

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



Université Dr. Tahar Moulay de Saïda
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Mémoire présenté par :

Mustapha AMARA

en vue de l'obtention du diplôme de

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Commande des machines électriques

Intitulé du mémoire :

Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation

Présenté devant le jury composé de :

Dr. M. LAOUER	Maître de conférences 'A'	Université de SAIDA	Président
Dr. A. MEZOUAR	Maître de conférences 'A'	Université de SAIDA	Rapporteur
Pr. Y. MILOUD	Professeur	Université de SAIDA	Examineur
Dr. K. HARTANI	Maître de conférences 'A'	Université de SAIDA	Examineur

Soutenu le/...../2012

Dédicaces

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
قُلْ إِنَّ صَلَاتِي وَنُسُكِي وَمَحْيَايَ وَمَمَاتِي لِلَّهِ رَبِّ الْعَالَمِينَ
لَا شَرِيكَ لَهُ وَبِذَلِكَ أُمِرْتُ وَأَنَا أَوَّلُ الْمُسْلِمِينَ
صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

A La mémoire de mon père.

A Ma chère mère, la personne qui a beaucoup sacrifié pour moi.

A Mon cher frère amar.

A Toute ma famille.

A Tous mes frères, mes sœurs et mes amis.

A Tous les enseignants et les éducateurs qui ont contribué à ma formation durant
tout le parcours de mes études jusqu'à ce jour.
à tous ceux qui me sont chers.

J E tiens enfin à remercier vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin
à l'aboutissement de ce travail.

ملخص - Résumé - Abstract

ملخص : هذا العمل يحمل دراسة التحكم في إشعاع موجهه لحرك لا متزامن مزدوج التغذية من الساكن و الدوار عن طريق مُوج جَهد ثلاثي الأطوار. بغية التحكم في هذا الحرك قمنا باستعمال منظمان دو نَمت كلا سيكي (ع ي، ي ع). بالإضافة الي ذلك تم ايضاً إجراء اختبارات لمعرفة مدى متانة التحكم المستعملة إزاء تغيير في بعض الوسائط الأساسية للماكينة. في المحور الثاني قمنا بدراسة إستراتيجية التحكم باستعمال مُقدر و مُراقب للسرعة. إن موازنة زوج الشحنة تمكن من الحصول على مردودية طيبة للمحرك.

كلمات مفتاحية : محرك لا متزامن مزدوج التغذية، مُوج جَهد ثلاثي الأطوار، تحكم في إشعاع موجه، منظمان دو نَمت كلا سيكي (ع ي، ي ع)، تحكم بدون لقط سرعة، ملاحظ للسرعة و زوج الشحنة.

Résumé : Ce mémoire porte sur l'étude de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à rotor bobiné, alimentée par deux onduleurs de tension, l'un au stator et l'autre au rotor. Dans ce travail, nous avons utilisé une stratégie de commande basée sur le contrôle vectoriel avec orientation du flux rotorique. Ce type de contrôle est muni d'un réglage de vitesse de la machine par des régulateurs classiques (PI et IP). Ensuite, nous avons réalisé des tests de robustesse de cette commande vis-à-vis des variations paramétriques de la machine. Ensuite, nous avons développé une commande sans capteur de vitesse. Cette commande permet la compensation du couple de charge et assure de bonnes performances dynamiques.

Mots clés : Machine asynchrone à double alimentation (MADA), Onduleur de tension triphasé, Commande vectorielle, Régulateurs classiques (PI et IP), Commande vectorielle sans capteur de vitesse, Observateur de vitesse et de couple.

Abstract : This report threshold of the study control on the doubly fed wound rotor machine asynchronous machine supplied by two pulse width modulation voltage, each in rotor and in stator sides. In this work we used the control strategy is a rotor filed oriented control (RFOC). Two speed regulators conventional are used to control the speed of this machine. One is a PI regulator and

the other is a IP controller. Next, robustness tests concerning the parametric variation of the DFIM have been performed and a sensor less control is developed. The torque compensation leads to high dynamic performances.

Key-Words : Doubly fed asynchronous machine (DFIM), three phase voltage source inverter, field oriented control, (PI and IP) conventional, Sensor less speed control, speed and load torque observer.

Table des matières

Dédicaces	iii
Abstract - Résumé - مُلخص	v
Notations	i
Introduction générale	v
1 Étude de l'état de l'art de la MADA	1
1.1 Introduction	1
1.2 La machines asynchrone à double alimentation	2
1.2.1 Constitution	2
1.2.2 Domaines d'application	3
1.3 Principe de fonctionnement de la MADA	3
1.4 Modes de fonctionnement de la MADA	4
1.4.1 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone	4
1.4.2 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone	4
1.4.3 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone	5
1.4.4 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone	5
1.5 Différentes configurations de l'association MADA/convertisseurs de puissance	6
1.5.1 Fonctionnement en génératrice à vitesse variable	6
1.5.2 Fonctionnement en moteur à vitesse variable de grandes puissances	7
1.6 Les avantages et les inconvénients de la MADA	11
1.6.1 Les avantages de la MADA	11
1.6.2 Les inconvénients de la MADA	11
1.7 Conclusion	12
2 Modélisation de la machine MADA	13
2.1 Introduction	13
2.2 Présentation de la machine asynchrone à double alimentation	13

2.3	Hypothèses Simplificatrices	14
2.4	Modèle triphasé de la machine asynchrone double alimenté MADA	14
2.4.1	Représentation de la machine MADA dans l'espace électrique	14
2.4.2	Équations électriques réelles de la machine MADA	15
2.5	Modélisation diphasée de la machine MADA	17
2.5.1	Transformation de Park	17
2.5.2	Equations électriques dans le repère de Park	19
2.5.3	Couplage avec l'équation mécanique	20
2.5.4	Choix de référentiel de Park	21
2.5.5	Représentation d'état de Park	21
2.6	Bilan des puissances dans la MADA	22
2.6.1	Bilan de puissance en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques	22
2.6.2	Bilan de puissance sans prise en compte des résistances rotoriques et statoriques	23
2.7	Résultats de simulation	24
2.7.1	Schéma de l'association de la MADA au réseau triphasée	24
2.7.2	Interprétations des résultats	24
2.8	Conclusion	28
3	Modélisation de l'alimentation de la MADA	29
3.1	Introduction	29
3.2	Modélisation de l'alimentation de la MADA	30
3.2.1	Composants de puissance	30
3.2.2	Gammes d'emploi des composants à semi-conducteur	31
3.3	Onduleur à deux niveaux	32
3.4	Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tension	32
3.4.1	Tensions des phases statoriques	33
3.4.2	Tensions composées de la charge	34
3.4.3	Tensions simples de la machine	34
3.4.4	Commande des onduleurs	35
3.4.5	Contrôle des tensions par MLI	36
3.5	Onduleur à trois niveaux à structure N.P.C	36
3.5.1	Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux	37
3.5.2	Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	38
3.5.3	Cellule de commutation multi-tripôle	40
3.6	Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux	41
3.6.1	Commandabilité des convertisseurs statiques	41
3.6.2	Commandes complémentaires des onduleurs à trois niveaux	41

3.6.3	Fonction de connexion des interrupteurs	42
3.6.4	Fonction de connexion des demi-bras	42
3.6.5	Fonctions de conversion	42
3.6.6	Expression des courants d'entrée i_{d1}, i_{d2}	44
3.7	Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux	45
3.7.1	Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse	45
3.7.2	La stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses	46
3.7.3	Algorithme de la commande	46
3.8	Schéma de l'association de l'alimentation à la MADA	48
3.8.1	Conduite de la machine alimentée par l'onduleur à deux niveaux	49
3.8.2	Conduite de la machine alimentée par l'onduleur à trois niveaux	52
3.9	Comparaison entre les résultats obtenus par l'onduleur à deux niveaux et à trois niveaux	54
3.10	Conclusion	58
4	Commande vectorielle de la MADA	59
4.1	Introduction	59
4.2	Principe de la commande vectorielle à flux orienté	59
4.2.1	Couple électromagnétique d'une MADA	60
4.2.2	Couple électromagnétique d'une MCC	60
4.2.3	Orientation du flux rotorique	61
4.2.4	Possibilité d'orientation de flux	61
4.2.5	Remarque sur la commande Vectorielle de la MADA	62
4.3	Mise en oeuvre de la commande vectorielle de la MADA	64
4.3.1	Mise en évidence du découplage entre les axes $d - q$	64
4.3.2	Commande vectorielle de la MADA avec découplage par compensation	65
4.3.3	Détermination des grandeurs références des courants	71
4.3.4	Schéma de détermination des grandeurs références des courants	72
4.4	Calcul des correcteurs	72
4.4.1	Correcteur du courant i_{qs}^*	73
4.4.2	Correcteur du courant i_{ds}	74
4.4.3	Correcteur du courant i_{qr}	74
4.4.4	Correcteur du courant i_{dr}	75
4.4.5	Test de découplage	75
4.4.6	Résultats de simulation	76
4.5	Régulation de la vitesse	78
4.5.1	Synthèse du correcteur PI (de vitesse)	79
4.5.2	Synthèse du correcteur IP (de vitesse)	80

4.5.3	Limitation du courant i_{qs}	81
4.5.4	Technique de défluxage	81
4.5.5	Schéma de Simulation de la régulation de vitesse par la commande vectorielle	82
4.6	Résultats de simulation et interprétations	82
4.6.1	Résultats de simulation avec correcteur PI	83
4.6.2	Résultats de simulation avec correcteur IP	85
4.6.3	Fonctionnement avec convertisseurs statiques	87
4.7	Test de robustesse	93
4.8	Conclusion	96
5	Commande Vectorielle Sans Capteur De La MADA	97
5.1	Introduction	97
5.2	Estimation de la vitesse de la machine à partir de la relation d'autopilotage . . .	98
5.2.1	Introduction	98
5.2.2	Principe	99
5.2.3	Résultats de simulations	101
5.3	Réalisation d'un observateur de couple de charge et de vitesse	104
5.3.1	Introduction	104
5.3.2	Principe	104
5.3.3	Résultats de simulations	106
5.4	Application des onduleurs	110
5.4.1	Onduleurs à deux niveaux	110
5.4.2	Onduleurs à trois niveaux	111
5.5	Etude de la robustesse de l'observateur de Luenberger pour la vitesse et le couple de charge	112
5.5.1	Sensibilité par rapport aux variations du moment d'inertie	112
5.5.2	Sensibilité par rapport aux variations du coefficient de frottement	115
5.6	Conclusion	117
	Conclusion Générale	119
	Annexe	125

Notations

Paramètres de modélisation de la machine

$R_s(\Omega)$	Résistance statorique par phase
$R_r(\Omega)$	Résistance rotorique par phase
$L_s(H)$	Inductance cyclique statorique
$L_r(H)$	Inductance cyclique rotorique
$L_m(H)$	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)
$L_{fs}(H)$	Inductance de fuite statorique par phase
$L_{fr}(H)$	Inductance de fuite rotorique par phase
$\sigma(-)$	Coefficient de dispersion ou (de Blondel) : $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$
$R_{eq}(\Omega)$	Résistance ramenée au stator : $R_{eq} = R_s + R_r L_m^2 / L_r^2$
$p(-)$	Nombre de paires de pôles
$J(kg.m^2)$	Moment d'inertie
$f(N.m.s/rd)$	Coefficient de frottement visqueux
$C_{em}(N.m)$	Couple électromagnétique
$C_r(N.m)$	Couple de charge
$T_s(s)$	Constante de temps statorique
$T_r(s)$	Constante de temps rotorique
$\eta_s(s^{-1})$	Inverse de la constante de temps statorique ($\eta_s = R_s/L_s$)
$\eta_r(s^{-1})$	Inverse de la constante de temps rotorique ($\eta_r = R_r/L_r$)
$V_s(V)$	Tension statorique efficace par phase
$R_c(\Omega)$	Résistance représentant les pertes Fer
$X_m(\Omega)$	Réactance magnétisante

Repères

S_a, S_b, S_c	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques
R_a, R_b, R_c	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)
(α, β)	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator)

- $\theta(rd)$ Position angulaire du rotor par rapport au stator
 $\theta_s(rd)$ Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d)
 $\theta_r(rd)$ Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d)
 ρ_s (rd) angle de repérage absolu du flux statorique
 ρ_r (rd) angle de repérage absolu du flux rotorique
 γ (rd) Écart angulaire entre les flux statorique et rotorique.

Grandeurs électriques au stator

- v_{as}, v_{bs}, v_{cs} (V) Tensions statoriques triphasées
 V_{abcs} (V) Vecteur des tensions statoriques triphasées
 $v_{\alpha s}, v_{\beta s}$ (V) Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)
 $V_{\alpha\beta s}$ (V) Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)
 v_{ds}, v_{qs} (V) Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)
 V_{dqs} (V) Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)
 i_{as}, i_{bs}, i_{cs} (A) Courants statoriques triphasés
 I_{abcs} (A) Vecteur des courants statoriques triphasés
 $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ (A) Courants statoriques diphasés dans le repère (α, β)
 $I_{\alpha\beta s}$ (A) Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère (α, β)
 i_{ds}, i_{qs} (A) Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)
 I_{dqs} (A) Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs électriques au rotor

- v_{ar}, v_{br}, v_{cr} (V) Tensions rotoriques triphasées
 V_{abcr} (V) Vecteur des tensions rotoriques triphasées
 $v_{\alpha r}, v_{\beta r}$ (V) Tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β)
 $V_{\alpha\beta r}$ (V) Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β)
 v_{dr}, v_{qr} (V) Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q)
 V_{dqr} (V) Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q)
 i_{ar}, i_{br}, i_{cr} (A) Courants rotoriques triphasés
 I_{abcr} (A) Vecteur des courants rotoriques triphasés
 $i_{\alpha r}, i_{\beta r}$ (A) Courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β)
 $I_{\alpha\beta r}$ (A) Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β)
 i_{dr}, i_{qr} (A) Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)
 I_{dqr} (A) Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs magnétiques au stator

$\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}$ (Wb) Flux magnétiques au rotor

Φ_{abcs} (Wb) Vecteur de flux magnétiques au rotor

$\phi_{\alpha s}, \phi_{\beta s}$ (Wb) Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β)

$\Phi_{\alpha\beta s}$ (Wb) Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère (α, β)

ϕ_{ds}, ϕ_{qs} (Wb) Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Φ_{dqs} (Wb) Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs magnétiques au rotor

$\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}$ (Wb) Flux magnétiques au rotor

Φ_{abcr} (Wb) Vecteur de flux magnétiques au rotor

$\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$ (Wb) Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β)

$\Phi_{\alpha\beta r}$ (Wb) Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère (α, β)

ϕ_{dr}, ϕ_{qr} (Wb) Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Φ_{dqr} (Wb) Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs mécaniques

ω (rd/s) Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation

ω_n (rd/s) Pulsation électrique correspondante à la vitesse nominale de rotation

ω_s (rd/s) Pulsation électrique des grandeurs statoriques

ω_r (rd/s) Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement)

$g(-)$ Glissement de la vitesse de rotation : $\frac{\omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_r}$

f_s (Hz) Fréquence électrique des grandeurs statoriques

f_r (Hz) Fréquence électrique des grandeurs rotoriques

Ω (rd/s) Vitesse mécanique de rotation : $\Omega = \frac{\omega}{p}$

N (tr/mn) Vitesse mécanique de rotation : $N = \frac{30\Omega}{p}$

N_n (tr/mn) (tr/mn) Vitesse mécanique nominale de rotation

Transformations

$s(-)$ Opérateur de Laplace

$P(-)$ Transformation de Park : $X_{abc} \longrightarrow X_{dq}$

$C(-)$ Transformation de Concordia : $X_{abc} \longrightarrow X_{\alpha\beta}$

$\Re(-)$ Transformation de rotation de 90°

Grandeurs de l'onduleur

M Point milieu
 u_c (V) : Tension d'alimentation continue de l'onduleur
 f_p (Hz) fréquence de la porteuse de l'onduleur
 m (-) indice de modulation
 K Bras d'onduleur ($K = 1, 2, 3$)
 v_k (V) : Le potentiel du nœud k du bras k
 F_{k1} Fonction de connexion de l'interrupteur TD k1
 F Fonction de commutation associée à la cellule i
 v_m (V) : Amplitude maximale de la référence sinusoïdale
 v_{pm} (V) : Amplitude maximale de la triangulaire
 T_d (ms) période de découpage

Grandeurs de la commande

$\Omega_{ref}(rd/s)$ Consigne ou valeur de référence de la vitesse de rotation mécanique
 $K_p(-)$ Composante proportionnelle du correcteur PI
 $K_i(-)$ Composante intégrale du correcteur PI
 $K'_p(-)$ Composante proportionnelle du correcteur IP
 $K'_i(-)$ Composante intégrale du correcteur IP

Grandeurs de l'observateur

$\hat{\Omega}(rd/s)$ Estimation de la vitesse de rotation électrique
 $\hat{C}_r(N.m)$ Estimation du couple de charge
 L (-) Matrice de gain de l'observateur.

Sigles utilisés

$MADA$ Machine Asynchrone à Double Alimentation
 NPC Neutral Point Clamping
 THD Total Harmonics Distorsion
 MLI Modulation de Largeur d'Impulsion

Introduction générale

Les machines asynchrones triphasées restent les plus utilisées aujourd'hui dans les entraînements électriques, bien que le marché des variateurs avec des machines synchrones enregistre une nette croissance, mais elles sont trop chères. Les machines asynchrones peuvent être divisées en deux catégories : celles à rotor dit à cage d'écureuil et celles à rotor bobiné. Ces dernières peuvent être alimentées par deux systèmes de courants alternatifs triphasés aussi bien au stator qu'au rotor. Elles sont souvent désignées par Machine Asynchrone à Doublement Alimentée (MADA).

Les entraînements électriques les plus répandus dans l'industrie sont munis de capteurs soit pour leur protection soit pour leur contrôle. Généralement, les grandeurs à mesurer sont les grandeurs électriques continues ou alternatives (courants et/ou tensions) et les grandeurs mécaniques (vitesse et/ou position) ainsi que la température dans certains cas. Dans ce contexte, deux types de capteurs sont généralement utilisés :

- Capteurs électriques, de courant ou de tension, pour la mesure de courants ou des tensions de phase de la machine électrique.
- Capteurs de vitesse ou de position, selon le niveau de performances exigé par l'application.

Dans le cadre de ce mémoire, nous nous intéressons à la commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation, une machine ayant une redondance structurelle naturelle. Cette machine a connu un regain d'intérêt en tant que génératrice dans les systèmes éoliens à vitesse variable car les convertisseurs sont installés du côté du rotor et donc dimensionnés uniquement pour la puissance rotorique, le stator étant directement relié au réseau. Son fonctionnement en moteur, avec la même configuration de convertisseurs statiques au niveau uniquement du rotor, se retrouve essentiellement dans des applications de pompage-turbinage de grande puissance. Les degrés de liberté supplémentaires qu'offre sa double alimentation, du côté du rotor et du côté du stator, ont donné lieu à des investigations tant au niveau des stratégies de commande pour aboutir à des plages de fonctionnement encore plus étendues qu'au niveau de la reconfiguration du système de puissance pour augmenter sa disponibilité dans le cas d'une défaillance d'un des convertisseurs statiques.

L'objectif de ce mémoire est d'investiguer la commande vectorielle de la machine asynchrone doublement alimentée (MADA) fonctionnant en mode moteur avec alimentation par deux en-

sembles redresseur-filtre-onduleur, l'un du côté du stator et l'autre du côté du rotor.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous présentons un état de l'art de la machine asynchrone à double alimentation, ainsi qu'un bilan de ses avantages et de ses inconvénients. Notre choix s'est orienté vers une configuration utilisant deux onduleurs reliés aux enroulements statoriques et rotoriques de la MADA.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude du modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) permettant l'étude de son comportement dynamique, le modèle adopté est basé sur la transformation de Park.

Dans le troisième chapitre, nous faisons une étude des onduleurs destinés à alimenter la machine asynchrone à double alimentation. Ce chapitre est subdivisé en deux parties :

- Dans la première partie, nous développons le modèle de connaissance des onduleurs triphasés à deux niveaux et à trois niveaux.
- Dans la deuxième partie, nous étudions la stratégie de commande à M.L.I Triangulo-Sinusoïdale.

Les performances de cette stratégie sont analysées en se basant sur l'indice de modulation et le facteur de réglage.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude des performances du contrôle vectoriel de la MADA avec orientation du flux rotorique avec capteur de vitesse. La machine étant alimentée par deux onduleurs de tension. L'étude est tout d'abord menée pour un réglage de vitesse par un régulateur PI classique, en suite par un régulateur IP classique. Les performances de cette commande seront analysées à travers des résultats de simulation.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude du contrôle vectoriel de la MADA sans capteur mécanique. Le fonctionnement sans capteur de vitesse est étudié, en utilisant un observateur de Luenberger pour la vitesse et le couple de charge. L'étude de la robustesse de cet observateur vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques (moment d'inertie et coefficient de frottement).

Enfin, nous terminons ce mémoire par une conclusion générale et une proposition pour les futurs travaux de recherches. Nous ajoutons quelques annexes afin que le lecteur étranger au domaine, n'ait pas trop loin à se reporter à la littérature sur le sujet.

Chapitre 1

Étude de l'état de l'art de la MADA

1.1 Introduction

Traditionnellement, la machine à courant continu possède l'image de marque d'une machine essentiellement prédisposée à la vitesse variable, puisque la nature de la source qu'elle requiert, ainsi que sa commande pour assurer cette fonction sont simples à obtenir.

La machine asynchrone à cage, conçue pour les applications à vitesse constante, est devenue, avec l'évolution de l'électronique de puissance et la maîtrise de la commande vectorielle ou de la commande directe du couple, la machine la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable. Cette machine présente l'avantage d'être plus robuste et moins coûteuse, à puissance égale, que les autres machines. Cependant cette machine présente des inconvénients, tels que : la sensibilité de la commande aux variations des paramètres électriques de la machine.

La machine asynchrone à bagues présente l'avantage d'être mieux adaptée à la variation de vitesse. Des dispositifs primitifs, comme les plots résistifs et le hacheur rotorique, ont été introduits afin d'assurer le fonctionnement à vitesse variable de cette machine.

Toutefois, ces dispositifs ne présentent qu'une plage de variation de vitesse limitée et un rendement global réduit. Plus tard le montage en cascade hyposynchrone de la machine à bagues vient améliorer le problème de rendement. Enfin, suite à une grande évolution des composants de l'électronique de puissance et de la commande numérique, deux structures ont émergé pour l'alimentation de cette machine pour varier sa vitesse : la première consiste à coupler le stator au réseau et alimenter le rotor à travers un onduleur de tension ; dans la seconde, les deux armatures sont couplées à deux onduleurs de tension. C'est la double alimentation de la machine, dont la structure présente une bonne flexibilité et un nombre suffisant de paramètres de réglage [1] .

1.2 La machines asynchrone à double alimentation

1.2.1 Constitution

La Machine Asynchrone à Double Alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [1] .

La Machine Asynchrone à Double Alimentation est une machine alternative admettant une alimentation triphasée au stator et au rotor. Son symbole est représenté par la figure (1.1). Elle a été utilisée pour la première fois vers les années 1899 pour fonctionner au double de sa vitesse de synchronisme, et ce en l'alimentant des deux côtés [2] .

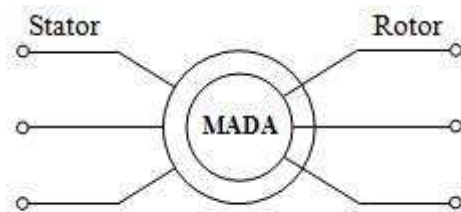
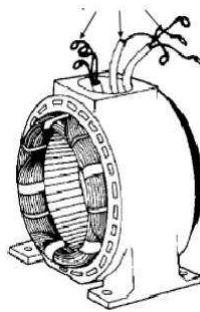
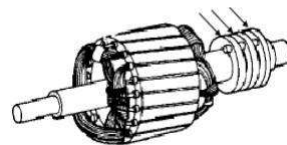


Fig (1-1) : Symbole de la machine asynchrone à double alimentation

La particularité de la MADA est qu'elle peut être alimentée en triphasé aussi bien par le stator que par le rotor. Afin de pouvoir alimenter le rotor (la partie tournante de la machine), un contact glissant est donc nécessaire. A cet effet, la MADA est munie de système de bagues-balais, et ce comme indiqué par les figures (1-2) et (1-3).



(a) : Stator bobiné



(b) : Rotor à bagues

Fig (1-2) : Représentation des structures (a) : du stator et (b) : du rotor bobiné de la MADA

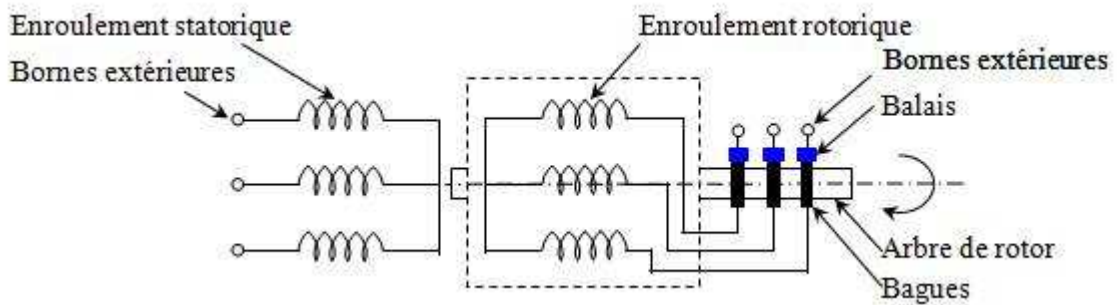


Fig (1-3) : Représentation simplifiée de la machine asynchrone à double alimentation

1.2.2 Domaines d'application

Cette machine présente un grand intérêt dans diverses applications industrielles. En effet, nous la retrouvons en tant que génératrice dans les applications concernant les énergies renouvelables, en tant que moteur pour le laminage, la propulsion navale, . . . ou encore en tant que moteur-génératrice dans les applications réversibles notamment dans le domaine hydraulique à savoir le pompage-turbinage. Elle présente aussi un grand intérêt dans des applications nécessitant une fréquence fixe, mais autre que 50 (ou 60) Hz. Nous la retrouvons alors dans le domaine de l'avionique pour l'alimentation du réseau de bord des avions, mais aussi dans les installations des réseaux allemands de chemin de fer pour générer la fréquence $16\frac{2}{3}Hz$. Cet intérêt se manifeste par le grand nombre de travaux de recherche développés. Ces travaux concernent essentiellement le fonctionnement en génératrice de la MADA dans les chaînes éoliennes à vitesse variable.

1.3 Principe de fonctionnement de la MADA

Elle est excitée simultanément au stator et au rotor respectivement, avec deux fréquences imposées par deux sources. Donc une certaine synchronisation entre les deux champs est exigé afin de garantir une bonne stabilité à la machine. Ceci donne une situation similaire à la machine synchrone avec son problème de l'angle de charge indiquant le décalage entre la roue polaire et le champ tournant statorique. Des lors une étude de stabilité doit être envisagé pour pouvoir appliquer à la machine les deux sources extérieures.

Le caractère synchrone de ce type de machine demeure dans la mesure où la vitesse du rotor ne sera ni synchronisée avec la vitesse du champ du stator ni avec celui du rotor, mais elle sera donnée par leur combinaison linéaire suivante :

$$\omega = p\Omega = \omega_s \pm \omega_r$$

(−) pour fonctionnement hypo synchrone et (+) pour fonctionnement hyper synchrone.

De part l'imposition des fréquences, dans les deux modes de fonctionnement, la vitesse en régime permanent est constante quelque soit la charge (caractère synchrone).

Donc, La machine asynchrone à double alimentation présente un fonctionnement identique à celui des machines asynchrones classiques. Cette machine peut fonctionner comme génératrice ou moteur. Le stator de la MADA est généralement connecté au réseau et l'énergie rotorique varie selon les différents systèmes d'alimentation (convertisseurs statiques).

1.4 Modes de fonctionnement de la MADA

Seul le mode de fonctionnement, dont le stator et rotor sont alimentés par des onduleurs de tension, est concerné dans cette étude.

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la grande différence 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.

Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Ici, 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 ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [3] .

1.4.1 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

La figure (1-4) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

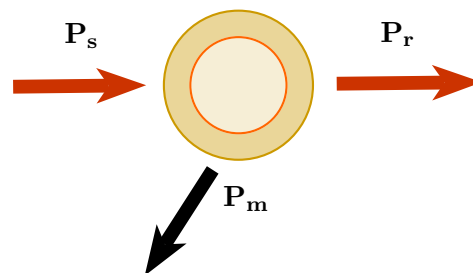


Fig (1-4) : Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

1.4.2 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone

La figure (1-5) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au

dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

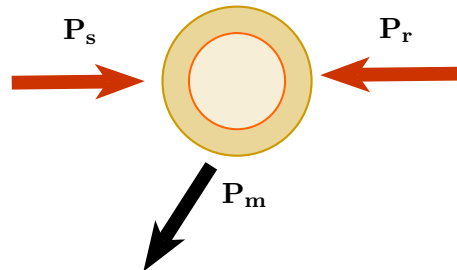


Fig (1-5) : Fonctionnement en moteur hyper-synchrone

1.4.3 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone

La figure (1-6) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

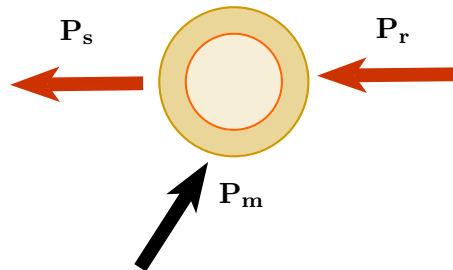


Fig (1-6) : Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone

1.4.4 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone

La figure (1-7) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

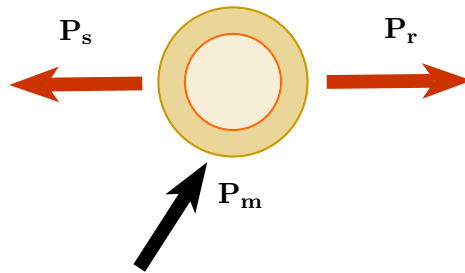


Fig (1-7) : Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

1.5 Différentes configurations de l'association MADA/convertisseurs de puissance

La MADA permet d'être alimentée par deux sources de tensions triphasées différentes, cependant, la nature de ces sources n'a pas été précisée (convertisseur ou réseau). Cette accessibilité d'alimentation par le stator et le rotor offre plusieurs possibilités de configurations.

La littérature atteste qu'il n'existe pas une configuration idéale pour toutes les applications, mais qu'il faut se baser sur le cahier de charge pour déterminer la configuration la plus intéressante correspondante à l'application visée.

1.5.1 Fonctionnement en génératrice à vitesse variable

L'utilisation de la MADA pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne est très répandue. Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans ce mémoire. Son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.) [4]. En effet, avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec la MADA connaissent un grand essor et un grand nombre de publications accompagnent ce développement. La littérature est abondante dans ce domaine et les thèmes abordés sont très variés :

- Modélisation des zones limites de fonctionnement et stabilité de la MADA.
- Qualité de l'énergie fournie et qualité des courants et tensions notamment en présence des défauts au niveau du réseau.
- Stratégies de commande de la MADA avec ou sans capteur de vitesse et de position.
- Dimensionnement du convertisseur au rotor.
- Stator relié au réseau ou sur charge indépendante.

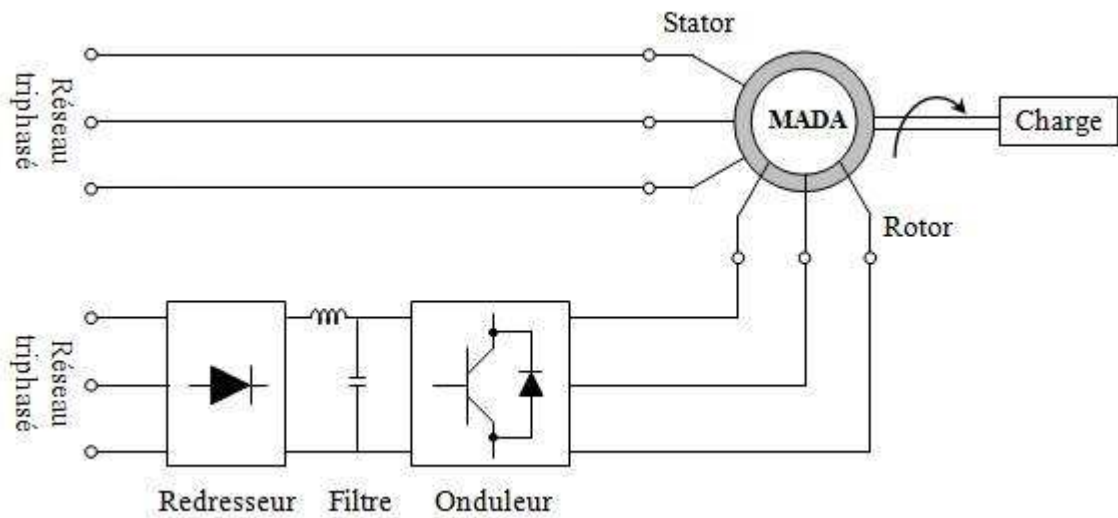


Fig (1-8) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur (première configuration)

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée à la figure (1.8). Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau.

1.5.2 Fonctionnement en moteur à vitesse variable de grandes puissances

Le second thème, qui fait l'objet de nos travaux, s'intéresse au fonctionnement moteur où la MADA est alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Le nombre d'études traitant de ce type de configuration est inférieur au précédent. Néanmoins les travaux présents dans la littérature montrent les bonnes performances de cette machine dans ce mode de fonctionnement. Ces travaux concernent principalement les stratégies de commande.

1.5.2.1 Première configuration (Stator Alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur)

Cette classe est dite MADA simple. Les enroulements statoriques sont 'à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur [5] . La figure (1-9) représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

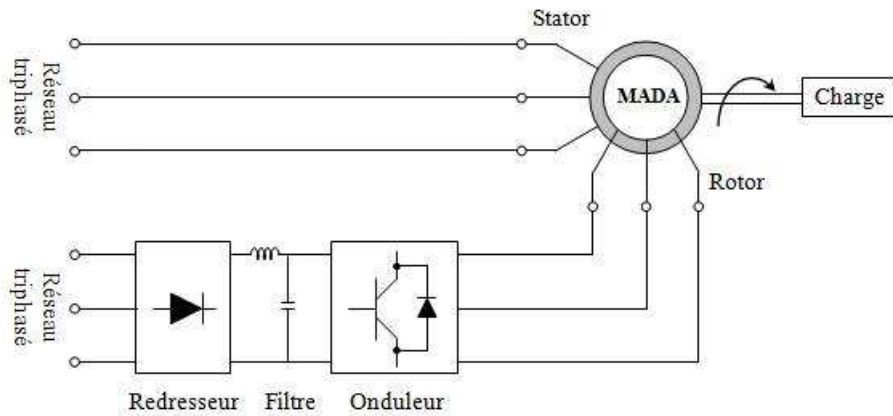


Fig (1-9) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur (première configuration)

1.5.2.2 Deuxième configuration (Stator relié au réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur) [6]

Dans cette configuration les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à un cyclo-convertisseur. La figure (1-10) représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

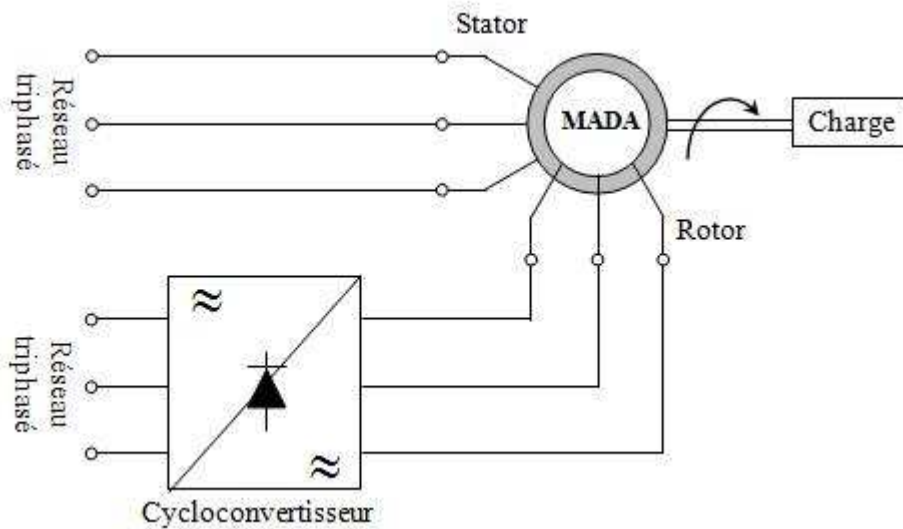


Fig (1-10) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur (deuxième configuration).

1.5.2.3 Troisième configuration (MADA en cascade hyposynchrone) [7]

La machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone consiste en deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement. Le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par

l'intermédiaire d'un convertisseur AC/AC de fréquence. Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur.

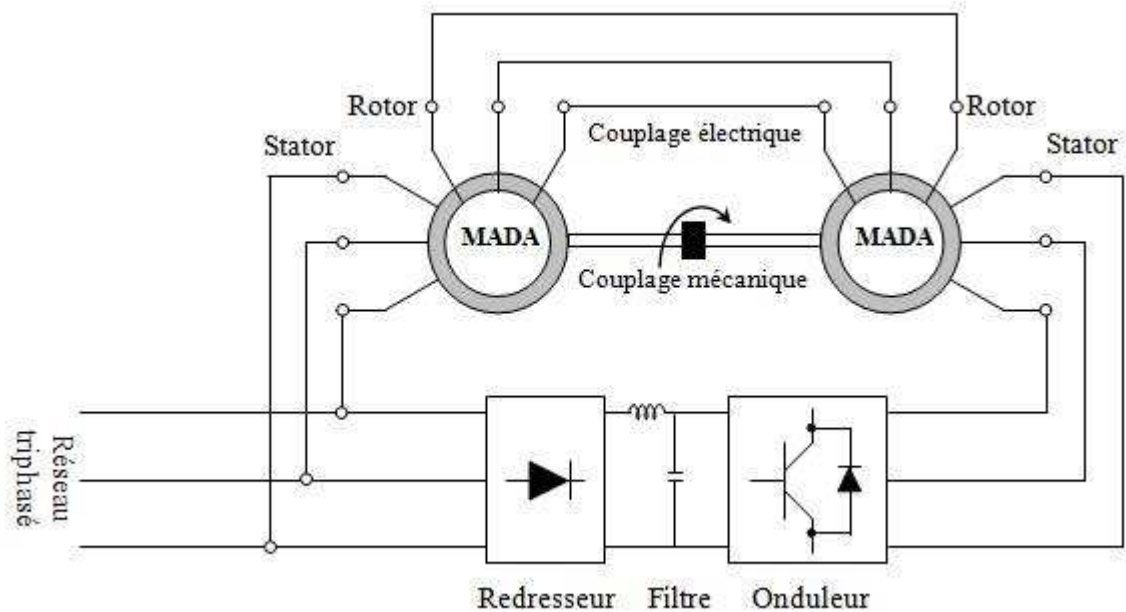


Fig (1-11) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur en cascade hyposynchrone (troisième configuration)

1.5.2.4 Quatrième configuration (Stator alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur)

Cette configuration consiste en une MADA dont les deux côtés, stator et rotor, sont alimentés par des onduleurs de tension [8]. Elle peut prendre trois formes équivalentes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés, la figure (1-12a) représente un schéma générique de cette structure.
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés comme représentés à la figure (1-12b).
- Deux cycloconvertisseurs comme le montre la figure (1-12c).

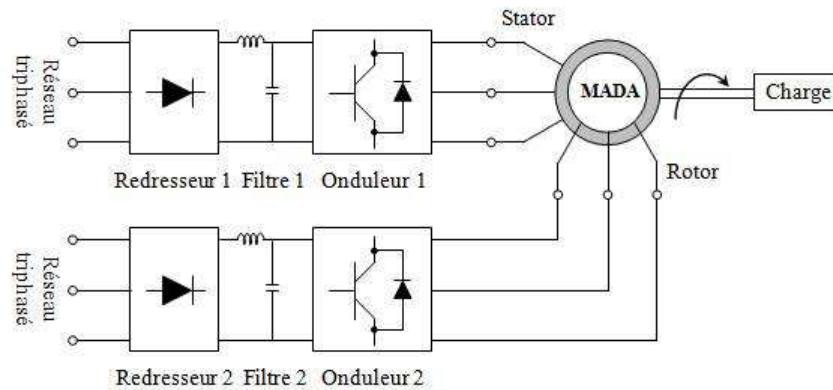


Fig (1-12a) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA par deux onduleurs avec deux bus continus indépendants (quatrième configuration)

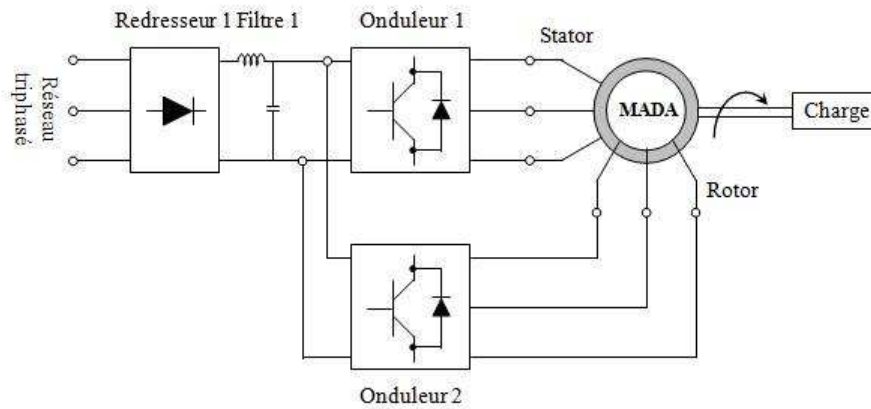


Fig (1-12b) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA avec deux onduleurs et un bus continu commun (quatrième configuration)

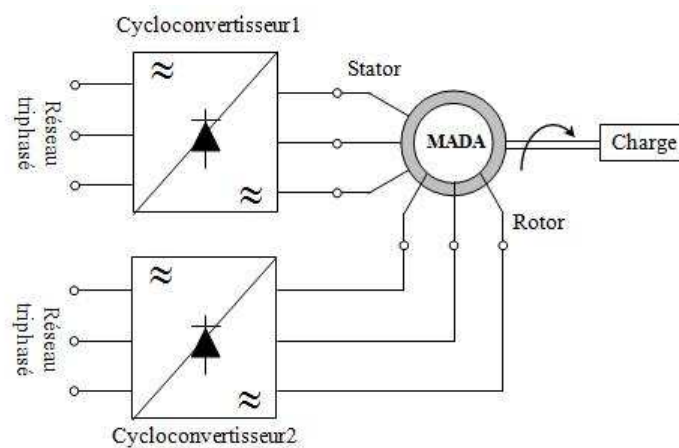


Fig (1-12c) : Schéma synoptique pour l'alimentation par deux cycloconvertisseurs (quatrième configuration)

1.6 Les avantages et les inconvénients de la MADA

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

1.6.1 Les avantages de la MADA

La MADA présente plusieurs avantages à savoir :

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la vitesse de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentent son rendement. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs permet de travailler à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine.
- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6).
- Un fonctionnement en régime dégradé plus souple que la machine à simple alimentation, quand un onduleur tombe en panne.

1.6.2 Les inconvénients de la MADA

Contrairement à ses avantages, la MADA présente aussi des inconvénients tels que :

- Un nombre important de convertisseurs est utilisé (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) que celui utilisé pour la machine à cage. Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grande puissance.
- Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence balais- bague et le bobinage du rotor.
- Nécessite une maintenance périodique, ce qui va augmenté le coût d'exploitation.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un état de l'art de la machine à double alimentation (MADA) afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, ainsi que les différents domaines d'application de celle-ci. En plus, nous avons présenté une étude des différents types de convertisseurs de puissance associés à la machine MADA rencontrés dans la littérature afin de dégager les principaux avantages et inconvénients de chaque type.

Pour bien exploiter la machine à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commande sont nécessaires. Les prochains chapitres sont consacrés à la modélisation et la commande vectorielle de la MADA.

Chapitre 2

Modélisation de la machine MADA

2.1 Introduction

Le modèle mathématique d'une machine électrique est un mode de représentation de la machine réelle permettant de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement. Il apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques.

A travers ce chapitre, nous essayerons d'aborder la modélisation de la MADA. Ceci a pour objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement, lors de son contrôle (commande). Le modèle de la MADA dans le référentiel commun est développé afin d'obtenir un modèle simple.

Une étude des problèmes liés à la modélisation dans le référentiel commun est présentée. Vu son caractère spécifique ambivalent, le modèle dynamique d'une machine à induction triphasée symétrique à rotor bobiné se compose principalement de deux parties, stator et rotor.

Souvent la machine sera construite avec plusieurs paires de pôles en reliant les enroulements en parallèle et les bobines seront décalées de $120^\circ/p$. Dans ce cas la machine donne un couple plus grand et une vitesse de rotation réduite. Dans ce qui va suivre, le développement des équations électriques sera établi pour une machine ayant p paire de pole.

2.2 Présentation de la machine asynchrone à double alimentation

Elle fait partie de la famille des machines à courant alternatif à double alimentation de type à rotor bobiné(MADA), comme son nom l'indique, une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements. Cette machine est aussi qualifiée de machine généralisée. En effet, en fonction de son alimentation électrique, son fonctionnement peut s'apparenter à un

fonctionnement d'autres machines usuelles.

2.3 Hypothèses Simplificatrices

Avant d'établir le modèle de la machine MADA, nous rappelons brièvement les hypothèses, désormais classiques, retenues :

1. La machine est de construction symétrique équilibrée (égalité des résistances et inductances statoriques, respectivement (rotoriques)).
2. Le circuit magnétique n'est pas saturé (ce qui permet d'exprimer les flux comme des fonctions linéaires des courants).
3. Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté et les pertes fer et par courants de Foucault seront négligées (seuls les enroulements sont parcourus par des courants).
4. La densité du courant est uniforme dans les conducteurs élémentaires.
5. La force magnétomotrice dans l'entrefer est supposée sinusoïdale (on ne considère que le premier harmonique de l'espace de la distribution de la force magnétomotrice).

2.4 Modèle triphasé de la machine asynchrone double alimenté MADA

2.4.1 Représentation de la machine MADA dans l'espace électrique

La machine MADA est représentée à la **figure (2.1)** par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère l'axe magnétique de la phase rotorique de référence \vec{R}_a par rapport à l'axe magnétique fixe de la phase statorique \vec{S}_a .

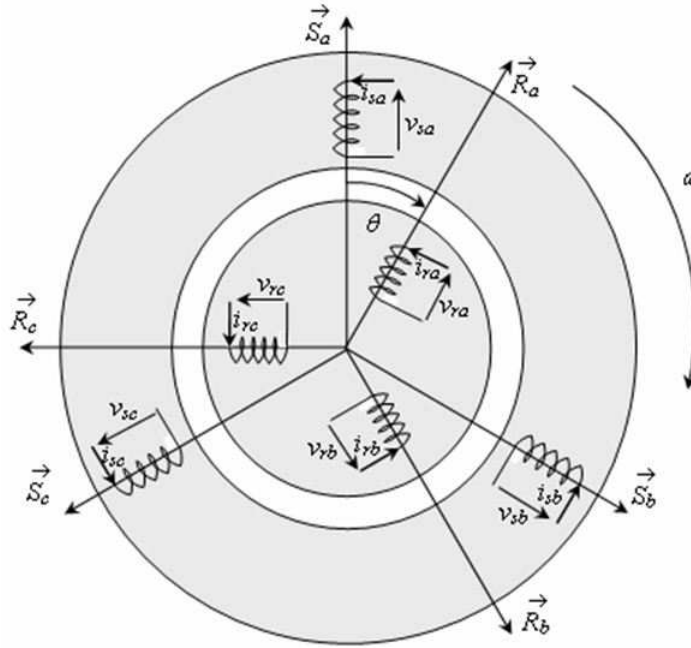


Fig (2-1) : Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone MADA

Notons que θ caractérise la position du rotor (tournant) par rapport au stator (fixe), d'où la vitesse angulaire de rotation :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.1)$$

2.4.2 Équations électriques réelles de la machine MADA

Les équations de tension des phases statoriques et rotoriques s'écrivent pour le stator :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{as} \\ v_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{bs} \\ v_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{cs} \end{aligned} \quad (2.2)$$

et pour le rotor :

$$\begin{aligned}
v_{ra} &= R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ar} \\
v_{rb} &= R_s i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{br} \\
v_{rc} &= R_s i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{cr}
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Ce qui peut se résumer sous la forme matricielle par :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{2.4}$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \tag{2.5}$$

avec :

$V_s = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]$: Tensions instantanées des phases a, b et c statoriques
 $I_s = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]$: Courants instantanés des phases a, b et c statoriques
 $\Phi_s = [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]$: Flux instantanés des phases a, b et c statoriques
 $V_r = [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]$: Tensions instantanées des phases a, b et c rotoriques
 $I_r = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]$: Courants instantanés des phases a, b et c rotoriques
 $\Phi_r = [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]$: Flux instantanés des phases a, b et c rotoriques
 R_s et R_r : Résistances d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement

Quant aux flux magnétiques traversant chaque phase statorique et rotorique, ils sont décrits par :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \tag{2.6}$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \tag{2.7}$$

avec :

$$\begin{aligned}
[L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_{ss} & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & l_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_{ss} \end{bmatrix}, \quad [M_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{rr} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{rr} & l_{rr} \end{bmatrix} \\
[M_{sr}] &= m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T, \quad [M_{rs}(-\theta)] = [M_{sr}](\theta)$$

- l_{ss} et l_{rr} : Inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.
 m_{ss} et m_{rr} : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques, respectivement
 m_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique

En raisonnant sur les équations de tensions statoriques et rotoriques ainsi que sur l'expression des flux magnétiques qui traversent ces phases, on obtient les équations matricielles des tensions de phases :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}\{[L_{ss}][I_s]\} + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}][I_r]\} \quad (2.8)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}][I_s]\} + \frac{d}{dt}\{[L_{rr}][I_r]\} \quad (2.9)$$

A ces équations, il faut ajouter l'équation générale du couple électromagnétique qui peut être dérivée de l'expression de la co-énergie et qui s'exprime par [9] :

$$C_{em} = [I_s]^T \left\{ \frac{d}{dt}[M_{sr}] \right\} [I_r] \quad (2.10)$$

Ces équations, (2.8) à (2.10), représentent deux inconvénients majeurs :

1. Un nombre important de variables couplées entre elles,
2. La dépendance des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ de l'angle de rotation θ .

Pour palier à ce problème, on cherche des transformations, (des variables triphasés de la machine asynchrone), permettant de passer du repère triphasé de la machine réelle à un repère diphasé fixe ou tournant par rapport au stator ou au rotor. En effet, si la source est triphasée équilibrée, ce qui est réalisable même lorsque la machine est alimentée par un onduleur, on a intérêt à utiliser la théorie des deux axes [10].

2.5 Modélisation diphasée de la machine MADA

2.5.1 Transformation de Park

Le système d'équations du modèle de la machine MADA est fort complexe et non linéaire, car les matrices des inductances contiennent des éléments variables avec l'angle de rotation θ . Pour rendre les coefficients du système d'équations de ce modèle indépendantes de θ , on doit donc appliquer la transformation de Park.

La transformation finale, adoptée dans notre travail, dite de Park sera :

$$P(\psi) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Puisque cette transformation est orthogonale, la matrice inverse est égale à la transposée :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

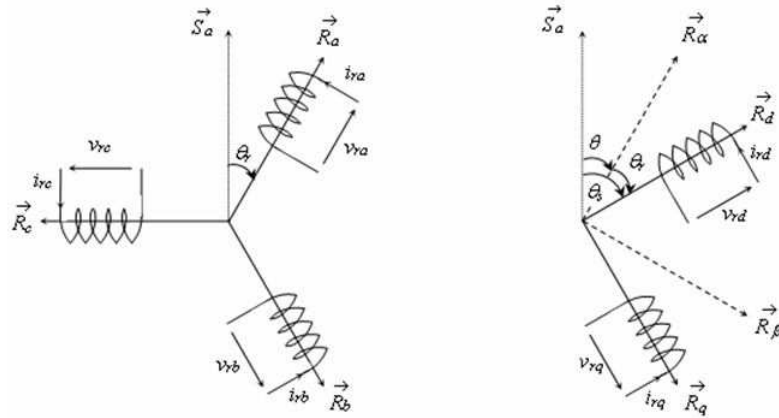
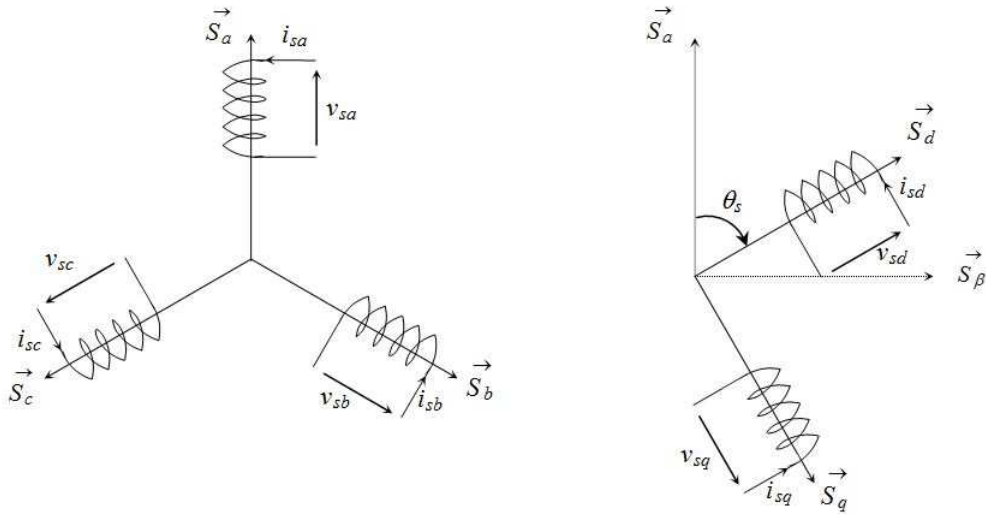
Les figures (2-2) et (2-3) permettent de définir les divers référentiels et les relations spatiales qui les lient.

En effet, deux transformations vers le même référentiel de Park $(\vec{S}_d, \vec{S}_q) = (\vec{R}_d, \vec{R}_q)$ sont définies à partir de la matrice de Park, dans laquelle l'angle est remplacé par pour les grandeurs statoriques et par pour celles du rotor, on les note respectivement :

$$[P(\theta_s)] \text{ et } [P(\theta_r)]$$

On désigne par (\vec{S}_a, \vec{S}_d) l'angle électrique θ_r et par (\vec{R}_a, \vec{R}_d) l'angle électrique.

Remarque 2.1 : Dans [10] , il est montré que si les repères de Park associés aux grandeurs statoriques et grandeurs rotoriques sont différents, la matrice des inductances reste dépendante de l'angle de rotation θ . Par contre, si on choisi un repère de Park commun, toute dépendance de rotation θ sera supprimée.

Fig (2-2) : Repérage angulaire du système d'axes (d, q) associé au stator de la MADAFig (2-3) : Repérage angulaire du système d'axes (d, q) associé au rotor de la MADA

On remarque sur la **figure (2.3)** que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ par la relation rigide

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (2.13)$$

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.14)$$

2.5.2 Equations électriques dans le repère de Park

La substitution des enroulements fictifs S_d, S_q, R_d, R_q aux enroulements triphasés du modèle (2.2)-(2.3) permet l'écriture des équations suivantes :

$$\begin{aligned}
v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\
v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\
v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} \\
v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega_r \phi_{dr}
\end{aligned} \tag{2.15}$$

On applique la transformation de Park aux équations de flux et de courants (2.6)-(2.7), on trouve les relations électromagnétiques de la machine généralisée de [10] ; soit :

$$\begin{aligned}
\phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\
\phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\
\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\
\phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs}
\end{aligned} \tag{2.16}$$

Ou :

$$\begin{aligned}
i_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{dr} \\
i_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{qs} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{qr} \\
i_{dr} &= \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{dr} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{ds} \\
i_{qr} &= \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{qr} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{qs}
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Avec :

$$L_s = l_{ss} - m_{ss}, \quad L_r = l_{rr} - m_{rr}, \quad L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$$

2.5.3 Couplage avec l'équation mécanique

Le modèle (2.15) doit être complété par l'équation décrivant le mode mécanique, i.e. :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + C_f = C_{em} - C_r \tag{2.18}$$

Avec :

$$C_f = f\Omega \text{ et } \Omega = \frac{\omega}{p}$$

Où C_f est le couple résistant de frottement (dû à plusieurs composantes ; frottement sec, statique, et avec l'air).

Après l'application de la transformation de Park sur l'équation (2.10), on aboutit à l'expression :

$$C_{em} = pL_m(i_{dr}i_{qs} - i_{ds}i_{qr}) \quad (2.19)$$

En utilisant les expressions (2.16) et (2.17), d'autres expressions du couple électromagnétique peuvent être obtenues. On peut, dans l'équation (2.20), faire intervenir les flux rotoriques et on obtient, alors :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) \quad (2.20)$$

2.5.4 Choix de référentiel de Park

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone, On peut résumer qu'il existe trois choix utiles de référentiel de deux axes :

1. Référentiel fixe au stator (référentiel stationnaire $\frac{d\psi}{dt} = 0$) : axes désigné par (α, β) . Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.
2. Référentiel fixé au rotor (référentiel tournant $\frac{d\psi}{dt} = \omega$) : axes désigné par (x, y) . Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires des machines asynchrones.
3. Référentiel fixé au champ tournant (référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone $\frac{d\psi}{dt} = \omega_s$) : axes désigné par (d, q) .Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande.

2.5.5 Représentation d'état de Park

Pour une machine MADA triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques (v_{ds}, v_{qs}, v_{dr} et v_{qr}) et la vitesse du champ tournant statorique (ω_s) sont considérées comme variables de commande, le couple résistant (C_r) comme perturbation. Le modèle de base de la machine est représenté par les équations (2.15) à (2.17) Le choix d'une représentation d'état de la machine asynchrone dépend généralement des objectifs à atteindre. Il concerne le choix de référentiel de travail ainsi que le type de variables d'état. Pour notre travail, le référentiel lié au champ tournant reste le plus adapté pour la résolution de nos problèmes de contrôle. En plus, il offre l'avantage des tensions de commande de type continu. D'autre part, le vecteur d'état ($i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \omega$) est choisi pour des raisons de simplicité des algorithmes de contrôle.

A) Le modèle courant complet de la machine MADA s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}i_{ds} &= -\frac{1}{\sigma L_s}R_s i_{ds} + \frac{(\omega_s \sigma + (1-\sigma)\omega)L_s}{\sigma L_s}i_{qs} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r}i_{dr} + \frac{L_m}{\sigma L_s}i_{qr}\omega + \frac{1}{\sigma L_s}v_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}v_{dr} \\
\frac{d}{dt}i_{qs} &= -\frac{1}{\sigma L_s}R_s i_{qs} + \frac{(\omega_s \sigma + (1-\sigma)\omega)L_s}{\sigma L_s}i_{ds} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r}i_{qr} + \frac{L_m}{\sigma L_s}i_{dr}\omega + \frac{1}{\sigma L_s}v_{qs} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}v_{qr} \\
\frac{d}{dt}i_{dr} &= \frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r}i_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_r}i_{qs}\omega - \frac{R_r}{\sigma L_r}i_{dr} + \frac{(\omega_s \sigma - \omega)L_r}{\sigma L_r}i_{qr} + \frac{L_m}{\sigma L_r}v_{dr} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}v_{ds} \\
\frac{d}{dt}i_{qr} &= \frac{L_m}{\sigma L_r}i_{ds}\omega + \frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r}i_{qs} - \frac{R_r}{\sigma L_r}i_{qr} - \frac{(\omega_s \sigma - \omega)L_r}{\sigma L_r}i_{dr} + \frac{L_m}{\sigma L_r}v_{qr} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}v_{qs} \\
\frac{d}{dt}\omega &= \frac{p}{J}(C_{em} - C_r) - \frac{F}{J}\omega
\end{aligned} \tag{2.21}$$

B) Couple électromagnétique :

$$C_{em} = pL_m(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) \tag{2.22}$$

2.6 Bilan des puissances dans la MADA

Tout d'abord, nous présentons le calcul des puissances active et réactive côté rotor et côté stator en tenant compte des termes résistifs et ensuite en les négligeant.

En régime permanent les équations électriques de la machine (2.15) s'écrivent [11] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_r \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_r \phi_{dr} \end{cases}$$

2.6.1 Bilan de puissance en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques

En régime permanent, le bilan de puissance côté stator et rotor en tenant compte des termes résistifs s'exprime comme suit :

Côté stator : Les puissances active et réactive côté stator sont données par le système d'équation (2.23).

$$\begin{cases} P_s = v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs} = R_s i_{ds}^2 + R_s i_{qs}^2 + \omega_s(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \\ Q_s = v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs} = (\phi_{ds}i_{ds} + \phi_{qs}i_{qs})\omega_s \end{cases} \tag{2.23}$$

Côté rotor : Les puissances active et réactive côté rotor sont données par le système d'équation (2.24).

$$\begin{cases} P_r = v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr} = R_r i_{dr}^2 + R_r i_{qr}^2 + \omega_r (\phi_{dr}i_{qr} - \phi_{qr}i_{dr}) \\ Q_r = v_{qr}i_{dr} - v_{dr}i_{qr} = (\phi_{dr}i_{dr} + \phi_{qr}i_{qr})\omega_r \end{cases} \quad (2.24)$$

Les puissances actives, contiennent des termes relatifs aux pertes par effet Joule (de nature résistives) et un autre terme représentant l'énergie transmise.

Ce second terme est fonction des pulsations du stator et du rotor ainsi que de la valeur du couple.

2.6.2 Bilan de puissance sans prise en compte des résistances rotoriques et statoriques

En négligeant les termes résistifs, les équations électriques des tensions de la machine en régime permanent sont :

$$\begin{cases} v_{ds} \approx -\omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} \approx +\omega_s \phi_{ds} \\ v_{dr} \approx -\omega_r \phi_{qr} \\ v_{qr} \approx +\omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.25)$$

Côté stator : Les puissances active et réactive côté stator sont données par le système d'équation (2.26)

$$\begin{cases} P_s = v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs} = \omega_s (\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \\ Q_s = v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs} = (\phi_{ds}i_{ds} + \phi_{qs}i_{qs})\omega_s \end{cases} \quad (2.26)$$

Côté rotor : Les puissances active et réactive côté rotor sont données par le système d'équation (2.27)

$$\begin{cases} P_r = v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr} = \omega_r (\phi_{dr}i_{qr} - \phi_{qr}i_{dr}) \\ Q_r = v_{qr}i_{dr} - v_{dr}i_{qr} = (\phi_{dr}i_{dr} + \phi_{qr}i_{qr})\omega_r \end{cases} \quad (2.27)$$

Les puissances actives et réactives de la MADA dépendent de la composante directe et quadrature du flux statorique et rotorique, des courants direct et quadrature statorique et rotorique ainsi que des pulsations ω_s et ω_r .

2.7 Résultats de simulation

Pour valider le modèle adopté de la machine asynchrone à double alimentation et analyser le comportement dynamique face à l'alimentation de réseau standard. Le stator et le rotor sont alimentés par un réseau triphasé équilibré (220 V/50 Hz et 15 V/ 5Hz), comme le montre la figure (2-4).

2.7.1 Schéma de l'association de la MADA au réseau triphasée

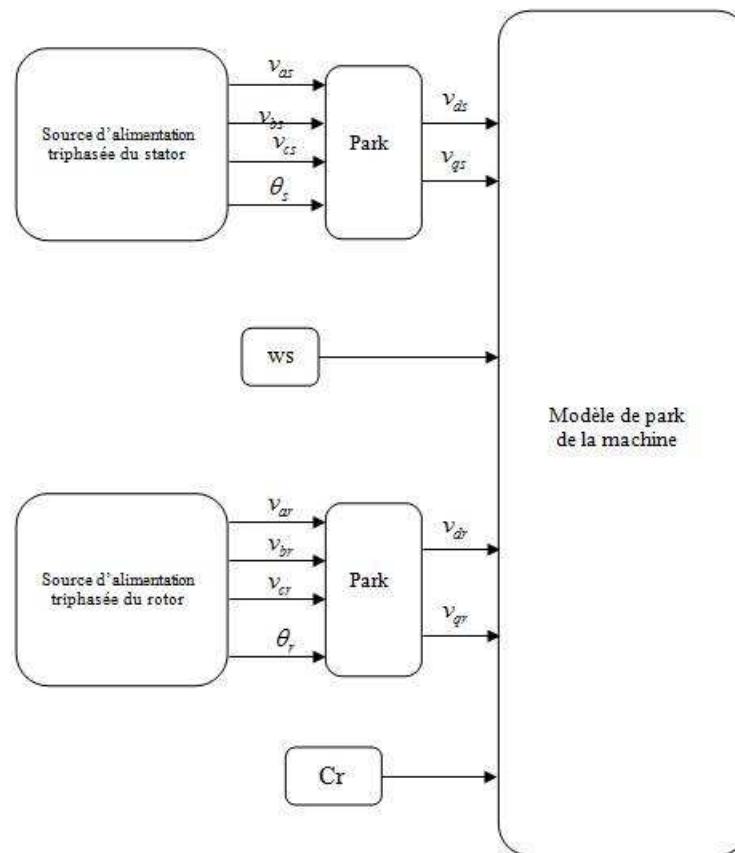


Fig (2-4) : Schéma explicative de l'association de la MADA au réseau triphasée (Dans le repère de park)

2.7.2 Interprétations des résultats

Au départ, on impose à la machine un démarrage à vide et à $t = 1\text{ s}$, on introduit un couple de charge égal à 10 Nm. Les résultats de simulation sont donnés par les figures ci-dessous.

2.7.2.1 Régime à vide

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 137.65 rd/s au bout d'un temps de réponse de 0.4 s environ, ensuite, elle reste constante

(cas de démarrage à vide).

L'allure du couple électromagnétique présente un pic de 65.64 N.m pendant le démarrage puis diminue à 0.37 N.m, et compense le couple des frottements en régime établi. On remarque aussi que pendant la période de démarrage, le courant de phase statorique atteint un pic important de 26A et présente des oscillations considérables, puis décroît jusqu'à sa valeur en régime permanent à vide de 3.261A, et le courant de phase rotorique atteigne une amplitudes de 39.57A durant le régime transitoire, puis se stabilise autour d'une valeur proche de zéro.

Les courants statoriques et rotoriques des axes d et q, présentent des dépassements successives au démarrage avec une amplitude maximale de (30A) pour les composants statoriques et de (40A) pour les composants rotoriques jusqu'à 20 ms, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée et se stabilisée jusqu'à 4A pour la composante i_{ds} et 0A pour les composante i_{qs} , i_{dr} , et i_{qr} durant le fonctionnement à vide.

Aux premiers instants, les flux statoriques et rotoriques présentent des oscillations excessifs de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et on obtient des forme continu d'amplitude constante de valeur zéros pour les composantes quadratures (ϕ_{qs} et ϕ_{qr}), et de 1.2 Wb et 0.65 Wb pour les composantes directes (ϕ_{ds} et ϕ_{dr}) mais de signe négatif.

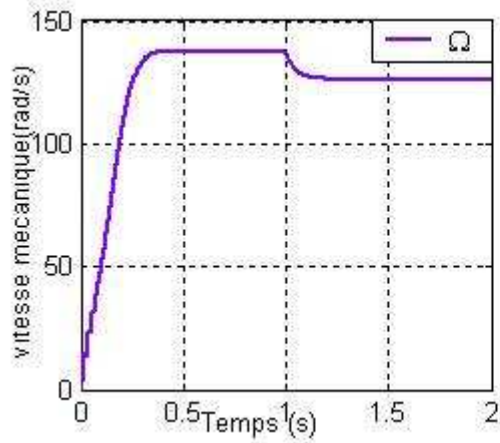
Les courbes des puissances statoriques et rotoriques présentent aux premiers instants du démarrage des dépassements, oscillatoires et excessifs, d'amplitudes très importants 11300 W et 9200 VAR pour les puissances statoriques, et -890 W et -1080 VAR pour les puissances rotoriques, après 30ms les puissances rotoriques tendent vers zéro et les puissances statoriques tendent vers 87 W pour la composante active P_s et 1500 VAR pour la composante réactive Q_s .

2.7.2.2. Régime en charge

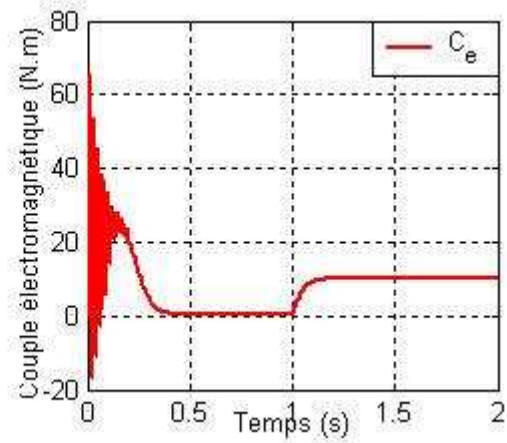
Une perturbation de couple $C_r = 10 \text{ Nm}$ est appliquée à l'arbre de la machine à l'instant ($t = 1 \text{ s}$), cette dernière provoque une diminution en vitesse, une augmentation des courants réels statoriques et rotoriques avec un couple qui tend vers sa valeur finale de 10 N.m.

On remarque également que les flux statoriques et rotoriques des axes d et q varient avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux.

A. Evolution du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation



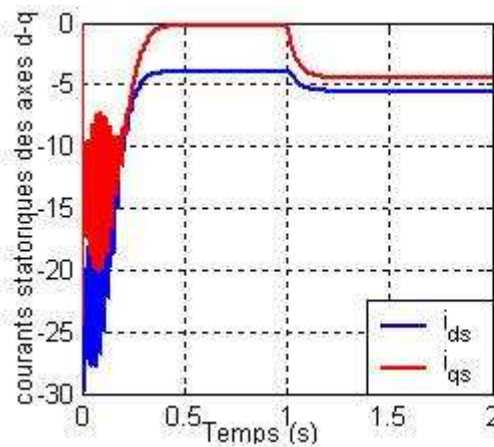
(a) : Vitesse mécanique Ω (rad/s)



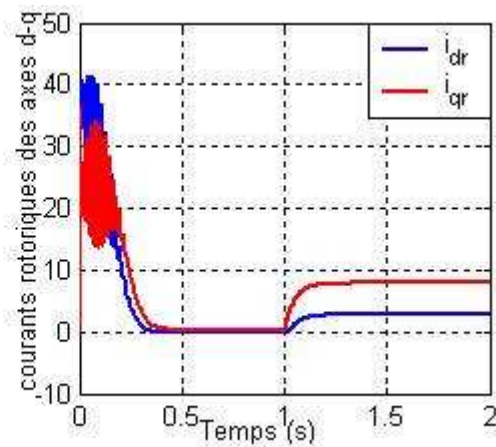
(b) : Couple électromagnétique C_e (N.m)

Fig (2-5) : Couple électromagnétique et vitesse de rotation

B. Evolution des courants rotoriques et statoriques



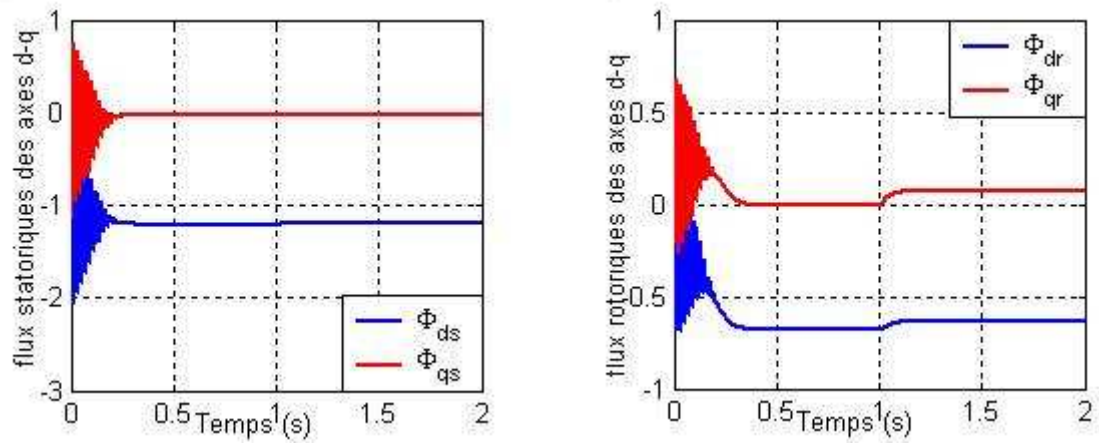
(a) : Courants statoriques i_{ds} et i_{qs} (A)



(b) : Courants rotoriques i_{dr} et i_{qr} (A)

Fig (2-6) : Courants statoriques et rotoriques des axes d et q

C. Evolution des flux statoriques et rotorique

(a) : Flux statoriques ϕ_{ds} et ϕ_{qs} (Wb)(b) : Flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} (Wb)Fig (2-7) : Flux statoriques et rotoriques des axes d et q

D. Evolution des courants de phase statorique et rotorique

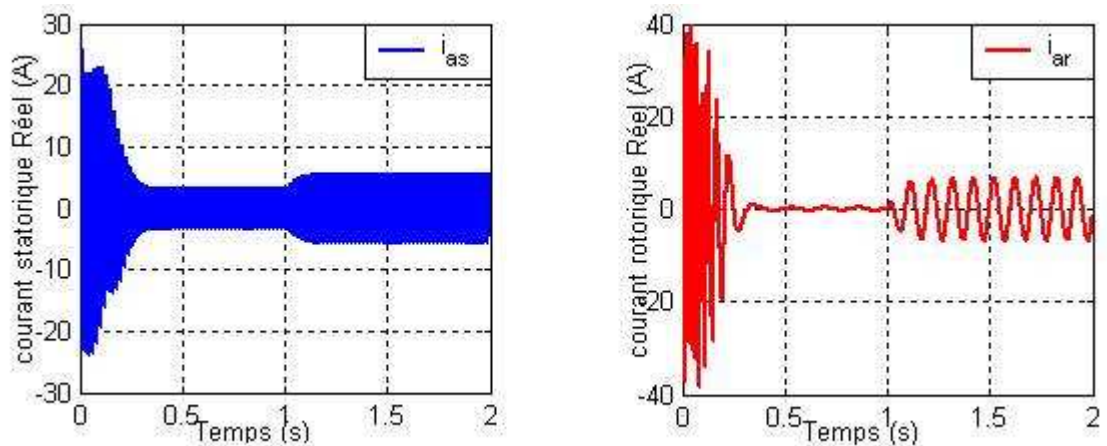
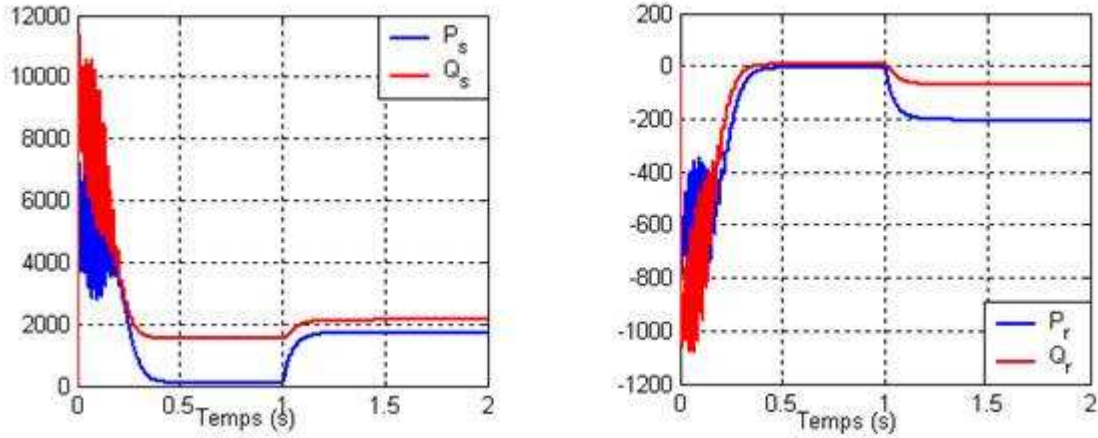
(a) : Courant statorique réel i_{as} (A)(b) : Courant statorique réel i_{ar} (A)

Fig (2-8) : Courants réels de phase statoriques et rotorique

E. Evolution de la puissance active et réactive statorique et rotorique



(a) : Puissances statoriques P_s et Q_s

(b) : Puissances statoriques P_r et Q_r

Fig (2-9) : Puissance actives et réactives statoriques et rotoriques des axes d et q

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la MADA triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant la transformation de Park. Cette transformation permet de passer du système triphasé variable vers le système biphasé continu (en régime permanents).

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au champ tournant. Le modèle de Park nous a permis de connaître les différentes contraintes des grandeurs électriques qu'une machine MADA peut supporter pour l'associée à des onduleurs de tension triphasés.

Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

Chapitre 3

Modélisation de l'alimentation de la MADA

3.1 Introduction

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la MADA est associée à deux onduleurs au chaqu'un est constitué de deux convertisseurs en cascade. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la MADA, d'où l'importance de l'étude de l'association convertisseur-machine.

Les onduleurs de tension triphasée constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présent dans le domaines d'application les plus variés, le plus connu dans l'industrie et sans doute celui des entraînements électriques à vitesse variable. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants semiconducteurs entièrement commandables, puissant, robuste et rapide, et d'autre part, sur l'utilisation quasi généralisés des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion » (MLI ou pulse width modulation, pwm, dans le jargon anglo-saxon). Dans les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux et la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux distorsion harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est la plus basse.

Ce chapitre présente le principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux et à trois niveaux.

3.2 Modélisation de l'alimentation de la MADA

Dans cette section, nous allons étudier l'association d'une machine asynchrone à rotor bobiné avec un système d'alimentation à fréquence variable au stator et au rotor. La figure (3-1) présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable. Ce système comporte deux alimentations à fréquence variable, l'une liée au stator et l'autre au rotor.

L'ensemble d'un entraînement électrique, lorsqu'il est alimenté par le réseau comprend :

- Un redresseur d'entrée,
- Un filtre comportant une forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension U à l'entrée de l'onduleur,
- Un onduleur de tension à MLI,
- Le moteur asynchrone doublement alimenté (MADA).

Le schéma de l'association convertisseurs - MADA est représenté par la figure suivante :

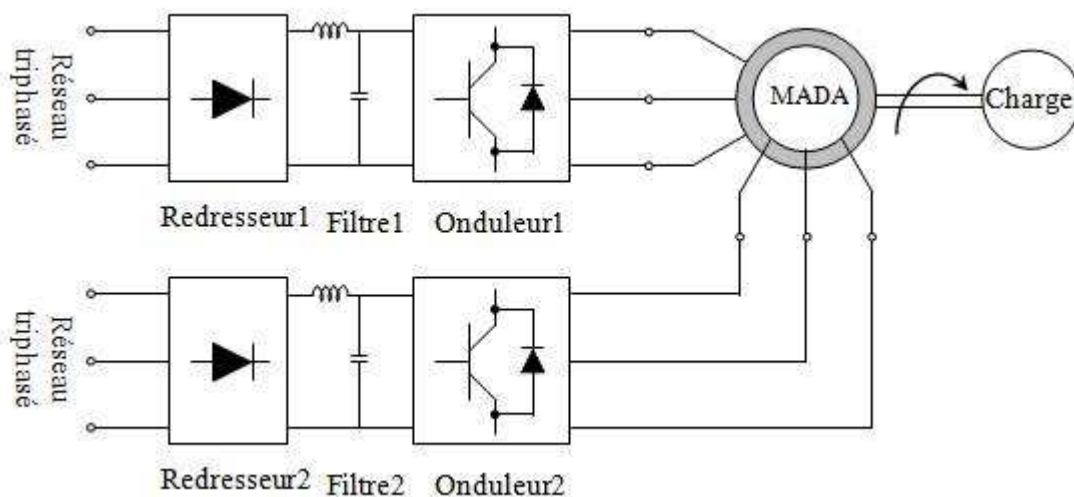


Fig (3-1) : Schéma de l'ensemble convertisseurs - MADA

3.2.1 Composants de puissance

Les éléments centraux de la cellule sont évidemment les interrupteurs réalisés à partir de composants à semi-conducteurs. Compte tenu de la nature des composants existants, chacun des interrupteurs est réalisé par l'association d'un composant entièrement commandé et d'une diode antiparallèle. Dans l'état actuel de la technologie, les principaux composants utilisés dans les onduleurs sont les transistors MOSFET (Metal Oxyde Semi-conductor Field Effect, (Transistor), les transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) les thyristors GTO (Gate Turn Off), par ordre croissant de puissance commutable. Les transistors bipolaires, longtemps présents dans ces

structures, souvent dans des assemblages de type Darlington ont été totalement supplantées par les IGBT qui sont maintenant largement majoritaires dans les différentes applications des onduleurs.

3.2.2 Gammes d'emploi des composants à semi-conducteur

Notre objectif n'est pas ici de décrire précisément l'architecture et le comportement physique intime de ces composants (le lecteur pourra se référer aux fascicules sur les composants à semi-conducteurs, mais de donner quelques informations sur leurs domaines d'emploi respectifs.

Les principales caractéristiques permettant d'affecter tel ou tel composant à tel domaine sont grandeurs électriques qu'il est susceptible de contrôler (tension à l'état bloqué, courant à l'état passant), la chute de tension à l'état conducteur (pertes par conduction) et les performances en commutation (durées d'ouverture et de fermeture) qui déterminent assez directement le choix des fréquences de découpage [12] .

D'une façon générale, les performances dynamiques des composants évoluent en raison inverse de leur puissance commutable. Cela induit une tendance très classique qui est la diminution des fréquences de découpage avec l'accroissement des puissances converties.

	Types d'interrupteurs à semi conducteurs				
	GTO	IGCT	BJT	MOSFET	IGBT
Tension max(V)	6000	6000	1700	1000	6000
Courant max(A)	4000	2000	1000	28	1200
Intervalle de la fréquence de commutation	0.2-1	1-3	0.5-5	5-100	2-20
Technique de commande	Haute	Basse	Moyenne	Basse	Basse
Domaine d'application	Très fortes puissances	Fortes puissances	Moyennes et fortes puissances	Faibles puissances	Moyennes et fortes puissances

Tab (3-1) : Caractéristiques d'interrupteurs à semi-conducteur

Avec :

GTO : Gate Turn-Off thyristor ;

IGCT : Integrated Gate Commutated Thyristor ;

BJT : Bipolar Junction Transistor ;

MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor ;

IGBT : Transistors à jonction et à effet de champ (Insulated Gate Bipolar Transistor).

3.3 Onduleur à deux niveaux

Il s'agit d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutation constituée chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondante au point milieu du bras, Figure (3-2).

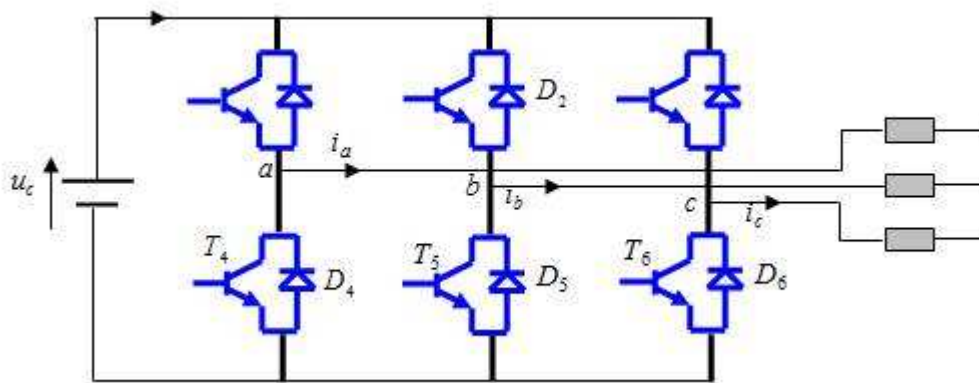


Fig (3-2) : Schéma de principe d'un onduleur triphasé alimentant le stator d'une MADA

3.4 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $\frac{u_c}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 [13] .

Il est formé de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs, Un interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Il permet d'imposer à la machine des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variables. La figure (3.3) représente le schéma de principe d'un onduleur triphasé qui alimente le stator et le rotor de la MADA.

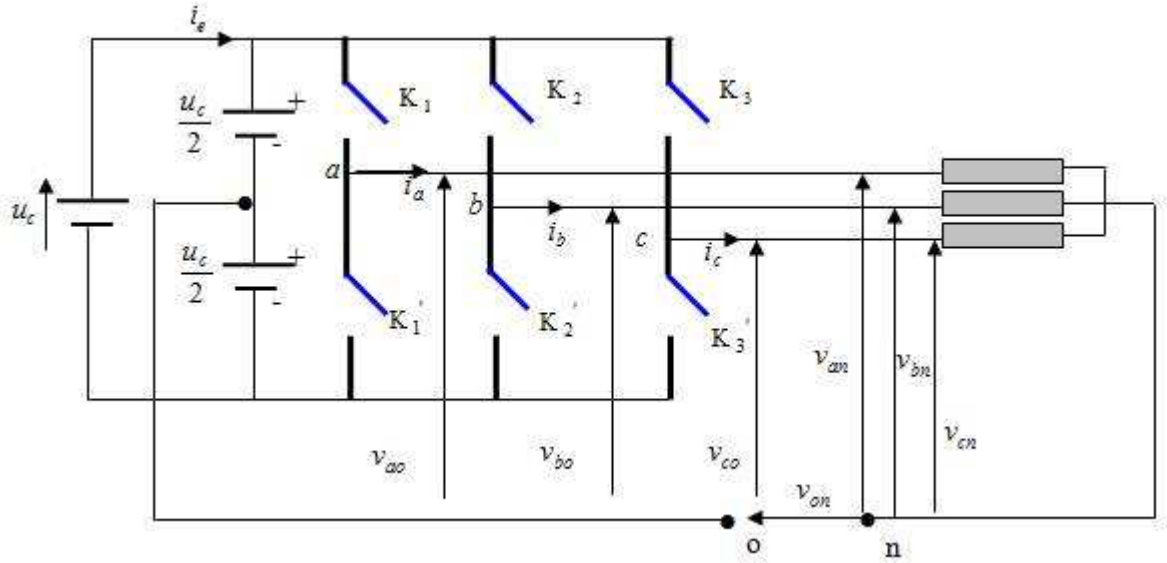


Fig (3-3) : Schéma de l'onduleur de tension

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons v_{an} , v_{bn} et v_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques F_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux).

La commande des deux transistors du même bras doit être complémentaire pour assurer la continuité des courants de sortie [14] et éviter le court circuit de la source.

3.4.1 Tensions des phases statoriques

On peut définir les tensions des phases a, b, c par rapport au point milieu o de la source comme suit :

- Pour la tension de la phase a :

$$v_{a0} = \frac{u_c}{2} \quad \text{Si } K_1 \text{ est fermé}$$

$$v_{a0} = \frac{-u_c}{2} \quad \text{Si } K'_1 \text{ est fermé}$$

$$v_{a0} = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K'_1 \text{ sont ouverts}$$

- Pour la tension de la phase b :

$$v_{b0} = \frac{u_c}{2} \quad \text{Si } K_2 \text{ est fermé}$$

$$v_{b0} = \frac{-u_c}{2} \quad \text{Si } K'_2 \text{ est fermé}$$

$$v_{b0} = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K'_2 \text{ sont ouverts}$$

- Pour la tension de la phase c :

$$v_{c0} = \frac{u_c}{2} \quad \text{Si } K_3 \text{ est fermé}$$

$$v_{c0} = \frac{-u_c}{2} \quad \text{Si } K'_3 \text{ est fermé}$$

$$v_{c0} = 0 \quad \text{Si } K_3 \text{ et } K'_3 \text{ sont ouverts}$$

3.4.2 Tensions composées de la charge

On peut déduire les tensions composées en utilisant les tensions de phase précédentes exprimées par rapport au point milieu :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{a0} - v_{b0} \\ v_{bc} &= v_{b0} - v_{c0} \\ v_{ca} &= v_{c0} - v_{a0} \end{aligned} \tag{3.1}$$

3.4.3 Tensions simples de la machine

Soit n le point neutre du côté de la MADA, alors on peut écrire :

$$\begin{aligned} v_{a0} &= v_{an} - v_{n0} \\ v_{b0} &= v_{bn} - v_{n0} \\ v_{c0} &= v_{cn} - v_{n0} \end{aligned} \tag{3.2}$$

Et comme le système est supposé en équilibre, c'est-à-dire :

$$i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \text{ et } v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \tag{3.3}$$

Alors :

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (3.4)$$

On obtient finalement les expressions des tensions simples de la machine :

$$\begin{aligned} v_a = u_{an} &= v_{a0} - v_{n0} = \frac{1}{3}(2v_{a0} - v_{b0} - v_{c0}) \\ v_b = u_{bn} &= v_{b0} - v_{n0} = \frac{1}{3}(2v_{b0} - v_{a0} - v_{c0}) \\ v_c = u_{cn} &= v_{c0} - v_{n0} = \frac{1}{3}(2v_{c0} - v_{a0} - v_{b0}) \end{aligned} \quad (3.5)$$

On peut aussi écrire ces tensions sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Dans le cas de la commande complémentaire, on peut remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions.

A chacun des interrupteurs K_i ($i = 1, 2, 3$), on associe une fonction logique F_i définie par :

$F_i = +1$ si K_i est connecté à la borne (+) de la source ;

$F_i = -1$ si K_i est connecté à la borne (-) de la source.

Il en découle que les tensions statoriques simples s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{u_c}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

La détermination des fonctions F_i dépend de la stratégie de commande, la plus utilisée est la Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI).

3.4.4 Commande des onduleurs

La MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur par un ensemble d'impulsions sous forme de créneaux rectangulaires de largeurs modulées de telle sorte à rapprocher cette tension vers la sinusoïde. En effet, la MLI permet de reconstituer ces tensions (ou courants) à partir d'une source à fréquence et à tension fixe (en général une tension continue). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement [15]. Le principe de la MLI à hystérésis est basée sur la comparaison du courant de phase mesuré à un courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis, qui génère des

signaux d'amorçage des éléments semi conducteurs de façon que le courant soit limité dans une bande d'hystérésis Δ_i , et poursuit moyennement le courant de référence.

Plusieurs types de la MLI sont présentés dans la littérature; l'une des plus utilisées est la sinus-triangle, qu'on va appliquer pour la commande des deux onduleurs alimentant la MADA.

3.4.5 Contrôle des tensions par MLI

Le principe de la MLI sinus-triangle repose sur la comparaison entre un signal triangulaire de haute fréquence appelé la modulante et un signal de référence appelé la porteuse. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse.

La valeur du rapport de fréquence entre la porteuse et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur [16]. La figure (3-5) représente le schéma de principe de la commande sinus-triangle pour les bras de l'onduleur.

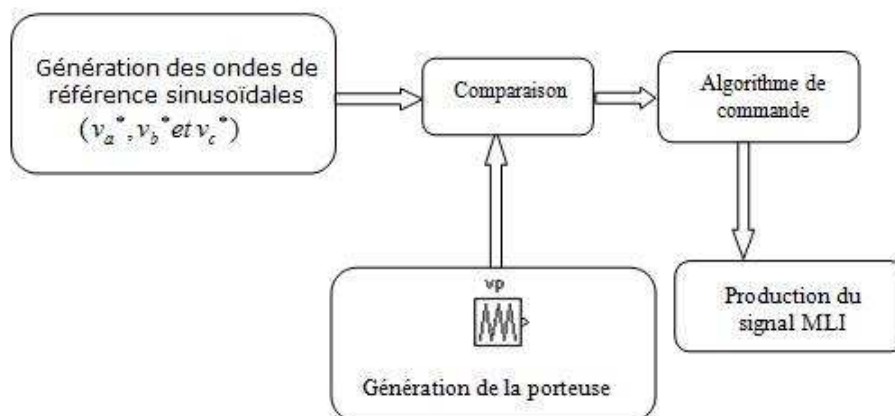


Fig (3-4) : Principe de la commande MLI triangulo-sinusoïdale

3.5 Onduleur à trois niveaux à structure N.P.C

L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C qu'on va étudier, comporte deux sources de tension continue et trois bras, chacune a un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes, DD_{k0} et DD_{k1} , permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. La structure N.P.C utilise deux tensions d'entrée u_{c1} et u_{c2} . Elle consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue de valeur E ($u_{c1} + u_{c2} = E$), permettant de générer des crêteaux d'amplitude $-E/2, 0, +E/2$ dont la combinaison permet d'avoir une onde plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique d'onduleur à deux niveaux [17]. Pour une tension d'entrée E , les interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux supportent la moitié de la tension supportée par ceux

d'un onduleur à deux niveaux [18]. La figure (3.5) présente la structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

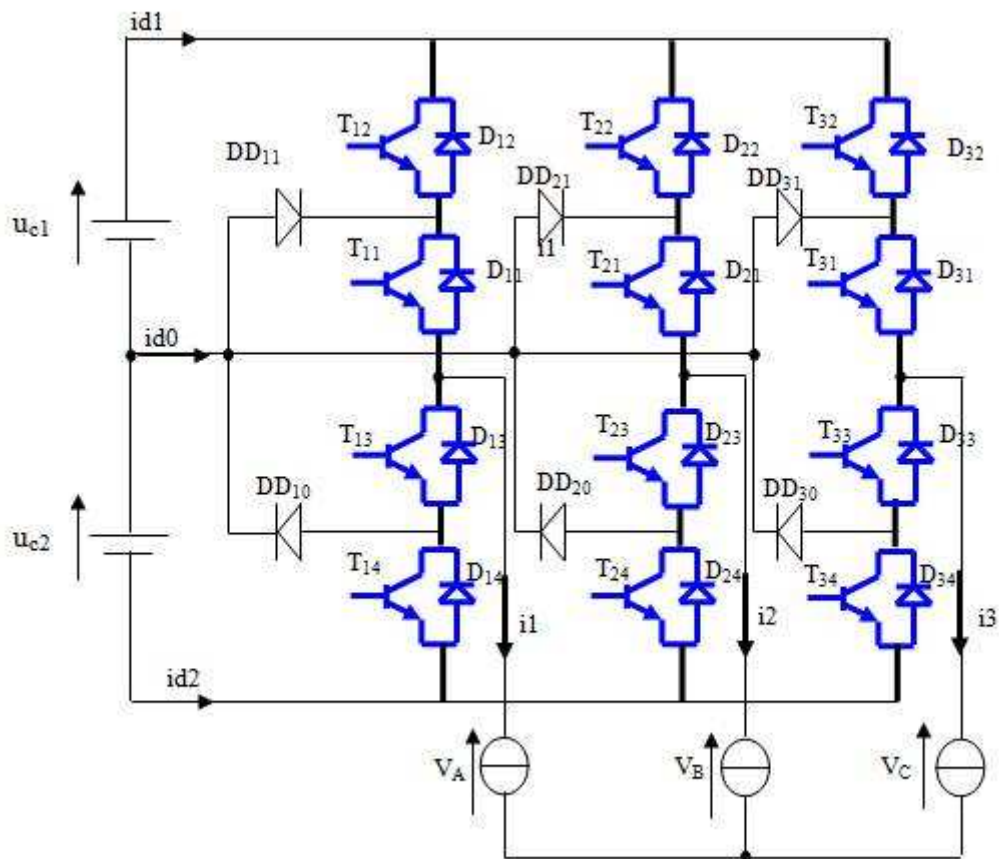


Fig (3-5) : Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure

3.5.1 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux autorise sa modélisation par bras. Dans un premier temps, on définit un modèle global d'un bras figure (3-6), sans a priori sur la commande, puis on déduit celui de l'onduleur complet.

Lorsque la source de tension est génératrice et la source de courant est réceptrice, la liaison des deux sources s'effectue à travers les transistors ; lorsque le transfert d'énergie s'opère de la sortie vers la source d'entrée, ce sont les diodes qui assurent le passage du courant.

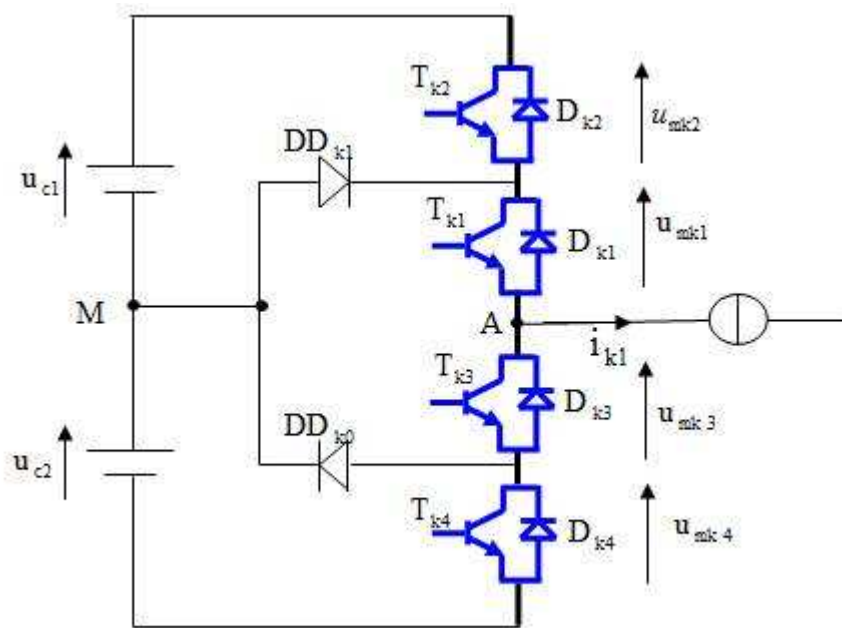


Fig (3-6) : Structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C

3.5.2 Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C présente cinq configurations possibles comme indiquées par le figure (3.7).

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau (3-2) (avec M origine des potentiels et v_k le potentiel du nœud k du bras k). Pour la configuration E_0 , le potentiel v_k dépend de la charge.

E_0	E_1	E_2	E_3	E_4
$i_k = 0$	$v_k = u_{c1}$	$v_k = 0$	$v_k = u_{c2}$	$v_k = 0$

Tab (3-2) : Grandeurs électriques caractérisant chacune des configurations

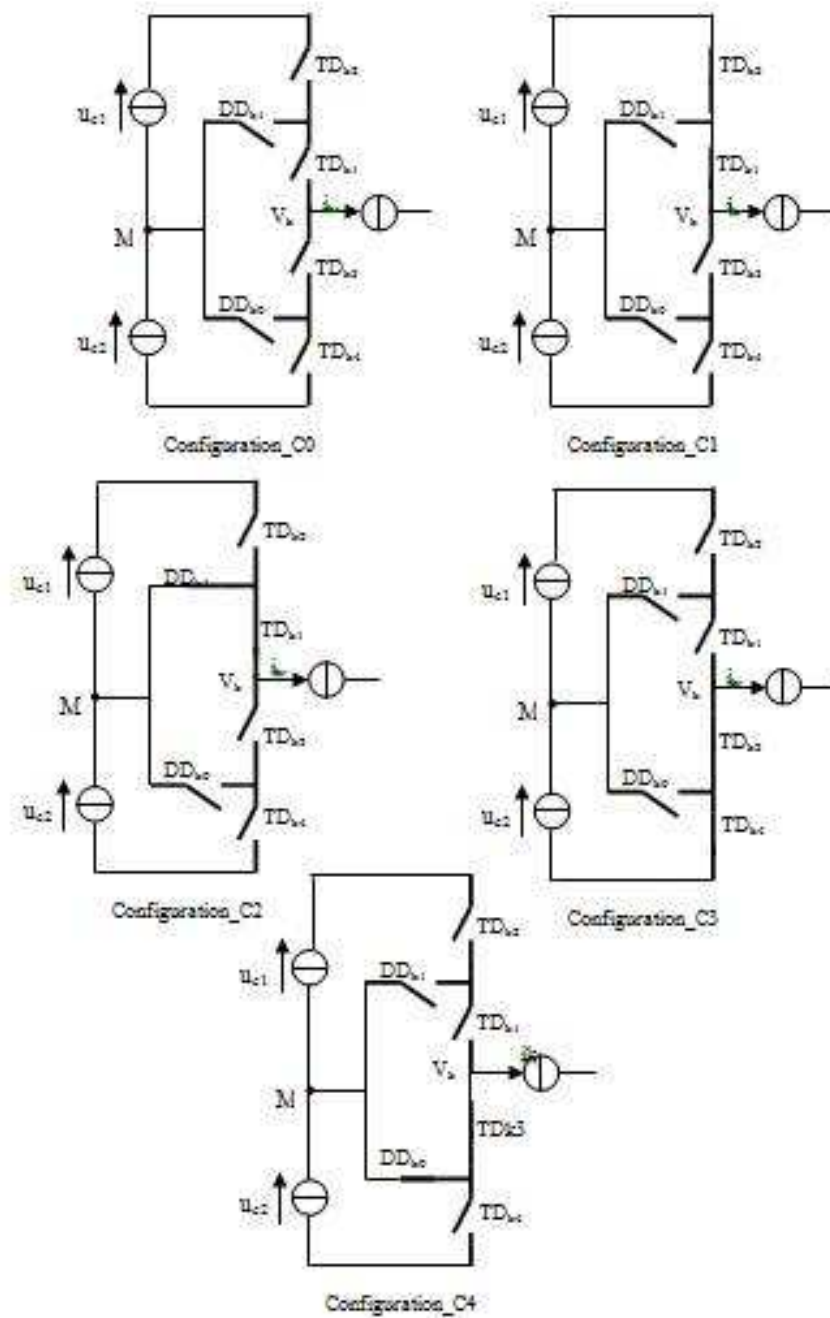


Fig (3-7) : Les cinq configurations possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Cette analyse montre que la structure du convertisseur à trois niveaux limite à $\frac{u_c}{2}$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans le cas de la structure classique, (onduleur à deux niveaux), cette tension vaut la tension continue complète u_c . La structure à deux niveaux est obtenue en éliminant les diodes médianes. Ainsi, en fonctionnant à deux niveaux, on n'obtient jamais les configurations C_2 et C_4 .

3.5.3 Cellule de commutation multi-tripôle

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux constitue une cellule de commutation multi tripôle [6], dont les semi-conducteurs se combinent pour constituer trois cellules (a),(b),(c) tripôles comme le montre la figure (3.8).

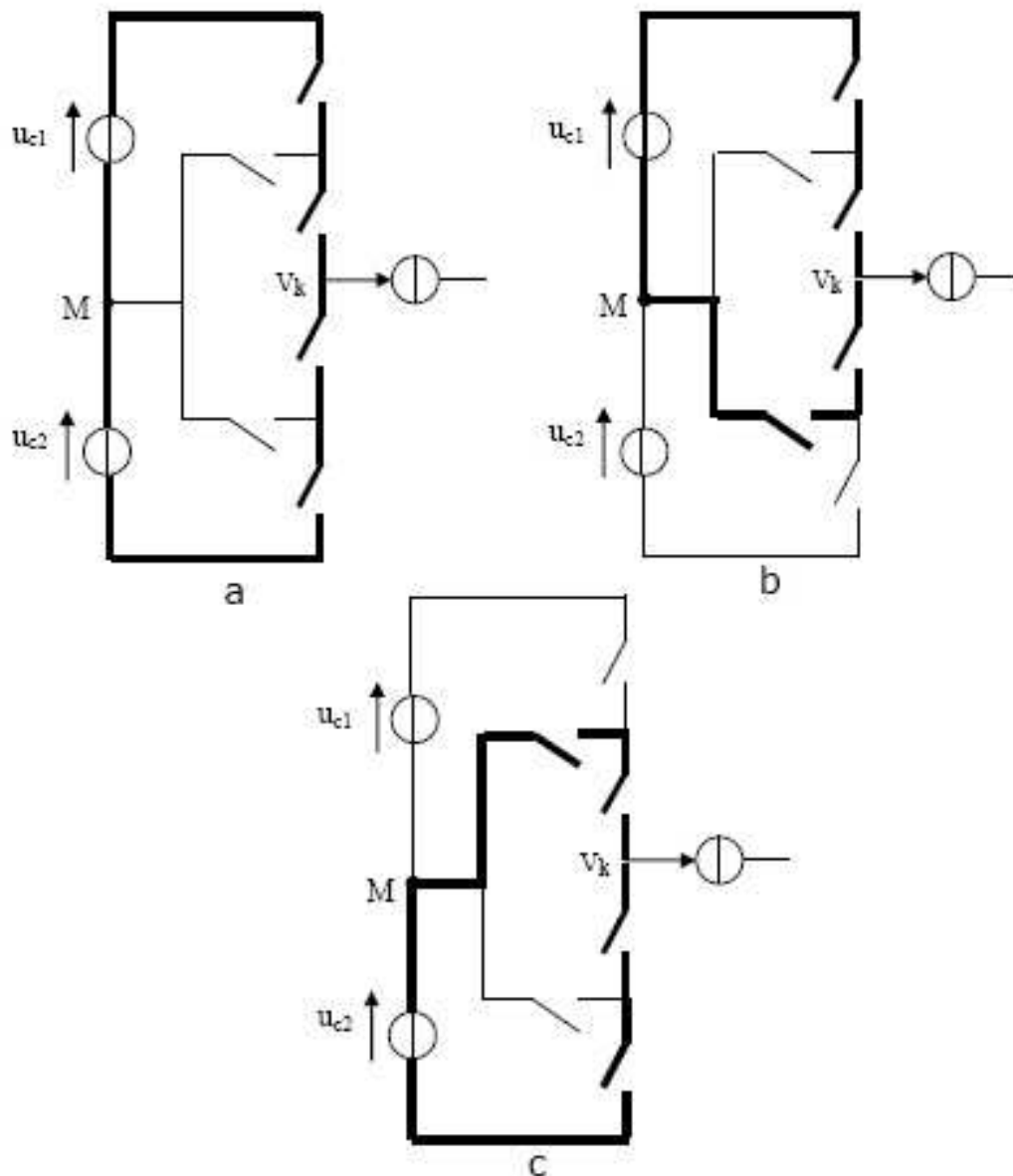


Fig (3-8) : Cellules tripôle d'un bras de l'onduleur trois niveaux

On peut modéliser le bras k comme deux cellules de commutation à deux interrupteurs. Les éléments constituant chaque cellule sont montrés par les traits forts.

3.6 Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

3.6.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue du convertisseur [18] .

3.6.2 Commandes complémentaires des onduleurs à trois niveaux

Pour l'onduleur à trois niveaux, la condition de Commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus de la commande interne (grandeurs électriques), mais uniquement des transitions (commande externe) [18] . Dans la suite de ce chapitre, on suppose que cette condition est toujours vérifiée. Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un bras, ce qui peut causer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit trois commandes complémentaires, pouvant être appliquées sur un bras de l'onduleur. L'interrupteur TD_{k1} , par exemple, peut être commandé de façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du même bras : $TD_{k2}, TD_{k3}, TD_{k4}$. Ainsi, on écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{K_1} = \overline{B_{K_2}} \\ B_{K_3} = \overline{B_{K_4}} \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{K_1} = \overline{B_{K_3}} \\ B_{K_2} = \overline{B_{K_4}} \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{K_1} = \overline{B_{K_4}} \\ B_{K_2} = \overline{B_{K_3}} \end{array} \right\} \quad (3.8)$$

Où B_{ks} étant le signal de commande du transistor T_{ks} du bras k . Parmi les commandes précédentes, celle qui permet d'avoir les trois tensions : $u_{c1}, 0, u_{c2}$, est la suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{array} \right\} \quad (3.9)$$

Cette commande complémentaire donne les cas d'excitation suivantes :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	V_k
0	0	1	1	$-u_{c2}$
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	u_{c1}

Tab (3-3) : Table d'excitation associée à la commande complémentaire proposée

Le cas inconnu est à éliminer lors de la formulation de l'algorithme de la commande.

3.6.3 Fonction de connexion des interrupteurs

La fonction de connexion définit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur TD_{K_i} du bras K ; elle vaut 1 lorsque l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire.

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (3.10)$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs, du bras K , on obtient :

$$\begin{cases} B_{K_1} = \overline{B_{K_4}} \\ B_{K_2} = \overline{B_{K_3}} \end{cases}, \implies \begin{cases} F_{K_1} = 1 - F_{K_4} \\ F_{K_2} = 1 - F_{K_3} \end{cases} \quad (3.11)$$

Avec cette commande complémentaire, tout se passe comme si pour chaque bras de l'onduleur on a seulement deux cellules de commutations à deux interrupteurs chacune.

La commande complémentaire pour les trois bras est exprimée par les trois relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{21} = 1 - F_{13} \end{cases}, \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases}, \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad (3.12)$$

3.6.4 Fonction de connexion des demi-bras

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit une fonction de connexion des demi- bras, qu'on note comme suit : $F_{K_m}^b$ où K désigne le numéro du bras ($K = 1, 2, 3$) et m indique la position du demi-bras ($m = 1$ pour le demi-bras du haut et $m = 0$ pour le demi-bras du bas).

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen de fonctions de connexion des interrupteurs comme suit

$$\begin{cases} F_{K_1}^b = F_{K_1} \cdot F_{K_2} \\ F_{K_0}^b = F_{K_3} \cdot F_{K_4} \end{cases} \quad (3.13)$$

$F_{K_1}^b$ est associée au demi- bras du haut (la paire T_{K_1}, T_{K_2}) et $F_{K_0}^b$ est associée au demi- bras du bas (la paire T_{K_3}, T_{K_4}). Le système d'équation (3.13) montre que la fonction de connexion des demi bras $F_{K_m}^b$ vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs associés aux demi bras $F_{K_m}^b$ sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas.

3.6.5 Fonctions de conversion

On appelle fonction de conversion, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie.

Notation On désigne par :

- v_A, v_B, v_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.
- v_{AM}, v_{BM}, v_{CM} : Tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu "M" de l'alimentation continue de l'onduleur.

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les potentiels des nœuds : A, B, C par rapport au point M s'expriment à l'aide des fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{aligned} v_{AM} &= F_{11}F_{12}u_{c1} - F_{13}F_{14}u_{c2} \\ v_{BM} &= F_{21}F_{22}u_{c1} - F_{23}F_{24}u_{c2} \\ v_{CM} &= F_{31}F_{32}u_{c1} - F_{33}F_{34}u_{c2} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Dans le cas où $u_{c1} = u_{c2} = u_c$, le système (3.7) s'écrit

$$\begin{aligned} v_{AM} &= F_{11}F_{12}u_{c1} - F_{13}F_{14}u_{c2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})u_c \\ v_{BM} &= F_{21}F_{22}u_{c1} - F_{23}F_{24}u_{c2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})u_c \\ v_{CM} &= F_{31}F_{32}u_{c1} - F_{33}F_{34}u_{c2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})u_c \end{aligned} \quad (3.15)$$

On constate d'après le système (3.15) que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série [18] .

Fonctions de connexion des demi bras

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{11}^b = F_{11}.F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}.F_{14} \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{21}^b = F_{21}.F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}.F_{24} \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{31}^b = F_{31}.F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}.F_{34} \end{array} \right\} \quad (3.16)$$

En introduisant les expressions de ces dernières fonctions dans le système (3.15) on obtient :

$$\begin{aligned} v_{AM} &= F_{11}^b u_{c1} - F_{10}^b u_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b)u_c \\ v_{BM} &= F_{21}^b u_{c1} - F_{20}^b u_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b)u_c \\ v_{CM} &= F_{31}^b u_{c1} - F_{30}^b u_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b)u_c \end{aligned} \quad (3.17)$$

Les tensions composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} v_{AB} = v_{AM} - v_{BM} \\ v_{BC} = v_{BM} - v_{CM} \\ v_{CA} = v_{CM} - v_{AM} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_{AB} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})u_{c1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})u_{c2} \\ v_{BC} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})u_{c1} - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})u_{c2} \\ v_{CA} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})u_{c1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})u_{c2} \end{cases} \quad (3.18)$$

$$\begin{cases} v_{AN} = v_A = \frac{v_{AB} - v_{CA}}{3} \\ v_{BN} = v_B = \frac{v_{BC} - v_{AB}}{3} \\ v_{CN} = v_C = \frac{v_{CA} - v_{BC}}{3} \end{cases} \quad (3.19)$$

En introduisant les fonctions de connexions des demi bras, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} u_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} u_{c2} \right\} \quad (3.20)$$

3.6.6 Expression des courants d'entrée i_{d1}, i_{d2}

Pour les courants, on peut écrire la relation donnant les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} en fonction des courants de la charge, i_1, i_2, i_3 , en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}F_{12}i_1 + F_{21}F_{22}i_2 + F_{31}F_{32}i_3 \\ i_{d2} = F_{13}F_{14}i_1 + F_{23}F_{24}i_2 + F_{33}F_{34}i_3 \end{cases} \quad (3.21)$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi bras, le système (3.21) s'écrit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (3.22)$$

Le courant i_{d0} , dans le cas de la commande complémentaire proposée, est lié aux courants de la charge par la relation suivante :

$$i_{d0} = F_{11}F_{13}i_1 + F_{21}F_{23}i_2 + F_{31}F_{33}i_3 \quad (3.23)$$

À partir des relations (3.22) et (3.23), on peut déduire que i_{d0} s'écrit comme suit :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (3.24)$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi- bras, on obtient :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - F_{11}^b i_1 - F_{21}^b i_2 - F_{31}^b i_3 - F_{10}^b i_1 - F_{20}^b i_2 - F_{30}^b i_3 \quad (3.25)$$

$$\text{C'est-à-dire : } i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b)i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b)i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b)i_3 \quad (3.26)$$

3.7 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Après avoir modélisé l'onduleur servant à alimenter la MADA, on va à présent s'intéresser à la manière avec laquelle les signaux de commande de cet onduleur sont élaborés pour avoir les trois niveaux de tensions désirés : $u_c, 0, -u_c$.

Pour ce faire et afin d'améliorer les performances de l'onduleur de tension, on utilise la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui est une technique de découpage de tension ou de courant permettant de générer des formes d'ondes quasi sinusoïdales. Le but principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables. Dans ce mémoire, nous utilisons la MLI naturelle **temps réel**.

Les signaux de commande des interrupteurs statiques de l'onduleur sont générés par comparaison entre un signal appelé onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire et une onde modulante ; celle-ci a la forme de la tension désirée aux bornes de la charge. Les points d'intersection entre les deux signaux déterminent les instants de commutation. Cependant, cette technique est imparfaite, car le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau et dans la charge. Ces harmoniques génèrent dans les machines tournantes des oscillations du couple, des bruits acoustiques, et des résonances électromécaniques. Il faut donc minimiser ces harmoniques [19]. Dans cette partie du chapitre, nous présentons deux types de stratégie de commande à MLI :

- La triangulo-sinusoïdale à une porteuse unipolaire triangulaire.
- La triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires triangulaires.

3.7.1 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse

Principe de la commande

Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Pour l'onduleur à trois niveaux, c'est la porteuse triangulaire unipolaire qui donne les meilleures performances de cette stratégie [20]. L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale pour cet onduleur s'écrit :

$$\begin{aligned}
(|v_{refK}| \leq v_p) &\implies F_{K1} = 1 \text{ et } F_{K2} = 0 \\
(|v_{refK}| > v_p) \text{ et } (v_{refK} > 0) &\implies F_{K1} = F_{K2} = 1 \\
(|v_{refK}| > v_p) \text{ et } (v_{refK} < 0) &\implies F_{K1} = F_{K2} = 0
\end{aligned} \tag{3.27}$$

3.7.2 La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

Principe de la commande

Comme il a été rappelé précédemment, la détermination des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs est basée sur les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale et qui est l'image de l'onde de sortie que l'on désire obtenir aux bornes de la charge, avec une porteuse généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. La figure ci-dessous présente le principe de la modulation triangulo-sinusoïdale.

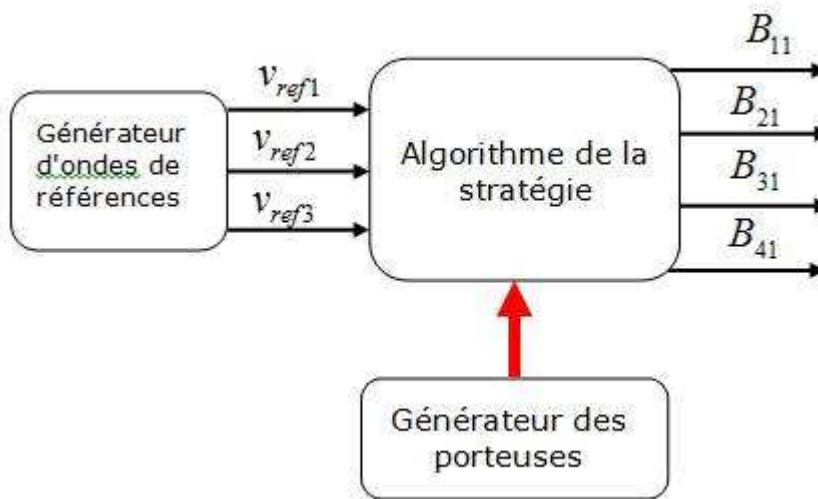


Fig (3-9) : Principe de la technique triangulo-sinusoïdale

La stratégie triangulo-sinusoïdale présente deux avantages importants :

- Elle repousse les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

3.7.3 Algorithme de la commande

Deux signaux triangulaires identiques et bipolaires $v_{p1}(t)$ et $v_{p2}(t)$, décalés l'un de l'autre d'une demi période de hachage ($T_p = \frac{1}{2}fp$), sont comparés à chaque instant à trois signaux de commande v_{ref1} , v_{ref2} et v_{ref3} . Ces signaux v_{refk} sont les images des tensions que l'on souhaite appliquer sur chaque phase.

Tensions de référence

$$\begin{cases} v_{ref1} = v_m \sin(\omega t - \varphi) \\ v_{ref2} = v_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ v_{ref3} = v_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (3.28)$$

Porteuses triangulaires bipolaires

$$\begin{cases} \left[0, \frac{T_P}{2}\right] \Rightarrow v_{P1} = v_{Pm} \left(\frac{4t}{T_P} - 1\right), \quad v_{P2} = v_{Pm} \left(-\frac{4t}{T_P} - 3\right) \\ \left[\frac{T_P}{2}, T_P\right] \Rightarrow v_{P1} = v_{Pm} \left(-\frac{4t}{T_P} + 3\right), \quad v_{P2} = v_{Pm} \left(\frac{4t}{T_P} - 3\right) \end{cases} \quad (3.29)$$

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

► **Indice de modulation m :**

Il est égal au rapport de la fréquence de la porteuse f_P , à la fréquence de la référence, c'est-à-dire :

$$m = \frac{f_P}{f} \quad \text{soit, } f_P = mf$$

► **Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r :**

Il est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence, V_m , à la valeur crête, U_{Pm} , de la porteuse, c'est-à-dire :

$$r = \frac{v_m}{v_{Pm}} \quad \text{soit, } v_m = rv_{Pm}$$

La modulation est dite synchrone quand m est entier ; asynchrone dans le cas contraire. La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses utilise la propriété qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Son algorithme se résume dans les deux étapes suivantes :

Etape 1 : détermination des signaux intermédiaires v_{k0} et v_{k1} .

$$\begin{cases} (v_{refk} \geq v_{p1}) \Rightarrow v_{k1} = \frac{E}{2} = u_{c1} \\ (v_{refk} < v_{p1}) \Rightarrow v_{k1} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} (v_{refk} \geq v_{p2}) \Rightarrow v_{k0} = 0 \\ (v_{refk} < v_{p2}) \Rightarrow v_{k0} = -\frac{E}{2} = -u_{c2} \end{cases} \quad (3.30)$$

Avec :

$$u_{c1} = u_{c2} = u_c = \frac{E}{2}$$

Etape 2 : détermination du signal v_{k2} et des ordres de commande de B_{k3} des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ v_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ v_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (3.31)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{k2} = v_{k1} + v_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (3.32)$$

3.8 Schéma de l'association de l'alimentation à la MADA

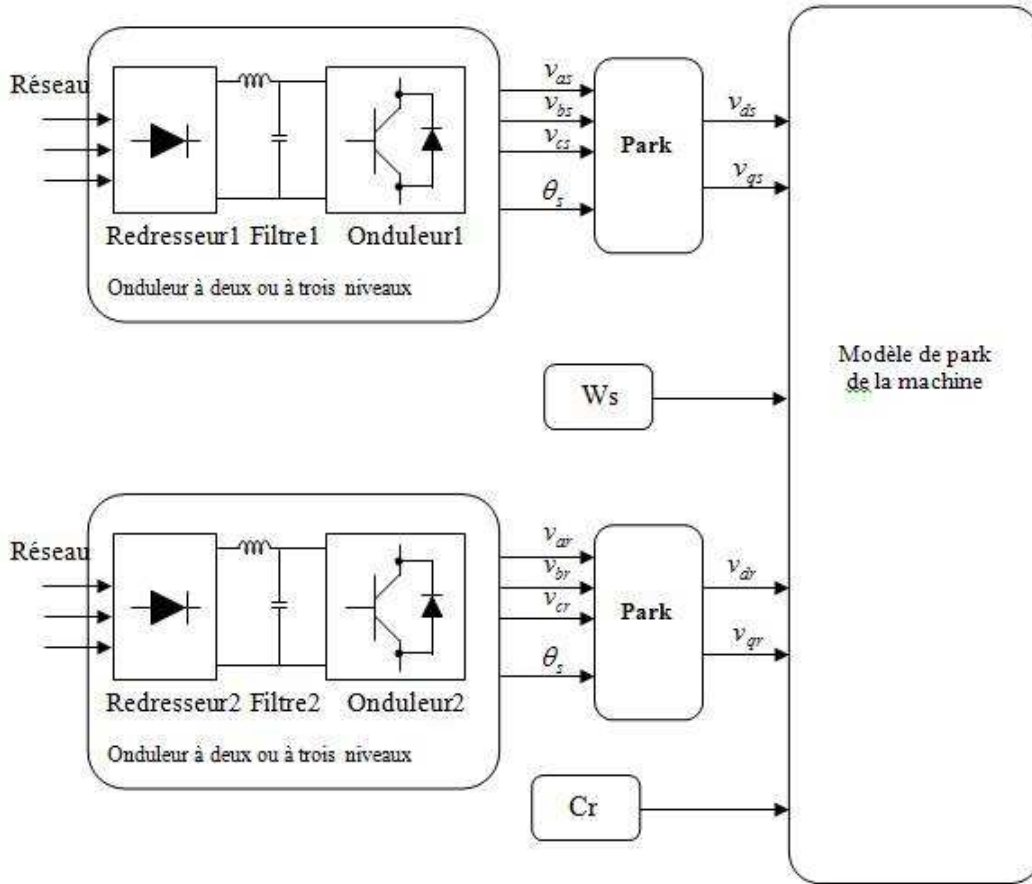
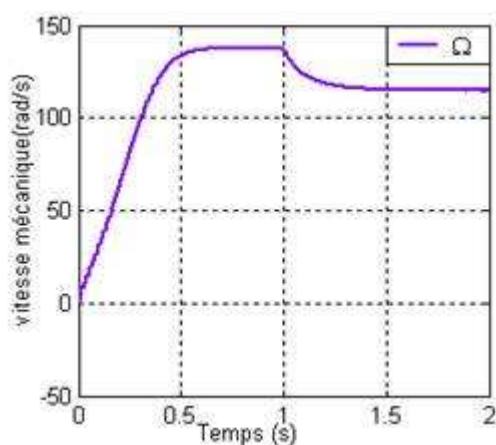


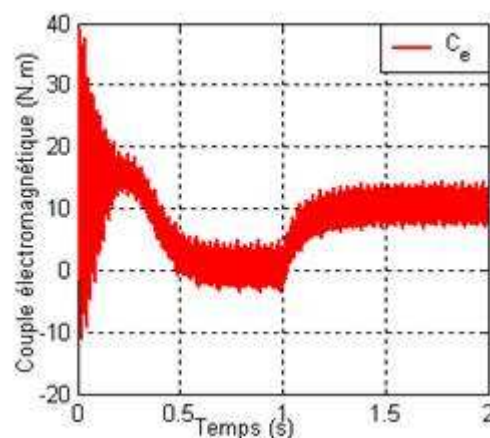
Fig (3-10) : Schéma de l'association de la MADA aux onduleurs

3.8.1 Conduite de la machine alimentée par l'onduleur à deux niveaux

A. Evolution du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation



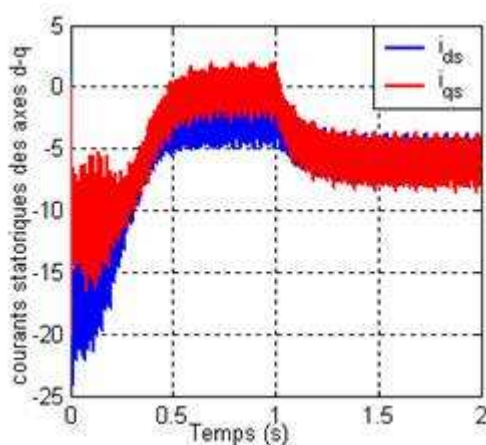
(a) : Vitesse mécanique : Ω (rad/s)



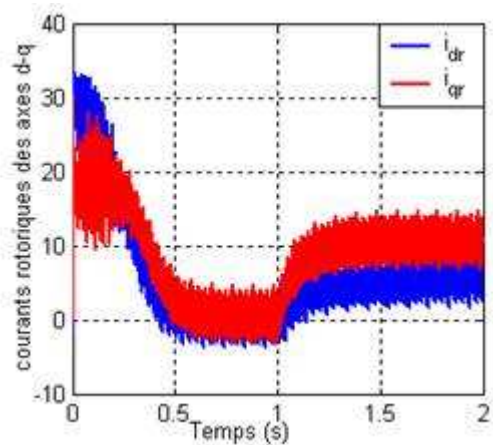
(b) : Couple électromagnétique C_e (N.m)

Fig (3-11) : : Couple électromagnétique et vitesse de rotation

B. Evolution des courants statoriques et rotoriques



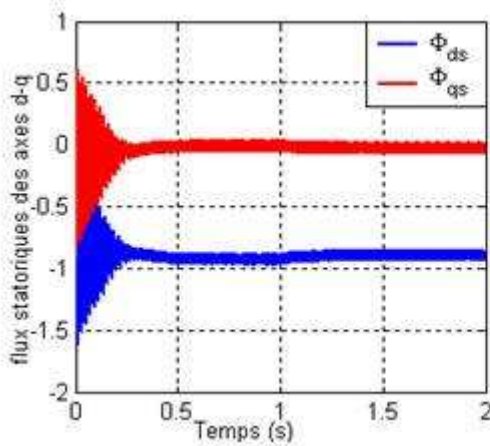
(a) : Courants statoriques i_{ds} et i_{qs} (A)



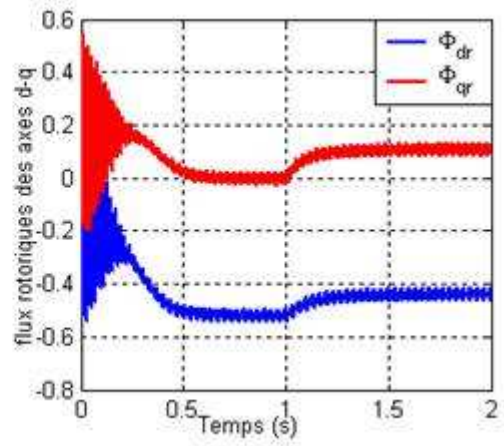
(b) : Courants rotoriques i_{dr} et i_{qr} (A)

Fig (3-12) : Courants statoriques et rotoriques des axes d et q

C. Evolution des flux statoriques et rotoriques



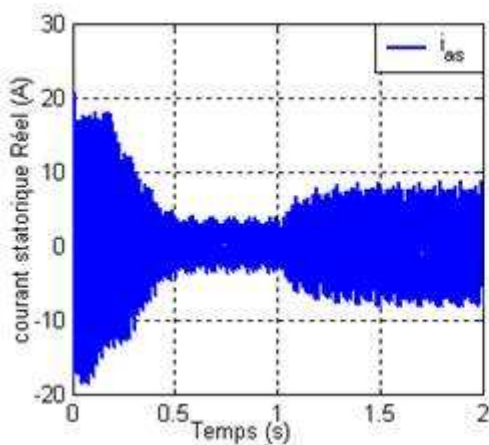
(a) : Flux statoriques ϕ_{ds} et ϕ_{qs} (Wb)



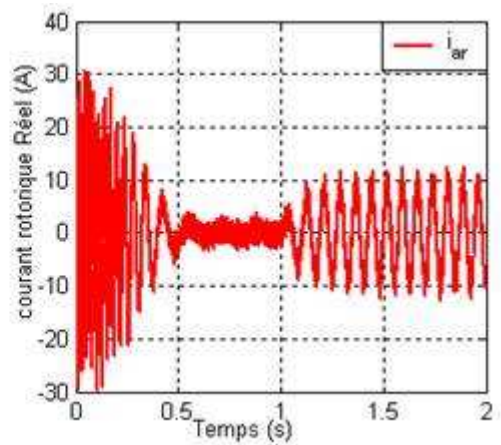
(b) : Flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} (Wb)

Fig (3-13) : Flux statoriques et rotoriques des axes d et q

D. Evolution des courants de phase statorique et rotorique



(a) : Courant statorique réel i_{as} (A)



(b) : Courant statorique réel i_{ar} (A)

Fig (3-14) : Courants de phase statoriques et rotorique

E. Evolution des puissances actives et réactive statorique et rotorique

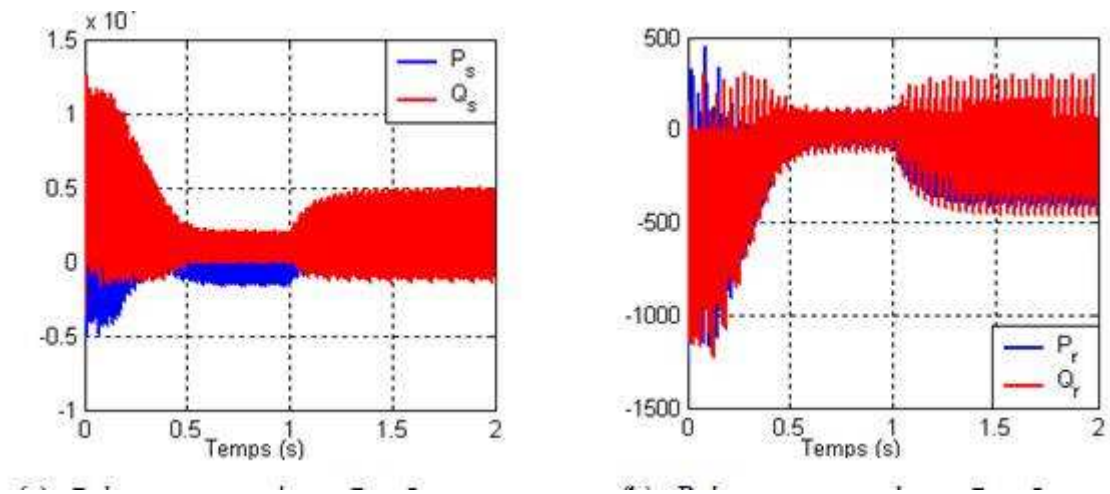
(a) : Puissances statoriques P_s et Q_s (b) : Puissances statoriques P_r et Q_r

Fig (3-15) : Puissances actives et réactives statorique et rotorique

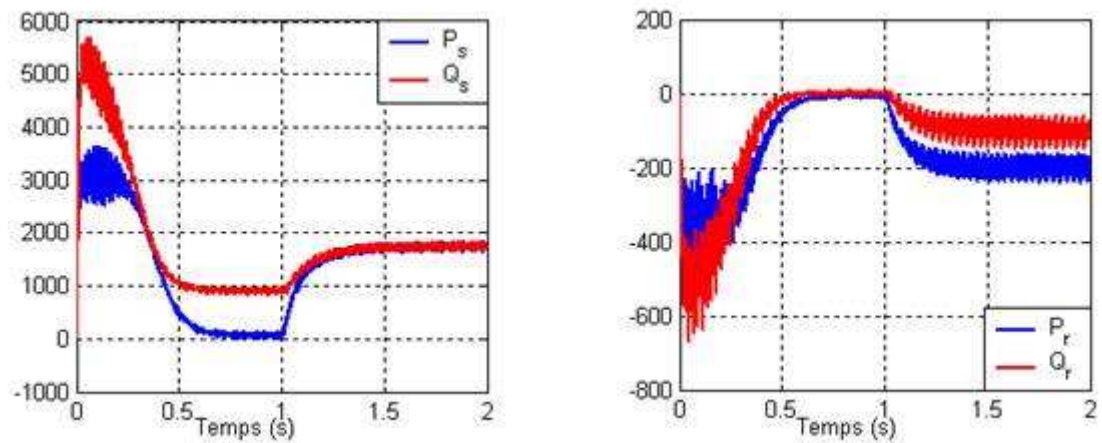
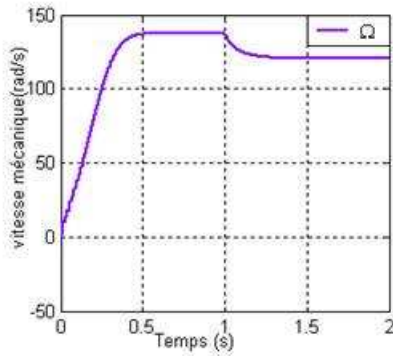


Fig (3-16) : Puissances actives et réactives statorique et rotorique filtrés

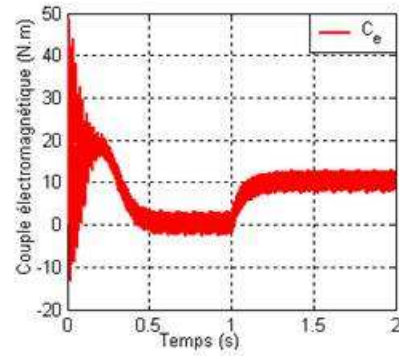
3.8.2 Conduite de la machine alimentée par l'onduleur à trois niveaux

Nous reprenons maintenant les mêmes essais précédents, mais cette fois ci avec onduleurs à trois niveaux réalisés par la technique MLI sinus triangle.

A. Evolution du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation



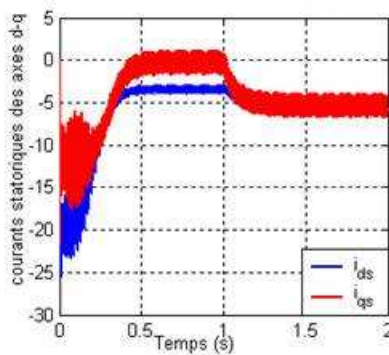
(a) :) : vitesse mécanique : Ω (rad/s)



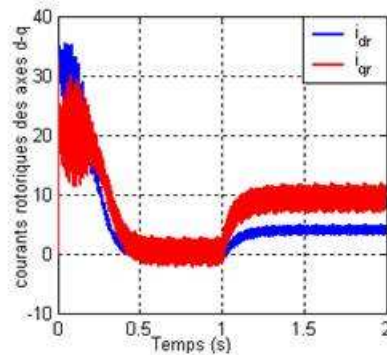
(b) : couple électromagnétique C_e (N.m)

Fig (3-17) : Couple électromagnétique et vitesse de rotation

B. Evolution des courants rotoriques et statoriques



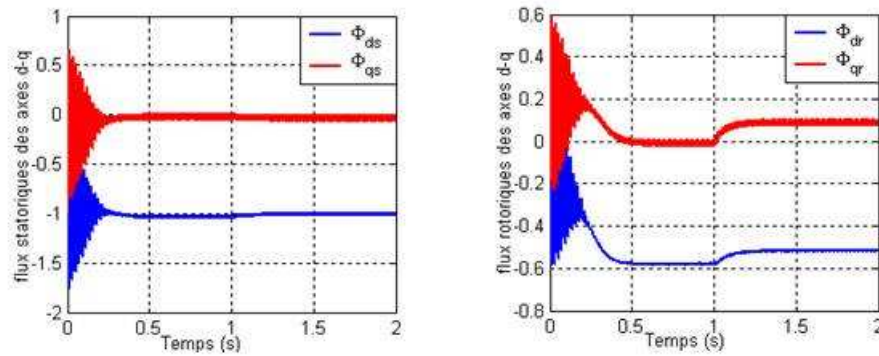
(a) : courants statoriques i_{ds} et i_{qs} (A)



(b) : courants rotoriques i_{dr} et i_{qr} (A)

Fig (3-18) : courants statoriques et rotoriques des axes d et q

C. Evolution des flux statoriques et rotoriques

(a) : Flux statoriques ϕ_{ds} et ϕ_{qs} (Wb)(b) : Flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} (Wb)Fig (3-19) : Flux statoriques et rotoriques des axes d et q

D. Evolution des courants de phase statorique et rotorique

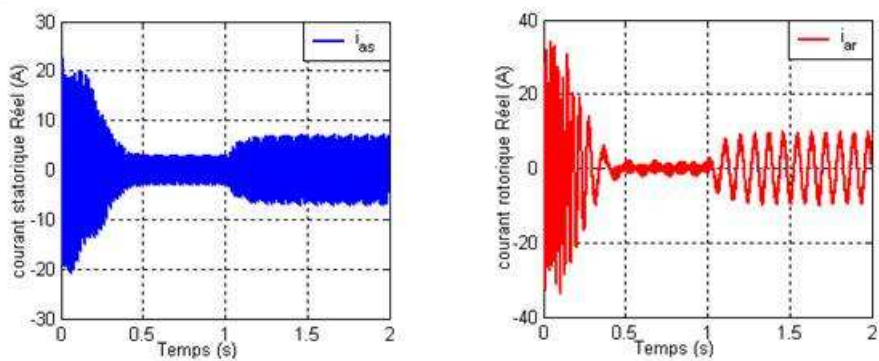
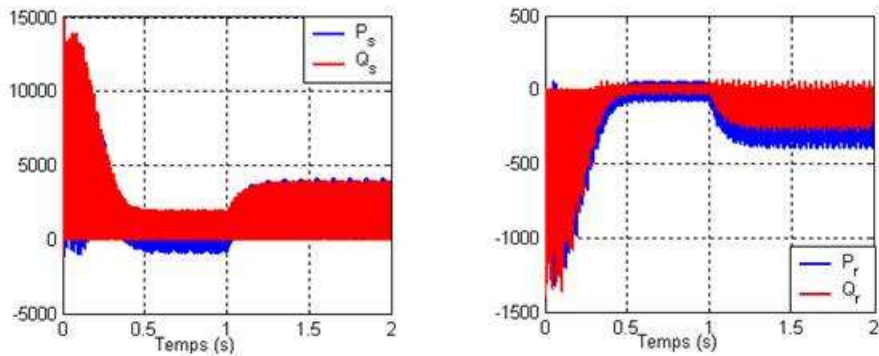
(a) : Courant statorique réel i_{as} (A)(b) : Courant statorique réel i_{ar} (A)

Fig (3-20) : Courants de phase statoriques et rotorique

E. Evolution des puissances actives et réactive statorique et rotorique



(a) : Puissances statoriques $P_s(w)$ et $Q_s(var)$

(b) : Puissances statoriques $P_r(w)$ et

$Q_r(var)$

Fig (3-21) : Puissances actives et réactives statorique et rotorique

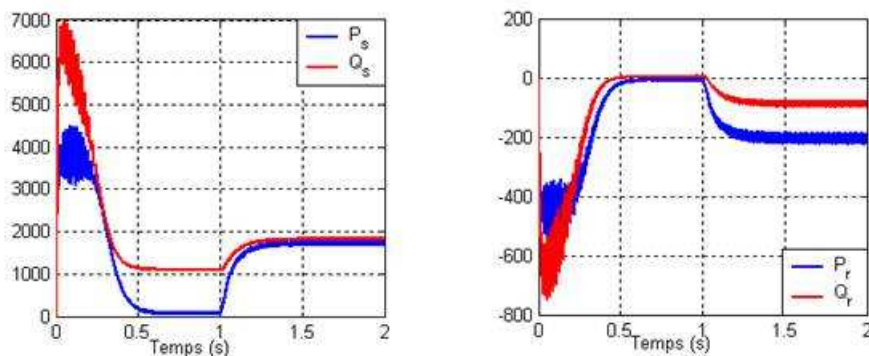


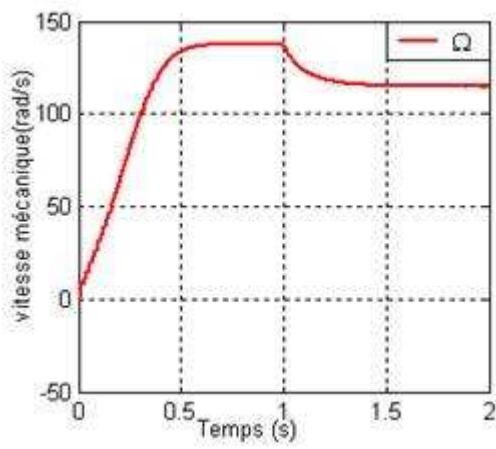
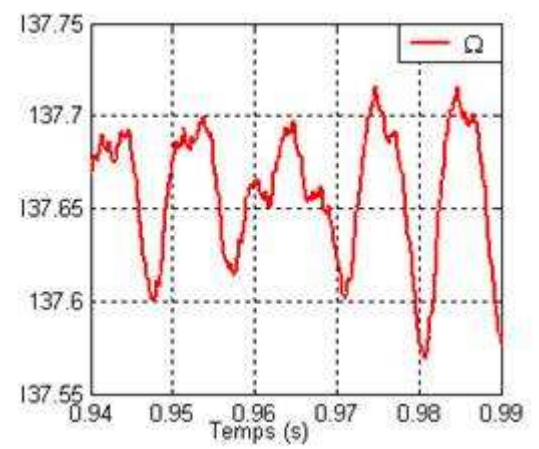
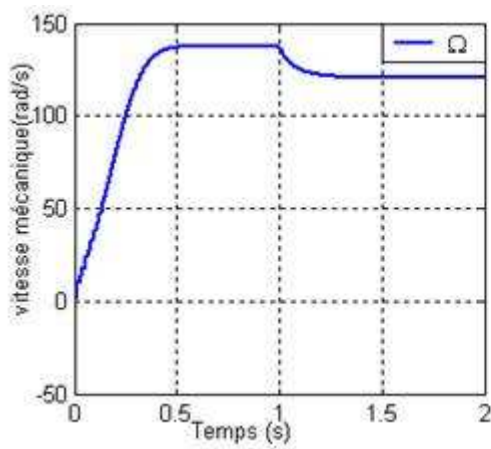
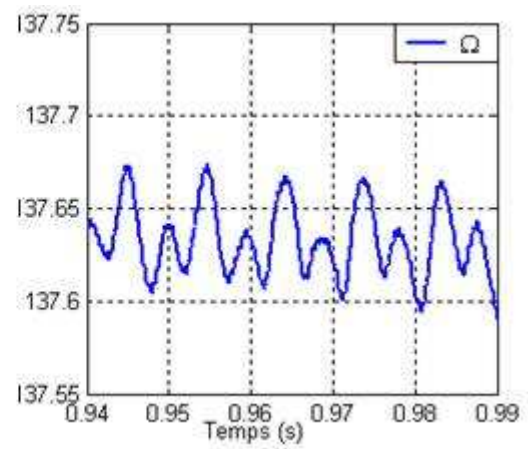
Fig (3-22) : Puissances actives et réactives statorique et rotorique filtrés

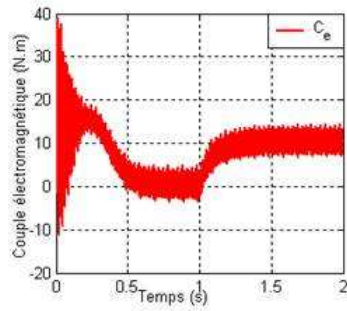
3.9 Comparaison entre les résultats obtenus par l'onduleur à deux niveaux et à trois niveaux

On remarque dès le premier coup d'œil que les résultats de la simulation sont nettement améliorées avec l'introduction de l'onduleur à trois niveaux.

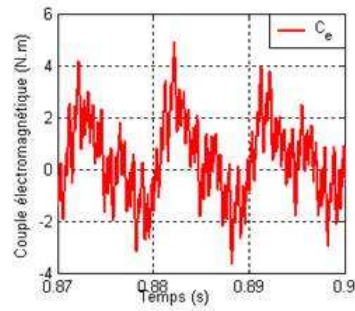
Dans les figures (3-23) et (3-24) on voit que la vitesse s'établit à sa valeur nominale sans dépassement avec une réponse dynamique plus rapide que celle réalisée avec onduleur à deux niveaux, et à l'instant où l'on applique le couple de charge, la chute de vitesse de l'onduleur à trois niveaux est nettement inférieure à celle de deux niveaux.

Les ondulations au niveau du couple électromagnétique Figure (3-25) et (3-26), et celles du courant statorique (Figure (3-27) et (3-28)) avec l'onduleur à trois niveaux sont plus faibles par rapport à celles de l'onduleur à deux niveaux, ce qui nous donne une performance dynamique plus proche à celle d'une machine alimentée par une tension sinusoïdale.

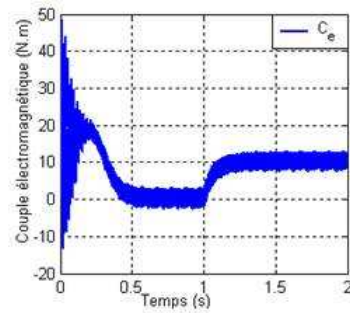
(a) : Vitesse mécanique Ω : (rad/s)(b) : Portion du vitesse mécanique Ω Fig (3-23) : L'allure de vitesse mécanique Ω et sa portion obtenue par onduleur à deux niveaux(a) : Vitesse mécanique Ω : (rad/s)(b) : Portion du vitesse mécanique Ω Fig (3-24) : L'allure de vitesse mécanique Ω et sa portion obtenue par onduleur à trois niveaux



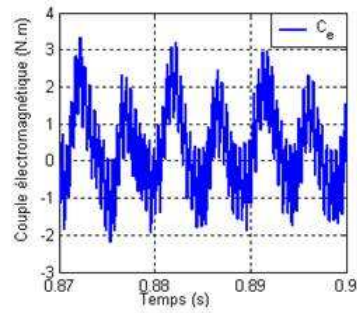
(a) : Couple électromagnétique



(b) : Portion du couple électromagnétique

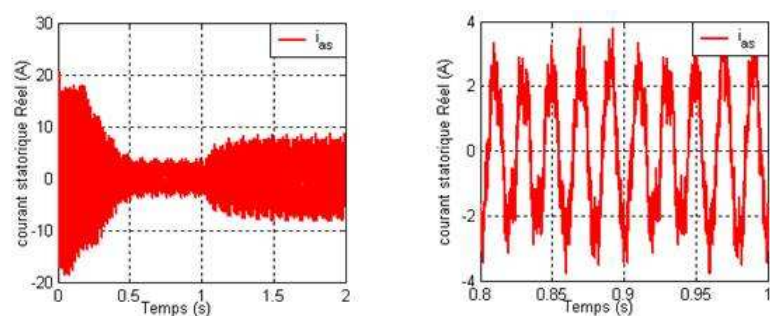
Fig (3-25) : L'allure du couple électromagnétique C_e et sa portion obtenue par onduleur à deux niveaux

(a) : Couple électromagnétique

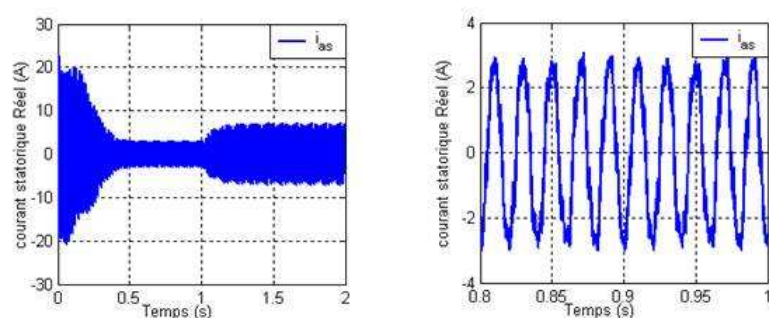


(b) : Portion du couple électromagnétique

Fig (3-26) : L'allure du couple électromagnétique C_{em} et sa portion obtenue par onduleur à trois niveaux

(a) : Courant de phase statorique $i_{as}(A)$

(b) : Portion du courant de phase statorique

Fig (3-27) : L'allure du courant de phase statorique i_{as} et sa portion obtenu par onduleur à deux niveaux(a) : Courant de phase statorique $i_{as}(A)$

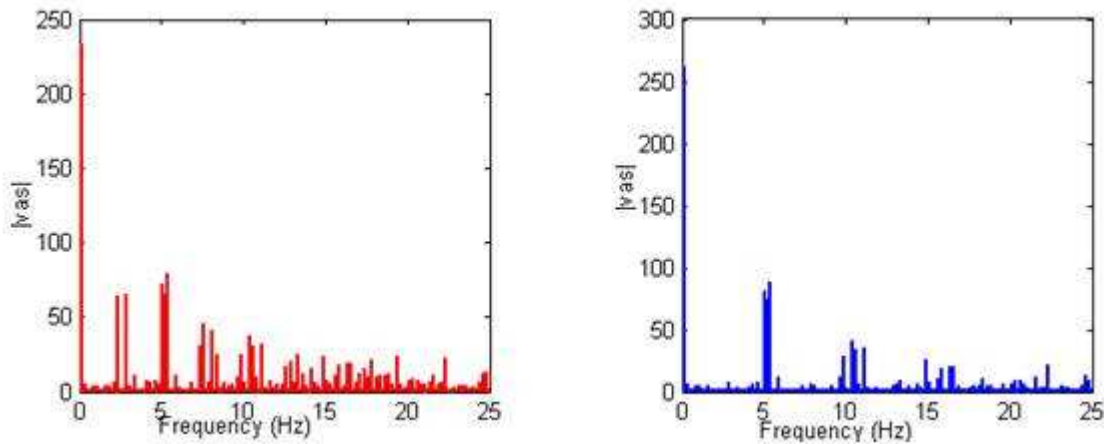
(b) : Portion du courant de phase statorique

Fig (3-28) : L'allure du courant de phase statorique i_{as} et sa portion obtenu par onduleur à trois niveaux

Un facteur important d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion des harmoniques de la tension de sortie (THD), défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur du fondamental de la tension.

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2;3} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

Deux niveaux	$THD (\%) = 0.8834$
Trois niveaux	$THD (\%) = 0.6128$



(a) : Cas de l'onduleur à deux niveaux

(b) : Cas de l'onduleur à trois niveaux

Fig (3-29) : : Analyse spectral par fft du signal de la tension de phase statorique vas

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'abord la structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux, et à trois niveaux à structure N.P.C. Ces onduleurs seront utilisés comme sources d'alimentation de la MADA.

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux l'élaboration du modèle de connaissance nous a permis de comprendre qu'en mode commandable, seule une commande complémentaire parmi les trois possibles a permis d'obtenir les trois niveaux de tension : u_c , $-u_c$, 0 .

Dans la seconde partie de ce chapitre, on a étudié la stratégie de commande des deux types d'onduleurs : la commande triangulo-sinusoïdale pour l'onduleur à deux niveaux, et la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ainsi que à deux porteuses bipolaires triangulaires pour l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C.

L'examen des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux montre que l'augmentation de l'indice de modulation "m" a pour effet de repousser les harmonique de tension de sortie vers les fréquences de rang supérieur, ce qui facilite leur filtrage par les inductances de la machine.

Chapitre 4

Commande vectorielle de la MADA

4.1 Introduction

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le vecteur de la F.M.M de l'induit forme un angle droit avec le vecteur du flux inducteur. Cet angle reste droit quelque soit la charge et la vitesse de rotation. Le couple est donc proportionnel au flux inducteur et au courant d'induit. Ainsi, si nous maintenons le flux inducteur constant (comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation constante), le couple est directement proportionnel au courant d'induit. Ceci justifie les bonnes performances dynamiques de la machine à courant continu [21] , [22] .

Dans une machine asynchrone MADA, l'angle entre le champ tournant statorique et le champ tournant rotorique varie en fonction de la charge et de la vitesse de glissement, ce qui provoque des interactions complexes et des réponses oscillatoires. Blaschke et Hasse ont proposé une méthode, dite *commande vectorielle* , permettant d'obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu [23] , [24] . A cet effet, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple. On décompose donc le courant statorique en deux composantes i_{ds} et i_{qs} de telle sorte que i_{ds} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique. A flux rotorique constant, le couple dépend uniquement du courant i_{qs} .

4.2 Principe de la commande vectorielle à flux orienté

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif, dont le principe de base nous ramène à une notion élémentaire et importante de l'électromagnétisme. A savoir ; la force exercée sur un conducteur, parcouru par un courant et soumis à un champ magnétique, est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte, évidemment, que l'amplitude de cette force sera maximale lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ [9] .

4.2.1 Couple électromagnétique d'une MADA

Après utilisation de la transformation de PARK sur l'équation (2.10), on aboutit à l'expression :

$$C_{em} = pL_m(i_{dr}i_{qs} - i_{ds}i_{qr}) \quad (4.1)$$

En utilisant les expressions (2.16) et (2.17), d'autres expressions du couple électromagnétique peuvent être obtenues :

$$C_{em} = p\frac{L_m}{L_r}(\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) \quad (4.2)$$

$$C_{em} = p\frac{L_m}{L_s}(\phi_{qs}i_{dr} - \phi_{ds}i_{qr}) \quad (4.3)$$

4.2.2 Couple électromagnétique d'une MCC

$$C_{em} = K\phi_e i_a = K' i_e i_a \quad (4.4)$$

Ou

ϕ_e : Flux d'inducteur,

i_e : Courant d'inducteur,

i_a : Courant d'induit

L'approche de la commande vectorielle dite aussi 'commande à flux orienté' permet donc de modéliser la machine asynchrone doublement alimentée (MADA) comme une machine à courant continu, c'est-à-dire réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, où il y a un découplage naturel entre la grandeur contrôlant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent.

On peut schématiser ce principe comme suit :

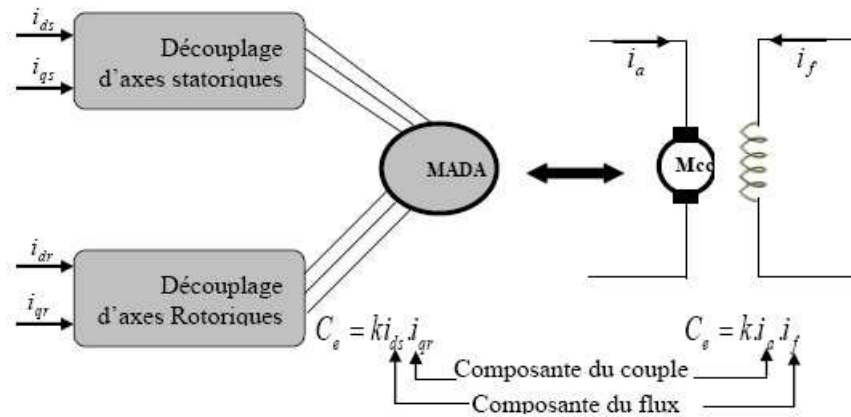


Fig (4-1) : Exemple du principe de la commande vectorielle (orientation du flux rotorique)

Remarque (4.1) : Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans notre travail, nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en oeuvre par rapport aux autres.

4.2.3 Orientation du flux rotorique

Dans la machine asynchrone à double alimentation, le principe d'orientation consiste à aligner le flux rotorique suivant l'axe direct du repère de Park [25]. Il est illustré sur la figure (4.2).

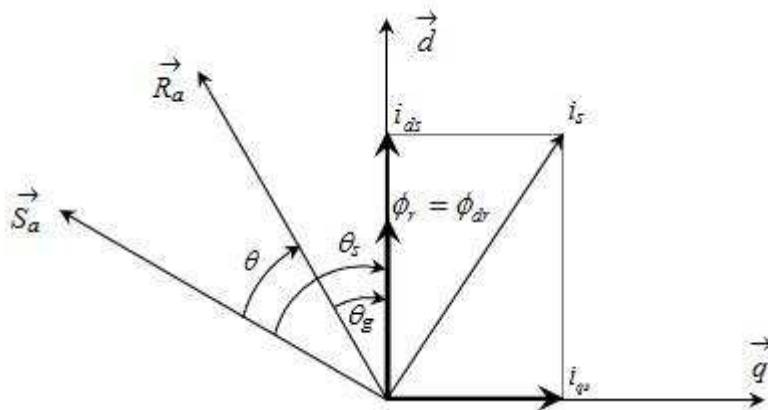


Fig (4-2) : Principe d'orientation du flux rotorique

4.2.4 Possibilité d'orientation de flux

Il existe trois choix possibles pour l'orientation du flux selon l'axe direct d du repère tournant :

- Orientation du flux rotoriques :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

- Orientation du flux statorique :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \phi_s \\ \phi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

- Orientation du flux magnétisant (d'entrefer) :

$$\begin{cases} \phi_{dm} = \phi_r \\ \phi_{qm} = 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

4.2.5 Remarque sur la commande Vectorielle de la MADA

Les équations générales de la machine asynchrone doublement alimentée (2.15) et (2.16) sont :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (4.8)$$

Et

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Afin de réaliser la loi de commande, nous choisissons d'orienter le flux rotorique suivant l'axe "d" :

Par conséquent nous obtenons :

$$\phi_{dr} = \phi_r \text{ et } \phi_{qr} = 0$$

Il vient alors :

$$\phi_{qr} = 0 \implies \begin{cases} i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \\ i_{qs} = -\frac{L_r}{L_m} i_{qr} \end{cases} \quad (4.10)$$

Une relation entre la composante en quadrature du flux statorique et le courant i_{qr} peut être formulée, et une relation entre le couple électromagnétique et ce même courant s'écrit comme ci-dessous :

$$\phi_{qs} = -\sigma \frac{L_s L_r}{L_m} i_{qr} \quad (4.11)$$

$$C_{em} = p(i_{dr}\phi_{qr} - i_{qr}\phi_{dr}) = -p i_{qr}\phi_{dr} \quad (4.12)$$

Ainsi les équations (4.10), (4.11) et (4.12) permettent, pour un point de fonctionnement défini par un couple électromagnétique C_{em} , de réguler les courants i_{qs} et i_{qr} . La magnétisation de la machine permet d'imposer le module du flux rotorique. Elle peut être réalisée de différentes manières :

- Soit par le stator seul :

$$i_{dr} = 0 \implies \phi_{dr} = L_m i_{ds} \quad (4.13)$$

La première magnétisation (avec une orientation du flux rotorique) possède l'avantage de fonctionner à un facteur de puissance unitaire au rotor. Ceci sous-entend alors que c'est au convertisseur du stator de fournir la totalité de l'énergie réactive nécessaire à la MADA.

- Soit par le rotor seul :

$$i_{ds} = 0 \implies \phi_{dr} = L_r i_{dr} \quad (4.14)$$

La seconde magnétisation, accompagnée d'une orientation du flux statorique, permet de fonctionner à facteur de puissance unitaire au stator. Le convertisseur du rotor fournit la totalité de la puissance réactive à la machine.

En orientant le flux rotorique, il n'est plus possible d'avoir un facteur de puissance unitaire dans l'une des deux armatures.

- Soit de façon mixte à la fois par le stator et par le rotor :

$$\phi_{ds} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (4.15)$$

Cette dernière permet de partager l'énergie réactive fournie à la machine entre le convertisseur du stator et celui du rotor. Dans ce cas, il n'est plus possible aussi d'avoir un facteur de puissance unitaire dans l'une des deux armatures, quel que soit le flux à orienter. L'inconvénient de cette façon de magnétiser la machine, réside au niveau d'un fonctionnement défaillant de la machine où la magnétisation par une seule armature présente plus de souplesse dans la reconfiguration du mode de fonctionnement.

4.3 Mise en oeuvre de la commande vectorielle de la MADA

4.3.1 Mise en évidence du découplage entre les axes $d - q$

La théorie avancée de la machine asynchrone à double alimentation est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes électriquement perpendiculaires appelés (d) pour l'axe direct, et (q) pour l'axe en quadrature. Nous considérons comme variables d'état les courants statoriques et rotoriques i_{ds}, i_{qs}, i_{dr} et (i_{qr}), et la vitesse électrique de rotation ω . Le modèle de la machine dans le repère (d, q) tournant à la vitesse de synchronisme ω_s est donné par l'équation (4.16).

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{ds} + (\omega_s \sigma + (1 - \sigma)\omega) L_s i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{dr} + \omega L_m i_{qr} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} (v_{ds} - \frac{L_m}{L_r} v_{dr}) \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-(\omega_s \sigma + (1 - \sigma)\omega) L_s i_{ds} - R_s i_{qs} - \omega L_m i_{dr} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qr} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} (v_{qs} - \frac{L_m}{L_r} v_{qr}) \\
 \frac{di_{dr}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_r} \left(\frac{L_m R_s}{L_s} i_{ds} - \frac{1}{L_m} i_{qs} \omega - R_r i_{dr} + (\omega_s \sigma + \omega) i_{qr} \right) + \frac{1}{\sigma L_r} (v_{dr} - \frac{L_m}{L_s} v_{ds}) \\
 \frac{di_{qr}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_r} \left(\omega L_m i_{ds} + \frac{L_m R_s}{L_s} i_{qs} - (\omega_s \sigma + \omega) L_r i_{dr} - R_r i_{qr} \right) + \frac{1}{\sigma L_r} (v_{qr} - \frac{L_m}{L_s} v_{qs}) \\
 \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qs} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{F}{J} \omega
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Pour obtenir un système mono entrée - mono sortie suivant les axes " d " et " q ", définissons les tensions intermédiaires suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds,c} = v_{ds} - \frac{L_m}{L_r} v_{dr} \\ v_{dr,c} = v_{dr} - \frac{L_m}{L_s} v_{ds} \end{cases} \tag{4.17}$$

$$\begin{cases} v_{qs,c} = v_{qs} - \frac{L_m}{L_r} v_{qr} \\ v_{qr,c} = v_{qr} - \frac{L_m}{L_s} v_{qs} \end{cases} \tag{4.18}$$

Alors, le modèle (4.16) devient :

$$\begin{aligned}
\frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{ds} + (\omega_s \sigma + (1 - \sigma) \omega) L_s i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{dr} + \omega L_m i_{qr} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds,c} \\
\frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-(\omega_s \sigma + (1 - \sigma) \omega) L_s i_{ds} - R_s i_{qs} - \omega L_m i_{dr} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qr} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs,c} \\
\frac{di_{dr}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_r} \left(\frac{L_m R_s}{L_s} i_{ds} - \frac{1}{L_m} i_{qs} \omega - R_r i_{dr} + (\omega_s \sigma + \omega) i_{qr} \right) + \frac{1}{\sigma L_r} v_{dr,c} \\
\frac{di_{qr}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_r} \left(\omega L_m i_{ds} + \frac{L_m R_s}{L_s} i_{qs} - (\omega_s \sigma + \omega) L_r i_{dr} - R_r i_{qr} \right) + \frac{1}{\sigma L_r} v_{qr,c} \\
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qs} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{F}{J} \omega
\end{aligned} \tag{4.19}$$

Avec les tension ($v_{ds,c}, v_{qs,c}, v_{dr,c}, v_{qr,c}$) comme variables de commande.

Les tensions de commande de Park ($v_{ds}, v_{qs}, v_{dr}, v_{qr}$) peuvent être déduites à partir des tensions de commande ($v_{ds,c}, v_{qs,c}, v_{dr,c}, v_{qr,c}$) par la relation suivante :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{1}{\sigma} \left(v_{ds,c} - \frac{L_m}{L_r} v_{dr,c} \right) \\ v_{dr} = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{L_m}{L_s} v_{ds,c} + v_{dr,c} \right) \end{cases} \tag{4.20}$$

$$\begin{cases} v_{qs} = \frac{1}{\sigma} \left(v_{qs,c} + \frac{L_m}{L_r} v_{qr,c} \right) \\ v_{qr} = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{L_m}{L_s} v_{qs,c} + v_{qr,c} \right) \end{cases} \tag{4.21}$$

A partir des équations de (4.18), on obtient les équations de commande suivant :

$$\begin{aligned}
v_{ds,c} &= R_s (\sigma T_s s + 1) i_{ds} - \left(\frac{L_m R_r}{L_r} i_{dr} + (\omega_s \sigma - \omega(\sigma - 1)) L_s i_{qs} + \omega L_m i_{qr} \right) \\
v_{qs,c} &= R_s (\sigma T_s s + 1) i_{qs} - \left(\frac{L_m R_r}{L_r} i_{qr} + (\omega_s \sigma - \omega(\sigma - 1)) L_s i_{ds} - \omega L_m i_{dr} \right) \\
v_{dr,c} &= R_r (\sigma T_r s + 1) i_{dr} - \left(\frac{L_m R_s}{L_s} i_{ds} + \frac{\sigma - 1}{L_m} \omega L_r L_s i_{qs} + \frac{\omega_s \sigma - \omega}{L_s} i_{qr} \right) \\
v_{qr,c} &= R_r (\sigma T_r s + 1) i_{qr} - \left(\frac{L_m R_s}{L_s} i_{qs} - (\omega_s \sigma + \omega) L_r i_{dr} - \omega L_m i_{ds} \right)
\end{aligned} \tag{4.22}$$

4.3.2 Commande vectorielle de la MADA avec découplage par compensation

Afin d'éviter ce couplage entre les quatre équations de (4.22), nous utilisons une méthode de compensation qui a pour but d'annuler les termes croisés et les termes non-linéaires. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courants pour obtenir les tensions de références

nécessaires pour le réglage [26]. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient en relation du premier ordre avec les courants correspondants.

Le modèle (4.22) peut être ré-exprimé sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{ds,c} = R_s \left(1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right) i_{ds} + F_{ds} \\ v_{qs,c} = R_s \left(1 + T_s \frac{d}{dt} \right) i_{qs} + F_{qs} \\ v_{dr,c} = R_r \left(1 + T_r \frac{d}{dt} \right) i_{dr} + F_{dr} \\ v_{qr,c} = R_r \left(1 + T_r \frac{d}{dt} \right) i_{qr} + F_{qr} \end{cases} \quad (4.23)$$

Avec :

$$\begin{cases} F_{ds} = -\frac{L_m R_r}{L_r} i_{dr} - \omega_s \phi_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_{qr} \\ F_{qs} = -\frac{L_m R_r}{L_r} i_{qr} + \omega_s \phi_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (4.24)$$

$$\begin{cases} F_{dr} = -\frac{L_m R_s}{L_s} i_{ds} - \omega_r \phi_{qr} + \frac{L_m}{L_s} \omega_s \phi_{qs} \\ F_{qr} = -\frac{L_m R_s}{L_s} i_{qs} + \omega_r \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_s} \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (4.25)$$

Définissons quatre nouvelles variables de commande $v_{ds,1}, v_{qs,1}, v_{dr,1}, v_{qr,1}$

$$\begin{cases} v_{ds,c} = v_{ds,1} + F_{ds} \\ v_{qs,c} = v_{qs,1} + F_{qs} \\ v_{dr,c} = v_{dr,1} + F_{dr} \\ v_{qr,c} = v_{qr,1} + F_{qr} \end{cases} \quad (4.26)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{ds,1} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} \\ v_{qs,1} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \\ v_{dr,1} = \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} \\ v_{qr,1} = \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (4.27)$$

Les dernières expressions (4.24)-(4.25) sont appelées termes de couplage. Ces termes dépendent des paramètres de la machine, des courants statoriques et rotoriques (des grandeurs à réguler), de

termes couplés contenant les pulsations statoriques et rotoriques ainsi que les composantes du flux rotoriques et statoriques. Afin qu'on puisse définir les fonctions de transfert de chaque grandeur, il est indispensable de procéder à la compensation de ces termes de couplage. Nous pouvons alors représenter le modèle (4.27) de la machine par le schéma bloc (4-3) suivant :

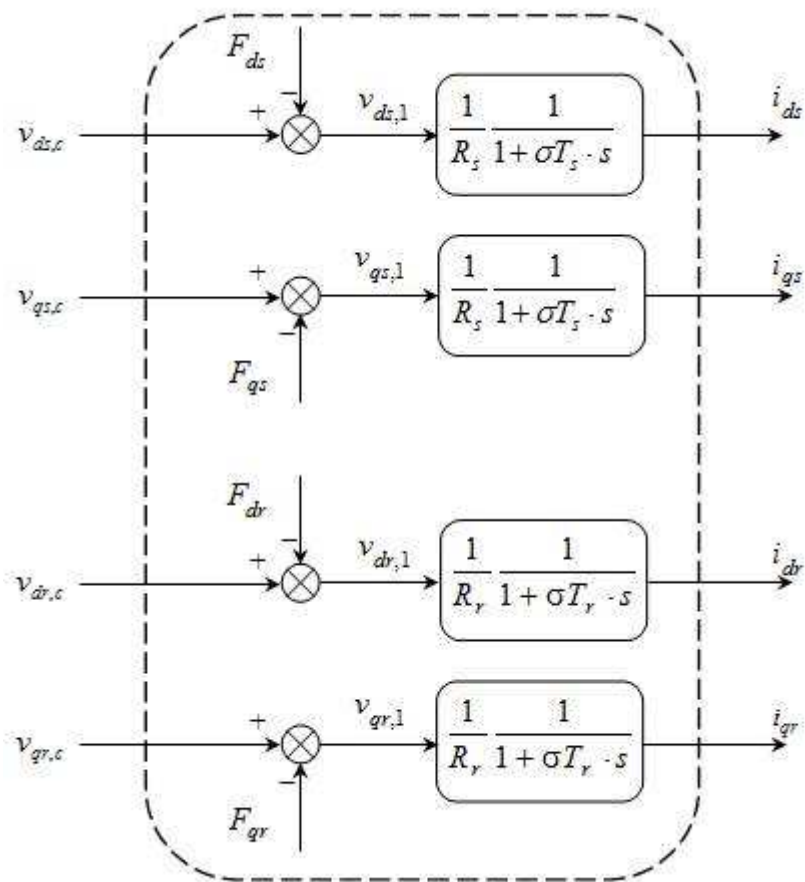


Fig (4-3) : Modèle réduit de la machine MADA

Les termes F_{ds} , F_{qs} , F_{dr} et F_{qr} correspondent aux termes de couplage entre les axes (d) et (q). La solution proposée consiste à ajouter des tension identiques mais de signes opposés à la sortie des correcteurs de courants de manière à séparer les boucles de régulation d'axes (d) et (q) comme le montre la figure (4-4).

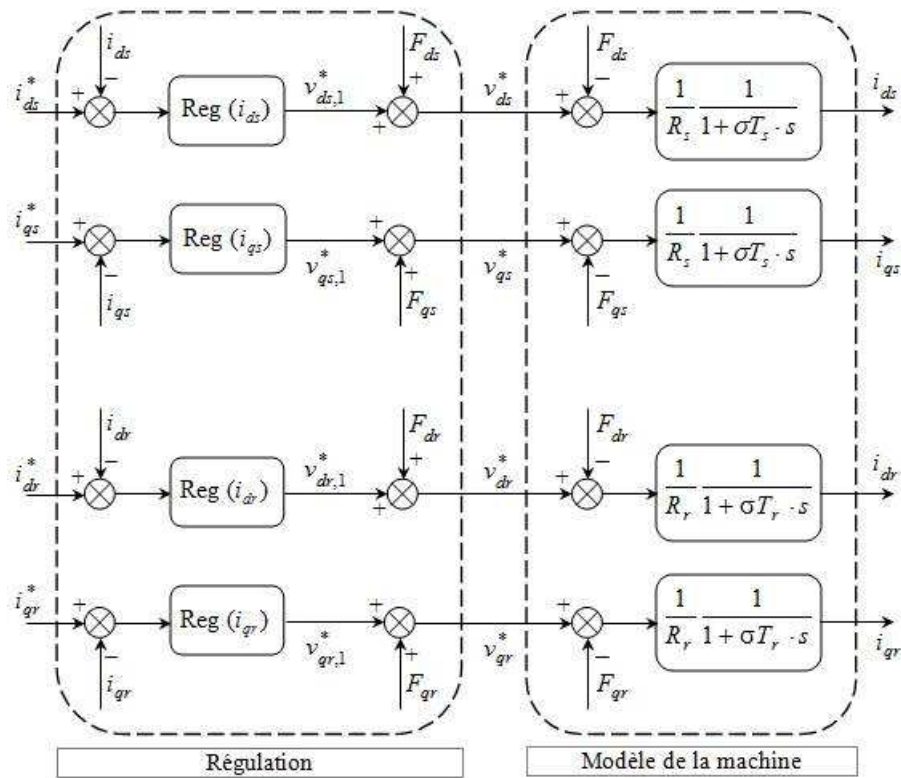
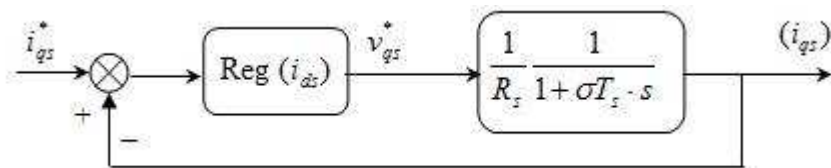
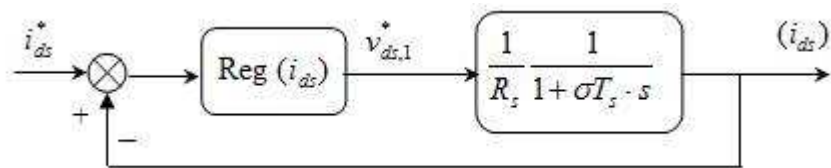
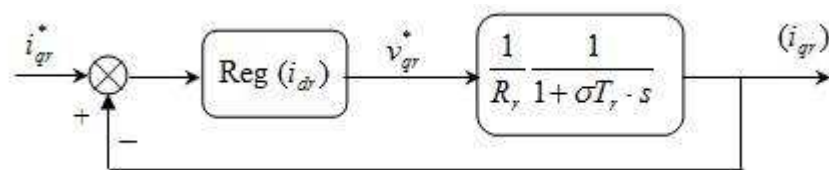
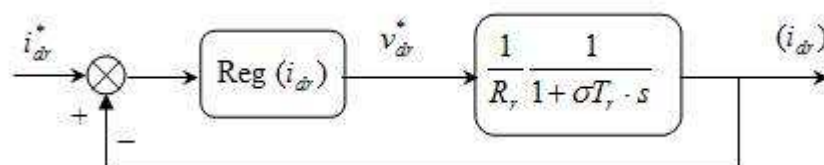


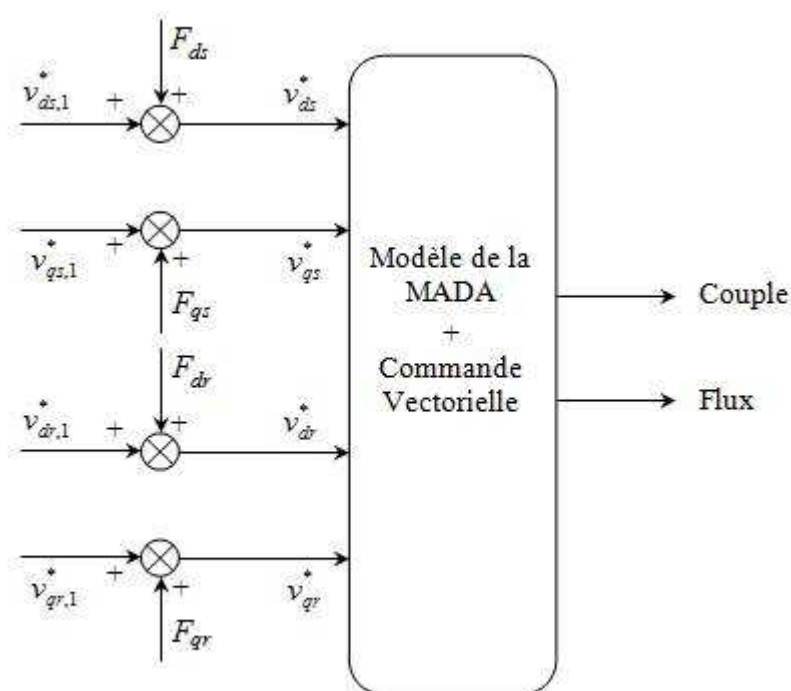
Fig (4-4) : Découplage par addition des termes de compensation

Nous aboutissons alors aux schémas blocs simples et identiques pour les deux axes :

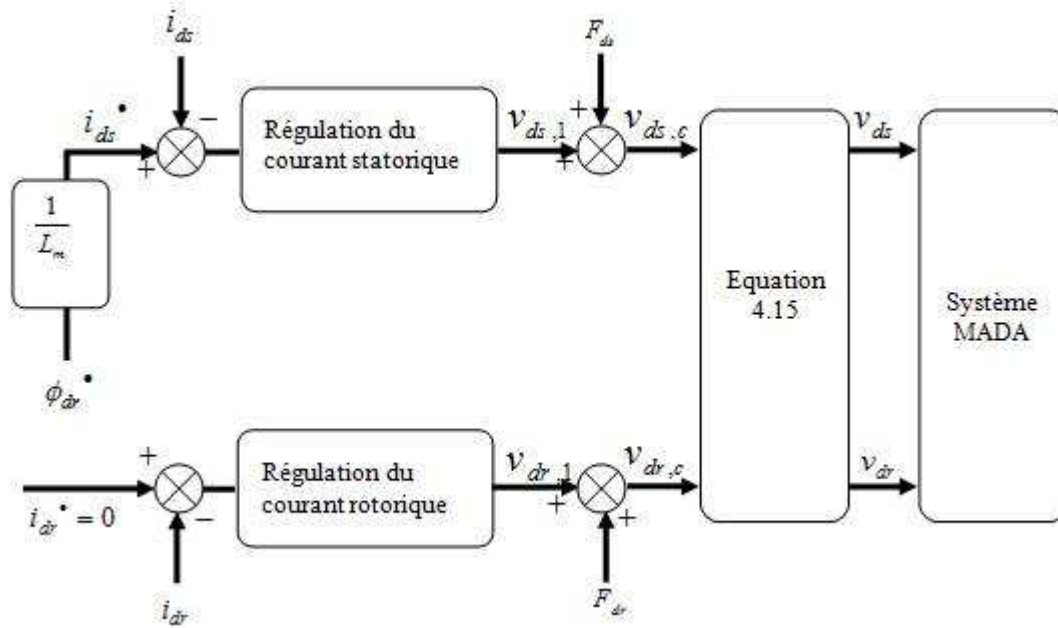
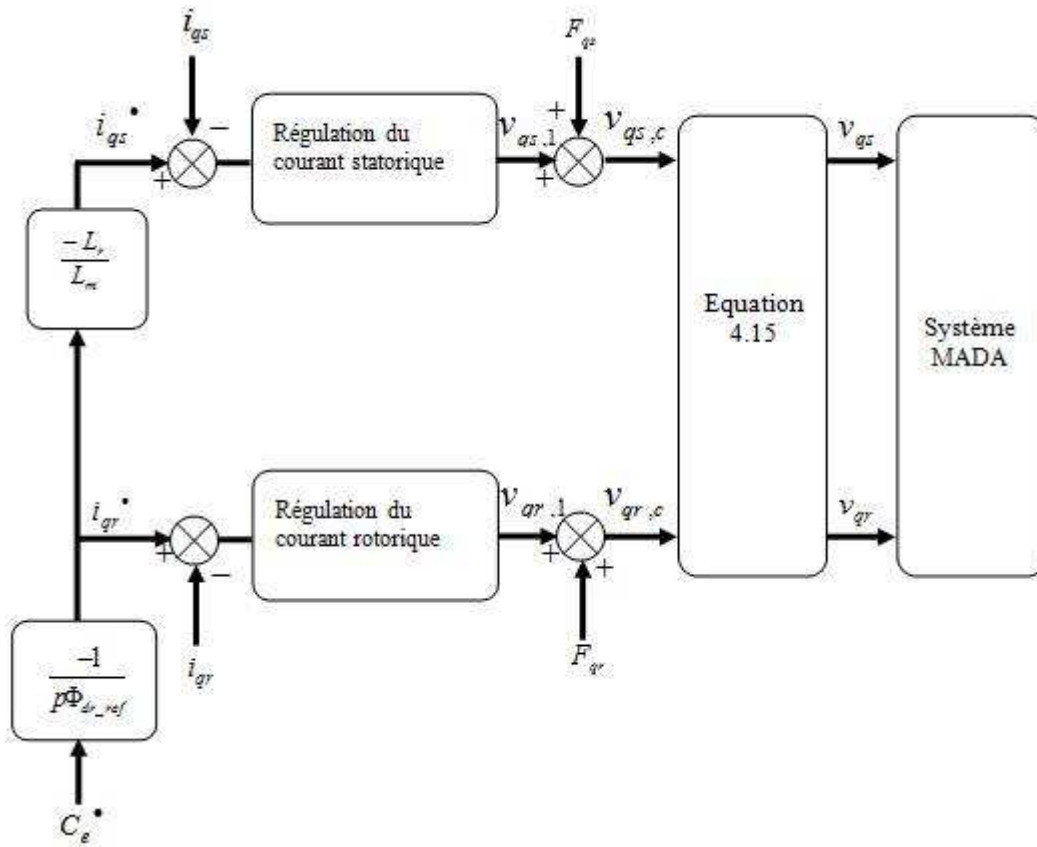
Fig (4-5) : Boucle de régulation du courant i_{qs} après découplage.Fig (4-6) : Boucle de régulation du courant i_{ds} après découplage.

Fig (4-7) : Boucle de régulation du courant i_{dr} après découplage.Fig (4-8) : Boucle de régulation du courant i_{qr} après découplage.

Les tensions v_{ds}, v_{qs}, v_{dr} et v_{qr} sont alors reconstituées à partir des tensions $v_{ds,1}, v_{qs,1}, v_{dr,1}$ et $v_{qr,1}$. Nous obtenons ainsi le schéma bloc de la figure (4-9).

Fig (4-9) : Reconstitution des tensions v_{ds}, v_{qs}, v_{dr} et v_{qr}

Ainsi la structure de la régulation des courants est représentée sur les figures (4-10) et (4-11) :

Fig (4-10) : Régulations des courants statoriques et rotoriques de l'axe d Fig (4-11) : Régulations des courants statoriques et rotoriques de l'axe q

4.3.3 Détermination des grandeurs références des courants

Pour obtenir des courants des références on utilise les équations liant les flux et les courants suivants :

$$\begin{aligned}\phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs}\end{aligned}\quad (4.28)$$

En appliquant le principe d'orientation du flux rotorique et du facteur de puissance unitaire au rotor :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases}\quad (4.29)$$

Et

$$i_{dr} = 0 \quad (4.30)$$

On obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_m i_{qs} \end{cases}\quad (4.31)$$

D'autre part, l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \phi_{dr} \quad (4.32)$$

Pour réaliser la commande vectorielle, On impose les grandeurs de référence suivantes :

C_{em}^* et ϕ_{dr}^* . En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence C_{em}^* et du flux de référence, les courants de référence i_{ds}^* , i_{qs}^* et i_{qr}^* se déduisent directement par le biais des équations (4.33), soit :

$$\begin{aligned}
i_{ds}^* &= \frac{1}{L_m} \phi_{dr}^* \\
i_{qs}^* &= \frac{L_r}{p L_m \phi_{dr}^*} C_{em}^* \\
i_{qr}^* &= \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^* = -\frac{C_{em}^*}{p \phi_{dr}^*}
\end{aligned} \tag{4.33}$$

En résumé, les grandeurs de références des courants statoriques et rotoriques, à réguler, seront :

$$\begin{cases}
i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \phi_{dr}^* \\
i_{qs}^* = \frac{L_r}{p L_m \phi_{dr}^*} C_{em}^* \\
i_{dr}^* = 0 \\
i_{qr}^* = -\frac{1}{p \phi_{dr}^*} C_{em}^*
\end{cases} \tag{4.34}$$

4.3.4 Schéma de détermination des grandeurs références des courants

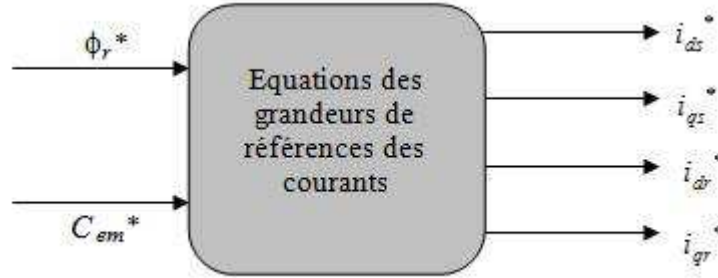


Fig (4-12) : Grandeurs de références des courants

4.4 Calcul des correcteurs

Pour le système de réglage, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

Pour les réglages industriels, quelques structures de base sont introduites, comme le réglage classique ; le réglage d'état, le réglage par le mode de glissement et le réglage en cascade. Dans le cas de notre étude nous présentons le réglage classique avec le régulateur PI qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

4.4.1 Correcteur du courant i_{qs}^*

Le correcteur du courant en quadrature fournit la tension $v_{qs,1}$ nécessaire au maintien du couple à sa valeur de référence. Suivant la figure (4-13), la fonction de transfert $\frac{i_{qs}}{v_{qs,1}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{qs}}{v_{qs,1}} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \sigma T_s \cdot s} \quad (4.35)$$

La boucle de régulation du courant i_{qs} est représentée par la figure (4-13).

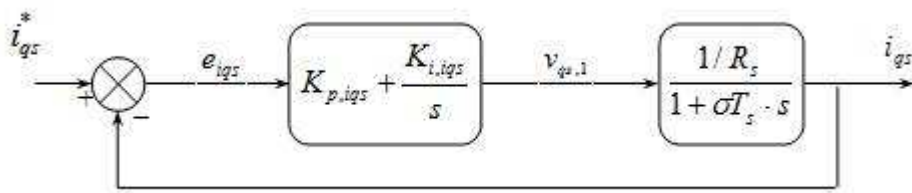


Fig (4-13) : Schéma bloc de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_s R_s} (k_{p,iq} \cdot s + K_{i,iq})}{s^2 + s \left(\frac{1 + \frac{k_{p,iq}}{R_s}}{\sigma T_s} \right) + \frac{K_{i,iq}}{\sigma T_s R_s}} \quad (4.36)$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (4.36) est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative. Pour avoir plus de souplesse dans le choix des dynamiques de régulation, nous utilisons le faisceau de courbes présenté à l'annexe (C), pour lequel le dénominateur des fonctions de transfert correspondantes est de la forme :

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (4.37)$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres du correcteur, en fonction de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_0 . Par identification entre les équations (4.35) et (4.36), nous obtenons les paramètres suivants du correcteur PI :

	$K_{p,iq}$	$K_{i,iq}$
Correcteur PI	$(2\xi\omega_0\sigma T_s - 1)R_s$	$\omega_0^2\sigma T_s R_s$

Tab (4-1) : Paramètres du correcteur du courant d'axe en quadrature

4.4.2 Correcteur du courant i_{ds}

Le correcteur du courant direct fournit la tension $v_{ds,1}$ nécessaire au maintien du flux à sa valeur de référence. D'après la figure (4-14), la fonction de transfert $\frac{i_{sd}}{v_{ds,1}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{sd}}{v_{ds,1}} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \sigma T_s \cdot s} \quad (4.38)$$

La boucle de régulation du courant i_{ds} est représentée par la figure (4-14).

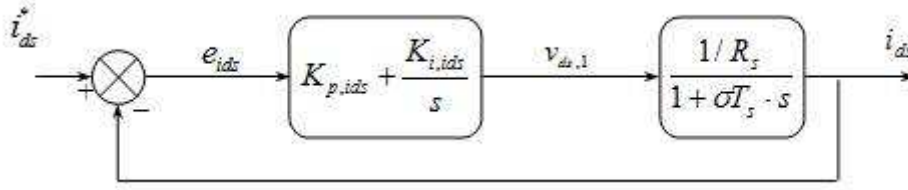


Fig (4-14) : Schéma bloc de régulation du courant i_{ds}

Les mêmes calculs effectués pour le correcteur du courant i_{qs} sont appliqués à ce correcteur. Les paramètres du correcteur sont donc les mêmes. Ils sont donnés par :

	$K_{p,id}$	$K_{i,id}$
Correcteur PI	$(2\xi\omega_0\sigma T_s - 1)R_s$	$\omega_0^2\sigma T_s R_s$

Tab (4-2) : Paramètres du correcteur du courant d'axe direct

4.4.3 Correcteur du courant i_{qr}

Le correcteur du courant en quadrature fournit la tension $v_{qr,1}$ nécessaire au maintien du couple à sa valeur de référence.

Suivant la figure (4-15), la fonction de transfert $\frac{i_{qr}}{v_{qr,1}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{qr}}{v_{qr,1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r \cdot s} \quad (4.39)$$

La boucle de régulation du courant i_{qr} est représentée par la figure (4-15).

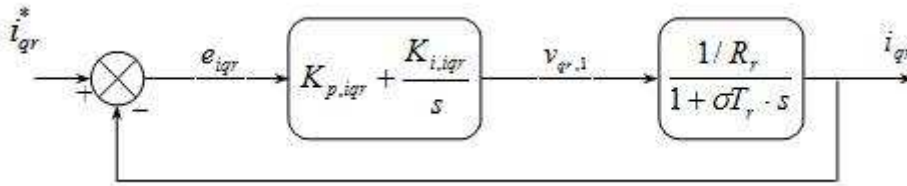


Fig (4-15) : Schéma bloc de régulation du courant i_{qr}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{i_{qr}}{i_{qr}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_r R_r} (k_{p,iq} \cdot s + K_{i,iq})}{s^2 + s \left(\frac{1 + \frac{k_{p,iq}}{R_r}}{\sigma T_r} \right) + \frac{K_{i,iq}}{\sigma T_r R_r}} \quad (4.40)$$

Le même travail précédent dans cette partie

	$K_{p,id}$	$K_{i,id}$
Correcteur PI	$(2\xi\omega_0\sigma T_r - 1)R_r$	$\omega_0^2\sigma T_r R_r$

Tab (4-3) : Paramètres du correcteur du courant d'axe en quadrature

4.4.4 Correcteur du courant i_{dr}

Le correcteur du courant direct fournit la tension $v_{dr,1}$ nécessaire au maintien du flux à sa valeur de référence, la fonction de transfert $\frac{i_{dr}}{v_{dr,1}}$ et donnée par :

$$\frac{i_{dr}}{v_{dr,1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r \cdot s} \quad (4.41)$$

La boucle de régulation du courant i_{dr} est représentée par la figure (4-16).

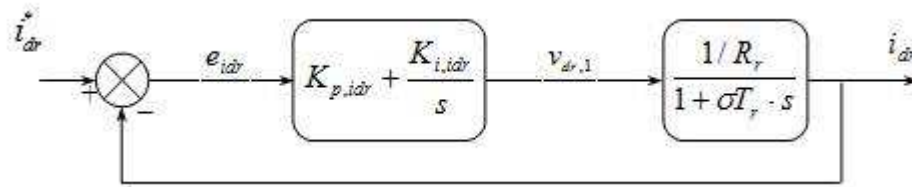


Fig (4-16) : Schéma bloc de régulation du courant i_{dr}

Les mêmes calculs effectués pour le correcteur du courant i_{qr} sont appliqués à ce correcteur. Les paramètres du correcteur sont donc les mêmes. Ils sont donnés par :

	$K_{p,id}$	$K_{i,id}$
Correcteur PI	$(2\xi\omega_0\sigma T_r - 1)R_r$	$\omega_0^2\sigma T_r R_r$

Tab (4-4) : Paramètres du correcteur du courant d'axe direct

4.4.5 Test de découplage

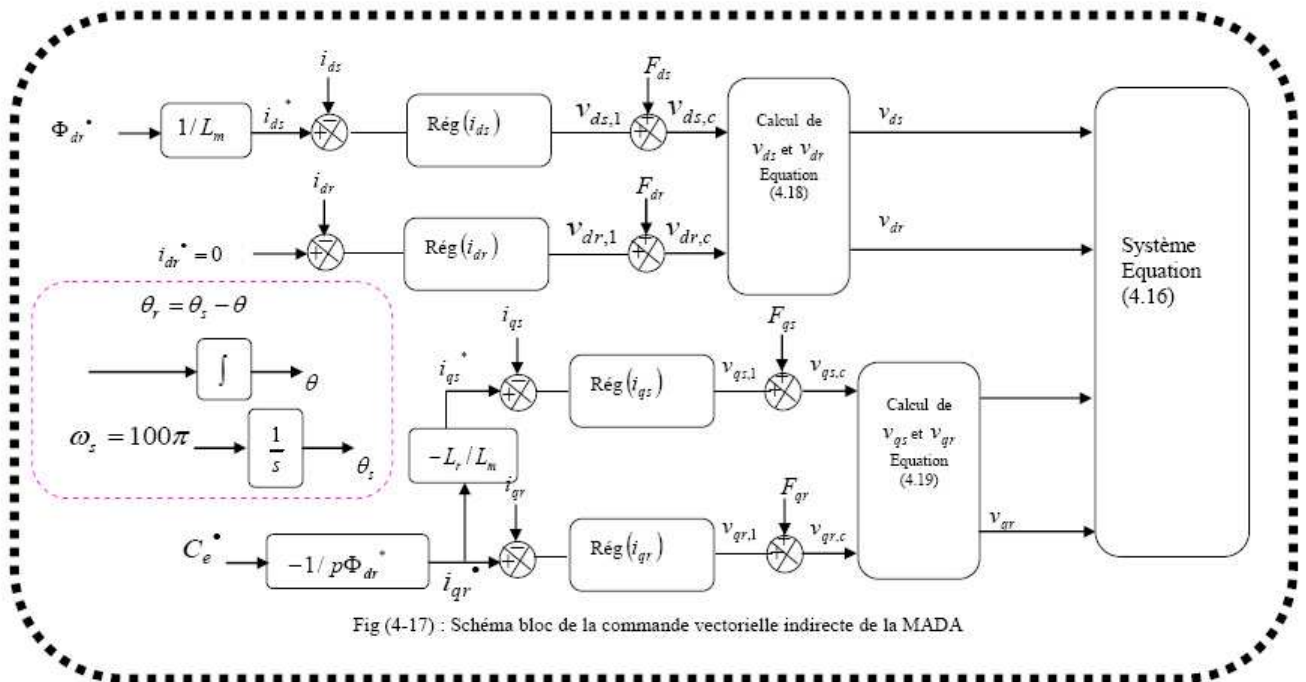
Pour vérifier l'efficacité de la méthode de découplage ainsi présentée (découplage par compensation), nous avons procédé à la simulation numérique de la commande vectorielle indirecte. Pour

ces simulations, nous avons supposé, provisoirement, que toutes les variables d'état et de sortie de la machine sont accessibles.

Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension. Les paramètres des correcteurs PI utilisés au schéma de principe de figure (4-17) sont résumés dans le tableau (4.5).

Boucle de régulation	Choix de pôles		Paramètres du correcteur PI	
	ω_0	ξ	K_p	K_i
Courants (i_{ds}, i_{qs})	300	1.25	23.1659	2.989
Courants (i_{dr}, i_{qr})	300	1.25	7.1039	1.0541

Tab (4-5) : Paramètres des correcteurs PI de la commande vectorielle



4.4.6 Résultats de simulation

Afin de montrer la qualité du découplage entre le flux rotorique ϕ_r et le couple électromagnétique C_{em} , nous avons illustré, dans la figure (4-18), les réponses du couple C_{em} , des courants statoriques et rotoriques ($i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$) et des flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}). Nous remarquons que le flux rotorique est réglé à sa valeur de référence (valeur nominale). Le couple suit sa valeur de référence, et il reste proportionnel au courant i_{qs} .

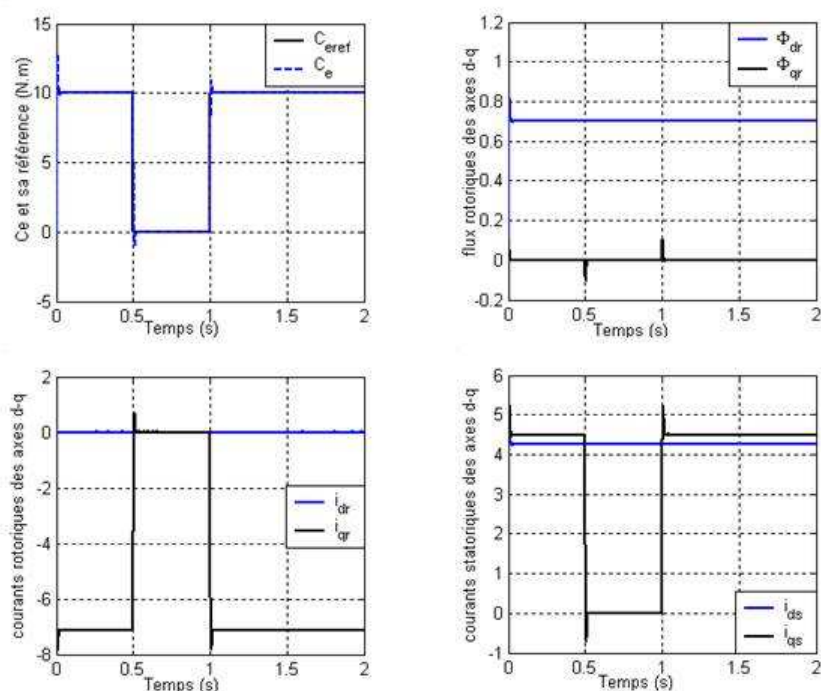


Fig (4-18) : Orientation du flux rotorique par la méthode indirecte (réponses sans onduleurs)

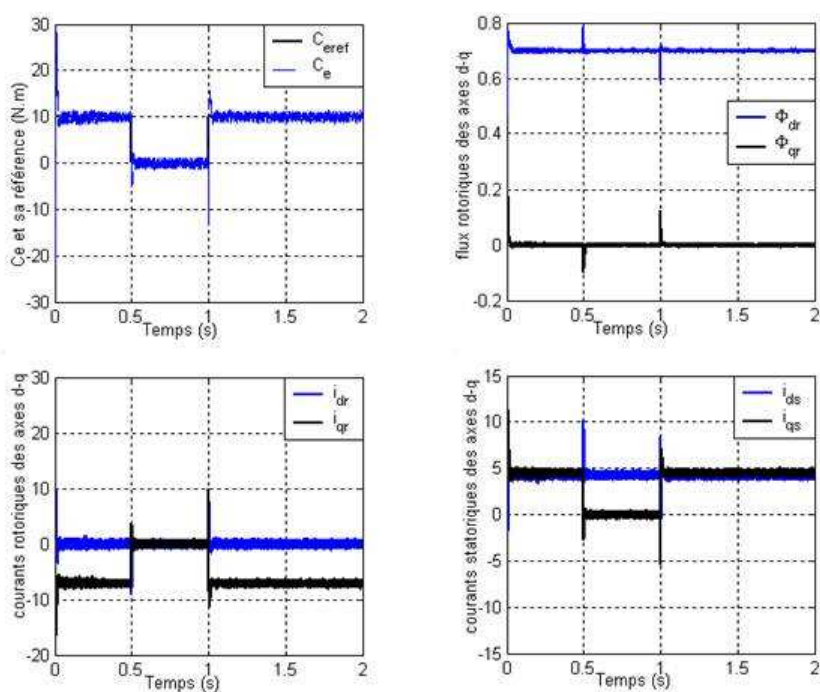


Fig (4-19) : Orientation du flux rotorique par la méthode indirecte (réponses avec onduleurs à deux niveaux)

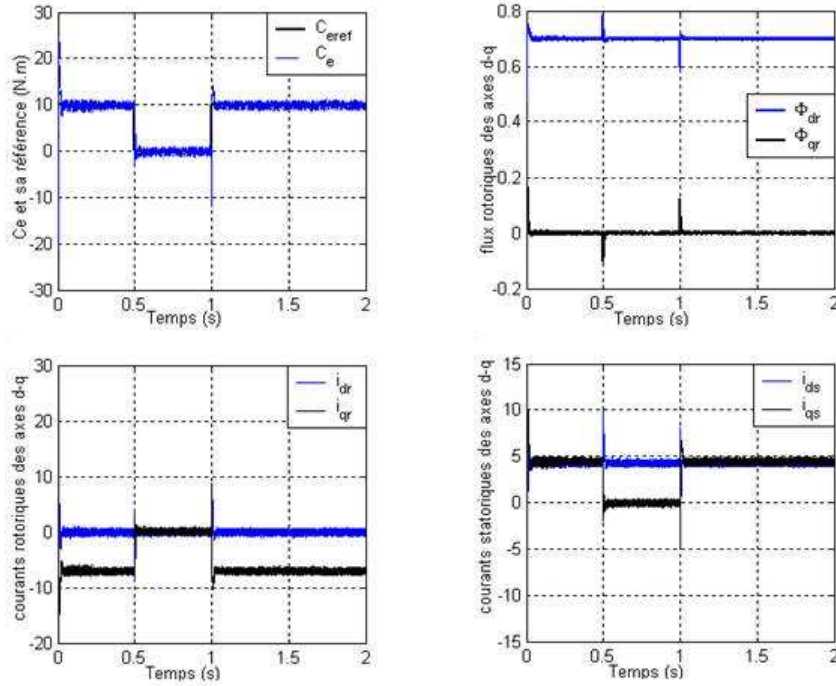


Fig (4-20) : Orientation du flux rotorique par la méthode indirecte (réponses avec onduleurs à trois niveaux)

4.5 Régulation de la vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F \cdot \Omega$$

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J \cdot s + F} \quad (4.42)$$

Nous rappelons que notre commande est celle d'un contrôle à flux rotorique orienté donc on a :

$$C_{em} = pL_m(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) = -p\phi_{dr}i_{qr}$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec le régulateur PI est donné par la Figure (4-21).

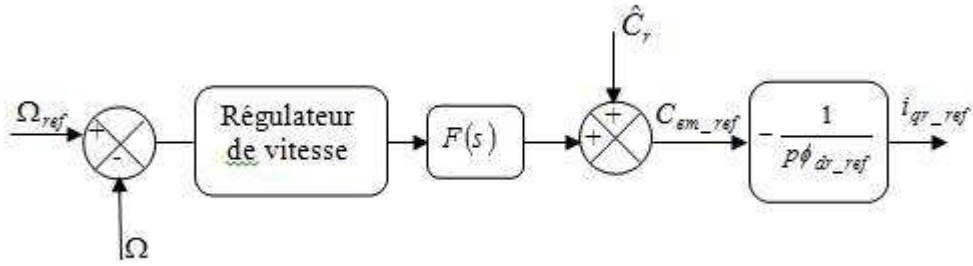


Fig (4-21) : Schéma de régulation de la vitesse

Avec :

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}(s) - C_r(s)} = \frac{1}{F + J.s} \quad (4.43)$$

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrones avec des correcteurs PI ne permet pas d'obtenir de très bonnes performances lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse, le correcteur PI se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur.

Une première solution pour remédier à ce problème consiste à adoucir la consigne de vitesse, c'est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l'introduction d'un filtre de fonction de transfert de la forme :

$$\frac{\omega_f^*}{\omega^*} = \frac{1}{1 + s.T_f} \quad (4.44)$$

T_f : Constante du temps de filtre.

4.5.1 Synthèse du correcteur PI (de vitesse)

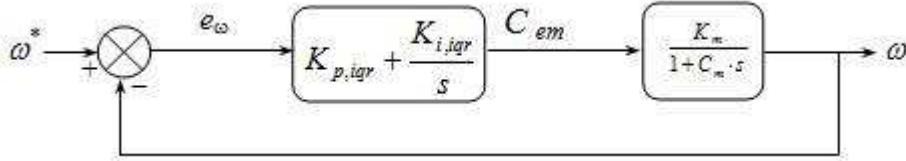
D'après l'équation mécanique (4.42), nous avons :

$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{K_m}{1 + C_m.s} \quad (4.45)$$

Avec :

$$K_m = \frac{p}{F}, \quad C_m = \frac{J}{F}$$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse :

Fig (4-22) : Schéma bloc de régulation de la vitesse ω

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe (boucle de vitesse) seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles internes (boucles de flux et des courants).

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\frac{K \cdot K_{p,\omega} \cdot s + K \cdot K_{i,\omega}}{C_m}}{s^2 + s \frac{1 + K \cdot K_{p,\omega}}{C_m} + \frac{K \cdot K_{i,\omega}}{C_m}} \quad (4.46)$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI :

	$K_{p,\omega}$	$K_{i,\omega}$
Correcteur PI	$\frac{(2\xi\omega_0 C_m - 1)}{K_m}$	$\frac{\omega_0^2 C_m}{K_m}$

Tab (4-6) : Paramètres du correcteur PI de la vitesse

4.5.2 Synthèse du correcteur IP (de vitesse)

La deuxième solution consiste à remplacer le correcteur PI (de vitesse) par un correcteur IP. Le schéma bloc d'un correcteur IP est donné par la figure (4-23).

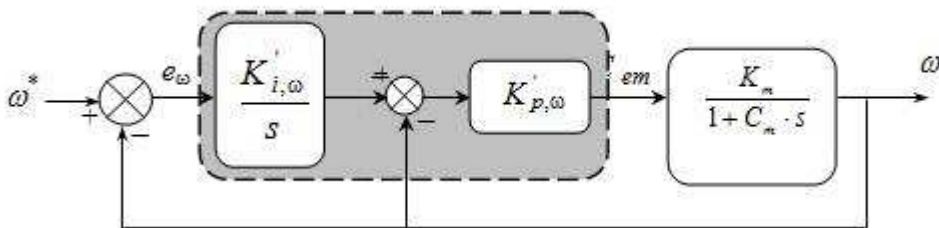


Fig (4-23) : Schéma bloc de régulation de la vitesse par correcteur IP

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K'_{p,\omega} \cdot K'_{i,\omega}}{C_m}}{s^2 + s \frac{1 + K_m \cdot K'_{i,\omega}}{C_m} + \frac{K_m \cdot K'_{i,\omega} \cdot K'_{p,\omega}}{C_m}} \quad (4.47)$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur IP :

	$K'_{p,\omega}$	$K'_{i,\omega}$
Paramètres du correcteur IP	$\frac{(2\xi\omega_0 C_m - 1)}{K_m}$	$\frac{\omega_0^2 C_m}{K_m K'_{p,\omega}}$

Tab (4-7) : Paramètres du correcteur IP de la vitesse

4.5.3 Limitation du courant i_{qs}

Il est bien connu que la commande vectorielle consiste à contrôler séparément le flux rotorique et le couple électromagnétique. Le contrôle du couple est assuré par l'intermédiaire de la régulation du courant i_{qs} car le couple est proportionnel à ce courant. Donc, afin de protéger les semi-conducteurs constituant l'onduleur, il faut atténuer tout dépassement possible du courant i_{qs} . La limitation du courant i_{qs} peut être directe ou indirecte. La limitation indirecte est réalisée en agissant sur les pôles imposés, mais cette méthode rend le système plus lent. La limitation directe repose sur un simple dispositif d'écèlement défini comme suit :

$$i_{qs,l}^* = \begin{cases} i_{qs,l}^* & \text{si } |i_{qs}^*| \leq i_{qs,max} \\ i_{qs}^* \cdot \text{sign}(i_{qs}^*) & \text{si } |i_{qs}^*| \geq i_{qs,max} \end{cases} \quad (4.48)$$

Remarque (4.2) Cette limitation provoque un effet d'emballement de l'action intégrale (effet windup). Ainsi, l'état du correcteur doit être corrigé à l'aide d'un système d'anti-windup afin d'éviter un dépassement de la commande dû au fait que le correcteur continu à sommer une erreur qui ne correspond pas à la commande nécessaire.

4.5.4 Technique de défluxage

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante (exemple : TGV). Or, pour assurer un tel fonctionnement dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant une machine asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur-demande en tension (en puissance), on réduit le flux résultant ϕ_r aux vitesses élevées (c'est le défluxage).

Donc, le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal à sa valeur nominale (ϕ_r, n) lors du fonctionnement à une vitesse inférieure à la vitesse de rotation nominale de la machine (N_n), et on le faisant varier selon l'expression de l'équation (4-31), lorsque la vitesse dépasse sa valeur nominale afin de limiter la tension d'alimentation de la machine.

Boucle de régulation	Choix de pôles		Paramètres du correcteur IP	
Vitesse (ω)	ω_0	ξ	K_p	K_i
	25	1.25	1.3299	10.0102

Tab (4-9) : Paramètres des correcteurs IP de vitesse

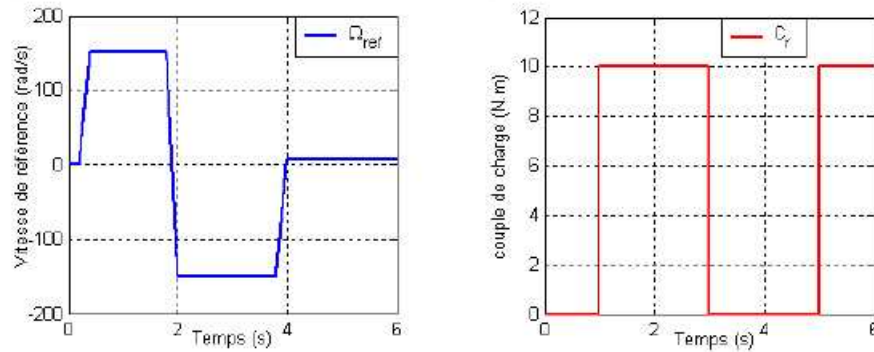


Fig (4-25) : Profil de trajectoire de la vitesse de référence et du couple de charge imposé dans la simulation

4.6.1 Résultats de simulation avec correcteur PI

Dans ce qui suit, on va présenter les résultats de simulation d'un réglage de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation et à flux rotorique orienté par un PI classique. Nous rappelons que dans cette partie que les régulateurs sont continus. On discutera en premier temps le comportement dynamique de la MADA au démarrage à vide, et lors de l'insertion d'un couple de charge sans alimentation par des onduleurs.

D'après les résultats de simulation sur tout le cycle de fonctionnement que nous avons imposé à la machine voir la figure (4-25), nous constatons que la vitesse de rotation suit la vitesse de référence. Le découplage est parfaitement réalisé lors des régimes permanents, néanmoins de légères fluctuations sont remarquables pendant le démarrage (quelques dépassements). Le réglage présente aussi de performances satisfaisantes vis-à-vis de la perturbation du couple résistant.

Le couple développé par le moteur rattrape la valeur du couple de référence, où on observe quelques dépassements transitoires lors de changements de consigne de couple électromagnétique, le flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr} est orienté suivant le flux flux rotorique est orienté suivant l'axe "d" ($\phi_{qr} = 0$), avec une légère perturbation due aux instants de la variations de la charge et surtout l'ors de l'inversion de la vitesse, puis il y a stabilisation en régime permanent.

D'autre part on remarque l'apparition des pics de courants statoriques et rotoriques de phases, surtout l'ors de l'inversion de la vitesse. Cette fois, la réponse en vitesse présente aussi un dépassement.

Ceci est du à l'action proportionnelle du correcteur en état de saturation qui continue à fournir une commande qui ne correspond pas à l'état demandé

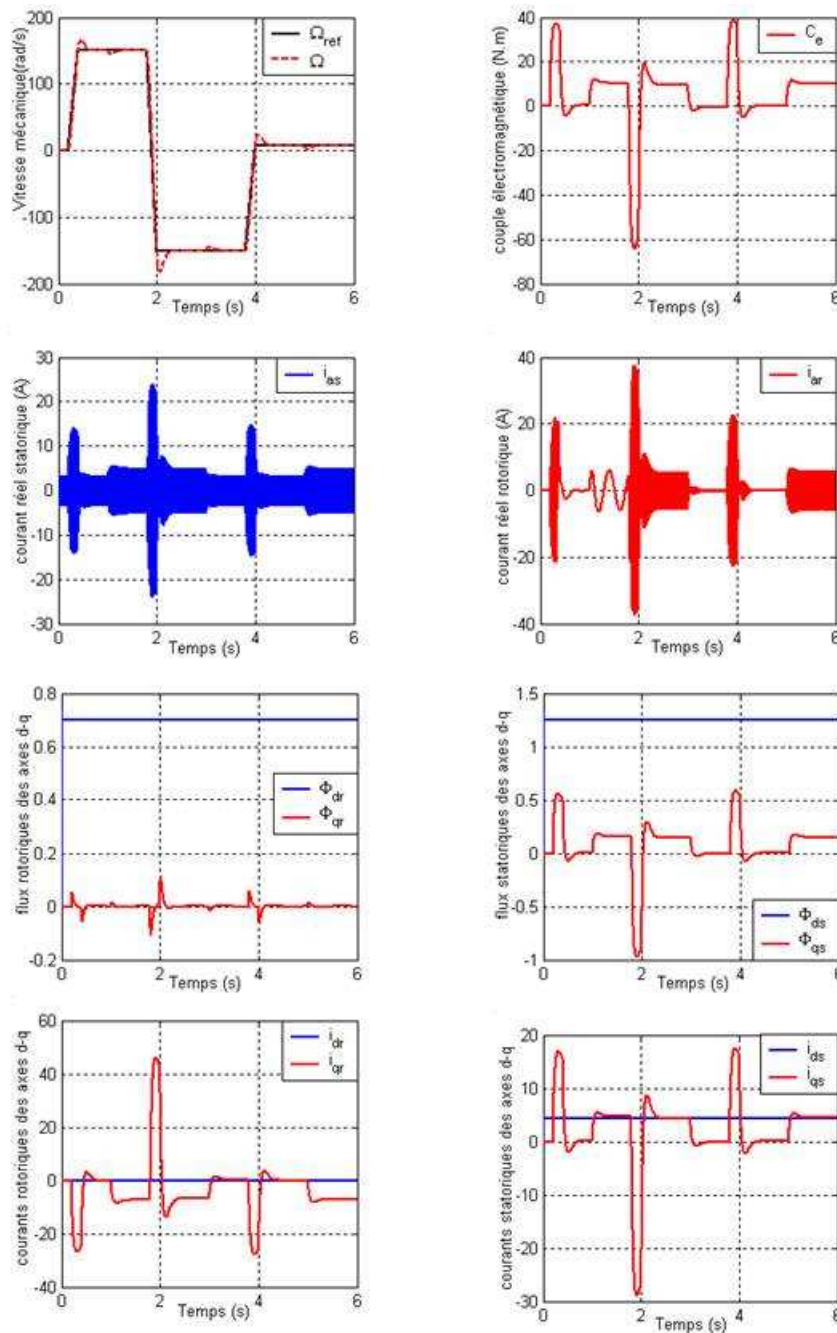


Fig (4-26) : Résultats de simulation du de la MADA à flux rotorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique sans alimentation

Remarque (4.3) Comme nous avons constaté, le correcteur PI n'a pas pu donner de bonnes performances. En plus, le choix de la constante C_f de l'équation (4.38) n'est pas clair et définitif vu la mauvaise connaissance de la constante de temps (globale). Ceci nous a amené à utiliser une nouvelle structure du correcteur de vitesse, c'est la structure IP [27].

4.6.2 Résultats de simulation avec correcteur IP

Nous reprenons maintenant les mêmes essais précédents, mais cette fois ci, nous allons remplacer le PI classique par un IP classique, nous allons présenter des résultats de simulation, et nous rappelons toujours que dans cette partie les régulateurs sont continus. On discutera le comportement dynamique de la MADA au démarrage à vide et lors de l'insertion d'un couple de charge sans alimentation par des onduleurs (alimentations parfaites).

Comme nous pouvons le constater sur la figure(4.27), cette structure de correcteur a permis d'avoir des performances très satisfaisantes avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet acceptable de la perturbation.

D'autre part on remarque que la vitesse s'établit à sa valeur nominale avec une bonne dynamique et sans erreur statique (dépassements pratiquement, nul au démarrage), à l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse diminue, mais elle se rétablit à nouveau sans erreur statique. Le découplage est toujours assuré. Le courant statorique est bien limité à sa valeur admissible

Sur ces figures, nous constatons que l'orientation du flux rotorique reste pratiquement insensible aux variations du couple électromagnétique. En plus, nous relevons une très bonne robustesse des contrôleurs face aux variations brusques de la charge. Le rejet de perturbation est pratiquement immédiat, et l'orientation du flux est toujours réalisée. Concernant le problème de limitation du courant statorique, le correcteur de vitesse de structure IP anti-saturation a permis d'avoir de très bonnes performances de réglage.

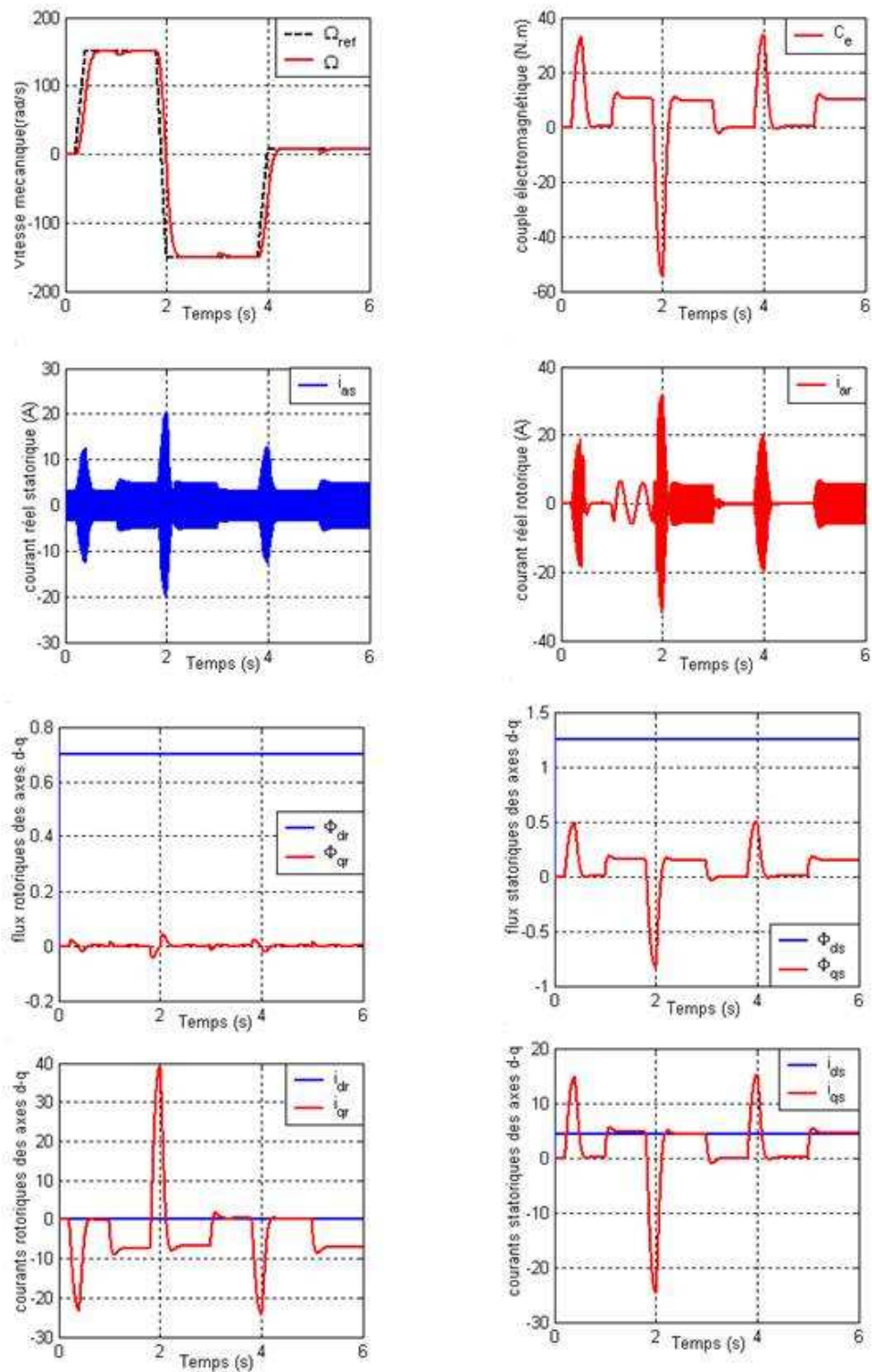


Fig (4-27) : Résultats de simulation du de la MADA à flux rotorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un IP classique sans alimentation

4.6.3 Fonctionnement avec convertisseurs statiques

Le fonctionnement avec convertisseurs statiques est effectué en utilisant deux convertisseurs (l'un au stator et l'autre au rotor), composés chacun d'un redresseur à diodes et d'un onduleur à IGBTs. La modulation par largeur d'impulsion (MLI) utilisée est sinus-triangle. Les caractéristiques de chaque onduleur sont :

A. Onduleurs deux niveaux

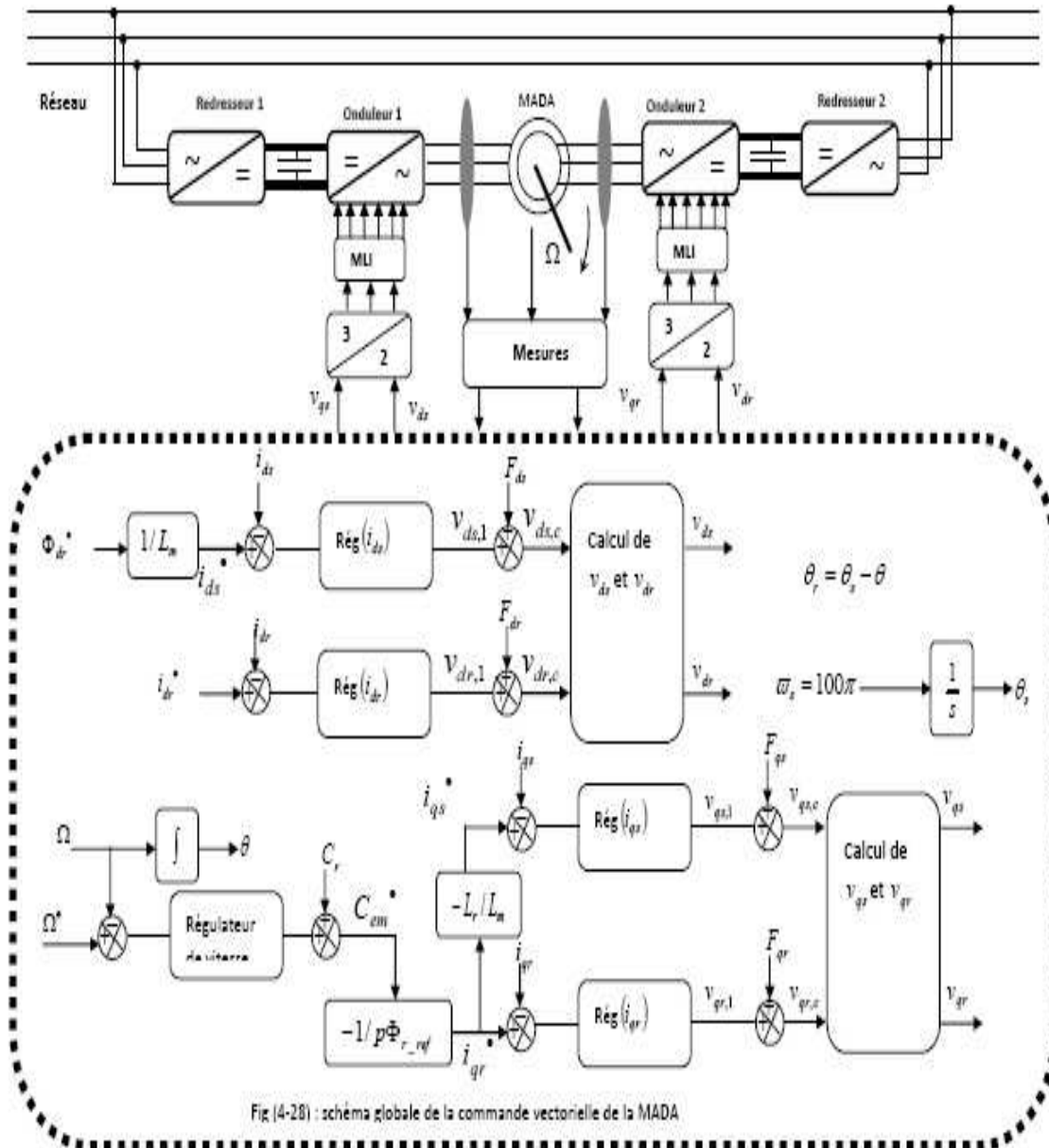
- Tension du bus continu : 560 V.
- Fréquence de découpage : 1 kHz.
- Période d'échantillonnage : 0.5 ms.

B. Onduleurs trois niveaux

- Tension du bus continu : 350 V.
- Fréquence de découpage : 1 kHz.
- Période d'échantillonnage : 0.5 ms.

La figure (4-28), en détaille le schéma global de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MADA est détaillé. Les grandeurs mesurables sont respectivement les courants du stator et du rotor et la vitesse mécanique de la machine.

Les figures des résultats de simulation (4-29), (4-30), (4-31) et (4-32), montrent les performances de la commande avec alimentation par des onduleurs. Les performances aussi bien mécaniques qu'électriques obtenues aux paragraphes précédents sont retrouvées. Chaque grandeur suit correctement sa référence : la magnétisation est bien effectuée par le stator, les courants i_{qs} et i_{qr} varient de manière à obtenir une composante en quadrature du flux du rotor nulle et donc le flux du rotor est correctement orienté.



4.6.3.1 Résultats de simulation de la machine cas des onduleurs deux niveaux

A. avec correcteur de vitesse PI

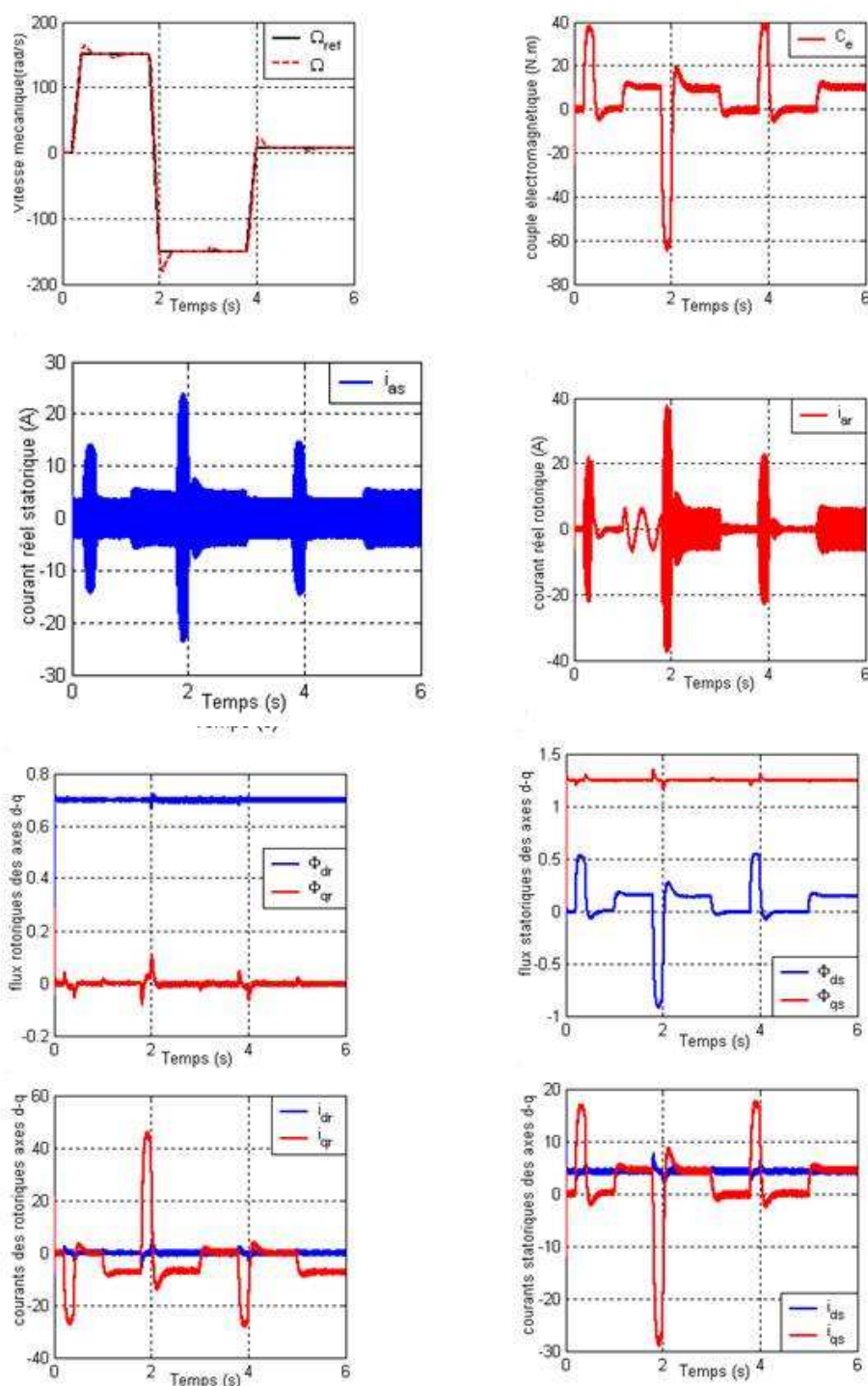


Fig (4-29) : Résultats de simulation du de la MADA à flux rotorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique avec onduleurs deux niveaux

B. avec correcteur de vitesse IP

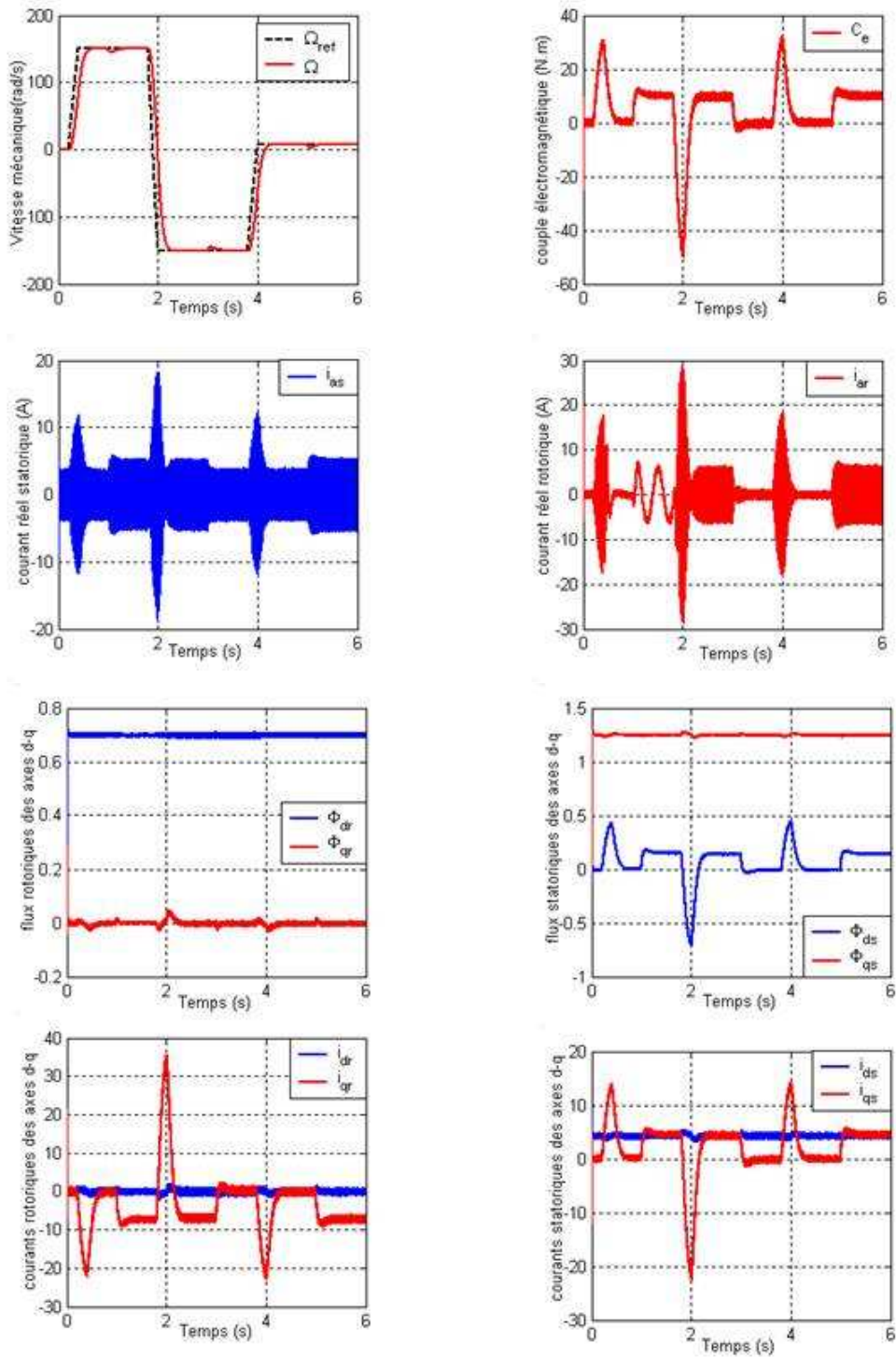


Fig (4-30) : Résultats de simulation du de la MADA à flux rotorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un IP classique (réponses avec onduleurs à deux niveaux)

4.6.3.2 Résultats de simulation de la machine cas des onduleurs trois niveaux

A. avec correcteur de vitesse PI

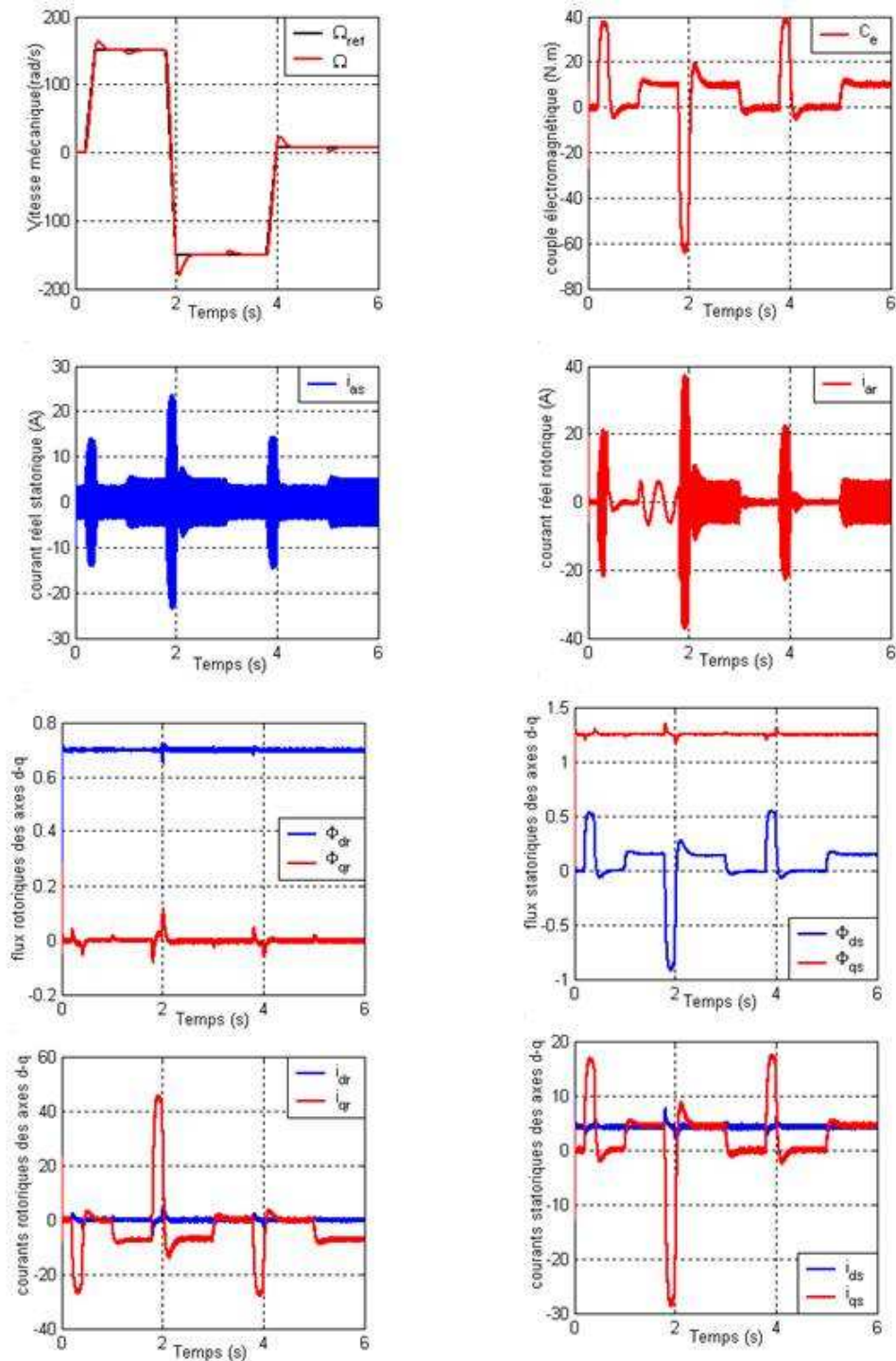


Fig (4-31) : résultats de simulation du de la MADA à flux rotorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique (réponses avec onduleurs à trois niveaux)

B. avec correcteur de vitesse IP deux porteuses

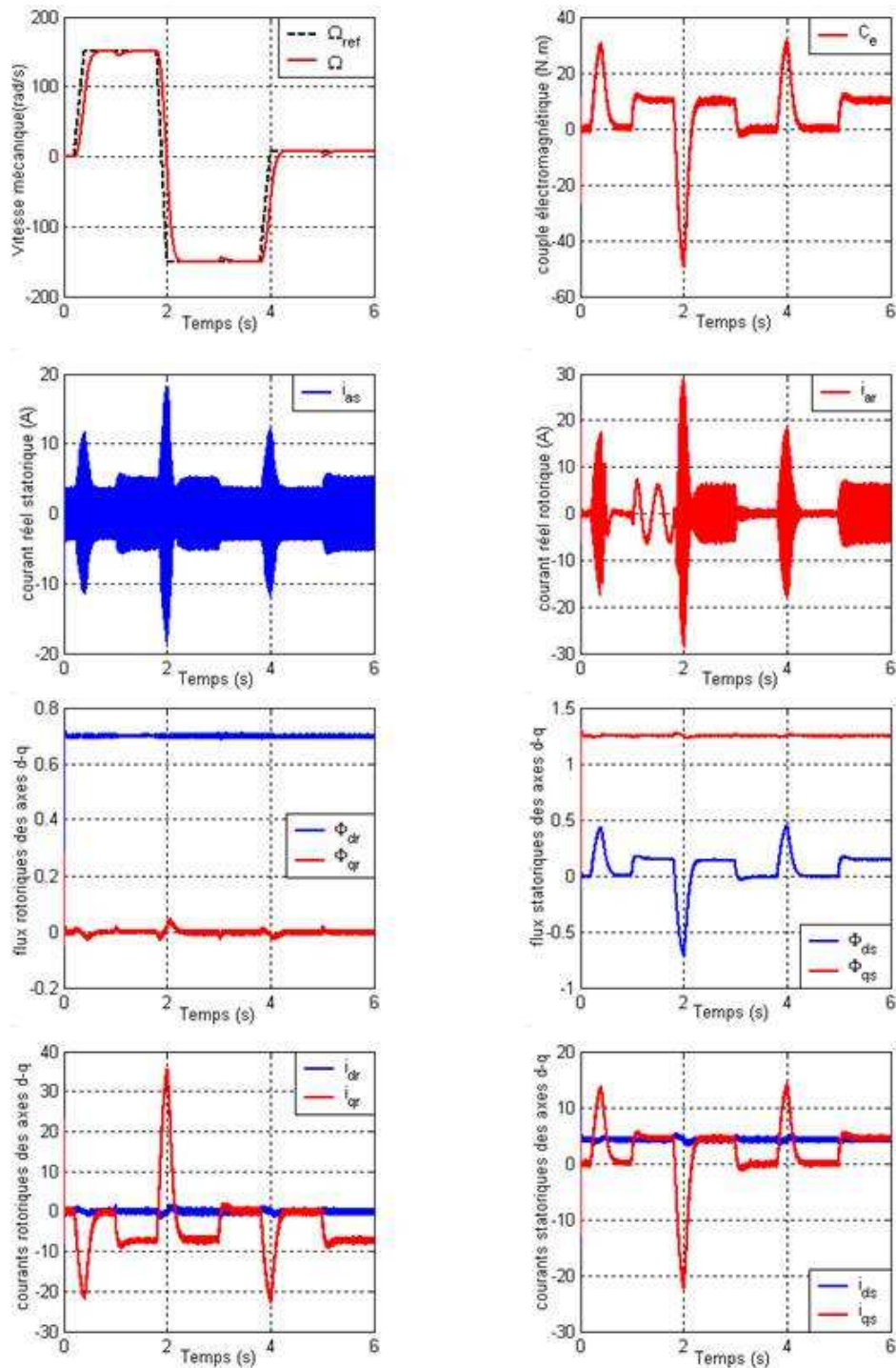


Fig (4-32) : Résultats de simulation du de la MADA à flux rotorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un IP classique (réponses avec onduleurs à trois niveaux)

4.7 Test de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, forme de l'entrefer, effet pelliculaire, régime dé-fluxé, . . . etc.). Pour cela, nous avons pensé qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur de paramètres sur les performances de réglage de la vitesse et des flux rotoriques. En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire dans le modèle de la machine des variations sous la forme d'un échelon⁵, alors que le système de commande utilise toujours les paramètres nominaux.

Dans cette section, nous présentons les grandeurs les plus significatives : la vitesse de rotation mécanique Ω , la consigne de vitesse Ω^* et les deux composantes du flux rotorique. Le correcteur de vitesse utilisé étant de structure IP anti-saturation.

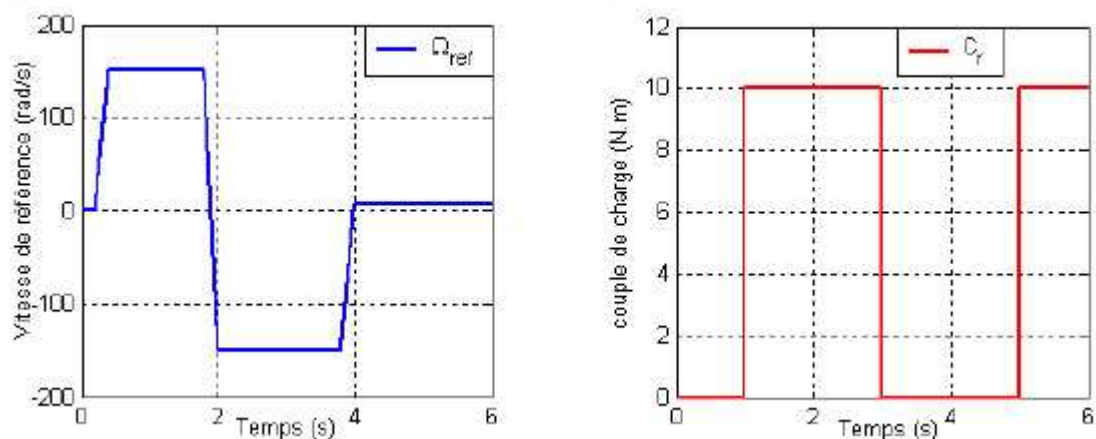


Fig (4-33) : Profil de trajectoire de la vitesse de référence et du couple de charge imposé dans la simulation

Les figures (4-34) à (4-35) présentent les tests de robustesse relatifs aux variations des éléments résistifs (R_s et R_r). Pour chaque essai, nous avons procédé à une augmentation de +50 % de la valeur nominale. Comme nous pouvons le constater, d'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation des résistances statorique et rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle et du régulateur IP classique face à ces variations.

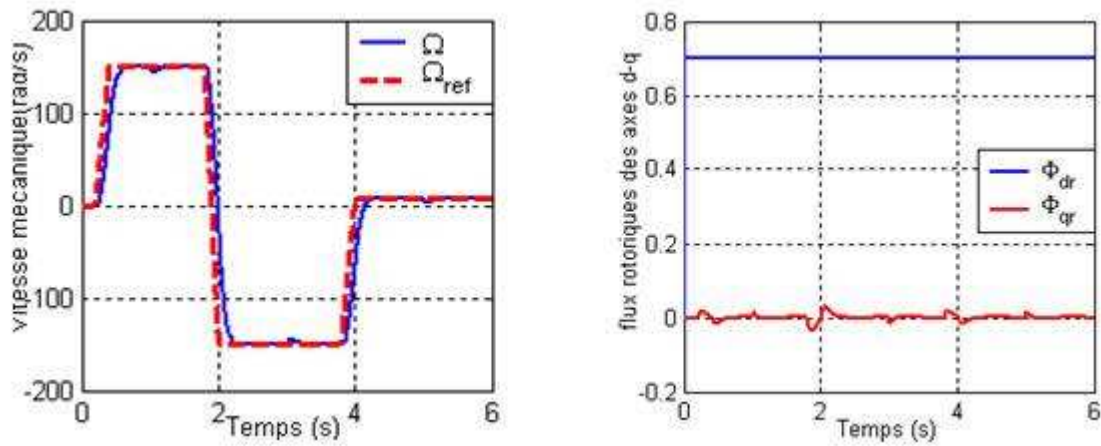


Fig (4-34) : Test de robustesse pour une variation de R_s de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle

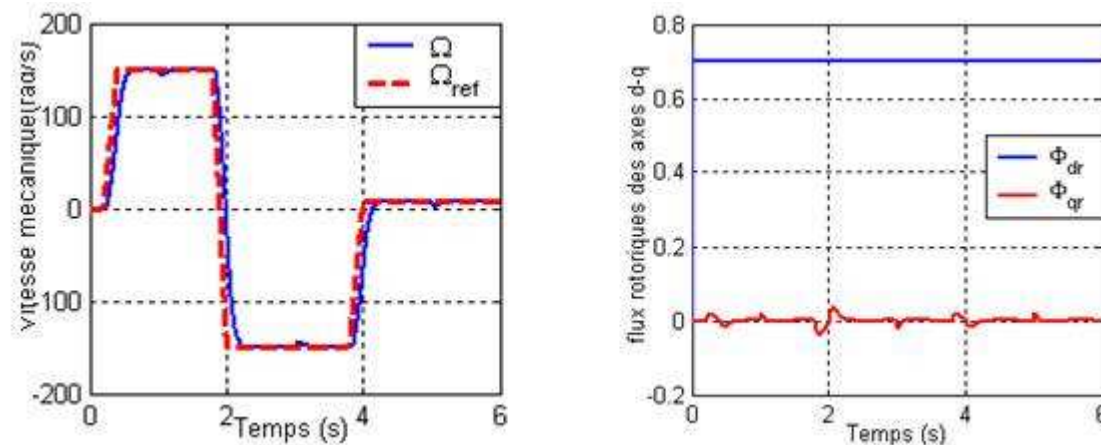


Fig (4-35) : Test de robustesse pour une variation de R_r de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle.

Nous portons également dans les figures (4-36) à (4-38) les réponses essentielles de la machine lorsque les éléments inductifs sont diminués de -5 % de leurs valeurs nominales. Ces figures montrent que la variation de l'inductance rotorique L_r a une influence remarquable sur la qualité d'orientation de flux rotorique. Par contre, la variation de l'inductance statorique L_s n'a pas d'influence sur les performances de réglage. D'un autre côté, la variation de l'inductance mutuelle L_m n'a pas affecté les performances de réglage mais a diminué la valeur du flux de référence de 5 % de la valeur nominale.

A travers la figure (4-39) , nous constatons qu'une augmentation de +100 % de la valeur du moment d'inertie a peu d'influence sur les performances de réglage. En effet, nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage et inversion du sens de rotation. Le flux rotorique est parfaitement orienté.

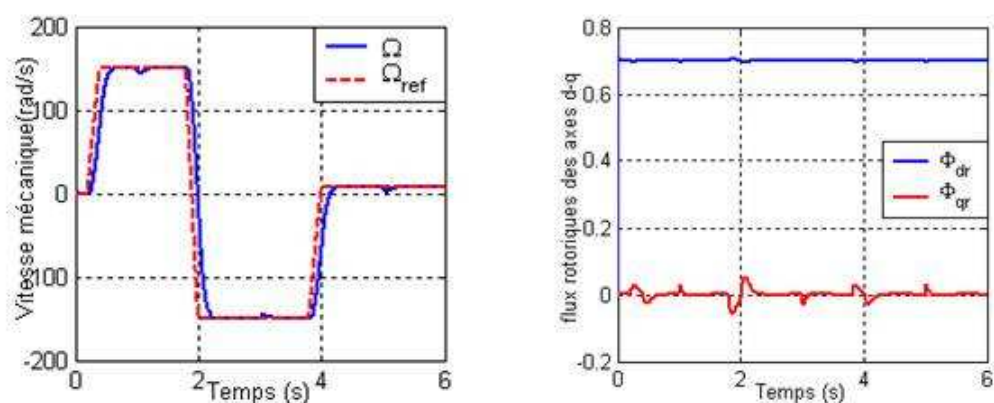


Fig (4-36) : Test de robustesse pour une variation de L_s de -5 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle

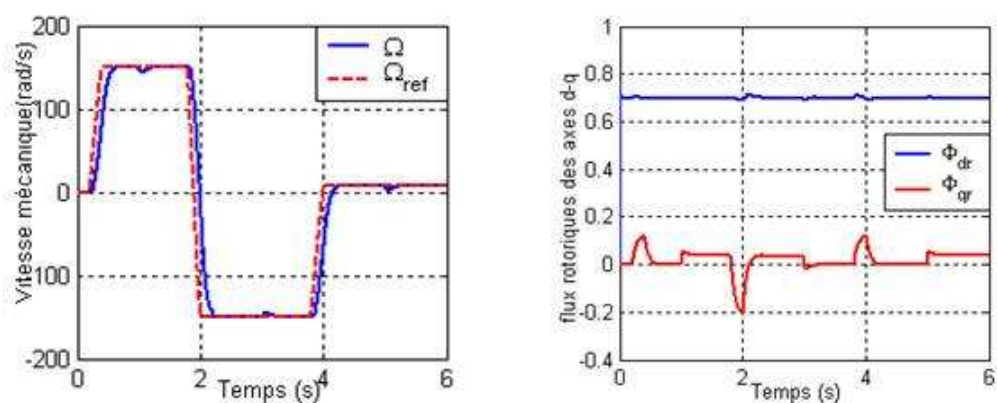


Fig (4-37) : Test de robustesse pour une variation de L_r de -5 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle

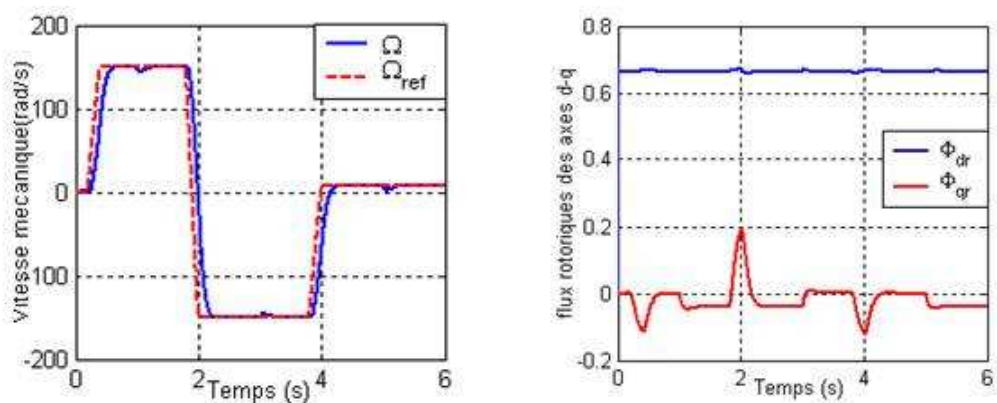


Fig (4-38) : Test de robustesse pour une variation de L_m de -5 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle

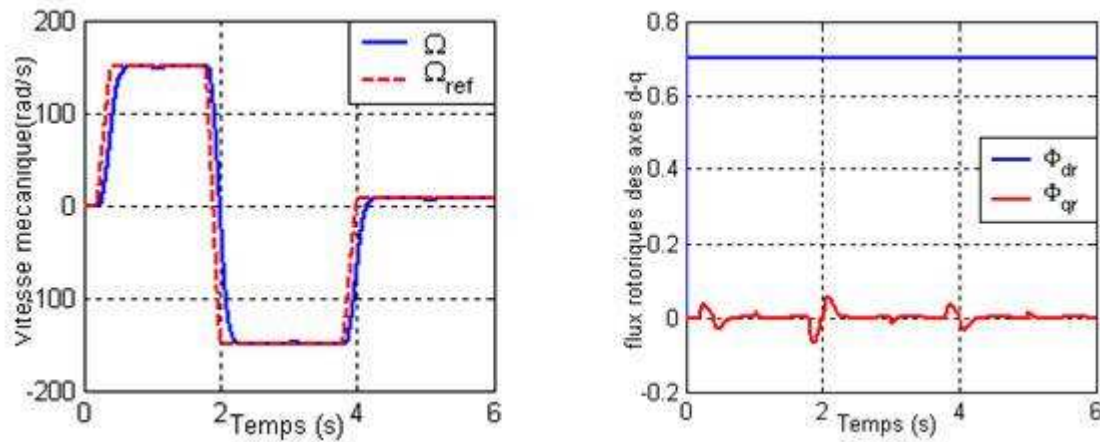


Fig (4-39) : Test de robustesse pour une variation de J de +100 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle

4.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié la structure d'un algorithme différent de la commande vectorielle de la Machine Asynchrone Doublement Alimentée.

Cette structure (avec une orientation du flux rotorique) possède l'avantage de fonctionner sans estimation de flux ni capteur de flux. Nous avons montré que l'application de cette méthode permet de découpler l'aimantation de la machine asynchrone et son couple électromagnétique à flux constant. En effet, la commande vectorielle nous a permis de rendre le comportement dynamique de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

De plus, il a été montré que l'utilisation du correcteur IP, nous a apporté d'amélioration remarquable par rapport au correcteur PI.

Chapitre 5

Commande Vectorielle Sans Capteur De La MADA

5.1 Introduction

Les études concernant le fonctionnement sans capteur de vitesse des systèmes électriques présentent un intérêt croissant, notamment de la part des industriels, et ce vu les nombreux inconvénients qui sont liés aux capteurs de vitesse : le manque de robustesse, le coût, le câblage et la maintenance.

En particulier, l'industrie liée à la traction électrique s'intéresse de plus en plus aux commandes sans capteur de vitesse. A cet effet, nous notons l'apparition de quelques ouvrages dans cette thématique concernant la traction. Cependant, vu les enjeux liés à la concurrence, aucune statistique n'est encore publiée portant sur la fréquence d'apparition de pannes dues aux défaillances des capteurs de vitesse. Néanmoins, K. Kondo affirme dans [28] , qu'en six mois, neuf pannes dues au capteur de vitesse/position ont été enregistrées dans un système de traction électrique. Dans la plupart des cas, ces pannes ont eu comme conséquence la mise hors service du système. Elles étaient essentiellement causées par la déconnection de fils dans la chaîne d'acquisition de vitesse ou de position. La majorité des ouvrages traitants des défaillances évoquent trois principales raisons pour lesquelles l'industrie liée à la traction s'intéresse de plus en plus aux commandes sans capteur. Les principaux avantages offerts par ce type de stratégie sont :

- L'augmentation de la fiabilité du système.
- La diminution du prix de l'installation de la traction électrique.
- Le gain en volume par rapport à la machine de traction, vu qu'on n'aura plus besoin de rallonger l'arbre du moteur pour installer le capteur de vitesse/position.
- Les opérations de maintenance du capteur sont éliminées.

Les solutions proposées dans cette thématique consistent à développer des observateurs per-

mettant le calcul de la vitesse et du couple électromagnétique [29] du moteur de traction en vue d'opérations de diagnostique, ou encore reconstruire les grandeurs mesurées en utilisant un estimateur. Des améliorations sont ajoutées à ce dernier afin d'assurer une bonne régulation du couple d'un côté et pour pouvoir fonctionner à basse vitesse d'un autre côté. Ces méthodes de reconstitution de la vitesse peuvent remplacer le capteur mécanique lorsque celui-ci est omis de la chaîne de traction électrique [30].

En outre, la plupart des ouvrages scientifiques de recherche traitant cette thématique pour les applications à base de MADA, sont focalisés sur son fonctionnement en génératrice. Dans la majorité de ces travaux, les chercheurs appliquent l'observateur MRAS : 'Model Reference Adaptive System' [31] ou simplement, ils estiment la vitesse et la position du rotor de la machine.

Cependant, des études de recherche concernant le fonctionnement sans capteur de vitesse des systèmes comportant une MADA fonctionnant en mode moteur commencent à voir le jour.

Ces études font appel aux observateurs afin de reconstituer la vitesse. Les auteurs de [32] ont présenté une méthode qui permet de générer la vitesse ainsi que le couple de charge appliqué à la machine, et ce en réalisant un observateur de Luenberger.

5.2 Estimation de la vitesse de la machine à partir de la relation d'autopilotage

5.2.1 Introduction

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statique et dynamique doivent être élevées. Pour assurer le bon fonctionnement de la commande il faut se disposer d'une excellente information provenant de la machine à contrôler. Cette information peut exiger des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux captés. Dans ces conditions et dans le cas où certaines grandeurs internes de la machine ne sont ni accessibles ni mesurables directement ces capteurs doivent être supprimés. Pour remédier la technique d'automatique telle que les estimateurs et les observateurs des états (vitesse, flux) sont utilisées pour la reconstitution des variables dans les différentes structures de commandes dite performantes. La méthode utilisée pour le fonctionnement sans capteur de vitesse de la MADA est basée sur la relation d'autopilotage liant les pulsations statorique ω_s et rotorique ω_r à la vitesse électrique ω du rotor :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (5.1)$$

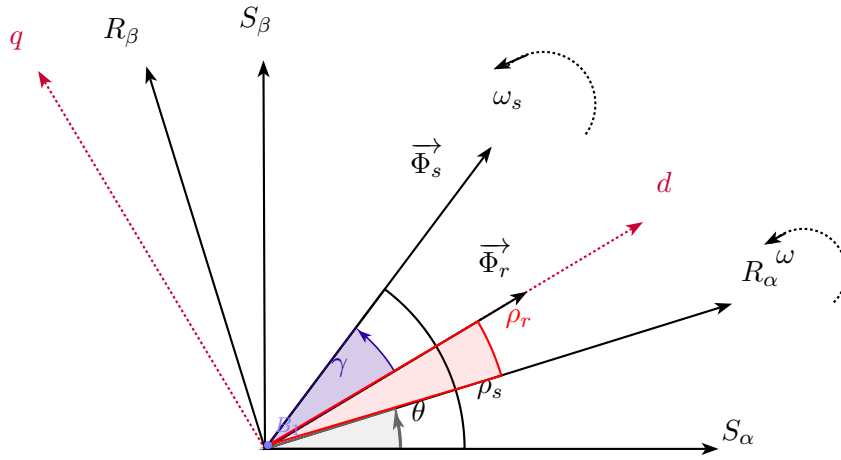


Fig 5.1 : Représentation vectorielle des flux

5.2.2 Principe

En régime dynamique, la relation entre ces différentes grandeurs fait intervenir la dérivée de l'angle γ entre les flux rotorique et statorique, d'où on a :

$$\omega = \omega_s - \omega_r - \frac{d\gamma}{dt} \quad (5.2)$$

La vitesse mécanique s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} = \frac{\omega_s - \omega_r - \frac{d\gamma}{dt}}{p} \quad (5.3)$$

Donc la vitesse estimée est :

$$\Omega^* = \frac{\omega^*}{p} = \frac{\omega_s^* - \omega_r^* - \frac{d\gamma^*}{dt}}{p} \quad (5.4)$$

L'angle γ représente l'angle que fait le flux statorique avec l'axe d du repère de Park (d, q). En effet, en régime permanent de vitesse, l'angle γ devient constant, donc en dérivant, on obtient la relation d'autopilotage décrite par l'équation (5.5)

$$\Omega^* = \frac{\omega^*}{p} = \frac{\omega_s^* - \omega_r^*}{p} \quad (5.5)$$

Le calcul des grandeurs estimées de ω_s et ω_r se fait comme suit :

$$\omega_s^* = \frac{d\rho_s}{dt} = \frac{d\left(\arctan\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right)\right)}{dt} = \frac{\phi_{s\alpha}\phi_{s\beta}' - \phi_{s\beta}\phi_{s\alpha}'}{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (5.6)$$

$$\omega_r^* = \frac{d\rho_r}{dt} = \frac{d\left(\arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right)\right)}{dt} = \frac{\phi_{r\alpha}\phi_{r\beta}' - \phi_{r\beta}\phi_{r\alpha}'}{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (5.7)$$

La figure (5-2) présente la structure de l'estimation de la vitesse de la machine en utilisant la loi d'autopilotage

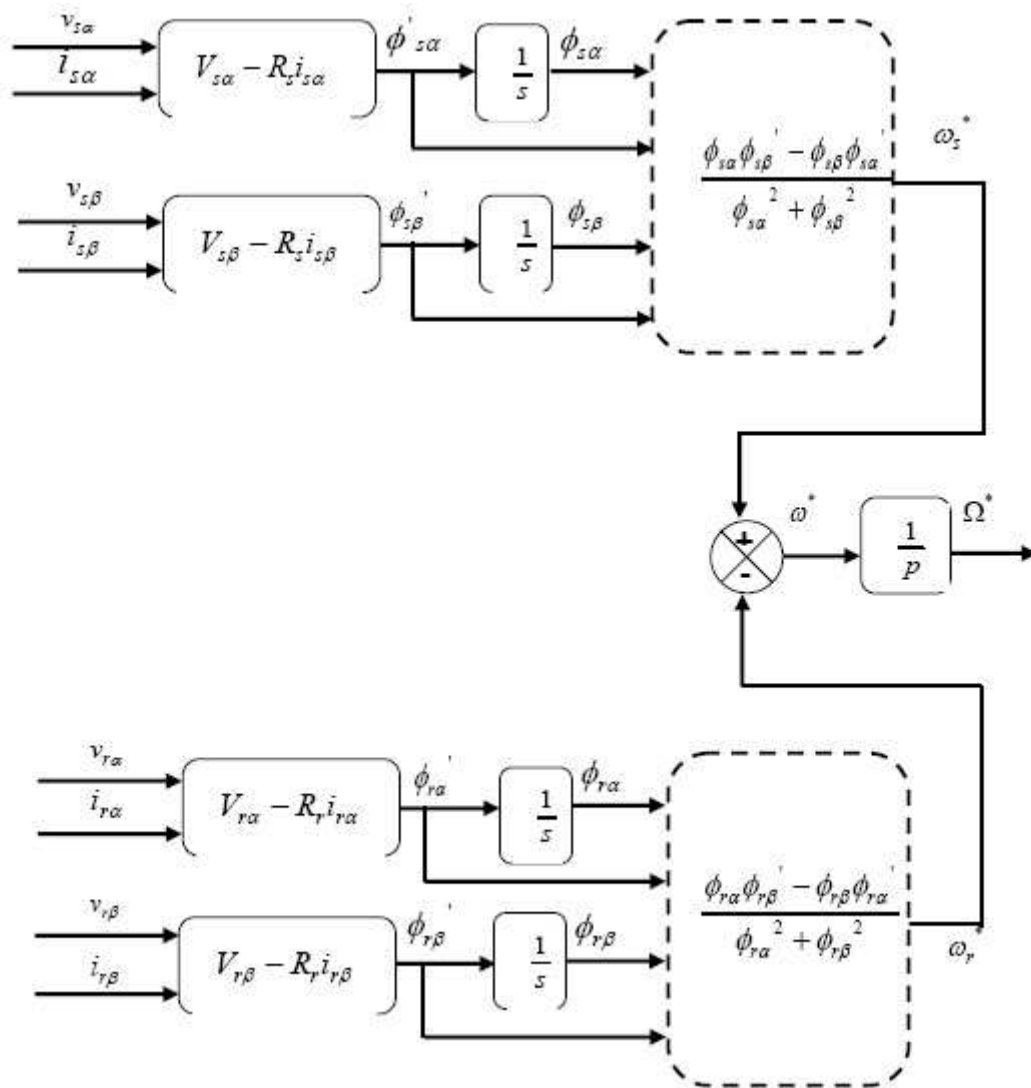


Fig 5.2 : Estimation de la vitesse de la machine à partir des flux rotorique et statorique

5.2.3 Résultats de simulations

Les figures (5.3) et (5.4) (effet de loupe sur les différentes phases de fonctionnement de la machine) exposent l'évolution de la vitesse réelle mesurée et celle estimée ainsi que la vitesse de référence. Les deux courbes coïncident en régime permanent. En régime dynamique, nous remarquons quelques différences au niveau du dépassement de la vitesse et au niveau de l'impact du couple de charge.

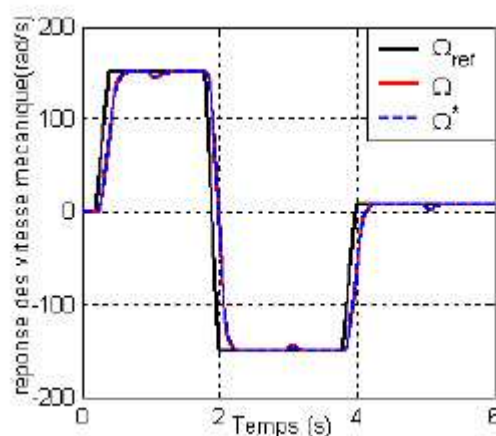


Fig 5.3 : Réponses de la vitesse de la machine, sa référence et estimée

Pour les différents régimes de fonctionnement de la machine : en mode moteur à vitesse nominale (5.4a), en générateur à vitesse nominale (5.4b) et en moteur à très basse vitesse (5% de la vitesse nominale) (5.4c), le dépassement enregistré sur la vitesse estimée par rapport à la vitesse de référence est très faible.

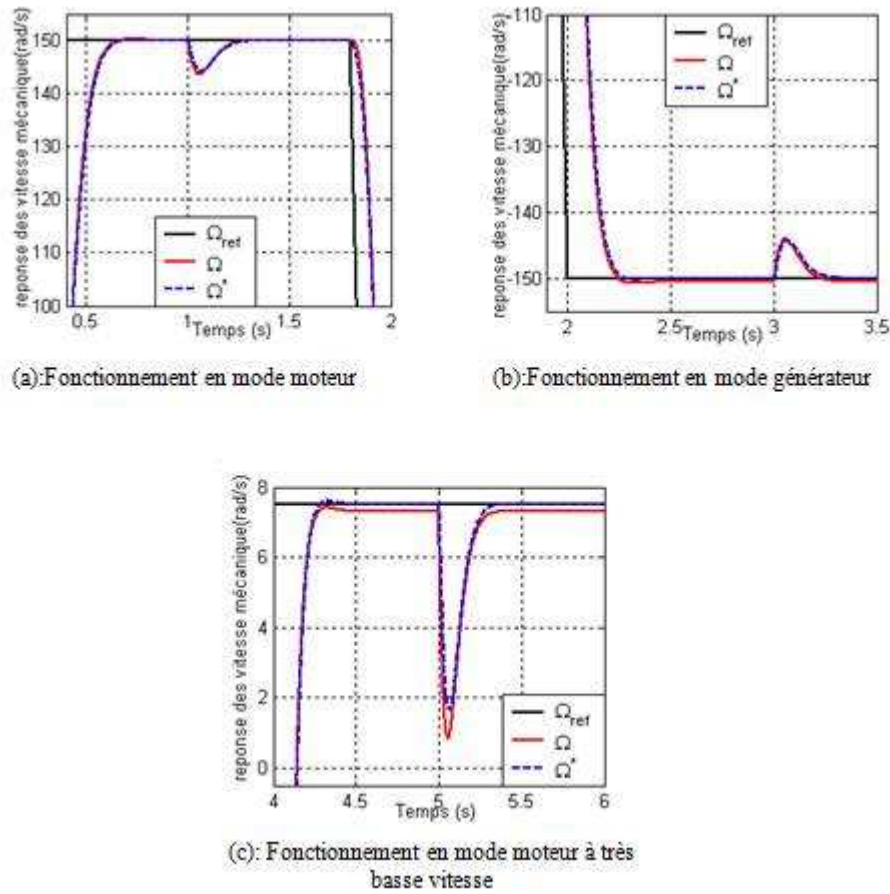


Fig 5.4 : Effet de loupe sur les réponses de la vitesse de la machine, sa référence et estimée

On note des dépassements du couple électromagnétique en régime permanent figure (5-5) qui ne sont pas importantes et qui sont dues à des perturbations au niveau de la vitesse elle-même. Ainsi toute perturbation au niveau de la machine (dépassements ou impact de couple de charge) se manifeste au niveau du couple de référence et donc au niveau des courants i_{qs} et i_{qr} de référence.

En comparant l'évolution de la vitesse estimée figure (5-3) de la machine et celle du couple électromagnétique, nous remarquons que les ondulations du couple électromagnétique de référence proviennent du dépassement de la vitesse estimée par rapport à la vitesse de référence et de l'impact du couple de charge.

La vitesse estimée est utilisée pour le calcul des différentes grandeurs électriques liées à la commande de la machine.

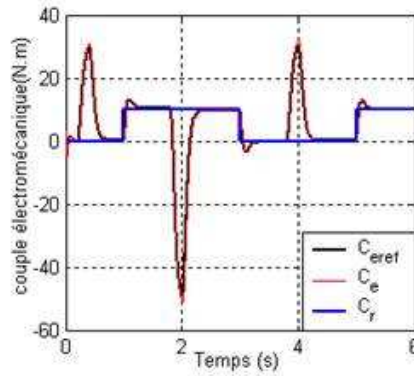
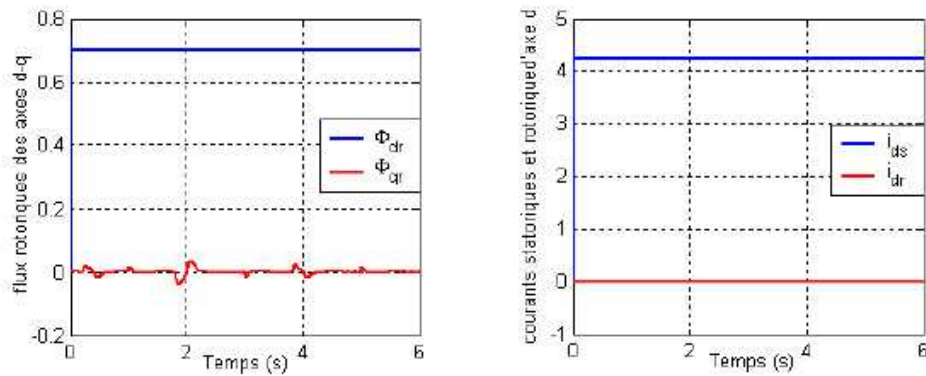


Fig 5.5 : Variation du couple électromagnétique, du couple électromagnétique de référence et du couple de charge



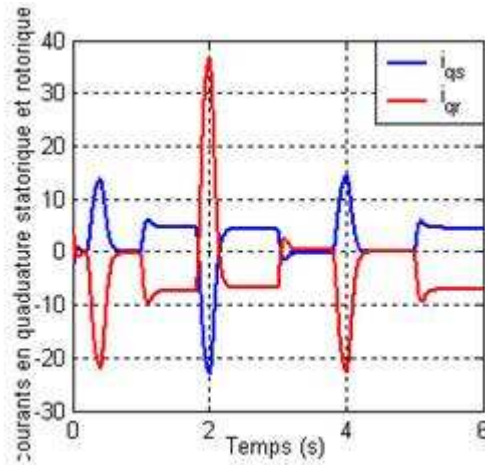
(a) : flux rotoriques d'axes d et q

(b) : courants d'axes d

Fig 5.6 : L'allure des composantes d et q du flux rotorique et des courants d'axe d

L'allure des courants i_{ds} et i_{dr} n'est pas perturbée par l'introduction de l'estimateur (figure (5-6)), contrairement aux courants i_{qs} et i_{qr} images du couple électromagnétique. Mais malgré ces perturbations, la composante ϕ_{qr} du flux rotorique garde toujours la valeur nulle.

Malgré l'orientation flux rotorique selon l'axe " d ", en régime transitoire ou au moment d'un échelon du couple de charge, le flux rotorique risque d'être déphasé de cet axe suivant la manière avec laquelle on calcule les angles de transformation θ_s et θ_r . Puis que ces angles sont calculés par intégration directe des pulsations statorique et rotorique ω_s et ω_r il y a un risque de perturbations aux instants cités plus haut.

Fig 5.7 : Variation des courants i_{qr} et i_{qs}

5.3 Réalisation d'un observateur de couple de charge et de vitesse

5.3.1 Introduction

Le problème posé par le traitement en boucle ouvert peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [32].

Un observateur de couple de charge et de vitesse permet de supprimer tous les capteurs mécaniques et offre la possibilité d'une compensation du couple de charge (toujours mal connu dans les entraînements électriques). Ici, nous proposons un observateur de Luenberger d'ordre 2.

5.3.2 Principe

Partant d'une équation mécanique, une équation d'état peut être formulée selon (5.8). Le couple de charge C_r est supposé constant sur une période d'échantillonnage :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{f}{J}\Omega + \frac{P\varphi_{rd}}{J}i_{rq} - \frac{1}{J}C_r \\ \frac{dC_r}{dt} = 0 \end{cases} \quad (5.8)$$

Le système est sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (5.9)$$

Avec

$$X = \begin{pmatrix} \Omega \\ C_r \end{pmatrix}, \quad A = \begin{pmatrix} -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad U = (i_{rq}), \quad B = \begin{pmatrix} -\frac{P\varphi_{rd}}{J} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C = (0; 1), \quad Y = (\Omega)$$

La structure de l'observateur est :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + L(Y - \hat{Y}) \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (5.10)$$

Avec

$$\hat{X} = \begin{pmatrix} \hat{\Omega} \\ \hat{C}_r \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad L = \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

Donc on a :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + L(Y - \hat{Y}) = (A - LC)\hat{X} + LCX \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (5.12)$$

D'où le système final :

$$\begin{pmatrix} \frac{d\hat{\Omega}}{dt} \\ \frac{d\hat{C}_r}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{f}{J} - l_1 & -\frac{1}{J} \\ l_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Omega} \\ \hat{C}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{P\varphi_{rd}}{J} \\ 0 \end{pmatrix} i_{rq} + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix} \Omega_{estime} \quad (5.13)$$

Comme nous ne captons pas la vitesse, elle est remplacée par $\Omega_{estimée}$: la vitesse estimée de la machine à partir des pulsations statorique et rotorique et de la relation d'autopilotage.

La structure globale de l'observateur de vitesse et de couple de charge est donnée par la figure suivante :

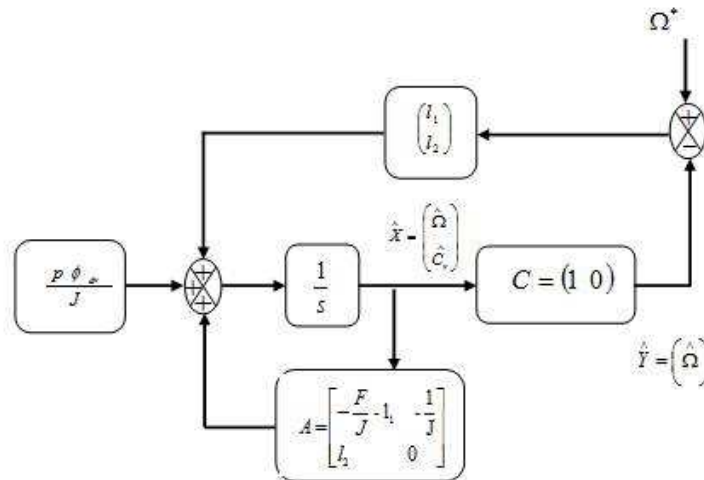


Fig 5.8 : Structure de l'observateur de couple de charge et de vitesse

5.3.3 Résultats de simulations

La figure (5-9) présente les réponses de la vitesse mesurée, de la vitesse observée et de la vitesse de référence.

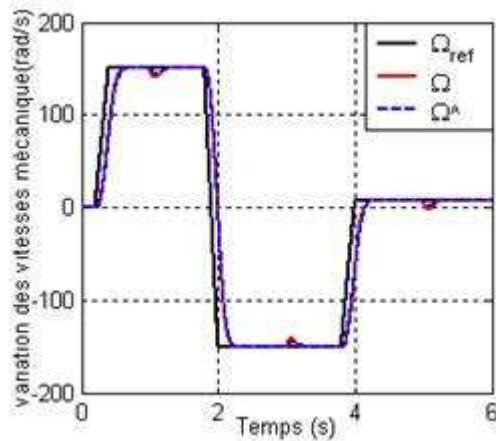
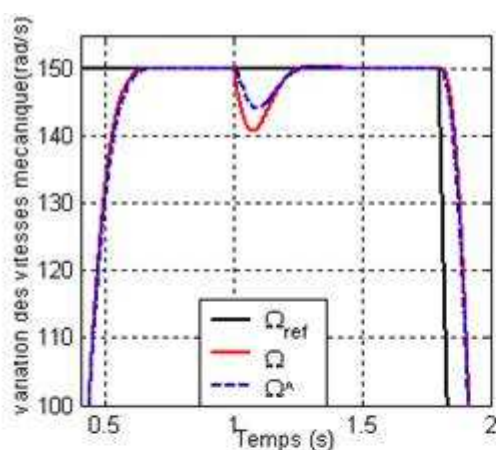


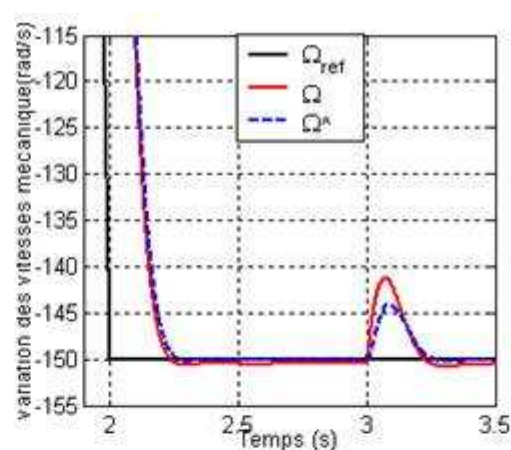
Fig 5.9 : Réponses de la vitesse de la machine, sa référence et observée

La figure (5-10) représente un effet de loupe de l'allure des vitesses mesurée et observée pour les différents modes de fonctionnement de la MADA. En fonctionnement moteur (5-10a) ou générateur (5-10b) les performances de la régulation de la vitesse sont satisfaisantes (dépassement ou erreur statique). Les résultats montrent que l'erreur entre la vitesse observée et la vitesse réelle est de l'ordre de 0.4 % de la vitesse de référence. Néanmoins à très basse vitesse (5-10c) les performances de la régulation de la vitesse sont moins bonnes et nous notons une erreur statique conséquente

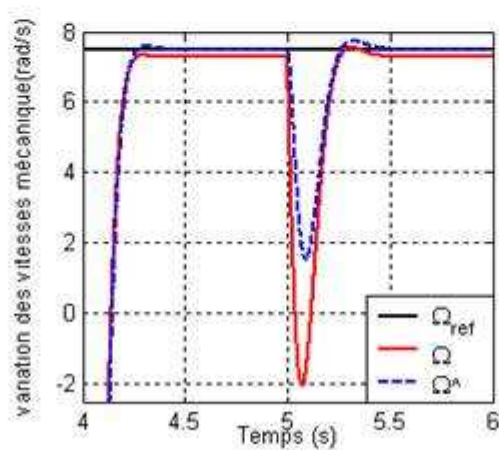
entre la valeur de référence et les valeurs mesurée ou observée. De même l'erreur entre la valeur observée et la valeur réelle de la machine a augmenté.



(a): Fonctionnement en mode moteur



(b): Fonctionnement en mode générateur



(c) : Fonctionnement en mode moteur à très basse vitesse

Fig 5.10 : Effet de loupe sur les réponses de la vitesse de la machine, sa référence et observée

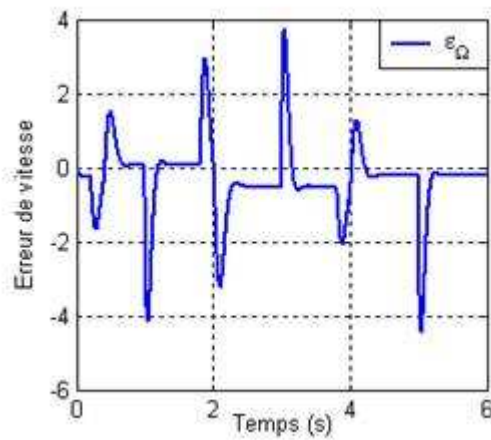
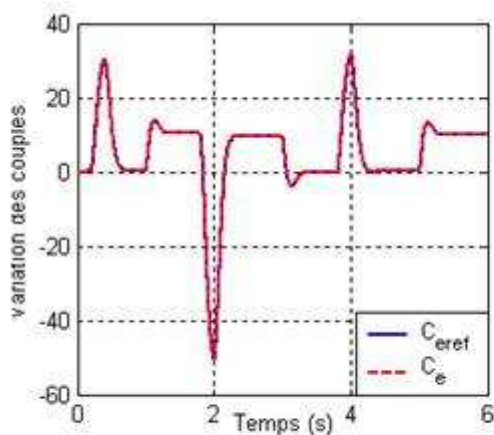
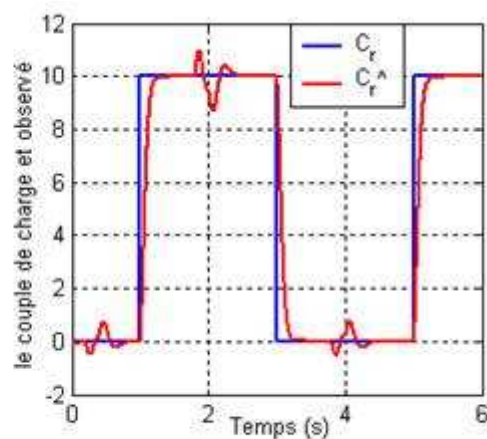


Fig 5.11 : Erreur entre la vitesse réelle et celle observée de la MADA

Le couple électromagnétique figure (5-12) est moins sensible au régime transitoire de la vitesse de la machine ou aux variations du couple de charge. Le couple de charge observé suit la référence imposée, en notant quelques pics, dus à la variation de la vitesse de référence de la machine.



(a): couple électromagnétique et sa référence



(b): couple de charge et sa référence

Fig 5.12 : Variation du couple électromagnétique et du couple de charge observé et leurs références respectives

Ainsi la régulation des courants i_{qs} et i_{qr} est satisfaisante figure (5-13).

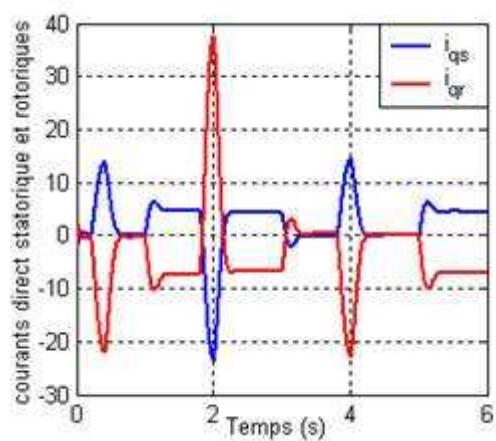


Fig 5.13 : Variation des courants i_{qs} et i_{qr}

Sur la figure (5-14) illustrant les variations des composantes directes du flux rotorique et des courants du stator et du rotor montrent le découplage de l'axe d et de l'axe q.

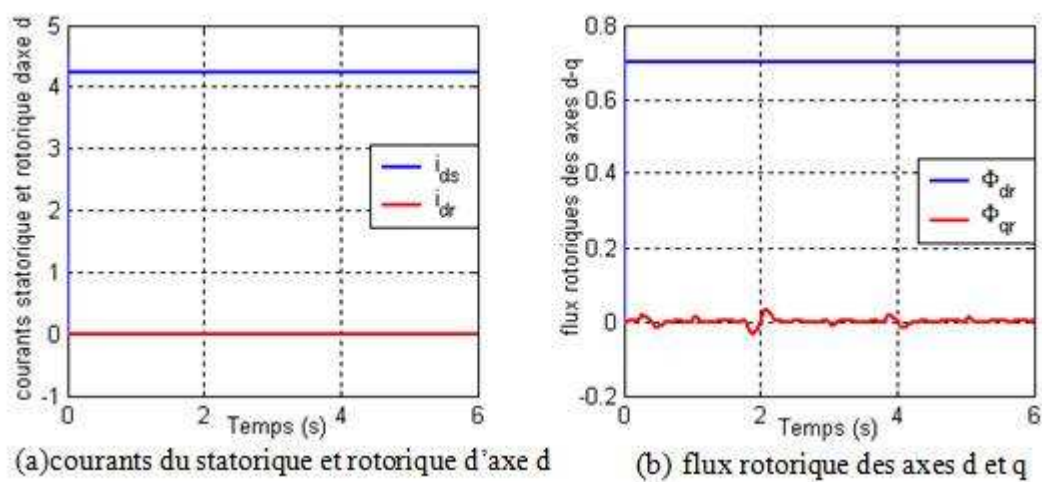


Fig 5.14 : Variation des courants i_{ds} et i_{dr} et les flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr}

5.4 Application des onduleurs

5.4.1 Onduleurs à deux niveaux

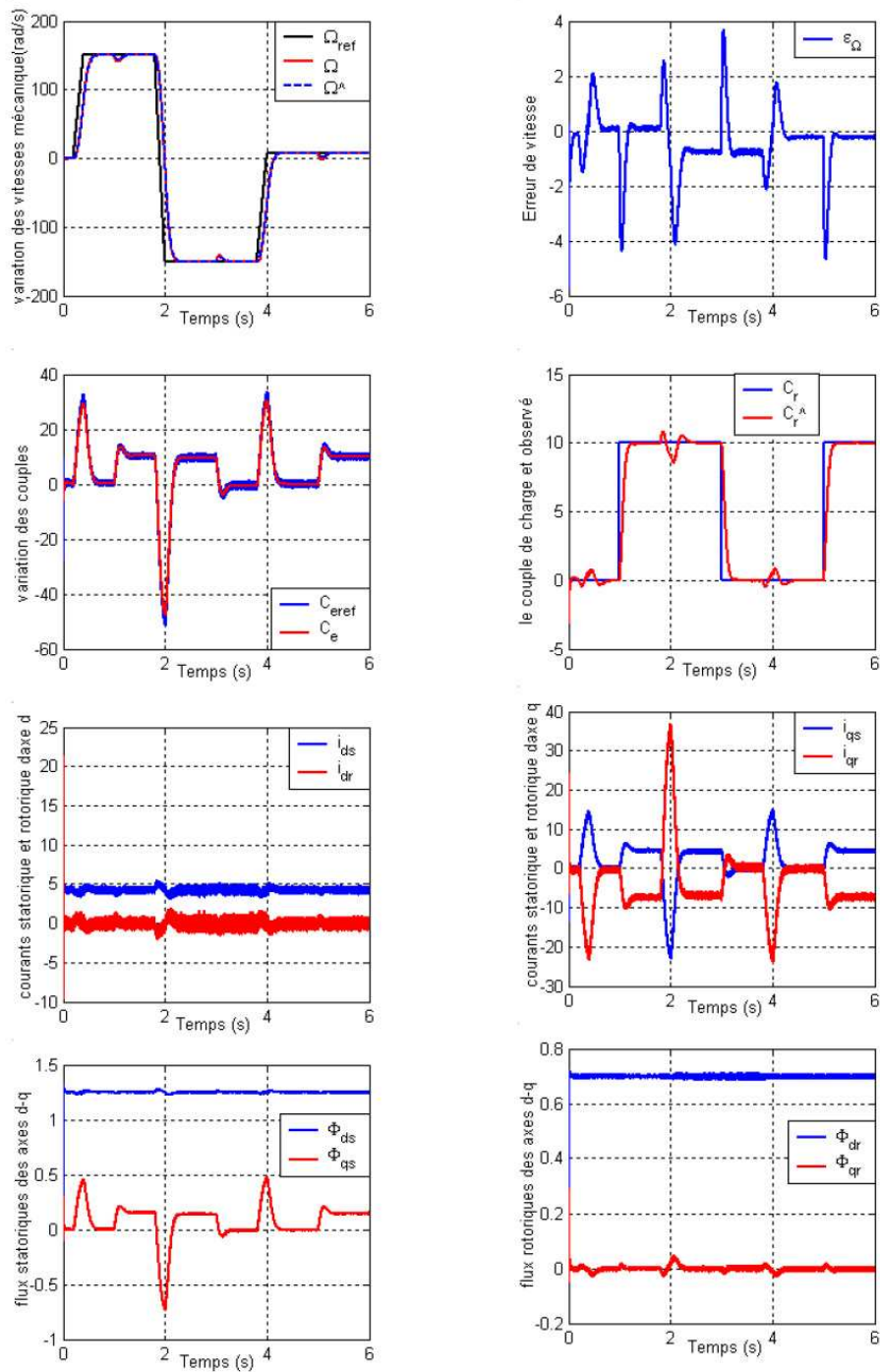


Fig 5.15 : résultats de simulation de la commande sans capteur de la machine MADA à flux rotorique orienté (réponses avec onduleurs à deux niveaux)

5.4.2 Onduleurs à trois niveaux

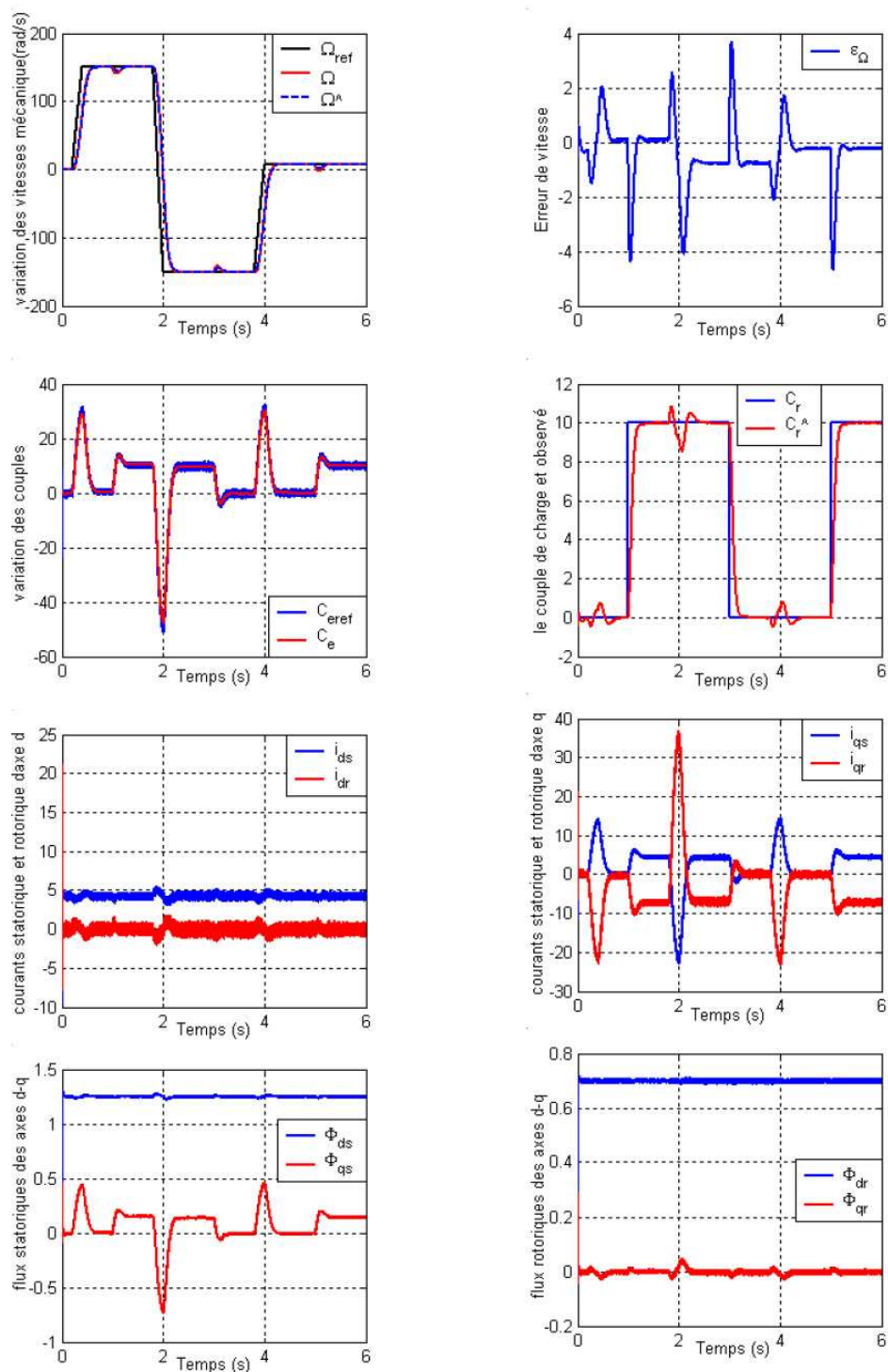


Fig 5.16 : résultats de simulation de la commande sans capteur de la machine MADA à flux rotorique orienté (réponses avec onduleurs à trois niveaux)

5.5 Etude de la robustesse de l'observateur de Luenberger pour la vitesse et le couple de charge

La robustesse de l'observateur de Luenberger pour la vitesse et le couple de charge est définie par rapport à (la structure de commande vectorielle à flux rotorique orienté) :

La variation des paramètres mécaniques de la machine :

- Le moment d'inertie,
- Et le coefficient de frottement.

5.5.1 Sensibilité par rapport aux variations du moment d'inertie

Nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de 50 % à 200 % de sa valeur nominale. Les grandeurs étudiées sont respectivement : la vitesse de la machine, le couple de charge et la vitesse de la machine observés.

La figure (5.17) montre la variation de la vitesse réelle et de la vitesse observée de la machine pour différentes valeurs du moment d'inertie (effet d'agrandissement sur la figure (5.18)). La régulation de la vitesse de la machine est affectée avec la variation de la valeur du moment d'inertie. Pour des valeurs inférieures à la valeur nominale du moment d'inertie, la réponse de la vitesse est plus rapide et, inversement, pour des valeurs du moment d'inertie supérieures à la valeur nominale, le système répond plus lentement à la consigne de la vitesse.

L'erreur statique entre la vitesse observée et la vitesse réelle de la MADA reste très minime.

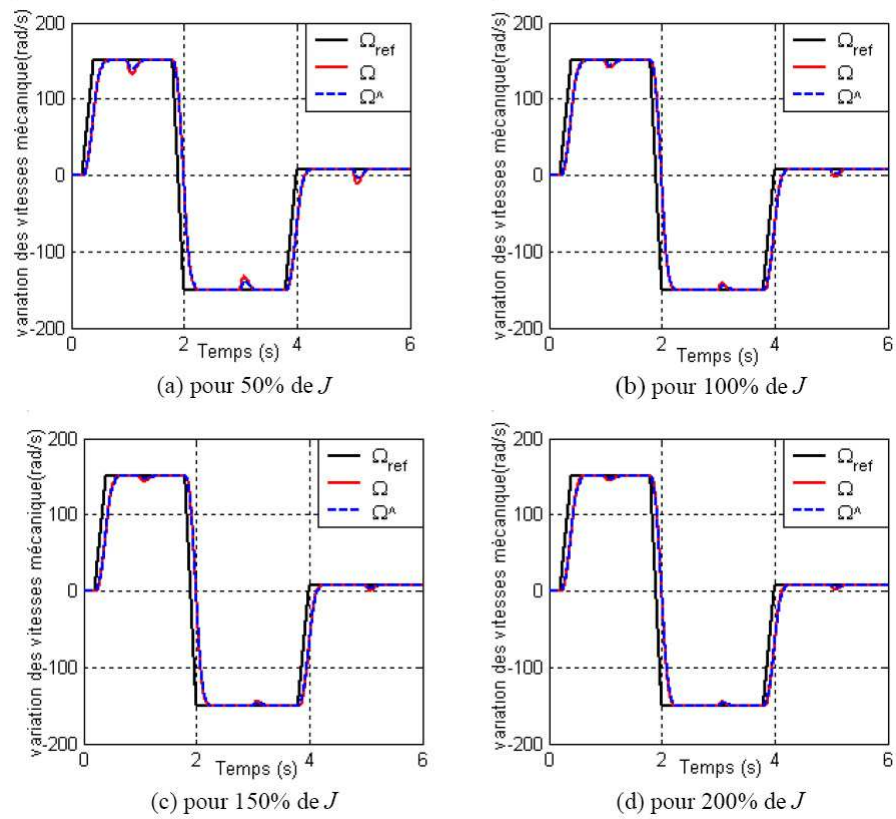


Fig 5.17 : Variation de la vitesse observée et réelle de la machine et sa référence pour différentes valeurs de J

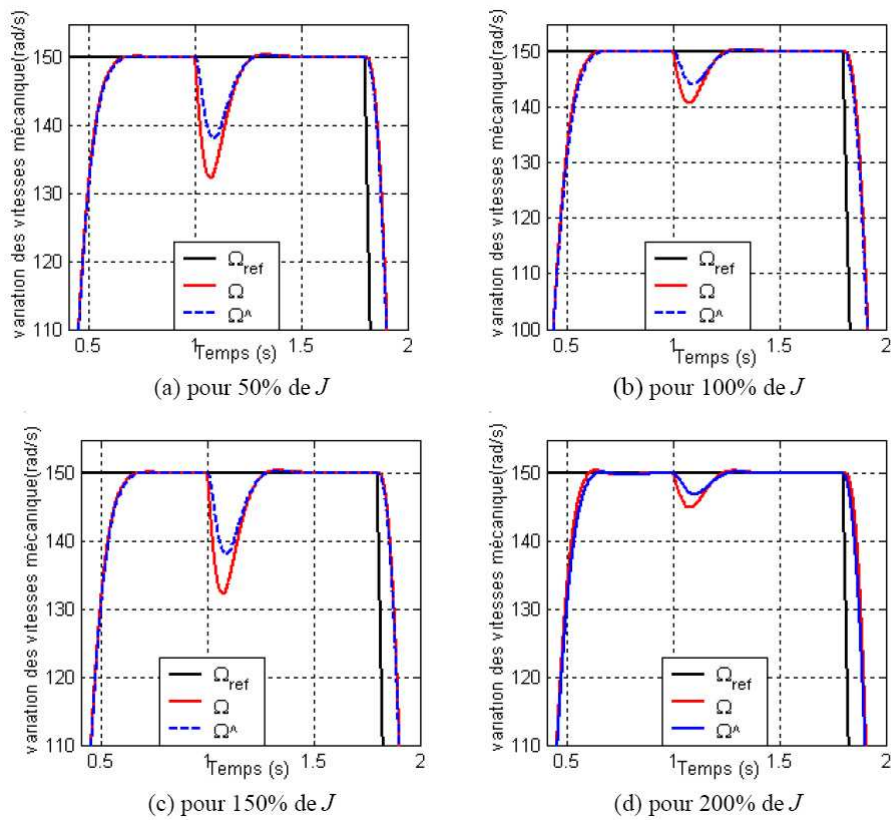


Fig 5.18 : Effet d'agrandissement sur la variation de la vitesse observée et réelle de la machine et sa référence pour différentes valeurs de J

La figure (5-19) montre les variations du couple de charge pour différentes valeurs du moment d'inertie. La variation du moment d'inertie, perturbe uniquement le régime transitoire de l'estimation du couple de charge. La réponse de la machine est plus lente lorsque J augmente.

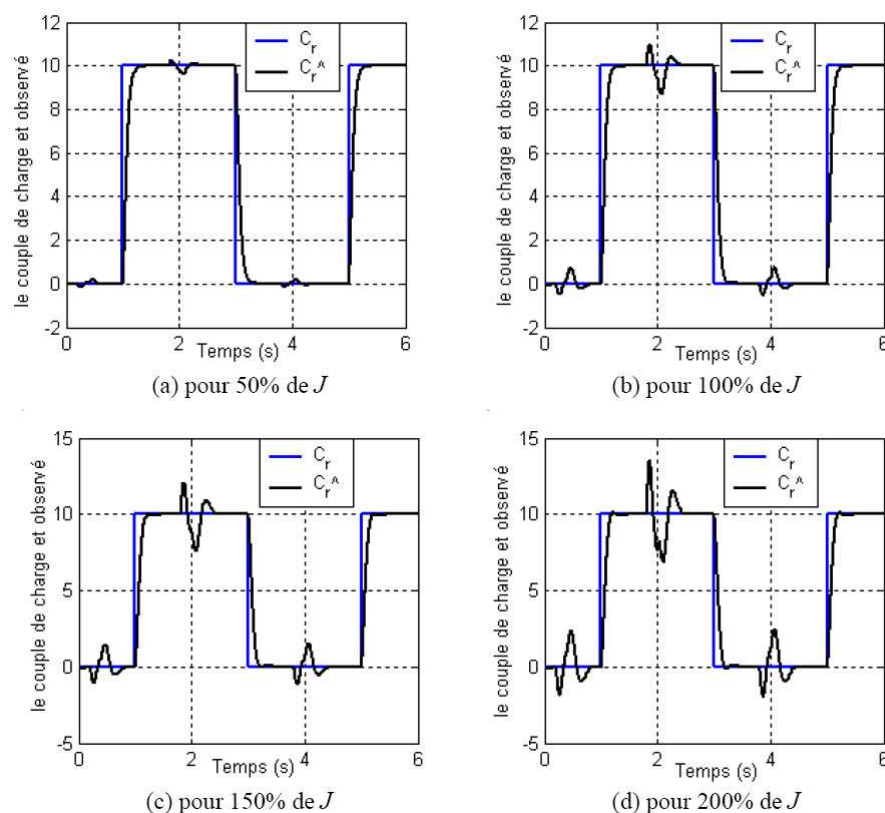


Fig 5.19 : Variation du couple de charge de référence et observé pour différentes valeurs du moment d'inertie

5.5.2 Sensibilité par rapport aux variations du coefficient de frottement

Nous reprenons maintenant les mêmes essais précédents, (une variation de 50% à 200%) mais cette fois ci, c'est le coefficient de frottement, nous allons présenter des résultats de simulation, et on discutera le comportement dynamique de la MADA.

Les figures (5-20) et (5-21) montrent l'évolution de la vitesse de la machine, le couple de charge et la vitesse observés pour des valeurs du coefficient de frottement variant entre 50% et 200%. L'effet de la variation du coefficient de frottement est minime sur les performances de la régulation de la vitesse. De même que dans le cas précédent, l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse observée est faible.

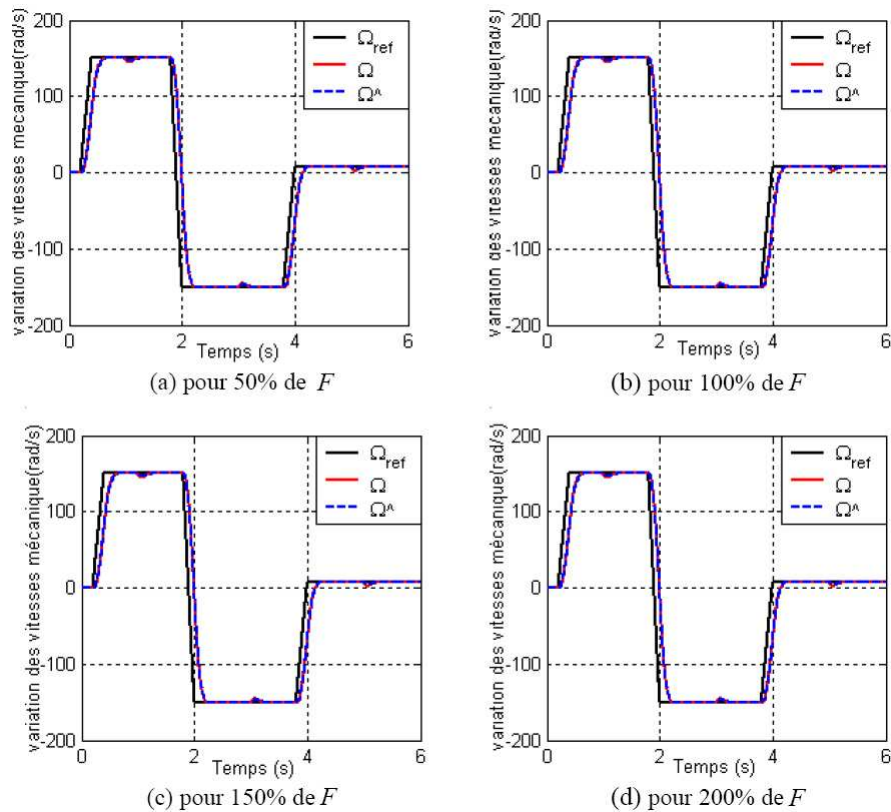


Fig 5.20 : Variation de la vitesse observée et réelle de la machine et sa référence pour différentes valeurs de F

La figure (5-21) illustre la variation du couple de charge observé et de référence pour différentes valeurs du coefficient de frottement. Nous avons choisi un couple de charge de référence égal à 50% du couple nominal afin de mieux illustrer l'effet de la variation du coefficient de frottement sur l'observation du couple de charge. Nous remarquons qu'en régime établi, il existe une erreur statique entre le couple de charge estimé et le couple de charge réel.

L'effet du coefficient de frottement intervient uniquement en régime établi donc indépendamment de la dynamique de la vitesse mais tout simplement de la valeur de la vitesse elle-même.

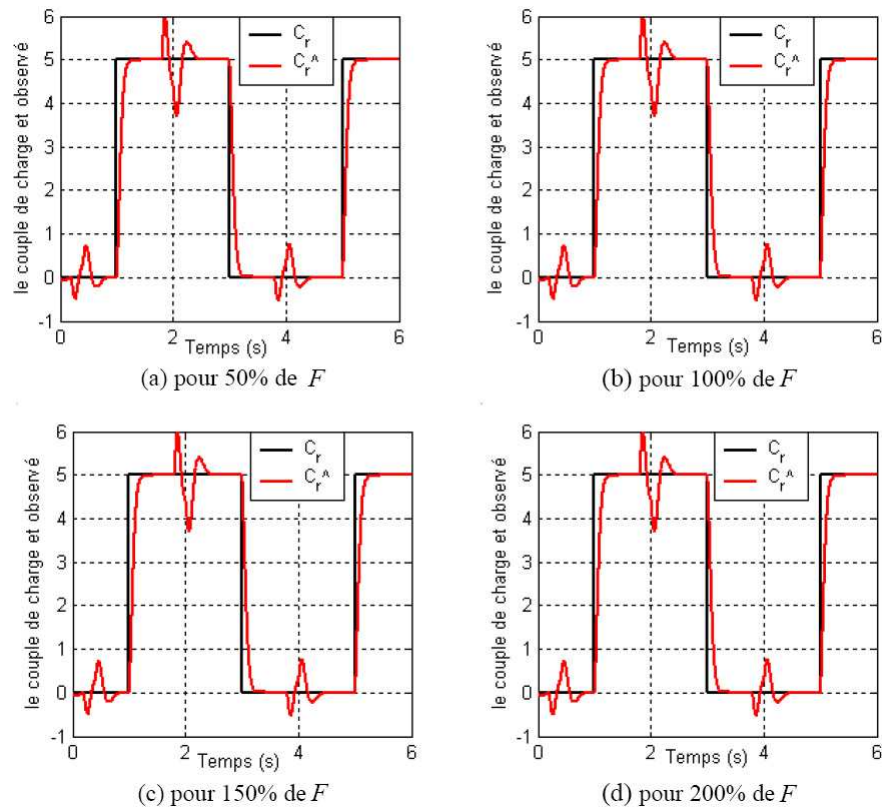


Fig 5.21 : Variation du couple de charge de référence et observé pour différentes valeurs de F

5.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à rotor bobiné doublement alimenté. Le fonctionnement sans capteur de vitesse montre de bonnes performances tant à vitesse nominale qu'à faible vitesse (fonctionnement moteur et générateur) de la MADA où la mesure des courants côté stator et côté rotor représente un avantages pour l'estimation par la suite de la vitesse. Les performances de l'observateur de la vitesse et du couple de charge sont satisfaisantes.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation, avec et sans capteur mécanique. Nous avons étudié plus particulièrement la commande de la machine alimentée par deux onduleurs de tension, fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion. Au cours du premier chapitre, nous avons commencé par présenter en détail un état de l'art sur les machines asynchrones à double alimentation. Deux configurations sont proposées, une dans le cas de l'utilisation de la MADA dans les applications de génération de l'énergie électrique à vitesse variable, qui consiste à connecter le stator directement au réseau, ainsi que le rotor est alimenté à travers un convertisseur de puissance bidirectionnel. Dans l'autre configuration, la MADA est alimentée par deux convertisseurs l'un au stator et l'autre au rotor. Cette configuration est dédiée à des applications industrielles telles que le laminage ou le pompage. Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation mathématique du moteur asynchrone à double alimentation en vue de pilotage préférentiel. Nous avons décidé d'utiliser une modélisation valable en régimes quelconques (transitoire et permanent), basée sur les courants statoriques et rotoriques de la MADA.

Au cours du troisième chapitre, nous avons présenté la modélisation des onduleurs de tension à deux niveaux et à trois niveaux.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation à flux rotorique orienté avec capteur de vitesse mécanique. Le fonctionnement avec capteur de vitesse de la MADA à flux orienté est effectué, en premier temps, par des correcteurs PI classiques où le système de régulation contrôle d'une manière insatisfaisante les régimes transitoires de la MADA lors du changement de consigne et de l'application de couple résistant. Ensuite, les mêmes travaux ont été effectués mais cette fois-ci avec des correcteurs IP classiques. Les résultats de simulation obtenus, sont très satisfaisants.

Dans le cinquième chapitre, nous avons examiné la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation à flux rotorique orienté sans capteur de vitesse mécanique. Le fonctionnement sans capteur de vitesse, montre de bonnes performances tant à vitesse nominale qu'à faible vitesse (fonctionnement moteur et générateur) où la mesure des courants côté stator et côté rotor représente un avantage pour l'estimation par la suite de la vitesse. Les performances de l'observateur de la vitesse et du couple de charge sont très satisfaisantes. Le travail effectué dans

le cadre de ce mémoire de magister, peut être poursuivi et complété par plusieurs perspectives pouvant contribuer à son amélioration. En perspectives de ce mémoire, on propose les idées suivantes :

- Établissement d'un modèle de la MADA prenant en compte la saturation magnétique.
- Application d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, les algorithmes génétiques, les réseaux de neurones, linéarisation par le retour d'état etc.
- Etude de l'angle de charge existant entre la f.m.m statorique et rotorique.
- Etude d'autres configurations d'alimentations de la MADA.
- Etude les machines en régime dégradé

Bibliographie

- [1] F. Poitiers, Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne. *Thèse de Doctorat*, Université de Nantes, Déc.19, 2003.
- [2] Acquisition de données : détection. Schneider Electric [http ://sitelec.org/datasheet/ct209.pdf](http://sitelec.org/datasheet/ct209.pdf)
- [3] Ermiq.M, Cadirci.I, Double-output induction generator operating at subsynchronous and supersynchronous speeds : steady-state performance optimisation and wind-energy recovery. IEE PROCEEDINGS-B, Vol. 139, No. 5, Septembre 1992.
- [4] T.Wildi, Électrotechnique. Les presses de l'université Laval, 2008.
- [5] L. Morel, M. Godfroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann, Double fed induction machine : converter optimisation and field oriented control without position sensor. IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 145, No 4, July 1998. Page9-6.
- [6] G. Brown, Dual cycloconverter traction drive for double fed motors. *Thesis for the degree doctor of Philosophy*, McMaster University, Hamilton, Ontario, April 1989 (Page11-6).
- [7] A. Peterson, L. Harnefors, T. Thiringer, Comparison between stator flux and grid flux oriented rotor current control of doubly fed induction generators. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2004, Aachen, Germany.
- [8] D. Lecoq, Contribution à l'étude des moteurs alternatifs à double alimentation par convertisseurs statiques pour entraînement de forte puissance, *Thèse de Doctorat*, Université de Bruxelles, 1994.
- [9] G. Segulier, F. Nolelet, *Electrotechnique industrielle*, Edition Technique et doc. Lavoisier, 1994.
- [10] J.P.Krause, *Analysis of electric machinery*, MacGraw-Hill Edition, 1986.
- [11] S.Khojiti el khil Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA), *Thèse Ingénieur ENIT-DEA Génie Electrique* Décembre 2006.
- [12] Bose.B.K, *Power electronics and motor drives : advances and trends*, Academic press is an imprint of Elsevier, 2006, U.S.A.

- [13] Hansen.L.H, Helle.L, Blaabjerg.F, Ritchie E., Munk-Nielsen S., Bindner H., Sorensen P. et Bak-Jensen B., Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines, report R-1025, Riso National Laboratory, Roskilde, Denmark, Dec 2001.
- [14] Ottersten R., Vector control of a doubly-sided PWM converter and induction machine drive, these de licence, université technique de Chalmers, 2000, Goteborg, Sweden.
- [15] Jean pierre caron, Modélisation et commande de la machine asynchrone, édition technip, Paris, 1995.
- [16] F.Labrique, G.Seguir et R.Bausiere, Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance : la Conversion Continu-Alternatif, 2ème Edition, Techniques & Documentations Lavoisier, Paris, France, 1995.
- [17] G.Grellet et G. Clerc, Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande, Deuxième Tirage, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [18] S. Zaidi, Commande non Linéaire du Moteur à Induction, Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [19] K.BOULAAM , E.M.,M.S.BOUCHERIT , G.MANESSE, Linear beedback control of the input DC voltage of a three - levels NPC VSI Application to the speed control of PMSM fed by a three-levels NPC PWM rectifier-three-levels NPC VSI cascade, IFAC'2000, Avril 2000, Bruxelles, Belgique.
- [20] E.M.BERKOUK, Contribution à la conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects. Application aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux, Thèse de doctorat, CNAM, 1995, PARIS
- [21] G.GUY, C.GUY, Actionneurs électriques, Principe, Modèles et Commande, Edition Eyrolles, 1992.
- [22] G.Grellet, G. Clerc, Actionneurs électriques, Edition Eyrolles, 1997.
- [23] P Vas, Vector Control of AC Machines, Oxford University Press, UK, 1990.
- [24] F. Blaschke, The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines, Siemens Rev., No.39, pp.217-220, 1972.
- [25] K. Hasse, Zur dynamik drehzahlgergelter antriebe mit stromrichtegespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-machinen, Ph. D. Dissertation, TH Darmstadt.
- [26] J. P. Caron, J. P. Hautier, Modélisation et commande de la Machine asynchrone, Edition Technip, 1995.
- [27] F. Faidallah, Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones, Thèse de Doctorat, INPL, Lorraine 1995.
- [28] L. Baghli, Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, Nancy, 1999.

-
- [29] Erik ETIEN, Sébastien CAUET, Laurent RAMBAULT, Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones, Edition Lavoisier, 2005.
 - [30] Julien DUFOUR et Sylvain PERON, Commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique, Rapport de projet (ENSICAEN), 2008.
 - [31] Canudas Carlos de wit, Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation discrétisation et observateur, édition Hermes science, Europe Ltd, Paris, 2000.
 - [32] S. Damkhi, Commande sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de Holts, Mémoire de Magister, Université De Batna, 2007.

Annexe

A. Transformation de référentiel

La résolution analytique d'un système d'équations différentielles régissant le fonctionnement d'un ensemble de circuits électriques couplés magnétiquement est difficile, même si ces équations sont à coefficients constants. Elle devient presque impossible si ces coefficients varient en fonction du temps, ce qui est le cas des machines à courant alternatif.

Plus souvent, on effectue un changement de variables pour que les relations entre les nouvelles variables soient plus simples que celles existant entre les variables réelles. Le changement de variables n'est pas limité aux systèmes de l'électrotechnique (moteurs asynchrones, alternateurs, réseaux électriques, , etc.) pour éliminer la dépendance des inductances au temps ou conditionner les modèles mathématiques, mais il est aussi employé dans plusieurs autres disciplines : automatique, mécanique, , etc.

Dans cette section, nous nous intéressons aux transformations qui s'appliquent aux grandeurs triphasées et nous portons une attention particulière à la transformation de Park. Il est préférable de considérer uniquement les variables associées à un circuit stationnaire et ensuite modifier cette analyse pour les variables associées au rotor de la machine.

A.1. Transformation généralisée de Park

Un changement de variables simple qui exprime une transformation des variables triphasées des éléments d'un circuit énergétique " Z " à un système de référence arbitraire, peut être schématisé par la figure (A-1).

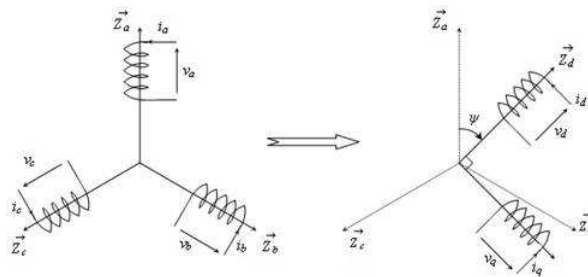


Fig (A-1) : Transformation de Park pour un système énergétique triphasé

Remarque A.1. La transformation des grandeurs du référentiel $(\vec{Z}_a, \vec{Z}_b, \vec{Z}_c)$ ou (a, b, c) en grandeurs dans le référentiel (\vec{Z}_d, \vec{Z}_q) a été originellement établie pour décomposer la F.M.M. créée par le stator d'une machine à courant alternatif selon deux axes [Bar-82].

En écriture matricielle, on peut écrire :

$$[X_{dqh}] = [P_0(\psi)]^{-1} [X_{abc}] \quad (\text{A.1})$$

et

$$[X_{abc}] = [P_0(\psi)] [X_{dqh}] \quad (\text{A.2})$$

Avec

$$P_0(\psi) = \frac{2}{3k_1} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2k_0} & \frac{1}{2k_0} & \frac{1}{2k_0} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$[P_0(\psi)]^{-1} = k_1 \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & k_0 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & k_0 \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & k_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

et

$$[X_{dqh}]^T = [x_d \ x_q \ x_h] \ , \ [X_{abc}]^T = [x_d \ x_q \ x_h] \ , \ \psi(t) = \int_0^t \vartheta(\xi) d\xi + \psi(0)$$

Où x_h est la composante homopolaire associée au système triphasé, $\vartheta(\xi) = \frac{d\psi}{dt}$ et ξ est une variable fictive d'intégration.

Remarque A.2. Dans les équations ci-dessus, X peut présenter un système triphasé de tensions, de courants, de flux ou de charges. Le déplacement angulaire ψ doit être continu [Kra-87]. Cependant, la vitesse angulaire (ϑ) associée au changement de variables n'est pas spécifiée. Le système de référence arbitraire peut tourner à n'importe quelle vitesse angulaire, constante ou variante, ou peut rester stationnaire.

Remarque A.3. Le changement de variables peut être appliqué aux variables de n'importe quelle forme et de n'importe quelle séquence temporelle. Cependant, la transformation donnée ci-dessus convient mieux avec une séquence (a, b, c) . Il est important de noter que la variable x_h n'est pas

associée au système de référence choisi, mais plutôt, elle est reliée arithmétiquement aux variables (a, b, c) , indépendamment de ψ .

A.2. Transformation orthogonale de Park

Pour que la transformation ci-dessus soit orthogonale, c'est à dire une transformation qui conserve la puissance, on doit vérifier l'égalité mathématique :

$$[P_0(\psi)]^{-1} = [P_0(\psi)]^T$$

Donc, il faut choisir $k_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}$ et $k_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

La transformation finale, adoptée dans notre travail, dite de Park sera :

$$P(\psi) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Puisque cette transformation est orthogonale, la matrice inverse est égale à la transposée :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Remarque A.4. Cette transformation est souvent utilisée dans les problèmes de commande des machines électriques. Elle conserve l'invariance de la puissance, mais pas les amplitudes des grandeurs.

A.3. Transformation non orthogonale de Park

Cette transformation est caractérisée par les coefficients $k_1 = 1$ et $k_0 = 1$. D'où :

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

et

$$[P'(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Remarque A.5. Cette transformation est très utilisée dans la modélisation des machines synchrones de moyennes et grandes puissances (modélisation des alternateurs en grandeurs réduites). Elle conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $\frac{2}{3}$). Ce choix entraîne des relations plus simples entre les valeurs numériques associées aux systèmes (d, q) , d'une part et (a, b, c) d'autre part, des courants, des tensions et des flux. Ce choix conduit en outre à des relations également simples lorsqu'on exprime les grandeurs en valeurs réduites (invariance de la puissance instantanée en valeurs réduites).

A.4. Décomposition de la Transformation Park

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle de rotation ψ , la transformation orthogonale de Park, ainsi particularisée, porte le nom transformation de Concordia, $[C]$, et les axes (d, q) sont habituellement désignés par (α, β) .

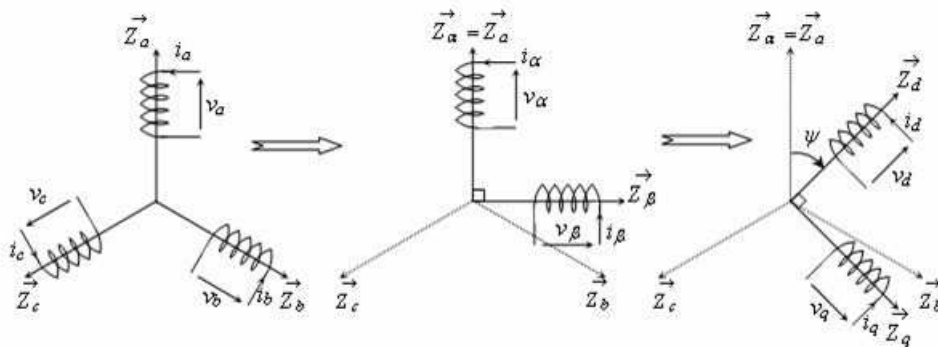


Fig (A-1) : Décomposition de la transformation de park pour un système

Remarque A.6. Dans le cas où on décompose la transformation non-orthogonale de Park, la transformation résultante, caractérisée par $\psi = 0$, est nommée **transformation de Clark**. En fait, la transformation de Park est constituée de deux opérations : une transformation linéaire (triphasé-diphasé), et une autre de rotation d'angle ψ . Le passage aux axes (d, q) s'effectue tout simplement au moyen de la matrice de rotation $[\mathcal{R}(\psi)]$ de sorte que :

$$[P(\psi)] = [Re(\psi)][C] \quad (\text{A.9})$$

Avec

$$[X_{\alpha\beta h}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot [X_{abc}] \quad (\text{A.10})$$

ou

$$[X_{\alpha\beta h}] = [C] \cdot [X_{abc}]$$

Et

$$[X_{dqh}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 0 \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [X_{\alpha\beta h}] \quad (\text{A.11})$$

ou

$$[X_{dqh}] = [\Re(\psi)] \cdot [X_{\alpha\beta h}]$$

où X représente un vecteur triphasé électrique ou magnétique.

Remarque A.7. Les coefficients k_0 et k_1 de la transformation sont au choix de l'utilisateur. Pour notre travail, nous avons gardé les coefficients qui permettent la conservation de la puissance. Il est facile de vérifier que si les composantes (x_a, x_b, x_c) forment un système triphasé équilibré de pulsation ω_z et de valeur de efficace \overline{X} , soit de valeur de crête $\sqrt{2}\overline{X}$, les composantes (x_α, x_β) forment un système diphasé équilibré de même pulsation et de même valeur de crête $\sqrt{2}\overline{X}$. La composante x_h étant nulle. Puisque la composante homopolaire est nulle, on pose dans le reste de notre travail :

$$[X_{dq}] = [\Re(\psi)] \cdot [X_{\alpha\beta}] \quad (\text{A.12})$$

Avec

$$[\Re(\psi)] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Il est facile à vérifier que la matrice de rotation $[\mathfrak{R}(\psi)]$ possède les propriétés suivantes :

- $[\mathfrak{R}(\psi)]^{-1} = [\mathfrak{R}(-\psi)]$
- $[\mathfrak{R}(\psi_1)][\mathfrak{R}(\psi_2)] = [\mathfrak{R}(\psi_1 + \psi_2)]$
- $\frac{d}{dt}[\mathfrak{R}(\psi)] = \frac{d\psi}{dt}[\mathfrak{R}(\psi + \frac{\pi}{2})]$
- $[\mathfrak{R}(\frac{\pi}{2})] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = J_2$

J_2 est la matrice de rotation de 90° .

A.5. Paramètres de la machine MADA

Puissance nominale	P	1,5	Kw
V_{sn} (Étoile)	V	380	V
V_{rn} (Triangle)	V	225	V
Vitesse nominale	N_n	1440	tr / min
Couple nominale	C_n	10	N.m
Résistance statorique	R_s	1.75	Ω
Résistance rotorique	R_r	1.68	Ω
Inductance mutuelle	L_m	0.165	H
Inductance statorique	L_s	0.295	H
Inductance rotorique	L_r	0.104	H
Fréquence	f	50	HZ
Paire de pôles	p	02	Sans dimension
Frottement visqueux	F	0.0426	$kg.m^2$
Inertie	J	0.0027	N.m.s /rd

B.1. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

La tension de sortie est formée d'une structure de créneaux de largeur variable et d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation. Sous forme matricielle, le système d'équations modélisant l'onduleur de tension MLI est donné par la relation qui suit :

$$[V_s] = [C] \cdot [V_e] \quad \text{Avec} \quad [V_s] = [V_{An} \ V_{Bn} \ V_{Cn}]^T \quad [V_e] = [V_{Ao} \ V_{Bo} \ V_{Co}]^T$$

$$[C] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

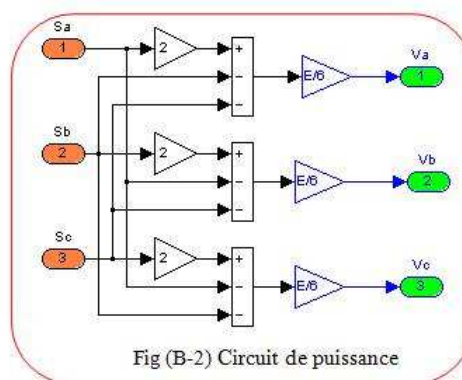
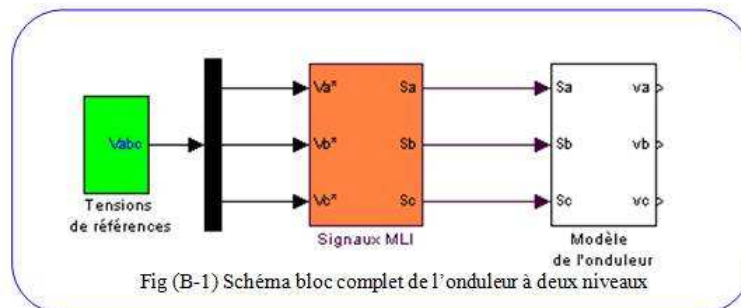
On note que :

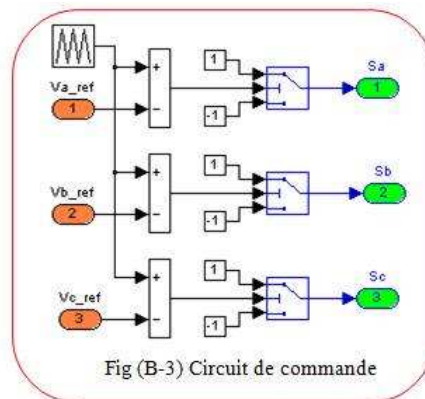
$[C]$: Matrice de transfert continu- alternatif.

$[V_s]$: Vecteur de tension de sortie de l'onduleur.

$[V_e]$: Vecteur d'entrée de l'onduleur

B.2. Les différents blocs de simulation de l'onduleur à deux niveaux





B.3. Modélisation de largeur d'impulsion MLI

La MLI permet de former chaque alternance de la tension de sortie de plusieurs créneaux. Les tensions de sortie de l'onduleur sont contrôlées par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI qui permet le réglage simultané de fréquence et de la tension de sortie. La stratégie triangulo-sinusoidale, retenue le long de notre travail, est l'une des techniques les plus simples. Elle consiste à comparer les trois tensions (V_{a_ref} , V_{b_ref} , V_{c_ref}) calculées par la transformation inverse de PARK à partir de (V_{ds}^* , V_{qs}^* , ω_s) à un signal triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation supérieur à ω_s .

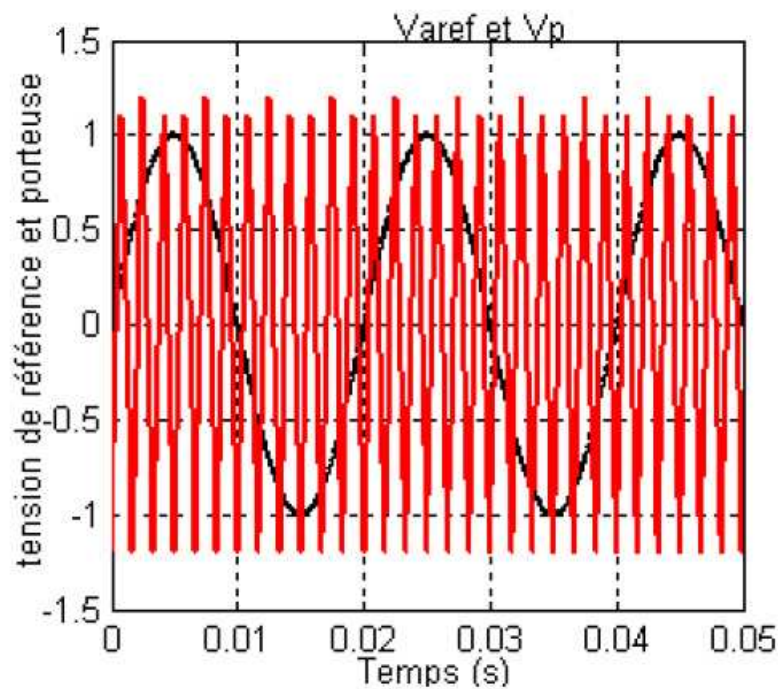


Fig (B-4) : La tension de référence et la porteuse

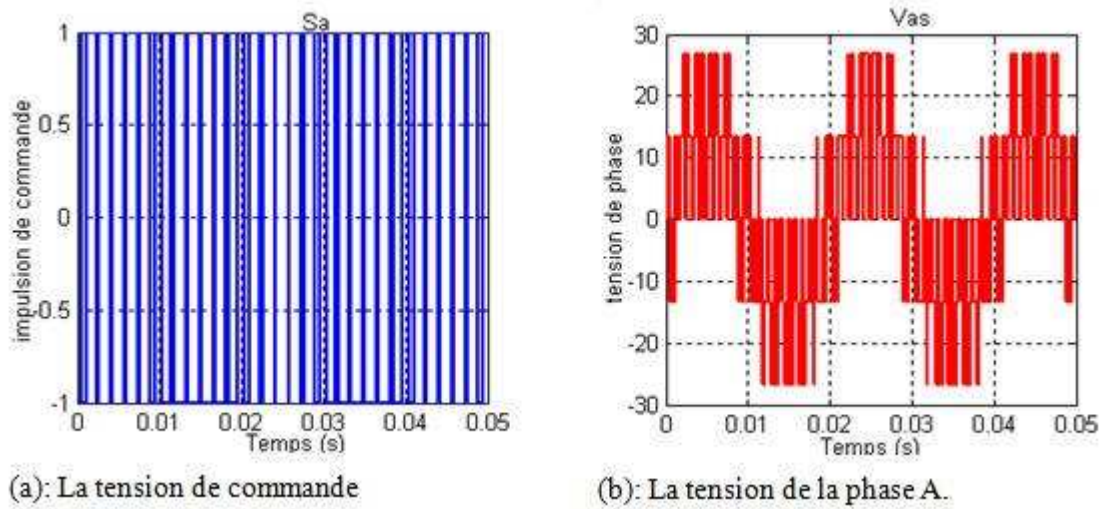


Fig (B-5) : La tension de commande et la tension de la phase A

B.4. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

Pour un bras K du l'onduleur à trois niveaux (Figure 2.7) en définit la commande complémentaire.

B.4.1. Commande complémentaire des onduleurs à trois niveaux

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tension désirés, trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = \overline{F_{K2}} \\ F_{K3} = \overline{F_{K4}} \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = \overline{F_{K3}} \\ F_{K2} = \overline{F_{K4}} \end{array} \right\}, \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = \overline{F_{K4}} \\ F_{K2} = \overline{F_{K3}} \end{array} \right\} \quad (\text{B.1})$$

B.4.1.1. Commande complémentaire N° 1

Pour trois cas possibles, on ne connaît pas la tension qu'aura le bras puisque sa configuration dépend, dans ces cas, en plus des grandeurs électriques du système (commande interne). Donc cette commande complémentaire le système est pratiquement incommandable.

B.4.1.2. Commande complémentaire N° 2

Dans cette commande complémentaire le système est commandable uniquement en deux niveaux ($-u_{c2}$ et u_{c1}). Dans les deux cas inconnus cette commande est interne.

B.4.1.3. Commande complémentaire $N^\circ 3$

Dans ce cas, le système est commandable en trois niveaux, si on interdisant le cas inconnu (où la commande est interne), Cette commande permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possibles pour un bras ($u_{c2}, 0, -u_{c1}$).

La commande donnée par la relation (B.2) est celle qui donne les trois niveaux $u_{c2}, 0$ et $-u_{c1}$ de façon optimale, qui permet donc le fonctionnement en mode commandable, mais après l'élimination du cas inconnu.

$$\begin{cases} F_{K1} = \overline{F_{K4}} \\ F_{K2} = \overline{F_{K3}} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Avec B_{KS} étant le signal de commande du transistor T_{KS} .

Les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par la relation B.3.

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

On peut modéliser le bras K comme deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune (Fig (B-6)). Ces deux cellules sont constituées respectivement des paires d'interrupteurs :

- (TD_{K1}, TD_{K4}) Lorsque TD_{K3} est fermé (Fig (B-6) a)).
- (TD_{K2}, TD_{K3}) Lorsque TD_{K1} est fermé (Fig (B-6) b))

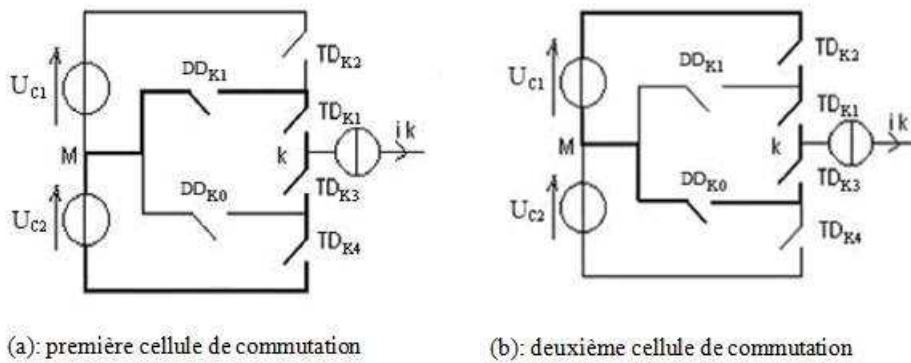


Fig (B-6) : Modélisation d'un bras par deux cellules de commutation

On définit une fonction de commutation F_K^i associée à la cellule i du bras K ($i = 1$ ou 2).

On appellera cellule 1 du bras la paire d'interrupteurs (TD_{K1}, TD_{K4}) et la cellule 2 la paire (TD_{K2}, TD_{K3}).

On a alors :

- F_K^1 fonction de commutation associée à la cellule 1

- F_K^2 fonction de commutation associée à la cellule 2

Les fonctions de connexion des interrupteurs s'expriment à l'aide de ces fonctions de commutations comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_K^1(t)] \\ F_{K2}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_K^2(t)] \end{cases} \quad \begin{cases} F_{K4}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_K^4(t)] \\ F_{K3}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_K^3(t)] \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

On définira une fonction de connexion du demi-bras qu'on notera bF_{Km}^b avec K = numéro du bras, $m = 1$ pour le demi bras du haut, et $m = 0$ pour le demi-bras du bas.

Pour un bras K les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1}F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3}F_{K4} \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

F_{K1}^b est associée au demi-bras du haut (la paire (TD_{K1}, TD_{K2})), F_{K0}^b au demi-bras du bas (la paire (TD_{K3}, TD_{K4})). Le système d'équations (B.5) montre que la fonction de connexion du demi-bras bF_{Km}^b vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs du demi-bras associées à F_{Km}^b sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas.

B.4.2. Fonction de conversion

Les potentiels des nœuds A.B.C du redresseur à trois niveaux par rapport au point milieu M de la source de tension continu, sont donnés par le système :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}u_{c1} - F_{13}F_{14}u_{c2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})u_c \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}u_{c1} - F_{23}F_{24}u_{c2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})u_c \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}u_{c1} - F_{33}F_{34}u_{c2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})u_c \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

On constate d'après le système (B.6), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série. Les fonctions de connexion des demi bras définis selon la relation (B.5) sont :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}.F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}.F_{14} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}.F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}.F_{24} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}.F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}.F_{34} \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

En introduisant ces fonctions de connexion des demi-bras dans le système (B.6) on aboutit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b u_{c1} - F_{10}^b u_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) u_c \\ V_{BM} = F_{21}^b u_{c1} - F_{20}^b u_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) u_c \\ V_{CM} = F_{31}^b u_{c1} - F_{30}^b u_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) u_c \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

Les différentes tensions composées du l'onduleur triphasé a trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexion des demi bras comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} u_c \quad (\text{B.9})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{cases} V_A = \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V_B = \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \\ V_C = \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3} \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Les tensions simples sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} u_c \quad (\text{B.11})$$

B.5. Les différents blocs de simulation de l'onduleur à trois niveaux

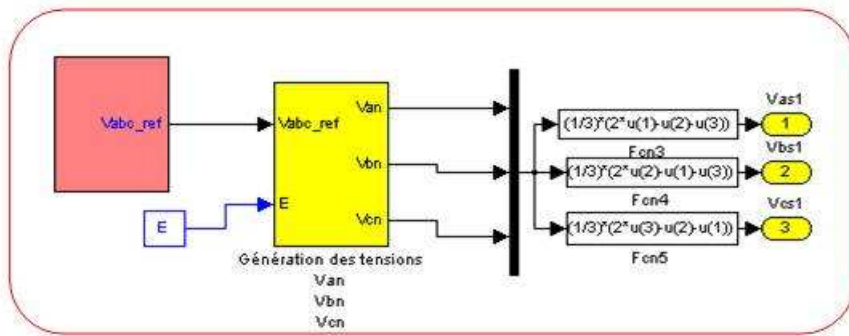
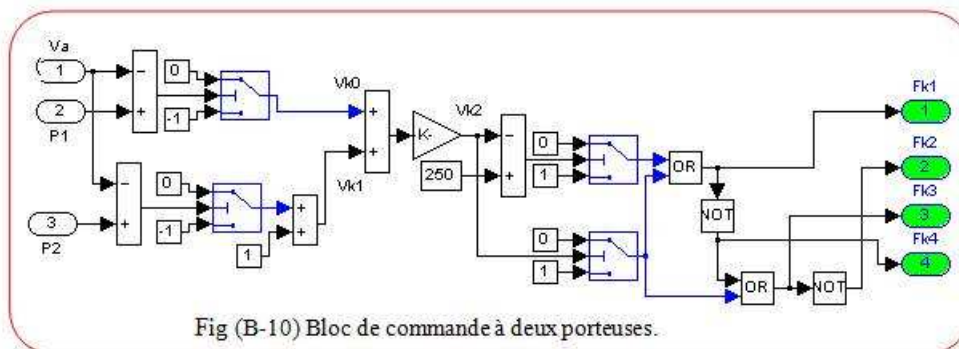
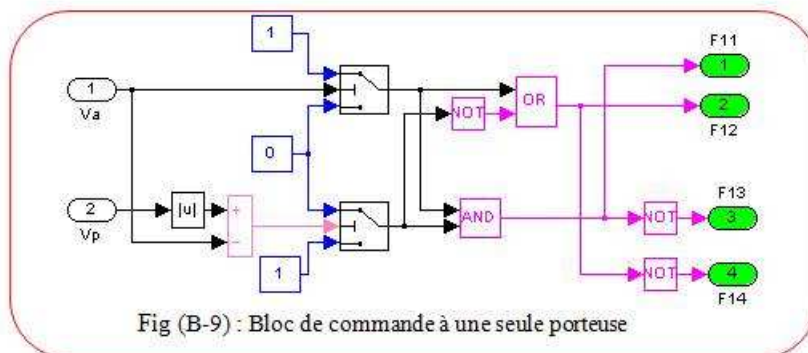
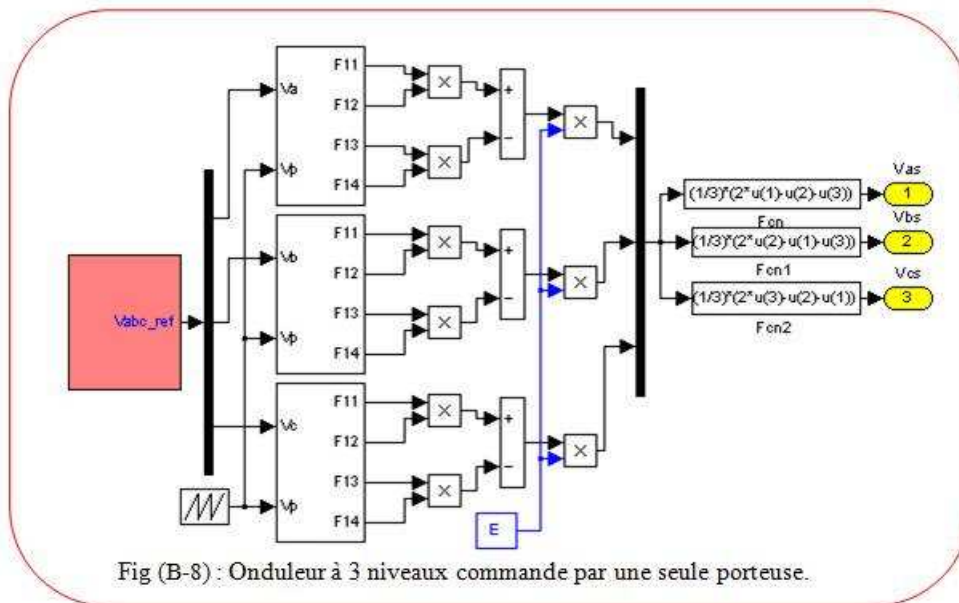


Fig (B-7) : Model de l'onduleur à trois niveaux



B.6. Stratégie de commande MLI de l'onduleur à trois niveaux

B.6.1 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse

B.6.1.1 Principe

Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Pour l'onduleur à trois niveaux, c'est la porteuse triangulaire unipolaire qui donne les meilleures performances de cette stratégie. L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale pour cet onduleur s'écrit :

$$\begin{aligned}
 (|v_{refK}| \leq v_p) &\implies F_{K1} = 1 \text{ et } F_{K2} = 0 \\
 (|v_{refK}| > v_p) \text{ et } (v_{refK} > 0) &\implies F_{K1} = F_{K2} = 1 \\
 (|v_{refK}| > v_p) \text{ et } (v_{refK} < 0) &\implies F_{K1} = F_{K2} = 0
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

La figure B.3 montre la porteuse unipolaire et la tension de référence de la première phase en valeur absolue pour $m = 12$ et $r = 0,8$. On a également donné les impulsions de commande des transistors du demi-bras issus de la comparaison du signal de référence avec la porteuse.

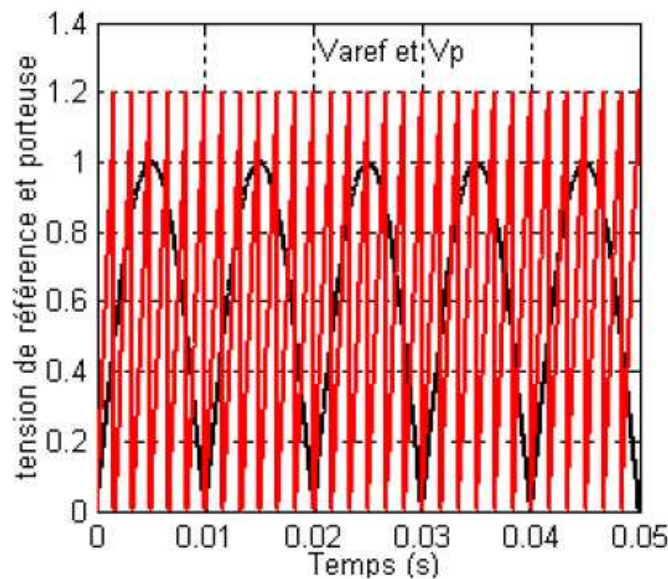


Fig (B-11) : La tension de référence et la porteuse

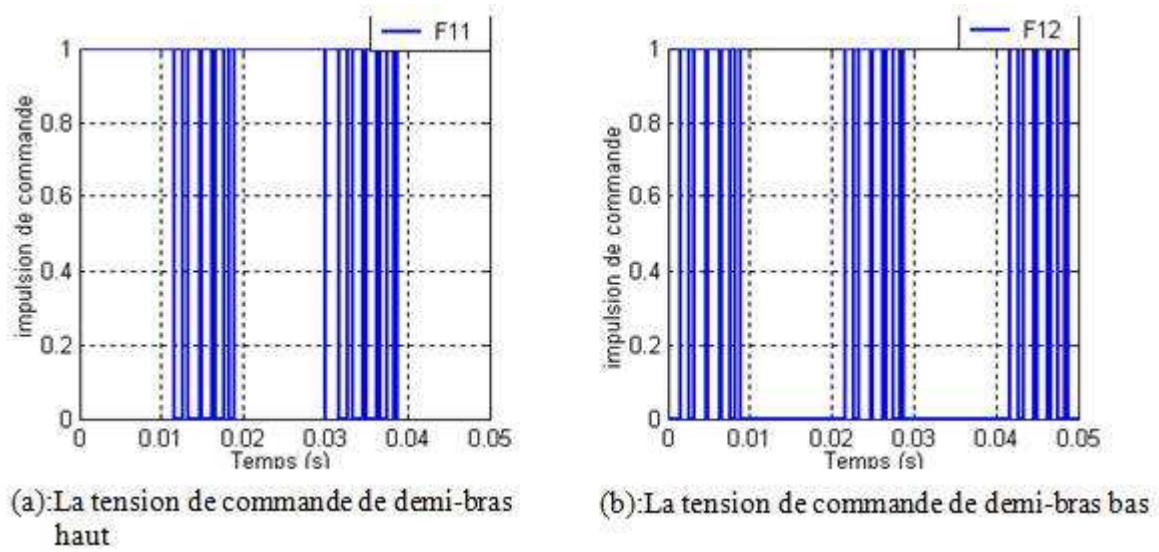


Fig (B-12) : Les tensions de commande des demi-bras

B.6.1.2 Résultats de simulation

La figure B.5 montre la tension du bras et la tension de sortie de la première phase de l'onduleur pour $m = 12$ et $r = 0,8$.

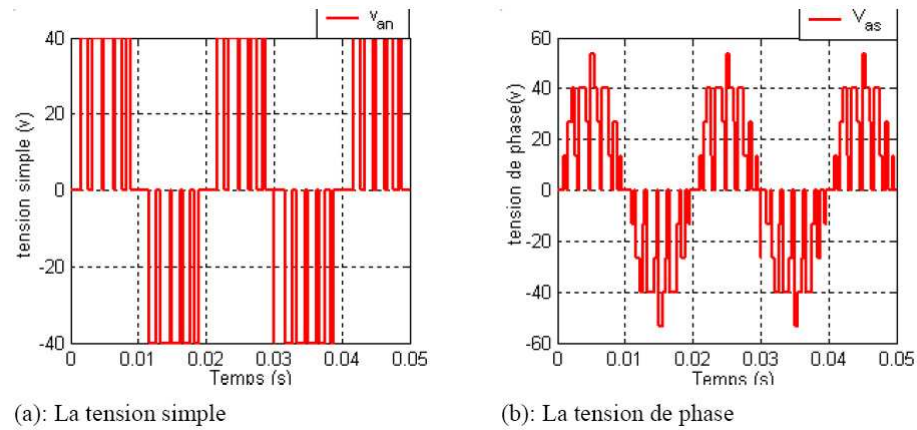
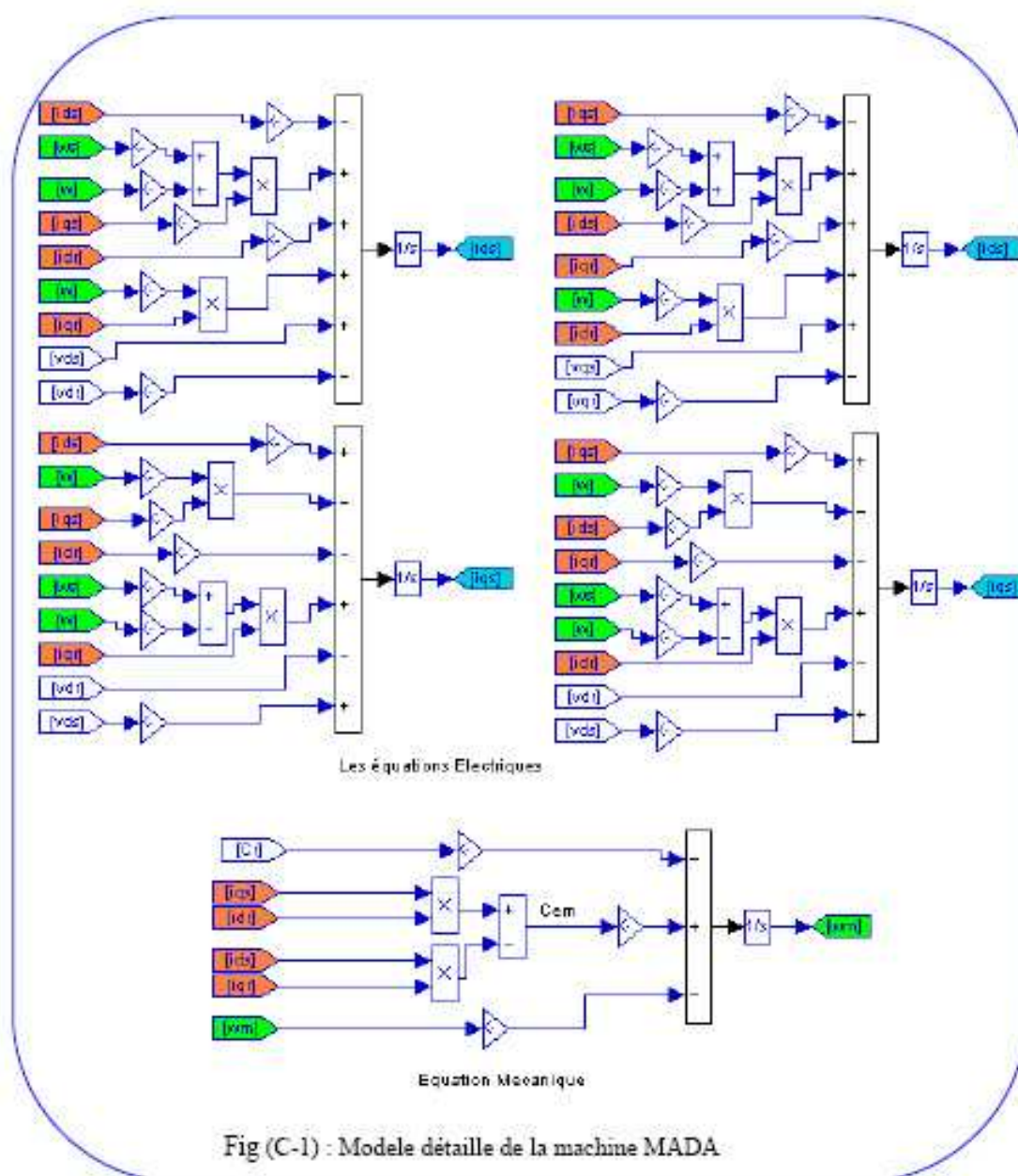


Fig (B-13) : La tension simple et de phase de la sortie A

C.1. Structure des principaux blocs de simulations de la MADA

A partir de la modélisation analytique de la MADA (system I.24), nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation numérique du procédé.



C.2. Structure des principaux blocs de simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux rotorique orienté du chapitre IV, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation numérique du procédé.

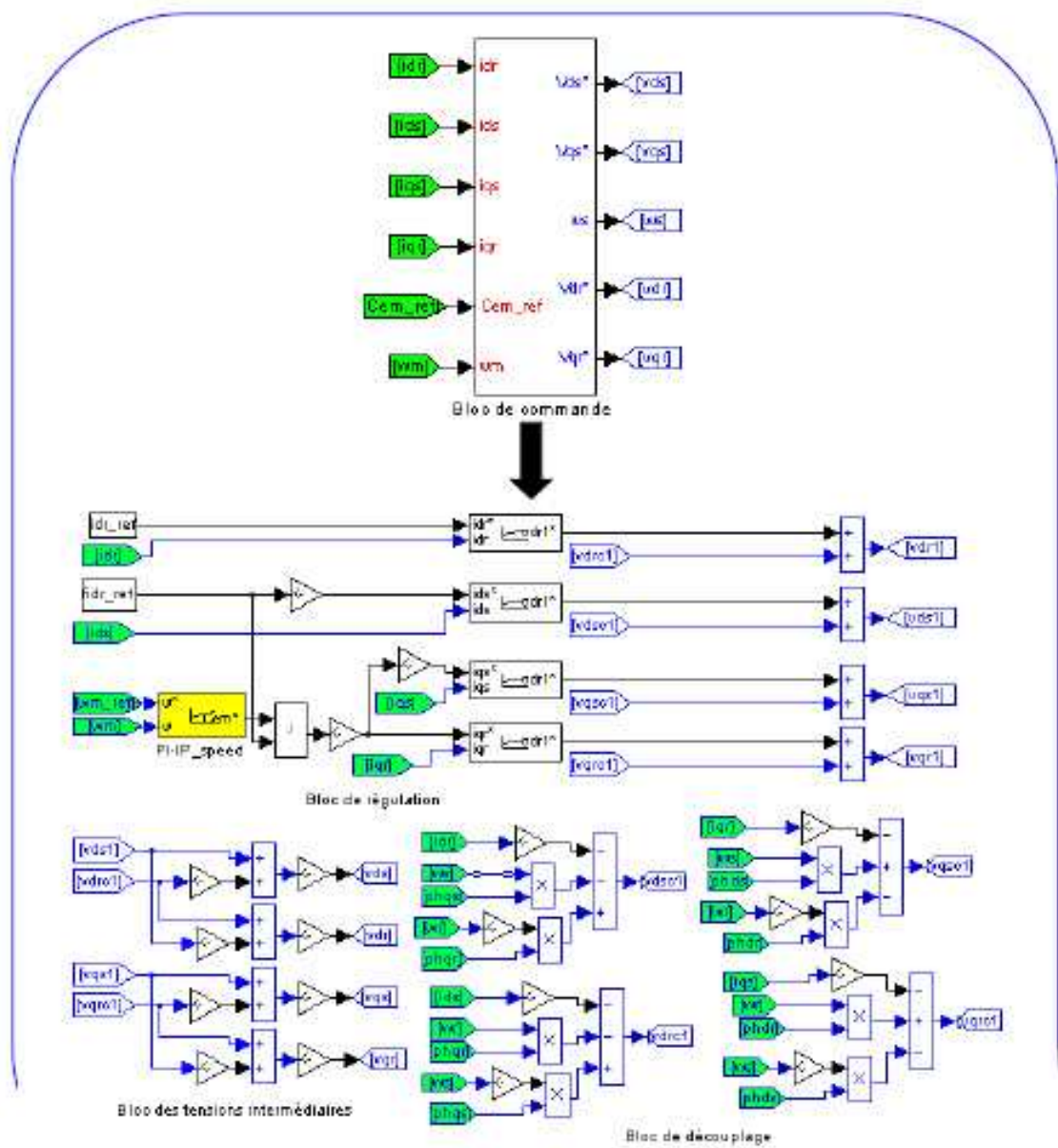
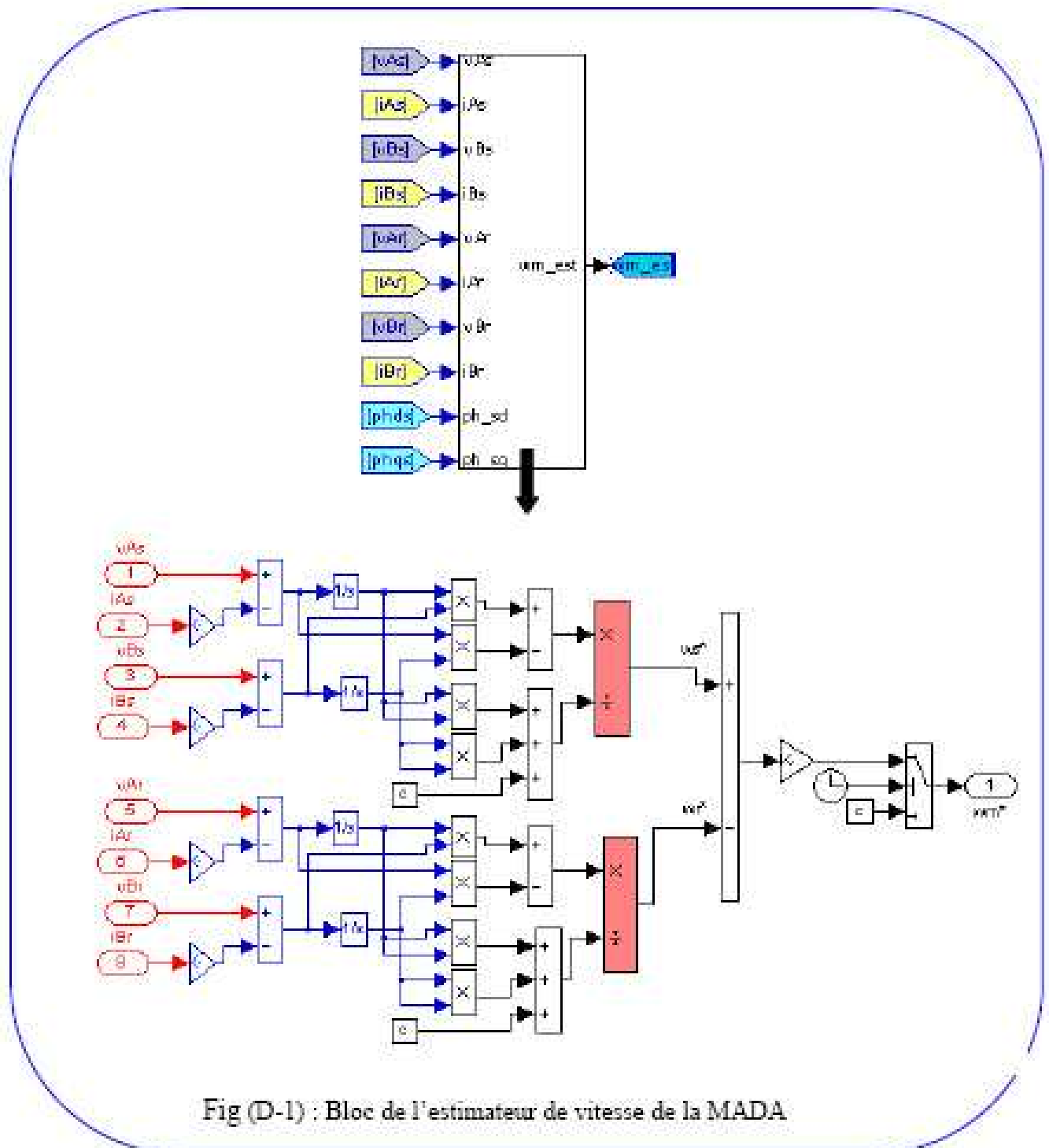


Fig (C-2) : Bloc de commande détaillé de la MADA

D. Structure des principaux blocs de simulations de la commande vectorielle sans capteur de vitesse

D.1. Estimateur



D.2. Observateur

