

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOU MAMMARI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

Mémoire de fin d'études

Présenté en vue de l'obtention
du diplôme de Master en Électrotechnique

Option : Machines Électriques

Thème:

Etude de la commande en puissance d'une GADA
alimentée par un convertisseur multi-niveaux.

Proposé et dirigé par:

Mr : HADDAD Salah

Étudié et réalisé par:

Mr. MOHAMMEDI Ahmed

Mr. KHERROUFACHE Samir

Promotion 2013

Remerciements

Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement dieu le tout puissant pour nous avoir donné la volonté, la santé et la patience.

Nous tenons à adresser nous vifs remerciement à notre promoteur Mr. HADDAD Salah, professeur au département électrotechnique, pour ses conseils judicieux, son suivi attentif et sa confiance qui nous a été très précieuse. De plus nous tenons à le remercier pour nous avoir assuré l'encadrement et la documentation nécessaire pour l'élaboration de ce mémoire.

Nous tenons également à remercier tous les membres du laboratoire des Technologies Avancées du Génie électrique (LATAGE), ainsi qu'à tous ceux qui ont contribué de près et de loin à accomplir ce travail.

Sans oublier les membres de jury qui nous ferons l'honneur d'examiner notre travail.

Dédicaces

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À ma très chère grande mère

À mes très chers parents à qui je dois tout

À mes très chères sœurs Kahina, Ouiza, Ourdia

À mes chers frères Beskacem et Meziane

À ma très chère petite amie Fariza

À toute ma famille

Et sans oublier les petits : Ananas, Nassime, Idir et Yannis

À tous mes ami(e)s

À tous ceux qui ont contribué de prêt ou de soin à la réalisation de ce mémoire.

Hamid.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents à qui je dois tout

À mes très chères sœurs Kahina, Sabiha, Fatma et Chafia

À mes chers frères Mokrane, Rachid, Ghilas

À ma très chère petite amie Hayat

À toute ma famille

À tous mes ami(e)s

À tous ceux qui ont contribué de prêt ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Samir .

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
 Chapitre I : Commande en puissance de la MADA 	
I-1 Introduction	3
I-2 Modélisation de la MADA	4
I-2-1 Les généralités sur la MADA	4
a- Définition	4
b- Mode de fonctionnement de la machine à vitesse variable.....	5
I-2-2 Hypothèses simplificatrices	6
I-2-3 Equations électriques dans les axes a,b,c	6
I-2-4 Equations magnétiques.....	7
I-2-5 Equation mécanique de la machine	8
I-3 Modèle de la MADA dans le plan (dq)	8
I-3-1 La transformation de park	8
I-3-2 Equations électriques dans les axes d et q.....	9
I-3-3 Equations magnétiques dans les axes d et q.....	10
I-3-4 Expression de la puissance instantanée et du couple électromagnétique dans les axes d et q	10
I-4 Choix du référentiel du travail.....	12
I-5 la commande en puissance à facteur de puissance unitaire	13
I-5-1 Equations électriques.....	13
I-5-2 Expressions des puissances actives et réactive statoriques	14
I-5-3 Orientation des axes d et q	15
I-5-4 Les équations magnétiques	15
I-5-5 Relations entre tensions et courants rotoriques.....	16
I-5-6 Le schéma bloc de la MADA.....	17
I-6 Synthèse des régulateurs de puissance.....	17
I-6-1 Introduction.....	17
I-6-2 le régulateur proportionnel-intégral (PI)	18
I-6-2-1 La méthode par la compensation de pôle.....	19
I-6-2-2 La méthode par placement de pôle de la boucle fermée.....	19
I-6-3 Calcul des régulateurs de commande en puissance de la MADA	19
I-6-3-1 Synthèse du régulateur proportionnel intégral (PI)	21
I-7 Simulation et interprétation des résultats.....	24
I-7-1 Présentation de la simulation de la MADA	24
I-7-2 Schéma simulink.....	24
I-7-3 Sensibilité aux perturbations	25
I-7-4 Résultats de simulation.....	25
I-7-5 Interprétation des résultats	29
I-8 Conclusion	30

Chapitre II : La régulation de la tension du bus continu d'un redresseur à MLI

II- Introduction	31
II-1 Modélisation de l'ensemble {réseau-redresseur-charge}	32
II-1-1 Hypothèses simplificatrices de la modélisation	32
II-1-2 Description du système physique à modéliser.....	32
II-1-3 Modélisation du système.....	32
II-1-3-1 bloc source d'alimentation	33
II-1-3-2 Bloc redresseur de tension à MLI	35
a-Structure générale du redresseur MLI.....	35
b-Commande à MLI.....	35
b-1 Principe de la Commande à MLI « triangulo - sinusoïdale »	35
II-1-3-2-1 Bloc de la porteuse	36
II-1-3-2-2 Bloc commande à MLI.....	36
II-1-3-2-3- Bloc redresseur à MLI	37
II-1-3-4 Bloc charge.....	39
II-2-Application de la régulation au redresseur à MLI.....	40
Introduction	40
II-2-1 Dimensionnement des régulateurs.....	41
II-2-1-1 Etude de la boucle des courants du côté alternatif.....	41
II-2-1-1-1 Contrôle du courant i_d	43
II-2-1-1-2 Contrôle du courant i_q	44
II-2-1-2 Etude de la boucle de la tension continue U_{dc}	45
II-2-1-2-1 Régulation de la tension continue U_{dc}	45
II-2-1-2-2 Régulation de la tension continue U_{dc}^2	47
II-3 Simulation numérique du redresseur à MLI avec régulation de la tension U_{dc}	50
II-3-1 Schéma de simulation numérique de la commande du redresseur MLI dans le référentiel dq	51
II-3-2 Résultats de simulation numérique	52
II-3-3 Interprétation des résultats de simulation	53
II-4 Onduleur triphasé alimenté une charge triphasé.....	54
II-4-1 Introduction.....	54
II-4-2 Schéma de simulation du redresseur-onduleur à MLI-charge R_L triphasé	56
II-4-3 Résultats simulations du redresseur-onduleur-charge R_L	57
II-4-4- Interprétation des résultats.....	58
II-5 Conclusion.....	58

Chapitre III : L'étude de l'ensemble redresseur-onduleur à MLI simple niveau-MADA

III-1 Introduction.....	59
III-2 Description globale du système à étudier	60

III-3 Commande du convertisseur coté réseau (CCR)	61
III-3-1 Equation électrique du coté réseau	61
III-3-1-1 Courant d'entrée	61
III-3-1-2 Tension d'entrée	61
III-3-1-3 Tension du bus continu	62
III-3-2 Commande d'un redresseur à MLI	62
III-3-3 Loi de commande du redresseur fonctionnement à facteur de puissance unitaire.	62
III-4 Différents types d'onduleurs pour l'alimentation des MADA	62
III-4-1 Les Techniques de commande de l'onduleur triphasée.....	63
III-4-1-1 Généralités sur les MLI.....	63
III-4-1-2 Objectif de la Technique MLI	63
III-5 La simulation et les interprétations des résultats.....	64
III-5-1 Schéma simulink.....	64
III-5-2 Les résultats de la simulation	65
III-5-3 Les interprétation des résultats.....	70
III-6 Conclusion	72

Chapitre IV : L'étude de l'ensemble redresseur-onduleur à MLI cinq niveaux-MADA

IV-1 Introduction	73
IV-2 Principe de l'onduleur multi-niveaux	74
IV-2-1 Généralité sur les convertisseurs multi-niveaux	74
IV-2-2 Principe de fonctionnement d'un onduleur multi-niveau.....	74
IV-3 Schéma de simulation de l'ensemble (redresseur-onduleur à MLI multi-niveaux-MADA)	76
IV-4 Résultats de simulation et interprétations	77
IV-4-1- Les résultats de simulation numérique.....	77
IV-4-2 Interprétation des résultats	80
IV-5 Conclusion	81
Conclusion générale	82

Annexe

Bibliographie

Liste des figures

Chapitre I

Fig. I-1 : Représentation schématique de la MADA dans le repère abc.....	4
Fig. I-2 : Bilans simplifiés des transferts d'énergie dans une machine à double alimentation lorsque la vitesse varie de la moitié au double de Ω	6
Fig. I-3 : Représentation schématique de la MADA dans le repère dq	8
Fig. I-4 : Schéma bloc de la MADA	17
Fig. I-5 : Structure de commande utilisant un régulateur PI	18
Fig. I-6 : Schéma bloc de la commande directe.....	20
Fig. I-7 : Schéma bloc de la commande indirecte.....	20
Fig. I-8 : Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance.....	21
Fig. I-9 : Schéma bloc du système régulé par PI.....	21
Fig. I-10 : Schéma bloc du système régulation de courant par PI	23
Fig. I-11 : Schéma simulink de la MADA avec une alimentation purement sinusoïdale ..	25
Fig. I-12 : La tension 3~ fournie au stator De la MADA.....	26
Fig. I-13 : Zoom de la tension 3~fournie au stator de la MADA.....	26
Fig. I-14 : Les courants 3~ fournies au stator de la MADA.....	26
Fig. I-15: Zoom des courants 3~ fournie au stator de la MADA.....	26
Fig. I-16 : La tension 3~ appliquée au rotor de la MADA.....	27
Fig. I-17: Zoom de la tension 3~ appliquée au rotor de la MADA.....	27
Fig. I-18 : Les courants 3~ appliqués au rotor de la MADA	27
Fig. I-19: Zoom des courants 3~ appliqués au rotor de la MADA.....	27
Fig. I-20 : La puissance réactive et active mesurées à la sortie de la MADA.....	28
Fig. I-21 : Tension et courant d'une phase rotorique	28
Fig. I-22 : Les flux statoriques sur les axes d et q	29

Chapitre II

Fig. II-1 : Schéma global du système à simuler.....	32
Fig. II-2 : Schéma bloc de la source	33
Fig. II-3 : Schéma bloc de la source sous matlab.....	34
Fig. II-4 : Schéma de la commande MLI (sinus-triangulaire)	35
Fig. II-5 : Schéma bloc de la porteuse	36
Fig. II-6 : Schéma Simulink de la commande.	37
Fig. II-7 : Structure de redresseur à MLI.....	37
Fig. II-8 : Schéma bloc de redresseur sous Matlab	38
Fig. II-9 : Charge continu.....	39
Fig. II-10 : Schéma bloc de la charge sous Matlab	40
Fig. II-11 : Schéma principale de la régulation	41
Fig. II-12 : modèles découpés des courants id et iq.....	42
Fig. II-13 : Boucle de régulation du courant id	43
Fig. II-14: Boucle de la régulation du courant iq	45
Fig. II-15 : Modèle de la charge de la capacité	46
Fig. II-16: Boucle de régulation de la tension U_{dc}	46
Fig. II-17: Boucle de régulation de la tension continue U_{dc}^2	49
Fig. II-18: Schéma simulink du redresseur MLI dans le repère dq avec une charge RL..	51

<i>Fig. II-19 : Allures des grandeurs tension/courant à l'entrée sortie du redresseur à MLI, application d'un courant de charge $I_{ch}=16.3A$ à $t=0.6s$.....</i>	<i>52</i>
<i>Fig. II-20 : Schéma simplifier d'un onduleur commandé en tension.....</i>	<i>54</i>
<i>Fig. II-21:Schéma bloc de l'onduleur sous matlab.....</i>	<i>55</i>
<i>Fig. II-22: Schéma Simulink du redresseur-onduleur-charge R_L.....</i>	<i>56</i>
<i>Fig. II-23 : Allures des grandeurs tension/courant à la sortie de redresseur MLI.....</i>	<i>57</i>
<i>Fig. II -24: Allure de la tension de sortie de l'onduleur</i>	<i>57</i>
<i>Fig. II-25: Allure de courant phase de charge triphasé RL</i>	<i>57</i>

Chapitre III

<i>Fig. III-1 : Structure de la MADA avec convertisseurs MLI</i>	<i>60</i>
<i>Fig. III-2 : Schéma simulink de l'ensemble redresseur-onduleur à MLI simple niveau-MADA</i>	<i>64</i>
<i>Fig. III-3 : Tension d'une phase à la sortie de l'onduleur à MLI.....</i>	<i>65</i>
<i>Fig. III-4 : Zoom de la tension d'une phase à la sortie de l'onduleur à MLI</i>	<i>65</i>
<i>Fig. III-5 : Les tensions rotoriques de la MADA sans et avec zoom.....</i>	<i>66</i>
<i>Fig. III-6 : Les tensions rotoriques de la MADA sur les axes d et q.....</i>	<i>66</i>
<i>Fig. III-7 : Les courants rotoriques de la MADA sans et avec zoom.....</i>	<i>67</i>
<i>Fig. III-8 : Tension et courant d'une phase rotorique</i>	<i>67</i>
<i>Fig. III-9 : La tension de bus continu.....</i>	<i>68</i>
<i>Fig. III-10 : La puissance réactive mesurée</i>	<i>68</i>
<i>Fig. III-11 : La puissance active mesurée</i>	<i>69</i>
<i>Fig. III-12 : Tension et courant d'une phase statorique</i>	<i>69</i>
<i>Fig. III-13 : Allure des flux statoriques sur les axes d et q.....</i>	<i>70</i>

Chapitre IV

<i>Fig. IV-1 : Schéma global de l'onduleur à MLI multi-niveaux sous Matlab.....</i>	<i>75</i>
<i>Fig. IV-2 : Bloc de simulation sous environnement Matlab-Simulink l'ensemble (redresseur-onduleur à MLI multi-niveaux-MADA)</i>	<i>76</i>
<i>Fig. IV-3 : Comparaison entre les puissances actives obtenues au stator par l'utilisation d'un onduleur simple et cinq niveaux.</i>	<i>77</i>
<i>Fig. IV-4 : Comparaison entre les puissances réactives obtenues au stator par l'utilisation d'un onduleur simple et cinq niveaux.</i>	<i>77</i>
<i>Fig. IV-5 : Comparaison entre la tension obtenue à la sortie d'un onduleur simple et cinq niveaux.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig. IV-6 : Comparaison entre les tensions rotoriques d'axes d et q obtenue à la sortie d'un onduleur simple et cinq niveaux.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig. IV-7 : Comparaison entre les courants rotoriques d'axes d et q obtenue à la sortie d'un onduleur simple et cinq niveaux.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig. IV-8 : Tension redressée de bus continu</i>	<i>79</i>
<i>Fig. IV-9 : Allure du courant d'une phase statorique sans et avec zoom</i>	<i>79</i>
<i>Fig. IV-10 : Allure du courant d'une phase rotorique</i>	<i>80</i>

Nomenclature

Notations

IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
GTO	Gate Turn Off Transistor
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
GADA	Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
CCM	Convertisseur Coté MADA
CCR	Convertisseur Coté Réseau
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégral
f.m.m	Force magnétomotrice
f.e.m	Force électromotrice
FTBT	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte

Paramètres

f	fréquence imposée par le réseau électrique	Hz
f_c	fréquence de modulation	Hz
f_s	fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie d'onduleur	Hz
r	coefficient du réglage	-
G	gain du multiplicateur	-
I_r	valeur efficace des courants rotoriques de la GADA	A
I_s	valeur efficace des courants statoriques de la GADA	A
K_p	gain proportionnel du contrôle des puissances statoriques	-
K_i	gain intégral du contrôle de la tension du bus continu	-
M	inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor	-
M_{as}	inductance mutuelle entre deux phases du stator	H
M_{ar}	inductance mutuelle entre deux phases du rotor	H
M_{rs}	inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une autre du rotor	H
L_{as}	inductance propre d'une phase statorique	H
L_{ar}	inductance propre d'une phase rotorique	H
L_s	inductance propre cyclique du stator	H
L_r	inductance propre cyclique du rotor	H
L_m	inductance magnétisante de la GADA	H
C	condensateur de filtrage	F
p	nombre de paires de pôles	-
R_r	résistance du bobinage rotorique de la MADA	Ω
R_s	résistance du bobinage statorique de la MADA	Ω
τ_r	temps de réponse du contrôle des puissances statoriques	s
U_r	valeur efficace des tensions composées rotoriques	V
U_s	valeur efficace des tensions composées statoriques	V

V_p	valeur efficace de la porteuse triangulaire pour la MLI	V
V_s	valeur efficace des tensions simples statoriques	V
Φ_s	valeur efficace du flux statorique de la GADA	Wb
σ	coefficient de dispersion de la GADA	-
ω	pulsation propre	rad/s
ω_s	pulsation statorique de la GADA	rad/s
ω_r	pulsation rotorique de la GADA	rad/s
C_{em}	couple électromagnétique de la GADA	Nm
C_m	couple mécanique de la GADA	Nm
g	glissement de la GADA	-
N	vitesse de rotation de la GADA	tr/min
P_s	puissance instantanée statorique de la GADA	W
P_r	puissance active rotorique de la GADA	W
P_{mes}	puissance active statorique fournie de la GADA	W
P_{ref}	puissance de référence active	W
P_t	puissance transmise du stator au rotor	W
Q_s	puissance réactive rotorique instantanée de la GADA	VAr
Q_r	puissance réactive rotorique de la GADA	VAr
Q_{mes}	puissance réactive fournie au stator de la GADA	VAr
Q_{ref}	puissance de référence réactive	VAr
U_{dc}	tension du bus continu	V
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	flux rotoriques de la GADA dans le repère de Park	Wb
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	flux statoriques de la GADA dans le repère de Park	Wb
θ	angle électrique entre les bobinages rotorique et statorique	rad
θ_r	angle de Park des grandeurs rotoriques de la GADA	rad
θ_s	angle de Park des grandeurs statoriques de la GADA	rad
ω_e	pulsation électrique entre les bobinages statorique et rotorique	rad
Ω	vitesse de rotation angulaire de la GADA	rad/s

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

L'énergie électrique est au cœur de notre société moderne qui serait bien en peine si elle devait s'en passer. Sa facilité de transport et surtout sa transformation en une autre forme d'énergie en font un élément désormais indispensable.

En effet, l'intense industrialisation des dernières décennies et la multiplication des appareils domestiques électriques ont conduit à des besoins planétaires en énergie électrique considérables. Face à cette demande, toujours croissante de nos jours, les pays industrialisés ont massivement fait appel aux centrales nucléaires. Cette source d'énergie présente l'avantage indéniable de ne pas engendrer de pollution atmosphérique contrairement aux centrales thermiques, mais le risque d'accident nucléaire, le traitement et l'enfouissement des déchets sont des problèmes bien réels qui rendent cette énergie peu attractive pour les générations futures [7].

Face à ces problèmes, et de façon à limiter l'emploi de centrales nucléaires, certains pays, aidés par la déréglementation, se sont tournés vers de nouvelles formes d'énergie dites "renouvelables". Parmi celles-ci, l'éolien qu'apparaît clairement en bonne place, non pas en remplacement des sources conventionnelles, mais comme énergie d'appoint complémentaire à l'énergie nucléaire. En effet l'énergie potentielle des masses d'air en mouvement représente, au niveau mondial, un gisement considérable. C'est dans cet objectif que vient s'insérer notre étude qui porte sur une des énergies renouvelables en développement en ce moment qui est l'énergie éolienne [3].

Une grande partie des éoliennes installées de nos jours sont équipées de machines asynchrones à double alimentation (MADA). Cette génératrice permet une production d'électricité à vitesse variable, ceci permet alors de mieux exploiter les ressources éoliennes pour différentes conditions de vent. De plus, le convertisseur (généralement à étage intermédiaire) alimentant le rotor n'est dimensionné que pour une fraction de la puissance fournie par le stator de la MADA. En mode hypersynchrone, la MADA peut même fournir de la puissance active de son rotor, ce qui augmente son rendement. La MADA peut également offrir des services au réseau, tels que la fourniture de la puissance réactive, elle peut aussi faire office de filtre des harmoniques.

C'est donc dans ce cadre que nous allons développer notre étude sur un système de conversion éolienne à base d'une MADA permettant de produire une puissance constante au réseau tout en offrant des services systèmes tels que correction d'harmonique de courant et fourniture d'énergie réactive. La présence de l'ensemble redresseur-onduleur dans le circuit rotorique fait que la puissance fournie par le stator de la MADA présente des fluctuations importantes autour des références. L'objectif qui nous a été assigné est de réduire ces fluctuations en utilisant un onduleur multiniveaux.

Des généralités et une modélisation de la MADA seront présentées dans le premier chapitre de ce mémoire. Il s'agit d'une étude assez détaillée de cette machine (l'écriture de ses équations électriques, magnétiques et de son couple à l'aide de la transformation de Park) en vue d'une commande vectorielle, ainsi une présentation de ses différents modes de

fonctionnement existants (moteur et génératrice en hypo et hyper synchrone). Ensuite on passe à l'étude de la commande en puissance de la MADA mettant en œuvre la modélisation de la commande vectorielle dans un repère lié au champ tournant statorique et une stratégie de commande en puissance active et réactive statorique basée sur le régulateur (PI).

La dernière partie de ce chapitre présente les résultats de simulation de l'ensemble (MADA-alimentation purement sinusoïdale) sous l'environnement Matlab et leurs interprétations.

Le second chapitre qui a pour titre « La régulation du bus continu d'un redresseur à MLI » est consacré à l'étude et la modélisation du redresseur à MLI triphasé, dans le repère de coordonnées biphasées de Park (composantes dq) et à sa commande en présentant sa stratégie. L'algorithme de commande à développer consiste à faire suivre au redresseur une référence de tension bien déterminée. Cette référence est obtenue via un système de régulation en cascade (Deux ou trois boucles internes de courant et une boucle externe de la tension du bus continu). Le redresseur à MLI, muni de sa commande et de sa régulation sera testé par simulation dans un premier temps sur une charge résistive-inductive.

La deuxième partie de ce chapitre a pour objet l'étude complète de l'ensemble redresseur-onduleur-charge triphasé, en commençant par la modélisation de l'onduleur triphasé, et en mettant l'accent sur les méthodes de commande des onduleurs et leurs principes de fonctionnement. On termine par la simulation de l'ensemble sous l'environnement MATLAB-SIMULINK et les interprétations des résultats obtenus. Ces derniers ont pour but de montrer que l'ensemble redresseur à MLI-onduleur peut remplir plusieurs fonctions en même temps, à savoir : la fonction de redresseur propre, la correction du facteur de puissance et la dépollution harmonique.

Le troisième chapitre introduit l'étude de l'ensemble « redresseur-onduleur à MLI simple niveau-MADA » basée sur la modélisation de l'onduleur de tension à MLI associé au rotor de la MADA ainsi que sa stratégie de commande. Nous analyserons enfin les résultats de simulation obtenus sous MATLAB pour des vitesses variables passant par les deux régimes de fonctionnements (modes hypo et hyper synchrone).

Enfin le dernier chapitre abordera l'aspect qualitatif de la puissance active fournie par la MADA. En effet, la présence de l'onduleur fait que la MADA ne fournit pas exactement la référence de puissance active, mais plutôt une puissance fluctuante au tour de cette référence. Nous proposons dans ce chapitre d'utiliser un onduleur multi-niveaux afin de réduire le taux de fluctuation de cette puissance.

Une conclusion générale viendra synthétiser l'ensemble de nos résultats de simulation et proposer quelques travaux à effectuer en perspectives.

CHAPITRE I

Commande en puissance de la MADA

I-1 Introduction

De nos jours, l'énergie éolienne est devenue une solution viable pour la production d'énergie, en complément des autres sources d'énergie renouvelables. Alors que la majorité des éoliennes installées sont à vitesse fixe, le nombre des éoliennes à vitesse variable ne cesse d'augmenter [1]. La génératrice asynchrone à double alimentation avec une commande en puissance est une machine qui présente d'excellentes performances et elle est couramment utilisée dans l'industrie des éoliennes [20-21]. Il existe de nombreuses raisons pour l'utilisation d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) pour une éolienne à vitesse variable; comme la réduction des efforts sur les parties mécaniques, la réduction du bruit et la possibilité du contrôle des puissances active et réactive [2].

En effet, depuis l'apparition de l'électronique de puissance, plusieurs développements ont été observés dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Une certaine souplesse dans le réglage est constatée, un potentiel accru d'optimisation et une économie d'énergie est rendue possible. Les régulateurs sont de plus en plus fiables et les contraintes que peut subir le système d'entraînement se trouvent aussi efficacement réduites, avec les nouvelles structures de convertisseurs statiques et des systèmes de commande. Les différentes performances à savoir le temps de réponse, la poursuite de trajectoire, la robustesse, le freinage, le taux d'harmoniques et l'ondulation de couple se trouvent considérablement améliorées. Cette évolution au niveau des systèmes de commande a donné naissance à de nouvelles structures de machines performantes.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons présenter une modélisation de la MADA, l'objectif est alors de déterminer un modèle de connaissance ainsi qu'un modèle d'action qui permettra par la suite de réaliser la synthèse des régulateurs de la commande en puissance de la MADA fonctionnant à vitesse variable. La problématique issue de cette modélisation est de déterminer quelles sont les variables de commandes et surtout de savoir s'il existe un réglage optimal des degrés de liberté apportés par cette structure afin d'atteindre les meilleures performances.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la simulation de l'ensemble (MADA-alimentation purement sinusoïdale) sous environnement Matlab et aux interprétations des résultats obtenus.

I-2 Modélisation de la MADA

I-2-1 Les généralités sur la MADA

a- Définition :

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec les répartitions de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Elle est constituée d'une armature fixe (stator) logeant trois enroulements identiques distribués sur la circonférence de la machine dont les axes sont décalés de 120° et constituant p paires de pôles. Le rotor est aussi constitué de trois enroulements identiques constituant p paires de pôles. Elle est représentée sur la *Fig. (I-1)* dans un plan perpendiculaire à son axe de rotation [3].

La MADA a le surnom de « machine généralisée » vu sa flexibilité de fonctionnement. Grâce à l'accès au rotor et via une interface électronique il est possible de contrôler la vitesse de rotation ainsi que le facteur de puissance.

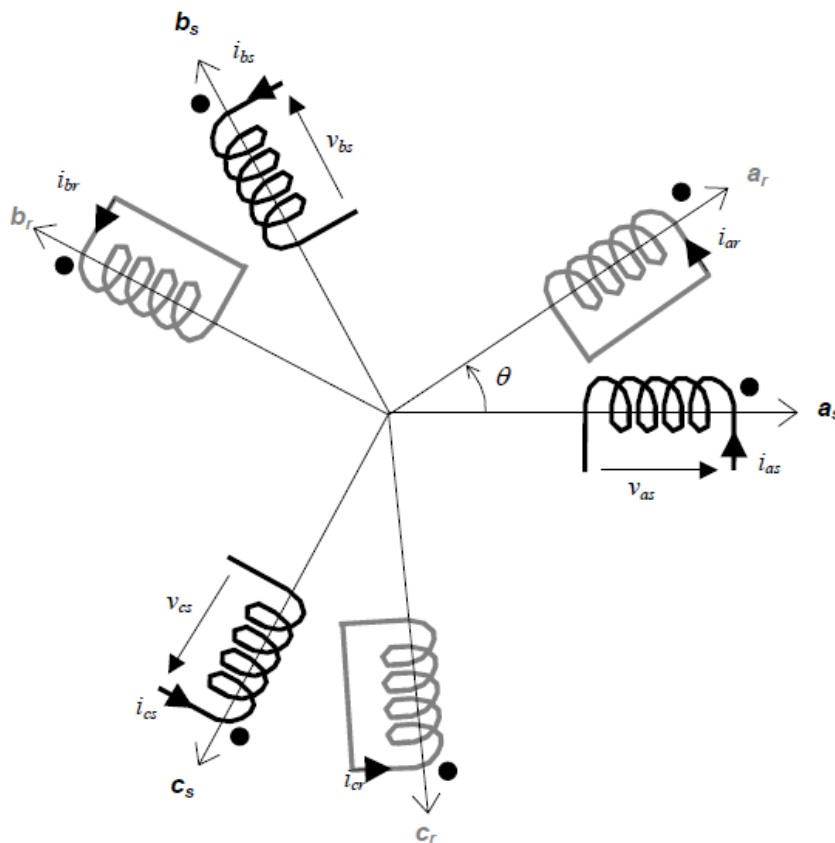


Fig. I-1 : Représentation schématique de la MADA dans le repère abc

b- Mode de fonctionnement de la machine à vitesse variable [5].

La MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la différence avec les autres types de machine réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. En effet nous savons qu'une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Par contre dans le cas de la MADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

➤ **Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone**

Le fonctionnement en mode hypo synchrone du moteur est réalisé lorsqu'il s'agit d'une plage de réglage de vitesse s'étendant de la vitesse de synchronisme à une vitesse plus faible. Le quadrant 1-1 de la *Fig. (I-2)* montre que la puissance est fournie par le réseau au stator ; la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, "la puissance de glissement" est renvoyée sur le réseau via les convertisseurs connectés au rotor, c'est la cascade hypo synchrone.

➤ **Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone**

Le fonctionnement en mode hyper synchrone du moteur est réalisé lorsque la vitesse de la machine peut varier au delà de la vitesse de synchronisme. Dans le quadrant 1-2, nous voyons que dans ce mode de fonctionnement une partie de la puissance fournie par le réseau va au rotor via les convertisseurs statiques et est convertie en puissance mécanique.

➤ **Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone**

C'est surtout le mode de fonctionnement en génératrice qui nous intéresse car il correspond parfaitement à notre cas, à la MADA utilisée dans une éolienne. Dans le quadrant 2-1, la puissance est fournie par le dispositif d'entraînement, dans notre cas la turbine éolienne ; une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.

➤ **Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone**

Dans ce mode de fonctionnement comme le montre le quadrant 2-2, la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine par la turbine éolienne est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance est transmise par l'intermédiaire du rotor.

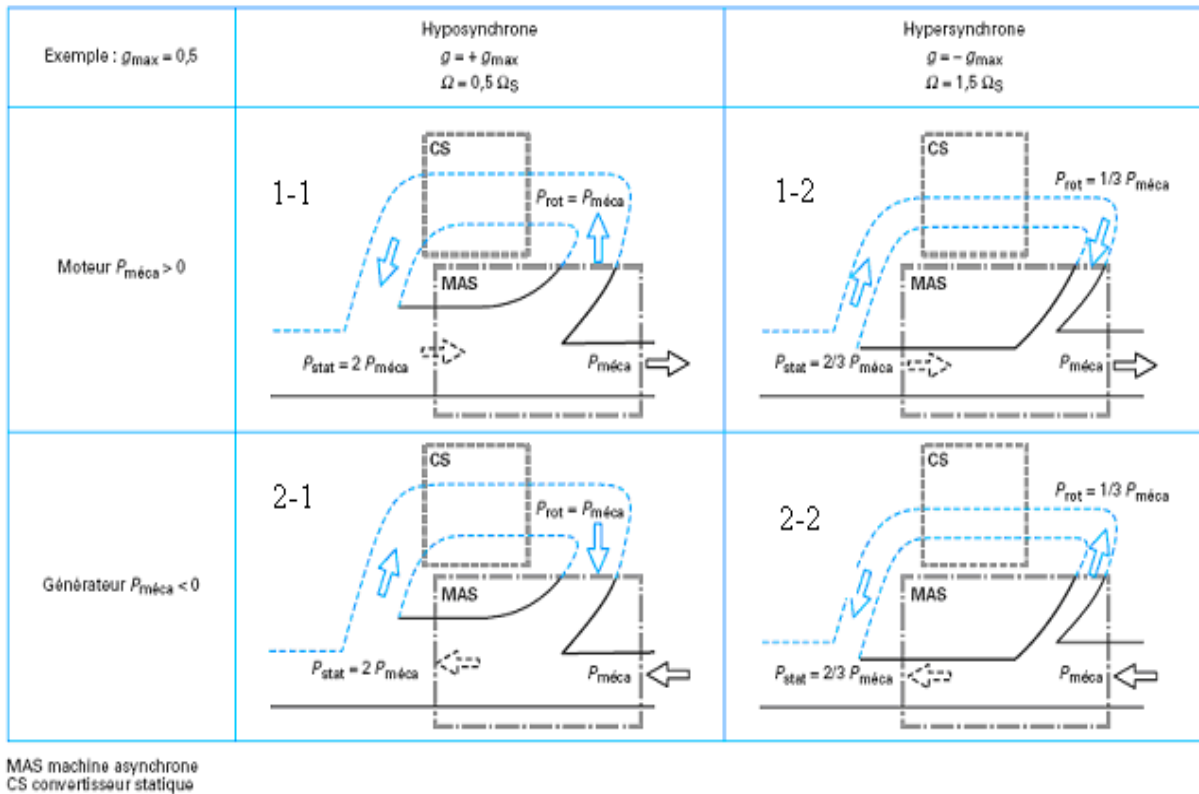


Fig. I-2 : Bilans simplifiés des transferts d'énergie dans une machine à double alimentation lorsque la vitesse varie de la moitié au double de Ω .

I-2-2 Hypothèses simplificatrices [3] :

Il est nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes afin de pouvoir élaborer un modèle simple.

- La machine est symétrique et à entrefer constant.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et parfaitement feuilleté, il en résulte que les pertes fer et les pertes par hystérésis sont négligeables et que seuls les enroulements sont parcourus par des courants.
- La f.m.m créée dans chaque phase au stator et au rotor, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

I-2-3 Equations électriques dans les axes a,b,c :

En tenant compte des hypothèses ci-dessus, le modèle de la MADA comporte trois équations statoriques et trois équations rotoriques :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec :

$$[V_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t \quad [V_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t \quad [\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^t$$

$$[I_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t \quad [I_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t \quad [\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^t$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où R_s : résistance d'une phase statorique

R_r : résistance d'une phase rotorique

I-2-4 Equations magnétiques :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Et : $[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$

- L_{as} : Inductance propre d'une phase statorique.
- L_{ar} : Inductance propre d'une phase rotorique.
- M_{as} : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.
- M_{ar} : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.
- M_{rs} : Inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une autre du rotor (obtenue quand les axes magnétiques des deux phases sont alignés).

De (I.1) et (I.2) on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_{ss}) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}][I_s]) \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

I-2-5 Equation mécanique de la machine :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (\text{I.5})$$

Le couple électromagnétique peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

$$C_{em} = P[I_s] \frac{d}{d\theta}([M_{sr}][I_r]) \quad (\text{I.6})$$

Le fonctionnement de la machine est régi par un système d'équations non linéaires, dépendant de $L(\theta)$, sa résolution analytique dans le repère (abc) est très difficile, ce problème se simplifie en adoptant une transformation qui permet le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent [4].

I-3 Modèle de la MADA dans le plan (dq) :

I-3-1 La transformation de park :

Elle consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre les axes des phases et les axes d et q, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle du système précédent. Dans la matrice de Park, c'est l'angle θ_s qui intervient pour les grandeurs statoriques et θ_r pour les grandeurs rotoriques [3].

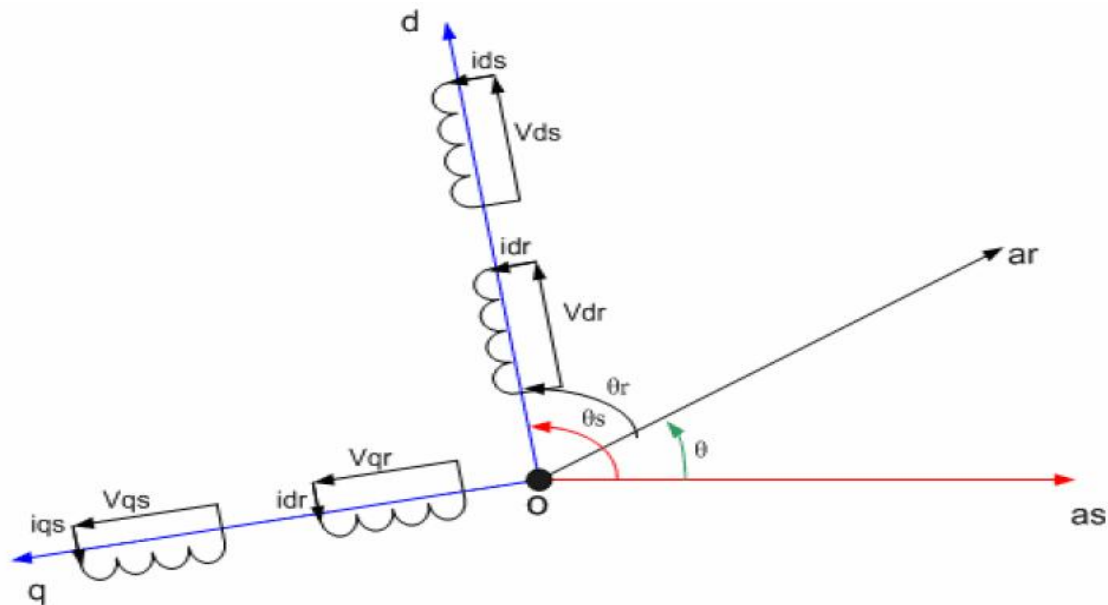


Fig. I-3 : Représentation schématique de la MADA dans le repère dq

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Et la matrice de transformation inverse de Park :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Ainsi les grandeurs statoriques et rotoriques sont transformées comme suit:

Les tensions :

$$\begin{cases} [V_{sdq0}] = [P(\theta_s)] [V_{sabc}] \\ [V_{rdq0}] = [P(\theta_r)] [V_{rabc}] \end{cases} \quad (I.9)$$

Les courants :

$$\begin{cases} [i_{sdq0}] = [P(\theta_s)] [i_{sabc}] \\ [i_{rdq0}] = [P(\theta_r)] [i_{rabc}] \end{cases} \quad (I.10)$$

Les flux :

$$\begin{cases} [\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)] [\varphi_{sabc}] \\ [\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)] [\varphi_{rabc}] \end{cases} \quad (I.11)$$

I-3-2 Equations électriques dans les axes d et q :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} + R_s i_{ds} \\ v_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (I.12)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \frac{d\theta}{dt} + R_r i_{dr} \\ v_{qr} = \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \frac{d\theta}{dt} + R_s i_{qr} \end{cases} \quad (I.13)$$

I-3-3 Equations magnétiques dans les axes d et q :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$\varphi_{0s} = L_{0s} i_{0s} \quad \varphi_{0r} = L_{0r} i_{0r} \quad (I.16)$$

En supposant que le système est symétrique, les grandeurs homopolaires sont nulles [5]

Avec:

- $L_s = L_{as} - M_{as}$: inductance propre cyclique du stator
- $L_r = L_{ar} - M_{ar}$: inductance propre cyclique du rotor
- $M = \frac{3}{2} M_{rs}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
- $L_{0s} = L_{as} + 2M_{as}$: inductance homopolaire au stator
- $L_{0r} = L_{ar} + 2M_{ar}$: inductance homopolaire au rotor

I-3-4 Expression de la puissance instantanée et du couple électromagnétique dans les axes d et q :

La transformation de Park telle qu'elle est définie précédemment conserve la puissance instantanée.

La puissance instantanée au stator s'écrit donc :

$$P_s = v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \quad (I.17)$$

$$P_s = \left(\frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs} \frac{d\theta}{dt} + R_s i_d \right) i_{ds} + \left(\frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds} \frac{d\theta}{dt} + R_s i_q \right) i_{qs}$$

$$P_s = (R_s i_{ds}^2 + R_s i_{qs}^2) + \left(\frac{d\varphi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} i_{qs} \right) + (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \frac{d\theta}{dt} \quad (I.18)$$

Le premier terme correspond aux pertes joules.

Le second terme correspond à l'énergie magnétique emmagasinée par unité de temps.

Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

Cette dernière peut se mettre sous la forme :

$$P_t = C_{em} \cdot \Omega_s = (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \omega_s \quad (I.19)$$

$$\text{Où : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad \text{et} \quad \omega_s = p \cdot \Omega_s$$

P_t : puissance transmise du stator au rotor, et p : nombre de paires de pôles de la machine.

Alors le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em} = \frac{P_t}{\omega_s} = p \cdot (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (I.20)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple en utilisant les expressions des flux statoriques et rotoriques.

De (I.14), (I.15) et (I.20) on aura :

$$\begin{aligned} C_{em} &= p \cdot [(L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr}) \cdot i_{qs} - (L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}) \cdot i_{ds}] \\ C_{em} &= p \cdot M \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \end{aligned} \quad (I.21)$$

De l'équation (III.14) on tire le courant i_{dr} ,

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \cdot (\varphi_{dr} - M \cdot i_{ds}) \quad (I.22)$$

De l'équation (II.12) on tire le courant i_{qr} ,

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \cdot (\varphi_{qr} - M \cdot i_{qs}) \quad (I.23)$$

On remplace (I.21) et (I.22) dans (I.20) le couple devient :

$$\begin{aligned} C_{em} &= p \frac{M}{L_r} [(\varphi_{dr} - M \cdot i_{ds}) \cdot i_{qs} - (\varphi_{qr} - M \cdot i_{qs}) \cdot i_{ds}] \\ C_{em} &= p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) \end{aligned} \quad (I.24)$$

De l'équation (I.14) on tire le courant i_{ds} ,

$$i_{ds} = \frac{1}{L_s} \cdot (\varphi_{ds} - M \cdot i_{dr}) \quad (\text{I.25})$$

De l'équation (I.15) on tire le courant i_{qs} ,

$$i_{qs} = \frac{1}{L_s} \cdot (\varphi_{qs} - M \cdot i_{qr}) \quad (\text{I.26})$$

On remplace (I.25) et (I.26) dans (I.21) le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} [i_{dr} \cdot (\varphi_{qs} - M \cdot i_{qr}) - i_{qr} \cdot (\varphi_{ds} - M \cdot i_{dr})]$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (I_{dr} \varphi_{qs} - I_{qr} \varphi_{ds}) \quad (\text{I.27})$$

On constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant, ces expressions ressemblent à l'expression du couple de la machine à courant continu où le collecteur permet d'obtenir un découplage, le problème posé ici est de pouvoir contrôler indépendamment l'un de l'autre, le terme de flux et le terme de courant, d'où l'intérêt d'utiliser la commande vectorielle.

I-4 Choix du référentiel du travail [5].

Le référentiel de travail est le système d'axes od et oq associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. Ce repère fait un angle θ_s avec le stator et un angle θ_r avec le rotor.

$$\text{Soit ; } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}, \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}, \quad \omega = \frac{d\theta}{dt}$$

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad \text{donc} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$$

ω_s : Pulsation des courants statoriques.

ω_r : vitesse électrique du rotor.

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} : \text{glissement}$$

$\omega_r = g \cdot \omega_s$: Pulsation des courants rotoriques.

Il existe trois choix de référentiels intéressants :

➤ **Référentiel lié au stator :**

Ce référentiel est préférable pour étudier les variations importantes de la vitesse de rotation donc il est adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il se caractérise par ;

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{donc} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt} = -\frac{d\theta_r}{dt}$$

➤ **Référentiel lié au rotor :**

Ce référentiel tourne à la même vitesse que le rotor, il est préférable pour étudier les régimes transitoires où la vitesse de rotation peut être considérée constante, il se caractérise par :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad \text{donc} \quad \omega_s = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt}$$

➤ **Référentiel lié au champ tournant :**

Ce référentiel tourne à la vitesse de synchronisme, dans ce cas les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent, il est préférable de travailler dans ce repère lors de notre étude de la commande de cette machine, il se caractérise par ;

$$\frac{d\theta}{dt} = g.\omega_s \quad , \quad \omega_s = \frac{d\theta}{dt}$$

I-5 la commande en puissance à facteur de puissance unitaire [6].

Le principe de la commande en puissance est de faire suivre à la MADA une consigne en puissance, avec la meilleure dynamique électrique. Le schéma de principe de cette commande est illustré sur la *Fig. (I-4)*.

I-5-1 Equations électriques :

Le modèle de la machine s'écrit dans le repère de Park lié au champ tournant comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs}\omega_s + R_s.i_{ds} \\ v_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds}\omega_s + R_s.i_{qs} \\ v_{dr} = \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr}(\omega_s - \omega) + R_r.i_{dr} \\ v_{qr} = \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr}(\omega_s - \omega) + R_r.i_{qr} \end{array} \right. \quad (I.28)$$

I-5-2 Expressions des puissances actives et réactive statoriques:

➤ **Puissance active :**

$$\begin{aligned} P_s &= (i_s)^t * (V_s) \\ P_s &= v_{ds} * i_{ds} + v_{qs} * i_{qs} \end{aligned} \quad (\text{I.29})$$

➤ **Puissance réactive :**

$$Q_s = (i_s)^t \wedge (v_s) = \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (v_b - v_c) \cdot i_a + (v_c - v_a) \cdot i_b + (v_a - v_b) \cdot i_c \}$$

$$\begin{aligned} Q_s &= \frac{1}{\sqrt{3}} * (i_a, i_b, i_c) * \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}} * (p(\theta)^{-1} * i_{dq0})^t * \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{pmatrix} * (p(\theta)^{-1} * v_{dq0}) \end{aligned} \quad (\text{I.30})$$

$$Q_s = \frac{1}{\sqrt{3}} * i_{ab0}^t * p(\theta)^{-1t} * \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{pmatrix} * (p(\theta)^{-1} * v_{ab0})$$

$$Q_s = v_{ds} * i_{qs} - v_{qs} * i_{ds}$$

Avec :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow Q_s &= \frac{1}{\sqrt{3}} * i_{abc}^t * \begin{pmatrix} 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ \sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} * v_{abc} = (i_a, i_b, i_c) * \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \\ &= (i_a, i_b, i_c) * \begin{pmatrix} -v_b \\ v_a \\ v_c \end{pmatrix} = (v_d * i_q - v_q * i_d) \end{aligned} \quad (I.33)$$

I-5-3 Orientation des axes d et q :

Les axes sont orientés de façon que : $V_{ds} = 0$ et $V_{qs} = V_s$, cette orientation correspond à annuler la composante en quadrature du flux φ_{qs} en vertu des équations électriques précédentes :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs} \omega + R_s I_{ds} \\ v_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds} \omega + R_s I_{qs} \end{cases} \quad (I.34)$$

Ce qui donne en régime permanent :

$$\begin{cases} v_{ds} = \varphi_{qs} \omega + R_s I_{ds} \\ v_{qs} = \varphi_{ds} \omega + R_s I_{qs} \end{cases} \quad (I.35)$$

Ce résultat est valable en négligeant la chute de tension aux bornes de la résistance R_s devant les Fems de rotation $\varphi_{qs} \cdot \omega$ et $\varphi_{ds} \cdot \omega$

Ce qui donne en résumé :

$$\begin{aligned} V_{ds} = 0, \quad V_{qs} = V_s, \quad \varphi_{qs} = 0 \text{ et } \varphi_{ds} = \frac{V_s}{\omega} \\ P_s = V_s \cdot I_{qs} \quad \quad \quad Q_s = V_s \cdot I_{ds} \end{aligned} \quad (I.36)$$

I-5-4 Les équations magnétiques :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} = \frac{V_s}{\omega} \quad \Rightarrow I_{ds} = \frac{V_s}{L_s \omega} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \quad \Rightarrow Q_s = \frac{V_s^2}{\omega \cdot L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} = 0 \quad \Rightarrow I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \quad \Rightarrow P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \end{aligned} \quad (I.37)$$

Ces deux équations montrent les relations entre les puissances actives et réactive statoriques et les courants rotoriques d'axes d et q. Il suffit maintenant d'utiliser les équations électriques au rotor pour déterminer les relations entre les puissances statoriques et tensions rotoriques et dimensionner ainsi les deux régulateurs de puissance.

I-5-5 Relations entre tensions et courants rotoriques :

$$V_{dr} = \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \cdot g \cdot \omega + R_r I_{dr} = \frac{d}{dt} (L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds}) - g \cdot \omega \cdot (L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs}) + R_r I_{dr} \quad (I.38)$$

$$V_{qr} = \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \varphi_{dr} \cdot g \cdot \omega + R_r I_{qr} = \frac{d}{dt} (L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs}) - g \cdot \omega \cdot (L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds}) + R_r I_{qr}$$

Sachant que :

$$I_{ds} = \frac{V_s}{L_s \omega} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \quad \text{et} \quad I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr}$$

$$V_{dr} = \frac{d}{dt} \left(L_r \cdot I_{dr} + M \cdot \left(\frac{V_s}{L_s \omega} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \right) \right) - g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{qr} + R_r I_{dr} \quad (I.39)$$

$$= \left(R_r + \sigma \cdot L_r \frac{d}{dt} \right) \cdot I_{dr} - g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{qr}$$

$$V_{qr} = \frac{d}{dt} \left(L_r - \frac{M}{L_s} \right) \cdot I_{qr} + g \cdot \omega \left(L_r \cdot I_{dr} + M \cdot \left(\frac{V_s}{L_s \omega} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \right) \right) + R_r \cdot I_{qr} \quad (I.40)$$

$$= \left(R_r + \sigma \cdot L_r \frac{d}{dt} \right) \cdot I_{qr} + g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{dr} + g \cdot M \cdot \frac{V_s}{L_s}$$

En remplaçant l'opérateur $\frac{d}{dt}$ par p :

$$\begin{aligned} V_{dr} &= (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p) \cdot I_{dr} - g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{qr} \\ V_{qr} &= (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p) \cdot I_{qr} + g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{dr} + g \cdot M \cdot \frac{V_s}{L_s} \end{aligned} \quad (I.41)$$

En remplaçant les courants par leurs expressions :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{\omega \cdot L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} \quad \Rightarrow \quad I_{dr} = \left(\frac{V_s^2}{\omega \cdot L_s} - Q_s \right) \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} \quad (I.42)$$

$$P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \quad \Rightarrow \quad I_{qr} = -P_s \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s}$$

$$\begin{aligned} V_{dr} &= (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p) \cdot I_{dr} - g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{qr} \\ &= (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p) \cdot \left(\frac{V_s^2}{\omega \cdot L_s} - Q_s \right) \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} - g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \left(-P_s \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} \right) \end{aligned} \quad (I.43)$$

$$\begin{aligned} V_{qr} &= (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p) \cdot I_{qr} + g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot I_{dr} + g \cdot M \cdot \frac{V_s}{L_s} \\ &= -(R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p) \cdot P_s \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} + g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \left(\left(\frac{V_s^2}{\omega \cdot L_s} - Q_s \right) \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} \right) + g \cdot M \cdot \frac{V_s}{L_s} \end{aligned} \quad (I.44)$$

$$V_{dr} = (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p) \cdot \frac{V_s}{\omega \cdot M} - (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p) \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot Q_s + g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot P_s \quad (I.45)$$

$$V_{qr} = g \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \frac{V_s}{M} - (R_r + \sigma \cdot L_r \cdot p) \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot P_s - g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot L_r \cdot \frac{L_s}{M \cdot V_s} \cdot Q_s \quad (I.46)$$

I-5-6 Le schéma bloc de la MADA :

Les équations (I.45), (I.46) et (I.42) nous permettent d'établir le schéma bloc de la MADA représenté sur la figure suivante :

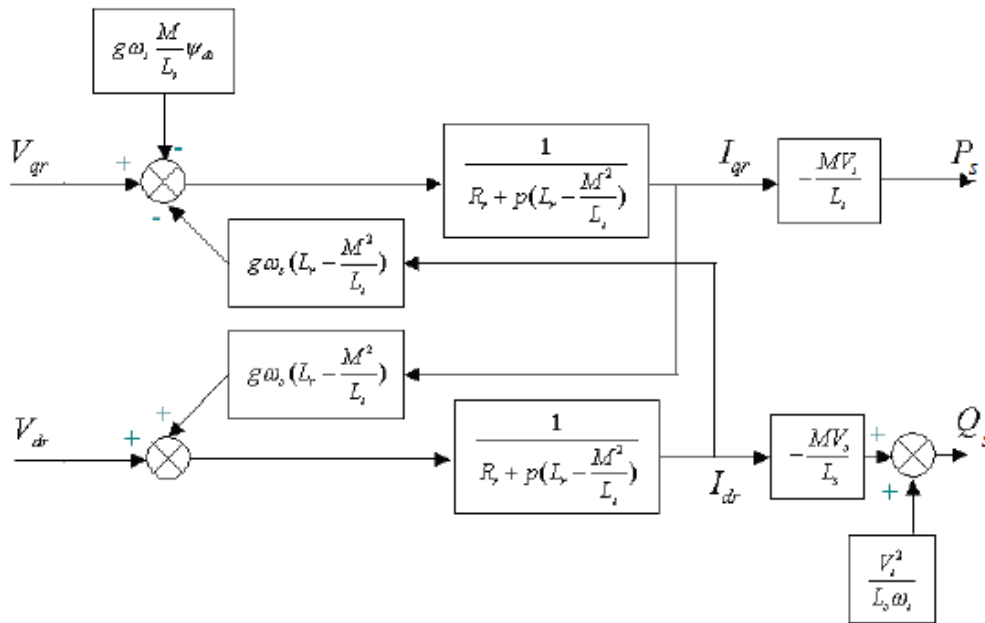


Fig. I-4 : Schéma bloc de la MADA.

I-6 Synthèse des régulateurs de puissance [7].

I-6-1 Introduction

Pour commander la MADA en puissance des régulateurs s'imposent, les plus répons sont les régulateurs proportionnels-intégral (PI). Dans cette partie de ce chapitre on s'intéresse à la synthèse des régulateurs de puissance qui nous permettra d'atteindre à la fois une bonne dynamique et une bonne robustesse pour la commande en puissance la machine.

I-6-2 le régulateur proportionnel intégral (PI)

La structure générale d'un régulateur proportionnel intégral, noté PI, est composée de la fonction proportionnelle et de la fonction intégrale mises en parallèle. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

Avec : K_p : le gain proportionnel du régulateur.

K_i : le gain intégrateur du régulateur.

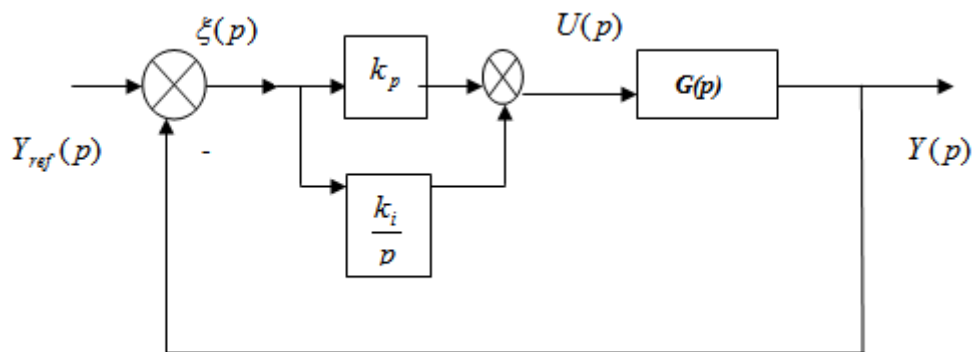


Fig. I-5 : Structure de commande utilisant un régulateur PI

L'avantage principal d'un régulateur PI est qu'il annule l'erreur statique grâce à la fonction intégrale et non pas en utilisant les coefficients K_p et K_i . En effet, il calcule la commande $u(t)$ à injecter au système en intégrant la grandeur d'erreur $\varepsilon(t)$. Ainsi, le signal de commande augmente tant que le signal d'erreur est non nul, la commande $u(t)$ ne cesse de croître que lorsque l'erreur entre $y(t)$ et $y_{ref}(t)$ est nulle.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{bf}(p) = \frac{\frac{k}{p} \left(p + \frac{k_i}{k_p} \right) G(p)}{1 + \frac{k}{p} \left(p + \frac{k_i}{k_p} \right) G(p)} \quad (I.47)$$

Celle-ci montre que le régulateur PI ajoute un zéro à la fonction de transfert en boucle fermée. Celui-ci peut éventuellement être utilisé pour compenser un pôle de la fonction de transfert du système à commander, simplifiant ainsi l'ordre du transfert en boucle fermée. Il existe donc deux méthodes pour déterminer les coefficients K_p et K_i du régulateur.

I-6-2-1 La méthode par la compensation de pôles :

Cette méthode se déroule en deux étapes, elle consiste, dans une première étape, à utiliser le zéro de régulateur ($-K_i / K_p$) pour compenser un pôle du système à commander. Elle permet ainsi de simplifier l'ordre de la fonction de transfert en boucle ouverte. Cette compensation donne la première équation permettant de calculer les deux coefficients K_i et K_p . Dans une seconde étape, on calcule la fonction de transfert en boucle fermée, et on détermine une seconde équation permettant de calculer le deuxième coefficient de régulateur.

I-6-2-2 La méthode par placement de pôles de la boucle fermée :

Cette méthode consiste à déterminer la fonction de transfert en boucle fermée directement. Les deux coefficients K_p et K_i sont alors déterminés afin d'imposer deux pôles du dénominateur de la fonction de transfert de la boucle fermée.

I-6-3 Calcul des régulateurs de la commande en puissance de la MADA

Le schéma de la *Fig. (I-4)* fait apparaître des fonctions de transfert du 1^{er} ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactive statoriques. Du fait de la faible valeur du glissement g , il sera possible d'établir une commande en puissance car les influences des couplages resteront faibles et les axes d et q pourront être commandés séparément avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator, de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de puissance active devra permettre de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal.

Il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine :

- ❖ **La première méthode** : consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive, elle est dite méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.

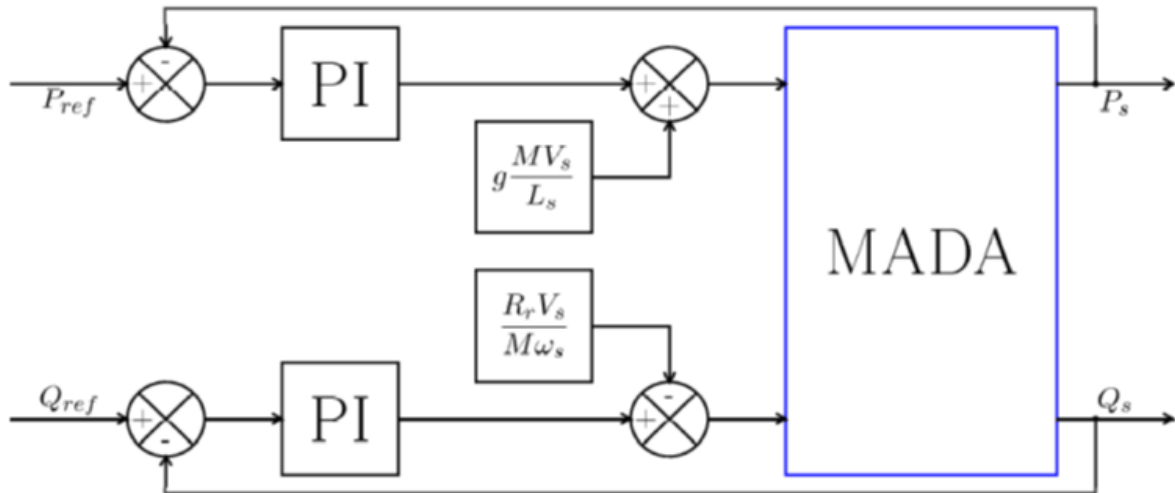


Fig. I-6 : Schéma bloc de la commande directe.

❖ **La deuxième méthode** : consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances (active et réactive) et les courants rotoriques. Cette méthode est appelée méthode indirecte.

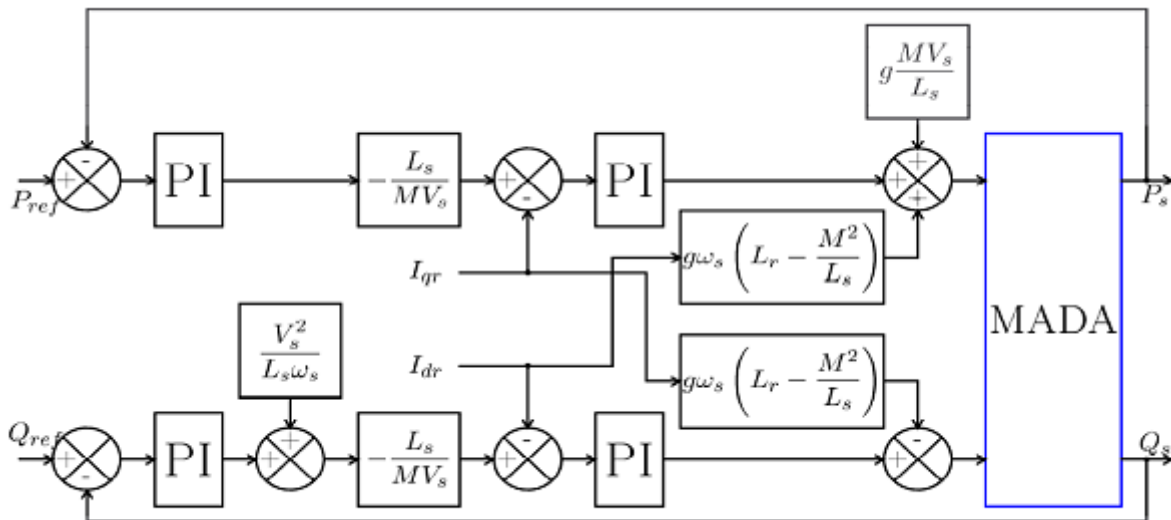


Fig. I-7 : Schéma bloc de la commande indirecte

C'est la méthode indirecte qui va être étudiée et simulée, son intérêt est de contrôler les courants rotoriques ce qui permet de faire une protection de la machine en limitant ces courants.

Dans le but d'améliorer la commande précédente, nous allons introduire une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système. Nous aboutissons au schéma bloc présenté en (Fig. I-8) sur laquelle on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une

contrôlant le courant et l'autre la puissance. Ce type de régulation donne une dynamique satisfaisante et une erreur statique nulle.

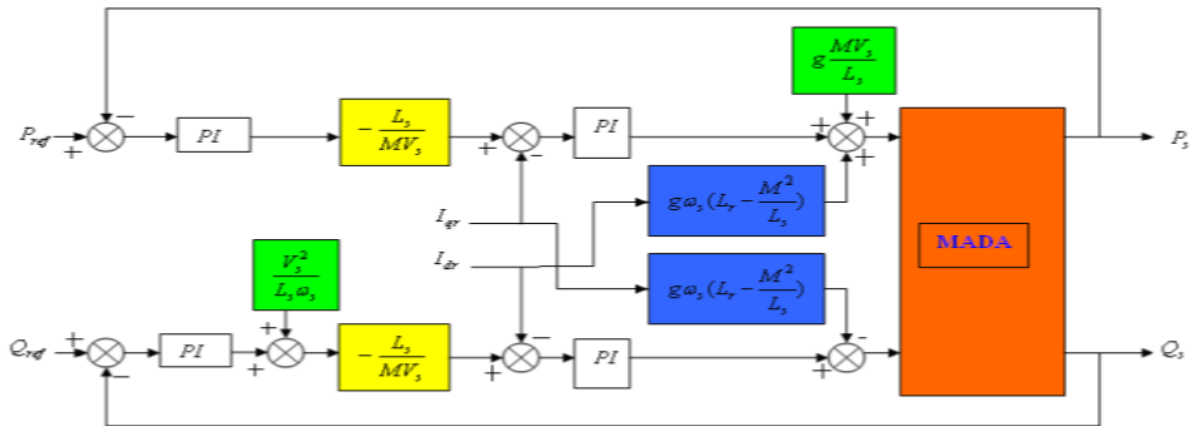


Fig. I-8 : Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance

I-6-3-1 Synthèse du régulateur proportionnel intégral (PI)

La rapidité et la simplicité du régulateur PI constituent ses principales performances pour lesquelles on l'utilise dans la commande de la MADA, la (Fig. I-8) montre la boucle de régulation du système corrigé par le régulateur (PI) dont sa fonction de transfert est :

$$FT(pi) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

❖ Régulateur de puissance :

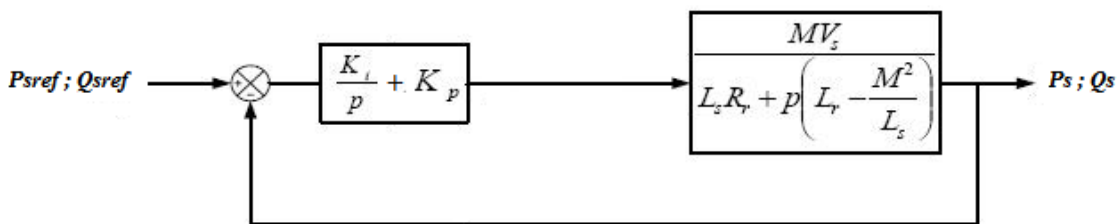


Fig. I-9 : Schéma bloc du système régulé par PI

Pour les axes d et q, la fonction de transfert en boucle ouverte intégrant la présence des régulateurs est :

$$FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} * \frac{\frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p + \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}} \tag{I.48}$$

Afin d'éliminer le zéro présent sur la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})} \quad (I.49)$$

Si les pôles sont parfaitement compensés, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p} \quad (I.50)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (I.51)$$

$$FTBF = \frac{\frac{K_p \frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p}}{1 + \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p}} = \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p + K_p \frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_p} \cdot \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s} \cdot p} \quad (I.52)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p} \quad \text{On déduit} \quad \tau_r = \frac{1}{K_p} \cdot \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s}$$

τ_r est le temps de réponse du système, dans notre étude on choisie $\tau_r = 10$ ms correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'utilisation dans le système éolien où les variations de vent sont peu rapides et les constantes de temps mécaniques sont importantes.

Donc les gains du régulateur K_p et K_i peuvent être exprimés en fonction de τ_r et des paramètres de la machine comme suit :

$$K_p = \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s \tau_r} \quad (I.53)$$

$$K_i = \frac{L_s R_r}{MV_s \tau_r} \quad (I.54)$$

❖ Régulateur de courant :

Il prend en entrée le courant I_{rq}^{ref} de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence V_{rq}^{ref} pour ajuster le courant I_{rq} .

La régulation du courant I_{rq} est représentée par la Fig. I-10 :

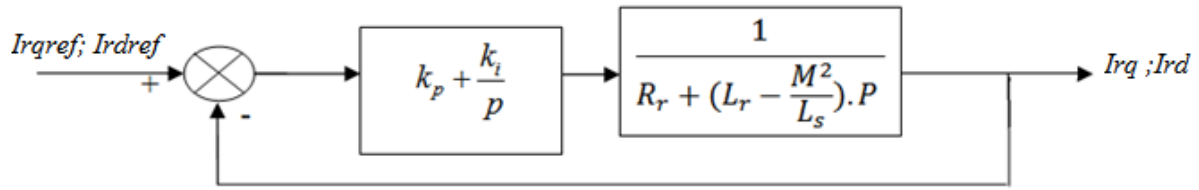


Fig. I-10 : Schéma bloc du système de régulation du courant par PI

La fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{I_{rd}}{V_{rd}} = \frac{1}{R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot P} \quad (I.55)$$

Pour les axes d et q, la fonction de transfert en boucle ouverte intégrant la présence des régulateurs est :

$$FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{P}{K_p}} \cdot \frac{1}{R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot P} \quad (I.56)$$

$$FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{P}{K_p}} \cdot \frac{\frac{1}{(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{\frac{R_r}{(L_r - \frac{M^2}{L_s})} + P} \quad (I.57)$$

Avec la méthode de la compensation des pôles on obtient :

$$p + \frac{K_i}{K_p} = \frac{R_r}{(L_r - \frac{M^2}{L_s})} + P \quad (I.58)$$

Alors on a :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_r}{(L_r - \frac{M^2}{L_s})} \quad (I.59)$$

Dou :

$$K_i = \frac{K_p}{T_r \cdot \sigma} \quad \text{Avec} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (I.60)$$

Si les pôles sont parfaitement compensés, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{K_p \cdot \frac{1}{(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p} \quad (I.61)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (I.62)$$

$$FTBF = \frac{\frac{K_p \cdot \frac{1}{(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p}}{1 + \frac{K_p \cdot \frac{1}{(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p}} \quad (I.63)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{K_p} p} \quad (I.64)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p} \quad \text{On déduit } \tau_r = \frac{(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{K_p} \quad (I.65)$$

$$K_p = \frac{\sigma L_r}{\tau_r} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{R_r}{\tau_r} \quad \text{Avec } \sigma = (1 - \frac{M^2}{L_r L_s}) \quad (I.66)$$

I-7 Simulation et interprétation des résultats

I-7-1 Présentation de la simulation de la GADA sous Matlab-simulink

La présentation de la simulation numérique de la MADA alimentée par une alimentation purement sinusoïdale est utilisée pour démontrer l'intérêt d'utilisation des régulateurs PI pour la commande en puissance de la MADA et d'avoir un modèle de référence des puissances actives et réactives (Ps, Qs) pour les comparer dans la suite de notre travail à celles obtenues quand l'alimentation sera faite par l'intermédiaire d'un redresseur à MLI-Onduleur à MLI un seul niveau et multi-niveaux.

I-7-2 Schéma simulink

La figure suivante présente le schéma de simulation de la MADA alimentation purement sinusoïdale

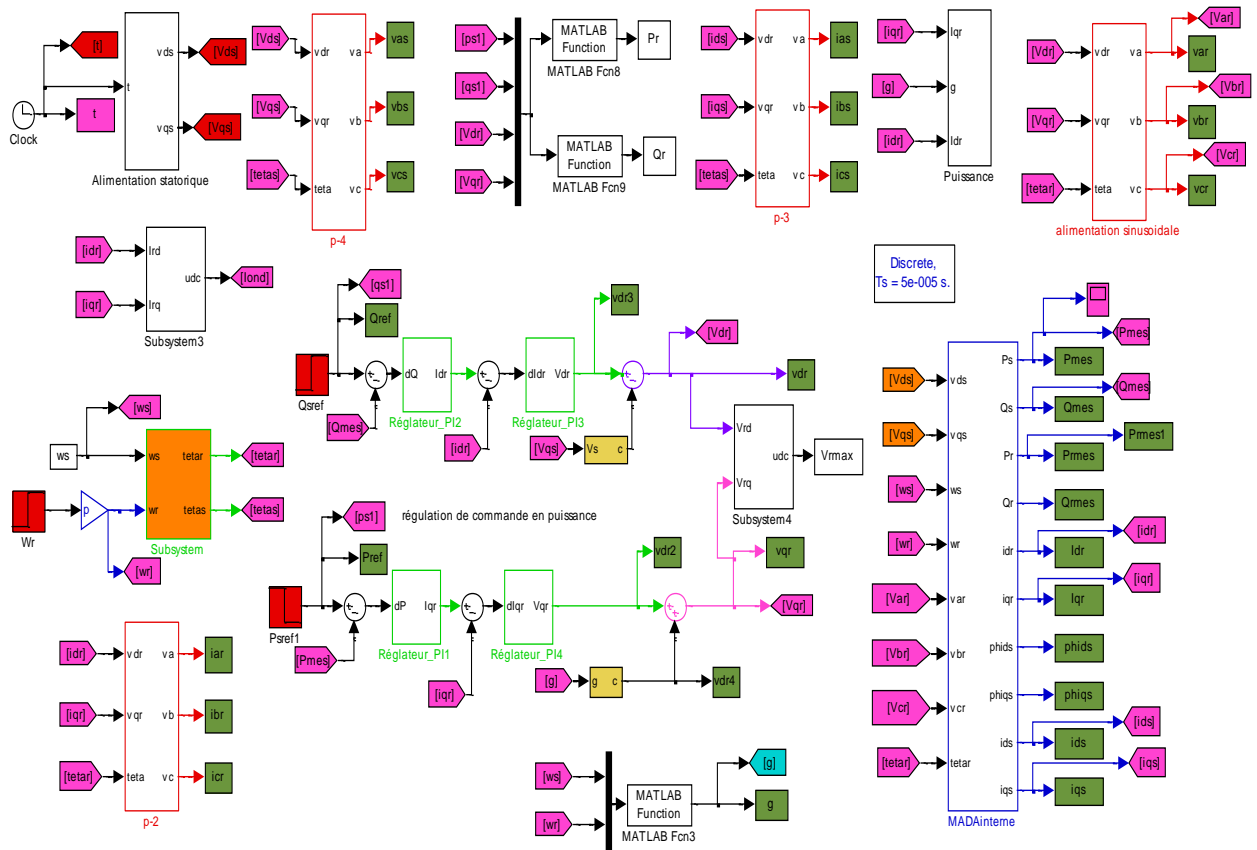


Fig. I-11 : Schéma simulink de la MADA avec une alimentation v purement sinusoïdale

I-7-3 Sensibilité aux perturbations

Cet essai nous a permis de vérifier dans quelle mesure les puissances mesurées restent à leurs valeurs de consigne lorsque la vitesse de rotation de la machine varie brusquement.

Conditions de l'essai :

- A $t = 0s$, la machine est entraînée à 1050 tr/min.
- Consigne de puissance active fixe de -2 KW.
- Consigne de puissance réactive fixe de 0 VAR.
- A $t=0.5s$, la puissance active passe de -2 KW à -7.5 KW.
- A $t=1s$, la vitesse passe de 1050 tr/min à 1950 tr/min.

I-7-4 Résultats de simulation

Les résultats de la simulation sous MATLAB-SIMULINK du modèle de la MADA et sa commande en puissance qui est basé sur les équations obtenues précédemment liées au champ tournant sont montrés sur les figures ces dessous.

Ces résultats sont obtenus pour le modèle d'une MADA, de puissance de 7,5 KW alimentée directement par une sources de tensions triphasées parfaite, au niveau du rotor.

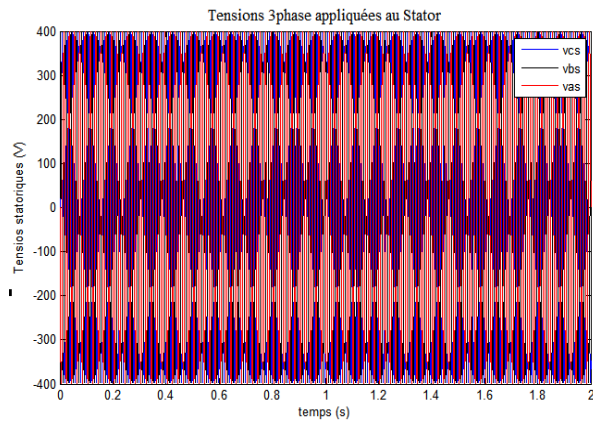


Fig. I-12 : La tension 3~ fournie au stator

De la MADA

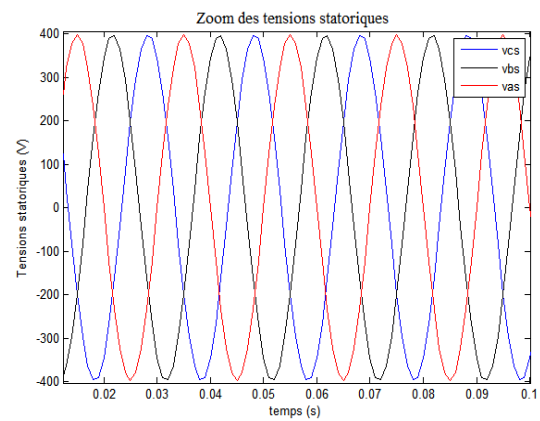


Fig. I-13 : Zoom de la tension 3~

fournie au stator de la MADA

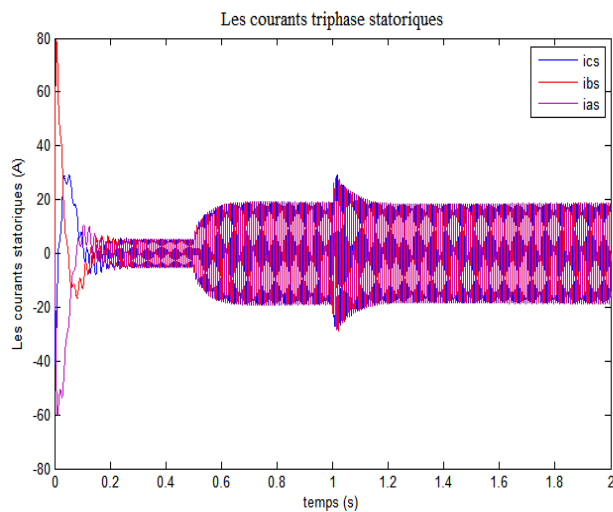


Fig. I-14 : Les courants 3~ fournis par le stator

la MADA

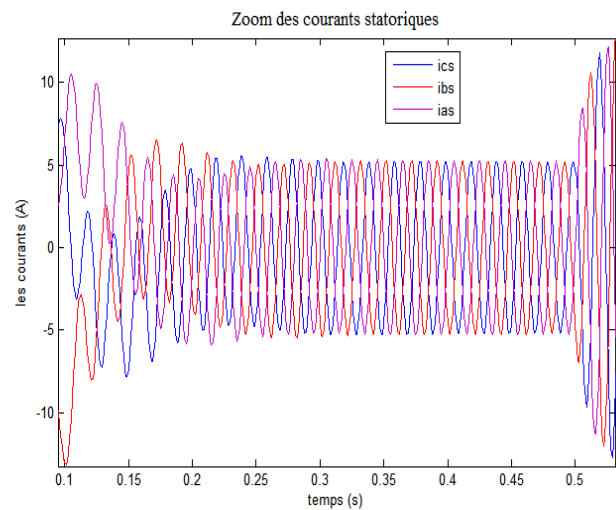


Fig. I-15: Zoom des courants 3~ fournis

par le stator de la MADA

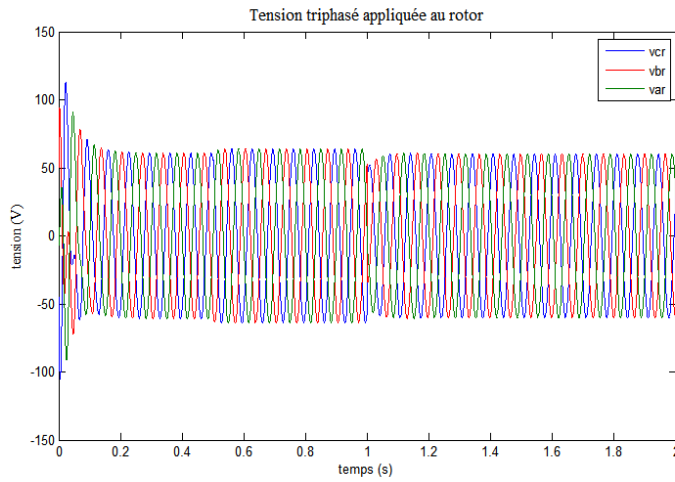


Fig. I-16 : La tension 3~ appliquée au rotor de la MADA

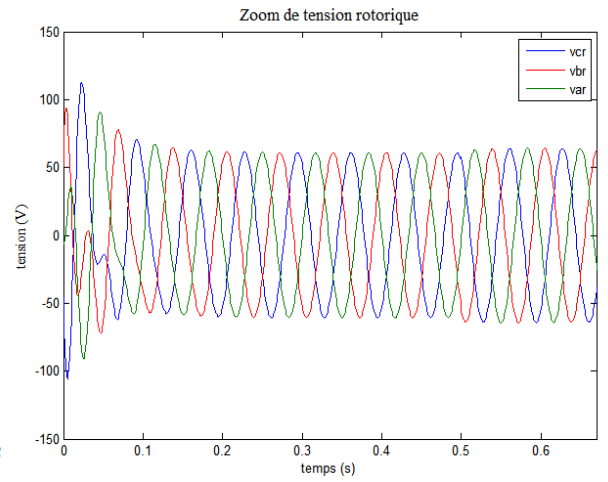


Fig. I-17: Zoom de la tension 3~ appliquée au rotor de la MADA

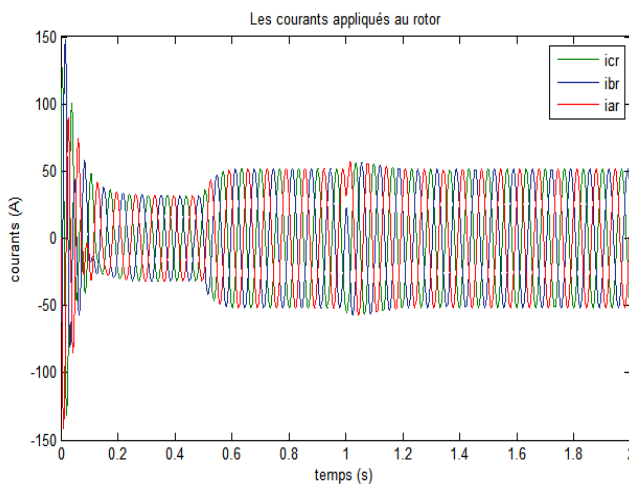


Fig. I-18 : Les courants 3~ appliqués au rotor de la MADA

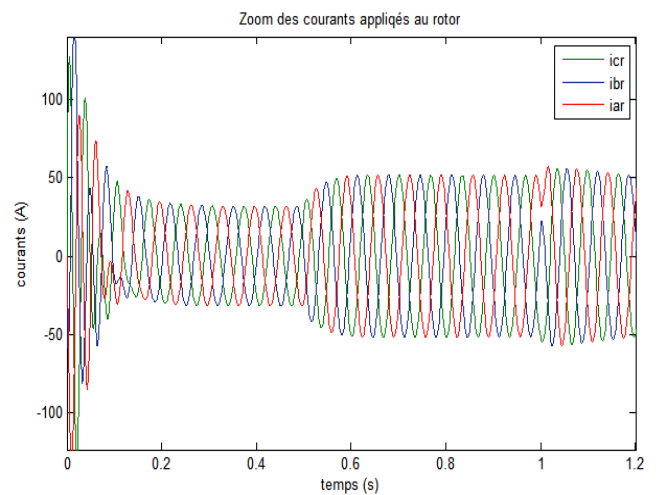


Fig. I-19: Zoom des courants 3~ appliqués au rotor de la MADA

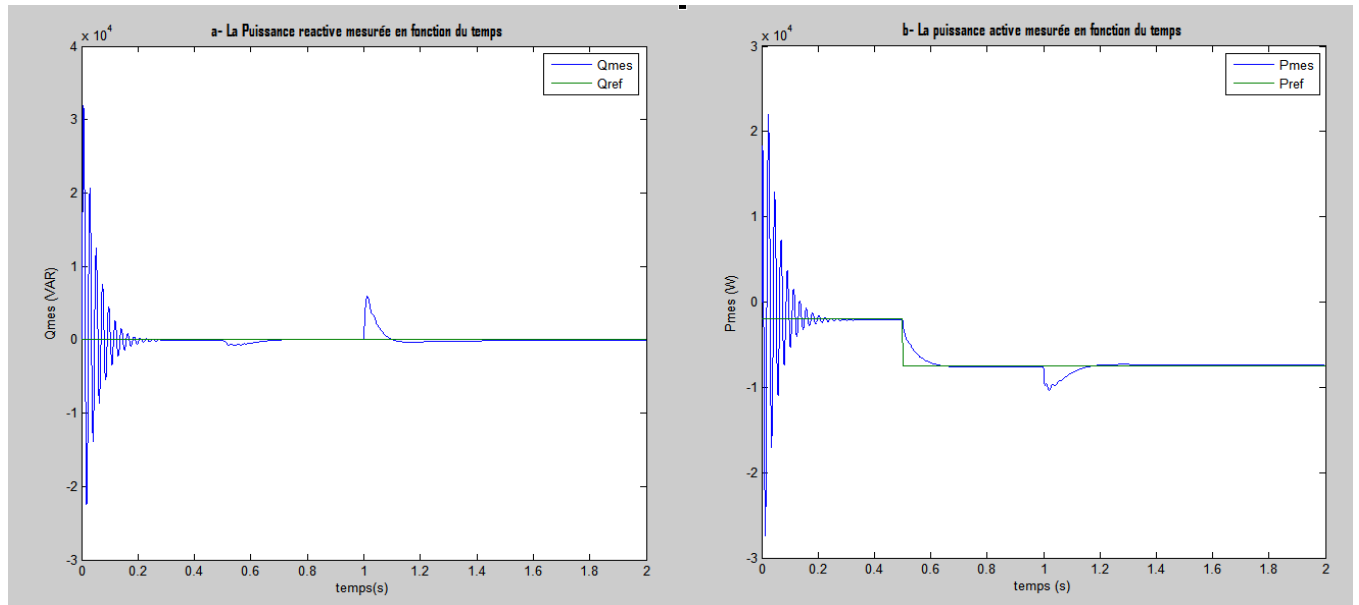


Fig. I-20 : La puissance réactive et active obtenues à la sortie de la MADA

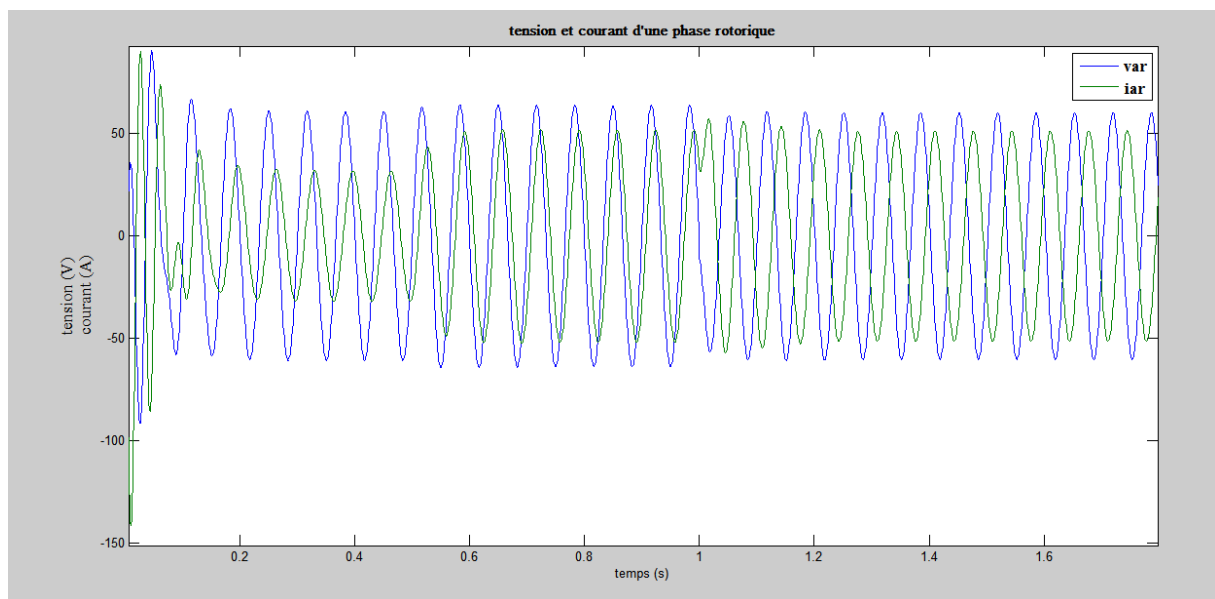


Fig. I-21 : Tension et courant d'une phase rotorique

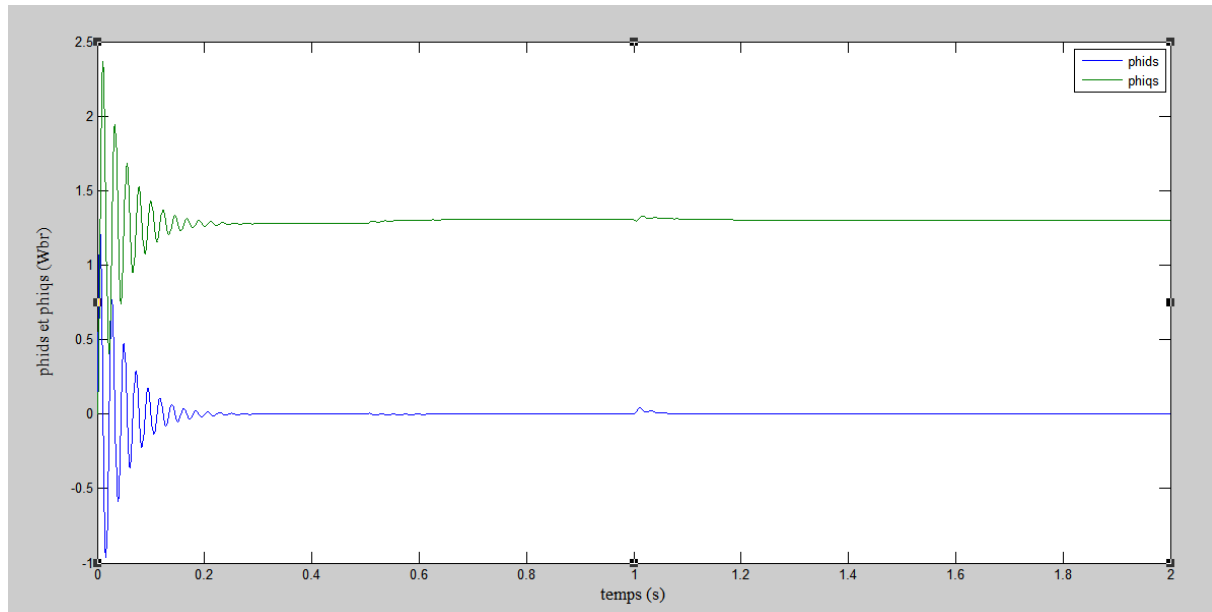


Fig. I-22 : Les flux statoriques sur les axes d et q

I-7-5 Interprétation des résultats

La (Fig. I-20) montre que les puissances active et réactive statoriques suivent bien leurs valeurs de référence, à l'instant d'application de l'échelon de puissance active ($t=0.5s$), une petite oscillation se produit sur la courbe de la puissance réactive, cela est dû au couplage qui existe entre les tensions rotoriques d'axes d et q à travers le terme $g.\omega_s.\sigma.L_r$ (voir les relations I-45 et I-46).

On remarque aussi que la (Fig. I-21) montrent que les puissances mesurées (puissances active et réactive statoriques) reviennent à leurs valeurs de consigne lorsque la vitesse de rotation de la machine varie brusquement de (1050 à 1950 tr/min). Cependant à une augmentation de la vitesse du rotor correspond une augmentation des puissances (active et réactive), ces dernières reviennent à leur valeur de référence par l'action des régulateurs qui diminuent les amplitudes des tensions de commande v_{ar} , v_{br} et v_{cr} comme le montrent les figures (Fig. I-16 et Fig. I-17). On constate également que l'augmentation de la vitesse de rotation du rotor entraîne la diminution de la pulsation des tensions rotoriques en vertu de la relation ($\omega_s = \omega + \omega_r$) qui permet de maintenir la fréquence des grandeurs statoriques constante.

La figure (Fig. I-21) montre aussi lors de variation de la vitesse de rotation à $t=1s$, le courant et la tension de la phase rotorique deviennent en opposition de phase, ce qui explique que la machine passe du fonctionnement hypo synchrone vers l'hyper synchrone.

I-8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation et à la simulation de la commande vectorielle de la MADA avec orientation du flux statorique. Cette commande a permis de découpler les grandeurs du couple et du flux pour un contrôle facile et une commande en puissance de la machine.

Nous avons dans ce sens établi une relation liant les courants rotoriques d'axes d et q aux puissances statoriques réactive et active respectivement, ceci nous a permis de réaliser deux boucles de régulation de puissance en utilisant le régulateur PI. Ce dernier est simple à mettre en œuvre et offre des performances acceptables.

Enfin nous avons effectué par simulation des testes de suivi de consigne de puissance et de sensibilités par rapport aux variations de la vitesse de rotation.

Le chapitre III traitera de la simulation du système complet soumis à des conditions réelles de fonctionnement, à commencer par la régulation de la tension de bus continu.

CHAPITRE II

La régulation de la tension du bus continu d'un redresseur à MLI

Introduction :

L'emploi des convertisseurs de l'électronique de puissance est à l'origine de divers problèmes liés à leurs caractères non-linéaires. Ainsi engendrent-ils, sur le réseau de distribution, des perturbations générées à des niveaux de fréquence en fonction de la structure utilisée et du niveau de puissance mis en jeu, et dont les effets sont plus ou moins néfastes. Compte tenu de l'évolution rapide et significative des composants de puissance, les convertisseurs statiques sont aujourd'hui capables de remédier aux défauts qui les ont longtemps caractérisés; ces structures ont pour noms compensateurs statiques et filtres actifs. Il est également possible de concevoir de nouvelles structures de conversion peu polluantes, comme c'est le cas des redresseurs commandés en **M.L.I.**

Dans la première partie de ce chapitre on s'intéresse à la modélisation de l'ensemble réseau-redresseur associé à une charge qui permet ensuite la régulation de l'ensemble par une méthode de boucles en cascade utilisant un régulateur PI. Une simulation sous environnement MATLAB valide les modes de fonctionnement et les principes de commande développés.

La deuxième partie de ce chapitre a pour objet l'étude complète de l'ensemble redresseur-onduleur-charge triphasée. En commençant par la modélisation de l'onduleur triphasé, on va mettre l'accent sur les méthodes de commande des onduleurs et leurs principes de fonctionnement, puis on termine par la simulation de l'ensemble sous environnement MATLAB-SIMULINK et par interprétations des résultats obtenus.

II-1 Modélisation de l'ensemble {réseau-redresseur-charge}

II-1-1 Hypothèses simplificatrices de la modélisation [8].

Pour simplifier les modèles, certaines hypothèses simplificatrices ont donc été posées :

- Les interrupteurs sont considérés comme parfaits (résistance de valeur nulle à l'état passant, infinie à l'ouverture et les commutations sont instantanées).
- Les cellules d'interrupteurs placées en série ou en parallèles et commandées par les mêmes signaux sont considérées comme un seul interrupteur.
- La source est considérée comme parfaite et indépendante des autres contraintes électriques. Par exemple, une source de tension sera indépendante du courant et de la fréquence.
- Les éléments passifs sont considérés comme linéaires et invariants dans le temps, c'est-à-dire que les valeurs qui les caractérisent (résistance, inductance et capacité,...) ne change pas dans le temps, ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent pas se saturés.

II-1-2 Description du système physique à modéliser :

Avant d'entamer la simulation, il est nécessaire de décrire d'une manière générale les différentes parties constituant le système à étudier qu'on désignera par la suite sous le nom de « bloc ». Le système comprend une source d'alimentation triphasée, un pont redresseur à M.L.I, une charge continue constituée d'une résistance en série avec une inductance. Le condensateur assure le filtrage de la tension de sortie.

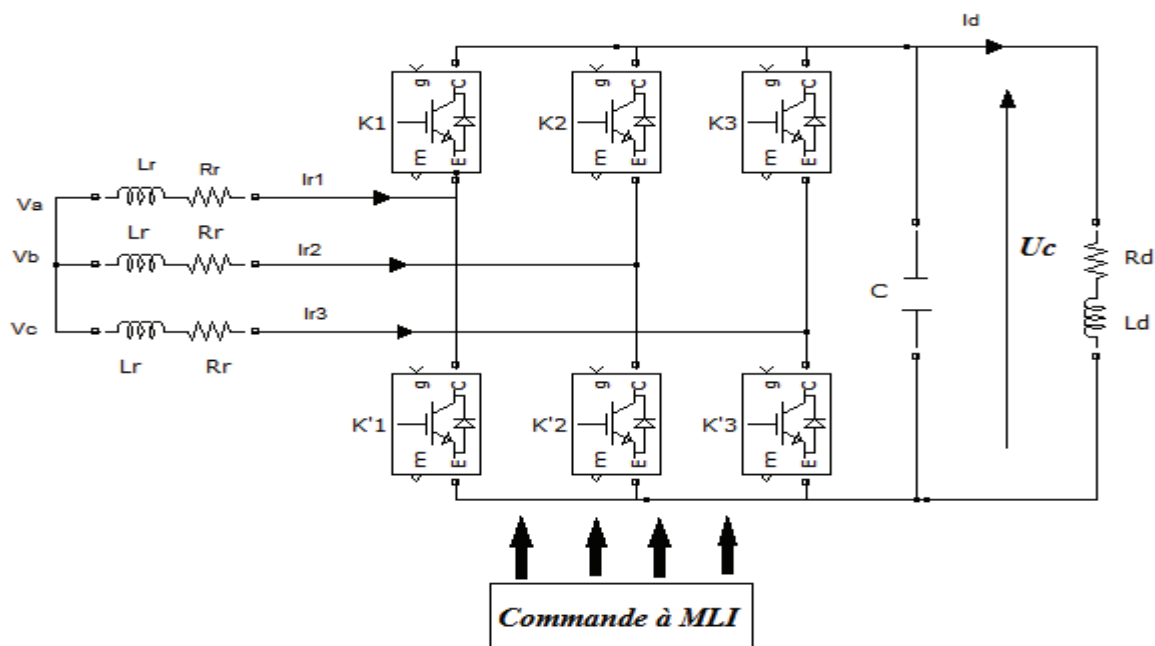


Fig. II-1 : Schéma global du système à simuler

II-1-3 Modélisation du système :

La modélisation est la présentation d'un système physique sous forme d'équations mathématiques, pour faciliter la modélisation on le décompose en blocs. D'après le schéma de la figure précédente on distingue les blocs suivants :

- Bloc source d'alimentation
- Bloc redresseur
- Bloc commande
- Bloc charge

Le bloc commande à MLI peut être décompensé à son tour en d'autres blocs, il s'agit des blocs de tension de référence, porteuse et logique de commande à MLI.

On aura donc en résultat les blocs constituant le système complet, ils sont cités dans l'ordre de circulation de l'information : la source d'alimentation, tension de référence, la porteuse, la commande à MLI, redresseur et charge. En suite on détermine pour chaque bloc les équations et le modèle caractérisant son fonctionnement.

II-1-3-1 bloc source d'alimentation :

Soient les tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées V_{refi} en série avec une résistance R_r et inductance L_r sur chaque phase du réseau d'alimentation, ces impédances Z_r sont supposées identiques (voir fig. II-2).

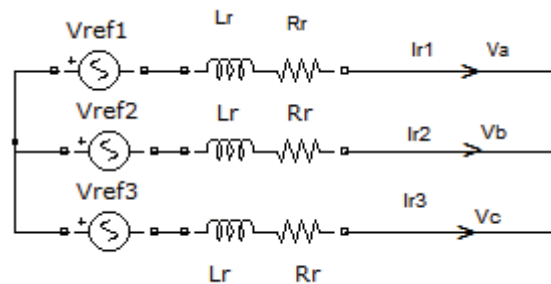


Fig. II-2 : Schéma bloc de la source

$$V_{ref1} = V_{ref_{max}} \sin \omega t \quad (II.1)$$

$$V_{ref2} = V_{ref_{max}} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (II.2)$$

$$V_{ref3} = V_{ref_{max}} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (II.3)$$

Où :

$$\omega = 2\pi f$$

$V_{ref_{max}}$: Amplitude maximale de la tension de source

On applique la loi de KIRCHOFF au coté réseau, on obtient :

$$\begin{cases} -Vref_1 + Lr * \frac{dIr_1}{dt} + Rr * Ir_1 + Va = 0 \\ -Vref_2 + Lr * \frac{dIr_2}{dt} + Rr * Ir_2 + Vb = 0 \\ -Vref_3 + Lr * \frac{dIr_3}{dt} + Rr * Ir_3 + Vc = 0 \end{cases} \quad (II.4)$$

Va, Vb et Vc sont les tensions simples à l'entrée du redresseur.

Le système d'équations (II.4) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Ir_1 \\ Ir_2 \\ Ir_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr}{Lr} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Rr}{Lr} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{Rr}{Lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ir_1 \\ Ir_2 \\ Ir_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{Lr} \begin{bmatrix} -Va + Vref_1 \\ -Vb + Vref_2 \\ -Vc + Vref_3 \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

Le bloc qui caractérise la source d'alimentation est schématisé par la figure suivante :

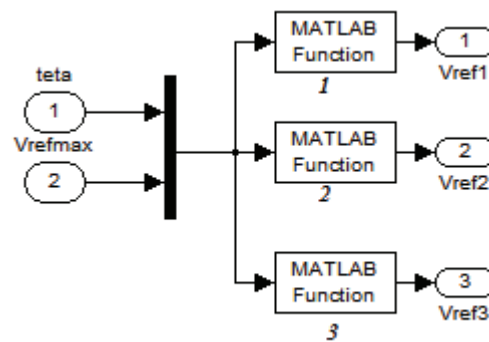


Fig. II-3 : Schéma bloc de la source sous matlab

Avec :

Matlab fcn (1) : $U(2) \sin U(1)$

Matlab fcn (2) : $U(2) \sin \left(U(1) - \left(\frac{2*\pi}{3} \right) \right)$ (II.6)

Matlab fcn (3) : $U(2) \sin \left(U(1) - \left(\frac{4*\pi}{3} \right) \right)$

II-1-3-2 Bloc redresseur de tension à MLI [9][10].

a- Structure générale du redresseur MLI :

La technologie employée consiste à modifier la structure interne du redresseur en remplaçant les thyristors par des interrupteurs entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture : transistor MOSFET pour les moyennes et petites puissances, transistors IGBT ou thyristor GTO pour les fortes puissances, en anti parallèle avec des diodes.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons plus particulièrement au redresseur à la MLI commandé par des transistors IGBT.

b- Commande à MLI :

Il existe de nombreuses manières d'élaborer le signal de commande MLI. Il est possible de classer les modes de commande selon quatre catégories principales :

- Modulation en temps réel (triangulo-sinusoïdale) : les commutations de l'onduleur sont définies par les intersections de deux signaux.
- Modulation calculée : les instants de commutation sont préalablement calculés puis mis en mémoire.
- Modulation vectorielle : c'est une variante de la modulation calculée, particulièrement au triphasé.

Au cours de ce travail, on s'intéressera uniquement à l'étude de la MLI « triangulo - sinusoïdale ».

b-1 Principe de la Commande à MLI « triangulo - sinusoïdale » :

C'est la technique la plus utilisée et la plus simple, elle consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdal (modulatrice). L'intersection de ces deux signaux définit les instants de commutation des interrupteurs.

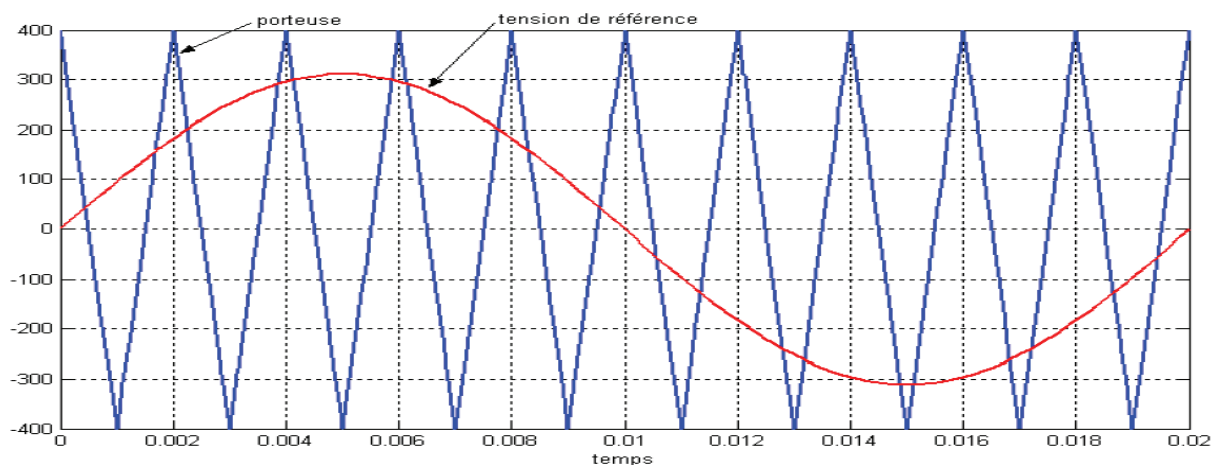


Fig. II-4 : Schéma de la commande MLI (sinus-triangulaire)

II-1-3-2-1 Bloc de la porteuse :

Pour le cas d'un redresseur à un seul niveau, la porteuse est un signal triangulaire d'amplitude $V_{p_{max}}$ et de fréquence $F_p = m * f$. La porteuse est schématisée par la figure suivante :

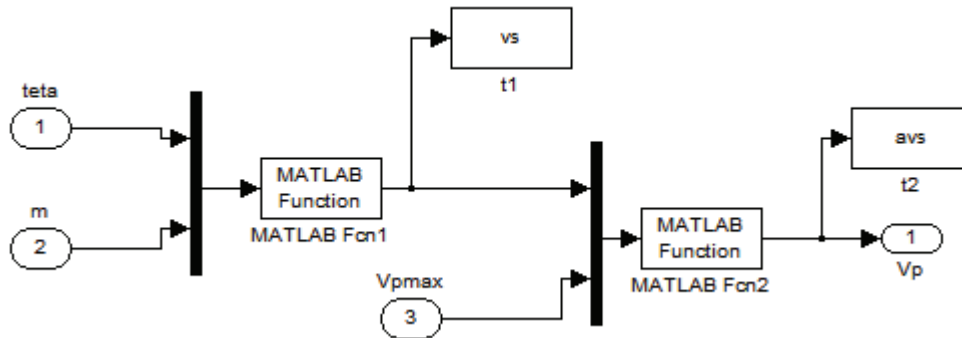


Fig. II-5 : Schéma bloc de la porteuse sous matlab

Avec :

$$\text{Matlab fcn (1)} : \sin\left(U(2) * U(1) - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$\text{Matlab fcn (1)} : U'(2) * a \sin(U'(1)) * \frac{2}{\pi} \quad (II-7)$$

II-1-3-2-2 Bloc commande à MLI :

Les interrupteurs des trois ondes de référence de fréquence f avec l'onde de modulation de fréquence $F_p = m*f$ déterminent les instant de fermeture et d'ouverture des interrupteurs complémentaires du redresseur.

La commande à MLI compare à chaque instant la tension de la porteuse et celle de référence d'indice j ($j=1, 2, 3$) et à leurs intersections, c'est-à-dire, les intersections entre la tension de référence d'indice j avec l'onde de la porteuse positive, commandent la fermeture de $K(j+3)$ et l'ouverture de l'interrupteur $K(j)$.

La figure suivante illustre le bloc commandé à MLI :

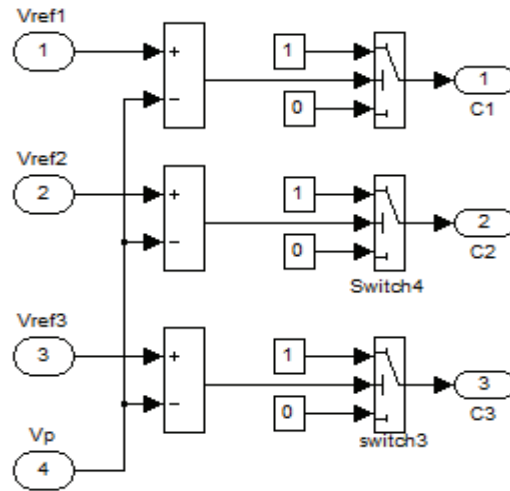


Fig. II-6 : Schéma Simulink de la commande.

II-1-3-2-3- Bloc redresseur à MLI :

Le redresseur est représenté par la figure suivante :

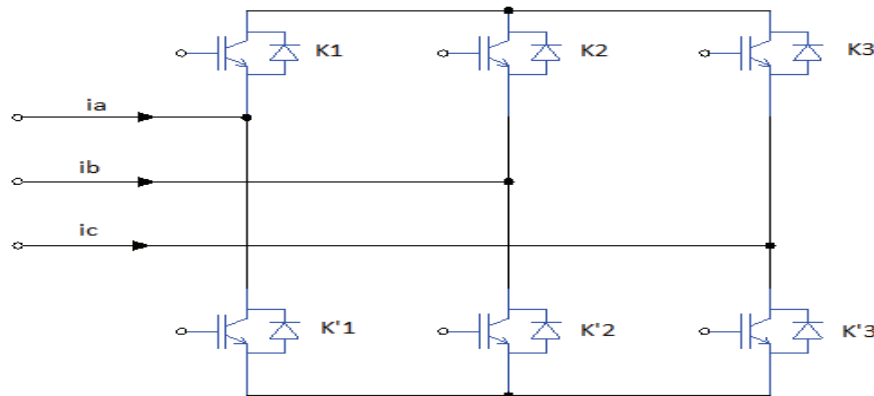


Fig. II-7 : Structure du redresseur triphasé à MLI.

Le redresseur est dans notre application modélisé par des fonctions de commutation (C_1, C_2 et C_3) prenant les valeurs de +1 ou 0. Si un interrupteur du bras haut est bloqué $C_i=0$ et s'il est passant alors $C_i=1$ (avec $i=1, 2$ ou 3). De plus, lorsque $C_i=1$, alors son complément $C_{i+3}=0$, pour ne pas court-circuiter un bras du redresseur.

Pour $K=1, 2, 3$.

$$C_i = \begin{cases} +1 & \text{si } K_i \text{ fermé} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ ouvert} \end{cases} \tag{II.8}$$

L'état ouvert ou fermé des interrupteurs permet de passer directement des courants d'entrée i_a, i_b, i_c en fonction des courants dans les interrupteurs i_{K1}, i_{K2} et i_{K3} au courant à la sortie du redresseur I_s .

Avec :

$$\begin{cases} i_{K1} = i_a C_1 \\ i_{K2} = i_b C_2 \\ i_{K3} = i_c C_3 \end{cases} \quad (II.9)$$

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

$$I_s = i_{K1} + i_{K2} + i_{K3} \quad (II.10)$$

Connaissant ces fonctions de conduction on déduit l'expression des grandeurs d'entrée en fonction des grandeurs de sortie.

On a la tension V_i du coté alternatif du pont en fonction de la tension continue U_i .

Dans le cas ou les trois phases conduisent :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} U_c \quad (II.11)$$

V_a, V_b et V_c des tensions par rapport au neutre de la source.

De même on peut exprimer le courant continu I_s en fonction des courants d'entrée.

$$I_s = [C_1 \quad C_2 \quad C_3] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

$$I_s = C_1 I_a + C_2 I_b + C_3 I_c.$$

(II.13) La figure suivante représente le bloc redresseur :

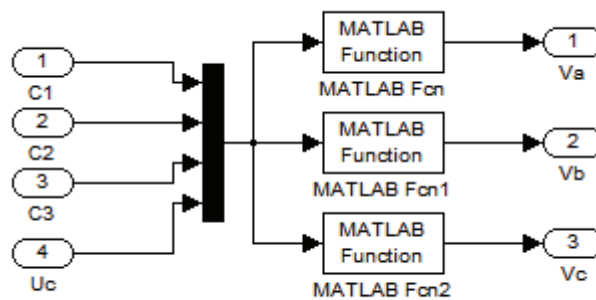


Fig. II-8 : Schéma bloc de redresseur sous Matlab.

$$U(1) = C_1, \quad U(2) = C_2, \quad U(3) = C_3 \quad \text{et} \quad U(4) = U_c.$$

$$\text{Matlab fcn (9)}: \left(\frac{U(4)}{3}\right) * (2U(1) - U(2) - U(3)).$$

$$\text{Matlab fcn (10)}: \left(\frac{U(4)}{3}\right) * (-U(1) + 2U(2) - U(3)). \quad (\text{II.14})$$

$$\text{Matlab fcn (11)}: \left(\frac{U(4)}{3}\right) * (-U(1) - U(2) + 2U(3)).$$

II-1-3-4 Bloc charge :

Ce bloc est composé d'un condensateur C en parallèle avec une résistance R_d et une inductance L_d modélisant la charge continue (voir fig. II-9).

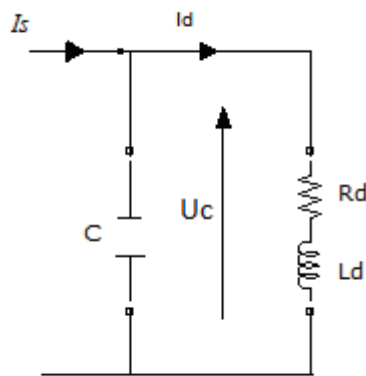


Fig. II-9 : Charge continue.

La tension U_c aux bornes de la charge et le courant I_d traversant cette dernière sont donnés par les équations suivantes :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{I_s - I_d}{C} \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{U_c - R_d I_d}{L_d} \quad (\text{II.16})$$

Le schéma bloc de la charge se représente comme suite :

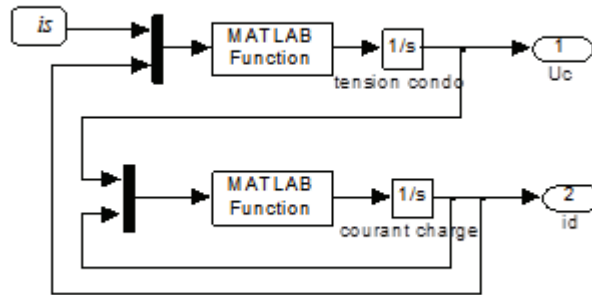


Fig. II-10 : Schéma bloc de la charge sous Matlab.

Avec :

$$\text{Matlab fcn (1)} = \frac{U(1) - U(2)}{c} \quad (II.17)$$

$$\text{Matlab fcn (2)} = \frac{U(1) - R_d U}{L_d}$$

II-2-Application de la régulation au redresseur à MLI :

Introduction :

L'objet de cette partie est de présenter les méthodes de commande du redresseur à modulation de largeur d'impulsion.

Tout au long de cette partie seront abordés les différents éléments intervenant lors de la conception de la commande d'un redresseur triphasé : la modalisation des boucles de la régulation cascade, le calcul des consignes et les calculs des correcteurs.

La méthode de contrôle en courant dans le repère fixe présente quelques inconvénients. En effet le correcteur PI n'est pas bien adapté pour des applications de commande des signaux alternatifs et le correcteur à MLI produit une fréquence de commutation variable. D'autre part cette méthode nécessite des capteurs de courant, tension et en plus un capteur de la tension du bus continu.

Afin d'éviter le premier problème, parmi les solutions proposées dans le cas des systèmes triphasés, on trouve les correcteurs PI dans le repère tournant (avec la transformée de Park).

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

On peut de ce fait, synthétiser deux régulateurs, un pour la boucle interne des courants et un autre pour la boucle externe de la tension continue.

II-2-1 Dimensionnement des régulateurs [11].

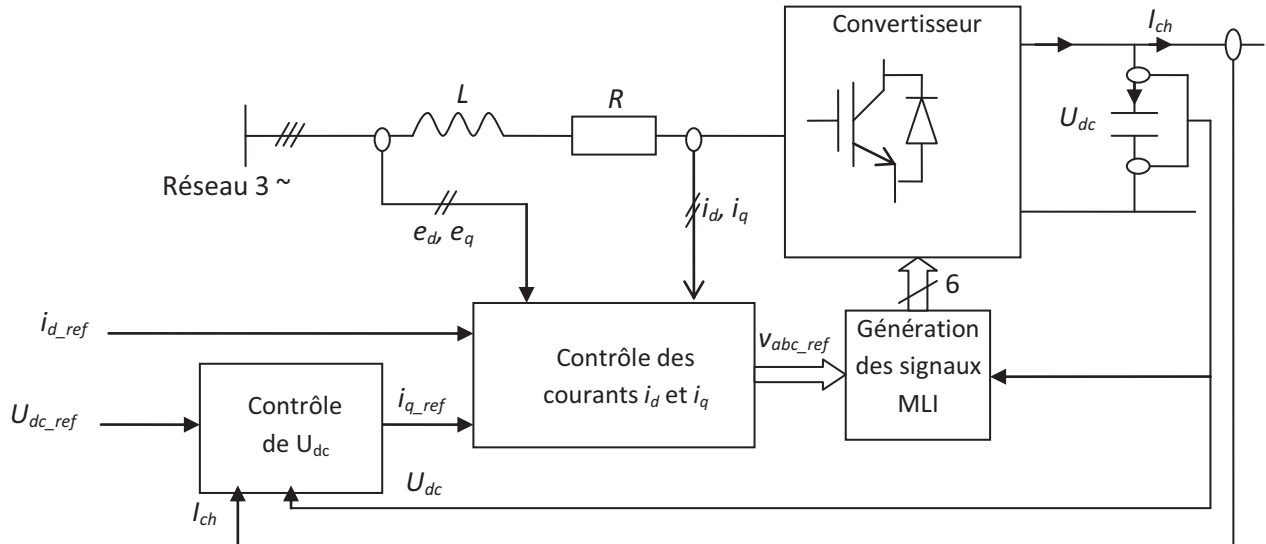


Fig. II-11 : Schéma principal de la régulation.

II-2-1-1 Etude de la boucle des courants du côté alternatif :

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

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

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

$$\begin{aligned} v_d &= -Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + L\omega_s i_q + e_d \\ v_q &= -Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - L\omega_s i_d + e_q \end{aligned} \quad (II.18)$$

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

$$\begin{aligned} h_d &= e_d - v_d + L\omega_s i_q = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \\ h_q &= e_q - v_q - L\omega_s i_d = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q \end{aligned} \tag{II.19}$$

Le système d'état découplé est présenté donc par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} \tag{II.20}$$

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

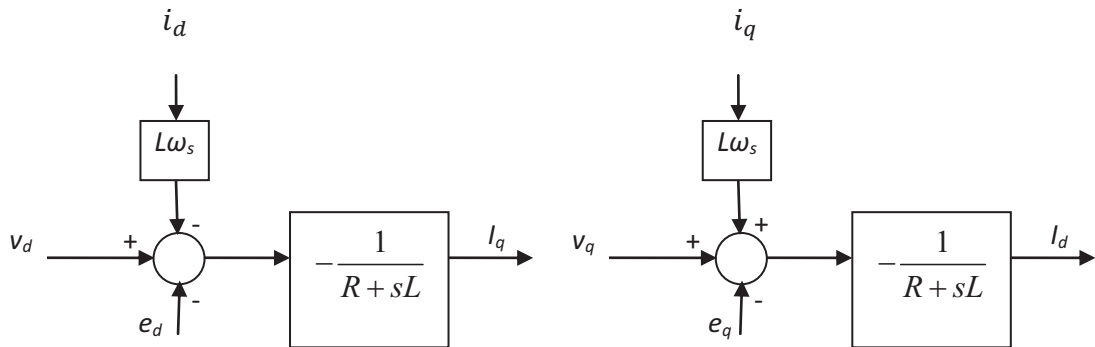


Fig. II-12 : modèles découplés des courants i_d et i_q

II-2-1-1-1 Contrôle du courant i_d

Si on désire un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, il faut que la puissance réactive qui transite au niveau de la source alternative qui est définie par : ($Q = e_d i_q - e_q i_d = 0$) soit nulle à chaque instant. Ce qui implique $e_d i_q - e_q i_d = 0$. Si on admet que la tension et donc la Fem synchronisée sur l'axe q à $t=0$ alors $e_d = 0$. Donc pour avoir une puissance réactive nulle il faut maintenir le courant $i_d = 0$ à tout moment. Cela sera possible par l'utilisation d'un régulateur PI qui calculera la tension v_d ou encore le rapport cyclique C_d adéquat à appliquer au convertisseur. La boucle de régulation du courant i_d , assurant aussi le découplage, est donnée à la figure (Fig. II-13).

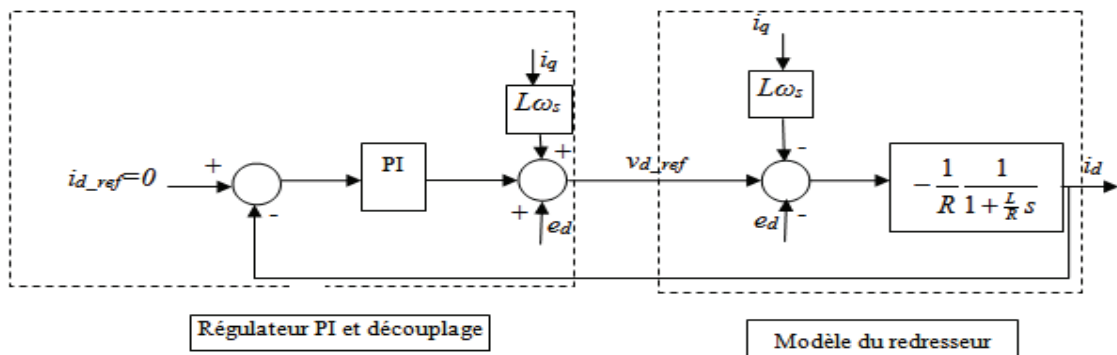


Fig. II-13 : Boucle de régulation du courant i_d .

❖ Calcul du régulateur de courant i_d

Si on choisit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$R_d(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} = \frac{k_{pd}s + k_{id}}{s} = \frac{k_{id} \left(\frac{k_{pd}}{k_{id}} s + 1 \right)}{s} \quad (II.21)$$

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

$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{-\frac{k_{id}}{s} \frac{1}{R}}{1 - \frac{k_{id}}{s} \frac{1}{R}} = \frac{-\frac{k_{id}}{sR}}{sR - k_{id}} = \frac{1}{-\frac{R}{k_{id}}s + 1} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_n} + 1} \quad (II.22)$$

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

Le temps de réponse, nécessaire pour que le courant i_d atteigne 95% de sa valeur de référence, vaut: $t_{rd} = 3 / \omega_n$ (voir le tableau ci-dessous) [12] :

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

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

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

$$t_{rd} = \frac{3}{\omega_n} = -3 \frac{R_r}{K_{id}} \implies K_{id} = -3 \frac{R_r}{t_{rd}}$$

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

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_r}{R_r} \implies K_{pd} = \frac{L_r}{R_r} * K_{id}$$

On prend $t_{rd} = 5\text{ms}$

II-2-1-1-2 Contrôle du courant i_q

La composante en quadrature i_q , quant à elle est utilisée pour réguler la tension du bus continu. On a établi plus haut que le courant $I_{dc} = \frac{3}{2}(C_d i_d + C_q i_q)$.

Si on suppose que le courant i_d est maintenu à sa valeur nulle de référence, il en résulte que I_{dc} est une image du courant i_q .

Le contrôle de la tension de la capacité passe donc obligatoirement par le contrôle du courant en quadrature i_q .

La régulation sera donc assurée, comme pour le courant i_d , par un PI de fonction de transfert

$$R_q(s) = k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s}$$

La boucle de contrôle est celle donnée à la figure (II.14)

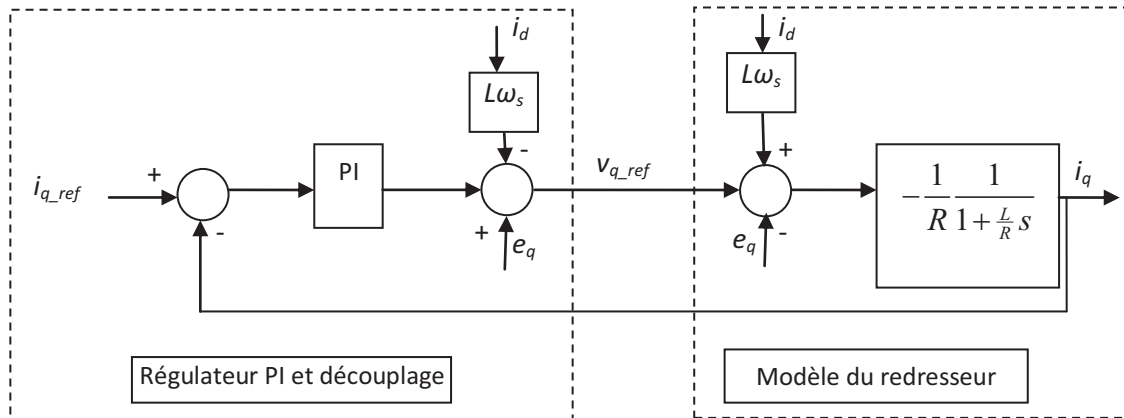


Fig. II-14: Boucle de la régulation du courant i_q .

❖ **Calcul du régulateur de courant i_q**

On choisira pour cette boucle un temps de réponse $t_{rq} = 5ms$. Les paramètres du régulateur prendront donc les mêmes valeurs que celles précédemment calculées dans la régulation du courant i_d :

$$t_{rd} = \frac{3}{w_n} = -3 \frac{R_r}{K_{id}} \implies K_{id} = -3 \frac{R_r}{t_{id}}$$

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_r}{R_r} \implies K_{pd} = \frac{L_r}{R_r} * K_{id}$$

II-2-1-2 Etude de la boucle de la tension continue U_{dc}

La tension U_{dc} se contrôle par deux méthodes principales, la première consiste à contrôler U_{dc} et la seconde à contrôler U_{dc}^2

II-2-1-2-1 Régulation de la tension continue U_{dc}

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

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

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = I_c = I_{dc} - I_{ch} \tag{II.23}$$

On voit d'après la relation précédente que la tension U_{dc} est totalement contrôlée par le courant I_c . Un schéma fonctionnel de la charge de la capacité est donné à la figure (II.15).

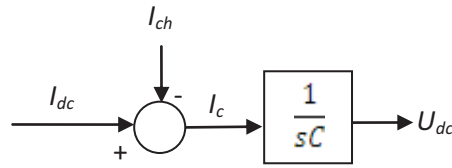


Fig. II-15 : Modèle de la charge de la capacité

La régulation de la tension du bus continu sera effectuée alors par une boucle externe (par rapport à la boucle interne de régulation du courant i_q) avec un régulateur PI générant le courant de référence I_c dans le condensateur.

La figure (II.16) présente le schéma bloc du contrôle de la tension du bus continu. On distingue d'après cette figure 4 blocs :

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

$$P_{dc} = U_{dc} \cdot I_{dc_ref} = \frac{3}{2} e_q \cdot i_{q_ref} \Rightarrow i_{q_ref} = \frac{2U_{dc} \cdot I_{dc_ref}}{3e_q} \quad (II.24)$$

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

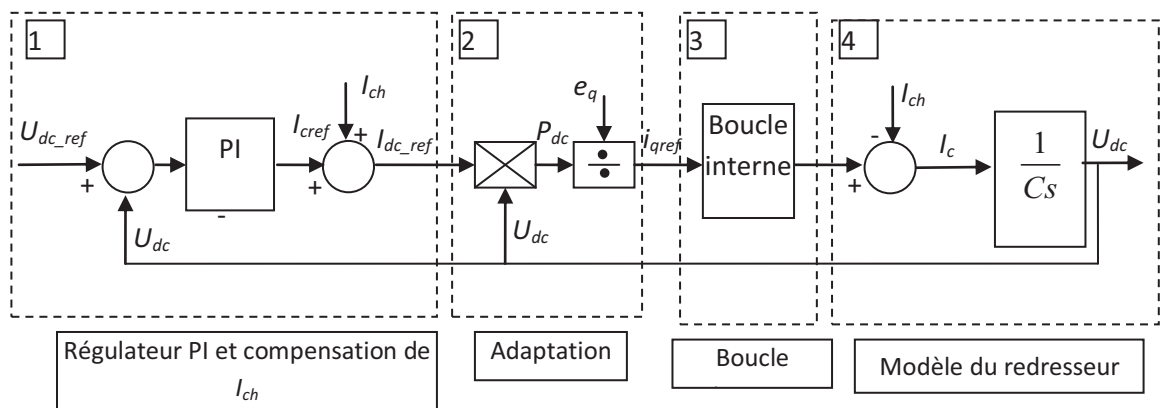


Fig. II-16: Boucle de régulation de la tension U_{dc}

II-2-1-2-2 Régulation de la tension continue U_{dc} ²

La tension aux bornes de la source flottante n'est pas constante à cause de sa sensibilité aux échanges de puissance entre la charge polluante et le réseau. Le régime transitoire de la charge non linéaire et les pertes dans les composantes de puissance font aussi varier la tension aux bornes du condensateur. Une boucle externe de tension s'avère alors nécessaire, car elle permet de :

- Maintenir la tension, côté continu du redresseur constante tout en assurant une compensation des pertes.
- Limiter ses variations en régime dynamique afin de préserver les performances de la commande.

Alors pour maintenir cette dernière constante, il suffit de déterminer l'amplitude du courant actif (I_0) qui est nécessaire pour produire la puissance active nécessaire pour rétablir l'équilibre, et on l'ajoute aux références de courants fondamentaux actifs dans les courants de références [13].

Dans le repère de Park dq, la dynamique du convertisseur est donnée sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{R}{L} i_{fd} + \omega \cdot i_q - \frac{U_{dc}}{L} \cdot U_d + \frac{V_d}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{R}{L} i_{fq} - \omega \cdot i_d - \frac{U_{dc}}{L} \cdot U_q + \frac{V_q}{L} \end{cases} \quad (II.25)$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{U_{dc}}{R_{ch}C} + \frac{3}{2C} (i_d \cdot U_d + i_q U_q) \quad (II.26)$$

Avec : R_{ch} la résistance de charge du condensateur.

On suppose que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes ont déjà atteint leurs valeurs de référence et qu'elles se trouvent dans leurs états stationnaires (commande en cascade).

D'où :

$$i_d = i_{dref} \quad (II.27)$$

$$i_q = i_{qref}$$

$$\frac{di_d}{dt} = 0 \quad (II.28)$$

$$\frac{di_q}{dt} = 0$$

La composante en état stationnaire est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{cases} U_d = \frac{L}{U_{dc}} \left(-\frac{R}{L} i_{dref} + \omega \cdot i_{qref} + \frac{V_d}{L} \right) \\ U_q = \frac{L}{U_{dc}} \left(-\frac{R}{L} i_{qref} - \omega \cdot i_{dref} + \frac{V_q}{L} \right) \end{cases} \quad (II.29)$$

Les tensions de la source étant parfaites :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

En remplaçant dans la troisième expression de (II.26) on aura :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{U_{dc}}{R_{ch}C} + \frac{3L}{2CU_{dc}} \left(-\frac{R}{L} (i_{dref}^2 + i_{qref}^2) + \frac{V_d}{L} i_{dref} \right) \quad (II.31)$$

En considérant que :

$$\left[\frac{R}{L} (i_{dref}^2 + i_{qref}^2) \right] \ll V_m i_{dref}$$

Pour la raison de linéarité on néglige la chute de tension aux bornes de la résistance R devant la tension V_m et on choisit d'asservir non pas directement la tension continue mais son carrée U_{dc}^2 .

La relation (II.41) se simplifie et devient :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3L}{2C} \frac{1}{U_{dc}} \left[\frac{V_m}{L} i_{dref} \right] - \frac{U_{dc}}{R_{ch}C} \quad (II.32)$$

En multipliant par U_{dc} on aura :

$$U_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = \left[\frac{3L}{2C} \frac{1}{U_{dc}} \left[\frac{V_m}{L} i_{dref} \right] - \frac{U_{dc}}{R_{ch}C} \right] U_{dc} \quad (II.33)$$

Ensuite en faisant un changement de variable $Z = U_{dc}^2$, on obtient :

$$\frac{1}{2} \frac{dZ}{dt} = \frac{3}{2C} V_m i_{dref} - \frac{Z}{R_{ch}C} \quad (II.34)$$

D'où :

$$\frac{dZ}{dt} = \frac{3}{C} V_m i_{dref} - \frac{2Z}{R_{ch}C} \quad (II.35)$$

Le point d'équilibre est obtenu pour $\frac{dz}{dt} = 0$, L'expression (II.35) s'écrit alors sous la forme suivante :

$$Z_{0eq} = \frac{3R_{ch}V_m}{2} i_{dref} = U_{dceq}^2 \quad (II.36)$$

Le modèle (II.35) est linéaire, il est directement utilisé pour la mise en œuvre d'une boucle linéaire de régulation.

Dans le domaine de Laplace, la relation (II.35) est exprimée par :

$$F(s) = \frac{Z}{i_{dref}} = \frac{3V_m}{2} \frac{1}{1 + \frac{R_{ch}C}{2}s} \quad (II.37)$$

La régulation de la tension représentée ci-dessous est réalisée grâce à un régulateur du type PI (proportionnel intégral) dont le réglage est basé sur la fonction de transfert $F(s)$. L'action intégrale est fréquemment combinée à l'action proportionnelle, dans le but d'améliorer le régime permanent sans avoir à dégrader le régime transitoire. La raison de cette combinaison est que l'action intégrale seule améliore le régime permanent tout en détériorant le régime transitoire. Quant à l'action proportionnelle, elle offre la possibilité de modifier en même temps le régime permanent, et le régime transitoire.

La fonction de transfert du régulateur PI s'écrit :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (II.38)$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral

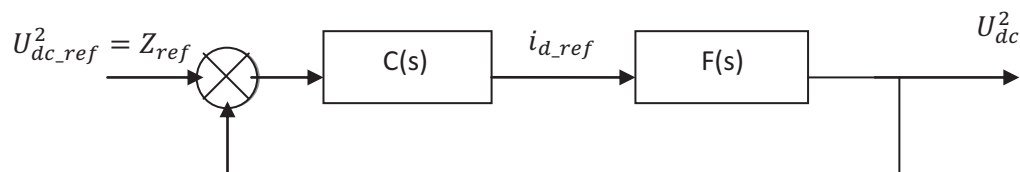


Fig. II-17: Boucle de régulation de la tension continue U_{dc}^2

$$F(s) = \frac{3RV_m}{2} \frac{1}{1 + \frac{R_{ch}C}{2}s} = \frac{K}{1 + \tau s} \quad (II.39)$$

Avec :

K est le gain statique tel que : $K = \frac{3R_{ch}}{2} V_m$

τ est la constante de temps, telle que : $\tau = \frac{R_{ch}C}{2}$

Calcul du régulateur de la tension U_{dc}

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

$$R_c(s) = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \quad (II.40)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par

$$\begin{aligned} \frac{U_{dc}}{U_{dc_ref}} &= \frac{\frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \cdot \frac{1}{sC}}{1 + \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \cdot \frac{1}{sC}} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{Cs^2 + k_{pc}s + k_{ic}} = \frac{\frac{k_{pc}}{k_{ic}}s + 1}{\frac{C}{k_{ic}}s^2 + \frac{k_{pc}}{k_{ic}}s + 1} \\ &= \frac{\frac{2\xi}{\omega_n}s + 1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \end{aligned} \quad (III.41)$$

Pour cette boucle on prendra un temps de réponse 20 fois plus grand que celle de la boucle interne et un amortissement $\xi = 0.7$. En utilisant le tableau ci-dessous [12] on peut calculer les coefficients du régulateur de la façon suivante :

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

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

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

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

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{pc}}{K_{ic}} \implies K_{pc} = \frac{2\xi}{\omega_n} * K_{ic}$$

II-3 Simulation numérique du redresseur à MLI avec régulation de la tension U_{dc}

Pour la commande du redresseur à MLI, son objectif est de faire suivre à notre redresseur des courants d'entrée de forme désirée. Cette forme, constituant la référence des courants, contient toutes les exigences suivantes : redressement de la tension de sortie et un facteur de puissance unitaire du côté réseau.

On s'intéressera à présenter une simulation du redresseur à MLI avec les deux boucles de régulation interne et externe. La boucle externe pour la régulation de la tension continue et

des boucles internes (trois pour le système abc et deux pour les coordonnées dq) pour la régulation des courants d'entrée [14].

II-3-1 Schéma de simulation numérique de la commande du redresseur MLI dans le référentiel dq

La figure suivante présente le schéma de simulation numérique du redresseur à MLI avec régulation de la tension U_{dc} .

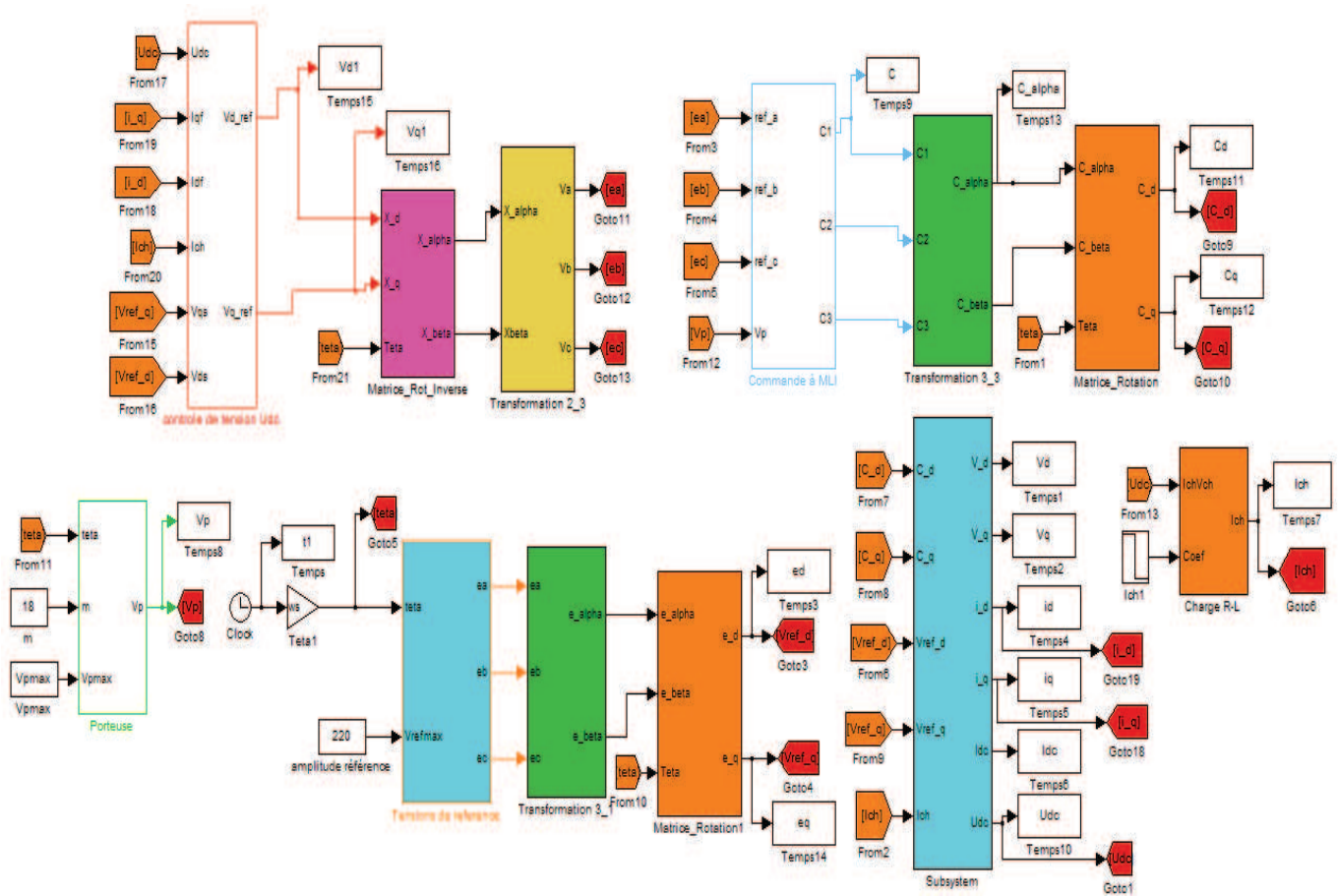


Fig. II-18: Schéma simulink du redresseur MLI dans le repère dq avec une charge RL

II-3-2 Résultats de simulation numérique

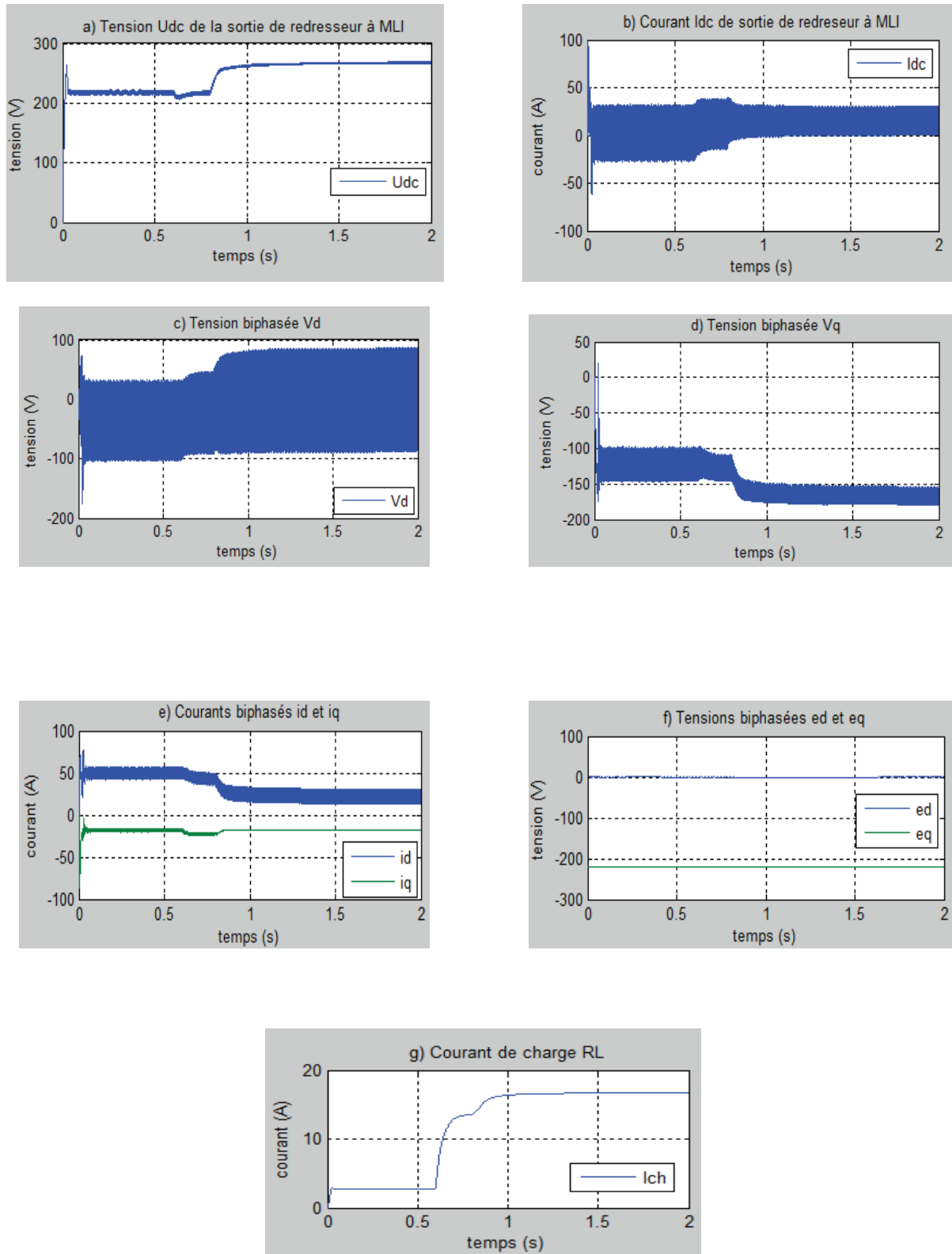


Fig. II-19 : Allures des grandeurs tension/courant à l'entrée sortie du redresseur à MLI, application d'un courant de charge $I_{ch}=16.3A$ à $t=0.6s$

II-3-3 Interprétation des résultats de simulation

La figure (II-19) représente les résultats simulation de la commande du redresseur à MLI dans le repère dq avec la régulation.

La figure (II-19.a) représente la tension régulée qui suit convenablement sa valeur de référence, ce qui indique la validité de contrôle de la tension par les régulateurs.

Cette dernière marque un pic important au début qui signifie que le condensateur est initialement déchargé. En pratique, il faut prévoir un système de charge initiale pour le condensateur pour éviter les appels de courant comme le montre la figure (II-19.b), et pour travailler uniquement autour d'un point de fonctionnement de la tension régulée.

A l' instant où le courant de charge est augmenté ($I_{ch}=16.35A$ à $t=0.6s$), la tension diminue mais elle reprend sa valeur par l'action des régulateurs.

II-4 Onduleur triphasé alimentant une charge triphasé:

II-4-1 Introduction :

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions.

Soit la structure de base d'un onduleur de tension triphasé :

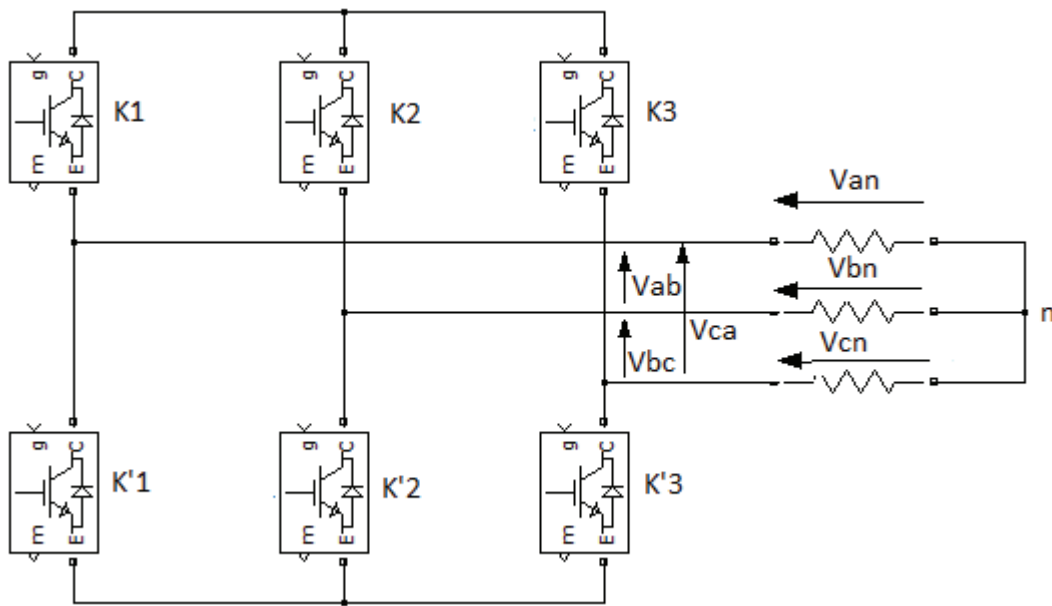


Fig. II-20 : Schéma simplifier d'un onduleur commandé en tension.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine son état de conduction.

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_1 \text{ fermé } K_2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_2 \text{ fermé } K_1 \text{ ouvert} \end{cases} \tag{II.42}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_3 \text{ fermé } K_4 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_4 \text{ fermé } K_3 \text{ ouvert} \end{cases} \tag{II.43}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_5 \text{ fermé } K_6 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_6 \text{ fermé } K_5 \text{ ouvert} \end{cases} \tag{II.44}$$

Ainsi les tensions de ligne sont données par :

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = V_{dc}(F_1 - F_2) \tag{II.45}$$

$$U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = V_{dc}(F_2 - F_3) \tag{II.46}$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = V_{dc}(F_3 - F_1) \tag{II.47}$$

Dans l'hypothèse où les tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système des tensions triphasées équilibrées, alors de (II.45) et (II.47) on trouve :

$$V_{as} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \tag{II.48}$$

de (II.21) et (II.22) on trouve :

$$V_{bs} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_2 - F_1 - F_3) \tag{II.49}$$

et de (II.22) et (II.23) on trouve :

$$V_{cs} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \tag{II.50}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \tag{II.51}$$

Où V_{dc} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

Le schéma bloc de l'onduleur se présente comme suite :

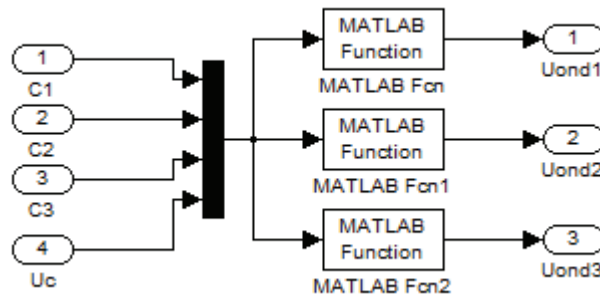


Fig. II-21: Schéma bloc de l'onduleur sous matlab

Avec : $U(1)=C1, U(2)=C2, U(3)=C3, U(4)=Uc$.

$$\text{Matlab fcn: } (2 * U(1) - U(2) - U(3)) * U(4)/3 \tag{II.52}$$

$$\text{Matlab fcn1: } (2 * U(2) - U(1) - U(3)) * U(4)/3 \tag{II.53}$$

$$\text{Matlab fcn2: } (2 * U(3) - U(1) - U(2)) * U(4)/3 \tag{II.54}$$

II-4-2 Schéma de simulation du redresseur-onduleur à MLI-charge RL triphasé :

le schéma de la simulation du redresseur-onduleur-charge RL triphasé exécuté sous matlab est celui montré à la figure (II.13).

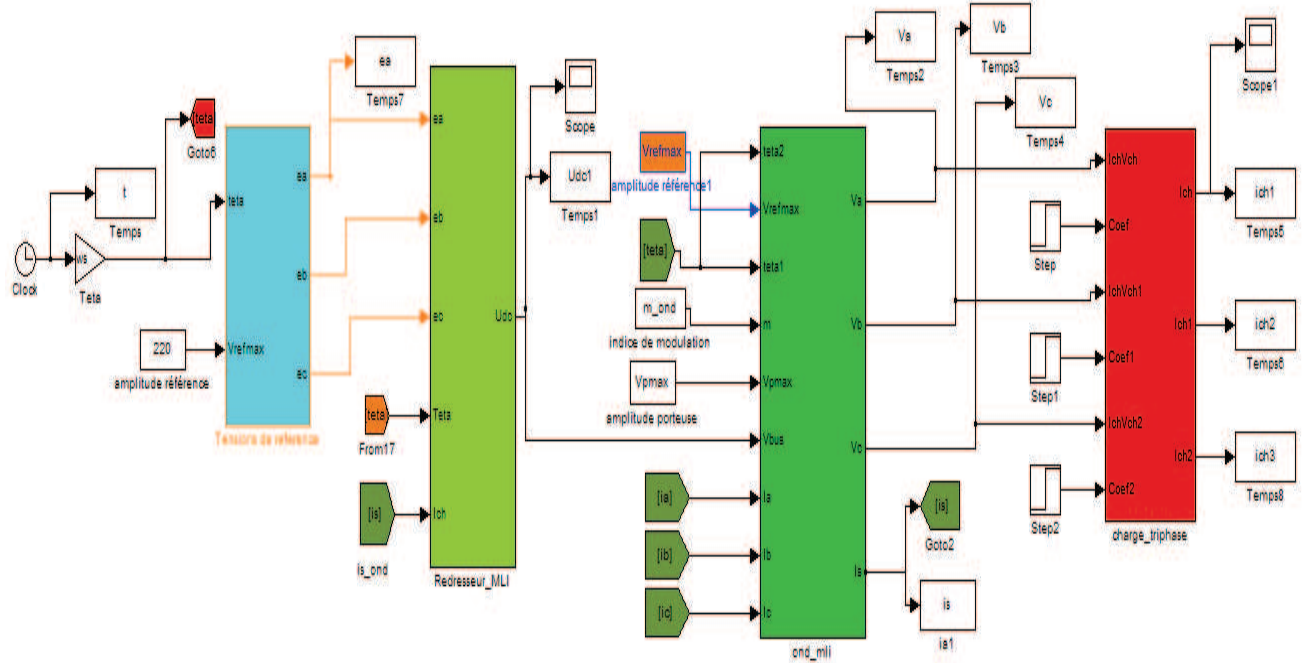


Fig. II-22: Schéma Simulink du redresseur-onduleur-charge RL

II-4-3 Résultats simulations du redresseur-onduleur-charge RL :

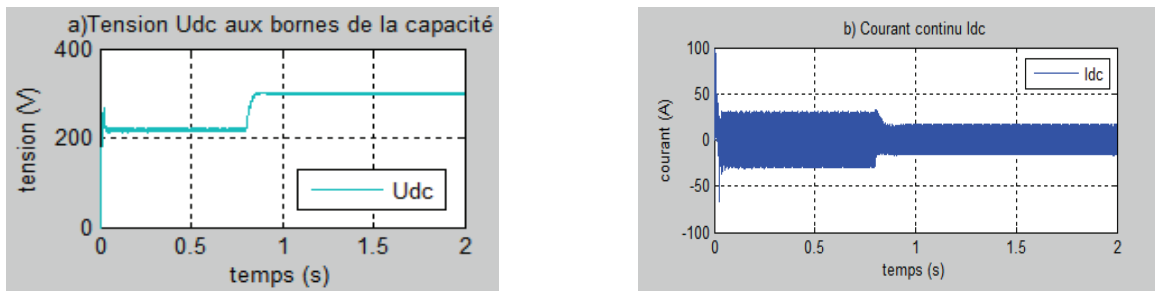


Fig. II-23 : Allures des grandeurs tension/courant à la sortie de redresseur MLI



Fig. II -24: Allure de la tension de sortie de l'onduleur

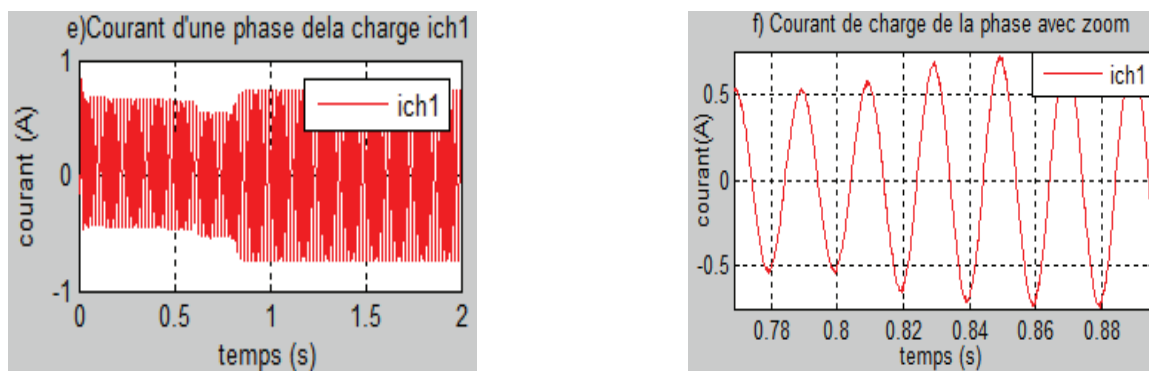


Fig. II-25: Allure de courant phase de charge triphasé R_L

II-4-4- Interprétation des résultats :

Les figures (II-23), (II-24) et (II-25) représentent les résultats de simulations de l'ensemble {redresseur-onduleur} alimentant une charge RL triphasée.

La figure (II-23.a) représente la tension de bus continu U_{dc} qui suit parfaitement sa valeur de référence, ce qui explique la validité du contrôle de la tension par les régulateurs et la réduction de ses fluctuations grâce à l'onduleur tension.

D'après la figure (II-24) où l'indice de modulation $m=45$, on remarque que la tension de sortie d'une phase de l'onduleur est de forme rectangulaire proche de sinusoïdale.

L'allure du courant de phase de la charge illustrée sur la figure (II-25), qui varie quand on applique échelon à $t=0.8s$ et sa forme est sinusoïdale.

II-5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a traité l'ensemble des résultats relevés lors de l'élaboration de la commande par régulation cascade d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion alimentant en premier temps une charge RL, en suite alimentant un ensemble onduleur à MLI-charge RL triphasée.

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

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

Les résultats de simulation obtenus pour une charge RL montrent que cette technique de commande permet de synthétiser une onde en sortie du convertisseur près d'une sinusoïde avec un faible taux de distorsion harmonique ainsi qu'une régulation appréciable du terme fondamental à la valeur de consigne.

CHAPITRE III

***L'étude de l'ensemble redresseur-onduleur à
MLI simple niveau-MADA***

III-1 Introduction :

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu puisqu'elles répondent le mieux aux exigences demandées des actionneurs vu la simplicité de leur commande car les deux grandeurs couple - flux sont physiquement découplées.

La MADA présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité.

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la MADA, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande.

Ce chapitre traite de la modélisation, la commande et de la simulation d'un ensemble redresseur-onduleur à MLI-MADA. Dans un premier temps nous nous intéresserons à la modélisation et la commande de convertisseur coté réseau (CCR). Nous présenterons ensuite le modèle de l'onduleur à MLI associé au rotor de la MADA ainsi que sa stratégie de commande. Nous analyserons enfin les résultats de simulation obtenus sous MATLAB pour des vitesses variables passant par les deux régimes de fonctionnements (modes hypo et hyper synchrone).

III-2 Description globale du système à étudier :

La MADA a généralement son stator connecté au réseau et l'énergie rotorique varie selon différents systèmes de commande. Nous intéresserons dans notre étude à la commande de la MADA utilisant des convertisseurs (CCM et CCR) qui sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Le CCM assure la commande en puissance alors que le CCR assure la régulation du bus continu. Le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est alors compensée par l'économie réalisée sur le convertisseur. Cette configuration fera l'objet d'une étude détaillée dans la suite de ce chapitre.

Le schéma global de notre travail est présentée sur (*Fig. III-1*), toutefois les interrupteurs utilisés ici (transistors IGBT) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsions dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées).

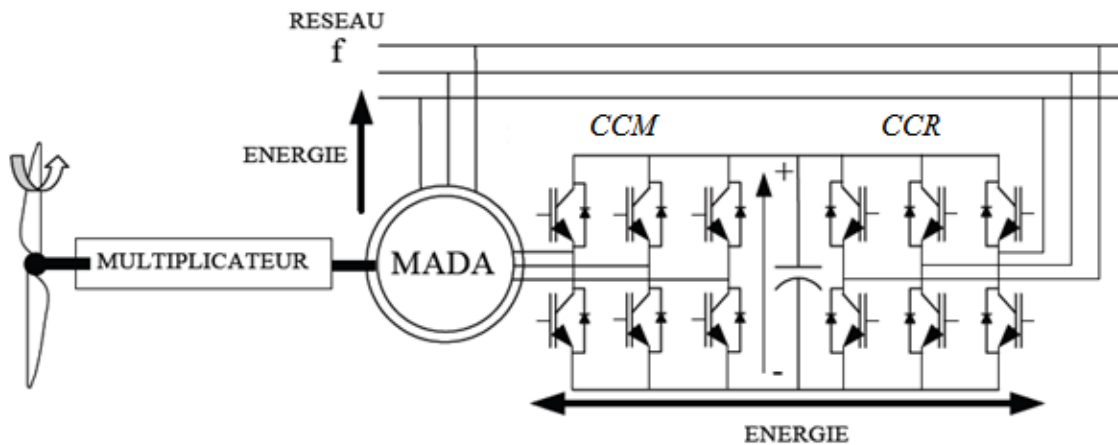


Fig. III-1 : Structure de la MADA avec convertisseurs MLI

La structure du dispositif et la philosophie de fonctionnement sont semblables à celle de la MADA de type "brushless". Toutefois, malgré la présence de contacts glissants qui doivent être entretenus et remplacés périodiquement, la conception de cette machine est plus conventionnelle et plus simple que la machine brushless (un seul bobinage au stator, un autre au rotor). Plusieurs études récentes, confirmées par des réalisations industrielles, montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable.

La bi-directionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et Hypo-synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Si le glissement reste inférieur à $\pm 30\%$ autour du synchronisme, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représentent moins de 1% de cette puissance. De plus, le fonctionnement hyper-synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau [3].

La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire. La présence d'un convertisseur à MLI peut toutefois entraîner des dv/dt importants dans les enroulements rotoriques et faire circuler des courants de fréquences élevés dans ces mêmes enroulements.

Notre objectif est de vérifier ces résultats utilisant la simulation du système (redresseur à MLI-onduleur-MADA) sous l'environnement MATLAB.

III-3 Commande du convertisseur coté réseau (CCR)

Régulation de la tension du bus continu :

III-3-1 Equation électrique du coté réseau :

III-3-1-1 Courant d'entrée :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_r} \begin{bmatrix} V_{r1} - V_a \\ V_{r2} - V_b \\ V_{r3} - V_c \end{bmatrix} \quad (III.1)$$

Avec :

V_a, V_b et V_c : tension d'entrée du CCR (tension MLI désirée à l'entrée du redresseur)

V_{r1}, V_{r2}, V_{r3} : tension réseau (tension sinusoïdale du réseau)

I_{r1}, I_{r2}, I_{r3} : courant d'entrée du CCR

R_r, L_r : résistance et inductance ramenées au secondaire du transformateur (de couplage au réseau)

III-3-1-2 Tension d'entrée :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix} V_0 \quad (III.2)$$

Avec :

V_0 : Tension du bus continu (aux bornes du condensateur)

$u_i (i = 1,3)$ Signaux de commande du CCR.

III-3-1-3 Tension du bus continu :

$$C \frac{dV_0}{dt} = I_{dCCR} - I_{CCM} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

I_{dCCR} : Courant de sortie coté continu du CCR

I_{dCCM} : Courant d'entrée coté continu du CCM

V_0 : Tension du bus continu

III-3-2 Commande d'un redresseur à MLI :

$$U_{e1} = \frac{r.V_{c0}}{\sqrt{2}} \text{ Ou } U_{e1} \text{ est le fondamental de la tension d'entrée du redresseur}$$

V_{c0} : La tension du bus continu

r est le coefficient de réglage en tension

III-3-3 Loi de commande du redresseur fonctionnant à facteur de puissance unitaire :

$$P_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = r^2 * P_{e\max}^2 \quad (\text{III.4})$$

$$P_{e\max} = \frac{V_r V_{c0}}{\sqrt{2} L_r \omega}, \quad Q_{e0} = \frac{V_r^2}{L_r \omega} \quad (\text{III.5})$$

$$r \cdot \cos \delta = \frac{Q_{e0}}{P_{e\max}} = Cste$$

Fonctionnement sur charge résistive :

$$r^2 \cdot \sin \delta = \frac{2 \cdot Q_{e0}}{P_{e\max}} = Cste \quad (\text{III.6})$$

III-4 Différents types d'onduleurs pour l'alimentation des MADA [19] :

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande [13].

III-4-1 Les Techniques de commande de l'onduleur triphasée [15].

III-4-1-1 Généralités sur les MLI :

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI [14] [16].

III-4-1-2 Objectif de la Technique MLI :

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable

Les paramètres essentiels de la MLI sont par conséquent:

- ❖ La fréquence de modulation : f_m ;
- ❖ L'indice de modulation: $m = f_m / f_s$

Où f_s est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur;

- ❖ Coefficient de réglage:

$$r = \frac{\text{valeur crête du fondamental de la tension de charge souhaitée}}{\text{amplitude des créneaux de la tension de sortie}}$$

On cherche généralement à obtenir une valeur de "r" la plus élevée possible.

III-5 La simulation et les interprétations des résultats:

Après avoir modélisé l'ensemble redresseur-onduleur à MLI simple niveau-MADA, on est arrivé à le représenter sous l'environnement MATLAB-SIMULINK sous forme d'un schéma bloc présenté ci-dessous.

III-5-1 Schéma simulink

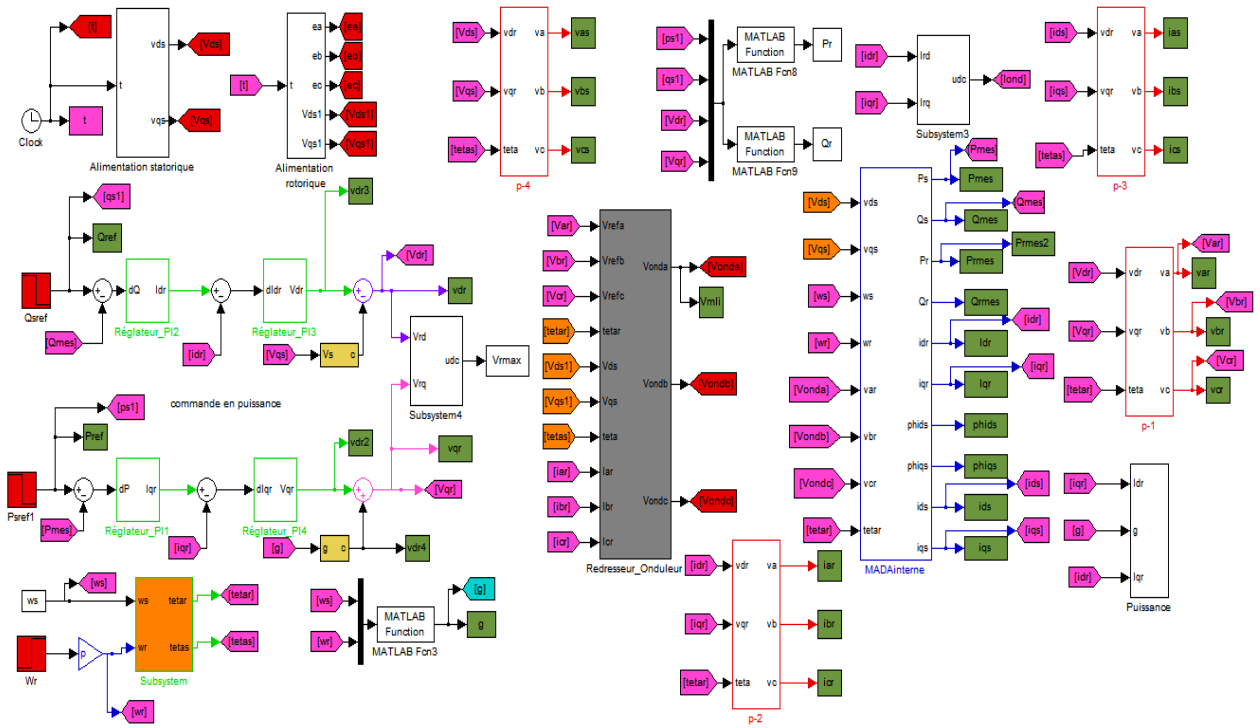


Fig. III-2 : Schéma simulink de l'ensemble redresseur-onduleur à MLI simple niveau-MADA

III-5-2 Les résultats de la simulation :

Dans cet essai, on a commandé l'onduleur à MLI simple niveau par la MLI sinus-triangulaire et le redresseur par un régulateur proportionnel intégral pour les deux boucles courant et tension. La valeur efficace des courants de références du réseau est imposée par la boucle de tension, mais leurs fréquences est celle du réseau 50Hz.

Les paramètres de la Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée sont donnés en annexe.

Conditions de l'essai :

- A $t = 0s$, la machine entraînée à 1050 tr/min.
- Consigne de puissance active fixe de -2 KW .
- Consigne de puissance réactive fixe de 0 KVAR .
- A $t=0.5s$, la puissance active passe de -2 KW à -7.5 KW .
- A $t=1.5s$, la vitesse passe de 1050 tr/min à 1950 tr/min.

Les résultats du système global sous MATLAB-SIMULINK sont donnés par les figures ci-dessous.

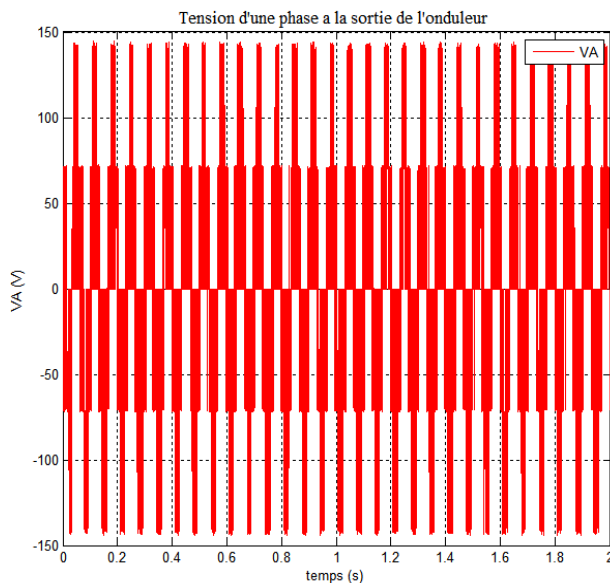


Fig. III-3 : Tension d'une phase à la sortie de l'onduleur à MLI

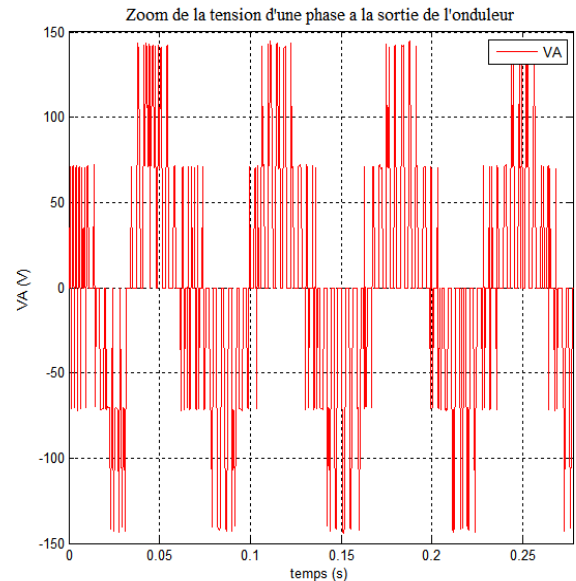


Fig. III-4 : Zoom de la tension d'une phase à la sortie de l'onduleur à MLI

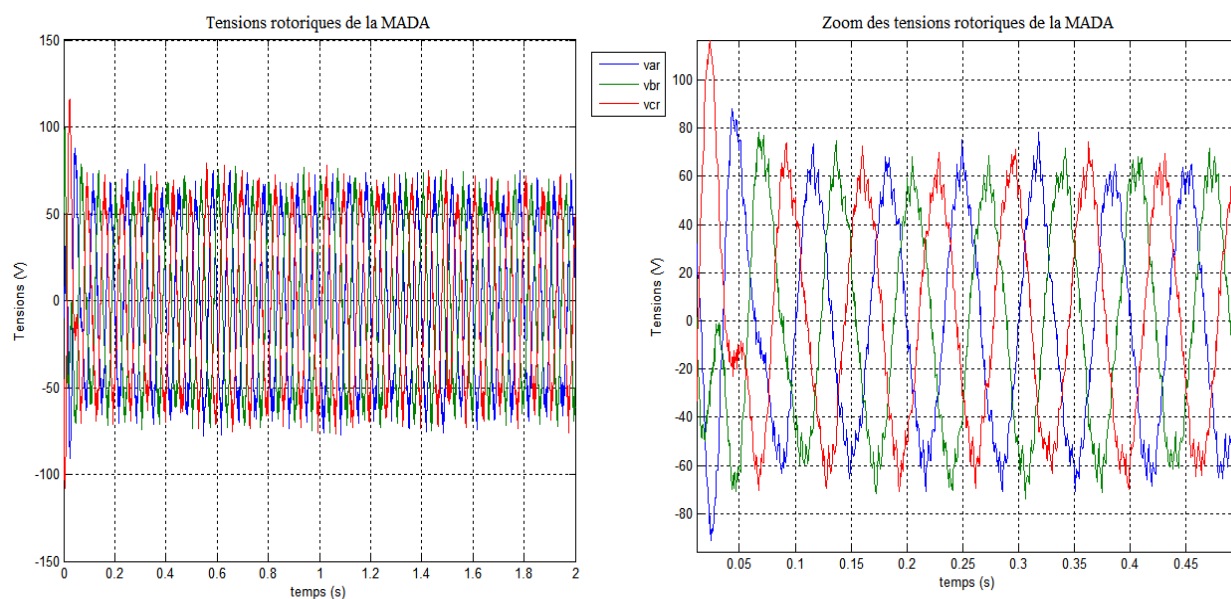


Fig. III-5 : Les tensions rotoriques de la MADA sans et avec zoom

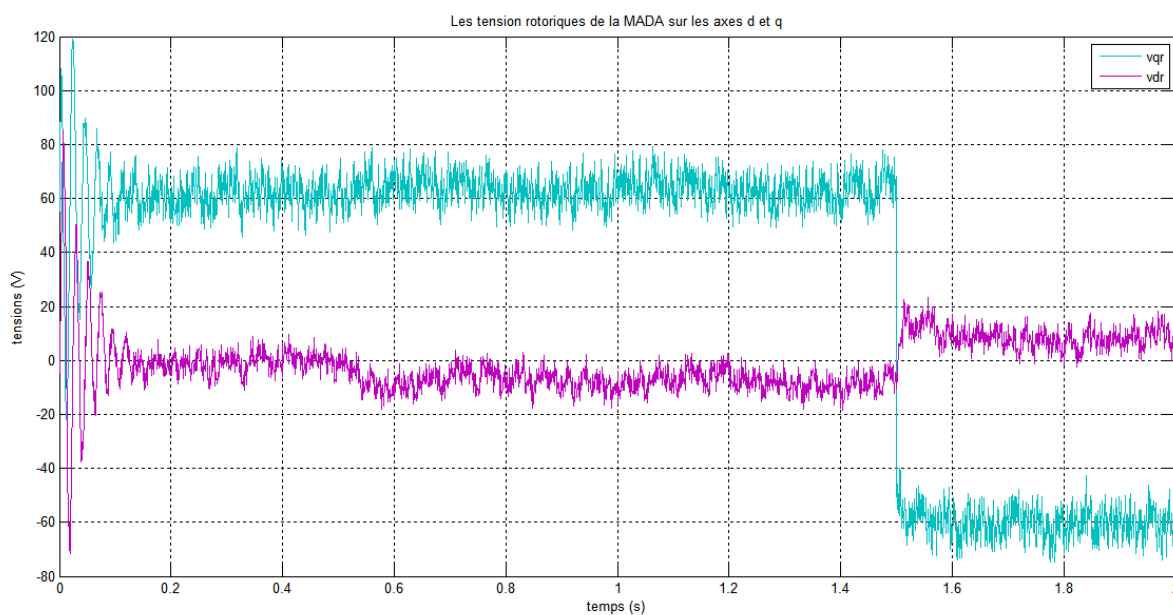


Fig. III-6 : Les tensions rotoriques de la MADA sur les axes d et q

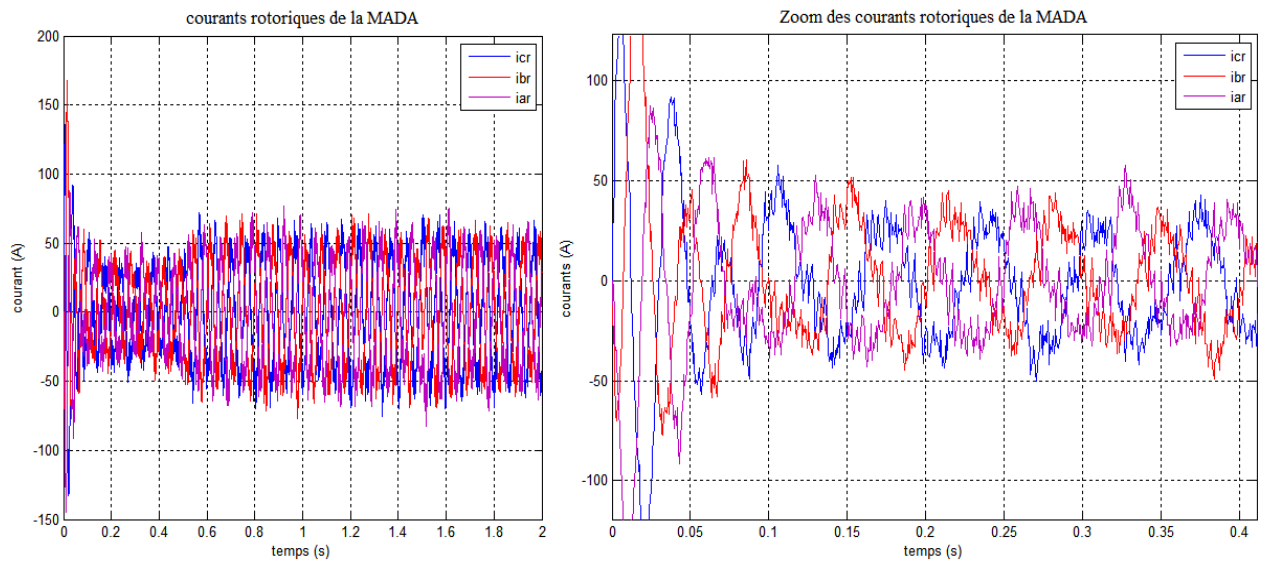


Fig. III-7 : Les courants rotoriques de la MADA sans et avec zoom

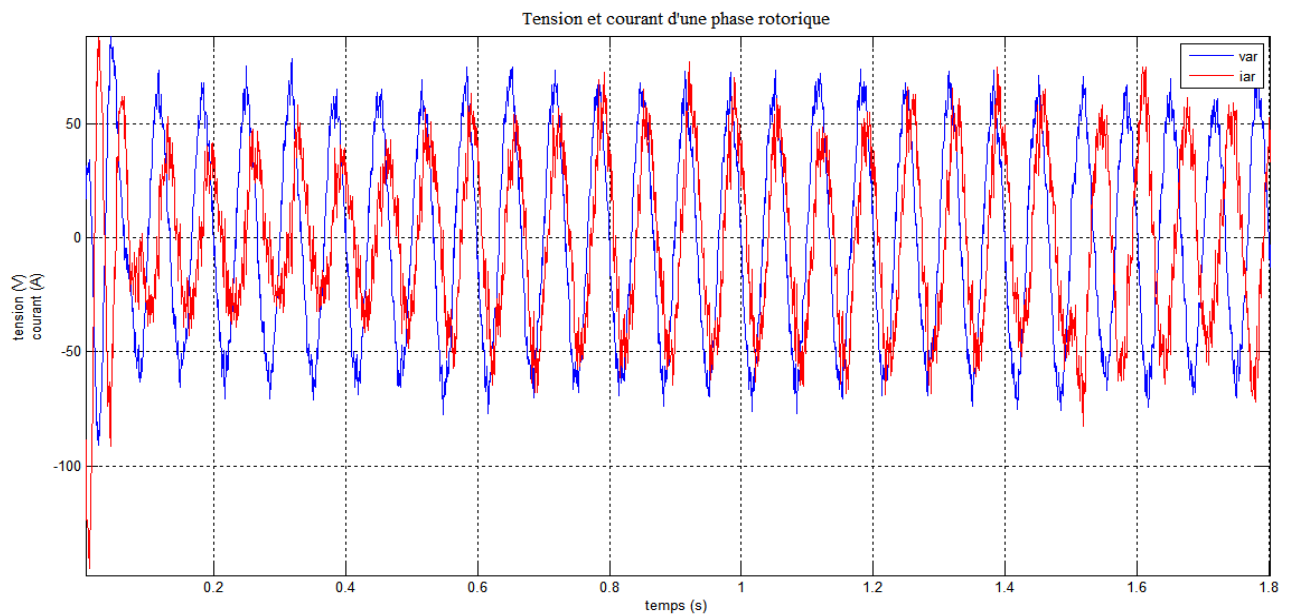


Fig. III-8 : Tension et courant d'une phase rotorique

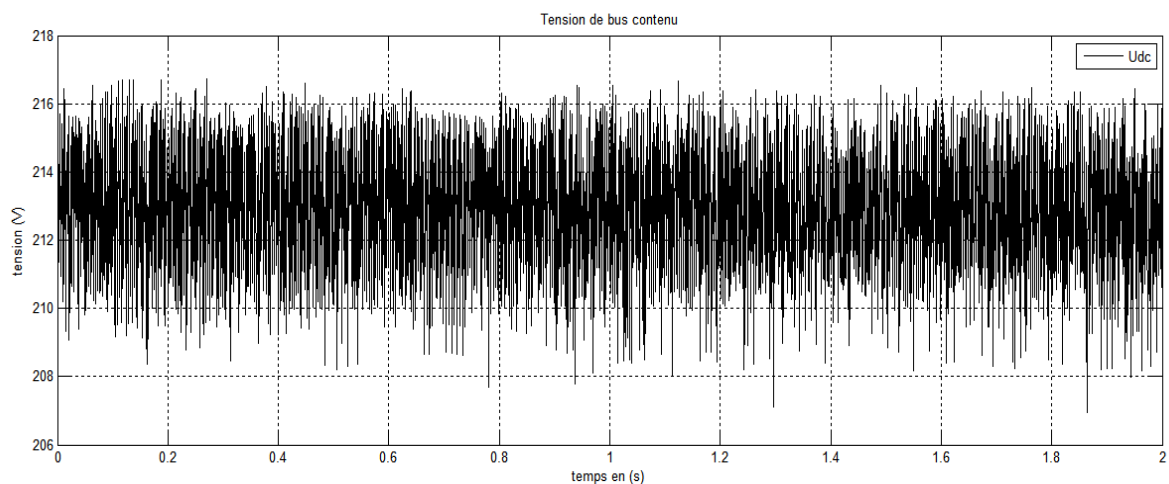


Fig. III-9 : La tension de bus continu

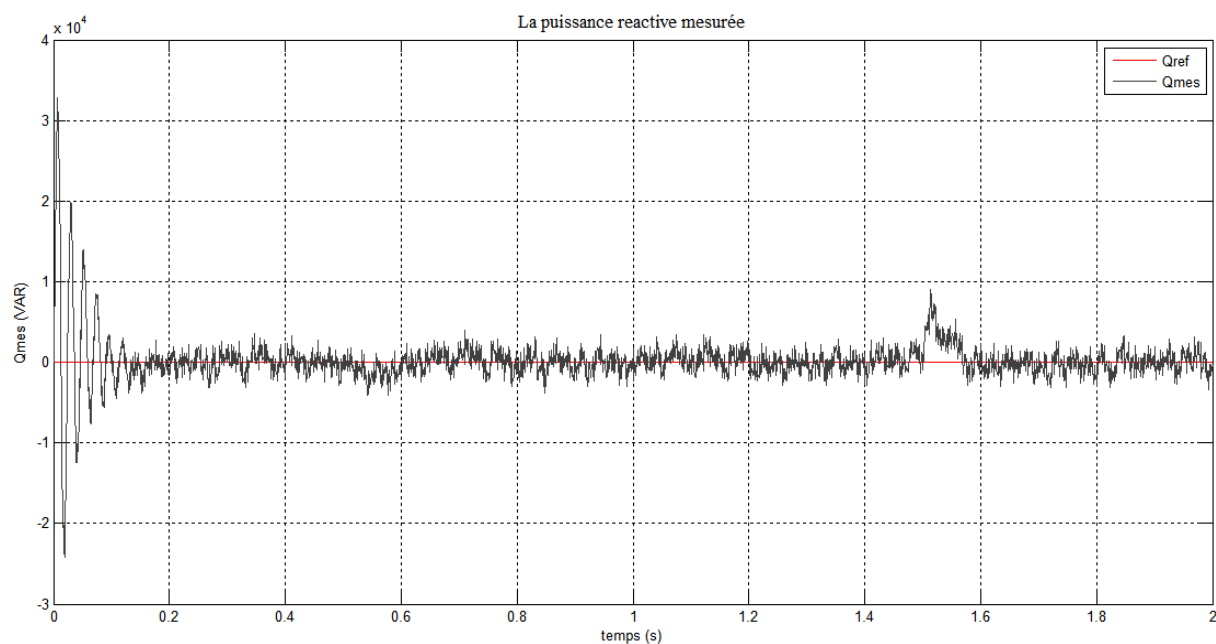


Fig. III-10 : La puissance réactive mesurée

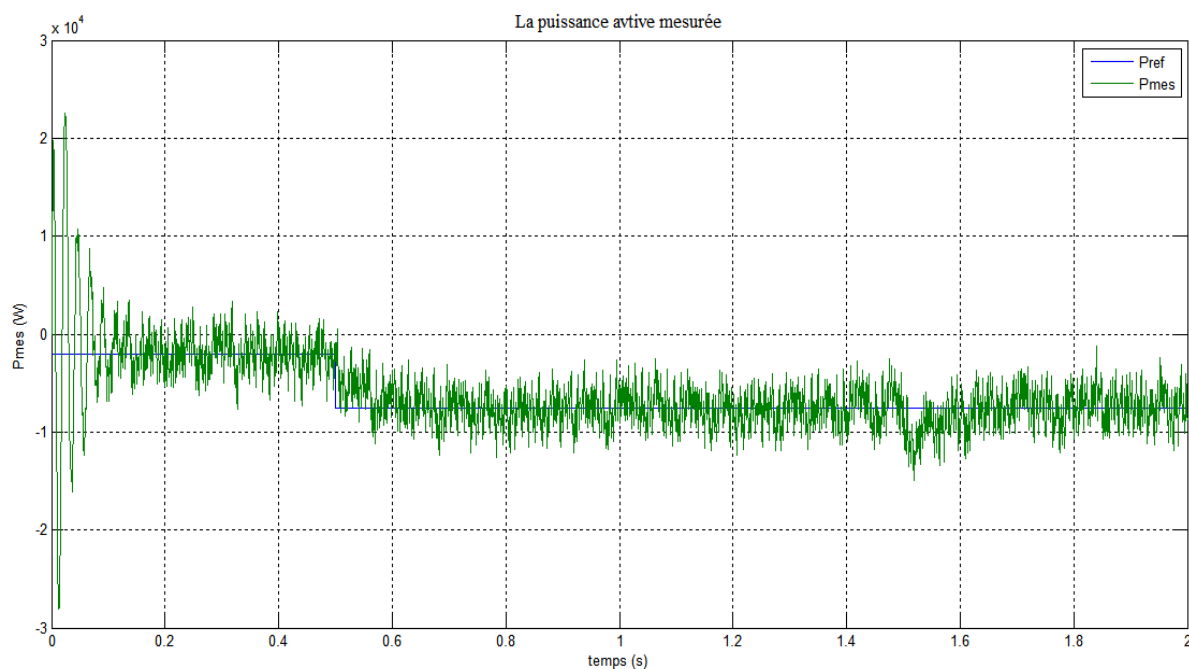


Fig. III-11 : La puissance active mesurée

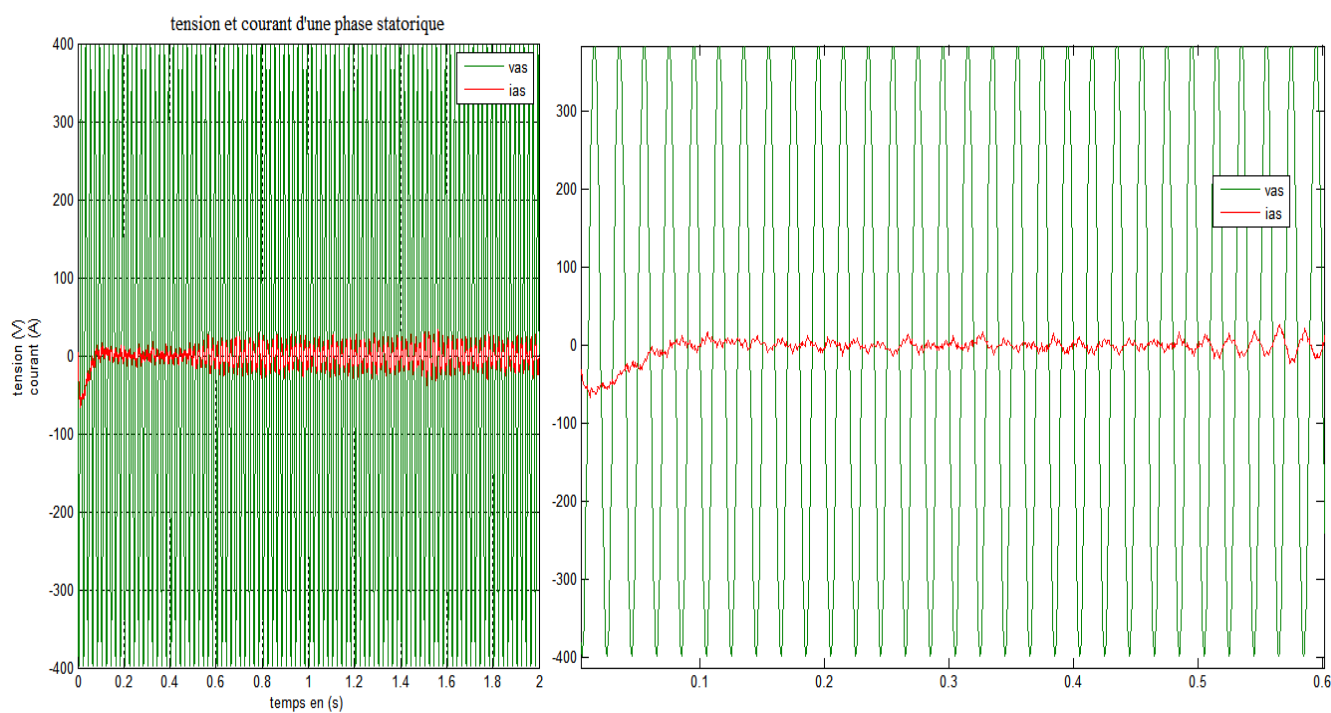


Fig. III-12 : Tension et courant d'une phase statorique

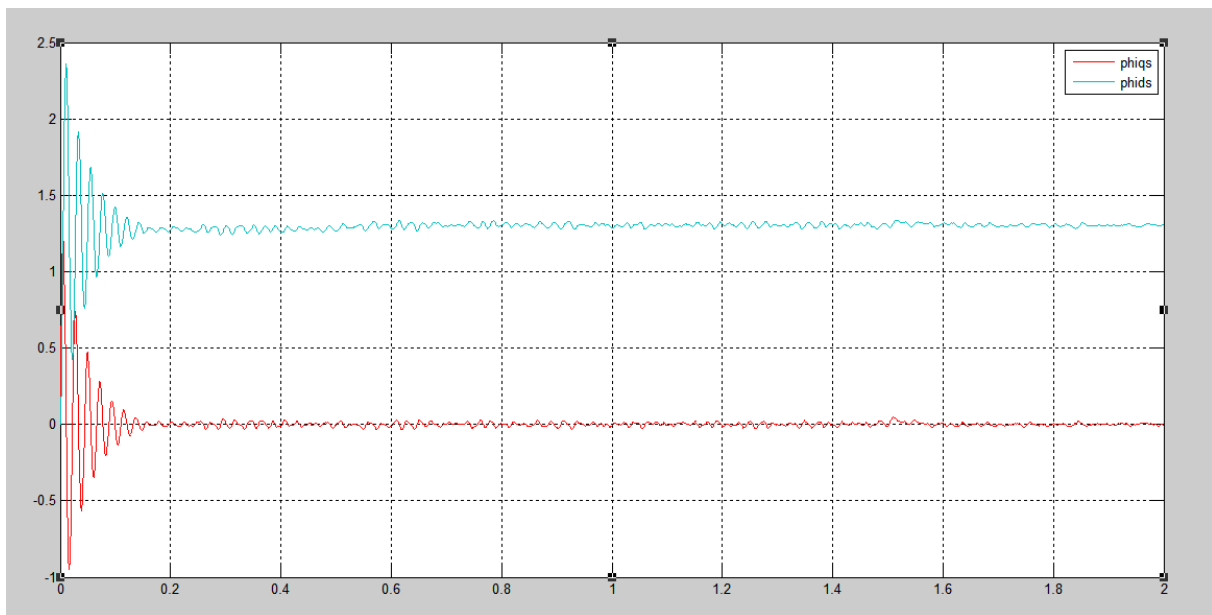


Fig. III-13 : Allure des flux statoriques sur les axes d et q

III-5-3 Les interprétation des résultats

Les figures précédentes montrent les résultats de simulation du l'ensemble redresseur-onduleur à MLI- La MADA.

➤ Les *Figure (III-3) et Figure (III-4)* représentent la tension d'une phase a la sortie de l'onduleur à MLI sans et avec zoom. Ces figures montrent bien les deux niveaux de tension à la sortie de l'onduleur simple niveau pour une phase, sachant que les deux autres sont équilibrés et déphasés l'un par rapport à l'autre de $2\pi/3$.

➤ Les figures (*Fig. III-5, III-6 et III-7*) montrent que les tensions et les courants rotoriques de la MADA ont une fréquence et une amplitude variable, en effet les pulsations rotoriques sont régis par l'équation $\omega_s = \omega + \omega_r$, donc si ω change ce qui se traduit par un changement de la vitesse du rotor, ω_r (pulsation des courants rotoriques) change aussi d'une façon à garder ω_s constante car elle est imposée par le réseau. On peut expliquer le changement d'amplitude des tensions et des courants rotoriques comme suit :

Lorsque la puissance statorique change le régulateur doit agir sur les tensions de commande v_{dr} et v_{qr} afin de ramener la puissance active statorique P_s à sa valeur de référence et comme v_{dr} et v_{qr} sont liées aux courants rotoriques i_{dr} et i_{qr} , donc ils changent d'amplitude aussi.

➤ La figure *Fig. III-8* présente la tension et courant d'une phase rotorique, elle montre que lors de variation de la vitesse de rotation à $t=1.5s$, le courant et la tension de la phase rotorique deviennent en opposition de phase, ce qui explique que la machine passe du fonctionnement hypo synchrone vers l'hyper synchrone.

➤ La *Fig. III-9* présente la tension aux bornes du bus continu, il est à remarquer que cette tension est maintenue à sa valeur de référence.

➤ La *Figure (III-10)* et la *Figure (III-11)* représente les puissances fournies active et réactive et leurs valeurs de référence imposées à la MADA. La consigne de puissance réactive est maintenue à zéro afin d'assurer un facteur de puissance unitaire coté statorique.

On observe dans la *Figure (III-11)* que la puissance active s'approche de la puissance de référence et la *Figure (III-10)* montre que la puissance réactive reste nulle ; ce qui indique un bon contrôle de la machine. Mais ces deux figures nous montrent que les puissances fournies au niveau du stator sont fluctuantes.

➤ Si maintenant, on analyse les signaux statoriques de la *Figure (III-12)*, on remarque que la tension et le courant sont en opposition de phase; ce qui correspond bien à un facteur de puissance unitaire et à une puissance active négative c'est-à-dire produite par la MADA et envoyée sur le réseau. La forme de courant statorique est presque la même que celle dans le cas sans onduleur sauf qu'ici, le courant s'écarte très peu de sa forme sinusoïdale. Cette déformation s'explique par un contenu moins riche en harmonique du courant dans le cas d'un onduleur simple niveau.

Les valeurs maximales ont diminué avec une présence d'harmoniques. On note que la variation de la fréquence de commutation permet d'augmenter les pertes joules ce qui provoque l'échauffement des composants de puissance.

➤ D'après la figure (*Fig. III-13*), le flux statorique d'axe q est nul ce qui vérifie l'hypothèse de l'orientation du flux statorique d'axe q ($\varphi_{qs} = 0$), cependant le flux statorique d'axe d (φ_{ds}) est constant car la MADA est connectée à un réseau stable.

III-6 Conclusion

Après avoir modélisé et simulé les différentes parties du système partie par partie dans les chapitre précédents, dans ce chapitre nous les associées pour construire l'ensemble (Redresseur-Onduleur à MLI simple niveau-MADA) et le simuler sous MATLAB-SIMULINK, les résultats sont donnés sur les figures ci-dessus.

Ces différents résultats sont donnés pour une MADA en deux modes de son fonctionnement (hyper et hypo synchrone) et nous avons obtenu un bon suivi de toutes les grandeurs de références, mais la forme de la puissance instantanée a des fluctuations, et notre but est de chercher à les réduire en utilisant un onduleur multi-niveaux.

CHAPITRE IV

L'étude de l'ensemble redresseur-onduleur à MLI cinq niveaux-MADA

IV-1 Introduction

La technologie de conversion de l'énergie du continu vers l'alternatif en utilisant les convertisseurs statiques est une partie de l'électronique de puissance en pleine croissance. Cela tient essentiellement à deux raisons [16] :

- La première est l'étendue du domaine de leurs applications.
- La seconde vient de l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance et de l'apparition de nouveaux composants permettant l'implantation de nouvelles stratégies de commande plus performantes.

La demande en puissance des applications industrielles a augmenté considérablement ces dernières années, jusqu'à atteindre l'ordre de quelque mégawatts (de l'ordre de 10MW) pour les basses et moyennes tensions. L'utilisation de convertisseurs conventionnels à deux niveaux, à grandes fréquences de commutation, est limitée à ce niveau de puissance à cause des pertes non négligeables engendrées par la commutation des interrupteurs. En plus on se trouve obligé d'associer plusieurs interrupteurs en série et en parallèle afin de respecter les limites physiques des interrupteurs utilisés. Donc l'utilisation des convertisseurs multi-niveaux dans les applications de moyenne et hautes puissances est proposée comme une solution à l'handicap technologique des semi-conducteurs.

Dans ce travail, nous nous pencherons surtout sur les applications basses et moyennes tension où la performance est privilégiée. Les performances qui nous intéressent plus particulièrement sont le rendement du convertisseur et la qualité de sa tension de sortie, celle-ci étant essentiellement exprimée en termes de résolution obtenue. Pour cela, nous nous intéresserons aux convertisseurs multi-niveaux qui semblent adaptés à la commande d'une machine asynchrone à double alimentation.

IV-2 Principe de l'onduleur multi-niveaux [16] :

IV-2-1 Généralité sur les convertisseurs multi-niveaux

Le concept de convertisseurs multi-niveaux a été mis en place depuis 1975. Le terme multi-niveaux a commencé avec les convertisseurs à trois niveaux. Ultérieurement, plusieurs topologies de convertisseurs multi-niveaux ont été développées.

L'onduleur multi-niveaux présente plusieurs avantages, parmi lesquels on peut mentionner :

La qualité d'onde : les convertisseurs multi-niveaux peuvent non seulement générer les tensions de sortie avec une distorsion très faible, mais peut aussi réduire le dV/dt , donc certains problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) peuvent être réduits.

La tension de mode commun : les convertisseurs multi-niveaux produisent une tension de mode commun plus réduite, donc une durée de vie des moteurs plus importante quand ils sont utilisés pour les entraînements électriques. En outre, la tension de mode commun peut être éliminée en utilisant des stratégies de modulation avancées telles que celle proposée dans les chapitres précédents.

Courant d'entrée : les convertisseurs multi-niveaux peuvent tirer un courant d'entrée avec une faible distorsion.

Fréquence de découpage : les convertisseurs multi-niveaux peuvent fonctionner à la fois à la fréquence fondamentale et à une fréquence de découpage élevée (MLI). Il convient de noter qu'une faible fréquence de commutation signifie généralement des pertes réduites, donc un gain plus élevé dans le rendement du convertisseur.

IV-2-2 Principe de fonctionnement d'un onduleur multi-niveaux [16][17] :

Les principes présentés précédemment sont également valables pour les modulateurs multi-niveaux dont nous présenterons maintenant les spécificités. La plupart des modulateurs décrits dans la littérature sont basés sur la comparaison d'un ensemble de porteuses triangulaires avec le signal de référence. Ils peuvent également être basés sur le calcul des angles de commutation, en vue d'éliminer des harmoniques spécifiques. Les modulateurs multi-niveaux sont généralement basés sur l'utilisation de porteuses triangulaires symétriques. Ces porteuses sont au nombre d'une de moins que le nombre de niveaux, leur agencement caractérise la méthode de modulation. La combinaison des signaux de comparaison permet de déterminer le signal modulé et plus ou moins directement d'obtenir les signaux de commande. Le signal modulé est généré par le convertisseur par l'intermédiaire des signaux de commande, il n'a généralement pas d'utilité en tant que signal et souvent on passe directement des signaux de comparaison aux signaux de commande du convertisseur.

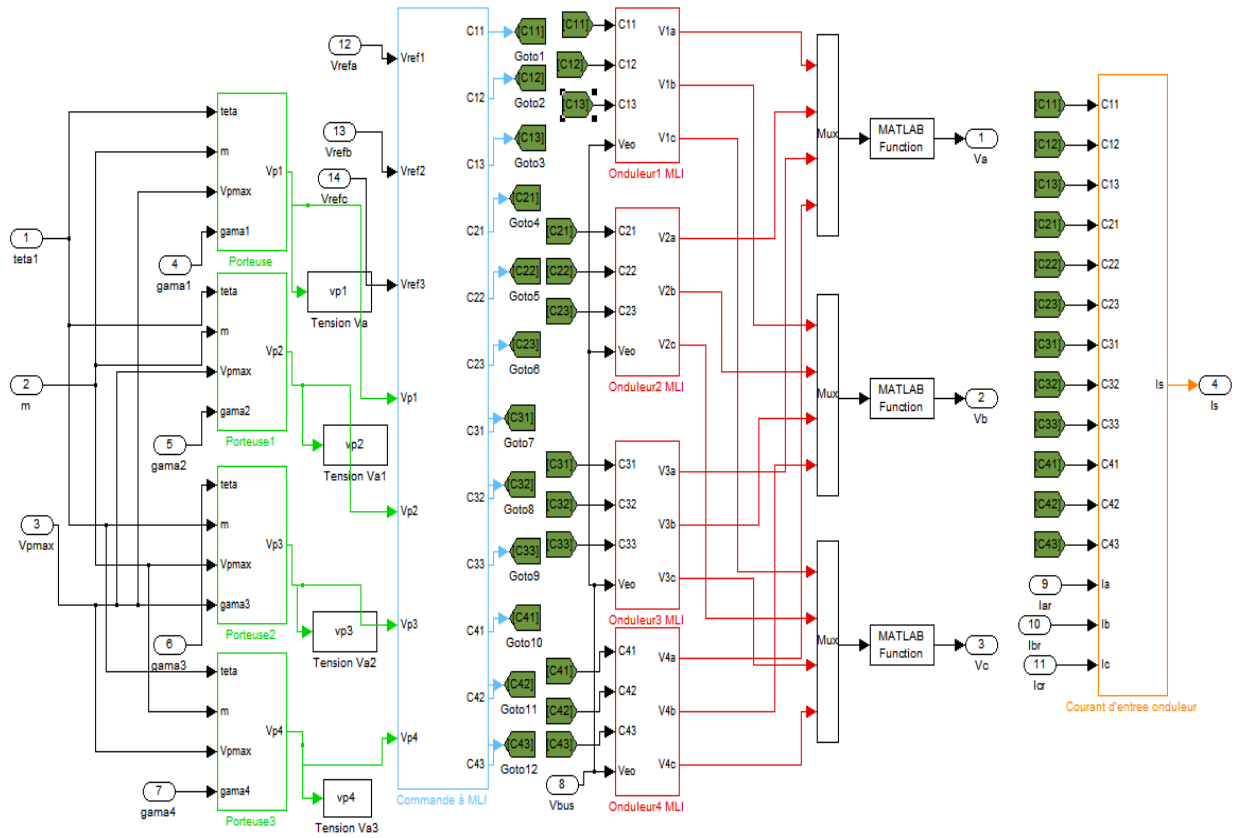


Fig. IV-1 : Schéma global de l'onduleur à MLI multi-niveaux sous Matlab.

IV-3 Schéma de simulation de l'ensemble (redresseur-onduleur à MLI multi-niveaux-MADA) :

La figure suivante présente le schéma global de simulation numérique sous MATLAB-SIMULINK de l'ensemble {redresseur-onduleur multi-niveaux-MADA} :

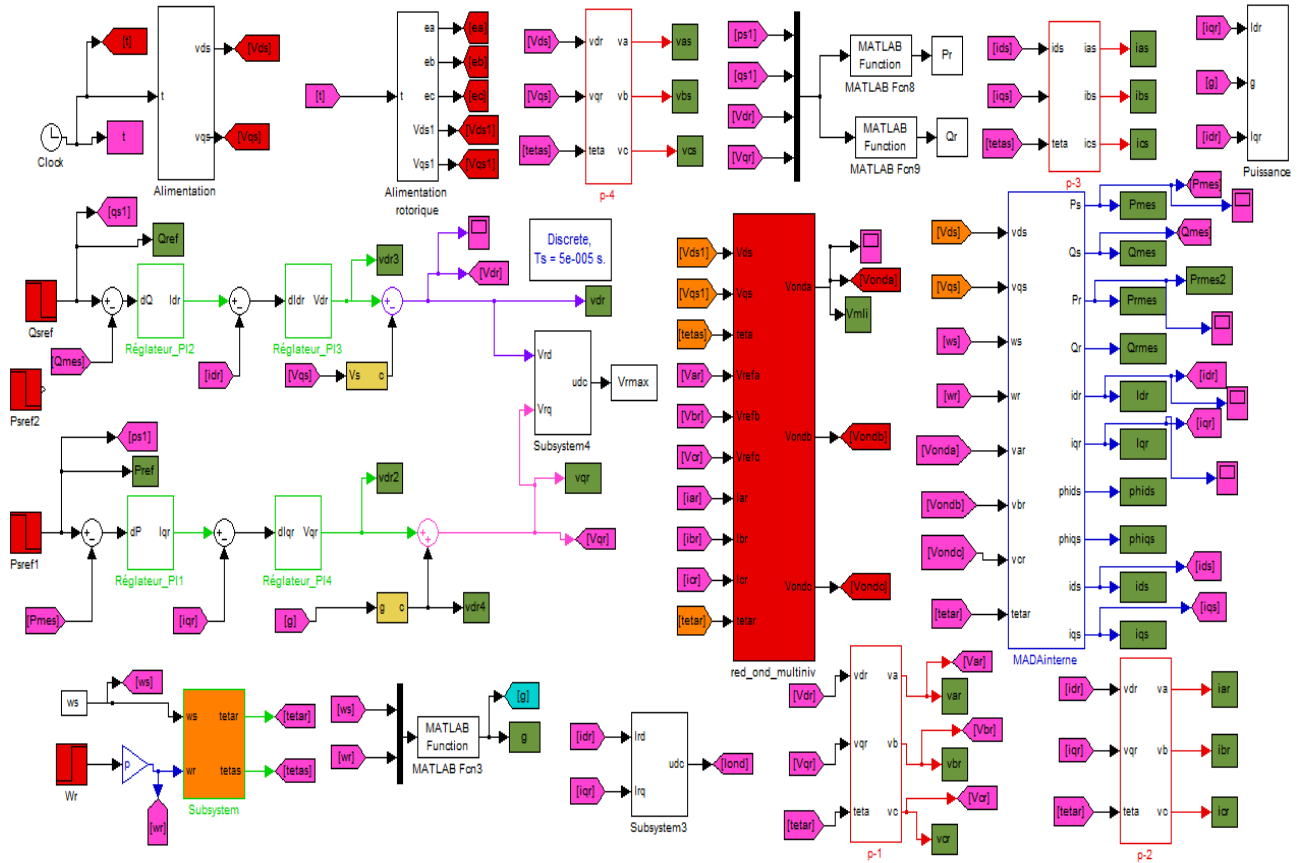


Fig. IV-2 : Bloc de simulation sous environnement Matlab-Simulink l'ensemble (redresseur-onduleur à MLI multi-niveaux-MADA)

IV-4 Résultats de simulation et interprétations :

IV-4-1- Les résultats de simulation numérique :

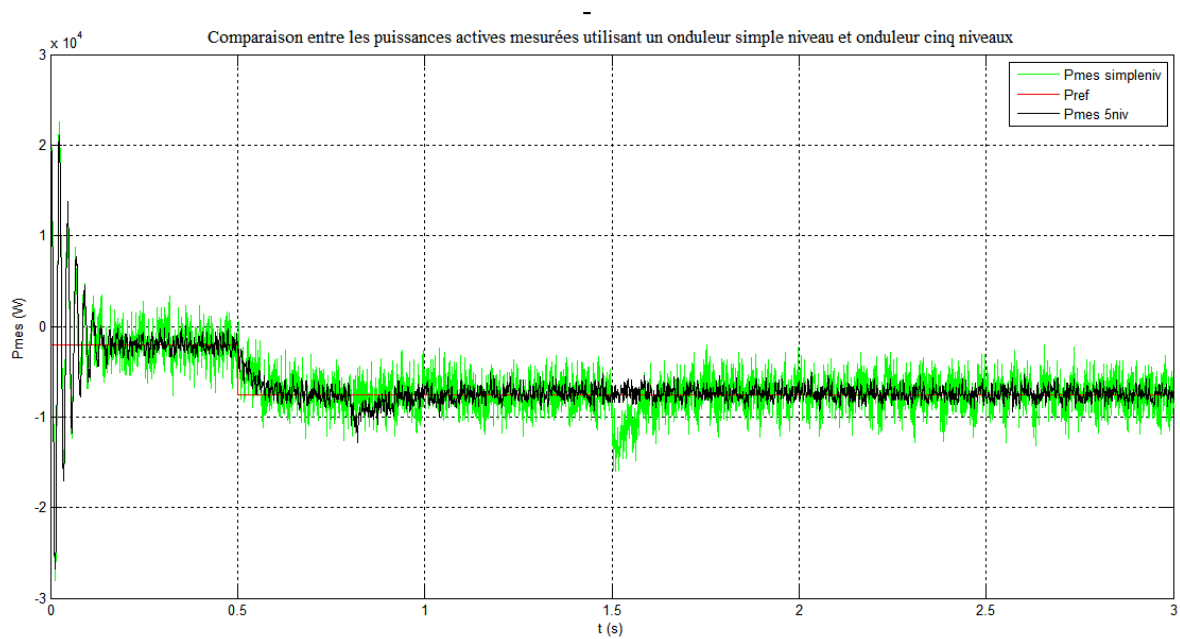


Fig. IV-3 : Comparaison entre les puissances actives obtenues au stator par l'utilisation d'un onduleur simple et cinq niveaux.

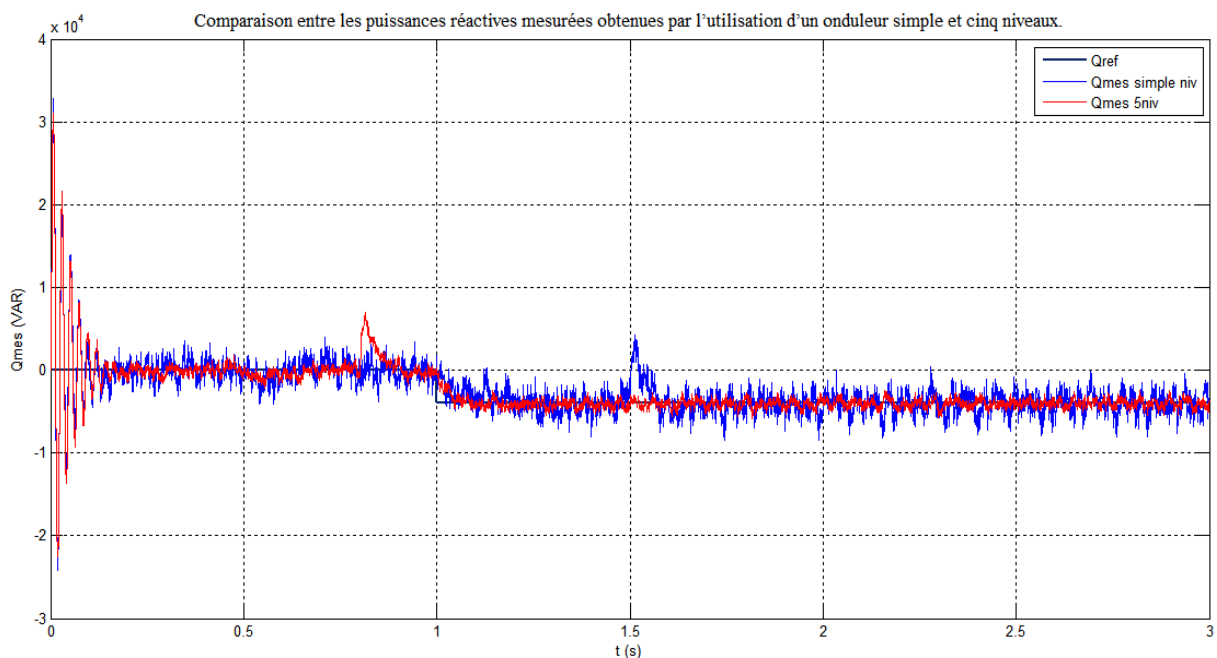


Fig. IV-4 : Comparaison entre les puissances réactives obtenues au stator par l'utilisation d'un onduleur simple et cinq niveaux.

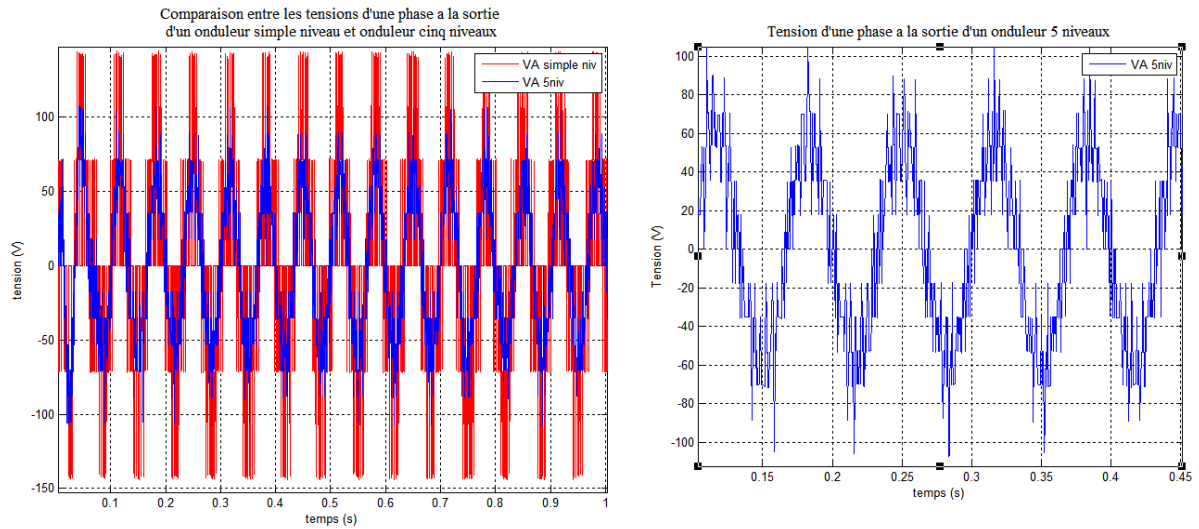


Fig. IV-5 : Comparaison entre la tension obtenue à la sortie d'un onduleur simple et cinq niveaux.

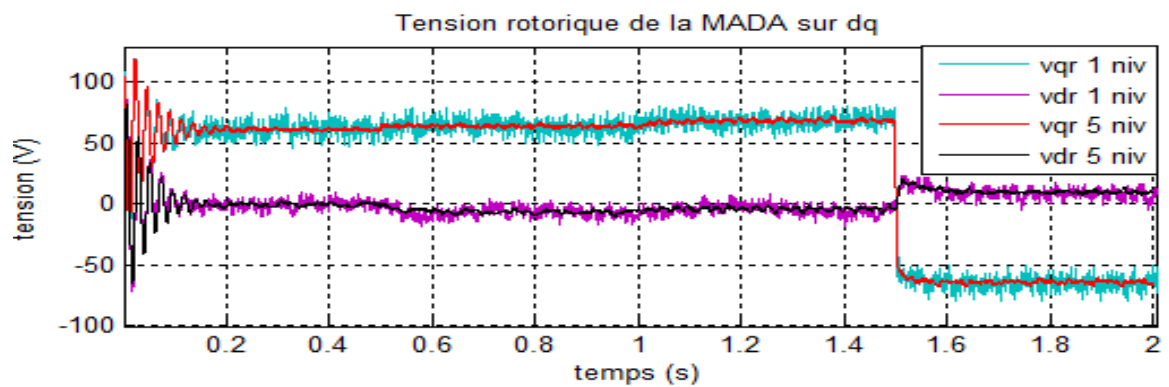


Fig. IV-6 : Comparaison entre les tensions rotoriques d'axes d et q obtenue à la sortie d'un onduleur simple et cinq niveaux.

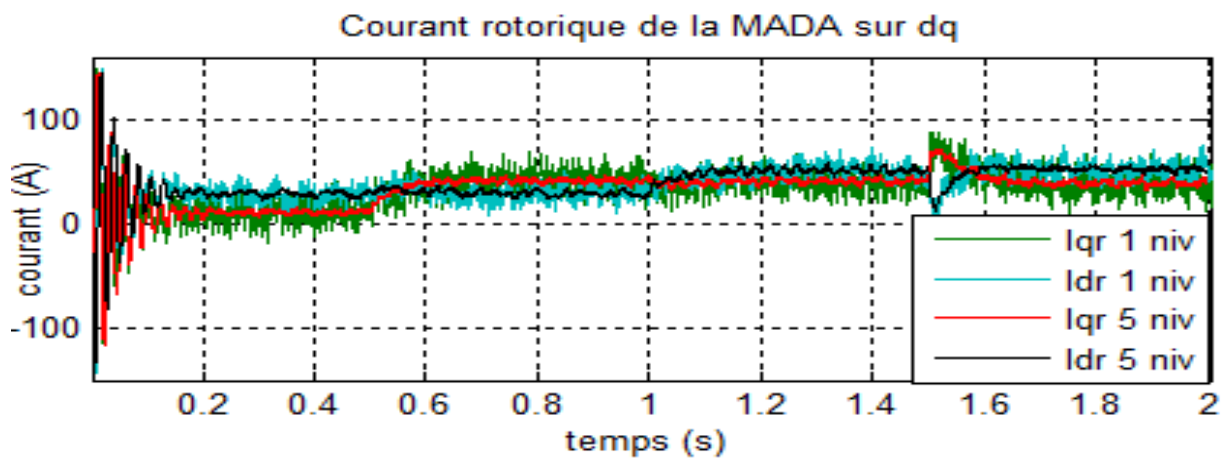


Fig. IV-7 : Comparaison entre les courants rotoriques d'axes d et q obtenue à la sortie d'un onduleur simple et cinq niveaux.

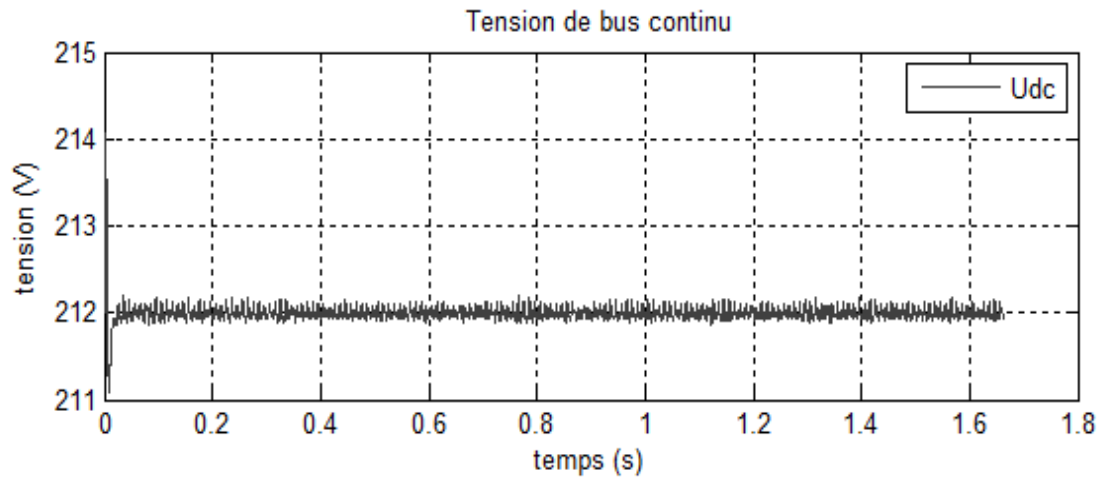


Fig. IV-8 : Tension redressée de bus continu.

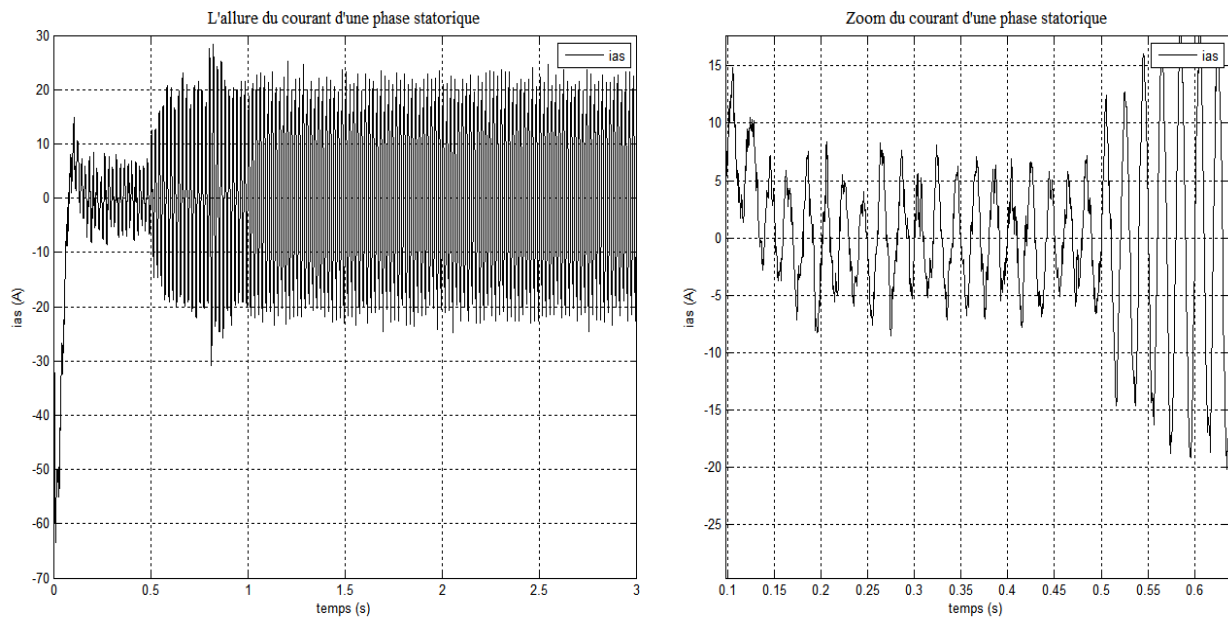


Fig. IV-9 : Allure du courant d'une phase statorique sans et avec zoom.

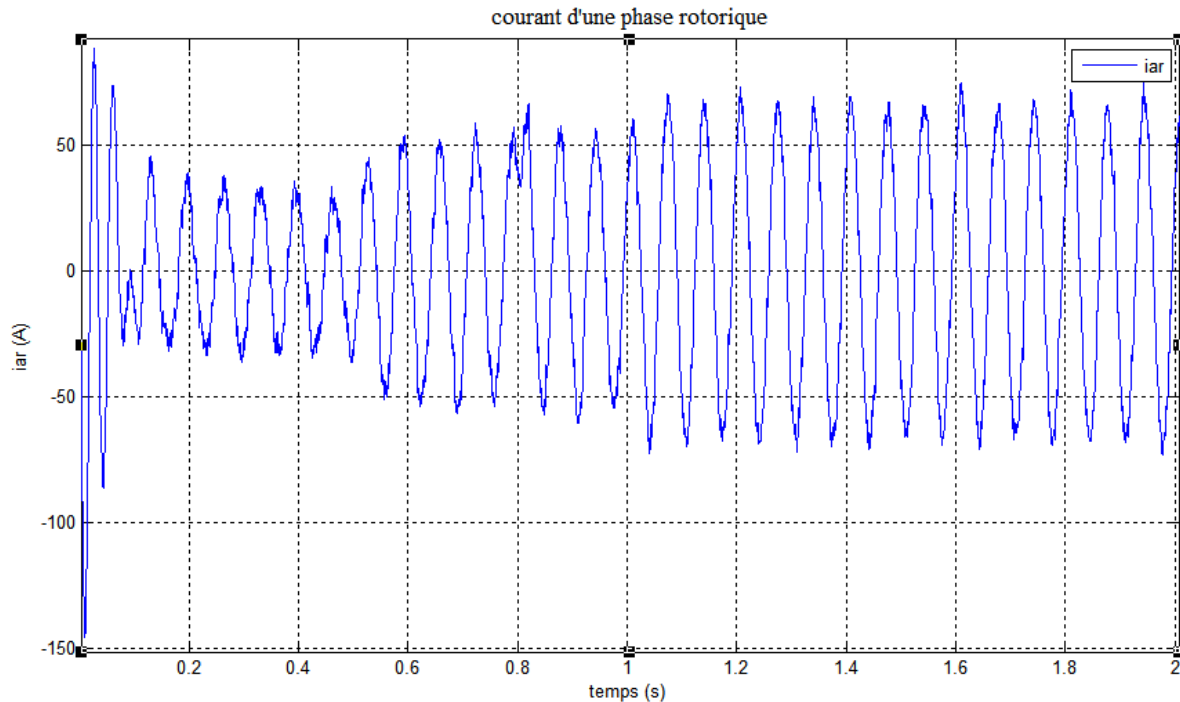


Fig. IV-10 : Allure du courant d'une phase rotorique.

IV-4-2 Interprétation des résultats :

D'après les résultats illustrés dans les *Figures (IV-3 et IV-4)*, on remarque que les puissances active et réactive mesurées obtenues par l'utilisation d'un onduleur multi-niveaux ont la même forme que celle obtenus au premier chapitre (alimentation purement sinusoïdale), elles sont moins fluctuantes si on va les comparer à celle obtenus lorsque d'utilisation d'un onduleur simple niveau. Dans le même temps, on remarque que le système gagne une plus grande dynamique et cela permet un réglage plus rapide de la commande et une très bonne précision.

Si maintenant on observe la *Figure (IV-5)*, on remarque que les convertisseurs multi-niveaux permettent de délivrer une tension plus élevée et de meilleure qualité que les convertisseurs conventionnels (un niveau), on remarque aussi que la résolution obtenue est plus élevée, le convertisseur est capable de générer plus que deux ou trois niveaux et réglage de la tension est plus fin, ce qui permet de réduire les contraintes imposées à la charge qui subit sans cela une tension qui commute entre ses deux valeurs maximales.

La *Figure (IV-8)* nous montre que la tension du bus continu est restée toujours à sa valeur de référence et grâce à l'onduleur multi-niveaux on remarque qu'elle est moins fluctuante par rapport à celle obtenue précédemment.

A partir des *Figures (IV-9 et IV-10)*, on remarque l'amélioration de l'onde du courant statorique et celle du courant rotorique par la réduction des points (dus à la modulation) au régime transitoire et au régime établi.

IV-5 Conclusion

Dans ce chapitre on s'est intéressé aux stratégies de commande des convertisseurs triphasés multi-niveaux. Plus particulièrement la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses et à la simulation de l'ensemble redresseur-onduleur cinq niveaux à MLI-MADA.

Les résultats obtenus par simulation montrent que l'alimentation par un ensemble redresseur-onduleur multi-niveau permet :

- D'améliorer l'allure des tensions et des courants à la sortie des onduleurs ainsi que le taux d'harmoniques.
- D'augmenter la puissance grâce à l'accroissement échelonné du niveau de la tension commutée.
- Réduire la taille des filtres passifs parfois nécessaires pour limiter ces sollicitations.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

L'objectif préalablement défini dans ce travail consistait à rechercher un moyen pour améliorer les performances de la commande en puissance de la MADA.

La solution proposée consistait à utiliser un système redresseur MLI - Onduleur MLI multiniveaux pour alimenter le circuit rotorique de la MADA. Le but du travail qui nous a été assigné était de modéliser ce système, de le tester par simulation et de comparer ses performances avec le même système mais qui utilise un onduleur simple niveau.

Nous nous sommes donc attelés dans un premier chapitre à modéliser la machine asynchrone à double alimentation (MADA) dans un repère diphasé à l'aide de la transformation de Park et à développer sa commande vectorielle afin de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la MADA et le réseau. Un régulateur de type proportionnel intégral (PI) est testé afin d'analyser ses performances vis à vis du suivi de consigne et du rejet des perturbations.

Dans le second chapitre, nous avons modélisé le redresseur à MLI dans les coordonnées de Park (dq). Ce référentiel présente un intérêt particulier, puisque comme nous l'avons vu dans les résultats de simulation, les grandeurs de Park (d'axes d et q) sont constantes, contrairement aux autres repères. Cette propriété s'est révélée très intéressante lors de la régulation des trois courants d'entrée du convertisseur. Nous nous sommes ensuite intéressés à la commande du redresseur à MLI. L'objectif de cette commande était de faire suivre à notre redresseur des courants d'entrée de forme désirée. Cette forme, constituant la référence des courants, contient toutes les exigences du cahier de charges (redressement et régulation de la tension de sortie, contenu harmonique et facteur de puissance du côté réseau). Enfin nous avons testé par simulation ce redresseur muni de sa commande et de sa régulation sur une charge RL et sur un ensemble Onduleur à MLI alimentant une charge RL triphasée.

Nous avons remplacé dans le troisième chapitre la charge RL triphasée par une MADA et nous nous sommes intéressés aux performances de la commande en puissance de celle-ci. Le système complet ainsi construit répondait aux consignes de puissance active et réactive mais présentait des fluctuations autour des références. Ceci était dû à la structure de l'onduleur (simple niveau appelé encore à deux niveaux) qui fournissait à sa sortie des tensions présentant des harmoniques. Il fallait donc trouver un moyen de réduire ces derniers.

L'objectif quatrième chapitre était de reprendre le même modèle que celui du troisième chapitre et de remplacer l'onduleur à deux niveaux par un onduleur multiniveaux (nous nous sommes limité à cinq niveaux). Nous avons comparé les performances de ce nouveau système avec celles du système précédent, en termes de fluctuations de la puissance générée par la MADA. Nous avons trouvé que le système proposé répondait bien aux objectifs assignés et permettait également de remplir certaines fonctions qui peuvent être demandées par le réseau, tels que la compensation de la puissance réactive et le filtrage des courants harmoniques.

Faces à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives peuvent être proposées pour améliorer davantage les qualités de notre système, à savoir :

- Etablissement d'un modèle de commande en puissance de la MADA prenant notamment en compte la résistance de phase statorique et la saturation magnétique.
- Contrôle du système par des techniques d'intelligence artificielle.
- Intégration éventuelle d'un système de stockage.
- Intégration mixte de la MADA avec le photovoltaïque dans un parc éolien (système hybride).
- Interaction avec les autres génératrices du réseau ou supervision d'une ferme éolienne.

Annexes

ANNEXE

I. Paramètres de simulation de redresseur

Les données de simulation utilisées sont :

Source :

$$\text{La tension } V_s = 400 \text{ V}$$

$$\text{La fréquence } f = 50 \text{ Hz}$$

Impédance du réseau :

$$L_s = 45 \mu\text{H}$$

$$R_s = 1.33 \Omega$$

Côté continu du redresseur :

$$R_{ch} = 300 \Omega$$

$$L_{ch} = 0.54 \text{ H}$$

$$C = 3.3 \text{ mF}$$

La valeur de la tension continue en régime permanent est choisie $V_o = 300 \text{ V}$.

II. Les paramètres de la MADA sont

- $P=7.5 \text{ KW}$.
- $V_s=380 \text{ V}$.
- $f_s=50 \text{ Hz}$;
- $p=2$;
- $\omega_r= 219.9115 \text{ rad/s}$;
- $R_r=0.164 \Omega$
- $L_s=0.097 \text{ H}$.
- $R_s=0.6 \Omega$
- $L_r=0.0218 \text{ H}$.
- $M_{sr}=0.0436 \text{ H}$.

III. Les paramètres de l'onduleur sont :

- Fréquence de commutation des IGBT=2KHZ
- Le coefficient de réglage en tension (r) = 0.8

Bibliographie

Bibliographies

- [1]. T. Ackermann and Soder, L. « *An Overview of Wind Energy-Status 2002* ». *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 6(1-2), 67-127 (2002).
- [2]. T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins and E. Bossanyi, *Wind Energy Handbook*. John Wiley & Sons, Ltd, 2001.
- [3]. Frédéric Poitiers, « Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'utilisation de l'Energie Eolienne », Thèse de doctorat de l'université de Nantes, 2003.
- [4]. Rachid Azaizia, « Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux », Mémoire de magister à l'UMBB, 2008.
- [5]. Philippe Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », Editions Eyrolles, 2^{ème} édition, Paris 1987.
- [6]. NAIT MOHAND Yacine, GHEZALI Yacine, « Etude de la conversion de l'énergie éolienne à base de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) », Mémoire de master à l'université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2011.
- [7]. Boyette Armand, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat à l'université Henri Poincaré, Nancy I, 2006.
- [8]. Christophe GOMBERT « Simulation temps-réel des dispositifs d'Électronique de puissance dédiés au Réseaux d'Énergie Electrique », thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de GRONOBLE, 29 septembre 2005.
- [9]. Guy Séguier « Electronique de puissance : Les fonctions de base et leurs principales Applications » 7eme édition Dunod, 1999.
- [10]. P. Ladoux, G.Ollé, « Compensation d'harmonique et de puissance réactive » publication Reselec, 2002.
- [11] Rabah ROUAS « Modélisation et étude par simulation d'un redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire et avec fonction de filtre actif », Mémoire Master, UMMTO 2012.
- [12]. Dj. CHABANE, K. BERKOUNE « Etude de redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) », mémoire de Master. UMMTO, 2011.
- [14]. Y. DIAF, Dj. BEN ANTER « Modélisation et commande d'un onduleur triphasé piloté par MLI à structure multi niveaux » Mémoire Master. Université KASDI Marbah, Ouargla, 2012.

[15]. S Laurentiu. CAPITANEANU, « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », Docteur de l'institut nationale de Toulouse.

[16]. Emanuel Florin Mogos, production décentralisée dans les réseaux de distribution. Etude pluridisciplinaire de la modélisation pour les contrôles des sources, DOCTEUR Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers Centre de Lille 2005

[17]. G. Carrara, et al. A new multilevel PWM method: a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(3): 497–505, July 1992.

[18]. A. Nabae and H. Akagi. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 17(5) :518–523, September 1981.

[19]. WWW.réglage de la vitesse de rotation.

[20]. GE Wind Energy. GE Wind brochure:
http://www.gepower.com/prod_serv/products/wind_trubines/en/index.html.

[21]. Vestas wind turbine brochure:
http://www.vestas.com/vestas/global/en/Products/Download_brochures/download_brochurer.html.