre le résultat avec les valeurs non apprises pour les courants i_d , i_q et la tension v_{dc} pour le cas du PI et de la commande.

Nous pouvons remarquer aussi qu'avec les valeurs non apprises, la tension v_{dc} possède des oscillations comme pour les valeurs apprises en montant, et il n'y a pas d'oscillations en descendant parce que le courant i_d monte. Donc la stabilité dépend de la tension v_{dc} et du courant i_d .

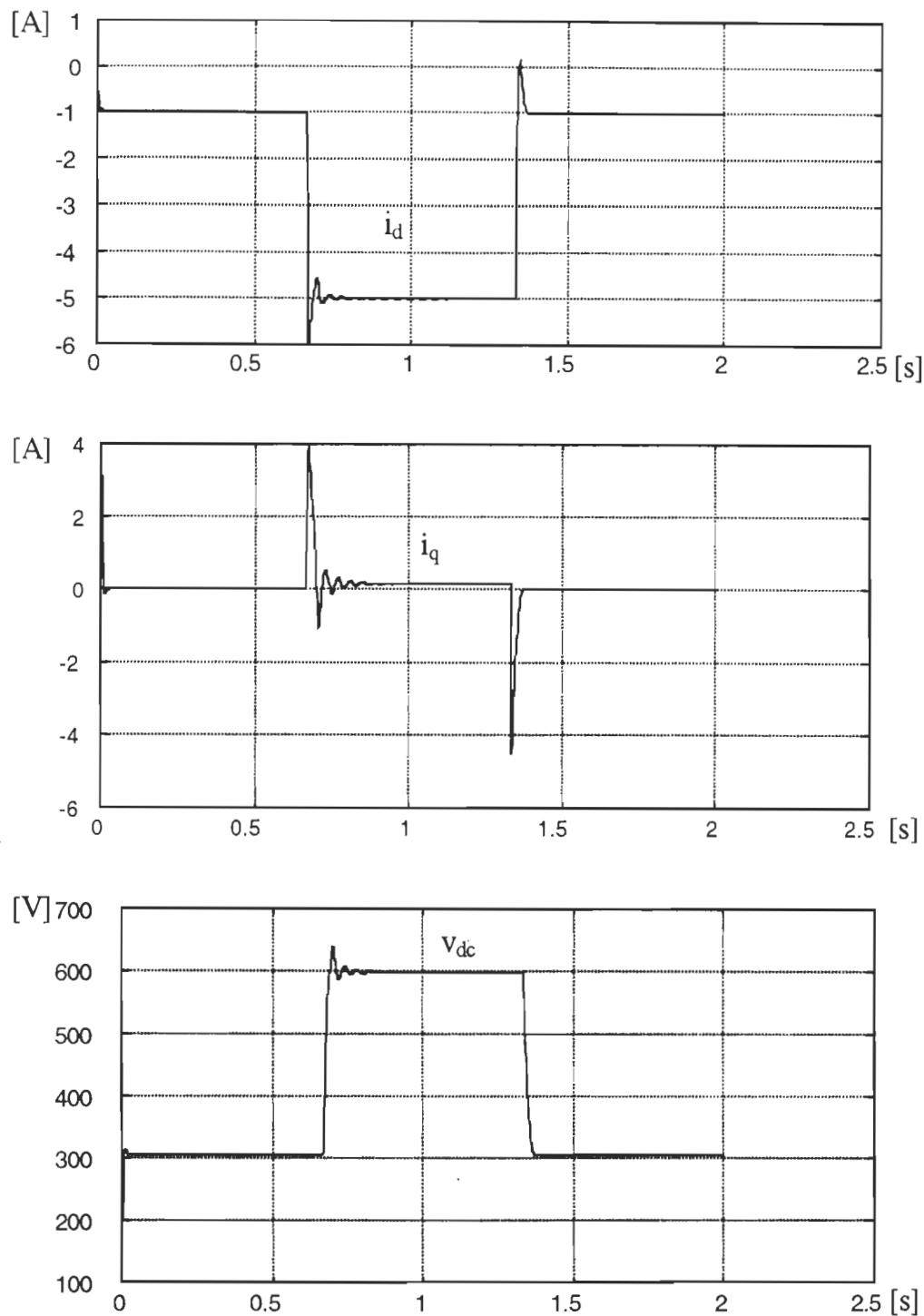


Figure 4.21 Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement pour le PI et la commande en modèle d - q

4.6.2 Les résultats obtenus en modèle en mode de commutation après l'apprentissage

En deuxième temps, nous avons fait les apprentissages de réseaux de neurones et le simulé en modèle en mode de commutation. Le premier cas montré au modèle d-q ne nous intéresse plus, puisque le système n'est pas stable et ne peut pas supporter les perturbations. Donc, pour le modèle en mode de commutation, nous appliquons les variations pour le courant i_d et la tension v_{dc} aux deux autres cas du système.

- Cas avec le remplacement pour la commande

Figure 4.22 nous montre les résultats d'apprentissage avec les valeurs apprises pour les courants i_d , i_q , et le courant triphasé i_{abc} et la tension v_{dc} pour ce cas. Le courant triphasé est bien sinusoïdal.

Pour ce cas, la convergence est atteinte aux erreurs 0.001 avec de 14200 itérations.

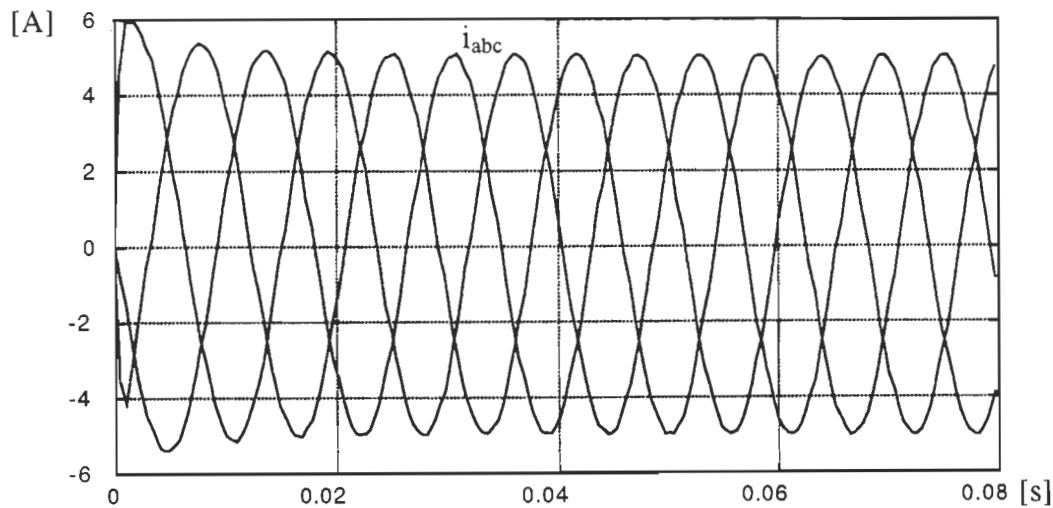


Figure 4.22 Courants triphasés avec la fréquence 60 Hz, courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement pour la commande en modèle en mode de commutation

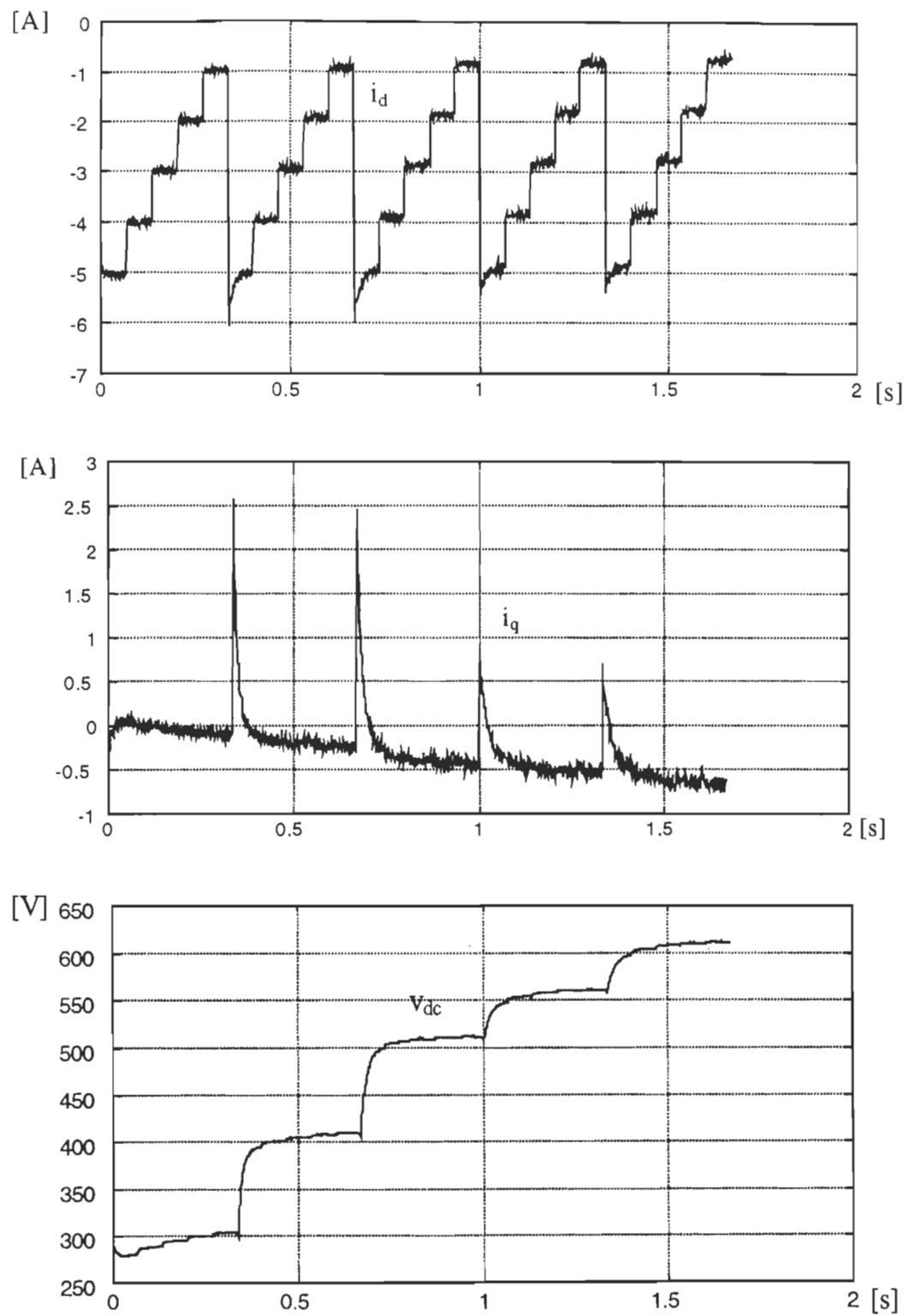


Figure 4.22 (Suite)

Pour ce cas avec le modèle en mode de commutation, le réseau de neurones a bien appris les valeurs données. Il suit bien les références désirées i_d et v_{dc} comme le cas du modèle. Nous avons aussi donné les variations brusques pour la tension v_{dc} . Avec les valeurs non apprises, le système reste stable, sauf aux changements brusques des consignes, le temps nécessaire est long pour la tension v_{dc} afin d'arriver au régime permanent (figure 4.23).

La figure 4.23 montre le résultat avec les valeurs non apprises pour les courants i_d , i_q et la tension v_{dc} pour le cas de la commande.

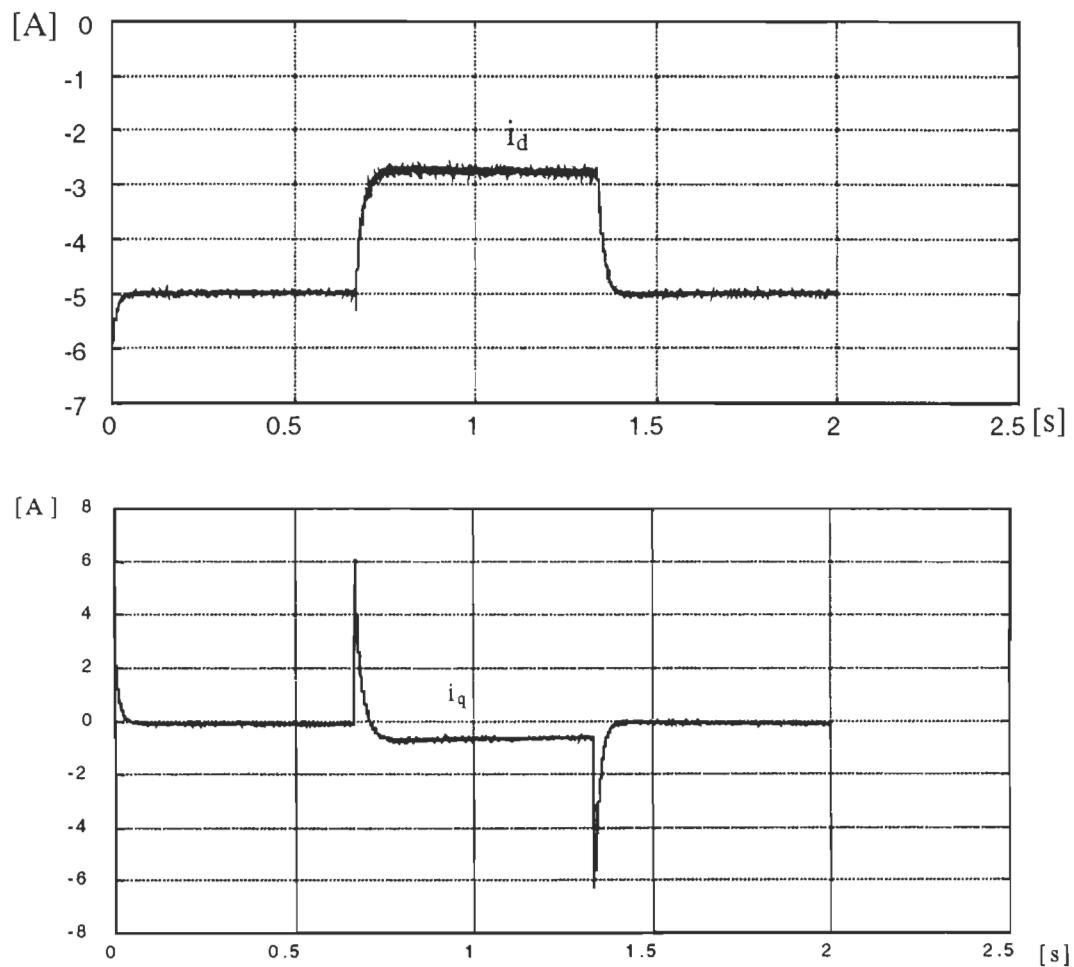


Figure 4.23 Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement pour la commande en modèle en mode de commutation

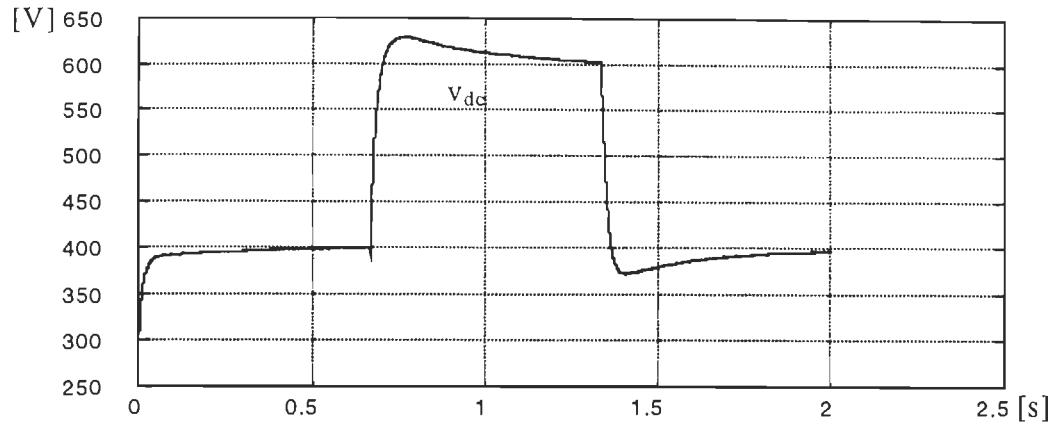


Figure 4.23 (Suite)

- Cas avec le remplacement pour le PI et la commande

Les résultats d'apprentissage avec les valeurs apprises pour les courants i_d , i_q , et le courant triphasé i_{abc} et la tension v_{dc} pour le cas du PI et de la commande sont montrés à la figure 4.24. Pour ce cas, la convergence est atteinte aux erreurs 0.001 avec moins de 8000 itérations.

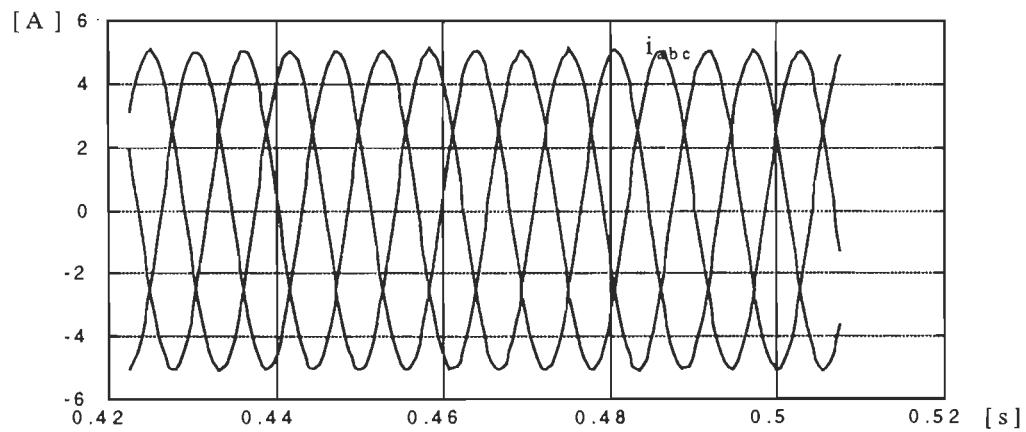


Figure 4.24 Courants triphasés i_{abc} avec la fréquence 60Hz, courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs apprises, le remplacement pour le PI et la commande en modèle en mode de commutation

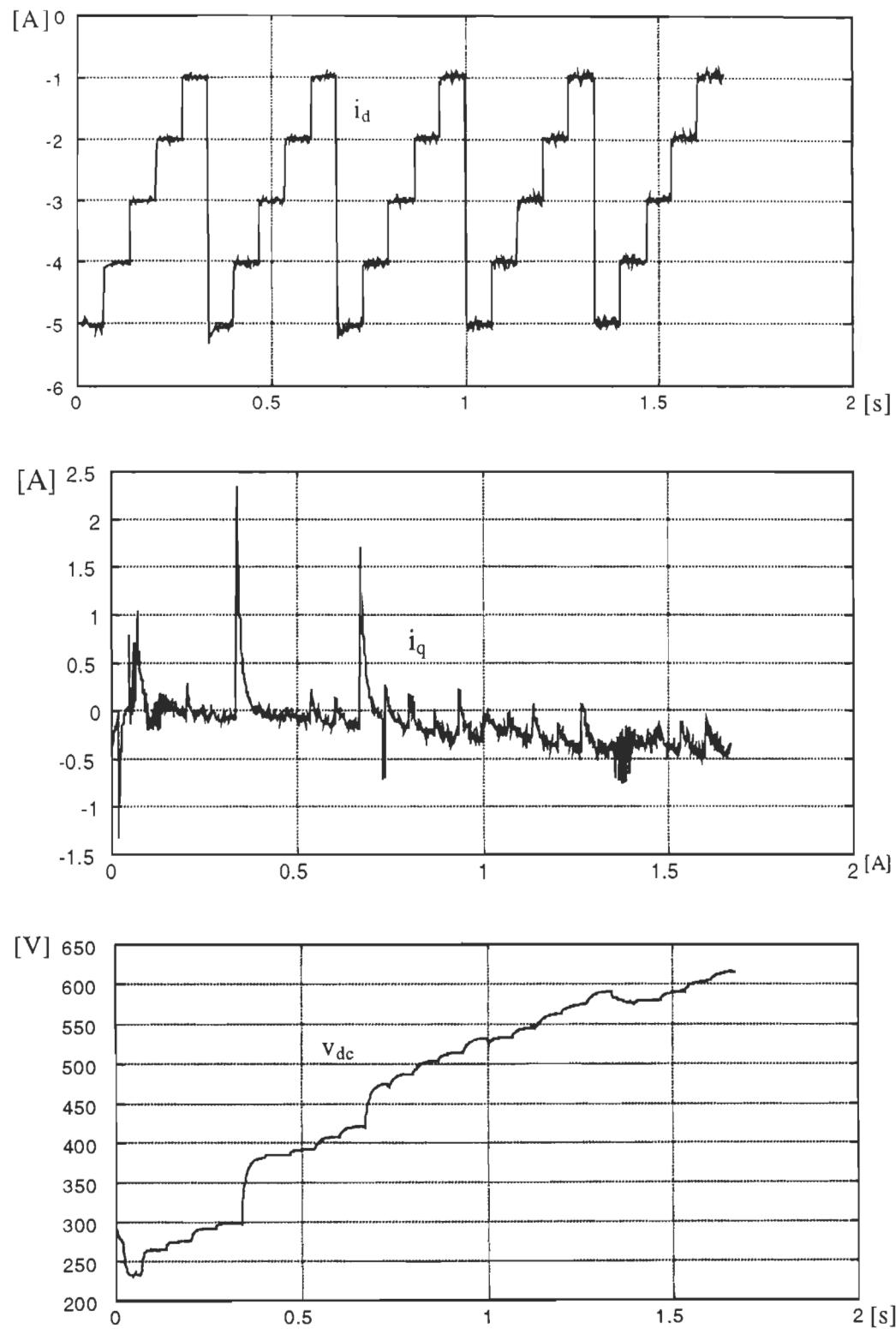


Figure 4.24 (Suite)

Vu le résultat pour la tension v_{dc} , le réseau de neurones n'a pas bien appris les valeurs données (figure 4.24), le courant i_q possède plus de perturbations par rapport au cas de la commande. Avec les valeurs apprises, le système n'est pas stable.

Par contre, pour les résultats du système avec les valeurs non apprises, montrés à la figure 4.25, le courant i_q ne possède pas de perturbations et la tension v_{dc} est stable.

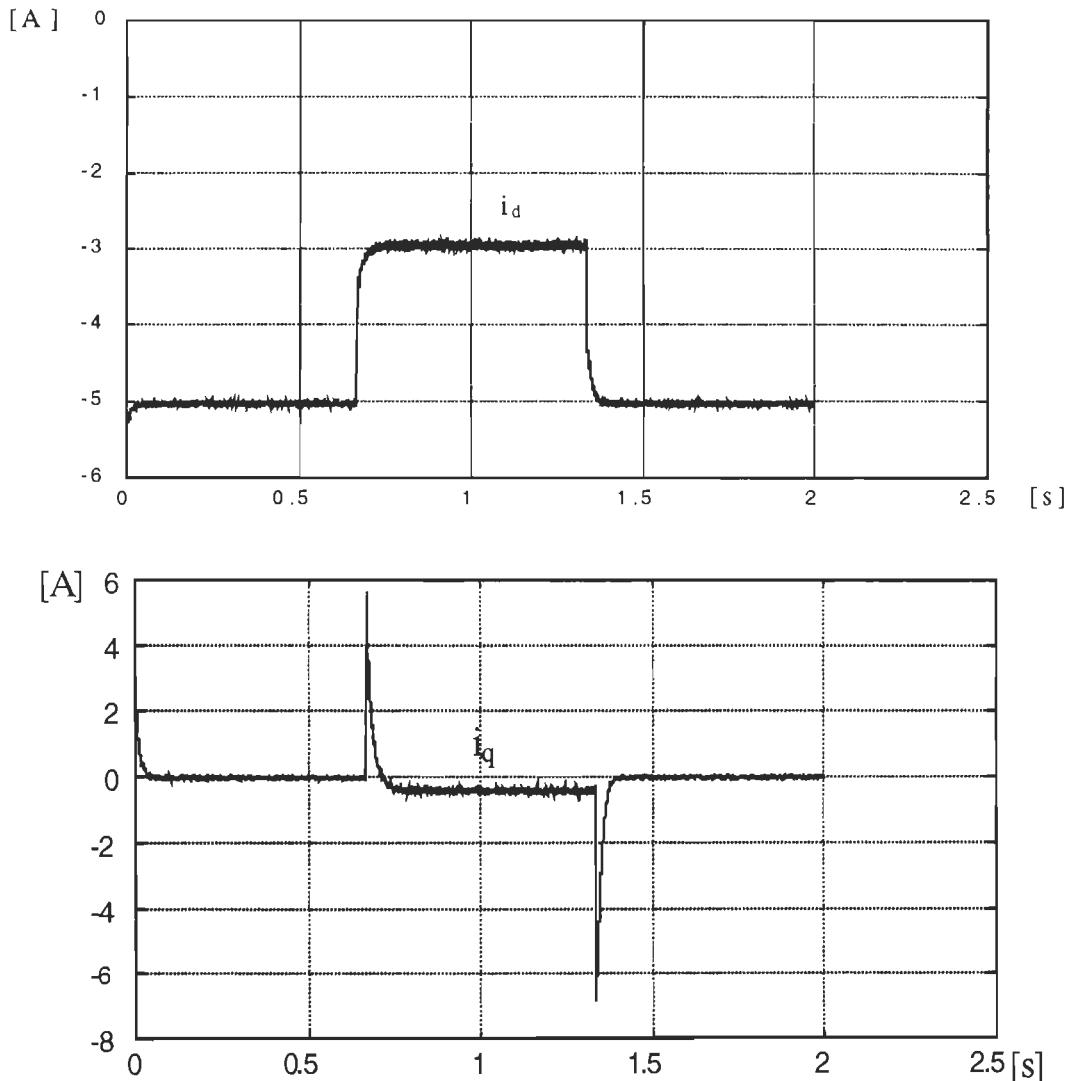


Figure 4.25 Courants i_d , i_q et tension v_{dc} avec les valeurs non apprises, le remplacement pour le PI et la commande en modèle en mode de commutation

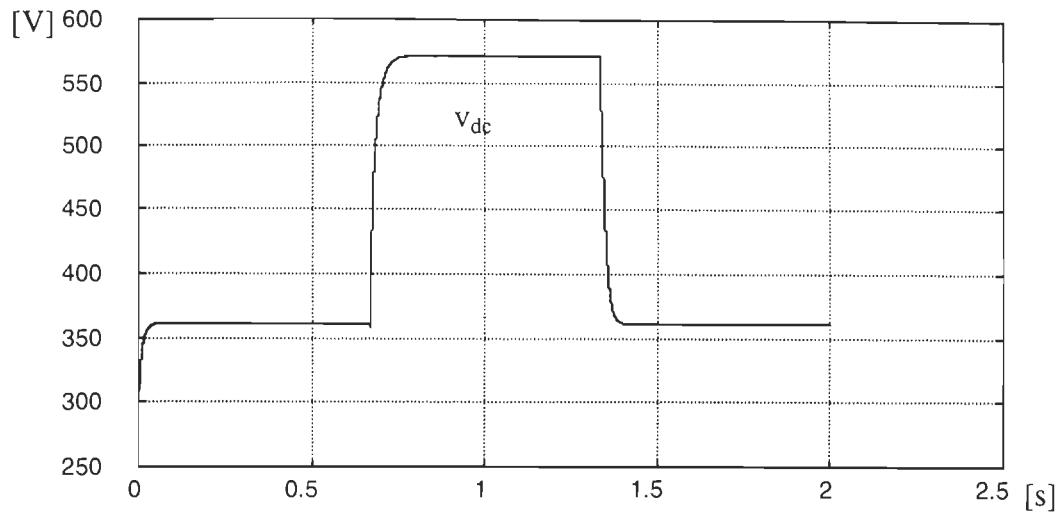


Figure 4.25 (Suite)

La valeur de la tension v_{dc} pour le remplacement de la commande et du PI n'atteint pas la valeur désirée mais elle est stable (figure 4.25). Ceci est probablement causé par la précision des erreurs désirées, puisque l'apprentissage pour ce cas converge plus rapidement par rapport aux cas pour le remplacement du PI et pour le remplacement de la commande.

Considérant les résultats obtenus, il apparaît qu'une étude plus approfondie sur la stabilité du système et ses applications dans le domaine de l'électronique de puissance, relativement aux régulateurs de réseau de neurones pourrait faire l'objet d'un travail ultérieur.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait le remplacement du régulateur conçu au chapitre 3 avec ceux des réseaux de neurones.

Les apprentissages de réseau de neurones pour les trois possibilités de cas ont été effectués :

- Le premier cas, le cas pour le remplacement du PI avec le régulateur de réseau de neurones ne fait pas le système stable. Les résultats montrent que le réseau de neurones pour ce cas, ne peut pas poursuivre les valeurs non apprises.
- Le deuxième cas, le remplacement de la commande, nous montre que le système est stable et répond bien aux références que nous désirons, avec ou sans les valeurs apprises, quelque soient les valeurs données.
- Le troisième cas, pour le remplacement de la combinaison du PI et de la commande, nous a montré que le réseau de neurones ne généralise pas bien les valeurs données. Il reste stable avec les valeurs non apprises, mais il n'atteint pas les valeurs désirées.
- Nous avons limité le fonctionnement du système sur l'intervalle [-5A à 5A] pour le courant désiré i_d et sur l'intervalle [300V à 600V] pour la tension désirée v_{dc} .

Vu les résultats obtenus, surtout pour le deuxième et le troisième cas, nous avons la possibilité de remplacer le régulateur classique conçu à la méthode de la linéarisation d'entrée – sortie, en cascade avec le PI.

CHAPITRE 5

VALIDATION EXPÉRIMENTALE SUR DSP

5.1 Introduction

La validation de l'étude se fait avec l'expérimentation du système. Elle est effectuée aussi pour comparer la performance des régulateurs conçus en implantant le système dans le DSP ('Digital Signal Processing').

Le DSP possède plusieurs caractéristiques et instructions qui permettent de donner la simplicité et la rapidité dans les calculs d'un certain problème. Comme il est compatible avec le logiciel SIMULINK, alors il peut être aussi capable d'effectuer la validation d'un système modélisé dans ce logiciel. Cela veut dire que nous pourrions transférer directement le schéma bloc de SIMULINK au DSP et le connecter avec le module du DSP.

Avec ses nombreux caractéristiques, le DSP est une option intéressante pour valider les systèmes linéaires ou non - linéaires.

Nous avons un système qui est comme un système linéarisé par la méthode de linéarisation d'entrée – sortie, et le réseau de neurones qui est un système linéaire.

La validation de la conception des régulateurs et les résultats de la simulation sont étudiés dans ce chapitre.

5.2 Description du DSP

Le DSP est un microprocesseur spécialisé en vue de la performance pour l'application au traitement de signal numérique. La définition informelle concernant ce DSP est une opération mathématique, appliquée aux signaux numériques. Les signaux sont représentés numériquement comme les séquences d'échantillons, et souvent ces échantillons sont obtenus à partir des signaux analogiques qui sont passés par la suite dans un transducteur et à la fin dans un convertisseur analogique – numérique.

Avantages du DSP

- Le DSP possède quelques avantages par rapport au circuit analogique. C'est que le DSP est capable de traiter une opération à moindre coût que dans le cas du traitement au moyen du signal analogique.
- Le DSP est moins sensible à la condition environnementale et plus particulièrement il n'est pas influencé par la température comme le circuit analogique peut l'être.
- Le DSP est très stable; s'il fonctionne bien, la composante numérique produit toujours les mêmes sorties pour les mêmes entrées.

Caractéristiques du DSP

Le nombre de caractéristiques est le même pour tous les systèmes DSP, comme par exemple l'algorithme, la vitesse d'échantillon, la vitesse d'horloge et le type d'arithmétique.

- **Algorithme**

Le système de DSP est souvent caractérisé par l'algorithme utilisé, mais il n'est pas spécifié par son implémentation. La technologie d'implémentation est déterminée par la vitesse nécessaire et la précision d'arithmétique.

- **Fréquence d'échantillonnage**

La caractéristique importante du DSP est la fréquence d'échantillonnage. Combinée avec la complexité de l'algorithme, la vitesse d'échantillonnage détermine la rapidité de la technologie d'implantation. Le DSP peut utiliser plus d'une vitesse d'échantillonnage, connue sous le nom de DSP plusieurs - vitesses.

- **Vitesse d'horloge**

Le système électronique numérique est souvent caractérisé par les vitesses d'horloge. Pour le système DSP, le rapport entre la vitesse d'horloge et la vitesse d'échantillonnage est une caractéristique plus importante utilisée pour déterminer la méthode d'implantation du système. Et la relation entre les deux détermine le nombre de matériaux nécessaire pour planter un algorithme.

- **Type d'arithmétique**

Les opérations arithmétiques comme l'addition et la multiplication sont trouvées dans le centre de l'algorithme du système de DSP. Ces opérations de représentation et le type d'arithmétique utilisées peuvent avoir une influence profonde sur le comportement et la performance du système DSP.

5.3 Schéma complet d'expérimentation

Nous employons quelques modules dans cette expérimentation qui sont décrits ci-dessous :

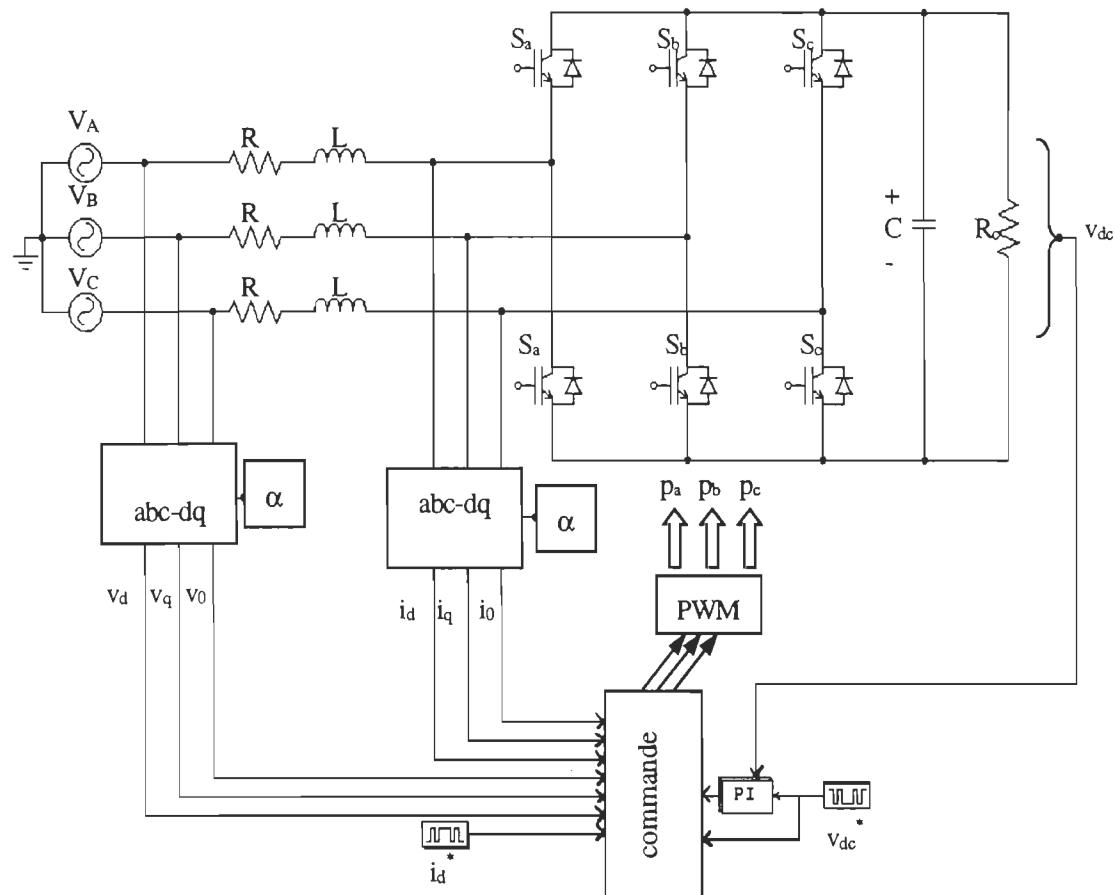


Figure 5.1 Montage pratique au complet

5.3.1 Tableau des paramètres utilisés

Tension de Source, V_A , V_B , V_C	25V +10% - 15%
Inductance, L_f	40 mH
Résistance, R_f	1 Ω
Fréquence de fonctionnement, f_s	60 Hz
Capacité de Sortie, C_s	15.4e-5 F
Résistance de charge, R_{ch}	200 Ω
Fréquence de modulation, f_m	1500 Hz

Tableau 5.1 Paramètres du montage

5.3.2 Convertisseur

Le convertisseur utilisé est un redresseur triphasé, constitué de six IGBT.

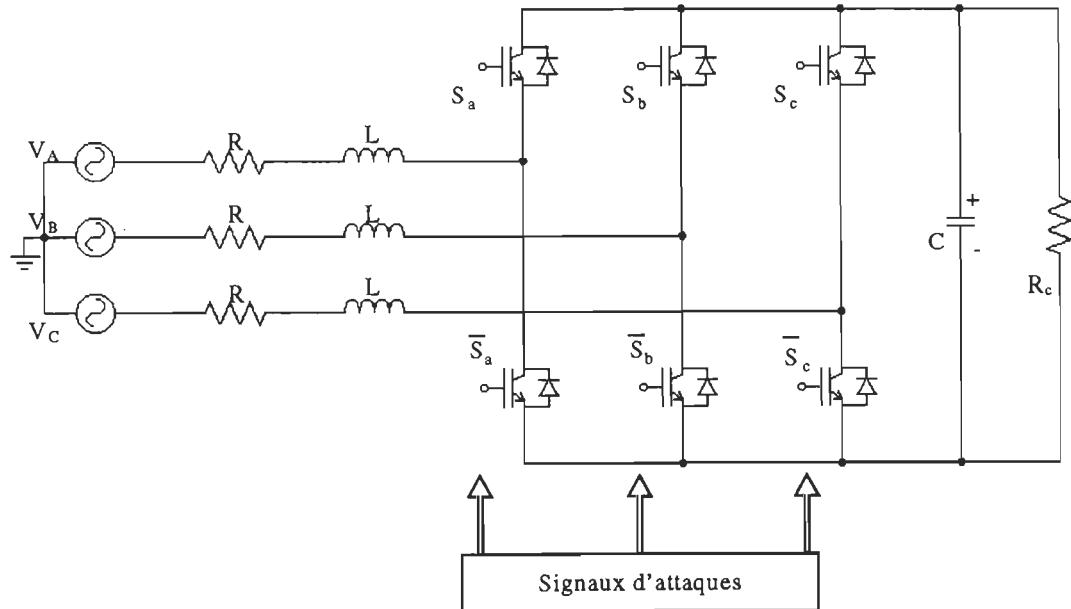


Figure 5.2 Schéma du convertisseur avec les signaux d'attaques

L'utilisation de l'IGBT ou GTO à l'expérimental ne change pas les résultats de la simulation. Ce qui est important dans ce travail, c'est que le convertisseur doit être en commutation forcée, ce qui veut dire l'ouverture et la fermeture des interrupteurs sont commandées. La figure 5.2 montre le schéma du convertisseur avec les signaux d'attaques.

5.3.3 Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI)

Le circuit de MLI doit être conçu à partir d'un circuit intégré. Nous devons monter ce circuit à l'aide du circuit intégré de type comparateur LM339N (3 comparateurs). Les signaux de commande sont comparés avec les signaux en dents de scie. À la sortie, nous obtenons les signaux carrés, pour commander les interrupteurs de convertisseur. La figure 5.3 montre le schéma de MLI.

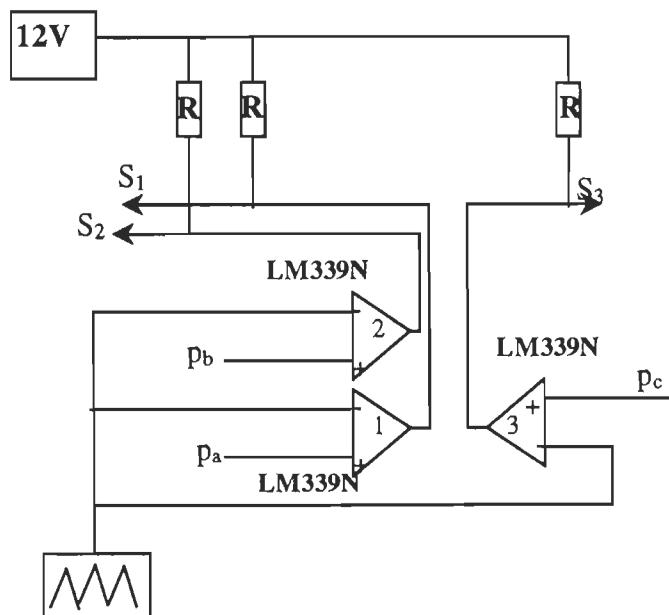


Figure 5.3 Schéma de MLI

Ce MLI est constitué d'un circuit intégré LM339N qui contient 4 comparateurs. A chaque sortie, nous avons connecté une résistance pour protéger des surtensions. Chaque signal de la commande p_a , p_b , p_c est comparé par rapport au signal triangulaire.

5.3.4 Régulateur

Le circuit du régulateur est fait à partir de SIMULINK. En fait, nous pouvons implanter directement un circuit conçu sur l'environnement de SIMULINK. Le DSP (TMS320C40) est compatible avec SIMULINK. La figure 5.4 montre les signaux d'entrées et les signaux de sorties du régulateur.

Les entrées et les sorties sont connectées directement aux entrées et aux sorties du DSP.

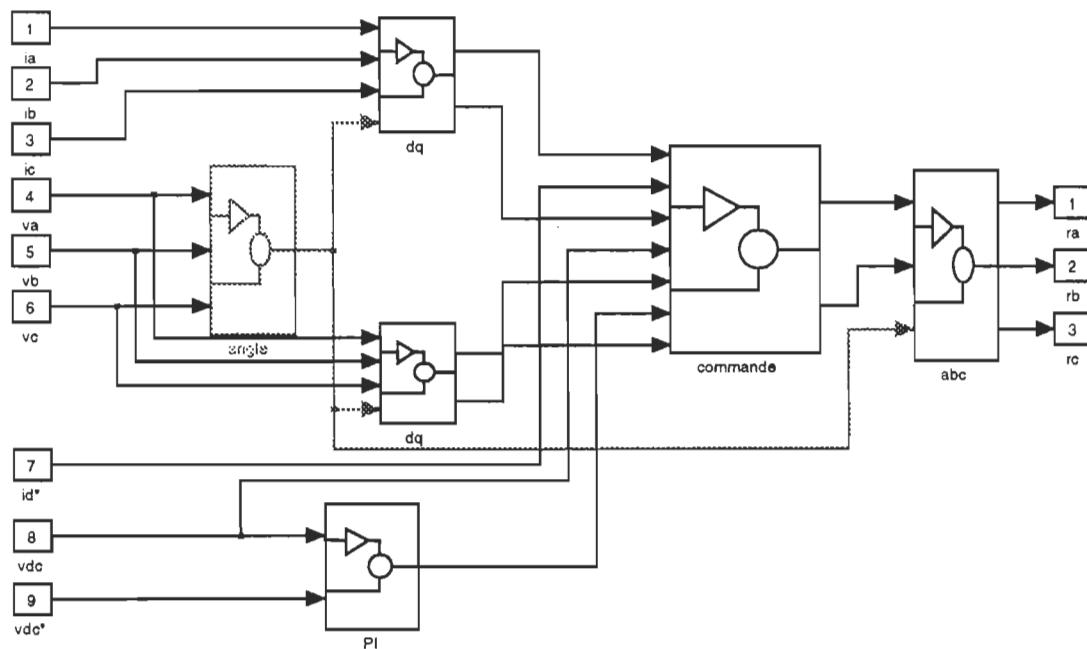


Figure 5.4 Schéma du régulateur classique sur SIMULINK

5.4 Résultats des essais

Les essais sont effectués par étapes :

- Étape de la vérification de fonctionnement du convertisseur;
- Étape de la connexion du régulateur classique (régulateur conçu);
- Étape de la connexion du régulateur en réseau de neurones.

5.4.1 Fonctionnement du convertisseur en boucle ouverte

Les essais sur l'onduleur sont faits en plusieurs valeurs de α , le rapport de modulation. En variant de [0 à 1], nous avons obtenu la variation des valeurs de la charge comme ci-dessous :

- Montage redresseur MLI, avec $V_{in\ rms} = 25$ volts/phase

Modulations	$V_{charge/rms}$
1. $\alpha=0$	21.1 V
2. $\alpha=0.1$	37.2 V
3. $\alpha=0.2$	56.8 V
4. $\alpha=0.3$	77.4 V
5. $\alpha=0.4$	93.1 V
6. $\alpha=0.5$	105.4 V
7. $\alpha=0.6$	119.6 V
8. $\alpha=0.7$	127.2 V
9. $\alpha=0.8$	130.4 V
10. $\alpha=0.9$	134.8V
11. $\alpha=1$	134.6 V

Tableau 5.2 Valeurs modulations du montage

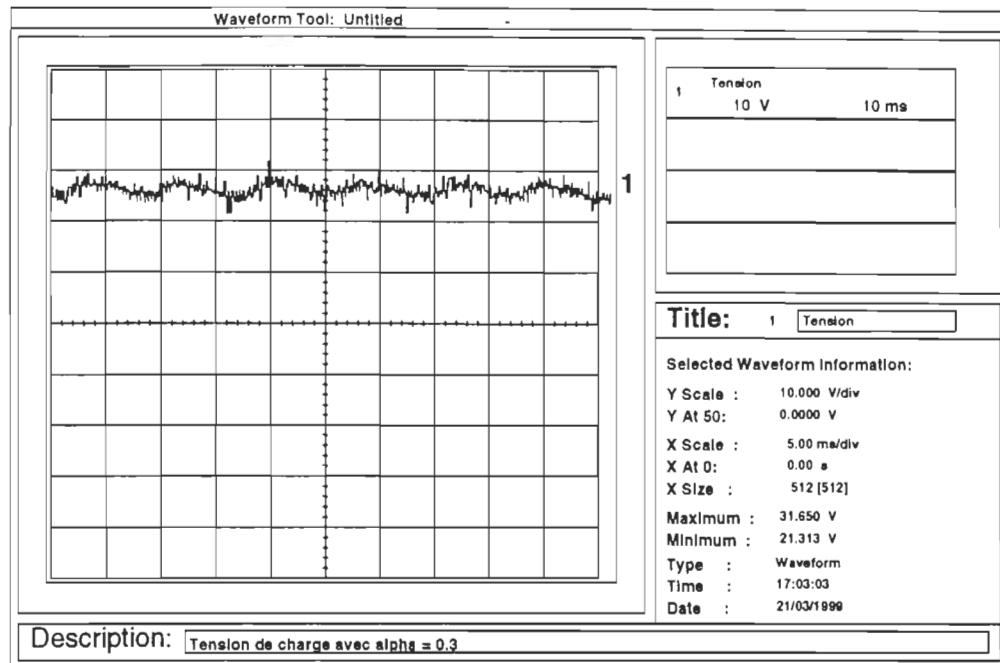


Figure 5.5 Tension de charge pour $\alpha = 0.3$ (échelle 1/3)

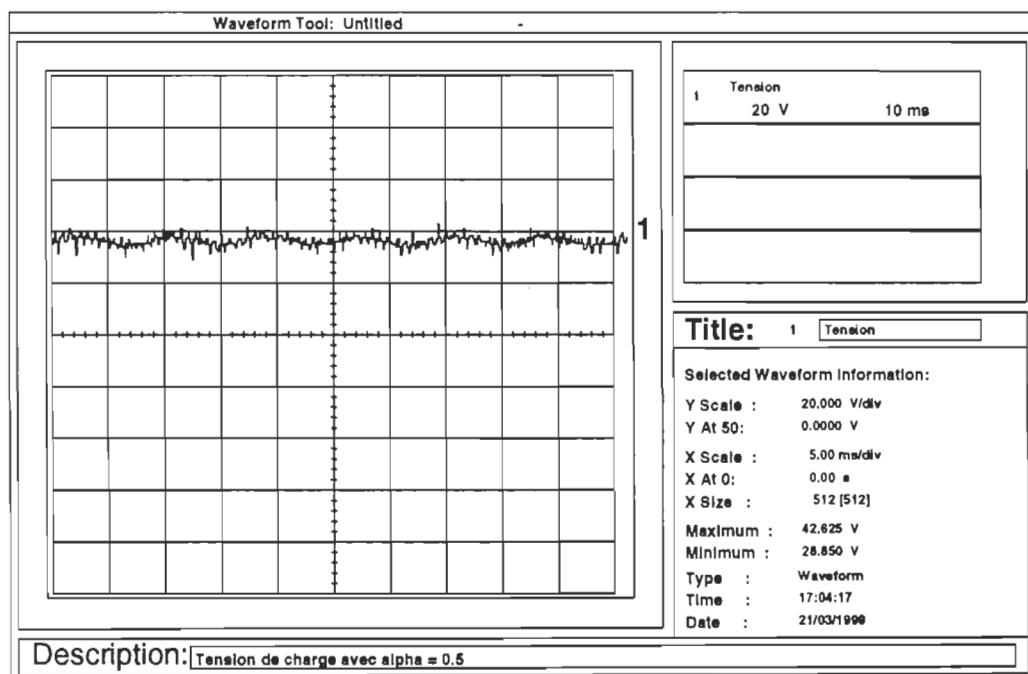


Figure 5.6 Tension de charge pour $\alpha = 0.5$ (échelle 1/3)

Les figures 5.5 et 5.6 montrent les tensions de charge du convertisseur en modulant les valeurs de α , pour $\alpha = 0.3$, et 0.5 . La figure 5.7 montre la tension sur l'interrupteur. C'est la signal sur l'interrupteur 2.

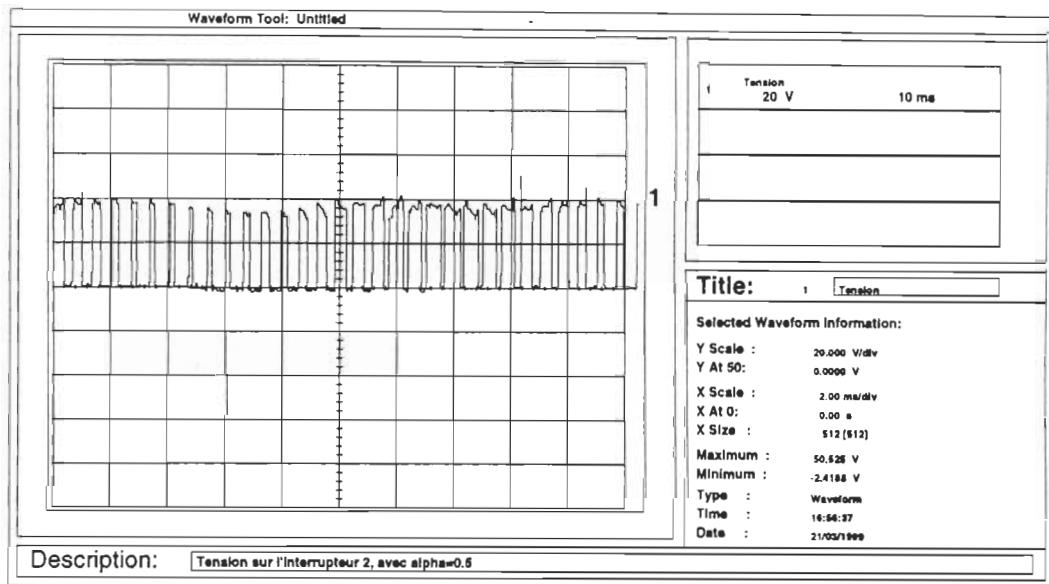


Figure 5.7 Signal de l'interrupteur 2 pour $\alpha = 0.5$ (échelle 1/3)

5.4.2. Résultats d'expérimentation pour le régulateur classique

Le régulateur classique conçu avec la méthode de la linéarisation d'entrée – sortie est montré à la figure 5.4. Ce régulateur est implanté directement au DSP puisque le SIMULINK est compatible avec le DSP. Nous avons les signaux d'entrées qui sont les courants i_a , i_b , i_c , les tension v_a , v_b , v_c , les tension v_{dc} et v_{dc}^* , et le courant i_d^* . Les signaux sorties sont p_a , p_b , et p_c que nous connectons à la commande MLI. Nous avons donc besoin de cinq capteurs, trois capteurs de tensions (pour v_{dc} et v_{abc}), et deux capteurs de courant pour i_{abc} . Mais, premièrement, nous avons essayé en boucle ouverte. Nous ne voulons pas observer le comportement de la forme d'onde obtenue. Le but est de connaître la plage des variations de la tension v_{dc} à la sortie. En variant le courant i_q désiré en simulations [0 à 1.5 A], nous pouvons appliquer les valeurs

obtenues entre [80V à 150V]. La figure 5.8 montre la plage de la tension de sortie en boucle ouverte en expérimentation.

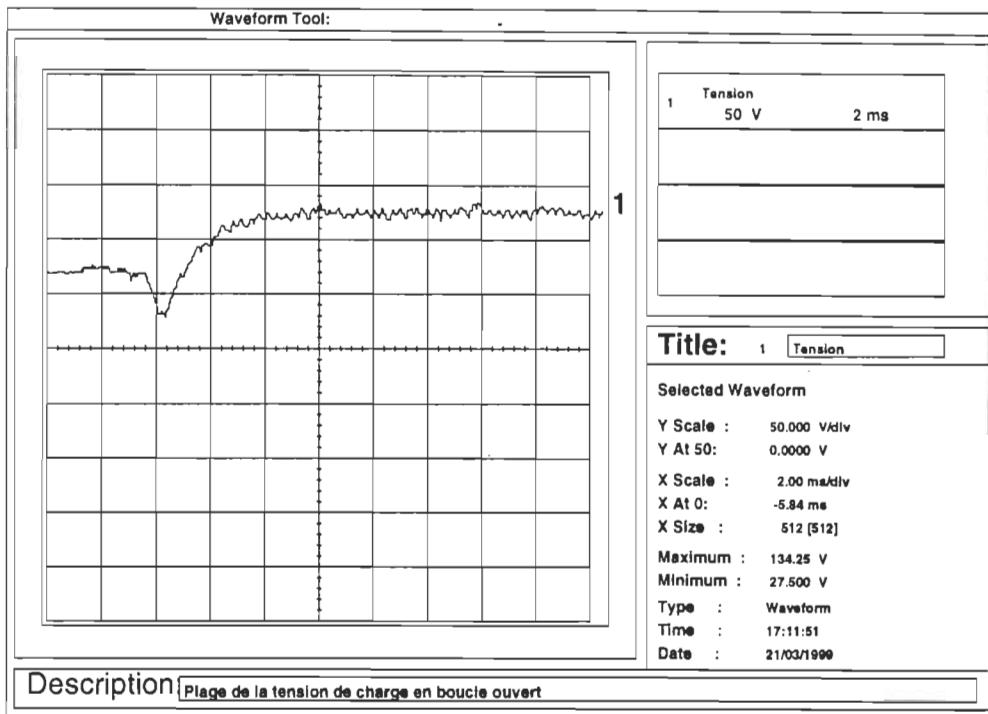


Figure 5.8 Plage de la tension de sortie en boucle ouverte

La figure 5.9 montre la variation de la tension de sortie en boucle fermée, et les figures 5.10 à 5.13 sont les valeurs de la tension et le courant de phase a, en variant les valeurs de la tension désirée v_{dc} et du courant i_d désiré comme montré dans le tableau 5.3.

Tension v_{dc} désirée [V]	Courant i_d désiré [A]	Facteur de puissance
80 V	0.5 A	0.58
80 V	-0.1 A	1
125 V	0	0.97
125 V	-0.5 A	1

Tableau 5.3 Variations de la tension désirée v_{dc} et du courant désiré i_d

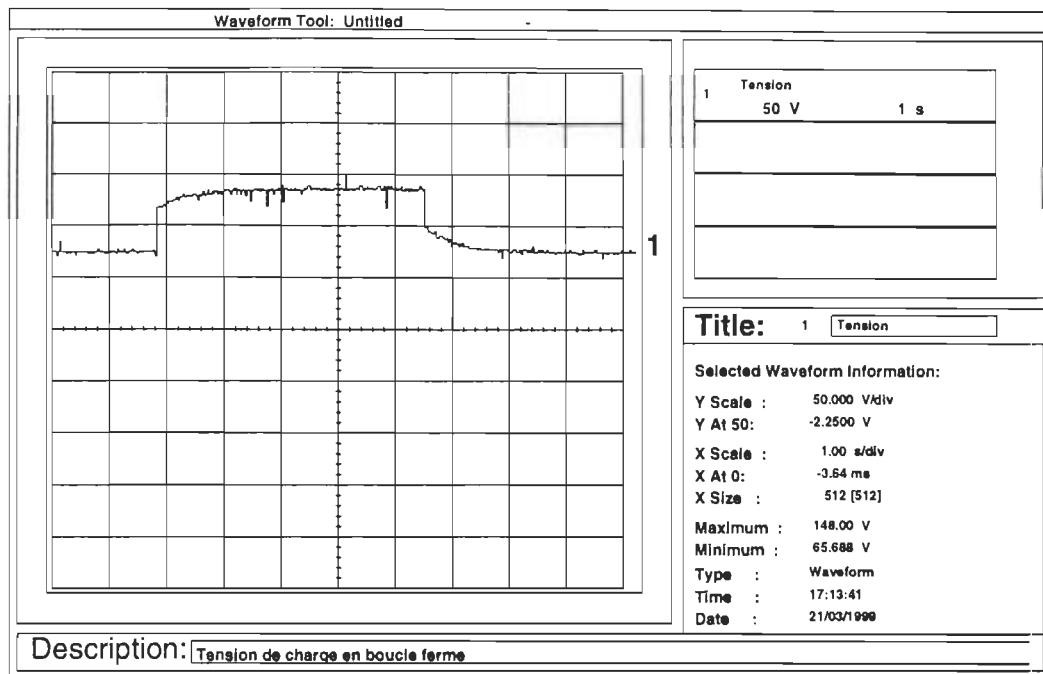


Figure 5.9 Variation de la tension de sortie en boucle fermée

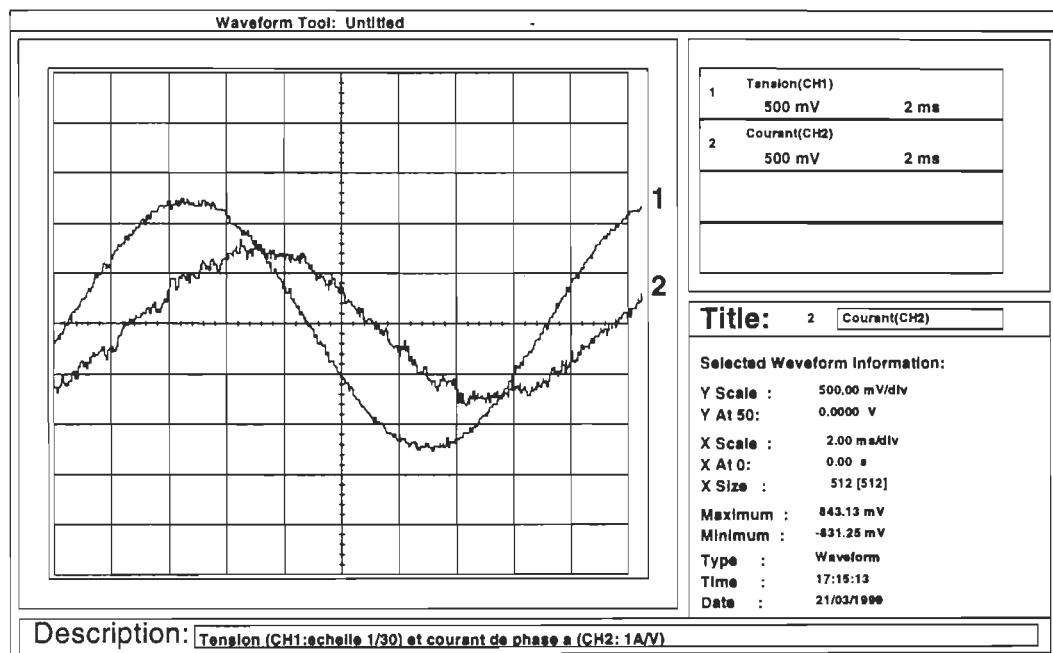


Figure 5.10 Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 80V$, $i_d^* = 0.5A$)
(CH1 :échelle 1/30 et CH2 : échelle 1A/V)

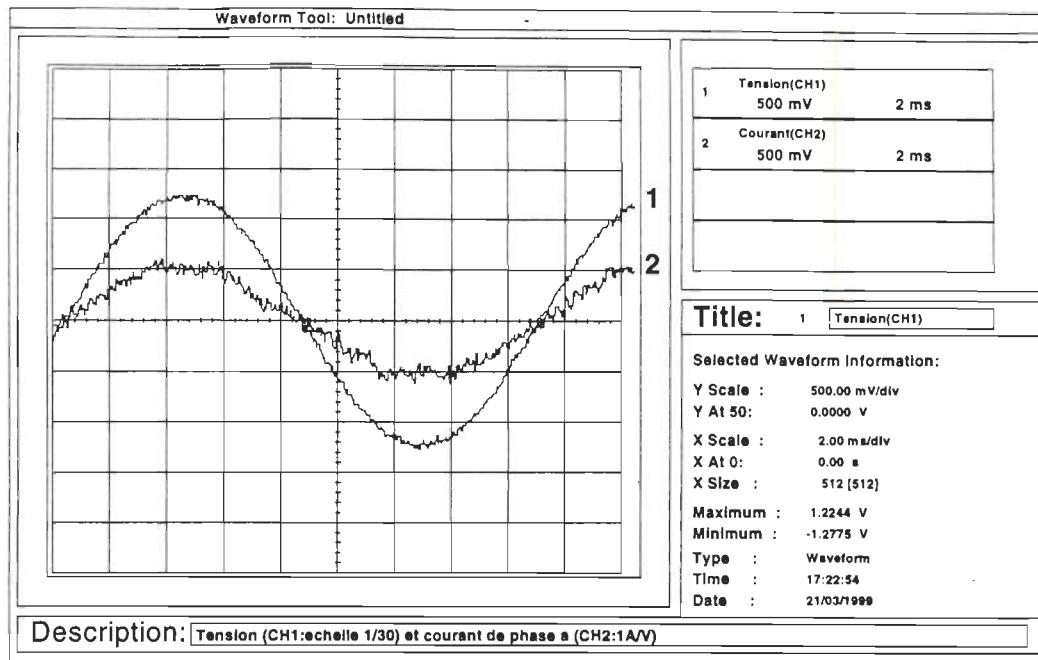


Figure 5.11 Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 80V$, $i_d^* = -0.1A$)
(CH1 :échelle 1/30 et CH2 : échelle 1A/V)

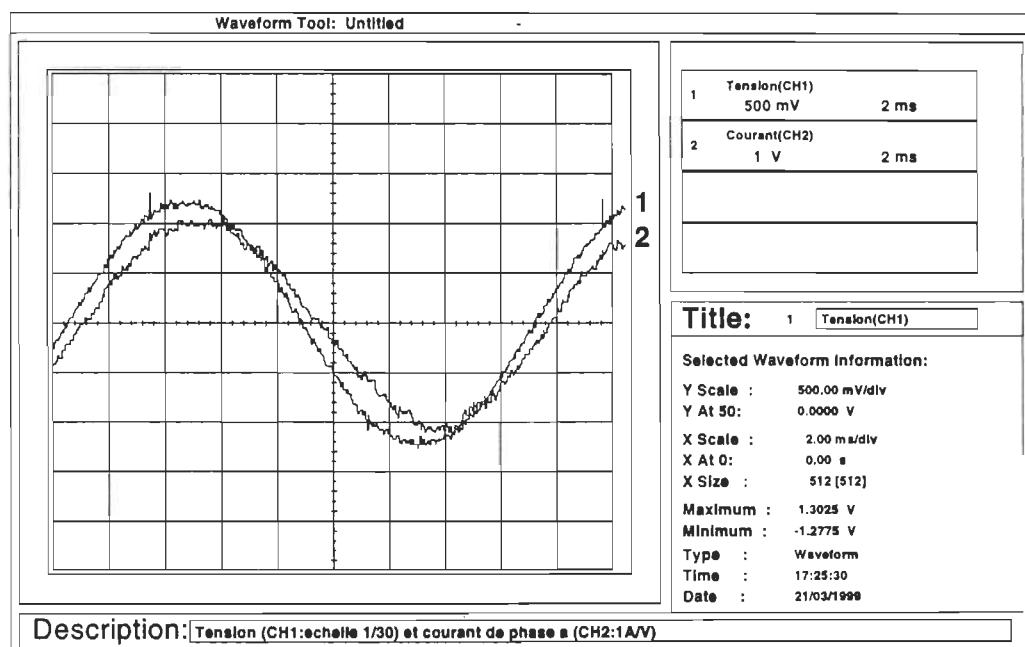


Figure 5.12 Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 125V$, $i_d^* = 0$)
(CH1 :échelle 1/30 et CH2 : échelle 1A/V)

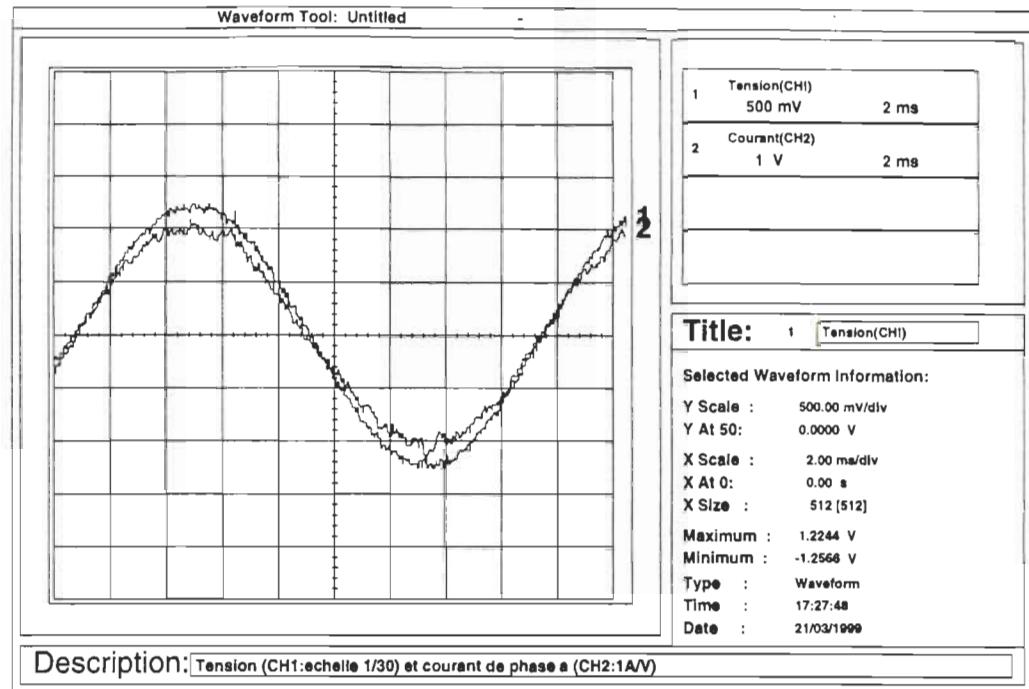


Figure 5.13 Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 125V$, $i_d^* = -0.5A$)
(CH1 :échelle 1/30 et CH2 : échelle 1A/V)

5.4.3 Résultats d'expérimentation pour le régulateur en réseau de neurones

Comme celui du régulateur classique, les réseaux de neurones sont aussi implantés directement au SIMULINK, comme montré aux figures 4.12 et 4.14 du chapitre 4.

Les résultats ont été obtenus en employant la tension d'entrée qui est égale à 25 volts. Même avec cette valeur d'entrée réduite, par rapport à la simulation, les réseaux de neurones conçus sont aussi capables de suivre le courant et la tension désirés, ce qui nous montre que ces réseaux fonctionnent bien, et la conception de ces réseaux de neurones est convenable.

5.4.3.1 Remplacement de la commande

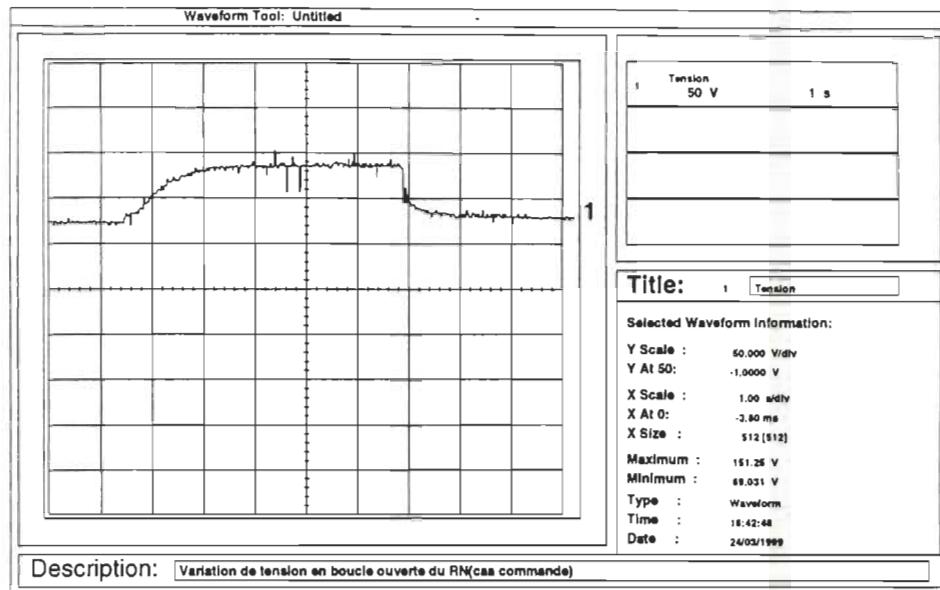


Figure 5.14 Variation de la tension de sortie en boucle fermée
(RN remplacement de la commande)

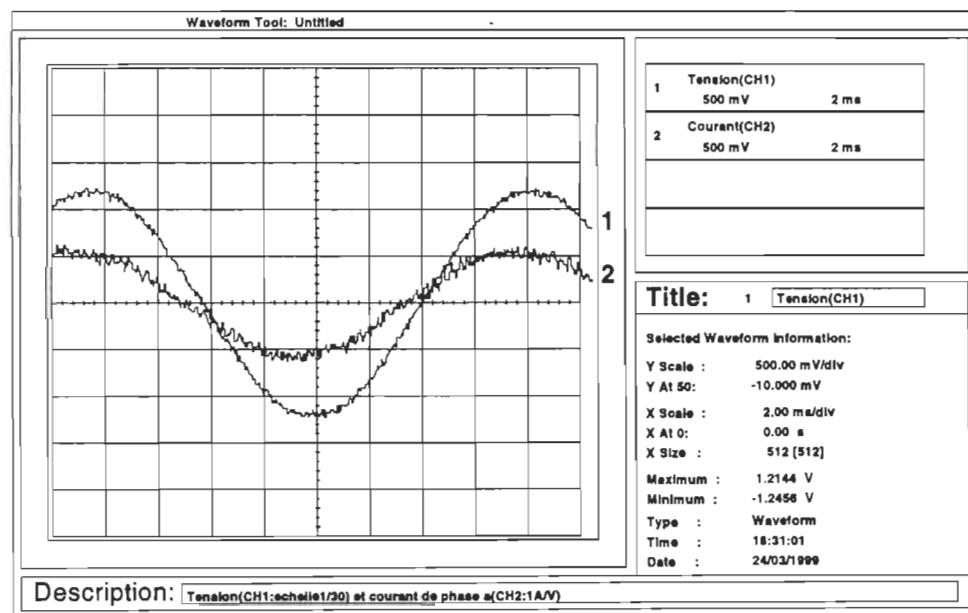


Figure 5.15 Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 80 \text{ V}$, $i_d^* = 0.5 \text{ A}$)
(CH1 :échelle 1/30 et CH2 : échelle 1A/V)

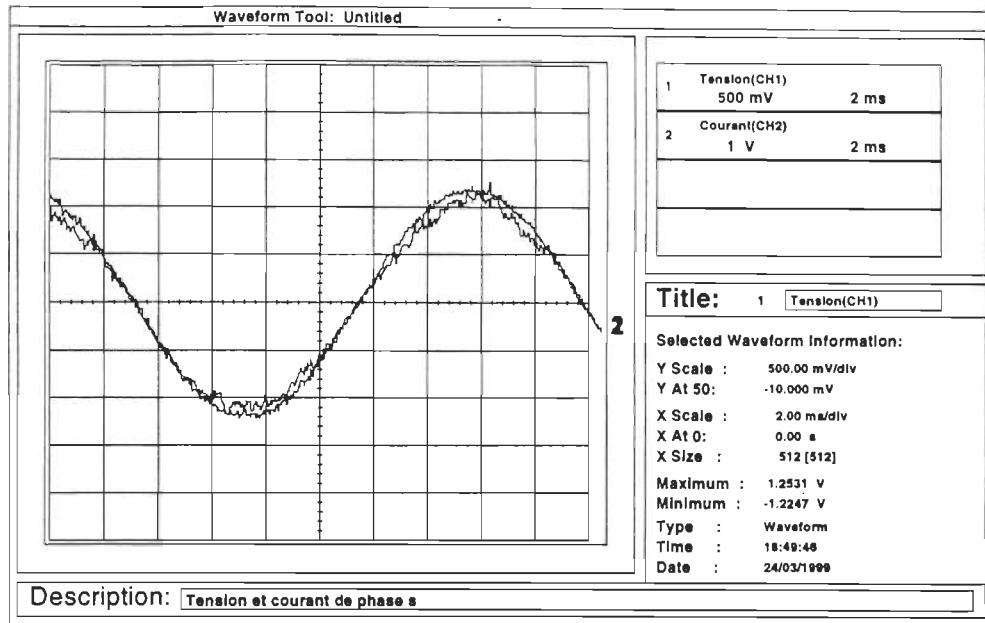


Figure 5.16 Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 125V$, $i_d^* = 1.2 A$)
(CH1 :échelle 1/30 et CH2 : échelle 1A/V)

5.4.3.1 Remplacement du PI et de la commande

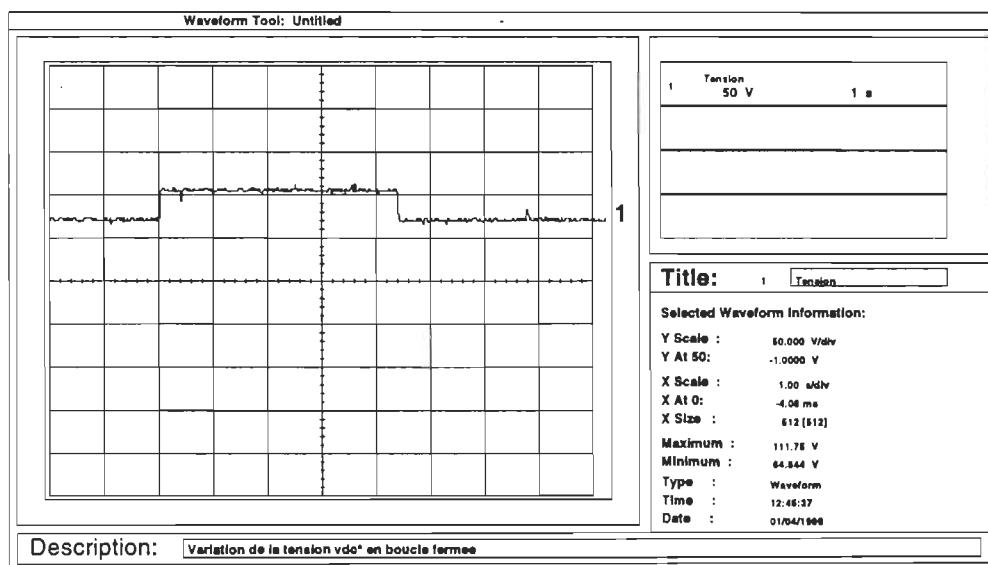


Figure 5.17 Variation de la tension de sortie
(RN remplacement du PI et de la commande)

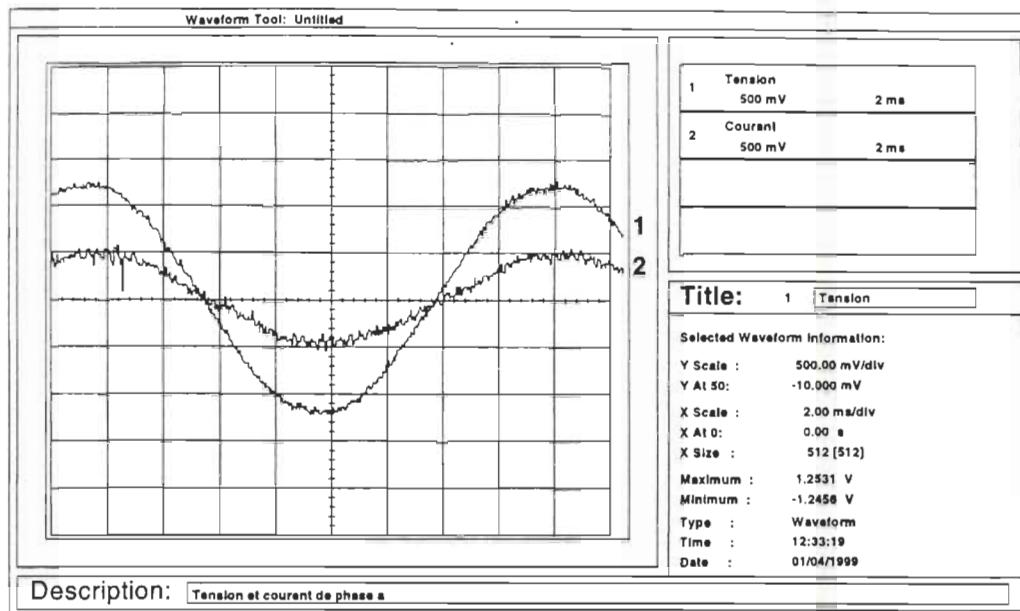


Figure 5.18 Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 76.9V$, $i_d^* = 0$)
(CH1 :échelle 1/30 et CH2 : échelle 1A/V)

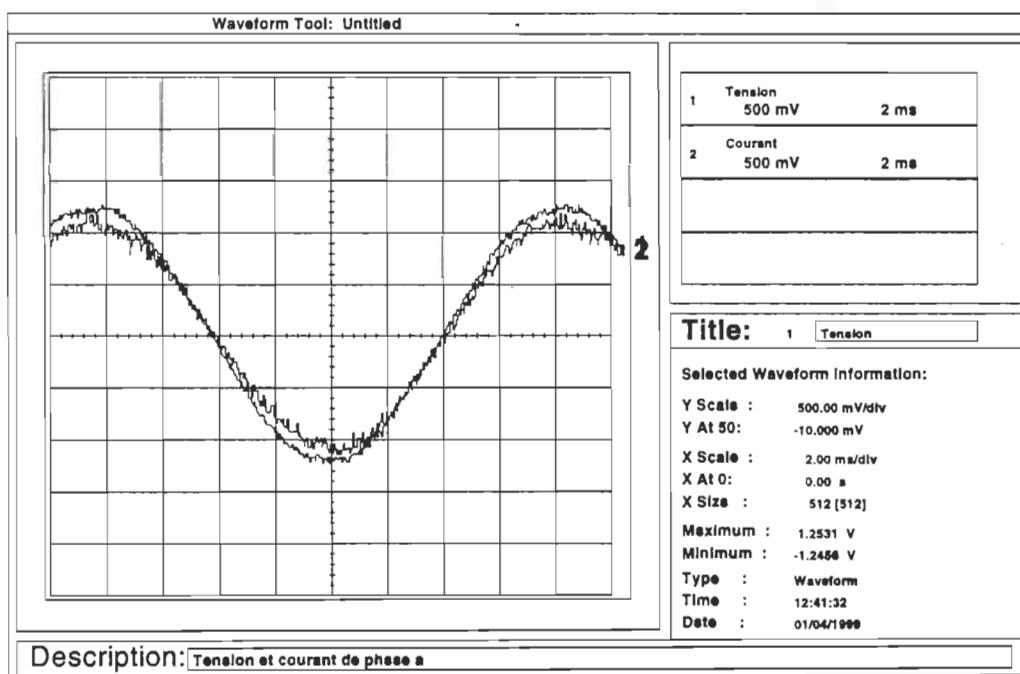


Figure 5.19 Tension et courant de phase a ($v_{dc}^* = 114.9V$, $i_d^* = 0$)
(CH1 :échelle 1/30 et CH2 : échelle 1A/V)

5.5 Comparaison des résultats

À partir des résultats de validation, nous pouvons comparer les résultats obtenus pour ces régulateurs.

- Les résultats du régulateur conçu en cascade entre le régulateur selon la méthode de la linéarisation d'entrée – sortie et le régulateur PI montrent le bon fonctionnement de ce régulateur. Même nous le validons avec la tension entrée faible (25 Volts, au lieu de 120 Volts), ce régulateur fonctionne toujours.
- Les résultats du réseau de neurones pour le remplacement de la commande montrent aussi un bon fonctionnement, mais nous trouvons que la forme d'ondes obtenue pour la tension et le courant de sortie est différente de celle du système pour lequel il est conçu. Ceci est causé peut être par la changement de la tension d'entrée.
- Les résultats obtenus du réseau de neurones pour le remplacement de la commande et du PI sont similaires avec ceux de la simulation. Ils possèdent toujours des erreurs statiques. La stabilité du système est la même que la simulation avec les valeurs non apprises.
- L'erreur statique qui se produit dans le troisième cas de l'expérimentation vient de la simulation puisque nous n'avons pas ciblé l'élimination de cette erreur dans ce cas d'étude. Nous avons laissé le modèle tel qu'il est.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons validé la partie de la simulation en expérimentation. Le système d'expérimentation fonctionne en basse tension. L'expérimentation a été effectuée à tension réduite pour des raisons de sécurité exigée au laboratoire. La

tension d'entrée triphasée a en effet été réglée à 25 volts efficaces par phase. La plage de variation de la tension de charge a été limitée entre 75V et 150V cc. Les paramètres du montage expérimental ont été choisis comme ceux de la simulation. Le montage expérimental est analogue à celui montré à la figure 5.1.

L'expérimentation dans la domaine d'électronique de puissance doit être faite soigneusement, puisque un défaut minime peut causer des dommages importants. C'est pour cela que nous avons fait la vérification, depuis le début, des fonctionnements de toutes les parties du système (le convertisseur, le circuit du MLI et la plage de la variation de tous les signaux).

En regardant les résultats obtenus, le convertisseur marche très bien. En variant les valeurs de modulations α , la tension varie proportionnellement aux modulations. Le régulateur conçu à la méthode de la linéarisation d'entrée – sortie, en cascade avec le PI fonctionne très bien aussi. Avec ce régulateur, nous sommes capables de commander le courant et la tension de charge, ce qui implique la possibilité d'obtenir le facteur de puissance désiré, même unitaire, ce qui implique encore, la compensation de la puissance réactive.

Vu les résultats obtenus du régulateur de réseau de neurones pour le remplacement de la commande, nous pouvons dire que ce régulateur peut remplacer la commande conçue, en faisant l'apprentissage de ce réseau de neurones en donnant la tension d'entrée comme celle d'expérimentation.

Par contre, pour remplacer la commande et le PI, nous devons peut être refaire l'apprentissage de réseau de neurones pour ce cas, en utilisant le type de réseau de neurones dynamique.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons étudié un convertisseur ca - cc triphasé survolteur en IGBT. L'utilisation du IGBT, parce qu'il fonctionne en grande puissance, a pour but d'obtenir un amorçage et un blocage commandés. Le convertisseur a été modélisé en deux modèles, en modèle d – q, pour simplifier et vérifier son fonctionnement, et par la suite le modèle en mode de commutation a été fait pour obtenir un montage proche de la réalité. Toutes les modélisations sont faites sur l'environnement SIMULINK.

Un régulateur classique a été conçu en utilisant la méthode de la linéarisation d'entrée – sortie. La méthode de la linéarisation pour le cas d'une entrée et d'une sortie a été appliquée pour le cas de plusieurs entrées et plusieurs sorties. Ce régulateur a montré qu'il est capable de contrôler les courants (i_d et i_q), mais il ne peut pas commander la tension de charge (v_{dc}). Cette condition n'a pas résolu le problème, puisque nous voulons contrôler la tension en gardant la variation du courant stable. Un régulateur PI a donc été inséré à l'entrée du courant i_q pour pouvoir maintenir la commande de la tension. Avec ces deux régulateurs mis en cascade, le système a été capable de contrôler le courant et la tension. Le système peut suivre les références données. La simulation pour l'application du convertisseur et son régulateur au TCCHT a été effectuée comme la validation de cette conception.

Nous avons conçu les réseaux de neurones pour remplacer le régulateur classique en cascade. Trois possibilités ont été expérimentées pour concevoir le remplacement du PI, le remplacement de la commande en méthode classique et l'ensemble de la

commande et du PI. Les résultats d'apprentissage ont montré qu'il n'y a pas de règlement dans l'ajustement des données, ce qu'implique les différents nombres d'itérations nécessaires pour la convergence des systèmes. Cette convergence a montré que le système a bien appris les données introduites. Ce système, s'il fonctionne, doit également fonctionner avec les données non apprises.

Suite aux résultats obtenus à la simulation dans trois cas de régulateur appliqué aux réseaux neuronaux, nous avons remarqué au remplacement du PI en modèle d - q, que le système n'est pas capable de suivre les valeurs données non apprises. Nous pouvons donc considérer l'impossibilité d'utiliser ce régulateur de réseau de neurones en remplacement du PI. Par contre, pour les deux derniers remplacements (de la commande et l'ensemble de la commande et du PI), nous avons obtenu les résultats attendus. Les systèmes peuvent être capables d'apprendre le processus non linéaire pour lesquels ils ont été développés. Les résultats de la simulation avec ou sans les valeurs apprises ont montré les signaux désirés voulus. La difficulté que nous avons rencontrée dans cette étude, c'est que la stabilité du système est difficile à prouver mathématiquement, parce que nous avons ajouté PI en cascade avec la commande conçue. Étant donné les résultats obtenus, il apparaît que l'étude de la stabilité de ce système et ses applications plus spécifiques pourrait faire l'objet d'un travail ultérieurement. Comme nous avons mentionné au début, nous pouvons vérifier la stabilité par les figures obtenues. Au remplacement de la commande, les résultats ont montré que le système est stable. Il met un peu de temps pour atteindre le régime stationnaire. Au remplacement du PI et de la commande, les simulations ont permis de constater que le système est moins stable qu'au précédent, puisque les perturbations sont plus importantes. Ces deux résultats ont indiqué que le remplacement du régulateur classique avec le réseau de neurones est possible, sauf qu'il est important de connaître la stabilité du système remplacé. Avec cette connaissance, nous sommes certains que l'application est convenable.

Les expérimentations ont été effectuées en utilisant le DSP. Toutes les vérifications nécessaires ont été faites aussi et elles démontrent le bon fonctionnement du système. Les résultats expérimentaux ont validé cette étude.

Pour conclure cette étude, comme le travail porte sur une problématique relative à l'analyse et à la conception du régulateur pour les convertisseurs triphasés de type IGBT/GTO, il semble important de continuer cette recherche de façon plus approfondie et de mettre en évidence ses applications, comme par exemple dans TCCHT, STATCOM et FACTS.

RÉFÉRENCES

- [1] Albritton N.G, Hung J.Y, "Nonlinear Control With Digital Signal Processors : Room for Improvement?", IEEE IECON'97, pp.197-201.
- [2] Arrilaga J, "High Voltage Direct Current Transmission", Peter Peregrinus LTD.
- [3] Bühler, "Electronique Industrielle 1 : Electronique de Puissance", Première Edition, Edition Georgi 1978.
- [4] Buhl M.R, Lorenz R.D, "Design and Implementation of Neural Networks for Digital Current Regulation of Inverter Drives", IEEE IAS'91, pp.415 – 421.
- [5] Chan H.C, Chau K.T, and Chan C.C, "A Neural Network Controller for Switching Power Converter", IEEE PESC'93 RECORD, pp.887 – 892.
- [6] Hiti S, Broyevich D, and Cuadros C, "Small Signal Modelling and Control of Three – Phase PWM Converters", IEEE IAS 1994, pp 1143 – 1150.
- [7] Hiti S and Borojevic D, "Robust Nonlinear Control for Boost Converter", IEEE PESC'93 RECORD, pp.191 – 196.
- [8] Haikin S, "Neural Networks, A Comprehensive Foundation", Macmillan Collage Publishing Company, New York.
- [9] Haddad R.A, Parsons T.W, "Digital Signal Processing : Theory, Application and Hardware", Computer Science Press, Copyright 1991 by W.H.Freeman and Company.
- [10] Jung G.H, Cho G.C, Hong S.W, Cho G.H, "DSP Based Control Of High Power Static Var Compensation Using Novel Vector Product Phase Locked Loop", IEEE PESC'96 RECORD, pp. 238 – 234.
- [11] Kundur P, "Power System Stability and Control", EPRI Editors, Copyright by Mc Graw-Hill.Inc 1994.

- [12] Kamran F, Harley R.G, Burton B, Habetler T.G, "An On-Line Trained Neural Network With An Adaptive Learning Rate for A Wide Range Of Power Electronic Applications", IEEE PESC'96 RECORD, pp. 1499 – 1505.
- [13] Kimbark E.W, "Direct Current Transmission", John Wiley & Son, New York, 1971.
- [14] Kato T, "A Systematic Approach to Synthesis of Averaged Models for Power Electronics Circuit", Symposium on Power Electronics Circuits 1994, pp. 108 - 111.
- [15] Khalil H.K, "Nonlinear Systems", pp. 558 - 569.
- [16] Lander C.W, "Electronique de Puissance", cours et exercices, Mc GRAW-HILL 1989.
- [17] Lopes L.A.C, Joós G, Ooi B.T, "A Multi PWM Switched-Reactor-Based Static Var Compensator", IEEE PESC'96 RECORD, pp. 515 – 520.
- [18] Lin B.R, Hoft R.G, "Power Electronics Converter Control Based On Neural Network and Fuzzy Logic Methods", IEEE PESC'93 RECORD, pp. 900 – 906.
- [19] Marino P and Vasca F, "Sliding Mode Control for Three Phase Rectifiers", IEEE PESC'95 RECORD, pp. 1033 – 1039.
- [20] Middlebrook R.D and Cuk S, "A General Unified Approach to Modelling Switching – Converter Power Stage", IEEE PESC'76 RECORD, pp 18 – 34.
- [21] Mohan, Undeland, Robbins, "Power Electronics, Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, Inc, second Edition 1995.
- [22] Milsant F, "Electrotechnique, Electronique de Puissance", cours et problème, Ellipses 1993.
- [23] Noguchi T, Tomiki H, Kondo S, Takahashi I, "Direct Power Control of PWM Converter Without Power Source Voltage Sensors", IEEE PESC'93 RECORD, pp. 941-946.
- [24] Oruganti R, Palaniapan M, "Inductor Voltages Controlled Variable Power Factor Buck – Type AC-DC Converter", IEEE PESC'96 RECORD, pp. 230 – 236.

- [25] Pinheiro H, Joós G, Khorasani K, “Neural Network – Based Controller for Voltage PWM Rectifier”, IEEE PESC’96 RECORD, pp. 1582 – 1587.
- [26] Petitclair P, Bacha S, Prognon J.P, “Averaged Modelling and Nonlineair Control of an ASVC (Advanced Static VAR Compensator) ”, IEEE PESC’96 RECORD, June 20 – 24, Italy, pp. 753 - 758.
- [27] PSIM User Manuel, Psim Plus Version 3.0, February 1998, Copyright 1996-1998 Powersim Technologies Inc.
- [28] Rim C.T, Dong Y Hu, and Gyu H Cho, “Transformers as Equivalent Circuits for Switches : General Proof and D-Q Transformation Based Analyses”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol 26, No 4, July/August 1990.
- [29] Rioual P, Pouliquen H, “Regulation of A PWM Rectifier in the unbalanced Network State”, IEEE PESC’93 RECORD, pp.641 – 646.
- [30] Simpson P.K, “Foundation of Neural Network”, The Institute of Electrical and Electronics Engineers. Inc, New York 1996.
- [31] Smedley K, Cuk S, “Switching Flow-Graph Nonlinear modeling Technique”, IEEE Transaction on Power Electronics. Vol 9. No 4, July 1994.
- [32] Sood V.K, Kandil N, Patel R.V, Khorasani K, “Comparative Evaluation of Neural – Network – Based and PI Current Controllers for HVDC Transmission”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 9, No 3, May 1994, pp. 288 – 295.
- [33] Seguier G, “Les Convertisseurs de l’électronique de Puissance”, Technique et Documentation (Lavoisier) 1984.
- [34] Slotine J.J.E and Li W, “Applied Nonlinear Control”, cours d’automatique, pp.207 – 233.
- [35] Steimer P.K, Grüning H, Werninger J, Schröder D, “State-of-the Art Verification of Hard Driven GTO Inverter Development for a 100 MVA Interfie”, IEEE PESC’96 RECORD, pp. 1401 – 1407.

- [36] Tognolini M, Rufer.A.Ch, “A DSP Based Control for A Symetrical Three-Phase Two-Switch PFC-Power Supply for Variable Output Voltage”, PESC’96 RECORD, pp. 1588 – 1594.
- [37] User’s Guide version 3, “Neural Network Toolbox”, For Use with MATLAB, The Math Works Inc, January 1998.
- [38] Yao Z, Dawande M.S and Rajagopalan V, “Controller Design for Advanced Reactive Power Compensators Based on Input – Output Linearization”, IEEE PESC’97 RECORD.
- [39] Yao Z and Ooi B.T, “Utilization of Cable Capacitance in GTO -HVDc Transmission”, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 13, No 3, July 1998, pp. 945 – 951.
- [40] Yao Z, Kesimpar P, Donescu V, Léchevin N and Rajagopalan V, “Nonlinear Control for STATCOM Based on Differential Algebre”, IEEE PESC’98 RECORD, pp.329 – 334.

ANNEXE I
LISTAGE DE PROCÉDURES D'APRENTISSAGE
DU RÉSEAU DE NEURONES

```

load c:\program\matlab\statcom\dodqnp.mat

% Préparation des données Pour le RNA
Imax = 5; % Normalisation du courant
Vmax = 600; % Normalisation de la tension
Vma = 170; % Normalisation de la tension

Pn = [P(1,:)/Imax;P(2,:)/Imax;P(3,:);P(4,:)/Vmax;P(5,:);P(6,:)/Vmax;P(7,:)/Vma];
Tn = [T(1,:);T(2,:)];

% Structure du RNA
R = 7; % 7 entrées
S1 = 15; % 15 neurones sur la première couche cachée
S2 = 2; % 2 neurones de sortie
F1='tansig'; % Définition des fonctions
F2='tansig';

% Initialisation du RNA
[W1,B1] = nwtan(S1,R);
[W2,B2] = nwtan(S2,S1);

% Paramètres d'apprentissage
TP(1) = 10; % Affichage
TP(2) = 1600; % Itérations maximales
TP(3) = 0.001; % Erreur désirée
TP(4) = 0.001; % Gradient de trainlm
TP(5) = 0.001; % Mu de trainlm
TP(6) = 10; % Multiplicateur pour augmenter de Mu de trainlm
TP(7) = 0.1; % Multiplicateur pour diminuer de Mu de trainlm
TP(8) = 1e10; % Mu limite

[W1,B1,W2,B2,TE,TR] = trainlm(W1,B1,F1,W2,B2,F2,Pn,Tn,TP);

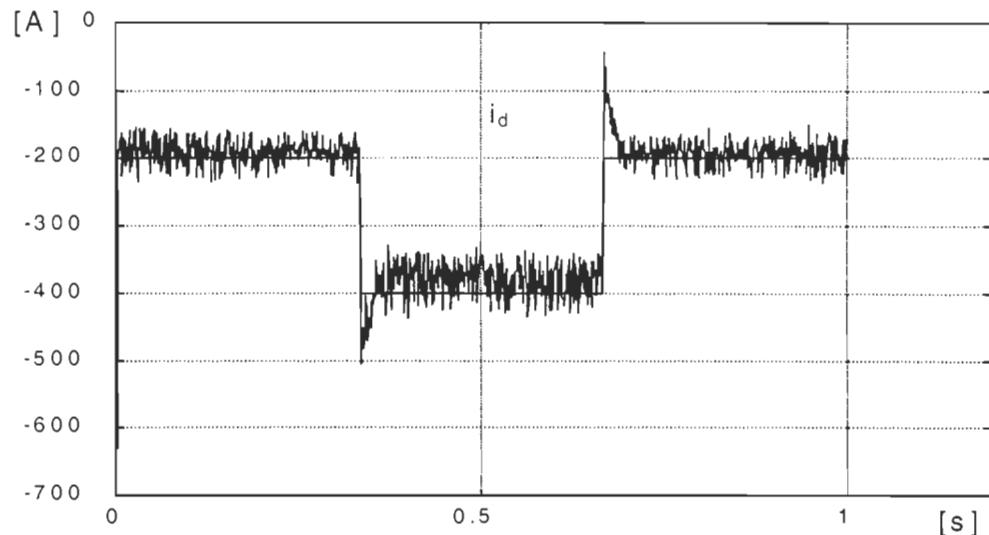
save c:\program\matlab\statcom\dodqnp.mat P T W1 B1 W2 B2

[A1,A2] = simuff(Pn,W1,B1,F1,W2,B2,F2);

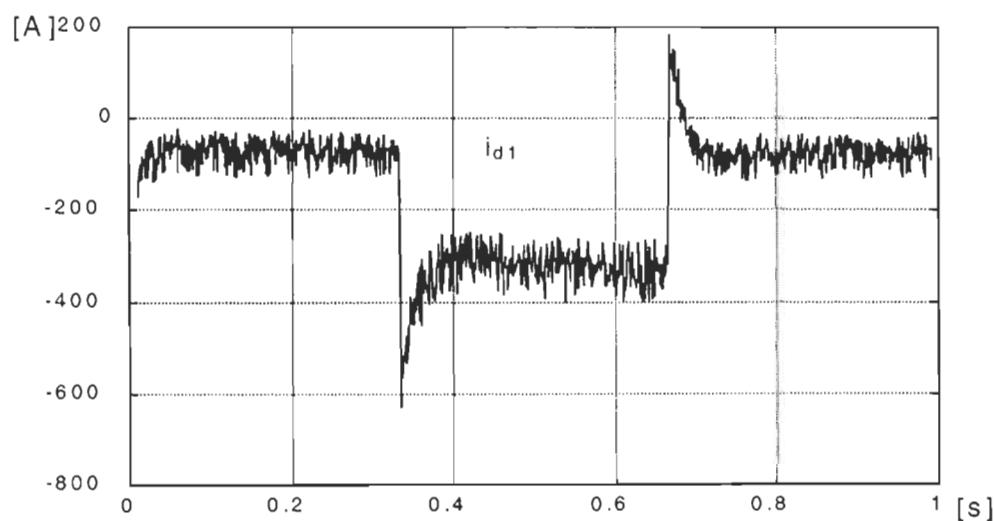
k = 1:length(P);
clf;
plot(k,Tn,k,A2);

```

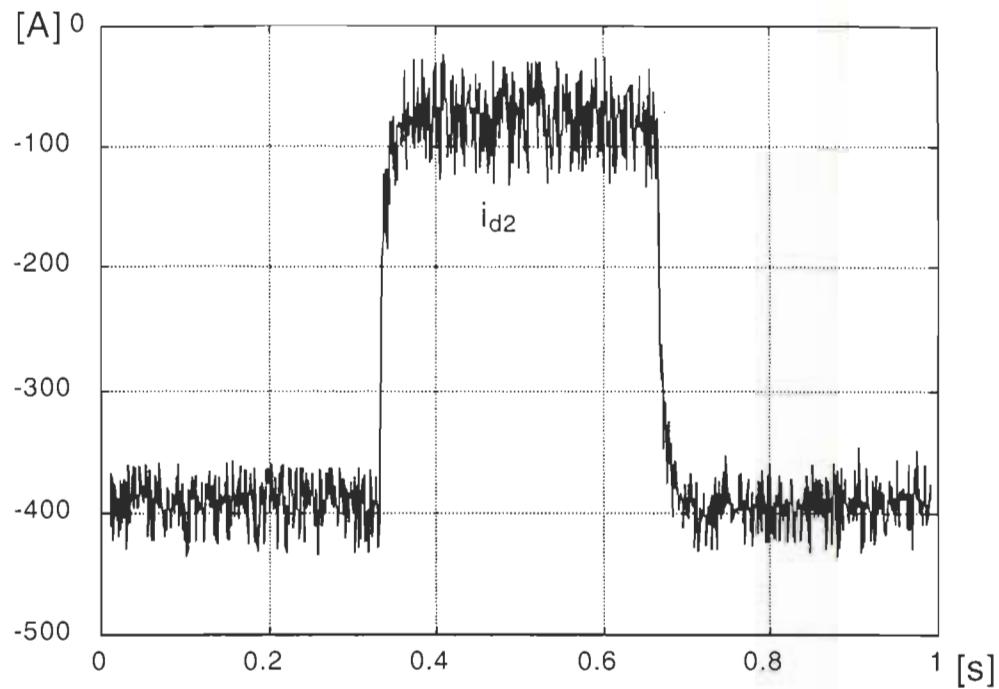
ANNEXE II
RÉSULTATS DE LA SIMULATION DU SYSTÈME TCCHT



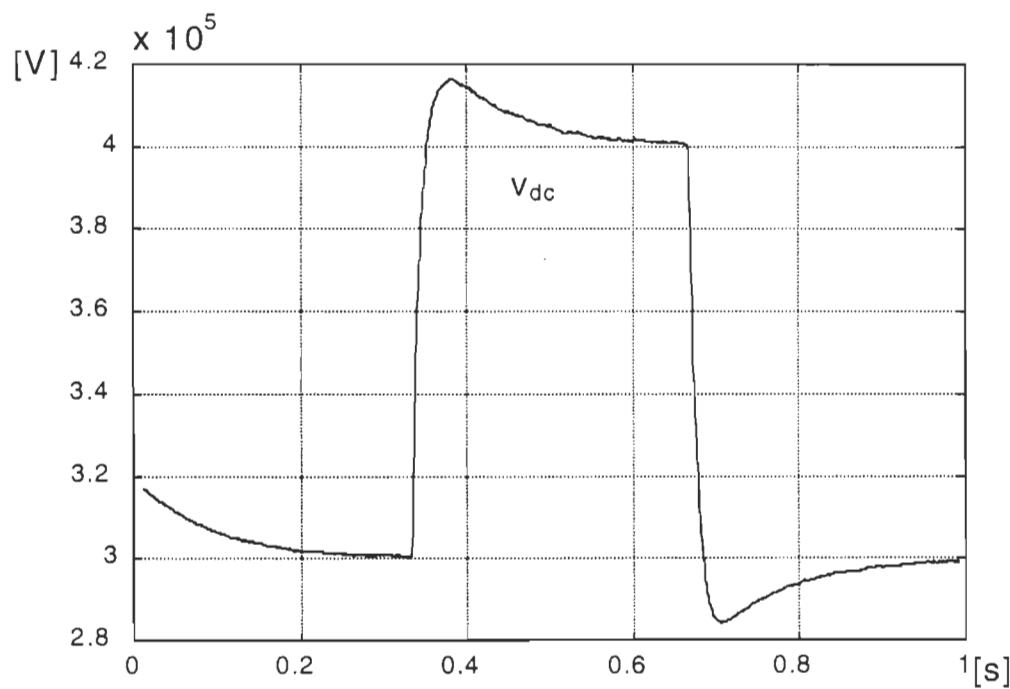
Courant $i_d = [-200 \ -400 \ -200]$ A



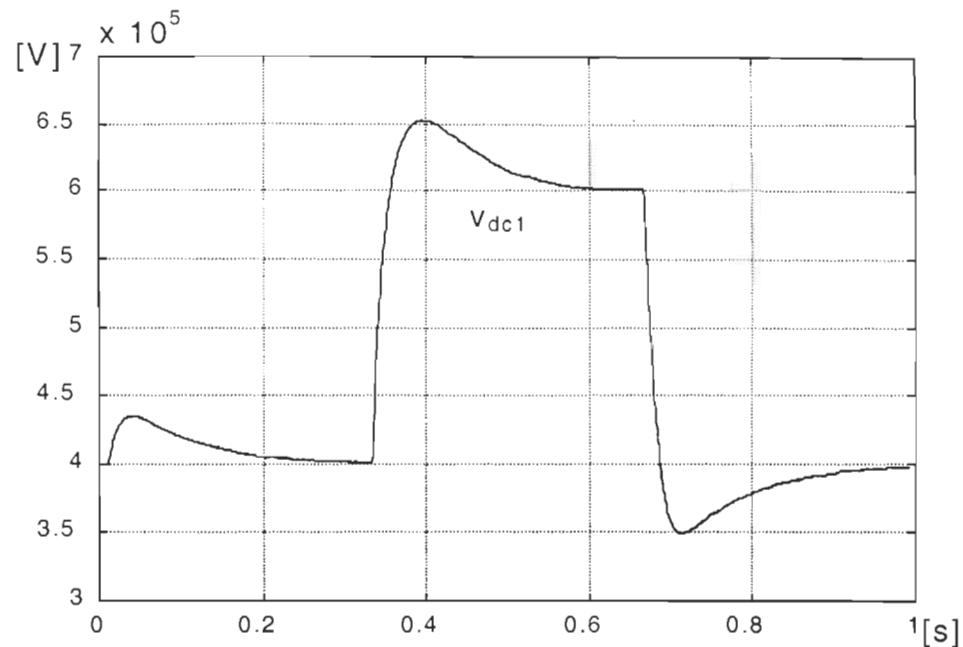
Courant $i_{d1} = [-100 \ -300 \ -100]$ A



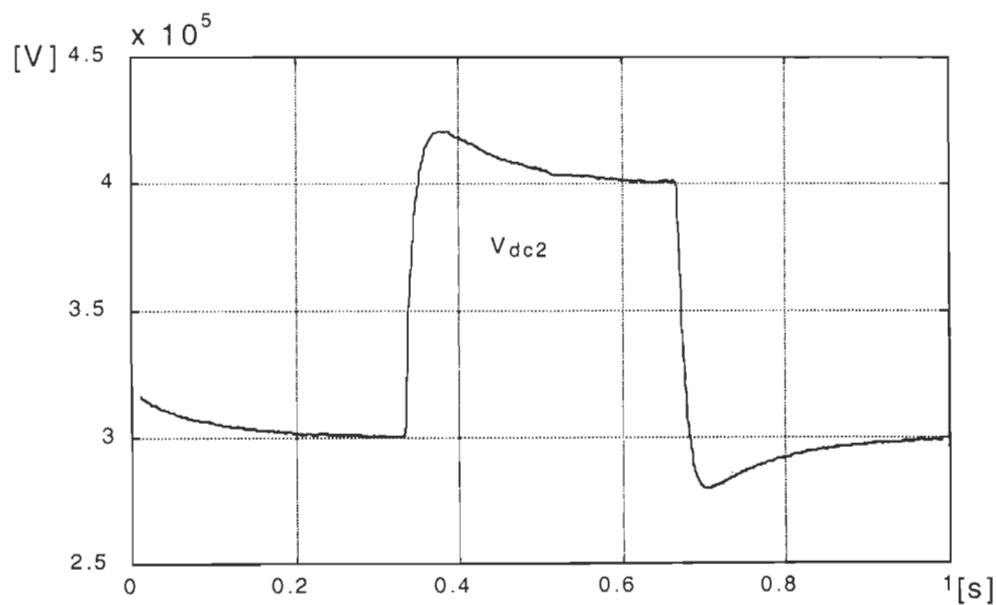
$$\text{Courant } i_{d2} = [-400 \ -100 \ -400] \text{ A}$$



$$\text{Tension } v_{dc} = [300000 \ 400000 \ 300000] \text{ V}$$



Tension $v_{dc1} = [400000 \ 600000 \ 400000]$ V



Tension $v_{dc2} = [300000 \ 400000 \ 300000]$ V

