



**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'enseignement Supérieur**  
**et de la Recherche scientifique**



**Université d'EL-Oued**  
**Faculté des Sciences et de la technologie**

**Mémoire de Fin d'Etude**  
**En vue de l'obtention du diplôme de**

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière: Génie Électrique**

**Spécialité: Machines Électriques**

**Thème**

**ETUDE, SIMULATION ET CONTRÔLE**  
**D'UNE Machine À RÉLUCTANCE VARIABLE**

**Dirigé par:**

Mr. BEN NOUR Cherif

**Réalisé par:**

BALI MOHAMMED Ghanem

SLIMANI Othmane

AHMED SALEH Laila

**Année Universitaire :**

2019/2020

# Remerciements

*Tout d'abord, nous remercions ALLAH LE TOUT PUISSANT qui a rendu ce travail possible.*

*Nous remercions Monsieur Bennour Cherif de sa patience et pour tout ce qu'il a fait pour nous, tout au long de ce travail, il nous a bien encadré, a toujours été à notre écoute.*

*Nous remercions les membres de jury qui jugent ce travail.*

*Sans oublier tous nos professeurs de l'université Echahid Hamma Lakhdar , particulièrement ceux de l'Electrotechnique qui ont beaucoup contribué à notre formation ;merci pour votre soutenance.*

*Aussi, Tous nos amis qui ont contribué de loin ou de près au bon déroulement de ce travail.*

*A nos chers parents, Qui nous a avoir soutenus financièrement et moralement au cours de nos études...On dédie ce travail.*

# Dédicace

*Je dédie cet humble travail*

*A mes très chers parents que Dieu tout puissant les protège*

*A tous les membres de ma famille qui sont toujours présents dans mes  
pensées*

*A mes collègues de l'université Echachahid Hamma Lkhdar d'El  
Oued.*

*Bali Mohammed Ghanem*

## Résumé

L'objet de ce travail concerne une étude sur la machine à reluctance variable (MRV) pour exprimer le comportement de cette machine. Après un rappel des différents types de machines électriques avec différents cas de figures et types de MRV, nous présentons la modélisation de la machine à reluctance variable (MRV), Nous avons utilisés deux stratégies de la commande soit la commande vectoriel et la commande direct du couple.

Ce thème s'agit de modéliser la MRV puis élaborer la commande en fonctionnement moteur sous MATLAB/Simulink. La dernière section sera représentée les résultats de simulation numérique.

**Mots clés :** Machine à Reluctance Variable (MRV), Convertisseur de puissance, • Régulateur PI, Amortisseur, Correcteur à hystérésis.

## ملخص

الهدف من هذا العمل هو دراسة حول محرك ذات ممانعة متغيرة (MRV) وهذا لشرح سلوكيات هذه الألة. وبعد مراجعة حول مختلف أنواع وأشكال الماكينات الكهربائية ذات الممانعة المغناطيسية المتغيرة ودراسة محاسنها وسلبياتها نختار نوع من هذه الألة ونقوم بمحاكتها مع محول تغذيتها. ونستخدم طريقتين للتحكم وهما التحكم الشعاعي والتحكم المباشر للعزم وهذا لأجل الحصول على نتائج مرضية ومطابقة للدراسة.

# Sommaire

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>I ChapitreI Généralités sur la machine à Réductance Variable (MRV) .....</b>	<b>3</b>
1.1 Introduction .....	3
1.2 Généralité sur la MRV .....	3
1.2.1 Différents types de la MRV .....	4
1.2.2 Principe de fonctionnement de la MRV .....	6
1.3 Fondamental du fonctionnement de la MRV .....	7
1.4 Principe des bases des MRV .....	8
1.4.1 La relation entre le flux et l'ampérage.....	8
1.4.2 Les équations électriques .....	9
1.4.3 Production d'efforts.....	10
1.5 Description de la machine étudiée .....	10
1.6 Effet amortisseur .....	11
1.7 Avantages et inconvénients du MRV.....	12
1.7.1 Avantages.....	12
1.7.2 Inconvénients .....	13
1.8 Applications du MRV .....	13
1.9 Conclusion.....	15
<b>II ChapitreII Modélisation de l'ensemble machine-convertisseur .....</b>	<b>16</b>
II.1 Introduction .....	16

II.2	MODELISATION DE LA MRV A STATOR LISSE .....	16
II.2.1	AVEC AMORTISSEURS.....	16
II.2.2	Sans amortisseurs .....	27
II.3	Alimentation .....	33
II.3.1	Onduleur de tension à MLI.....	34
II.4	Conclusion.....	37
<b>III</b>	<b>ChapitreIII Commande vectorielle de la MRV.....</b>	<b>38</b>
III.1	Introduction .....	38
III.2	Principe de la commande vectorielle.....	38
III.3	Principe de commande de la MRV à stator lisse .....	39
III.3.1	Bloc de découplage A .....	40
III.4	Calcul des correcteurs .....	45
III.4.1	Boucle de courant <i>id</i> .....	45
III.4.2	Boucle de courant <i>iq</i> .....	45
III.5	Simulations .....	47
III.6	Résultats des simulations.....	48
III.6.1	Essai à vide et en charge .....	48
III.6.2	Changement de la référence de vitesse .....	49
III.6.3	Essai de la variation de la charge.....	49
III.6.4	Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation .....	49
III.6.5	Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge.....	50

III.7	Interprétation des résultats.....	56
III.8	Conclusion.....	57
<b>IV</b>	<b>ChapitreIV Commande directe de couple de la MRV .....</b>	<b>58</b>
IV.1	Introduction .....	58
IV.2	Principes généraux de la commande directe de couple .....	59
IV.3	Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé .....	60
IV.4	Stratégie de commande directe de couple et de flux .....	61
IV.4.1	Contrôle du vecteur de flux statorique.....	61
IV.4.2	Contrôle du couple électromagnétique .....	63
IV.5	Présentation de la structure du contrôle.....	63
IV.5.1	Estimation du flux statorique .....	65
IV.5.2	Estimation du couple électromagnétique .....	66
IV.5.3	Elaboration du vecteur de commande.....	66
IV.5.4	Elaboration de la table de commande .....	68
IV.6	Structure générale du contrôle directe du couple .....	69
IV.7	Simulations .....	69
IV.8	RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DISCUSSION .....	71
IV.8.1	Essai à vide et en charge.....	71
IV.8.2	Changement de la référence de vitesse.....	71
IV.8.3	Essai de variation de la charge .....	72
IV.8.4	Inversion de sens de rotation et variation du couple de charge.....	72

IV.9	Interprétations des résultats .....	78
IV.10	CONCLUSION.....	78
	<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>79</b>

## Liste des Figures

FIGURE I-1 ELECTRO-AIMANTS .....	3
FIGURE I-2 MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE .....	4
FIGURE I-3 MACHINES A STATOR LISSE .....	5
FIGURE I-4 MACHINE DOUBLE DENTURE « VERNIER » .....	5
FIGURE I-5 MACHINE ELEMENTAIRE.....	6
FIGURE I-6 POSITION DE CONJONCTION (POSITION FACE A FACE) .....	7
FIGURE I-7 ELECTRO-AIMANT .....	8
FIGURE I-8 MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE ETUDIEE.....	10
FIGURE I-9 PPLICATIONS DU MRV .....	14
FIGURE II-1 MACHINE A STATOR LISSE.....	19
FIGURE II-2 REPRESENTATION DES DIFFERENTS REPERES .....	29
FIGURE II-3 SCHEMA BLOC DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE A STATOR LISSE .....	32
FIGURE II-4 ONDULEUR DE TENSION .....	33
FIGURE II-5PRESENTATION DE LA BANDE DE COURANT A HYSTERESIS.....	35
FIGURE II-6 PRINCIPE DE COMMANDE MLI .....	36
FIGURE II-7GENERATION D'UNE MLI NATURELLE.....	36
FIGURE II-8 TENSION AUX BORNES DE L'ONDULEUR A FP=3KHZ .....	36
FIGURE II-9 SCHEMA FONCTIONNEL DE L'ONDULEUR A MLI .....	37
FIGURE III-1 SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	39
FIGURE III-2 METHODE COMPONSATION POUR LA BOUCHE DE COURANT D.....	41
FIGURE III-3 BLOC DE DECOUPLAGE DES COURANT SUIVANT LES DEUX AXES.....	41
FIGURE III-4 BOUCLE DES COURANT ID ET IQ .....	44
FIGURE III-5 BOUCLE DE COURANT IQ.....	46
FIGURE III-6 BOUCLE DE VITESSE.....	46
FIGURE III-7 SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE A STATOR LISSE.....	47
FIGURE III-8 (A) RESULTATS DE SIMULATION DU DEMARRAGE A VIDE.....	51
FIGURE III-9 (B) RESULTATS DE SIMULATION POUR DEMARRAGE A VIDE SUIVIE D'UNE PPLICATION DE CHARGE DE 5.5 N.M A T=0.5S .....	52
FIGURE III-10 REPONSE DE LA COMMANDE POUR UNE VARIATION DE LA VITESSE DE REFERENCE .....	53

FIGURE III-11 RESULTATS DE SIMULATION POUR UNE INVERSION DU SENS DE ROTATION AVEC INTRODUCTION DE LA CHARGE .....	55
FIGURE III-12 RESULTATS DE SIMULATION POUR VARIATION LA RESISTANCE STATORIQUE ET LE COUPLE.....	56
FIGURE IV-1 SCHEMA STRUCTUREL D'UNE COMMANDE DTC APPLIQUEE A UN MRV .....	59
FIGURE IV-2 VECTEURS DES TENSIONS ET ÉTATS DES INTERRUPTEURS D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE, DANS LE PLAN (A, B). .....	61
FIGURE IV-3 EVOLUTION DU VECTEUR DE FLUX STATORIQUE DANS LE PLAN (A, B). .....	62
FIGURE IV-4 PARTITION DU PLAN COMPLEXE EN SIX SECTEURS ANGULAIRES $CKI = 1 \dots 6$ . .....	64
FIGURE IV-5 CORRECTEUR DU FLUX A HYSTERESIS ET SELECTION.....	66
FIGURE IV-6 IV.6 CORRECTEUR DE COUPLE A TROIS NIVEAUX .....	67
FIGURE IV-7 SCHEMA DE LA STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE .....	69
FIGURE IV-8 SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE A STATOR LISSE .....	70
FIGURE IV-9 (A) RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC POUR UN DEMARRAGE A VIDE.....	73
FIGURE IV-10 (B) RESULTATS DE SIMULATION POUR UN DEMARRAGE A VIDE SUIVI D'UNE APPLICATION DE CHARGE DE 5.5 N.M A $T=0.5s$ .....	74
FIGURE IV-11 RESULTATS DE SIMULATION POUR UNE VARIATION DE LA VITESSE DE REFERENCE .....	75
FIGURE IV-12 RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC POUR VARIATION DE LA CHARGE.....	76
FIGURE IV-13 RESULTATS DE LA SIMULATION POUR UNE INVERSION DU SENS DE ROTATION INTRODUCTION ET SUPPRESSION DE LA CHARGE .....	77

## Liste des tableaux

TABLE IV-1	EVOLUTION DES GRANDEURS FLUX ET COUPLE EN FONCTION DU VECTEUR $v_k$ .....	63
TABLE IV-2	TABLE DE COMMANDE PROPOSEE PAR TAKAHASHI .....	68

## Notations et symboles

MRV	Machine à reluctance variable
s	Indice du stator.
r	Indice du rotor.
$V_s$	Tension statorique.
$V_r$	Tension rotorique.
$i_s$	Courant statorique.
$i_r$	Courant rotorique.
$R_s$	Résistance statorique.
$R_r$	Résistance rotorique.
$\phi_s$	Flux statorique.
$\phi_r$	Flux rotorique.
$V_a, V_b, V_c$	Tensions de phase.
$i_a, i_b, i_c$	Courants de phase statorique.
$i_{kd}, i_{kq}$	Courants de phase rotorique.
$\phi_a, \phi_b, \phi_c$	Flux de phase statorique.
$\phi_{kd}, \phi_{kq}$	Flux totaux à travers les enroulements KD et KQ.
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique.
$L_r$	Inductance propre d'une phase rotorique.
d/dt	Opérateur dérivé.
M	Mutuelle entre les phases.
$C_e$	Couple électromagnétique délivré par la machine.
$C_r$	Couple résistant de la charge.
f	Coefficient des frottements visqueux.
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique.
d	Axe direct.
q	Axe en quadrature.
$L_d$	Inductance sur l'axe direct.
$L_q$	Inductance sur l'axe en quadrature.
$\phi_d$	Flux total à travers la bobine équivalente au stator placée sur l'axe direct.
$\phi_q$	Flux total à travers la bobine équivalente au stator placée sur l'axe en quadrature.
P	Puissance total.
p	Nombre de paires de pôles.
$V_a, V_b, V_c$	Tensions d'entrée à l'onduleur.
E	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.

$v_{dref}, v_{qref}$	Tensions de référence.
$\varepsilon_d, \varepsilon_q$	Erreurs entre la valeur référence et réel.
$G_o$	rapport de fréquence.
$\omega$	Vitesse angulaire.
$s$	Coefficient de LAPLACE.
$k_d, k_q$	Constants de temps.
$V_{ref}$	Vecteur de tension de référence.
$K$	Secteur.
$\Omega_m$	Vitesse de rotation électrique.
$T_e$	Période d'échantillonnage.
$\Delta\theta_s$	Taux de variation de l'angle statorique.
$\Delta\Phi_s$	Erreur entre le flux statorique estimé et de référence.
$\alpha$	Indice repère de concordia.
$\beta$	Indice repère de concordia.
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Tension statorique de repère de concordia.
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Courant statorique de repère de concordia.
$V_{ref\alpha}$	Vecteur de tension de référence alpha.
$V_{ref\beta}$	Vecteur de tension de référence betta.

## Introduction générale

Les moteurs à réluctance variable reçoivent ces dernières années de plus en plus d'attention de la part des industriels. Ceci est dû à leur robustesse, leur faible coût de production et également leur rendement très apprécié.

Tout circuit excité par un courant, et dont une partie est mobile, peut constituer une machine. Si la partie mobile se déplace en translation on l'appelle l'armature, et la machine est un transducteur magnétique. Si la partie mobile se déplace en rotation, on l'appelle le rotor, la machine est une machine tournante ou encore un convertisseur rotatif. En fin, Si cette partie mobile entraîne une variation de l'entrefer dans la structure on l'appelle alors Machine à Reluctance Variable.

Les machines à réluctance variable constituent une classe particulière des machines électromagnétiques dans lesquelles les forces sont obtenues grâce à la variation de perméance d'un circuit magnétique entouré par des bobinages. Cette variation est obtenue lors du déplacement relatif des deux parties constitutives : le stator et le rotor dans les machines tournantes. Ces variations de perméance sont les sources de variations d'énergie électromagnétique ou encore de variations de réluctance, ou d'inductance (vu du bobinage), d'où le nom de "machines à réluctance variable". Ainsi, le stator ferromagnétique supportera les bobinages, quant au rotor qui ne possède aucun conducteur ni aimant, il aura une denture destinée à faire varier l'inductance du circuit électromagnétique. Le développement des Machines à Réluctance Variable tant du point de vue de leurs performances intrinsèques que du point de vue de leurs applications industrielles.

Le travail dans ce mémoire porte sur la commande de la Machine à Reluctance Variable à stator lisse et rotor massif. La modélisation de la machine à permis de définir une stratégie de commande pour contrôler le couple, cette stratégie a été appliquée par simulation sous logiciel MATLAB / SIMULINK de la MRV alimenté par onduleur de tension de type MLI.

Dans un premier temps, nous présentons une généralité sur la MRV, le principe de fonctionnement, Description de la machine étudiée, et l'effet amortisseur. La recherche d'un modèle pour la MRV et leur alimentation est présentée dans le chapitre deux. Au troisième chapitre une étude de commande vectorielle de la MRV avec la simulation est présentée. Dans le chapitre quatre, on présente et applique la commande directe de couple DTC sur la MRV avec les résultats des simulations. Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

## Chapitre I

# Généralités sur la machine à Réductance Variable (MRV)

## I.1 Introduction

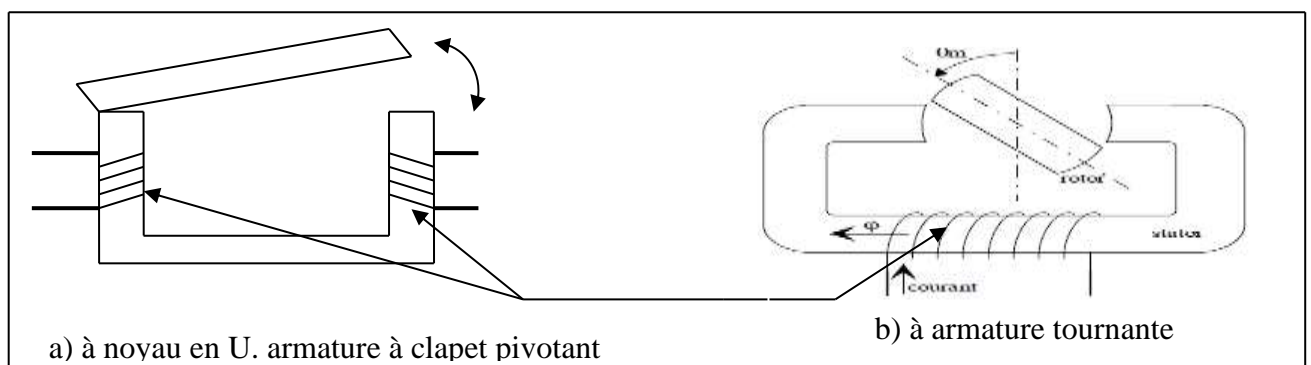
Les machines à réductance variable sont des machines de structure différentes dont la propriété commune est une variation sensible de la forme de l'entrefer durant la rotation. Mais ces machines n'ont nullement les mêmes caractéristiques ni les mêmes performances et ne sont nullement destinées au même usage.

Dans ce chapitre, nous présenterons une étude générale de la MRV sur sa structure, son principe de fonctionnement, effet Amortisseur, ses applications et les avantages et les inconvénients des MRV

## I.2 Généralité sur la MRV

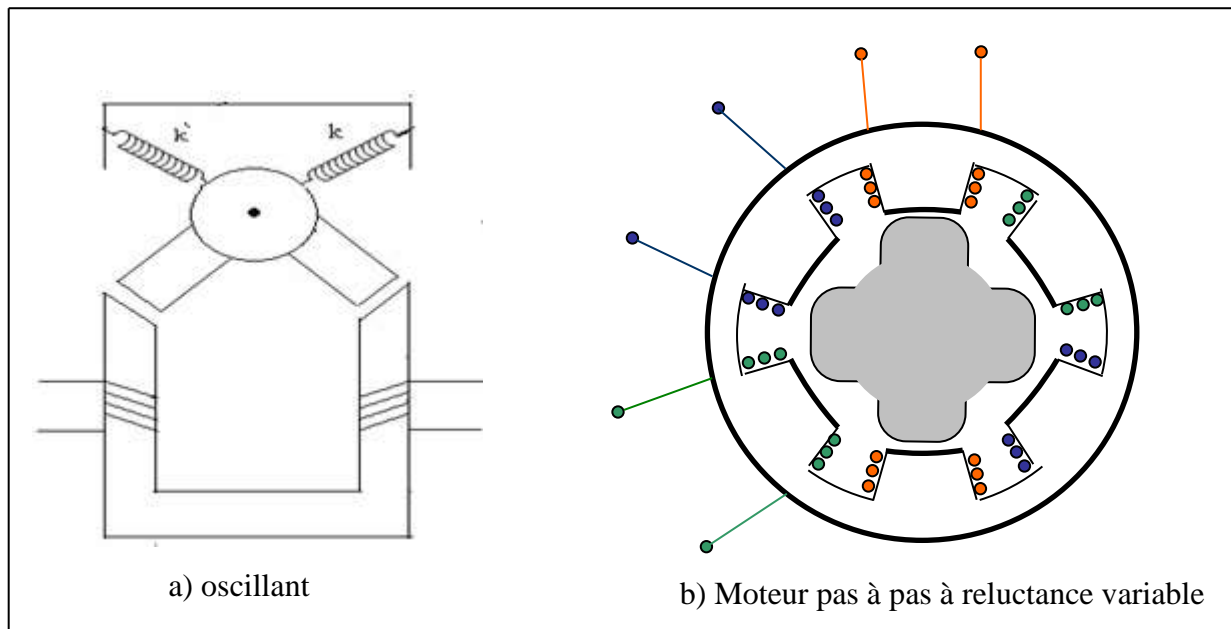
Il existe plusieurs types de la machine à réductance variable (cylindrique, linéaire, Vernier à grosses dents...).

L'exemple type de cette machine est l'électroaimant utilisé dans les relais, les contacteurs, etc. il se présente sous de nombreuses formes mais comporte toujours une partie fixe appelée noyau et partie mobile appelée armature. Le noyau peut prendre la forme d'un U, d'un E ou d'un cylindre et l'armature peut être plate, plongeante ou tournante. La figure I-1 donne des exemples de structures d'électroaimant.



**Figure I-1 Electro-aimants**

Mais des moteurs utilisent aussi le principe de la réluctance variable. La figure I-2 donne des exemples de moteur oscillant (type rasoir électrique) et de moteur pas à pas. Pour ce dernier l'alimentation séquentielle des phases dans l'ordre A.B.C correspond à un sens de rotation anti- horaire et dans l'ordre A.C.B à un sens de rotation horaire. Le passage de l'alimentation de la phase A à celle de la phase B provoque une rotation élémentaire d'un deuxième de tour du rotor appelé : pas élémentaire [1].



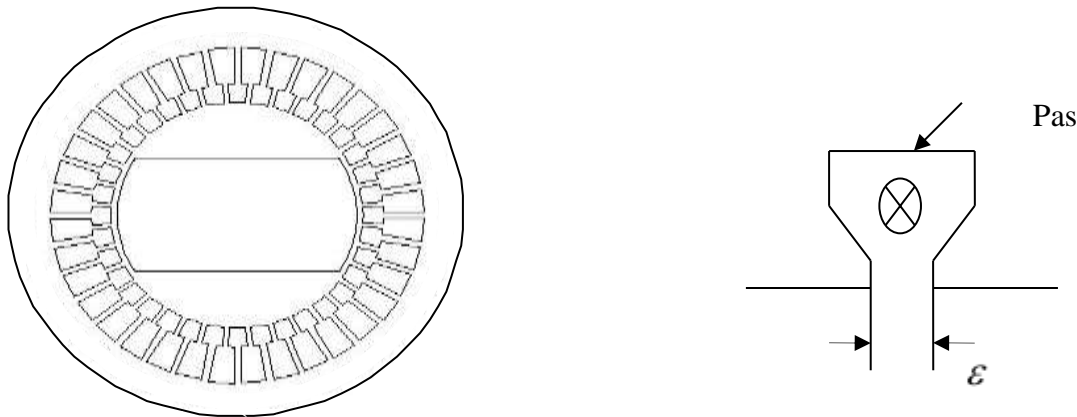
**Figure I-2 Moteur à réluctance variable**

### I.2.1 Différents types de la MRV

Les machines à réluctance variable se divisent, de par leur construction en deux grandes catégories : Les machines à stator lisse et les machines à double denture dite « vernier » où dans les deux cas le rotor est denté à  $N_r$  dents identiques et régulièrement réparties.

#### I.2.1.1 Machines à stator lisse

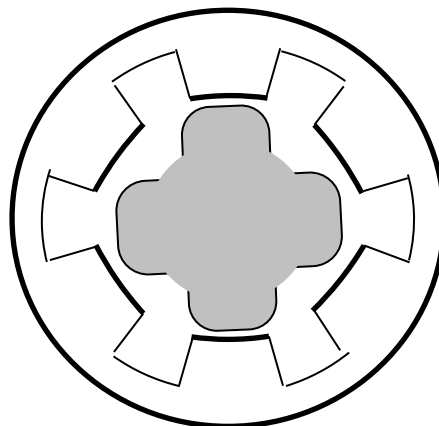
Dans ce type de machine le stator est cylindrique de révolution de rayon  $r_s$  dans lequel sont creusées des encoches destinées à loger les conducteurs. La définition de stator lisse est due surtout à faible largeur des isthmes d'encoche  $\varepsilon$  au niveau de l'entrefer qui constituent une irrégularité locale négligeable dans la géométrie.



**Figure I-3 Machines à stator lisse**

### I.2.1.2 Machine à double denture

Ces sont des machines dont le stator, vu l'importance de ces encoches relativement aux dents rotoriques, ne peut être assimilé à un stator lisse. Les irrégularités locales dues au positionnement relatif des dents rotoriques et statoriques sont d'ailleurs la cause de la conversion d'énergie. La figure I.5 représente une machine à réluctance variable à double denture avec six pôles statoriques chaque deux pôles diamétralement opposés reçoivent deux bobinages alimentés en série, et quatre pôles rotoriques, il ne comporte ni conducteur électrique ni aimant, ce qui lui confère une grande robustesse et une extrême simplicité [2].



**Figure I-4 Machine double denture « vernier »**

Ce travail est consacré à l'exploration des possibilités des Machines à Reluctance Variable. Dans le cadre d'une telle application elles apparaissent, de par leur structure robuste, comme une alternative aux autres types de solutions envisagées, comme les machines asynchrones ou encore les machines synchrones à rotor bobiné.

De par simplicité structurelle, leur faible prix de revient et faible coût de fabrication, leur capacité à développer un fort couple à basse vitesse, avec les pertes essentiellement concentrées au stator alors refroidissement aisé, ainsi que leur bon rendement.

Par ailleurs notons quelques principaux inconvénients :

- - à savoir la nécessité d'un autopilotage, de forte ondulation des courants,
- - un couple instantané naturellement pulsatoire, surtout à haute vitesse,
- - un bruit acoustique important [3].

## I.2.2 Principe de fonctionnement de la MRV

Considérons d'abord le système élémentaire de la figure I-6 constituée simplement de deux pôles statoriques et deux pôles rotoriques.

Supposons la partie mobile en position voisine de la position d'opposition ; si l'on fait circuler un courant dans le bobinage, celui-ci crée un champ et donc un flux dans la partie fixe. Le rotor va alors entrer en rotation de manière à minimiser le trajet du flux jusqu'à atteindre la position de conjonction, correspondant au trajet minimum

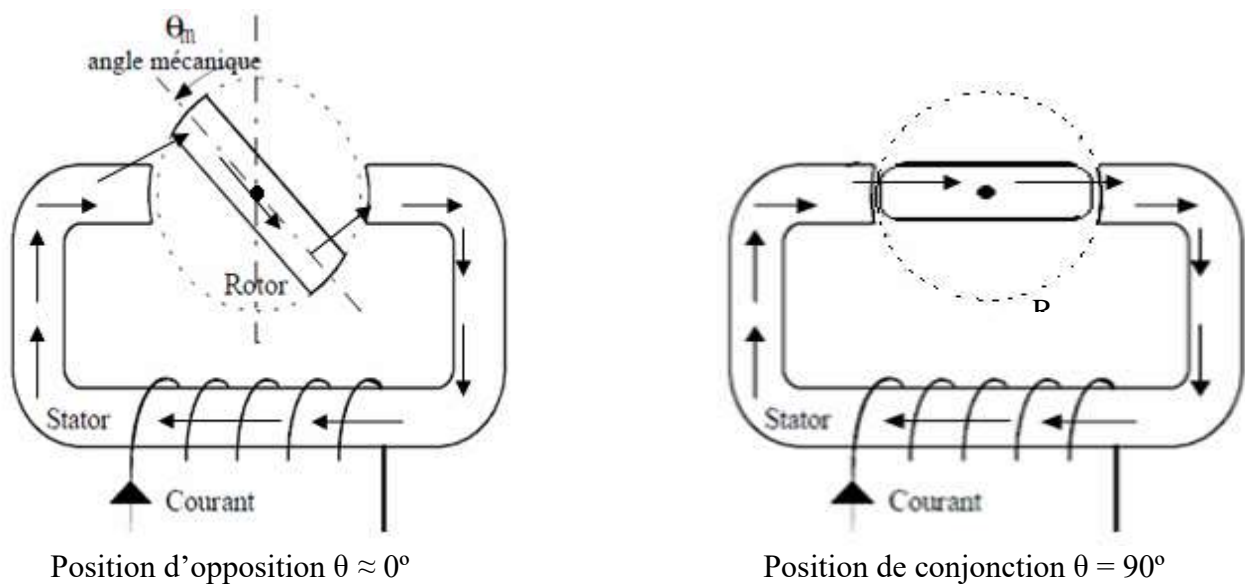
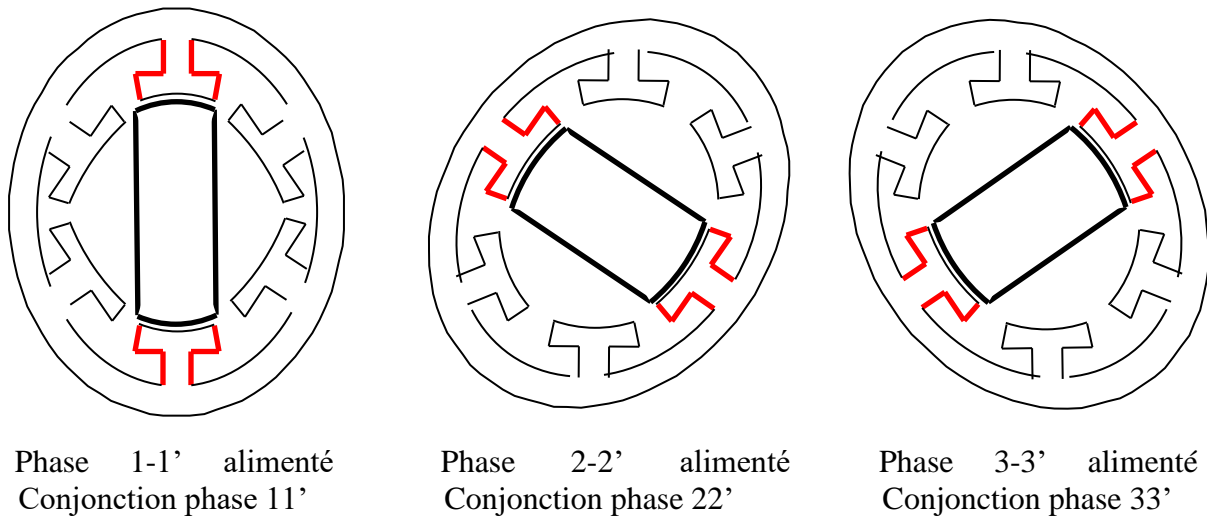


Figure I-5 Machine élémentaire

Ce principe est valable dans le cas d'une machine polyphasée à plusieurs pôles



**Figure I-6 Position de conjonction (position face à face)**

- Phase 1 alimentée : le circuit magnétique tend à se positionner en position de réluctance minimale  
 ⇒ Rotation vers conjonction " phase 1-1' "
- Phase 2 alimentée : le circuit se déplace en position de réluctance minimale  
 ⇒ C'est l'axe 22' qui vient en conjonction de la phase 2
- Ainsi une rotation de l'excitation dans le sens 1, 2, 3 donnera lieu à un déplacement du rotor dans le même sens. Un changement dans l'ordre d'alimentation des phases, par exemple alimentation 1, 3 puis 2 inversera le sens de rotation du moteur [4].

### I.3 Fondamental du fonctionnement de la MRV

Comme on a mentionné dans le paragraphe (I.1) la réluctance magnétique est une fonction de la position du rotor et du courant  $i$ , pour n'importe quel circuit magnétique la réluctance est donnée par la relation :

$$\mathfrak{R} = \frac{F}{\varphi} = \frac{HL}{BS} = \frac{l}{\mu S} \quad (\text{I.1})$$

Tel que :

$\mathfrak{R}$  : La réluctance magnétique.

$\varphi$  : Le flux magnétique.

$H$  : Champ magnétique.

$L$ : Longueur de circuit magnétique.

$B$  : Induction magnétique.

$S$ : Section du circuit magnétique.

$\mu$ : Perméabilité du matériau.

Les trois paramètres  $L$ ,  $S$  et  $\mu$  contribuent à la variation de la réluctance magnétique du circuit avec le changement de la position angulaire du rotor [2].

## I.4 Principe des bases des MRV

### I.4.1 La relation entre le flux et l'ampérage

En réalité, dans une machine à réluctance variable, le flux varie en fonction de la position du rotor et des ampères tours injectés dans une phase :  $\varphi = \text{fonction} (Ns, I, \Theta)$

Il est classiquement convenu que l'on représentera une machine donnée par ça caractéristique et par sa forme d'inductance (ou de perméance) [5].

⇒ L'énergie et co-énergie électromagnétique :

Considérons un circuit magnétique tel que celui de la figure 1.8 possédant une partie déplaçable et où la bobine est alimentée sous la tension  $u$  et considérée comme sans résistance [1].

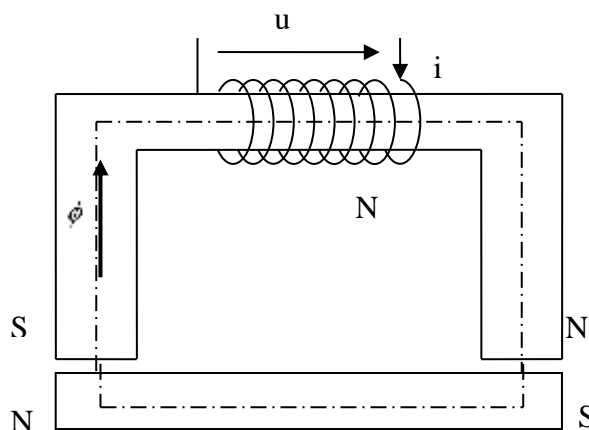


Figure I-7 électro-aimant

S'il n'y a pas de mouvement, ni déformation de la bobine s'écrit :

$$u = N \frac{d\varphi}{dt} \text{ Et } u \cdot i dt = N \cdot i d\varphi \quad (\text{I-2})$$

L'énergie électrique fournie à la bobine pendant le temps  $t$ ,  $W_e$  est telle que

$$W_e = \int_0^t u \cdot i \cdot dt = \int_0^\varphi N \cdot i \cdot d\varphi = \int_0^\varphi F \cdot d\varphi = \int_0^{N\varphi} i \cdot d(N\varphi) \quad (\text{I-3})$$

On pose  $\int_0^\varphi F \cdot d\varphi = W_m$  : **énergie magnétique** stockée dans le circuit électromagnétique

L'aire comprise entre la caractéristique totale et l'axe  $F$  est appelée **co-énergie** du circuit électromagnétique.

$$W_m = \int_0^F \varphi \cdot dF \quad (\text{I-4})$$

## I.4.2 Les équations électriques

Lorsque on applique une tension  $V$  aux bornes d'une phase de la machine on peut décrire son fonctionnement par les équations suivantes :

$$V = r \cdot i + \frac{d\varphi(\theta, i)}{dt} = r \cdot i + Ns \cdot \frac{d\varphi(\theta, i)}{dt}$$

$$V = r \cdot i + Ns \cdot \left[ \frac{di}{dt} \cdot \frac{\partial \varphi(\theta, i)}{\partial i} + \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{\partial \varphi(\theta, i)}{\partial \theta} \right]$$

$$V = \frac{d\theta}{dt} = \frac{\omega e}{Nr} \quad (\text{I-5})$$

Dans le cas linéaire on a  $\varphi = L(\theta)i$  et on peut réécrire équation sous la forme :

$$V = r \cdot i + Ns \cdot \left[ L \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \omega \cdot \frac{dL}{d\theta} \right] \quad (\text{I-6})$$

Le terme dû à la variation d'inductance en fonction de la position en  $i \cdot \omega \cdot \frac{dL}{d\theta}$  est classiquement dénommé force contre-électromotrice [6].

### 1.4.3 Production d'efforts

A partir de sa caractéristique flux-ampères-tour on peut calculer le couple développé par une machine donnée en suivant la méthode des travaux virtuels qui considère soit une variation de l'énergie magnétique soit de la Co- énergie [5] :

$$c = \left( \frac{\partial w_{em}}{\partial \theta} \right)_{\varphi=cste} \quad (I-7)$$

Ou encore :

$$c = \left( \frac{\partial w_{cm}}{\partial \theta} \right)_{i=cste} \quad (I-8)$$

On montre alors, qu'en régime linéaire, le couple s'exprime de la manière suivante :

$$C = \frac{1}{2} \cdot Nr \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta_e} \quad (I-9)$$

On remarquera qu'il découle de cette expression que le couple ne dépend pas du sens du courant [6].

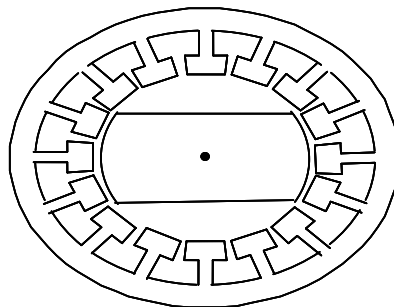
## 1.5 Description de la machine étudiée

Le stator de la machine est lisse c'est-à-dire que les encoches où sont logés les conducteurs sont des isthmes de longueur très faibles, le bobinage constitué par ces conducteurs est triphasé à P paire de pôles figure I-9.

Le rotor est massif, non feuilleté à Nr dents réparties régulièrement, la nature du rotor joue un rôle important dans le fonctionnement de la machine, et ce de deux points de vue :

1. les saillances sont l'origine même de la conversion de l'énergie dans la machine. Et leur nombre égale où multiple de celui des pôles statoriques permet une conversion continue de cette énergie.

2. le caractère massif du rotor dans lequel circulent des courants induits pendant les régimes transitoires lui confère un rôle d'amortisseur [2].



**Figure I-8** Machine à réluctance variable étudiée

## I.6 Effet amortisseur

Dans les machines à rotor feuilleté, on insère dans les rotors parallèlement à l'axe de rotation des barres de cuivre court-circuitées à leurs extrémités appelés amortisseurs.

L'effet amortisseur se traduit par la création dans ces barres, pendant les régimes transitoires des courants électriques, ces derniers créent un flux qui suppose à la variation du flux statorique, ils permettent ainsi d'amorti les variations brusque imposées à la machine (changement de vitesse, perturbation du couple de charge...) ces amortisseurs sont également utilisés pour le démarrage asynchrone des machines synchrones et pour maintenir la vitesse de rotation au synchronisme.

Dans les machines à rotor massif ce rôle d'amortisseur est joué par le fer rotorique. Pour tenir compte de cet effet amortisseur dans l'étude de la machine il faut donc connaître à chaque instant le courant circulant dans le rotor, le flux magnétique dû à ce courant et la f.e.m qui en résulte aux bornes des enroulements statoriques.

Dans le cas de la MRV à stator lisse et rotor massif, on alors ce ramène dans la modélisation du fer rotorique à un circuit électrique composé de deux bobinages, l'un représentant les parties polaires et l'autre les creux de la denture, ces deux bobinages sont décalés entre eux d'un angle  $\alpha = \frac{1}{2} \frac{2\pi}{Z_r}$  où  $Z_r$  représente le nombre de dents rotoriques et puisque  $Z_r = 2p$

Alors :

$$\alpha = \frac{\pi}{2p}$$

Et sont donc parcourus par deux courants de même pulsation déphasés de  $\frac{\pi}{2}$ .

Ce modèle rotorique qui est très simple, deux enroulements court-circuités en quadrature électrique, est aussi plus adéquat. En effet de par la symétrie de construction du rotor l'étude des phénomènes électromagnétique peut se faire sur un pas dentaire.

Nous nous contenterons donc dans la suite de notre étude, de modéliser le rotor par deux enroulements en quadrature (qui ceux-ci soient réels (barres amortisseurs) ou fictifs (fer rotorique) qui seront :

- "KD suivant l'axe rotorique dr (axe direct d)
- "KQ suivant l'axe en quadrature dq (axe q)

Modèle qui rapproche largement de la réalité et qui permet une étude et une commande de la machine relativement simple [2].

## **I.7 Avantages et inconvénients du MRV**

Dans cette section nous citons les avantages et les inconvénients de MRV selon la structure et le performance . . .

### **I.7.1 Avantages**

#### **I.7.1.1 Structure simple**

- Une géométrie simple ce qui explique une simplicité de fabrication maximale.
- Le MRV ne possède ni balai, ni collecteur, ni aimants permanents, ni bobinage au rotor.
- Le couple du moteur est indépendant de la polarité du courant de phase.
- Ainsi, le convertisseur pour la commande du MRV requiert seulement un interrupteur par phase.

#### **I.7.1.2 Performance**

- Un couple beaucoup plus grand et avec le même (sinon un peu plus grand) rendement que celui d'un moteur à induction.
- Le rotor étant passif, il peut tourner à des vitesses élevées sans poser les problèmes d'équilibrage et de tenue mécanique d'éventuels éléments assemblés.
- Une efficacité constante maintenue sur une très large gamme de vitesse.
- Un fonctionnement en basse vitesse avec le maintien du couple à sa valeur nominale en basses vitesses jusqu'à une vitesse nulle.
- Une grande performance en vitesse et en accélération : jusqu'à 100 000 tr/min avec une commande appropriée et des arrangements mécaniques.
- Faible inertie due à la légèreté du rotor.
- La température maximale que peut supporter le rotor est plus grande comparée avec celle d'autres types de moteurs d'une puissance nominale similaire.

#### **I.7.1.3 Rendement**

- Le MRV est avantageux par son rapport couple/volume qui est très satisfaisant.
- Un rapport couple/inertie élevé.

#### **I.7.1.4 Robustesse**

- Il convient parfaitement pour une utilisation en environnement hostile, comme en haute température ou dans un milieu de fortes vibrations.
- En général, sa simplicité de construction fait sa robustesse.

#### **I.7.1.5 Faible coût**

Il présente un faible coût de fabrication, des matériaux et de maintenance grâce à sa simplicité.

**I.7.1.6 Fiabilité**

- Une durée de vie très longue avec une performance très fiable.
- Chaque enroulement de phase du MRV est indépendant des autres, et cela rend le moteur très fiable.
- Élimination des problèmes liés à l'utilisation des aimants permanents (notamment la magnétisation et la démagnétisation).

**I.7.1.7 Encombrement réduit**

- Avec des rapports de rendement qui restent très satisfaisants.
- Cet encombrement réduit implique une utilisation intelligente des matériaux et une faible inertie.

**I.7.1.8 Fonctionnement dans les 4 quadrants**

Sa configuration se prête à un emploi en tant que moteur, comme en tant que générateur.

**I.7.1.9 Forme adaptable**

Il peut être allongé, rétréci, et peut être conçu pour s'adapter à l'espace disponible.

**I.7.1.10 Refroidissement**

Une grande partie de la chaleur est générée au niveau du stator, ce qui rend facile son refroidissement

**I.7.2 Inconvénients**

- L'inconvénient majeur du MRV est son bruit acoustique pour diverses raisons.
- La nature pulsée de la production du couple, entraîne une ondulation du couple et la génération d'un bruit acoustique.
- La nécessité d'un circuit de commande spécifique pour faire fonctionner le moteur.
- La nécessité de l'emploi de capteurs de position du rotor, pour assurer la commande du moteur.
- Les non-linéarités caractérisant le MRV impliquent l'utilisation de puissants outils de calcul pour son dimensionnement.

**I.8 Applications du MRV**

D'une façon générale, le MRV présente beaucoup d'avantages et peut être employé avec succès en tant que moteur à vitesse variable. Il fournit des solutions pour des applications très variées, notamment des applications de traction de petite taille, avec des performances très satisfaisantes et des puissances pouvant atteindre plusieurs dizaines de kilowatts. Le MRV présente une alternative dans une multitude d'applications. Parmi ces applications nous pouvons citer:

- Les applications spécifiques : compresseurs, ventilateurs, pompes. Les équipements médicaux et de laboratoires comme les pousse-seringues [7], les Centrifugeuses, les fauteuils roulants électriques.
- Appareils ménagers : Robot ménager, lave-linge, lave-vaisselle, horlogerie, jouets...
- Applications pour les véhicules électriques [8] et hybrides [9].
- Domaine de traction électrique sur rails comme les MRV linéaires [10] ainsi que les rotors « in Wheel » directement associés aux roues [11] et les équipements de bord.
- Automatismes industriels : ascenseurs [12], servomécanismes, portes automatiques actionneurs, positionnement...
- Equipements informatiques et bureautiques : impression, ventilateur, têtes de lecteur...
- Pompes à fuel et appareillages embarqués à bord des avions [13], navettes spatiales, fusées et différents équipements aéronautiques et aérospatiaux ; Le manque d'une atmosphère dans l'espace fait que le moteur électronique est le Seul choix viable pour les systèmes de propulsion des robots d'exploration spatiale [14]. L'agence NASA pour son programme d'exploration de mars a conçu un MRV pouvant supporter une température de 540° pendant 27 heures [15].



Figure I-9 applications du MRV

## 1.9 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté les différents types de MRV avec leurs constitutions et conditions de fonctionnement avec quelques applications industrielles. Le principe de son fonctionnement est expliqué ainsi que les équations qui gouvernent la production du couple à l'aide du circuit équivalent du moteur et du principe de la variation de la Co-énergie dans un système électromagnétique. Après avoir examiné les bases théoriques pour son fonctionnement.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de la machine à réluctance variable et le convertisseur électrique.

## Chapitre II

### Modélisation de l'ensemble machine-convertisseur

#### II.1 Introduction

Après avoir examiné le principe de fonctionnement de la machine à reluctance variable nous développons dans ce chapitre le modèle de cette machine à stator lisse et rotor massif dans le repère de Park avec amortisseurs (en tenant compte des courants induits dans le rotor) et sans amortisseurs (en négligeant les courants induits dans le fer rotorique), puis on va faire une modélisation du convertisseur qui alimente cette machine.

Avant d'aborder les équations générales, nous effectuons en plus les hypothèses suivantes :

- L'effet de la température sur la valeur des résistances négligé.
- L'effet de la saturation négligé.
- Nous admettons que les f.é.m. des enroulements statoriques sont à répartition sinusoïdale.

#### II.2 MODELISATION DE LA MRV A STATOR LISSE

##### II.2.1 AVEC AMORTISSEURS

###### II.2.1.1 Equations et fonctionnement :

- Equations générales:

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine l'équation électrique générale de la machine à reluctance variable à stator lisse est donnée par [5].

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II -1})$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r]$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} va \\ vb \\ vc \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} ia \\ ib \\ ic \end{bmatrix}, [i_r] = \begin{bmatrix} i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}, V_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Tel que :

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_{kd} & 0 \\ 0 & R_{kq} \end{bmatrix}$$

$[R_S]$  Est la matrice des résistances statoriques,  $R_S$  étant la résistance d'une phase du stator,

$$R_a = R_b = R_c.$$

$[R_r]$  La matrice des résistances rotoriques, et par et  $R_{kq}$  celles des circuits amortisseurs KD et KQ.

Les vecteurs flux à travers les enroulements exprimés par rapport aux matrices inductances et aux vecteurs courants sont [5] :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{SS}] \cdot [i_s] + [M_{Sr}] \cdot [i_r] \\ [\varphi_r] = [M_{rs}] \cdot [i_s] + [L_{rr}] \cdot [i_r] \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

On note :

$[L_{SS}]$  : matrice inductance du stator

$[L_{rr}]$  : matrice inductance du rotor

$[M_{Sr}]$ : matrice mutuelle stator-rotor

$[M_{rs}]$  : matrice mutuelle rotor-stator

Les quatre inductances s'écrivent :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{kd} & 0 \\ 0 & L_{kq} \end{bmatrix},$$

$$[M_{Sr}] = \begin{bmatrix} M_{ad} & M_{aq} \\ M_{bd} & M_{bq} \\ M_{cd} & M_{cq} \end{bmatrix}, [M_{rs}] = \begin{bmatrix} [M_{ad}] & [M_{bd}] & [M_{cd}] \\ [M_{aq}] & [M_{bq}] & [M_{cq}] \end{bmatrix}$$

Les équations électriques du modèle en abc s'écrivent alors [5] :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r]) \\ [v_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [i_s] + [L_{rr}] \cdot [i_r]) \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

On appelle «  $c_e$  » le couple électromagnétique développé par le moteur, «  $c_r$  » le couple résistant de la charge, «  $J$  » l'inertie totale ramenée sur l'arbre du moteur et «  $f$  » le coefficient de frottement visqueux. L'équation mécanique du modèle en abc est [5] :

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = c_e - c_r - f \cdot \omega \quad (\text{II-4})$$

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine l'équation électrique générale de la machine à reluctance variable à stator lisse est donnée par :

$$C_e = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta} ([i_s \quad i_r]) \cdot \begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

### II.2.1.2 Mise en équations de modèle vectoriel du MRV à stator lisse et rotor massif

Le modèle vectoriel est obtenu en appliquant la transformation de Park au modèle en abc, Par conséquent la variable  $\xi$  de la transformation de Park est la variable d'espace  $p\theta$  et la vitesse de rotation des enroulements tournants d et q est la vitesse de rotation  $\omega$  du rotor :

$$\xi = p\theta$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

L'application de (II.13) au système d'équation (II .3) donne :

$$p(\xi)[v_s] = p(\xi)[R_s][i_s] + \frac{d}{dt} p(\xi)[\varphi_s]$$

$$[0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r]$$

$$[v_{dq}] = [R_s][i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{dq}] p \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II-6})$$

$$[0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{II-7})$$

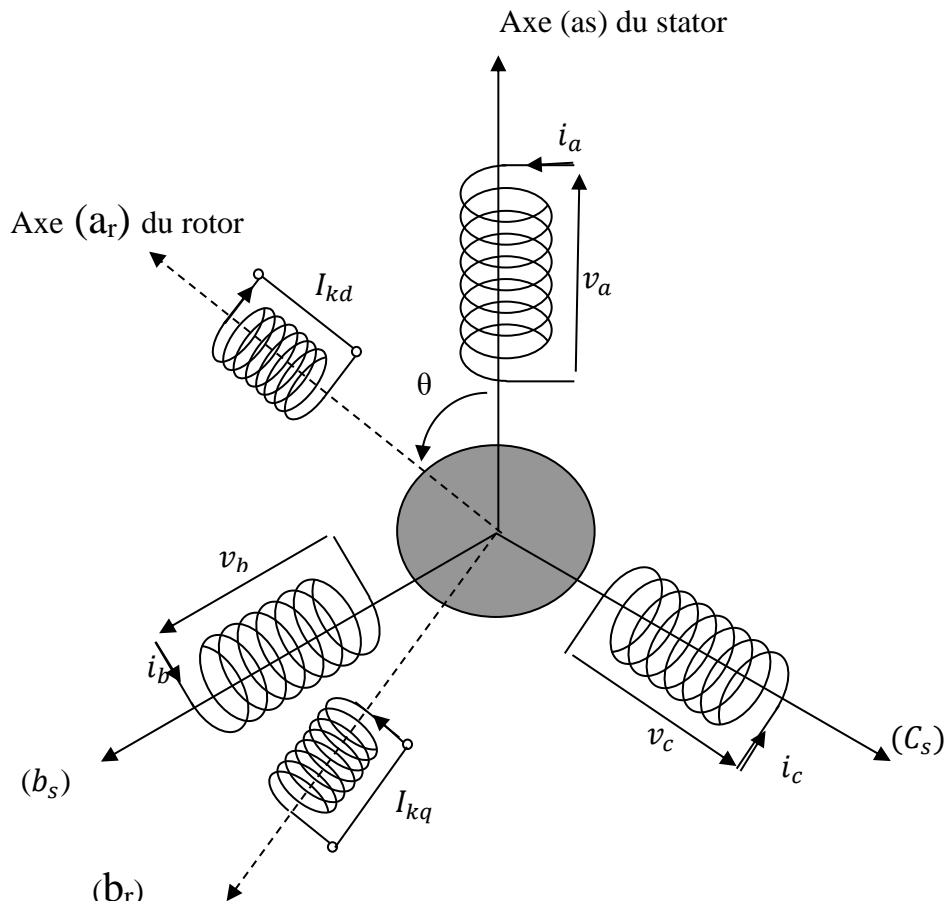
Avec

$$\begin{cases} [\varphi_{dq}] = [L_{dq}][i_{dq}] + [M][i_r] \\ [\varphi_r] = [M][i_{dq}] + [L_r][i_r] \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

Tel que

$$\begin{aligned} [i_{dq}] &= \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}; [v_{dq}] = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}; [\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{kd} \\ \varphi_{kq} \end{bmatrix} \\ [L_{dq}] &= \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} L_{kd} & 0 \\ 0 & L_{kq} \end{bmatrix} \text{ Et } [M] = \begin{bmatrix} M_{kd} & 0 \\ 0 & M_{kq} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Cette écriture amène au modèle de la machine représenté par la (Figure II-1) où les deux axes d et q étant en quadrature électrique, il n'existe aucun couplage entre enroulements quelconques disposés suivant chacun des deux axes.



**Figure II-1 Machine à stator lisse**

Remplaçant les expressions des flux dans (II-14) et (II-15), on obtient le système d'équations suivant sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -pL_q \frac{d\theta}{dt} & 0 & -pM_{kq} \frac{d\theta}{dt} \\ pL_d \frac{d\theta}{dt} & R_s & pM_{kd} \frac{d\theta}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{kd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & M_{kq} \\ M_{kd} & 0 & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{kq} & 0 & L_{kq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

### II.2.1.3 Flux, puissance et couple

#### a. Mise en évidence des flux

$\varphi_d$ : Le flux total à travers la bobine équivalente au stator placée sur l'axe direct.

$\varphi_q$  : Le flux total à travers la bobine équivalente au stator placée sur l'axe en quadrature.

$\varphi_{kd}$  Et  $\varphi_{kq}$  les flux totaux à travers les enroulements KD et KQ.

En développant les expressions (II-16) les équations de flux seront :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \cdot i_d + M_{kd} \cdot i_{kd} \\ \varphi_q = L_q \cdot i_q + M_{kq} \cdot i_{kq} \\ \varphi_{kd} = L_{kd} \cdot i_{kd} + M_{kd} \cdot i_d \\ \varphi_{kq} = L_{kq} \cdot i_{kq} + M_{kq} \cdot i_q \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Les équations à la tension peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - p \frac{d\theta}{dt} \varphi_q \\ v_q = R_s \cdot i_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + p \frac{d\theta}{dt} \varphi_d \\ 0 = R_{kd} \cdot i_{kd} + \frac{d}{dt} \varphi_{kd} \\ 0 = R_{kq} \cdot i_{kq} + \frac{d}{dt} \varphi_{kq} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Dans le système (II-18) on distingue donc :

$\frac{d}{dt} \varphi_d$  Et  $\frac{d}{dt} \varphi_q$  les f.e.m statiques dues aux variations des flux et qui n'apparaissent qu'aux régimes transitoires.

$p \frac{d\theta}{dt} \varphi_d$  Et  $p \frac{d\theta}{dt} \varphi_q$  les f.e.m dynamiques dues à la rotation et qui constituent les termes de couplage entre les axes.

### b. Puissance absorbée

En peut calculer la puissance " P " par l'expression suivante :

$$P = [v_s]^t \cdot [0] \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} = [v_s]^t \cdot [i_s] \quad (\text{II-12})$$

En applique sur cette expression la transformation de Concordia et Park on obtient :

$$P = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q$$

Si en remplace les tensions  $v_d$  et  $v_q$  par leurs expressions (II-19) :

$$P = R_s(i_d^2 + i_q^2) + \left( i_d \frac{d}{dt} \varphi_d + i_q \frac{d}{dt} \varphi_q \right) + p \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d \cdot i_d - \varphi_q \cdot i_q) \quad (\text{II-13})$$

$$P = P_j + P_{el} + P_m$$

Tel que :

$P_j$ : Puissance due aux pertes Joule dans les bobinages.

$P_{el}$  : Puissance emmagasinée sous forme d'énergie électromagnétique.

$P_m$  : Puissance mécanique transmise au rotor.

### c. Expression de couple

Le couple peut représenter par :  $C_e = P_m / \Omega$

$\Omega = \frac{d\theta}{dt}$  est la vitesse de rotation du rotor

$$C_e = p \cdot (\varphi_d \cdot i_d - \varphi_q \cdot i_q) \quad (\text{II-14})$$

$$C_e = p \cdot (l_d - l_q) \cdot i_q \cdot i_d + p \cdot (M_{kd} \cdot i_{kd} \cdot i_q - M_{kq} \cdot i_{kq} \cdot i_d) \quad (\text{II-15})$$

On introduit les changements des variables suivants :

$$iD = \frac{L_{kd}}{M_{kd}} i_{kd}$$

$$iQ = \frac{L_{kq}}{M_{kq}} i_{kq}$$

$$\sigma_d = 1 - \frac{M_{kd}^2}{L_d \cdot L_{kd}}$$

$$T''_{do} = \frac{L_{kd}}{R_{kd}}$$

$$T''_d = T''_{do} \cdot \sigma_d$$

$$\sigma_q = 1 - \frac{M_{kq}^2}{L_q \cdot L_{kq}}$$

$$T''_{qo} = \frac{L_{kq}}{R_{kq}}$$

$$T''_q = T''_{qo} \cdot \sigma_q$$

$\sigma_d$  : Coefficient de dispersion entre le circuit d'axe directe et le circuit amortisseur KD.

$\sigma_q$  : Coefficient de dispersion entre le circuit d'axe en quadrature et le circuit amortisseur KQ.

$T''_{do}$  : Constante de temps de l'amortisseur KD, l'induit étant ouvert.

$T''_d$  : Constante de temps de l'amortisseur KD, l'induit étant en court-circuit.

$T''_{qo}$  : Constante de temps de l'amortisseur KQ, l'induit étant ouvert.

$T''_q$  : Constante de temps de l'amortisseur KQ, l'induit étant en court-circuit.

On multiplie la troisième et la quatrième équation du système (II-17) par  $\frac{M_{kd}}{L_{kd}}$  et  $\frac{M_{kq}}{L_{kq}}$  respectivement, ceci aboutit à une réécriture de l'équation matricielle de la forme :

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q & 0 & -\omega L_q(1-\sigma_q) \\ \omega L_d & R_s & \omega L_q(1-\sigma_d) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_d}{T_{do}}(1-\sigma_d) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{L_d}{T_{do}}(1-\sigma_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_d(1-\sigma_d) & 0 \\ 0 & L_q & 0 & L_q(1-\sigma_q) \\ L_d(1-\sigma_d) & 0 & L_q(1-\sigma_d) & 0 \\ 0 & L_q(1-\sigma_q) & 0 & L_q(1-\sigma_q) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II-16-a})
\end{aligned}$$

En introduisant le même changement des variables, l'expression du couple devient :

$$\begin{aligned}
Ce &= p \cdot (l_d - l_q) \cdot i_q \cdot i_d + p \cdot (M_{kd} \cdot i_{kd} \cdot i_q - M_{kq} \cdot i_{kq} \cdot i_d) \\
&= p \cdot \left( L_d \cdot i_d \left( i_d + \frac{M_{kd}^2}{L_d \cdot L_{kd}} i_D \right) - L_q \cdot i_d \left( i_q + \frac{M_{kq}^2}{L_q \cdot L_{kq}} i_Q \right) \right) \\
&= p \cdot \left( L_d \cdot i_q (i_d + (1-\sigma_d) \cdot i_D) - L_q \cdot i_d (i_q + (1-\sigma_q) \cdot i_Q) \right) \quad (\text{II-16-b})
\end{aligned}$$

$$Ce = p \cdot \left( (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q + L_d(1-\sigma_d) \cdot i_q \cdot i_D + L_q(1-\sigma_q) \cdot i_d \cdot i_Q \right)$$

Et les flux auront pour écriture :

$$\begin{aligned}
\varphi_d &= L_d \cdot i_d + L_d(1-\sigma_d) \cdot i_D \\
\varphi_q &= L_q \cdot i_q + L_q(1-\sigma_q) \cdot i_Q
\end{aligned}$$

#### II.2.1.4 Modélisation opérationnelle de la MRV à stator lisse

Les équations électriques de la MRV à stator lisse exprimé dans un repère lié au rotor s'écrivent :

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - p \frac{d\theta}{dt} \varphi_q \\ v_q = R_s \cdot i_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + p \cdot \frac{d\theta}{dt} \varphi_d \\ 0 = R_{kd} \cdot i_{kd} + \frac{d}{dt} \varphi_{kd} \\ 0 = R_{kq} \cdot i_{kq} + \frac{d}{dt} \varphi_{kq} \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

Ou, en exprimant les flux en fonction des différentes inductances :

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d + M_{kd} \frac{d}{dt} i_{kd} - p \frac{d\theta}{dt} (L_q \cdot i_q + M_{kq} \cdot i_{kq}) \\ v_q = R_s \cdot i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + M_{kq} \frac{d}{dt} i_{kq} - p \frac{d\theta}{dt} (L_d \cdot i_d + M_{kd} \cdot i_{kd}) \\ 0 = R_{kd} \cdot i_{kd} + L_{kd} \frac{d}{dt} i_{kd} + M_{kd} \frac{d}{dt} i_d \\ 0 = R_{kq} \cdot i_{kq} + L_{kq} \frac{d}{dt} i_{kq} + M_{kq} \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

Ces équations sont écrites en transformées de Laplace (l'opérateur Laplace est noté  $s$ ) sous la forme :

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d + s \cdot \varphi_d - p\Omega \varphi_q \\ v_q = R_s \cdot i_q + s \cdot \varphi_q + p\Omega \varphi_d \\ 0 = R_{kd} \cdot i_{kd} + s \cdot \varphi_{kd} \\ 0 = R_{kq} \cdot i_{kq} + s \cdot \varphi_{kq} \end{cases} \quad (\text{II-19-a})$$

Et sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \cdot s & -p\Omega L_q & M_{kd} \cdot s & -p\Omega M_{kq} \\ p\Omega L_d & R_s + L_q \cdot s & p\Omega M_{kd} & M_{kq} \cdot s \\ M_{kd} \cdot s & 0 & R_{kd} + L_{kd} \cdot s & 0 \\ 0 & M_{kq} \cdot s & 0 & R_{kq} + L_{kq} \cdot s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-19-b})$$

$$\text{Avec } \Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

Ce système peut écrire encore sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [v] \\ [0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A] & [B] \\ [C] & [D] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

$$[v] = [A] \cdot [i_s] + [B] \cdot [i_r] \quad (\text{II-21-a})$$

$$[0] = [C] \cdot [i_s] + [D] \cdot [i_r] \quad (\text{II-21-b})$$

De la seconde relation on déduit :

$$[i_r] = -[D]^{-1}[C][i_s] \quad (\text{II-22})$$

Et en remplaçant  $[i_r]$  par son expression ci-dessus dans (II-21-a), on obtient :

$$[v] = [z][i_s]$$

Avec

$$[Z] = [A] - [B][D]^{-1}[C] \quad (\text{II-23})$$

Le calcul de Z donne :

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s + L_d \cdot s & -p\Omega L_q \\ p\Omega L_d & R_s + L_q \cdot s \end{bmatrix} - \left\{ \begin{bmatrix} M_{kd} \cdot s & -p\Omega M_{kq} \\ p\Omega M_{kd} & M_{kq} \cdot s \end{bmatrix} \right.$$

$$\left. \frac{1}{(R_{kd} + L_{kd} \cdot s)(R_{kq} + L_{kq} \cdot s)} \begin{bmatrix} R_{kq} + L_{kq} \cdot s & 0 \\ 0 & R_{kd} + L_{kd} \cdot s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{kd} \cdot s & 0 \\ 0 & M_{kq} \cdot s \end{bmatrix} \right\}$$

On pose

$$\begin{cases} Z_{kd} = R_{kd} + L_{kd} \cdot s \\ Z_{kq} = R_{kq} + L_{kq} \cdot s \end{cases}$$

La matrice [Z] s'écrit alors :

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s + L_d \cdot s - \frac{M_{kd}^2 \cdot s^2}{Z_{kd}} & p\Omega \left( -L_q + \frac{M_{kq}^2 \cdot s}{Z_{kq}} \right) \\ p\Omega \left( L_d - \frac{M_{kd}^2 \cdot s^2}{Z_{kd}} \right) & R_s + L_q \cdot s - \frac{M_{kq}^2 \cdot s^2}{Z_{kq}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

La relation (II.31) devient alors :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + s \cdot l_d(s) & -p\Omega l_q(s) \\ p\Omega l_d(s) & R_s + s \cdot l_q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

Qui, comparée à la relation II.27.a, permet de déduire les deux relations suivantes entre flux et courants :

$$\varphi_d = l_d(s) \cdot i_d$$

$$\varphi_q = l_q(s) \cdot i_q$$

Où  $l_d(s)$  et  $l_q(s)$  désignent les inductances opérationnelles suivant l'axe direct et l'axe en quadrature, et qui sont données par :

$$l_d(s) = L_d - \frac{M_{kd}^2 \cdot s}{Z_{kd}} \quad (\text{II-25-a})$$

$$l_q(s) = L_q - \frac{M_{kq}^2 \cdot s}{Z_{kq}} \quad (\text{II-25-b})$$

### II.2.1.5 Constantes de temps :

L'inductance opérationnelle suivant l'axe direct (II.33.a) peut encore s'écrire :

$$l_d(s) = L_d - \frac{M_{kd}^2 \cdot s}{Z_{kd}} = L_d \frac{1 + s \frac{L_{kd}}{R_{kd}} \left(1 - \frac{M_{kd}^2}{L_d \cdot L_{kd}}\right)}{1 + s \frac{L_{kd}}{R_{kd}}} \quad (\text{II-26})$$

$$l_q(s) = L_d \frac{1 + T_d'' \cdot s}{1 + T_{do}'' \cdot s}$$

Avec

$$T_d'' = \frac{L_{kd}}{R_{kd}} \quad (\text{II-27})$$

$$T_d'' = \frac{L_{kd}}{R_{kd}} \left(1 - \frac{M_{kd}^2}{L_d \cdot L_{kd}}\right) = T_{do}'' \sigma_d \quad (\text{II-28})$$

$\sigma_d$ : Coefficient de dispersion entre le circuit d'axe directe et le circuit amortisseur KD.

$T_{do}''$ : Constante de temps de l'amortisseur KD l'induit étant ouvert.

$T_d''$ : Constante de temps de l'amortisseur KD l'induit étant en court-circuit.

Le même calcul nous donne pour l'inductance opérationnelle suivant l'axe en quadrature

:

$$l_q(s) = L_q \frac{1 + T_q'' \cdot s}{1 + T_{qo}'' \cdot s} \quad (\text{II-29})$$

Avec

$$T_{qo}'' = \frac{L_{kq}}{R_{kq}} \quad (\text{II-30})$$

$$T_q'' = \frac{L_{kq}}{R_{kq}} \left(1 - \frac{M_{kq}^2}{L_q \cdot L_{kq}}\right) = T_{qo}'' \cdot \sigma_q \quad (\text{II-31})$$

$\sigma_q$ : Coefficient de dispersion entre le circuit d'axe directe et le circuit amortisseur KQ.

$T_{qo}''$ : Constante de temps de l'amortisseur KD l'induit étant ouvert.

$T_q''$ : Constante de temps de l'amortisseur KD l'induit étant en court-circuit.

## II.2.2 Sans amortisseurs

### II.2.2.1 Equations et fonctionnement

#### a. Equations générales

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine l'équation électrique générale de la machine à reluctance variable à stator lisse est donnée par [16].

-Equations des tensions

Les équations des tensions simples s'écrivent :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II -32})$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II -33})$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [L_s] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [L_s] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II -34})$$

Tel que :

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

$[R_s]$  Est la matrice des résistances statoriques,  $R_s$  étant la résistance d'une phase du stator,

$$R_a = R_b = R_c.$$

-Equations des flux

Les flux statoriques ont pour expressions :

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [i_s] \quad (\text{II -35})$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = [L_s] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-36})$$

On note :

$[L_s]$  : matrice inductance du stator

L'inductance s'écrit :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

### b. Transformation de Park

La transformation de Park permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé ( $a, b, c$ ) à une représentation dans un repère dit de Park à axes orthogonaux ( $d, q, o$ ).

Un vecteur  $x$  ( $i, v, \phi$ ) peut être représenté par ces composantes dans ces deux repères comme suit [16] :

$$[x_{abc}] = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ Et } [x_{dqo}] = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-37})$$

Ces composantes sont liées par les relations suivantes :

$$[x_{dqo}] = [P(\xi)] \cdot [x_{abc}] \text{ et } [x_{abc}] = [P(\xi)]^{-1} \cdot [x_{dqo}] \quad (\text{II-38})$$

Avec ;

$$[P(\xi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \xi & \cos(\xi - 2.\pi/3) & \cos(\xi + 2.\pi/3) \\ -\sin \xi & -\sin(\xi - 2.\pi/3) & -\sin(\xi + 2.\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-39})$$

$$[P(\xi)]^{-1} = [P(\xi)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \xi & -\sin \xi & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\xi - 2.\pi/3) & -\sin(\xi - 2.\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\xi + 2.\pi/3) & -\sin(\xi + 2.\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-40})$$

### c. Application de la transformation de Park à la Machine à reluctance variable

- Equations des tensions

Les équations des tensions dans le repère de Park s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + [P(\xi)] \cdot \frac{d}{dt} [P(\xi)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-41})$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + p \cdot \Omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-42})$$

- Equations des flux

Les flux statoriques ont pour expressions :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = [P(\xi)] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = [P(\xi)] \cdot [L_s] \cdot [P(\xi)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-43})$$

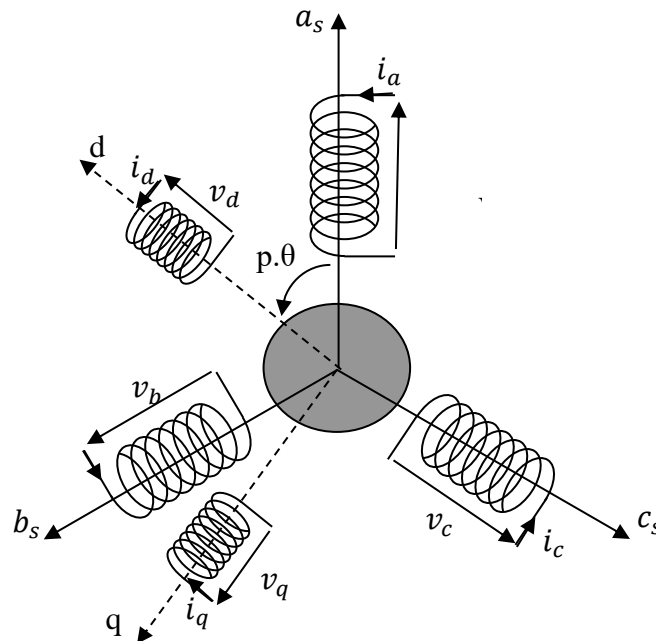
En étudiant le système d'équations des flux dans le repère de Park, on remarque que ces équations se simplifient si on pose [16] :

$$\xi = p \cdot \theta \quad (\text{II-44})$$

On obtient alors le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-45})$$

Cette écriture amène au modèle de la machine représenté par la figure II.2



**Figure II-2 Représentation des différents repères**

L'angle  $p \cdot \theta$  est l'angle que fait le repère de Park ( $d, q$ ). L'angle  $\theta$  est exprimé en fonction de la vitesse de rotation [16].

- Expression du couple

La transformation de Park définie précédemment permet de conserver la puissance, dans les deux repères :

$$P(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q + v_o \cdot i_o \quad (\text{II-46})$$

La puissance instantanée peut être exprimée, en utilisant les composantes des courants et des flux dans le repère de Park, comme suit :

$$P(t) = \underbrace{R_a \cdot (i_d^2 + i_q^2 + i_o^2)}_{\text{pertes joule}} + \underbrace{i_d \cdot \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \cdot \frac{d\varphi_q}{dt} + i_o \cdot \frac{d\varphi_o}{dt}}_{\substack{\text{puissance électromagnétique} \\ \text{échangée avec la source}}} + \underbrace{p \cdot \Omega \cdot (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d)}_{\text{puissance mécanique}} \quad (\text{II-55})$$

L'expression du couple se déduit à partir de celle de la puissance mécanique, comme suit :

$$C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} = p \cdot (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d) = p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (\text{II-47})$$

Donc :

Les équations électriques de la MRV à stator lisse exprimé dans un repère lié au rotor s'écrivent :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s \cdot i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p \frac{d\theta}{dt} \varphi_q \\ v_q &= R_s \cdot i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p \frac{d\theta}{dt} \varphi_d \end{aligned}$$

Où le flux  $\varphi_d$  et  $\varphi_q$ :

$$\begin{aligned} \varphi_d &= L_d \cdot i_d \\ \varphi_q &= L_q \cdot i_q \end{aligned}$$

Ce qui se traduit en écriture matricielle par :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -p\omega L_q \\ p\omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-48})$$

Et l'équation de couple devient :

$$C_e = p \cdot (\varphi_d \cdot i_d - \varphi_q \cdot i_q) = p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (\text{II-49})$$

Et l'équation de vitesse devient :

$$\omega = \frac{p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q - C_r}{J \cdot s + f}$$

### II.2.2.2 MODELISATION opérationnelle de MRV à stator lisse sans amortisseurs

En exprimant l'équation matricielle (II-57) en transformées de Laplace, on obtient [2] :

$$v_d = (R_s + s \cdot L_d) \cdot i_d - p\omega L_q \cdot i_q$$

$$v_q = p\omega L_d \cdot i_d + (R_s + s \cdot L_q) \cdot i_q$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + s \cdot L_d & -p\omega L_q \\ p\omega L_d & R_s + s \cdot L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-50})$$

$$[v] = [z][i]$$

Les courants s'obtiennent alors à partir des tensions par la relation inverse :

$$[i] = [Y][v]$$

Où

$$[Y] = [Z]^{-1} = \frac{1}{(1+s \cdot \tau_d)(1+s \cdot \tau_q) + \tau_d \tau_q \omega^2} \begin{bmatrix} 1 + s \cdot \tau_q & \omega L_q \\ -\omega L_d & 1 + s \cdot \tau_d \end{bmatrix} \quad (\text{II-51})$$

$$\text{Avec : } \omega = p\Omega = p \frac{d\theta}{dt}$$

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$$

Et  $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$

La figure II –3 représente le schéma bloc du modèle de la machine a réluctance variable sans amortisseur

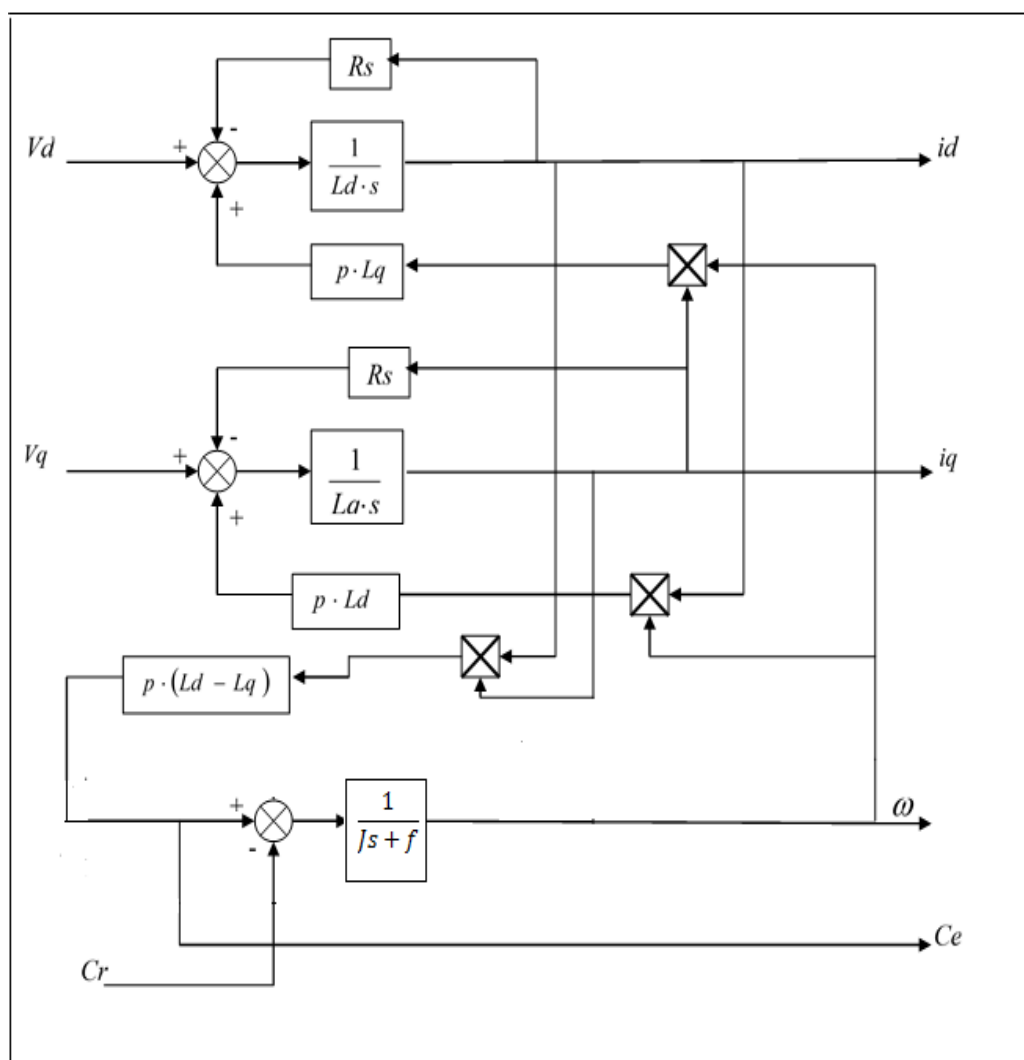


Figure II-3 Schéma bloc de la machine à réluctance variable à stator lisse

Pour notre travail, nous choisissons le 2<sup>ème</sup> modèle (sans amortisseur) pour appliquer les commandes.

### II.3 Alimentation

La commande, l'alimentation et la machine étant considérées comme trois blocs distincts connectés en cascade, le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard. Alors pour contrôler le couple d'une machine à réluctance variable à stator lisse il est nécessaire de contrôler les courants statoriques, ceci est fait soit en contrôlant instantanément les courants de phase, soit en contrôlant leurs composantes  $i_d$  et  $i_q$ .

Il existe essentiellement deux sortes de convertisseurs statiques permettant d'imposer des tensions ou des courants variables en amplitude et en phase suivant les caractéristiques désirées : les cyclo convertisseurs et les onduleurs [17].

Les cyclo convertisseurs ne pouvant fournir des ondes de grande fréquence, nous nous limiterons aux onduleurs.

Dans l'étude effectuée la source de tension continue et connectée aux phases statoriques

Du moteur à travers un onduleur triphasé, ce dernier est constitué de six interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture et de six diodes connectées en antiparallèles à leurs bornes, sera donc représenté par six interrupteurs bidirectionnelles (figure II.4).

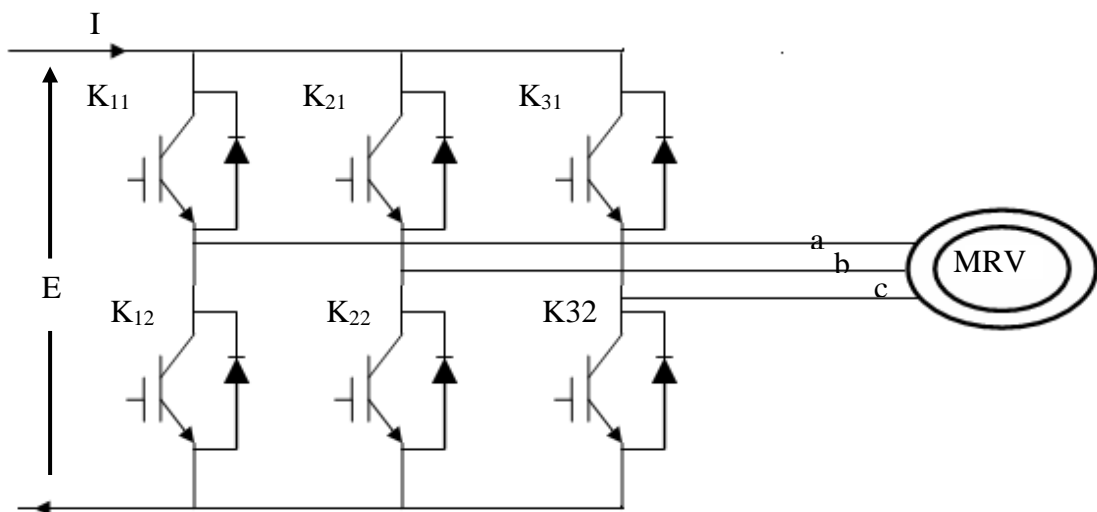


Figure II-4 Onduleur de tension

Les interrupteurs  $kij$  ( $i=1,2,3$  et  $j=1,2$ ) figure II-4 admettent deux états binaires (commutation supposée idéale), les tensions de sortie de l'onduleur seront données par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-52})$$

### II.3.1 Onduleur de tension à MLI

Le principe de la modulation de largeur d'impulsions (MLI) repose sur la comparaison de la tension de référence (modulatrice) avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation) [18]. La valeur  $G_o$  du rapport de fréquences entre la porteuse triangulaire (ou dent de scie) et la modulante découle d'un compromis entre une bonne neutralisation de harmoniques et un bon rendement de l'onduleur.

$$G_o = \frac{E}{U}$$

$E$  : tension continue à l'entrée de l'onduleur

Et  $U/2$  : amplitude de la porteuse

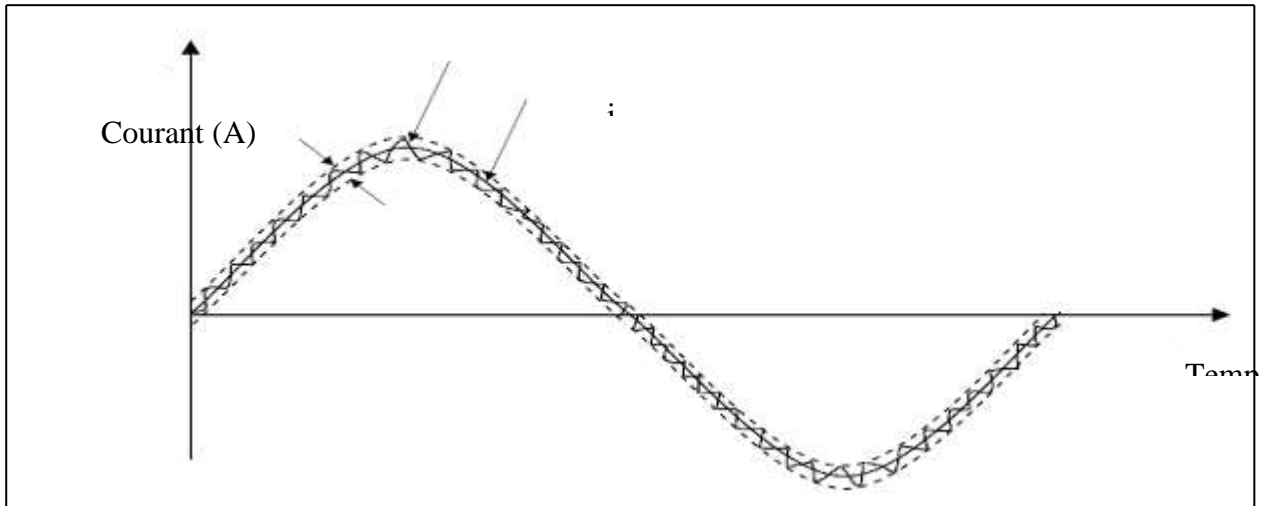
Les techniques de MLI sont nombreuses. Les plus utiliser sont : la naturelle, la régulière,

La vectorielle, l'optimisée et la modulation à bonde à hystérésis (commande bang-bang) [19].

#### II.3.1.1 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Dans ce cas, la MLI est générée par un régulateur à action à deux positions. La différence entre la valeur de consigne ou de référence du courant  $i_{ref}$  et la valeur mesurée  $i$  est appliquée à l'entrée d'un régulateur à deux positions, comme représentée à la figure II-5.

La différence entre les deux valeurs permet à la logique de commande de l'onduleur d'imposer une commutation des interrupteurs à chaque fois que cette différence dépasse, en valeur absolue  $\frac{h}{2}$ . Ceci donne pour une référence de courant sinusoïdale :



**Figure II-5** Présentation de la bande de courant à hystérésis

Cette méthode ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, mais présente par contre des inconvénients. Une fréquence de commutations des interrupteurs aléatoire d'autant plus élevée que  $h$  est faible et un temps de blocage des interrupteurs qui se réduit avec la diminution de  $h$  et l'augmentation de la vitesse de rotation.

Cette alimentation paraît donc inadaptée à la MRV à stator lisse qui est conçue pour atteindre des vitesses assez élevées.

### II.3.1.2 Contrôle de courant par MLI

La commande de l'onduleur par MLI consiste à imposer aux phases du stator, à partir d'une source de tension continue, des créneaux de tension dont l'amplitude et la fréquence peuvent varier.

Les instants de fermeture et de blocage des différents interrupteurs coïncident avec les instants d'intersection de la porteuse, signal triangulaire de très grande fréquence  $f_p$ , et de la modulatrice  $v_{ref}$ , tension sinusoïdale de référence de fréquence  $f_{mod}$ .

Cette version de base, appelée MLI naturelle, est d'une grande efficacité et est facile à implanter en commande analogique.

Dans notre application, nous alimenterons la machine par un onduleur à MLI dont la fréquence de la porteuse  $f_p$  sera assez élevée ( $f_p=3$  kHz).

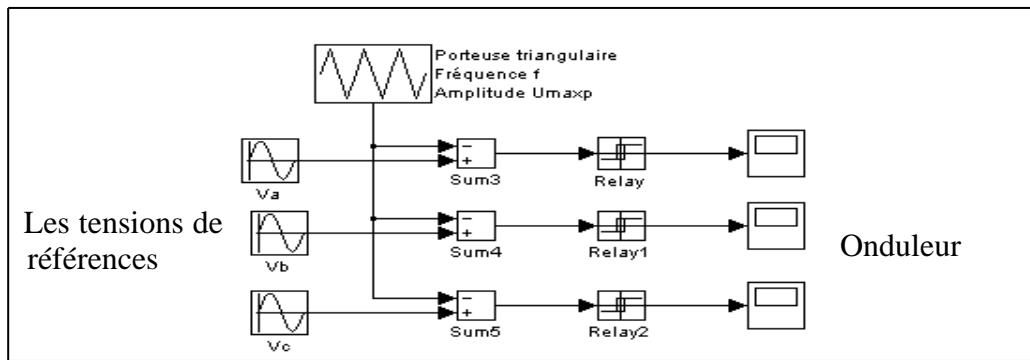


Figure II-6 Principe de commande MLI

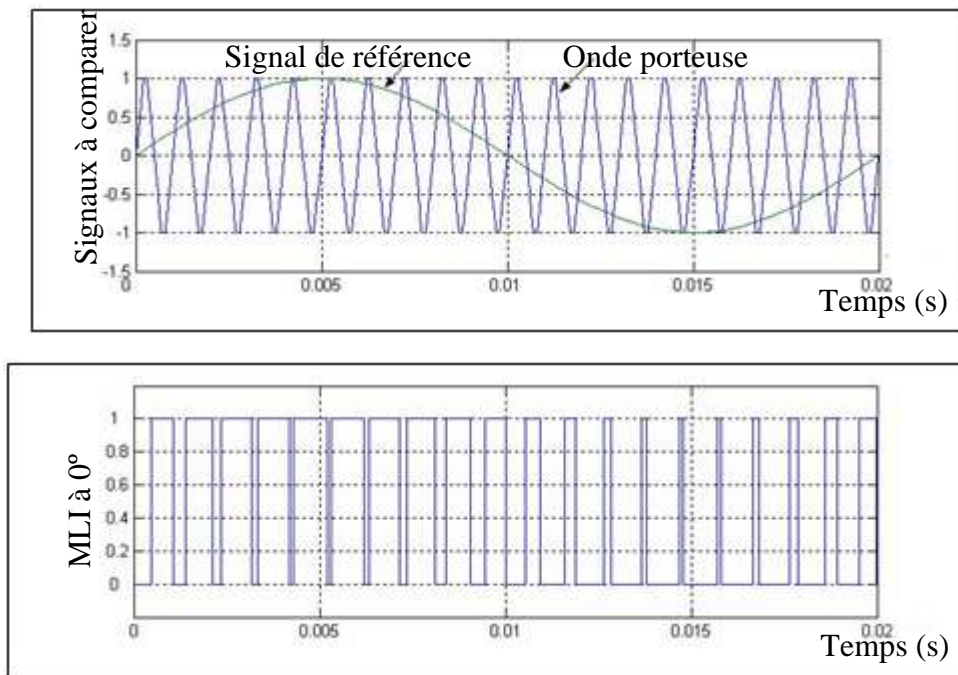


Figure II-7 Génération d'une MLI naturelle

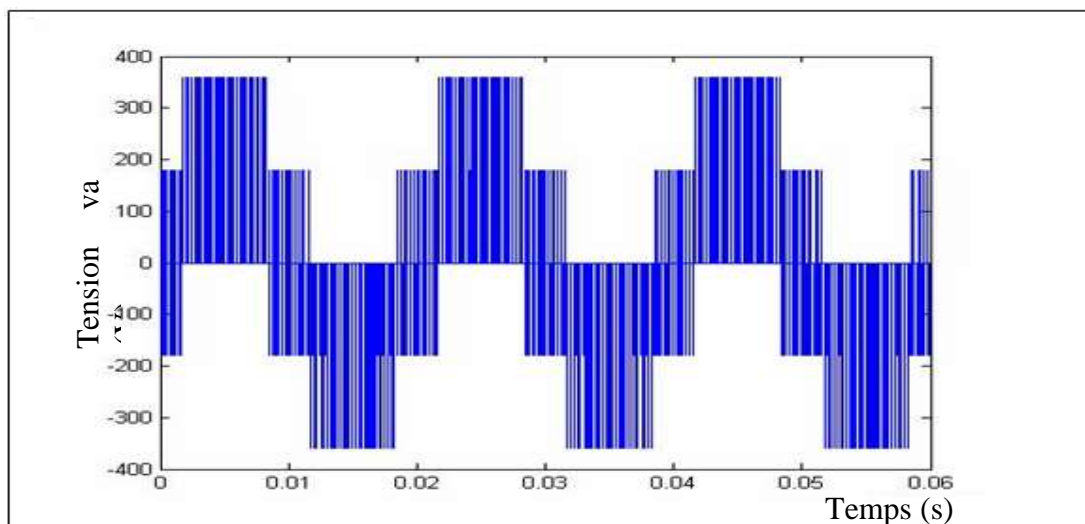
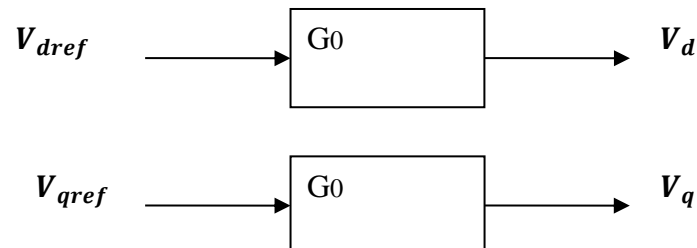


Figure II-8 Tension aux bornes de l'onduleur à  $f_p=3\text{kHz}$

Un onduleur de tension triphasé à commande MLI, donne donc pour trois ondes de référence sinusoïdales, trois ondes de tension dont les fondamentaux se rapprochent le plus de références avec facteur de proportionnalité des amplitudes  $G_0$ , on peut donc modéliser l'onduleur à MLI comme un gain pur  $G_0$

Entre les tensions références dans le repère de Park et les tensions triphasées réelles écrite dans le même repère [20].



**Figure II-9 Schéma fonctionnel de l'onduleur à MLI**

## II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a développée dans une première partie la modélisation de la machine à réluctance variable à stator lisse (avec et sans amortisseurs), dans le repère de Park, cette modélisation permet pour le prochain chapitre de définir une stratégie de commande pouvant contrôler le couple de cette machine. Dans la deuxième partie nous choisissons l'alimentation de la MRV à stator lisse, où modéliser l'onduleur à MLI.

---

## Chapitre III

### Commande vectorielle de la MRV

---

#### III.1 Introduction

La commande vectorielle est appelée aussi commande par orientation de flux et notée FOC (Field Oriented Control). Les principes de cette commande ont été élaborés dès 1972, par Blaschke [1], [21]. Depuis, de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine, permettant ainsi le développement de cette commande vectorielle dans des multiples applications industrielles.

La technique de la commande vectorielle permet de transformer la MRV en une structure semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée dans laquelle le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique. En effet, en absence de la saturation et de la réaction de l'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation. On aura ainsi un couple électromagnétique proportionnel au courant de l'induit pour une valeur constante de flux. Ce contrôle permet une amélioration du temps de réponse et un réglage rapide du couple. Mais, cette amélioration est accompagnée par une complexité plus grande de la commande et la mise en œuvre de structures d'observation ou de mesure des grandeurs de la machine, exigée par la commande. De plus, la sensibilité aux variations des paramètres internes de la machine présente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle.

#### III.2 Principe de la commande vectorielle

L'objectif de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leur comportement statique et dynamique grâce notamment à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu, qui offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et c'est grâce à cette propriété que sont obtenues des performances dynamiques élevées.

Pour cela, il faut pouvoir simplifier l'écriture des différentes équations qui régissent le fonctionnement de cette machine et surtout celle du couple électromagnétique qui devra se

mettre sous la forme du produit d'un flux (fonction d'un courant  $i_1$ ) par un courant  $i_2$ , [6], [22], [17].

Cette simplification d'écriture est obtenue en projetant les différentes grandeurs qui interagissent dans les différentes équations sur un système d'axes bien choisi.

L'équation du couple s'écrit alors :

$$C_{e_{ideal}} = \phi_{12} = K \cdot (i_1) \cdot i_2$$

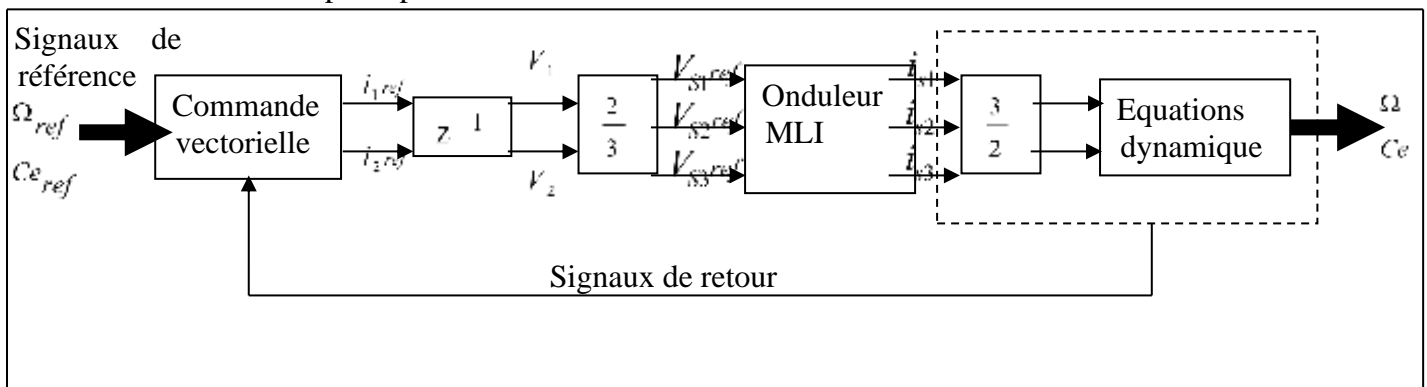
On peut donc fixer la valeur du flux  $\phi$  à l'aide du courant  $i_1$  et agir sur l'autre courant  $i_2$  afin d'obtenir la valeur du couple désirée.

La commande vectorielle des machines à courant alternatif consiste donc à mesurer à chaque instant la vitesse de rotation du moteur, sa position angulaire ainsi que les différents courants (statorique et rotorique pour quelques machines comme les machines asynchrone à double alimentation). Pour une commande en vitesse, la vitesse de rotation est comparée au couple instantané génère la valeur de référence du courant  $i_2$ , qui sera comparée à son tour à la valeur réelle de ce courant, obtenue à partir de l'écriture, dans le repère choisi, des courant mesurés. Leur différence, ainsi que celle entre la valeur de référence et la valeur réelle du courant  $i_1$  permettent d'obtenir les références des tensions, écrite dans le même repère.

Ces dernières sont réécrites sous leur forme réelle instantanée dans le système triphasé initial en leur faisant subir la transformation inverse de celle appliquée aux différents courants pour obtenir  $i_1$  et  $i_2$  et en tenant compte du laps de temps écoulé entre les deux transformations inverses.

Les trois tensions obtenues seront ainsi appliquées comme tensions de référence à l'onduleur MLI alimentant la machine.

Le schéma principal de la commande vectorielle ressemble donc à :



**Figure III-1 Schéma de principe de la commande vectorielle**

La commande vectorielle consiste à contrôler la machine comme une machine à courant continu, où le couple électromagnétique ne serait qu'une fonction de l'une des composantes du

courant ( $i_d$  ou  $i_q$ ). En fixant le courant  $i_d$ , à une valeur  $i_{dref}$ , le couple d'après (II-56), devient une fonction linéaire du courant  $i_q$ , ainsi la commande peut s'effectuer comme pour un MCC où  $i_d$  représenterait le courant d'excitation et  $i_q$  le courant d'induit.

L'équation opérationnelle du couple se met alors sous la forme :

$$C_e = (L_d - L_q) \cdot i_{dref} \cdot i_q \quad (III.1)$$

Et l'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (III.3)$$

### III.3.1 Bloc de découplage A

Dans la stratégie de commande élaborée au paragraphe, les courants  $i_d$  et  $i_q$ , obtenus en écrivant les courants statoriques mesurés dans le repère synchrone, sont comparés aux valeurs de référence  $i_{dref}$  et  $i_{qref}$  permettant d'obtenir le couple désiré. La différence entre les courants de référence et les courants réels permet de déterminer les valeurs des tensions de référence  $V_{dref}$  et  $V_{qref}$ . Ces dernières vont constituer les tensions de référence appliquées aux bornes de l'onduleur à MLI. Les boucles de régulation des courants  $i_d$  et  $i_q$  seraient classiques s'il n'y avait le couplage entre les grandeurs suivant l'axe direct et celles suivant l'axe en quadrature, ce couplage qui constitue l'une des difficultés de l'application de la commande vectorielle, est supprimé généralement par la méthode classique de compensation [23],[24], celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de référence  $V_{dref}$  et  $V_{qref}$  [25],[26],[27]:

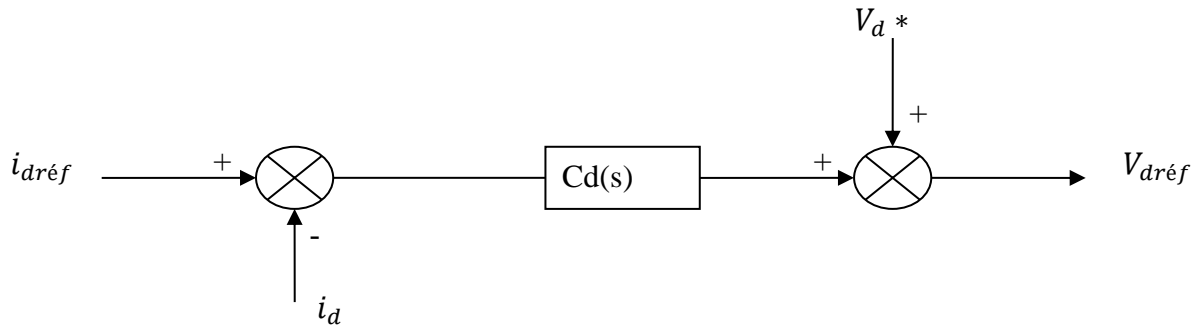
$$v_d^* = -L_q \cdot i_q \cdot \omega$$

$$v_q^* = L_d \cdot i_d \cdot \omega$$

Les tensions de référence seront :

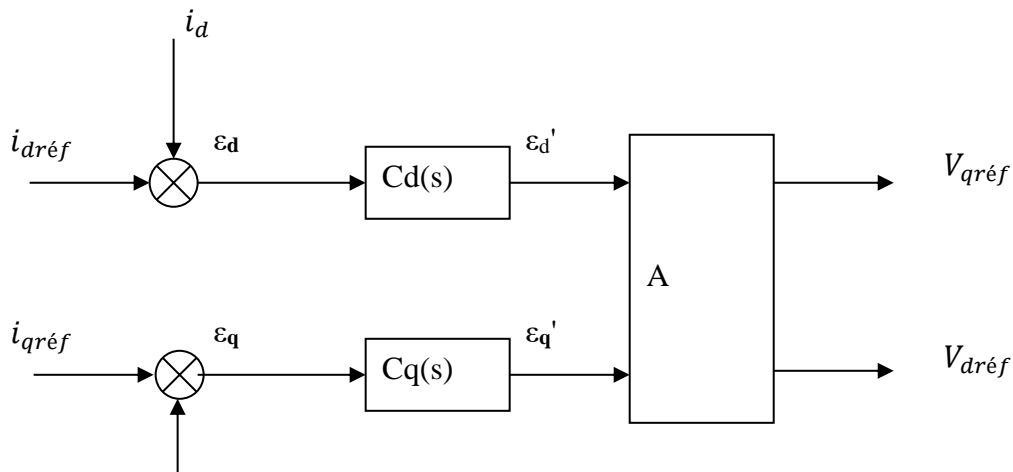
$$v_{dr} = v_{cd} + v_d^*$$

$$v_{qr} = v_{cr} + v_q^*$$



**Figure III-2 Méthode compensation pour la boucle de courant  $d$**

Une seconde méthode de découplage consiste à introduire un bloc de calcul A, placé en aval des correcteurs et qui permet, à partir des sorties des régulateurs de courants, d'obtenir les valeurs des tensions de référence  $V_{dréf}$  et  $V_{qréf}$  :



**Figure III-3 Bloc de découplage des courant suivant les deux axes**

Ce bloc de calcul se traduit analytiquement par une matrice  $A(\omega)$ , tel que la matrice de  $A(\omega)$  par la matrice admittance  $[Y]$  soit diagonale [28]. Ceci permet alors de découpler totalement les équations relatives à chaque axe et donc d'écrire chacun des deux courants,  $i_d$  et  $i_q$ , en fonction de sa seule référence ou de la seule erreur entre cette dernière et la valeur mesurée:

Si on pose alors

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{d\text{réf}} \\ v_{q\text{réf}} \end{bmatrix} = A(\omega) \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix}$$

L'onduleur à MLI étant modélisé par un gain pur  $G_0$ , on a [2]:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = G_0 \cdot A(\omega) \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Avec  $\varepsilon_d = i_{d\text{rdf}} - i_d$

Et  $\varepsilon_q = i_{q\text{rdf}} - i_q$

Et en remplaçant, dans l'expression  $[v] = [Z][i]$  le vecteur des tensions par son écriture en fonction de  $\varepsilon_d$  et  $\varepsilon_q$ , on obtient la relation matricielle suivante entre les courants et ces mêmes erreurs  $\varepsilon_d$  et  $\varepsilon_q$  [2] :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [Z]^{-1} G_0 \cdot A(\omega) \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix}$$

$$= \frac{G_0}{\det[Z]} \begin{bmatrix} R_s + s \cdot L_q & \omega L_q \\ -\omega L_d & R_s + s \cdot L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix}$$

Ceci nous amène aux expressions suivantes des courants :

$$i_d = \frac{G_0}{\det[Z]} \left[ (a_1 \cdot (R_s + s \cdot L_q) + a_3 \cdot \omega L_q) \cdot \varepsilon_d + (a_2 (R_s + s \cdot L_q) + a_4 \cdot \omega L_q) \cdot \varepsilon_q \right]$$

$$i_q = \frac{G_0}{\det[Z]} \left[ (-a_1 \cdot \omega L_d + a_3 (R_s + s \cdot L_d)) \cdot \varepsilon_d + (-a_2 \cdot \omega L_d + a_4 \cdot (R_s + s \cdot L_d)) \cdot \varepsilon_q \right]$$

Pour qu' $i_d$  ne dépend que d' $\varepsilon_d$ , il faut que

$$a_2(R_s + s \cdot L_q) + a_4 \cdot \omega L_q = 0$$

Et pour que  $i_q$  ne dépende que d' $\varepsilon_q$

$$-a_1 \cdot \omega L_d + a_3(R_s + s \cdot L_d) = 0$$

La résolution de ce système d'équations donne, si on prend  $a_1=a_4=1$  :

$$a_2 = \frac{-\omega L_q}{R_s + s \cdot L_q}$$

$$a_3 = \frac{\omega L_d}{R_s + s \cdot L_d}$$

On a donc établi une matrice  $A(\omega)$  d'écriture

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-\omega L_q}{R_s + s \cdot L_q} \\ \frac{\omega L_d}{R_s + s \cdot L_d} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-4-a})$$

$$\text{Où } A(\omega) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-\omega \tau_q}{1 + s \cdot \tau_q} \\ \frac{\omega \tau_d}{1 + s \cdot \tau_d} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-4-b})$$

$$\text{avec } \tau_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \text{et} \quad \tau_q = \frac{L_q}{R_s}$$

Qui rend celle des courants  $i_d$  et  $i_q$  en fonction d' $\varepsilon_d$  et  $\varepsilon_q$  sous la forme

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = G_0 \begin{bmatrix} \frac{1}{R_s + s L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_s + s L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} \quad (\text{III-5})$$

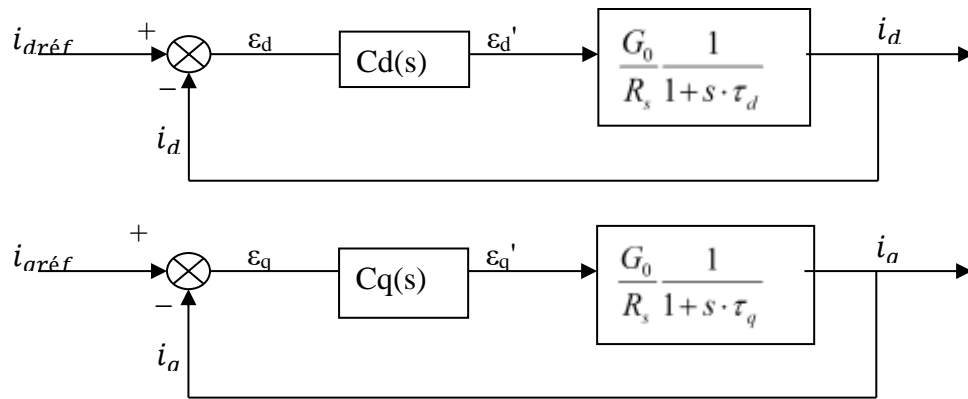
$i_d$  n'est plus fonction que d'  $\varepsilon_d$  et  $i_q$  n'est plus fonction que d'  $\varepsilon_q$  :

$$i_d = \frac{G_0}{R_s + s \cdot L_d} \varepsilon_d = \frac{G_0}{R_s} \frac{1}{1 + s \cdot \tau_d} \varepsilon_d \quad (\text{III-6})$$

Et

$$i_q = \frac{G_0}{R_s + s \cdot L_q} \varepsilon_q = \frac{G_0}{R_s} \frac{1}{1 + s \cdot \tau_q} \varepsilon_q \quad (\text{III-7})$$

Le schéma de la commande vectorielle se réduit donc à deux boucles de courant distinctes:



**Figure III-4** Boucle des courant  $i_d$  et  $i_q$

Pour la boucle de vitesse on a l'équation mécanique de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = Ce - Cr - f\Omega \quad (\text{III-8})$$

$$\text{avec } Ce = p \cdot (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d)$$

Et

$$\varphi_d = L_d \cdot i_d \quad (\text{III-9-a})$$

$$\varphi_q = L_q \cdot i_q \quad (\text{III-9-b})$$

Et le couple s'écrit

$$Ce(s) = p \cdot (L_d \cdot i_{dref} \cdot i_q - L_q \cdot i_{dref} \cdot i_q) \quad (\text{III-10})$$

$$= p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{dref} \cdot i_q$$

L'équation mécanique s'écrit en transformées de Laplace comme suit :

$$J \cdot s \cdot \Omega(s) = Ce(s) - Cr(s) - f\Omega(s)$$

D'où :

$$\Omega(s) = \frac{p(L_d - L_q)}{f + J \cdot s} \cdot i_{dref} \cdot i_q - \frac{Cr(s)}{f + J \cdot s} \quad (\text{III-11})$$

Les deux équations (III-6) et (III-7) constituent les fonctions de transfert des deux courants, ces dernières sont faciles à asservir à l'aide de correcteurs PI de la forme :

$$\frac{ki}{s}(1 + \tau_i \cdot s)$$

Où  $\tau_i$  assurerait dans chacune des deux boucles l'annulation de la constante de temps correspondante ( $\tau_d$  ou  $\tau_q$ ) et la valeur de  $ki$  déterminerait la nouvelle constante de temps désirée pour chacune des boucles dont les fonctions de transfert en boucle fermée s'écriraient :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + s \frac{R_s}{G_0 ki}} \quad (\text{III-12})$$

$i = d$  ou  $q$

## III.4 Calcule des correcteurs

### III.4.1 Boucle de courant $i_d$

La fonction de transfert du courant  $i_d$  et donnée par :

$$FTd(s) = \frac{G_0}{R_s} \frac{1}{1 + s \cdot \tau_d} \quad (\text{III-13})$$

Le correcteur choisi pour cette boucle de courant doit donner une erreur nulle (intégrateur) et une réponse relativement rapide (proportionnel).

Donc, la fonction de transfert en boucle fermée du courant  $i_d$ :

$$FTBFdc(s) = \frac{1}{1 + s \frac{R_s}{G_0 k_d}} \quad (\text{III-14})$$

### III.4.2 Boucle de courant $i_q$

Ce qui a été étudié pour la boucle de courant suivant l'axe direct est valable pour celle du courant  $i_q$ . On choisit donc un correcteur de type PI donc le zéro compense le pôle le plus élevé de la fonction de transfert en boucle ouverte du courant  $i_q$ .

On se trouve donc avec une fonction de transfert en boucle fermée avec retour unitaire du courant  $i_q$  régulé de la forme :

$$FTBF_{qc}(s) = \frac{1}{1 + s \cdot \frac{R_s}{G_0 k_q}}$$

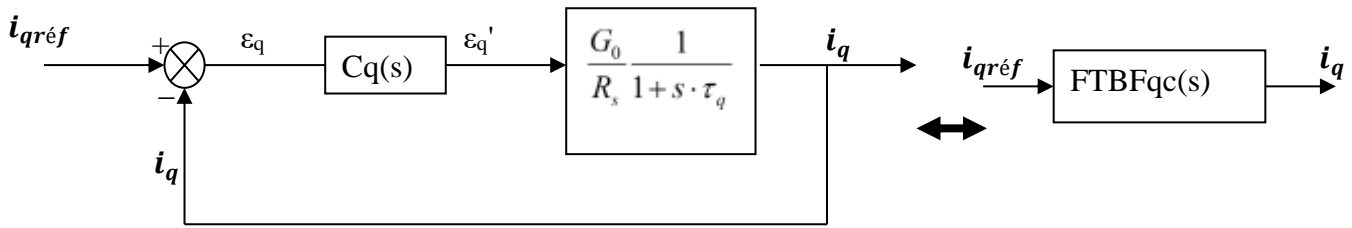


Figure III-5 Boucle de courant  $i_q$

La fonction de transfert de la boucle de vitesse se mettrait sous la forme :

$$\Omega(s) = \frac{1}{J \cdot s + f} (L_d - L_q) \cdot i_{d_{ref}} \frac{1}{1 + \frac{R_s}{G_0 k_q}} C\Omega(s) \cdot \varepsilon \cdot \Omega \tag{III-11}$$

Le régulateur de vitesse  $C\Omega$  sera un PI compensant la constante de temps mécanique si on tient compte du coefficient de frottement, il se réduira juste à un proportionnel si on néglige ce dernier.

Le schéma bloc de la boucle de la vitesse est donné par la figure suivante :

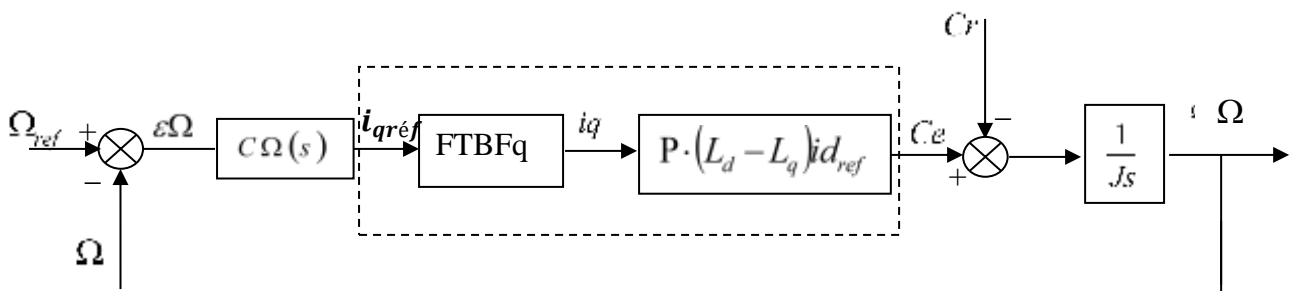


Figure III-6 Boucle de vitesse

### III.5 Simulations

Le schéma global de la machine commandée et donc donnée par la figure (III.7), la simulation est effectuée par le *SIMULINK* du logiciel Matlab. Les paramètres de la machine sont donnés dans L'ANNEXE.

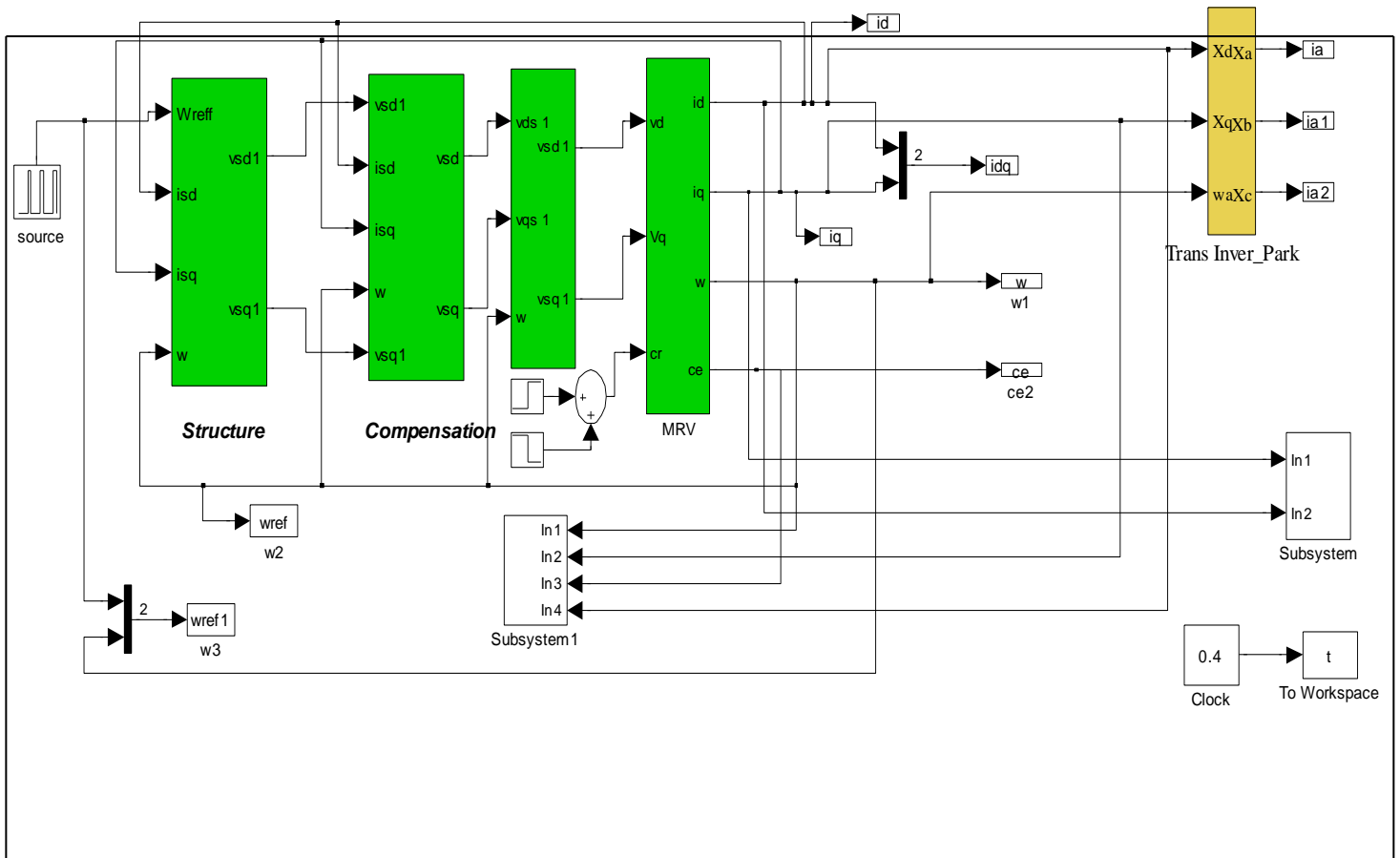


Figure III-7 Schéma global de la commande de la machine à réluctance variable à Stator lisse

## III.6 Résultats des simulations

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la MRV. Le système est simulé sous Matlab-Simulink.

Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de 10 ( $\mu$ s) (ce choix influe nettement les ondulations de flux et de couple et la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur, donc on doit utiliser une période d'échantillonnage compromise).

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine.

### III.6.1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100(rad/s). La figure (III.8.a), et (II.8.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge. On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. A près l'application de la charge à l'instant  $t=0.5s$  ( $C_r = 5.5N.m$ ), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence. L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine, ( $i_d=0$ ) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante  $i_q$ . Comme la machine est entraînée à une vitesse inférieure à la vitesse nominale ( $\Omega_{non}=104,67$ ), le flux d'entrefer est égal au flux rotorique ce qui donne un courant  $i_d$  nul ( $\varphi_d = \varphi_f$ ).

Et afin de tester les performances de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, changement de la référence de vitesse, variation de la charge, l'inversion du sens de rotation et variation du couple de charge, variation 'de la résistance statorique et du couple de charge'.

### III.6.2 Changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de

$\Omega_{ref} = 100 \text{ (rad/s)}$  à  $\Omega_{ref} = 150 \text{ (rad/s)}$  à l'instant  $t=0.5\text{s}$ . La figure (III.9) montre que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

Aussi, on remarque une diminution en valeur du flux  $\psi_d$  et du courant  $i_d$  à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

### III.6.3 Essai de la variation de la charge

La figure (III.10) montre la réponse de la MRV pour la variation de la charge.

On introduit à l'instant  $t=0.2\text{s}$  un couple de 3 N.m après un démarrage à vide, puis on applique un autre couple de 6 N.m à l'instant  $t=0.5\text{s}$ , qu'on annule à l'instant  $t=0.7\text{s}$ .

Cette figure montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, le flux et les courants sont influencées par cette variation. On constate également que le couple suit sa consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est performante de point de vue variation de la charge.

### III.6.4 Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de la vitesse de  $\Omega_{ref} = 100 \text{ (rad/s)}$  à  $\Omega_{ref} = -100 \text{ (rad/s)}$  à  $t=0.5\text{s}$ . Cependant, on introduit à l'instant  $t=0.25\text{s}$  un couple de 6 N.m après un démarrage à vide qu'on annule à l'instant  $t=0.5\text{s}$ . Ensuite on applique un couple de 6 N.m à  $t=0.7\text{s}$ . La figure (III.11) montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, le flux et les courants sont influencées par cette variation. On constate également que le couple suit sa consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge et l'inversion de sens de rotation,

donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

### **III.6.5 Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge**

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant  $t=0.2s$ , on applique un couple résistant  $C_r=6 \text{ N.m}$ . À l'instant  $t=0.5s$ , on augmente de la valeur de la résistance statorique de + 250% de sa valeur nominale.

A partir de la figure (III.12), on constate que la dépendance de la loi de commande de la FOC de la résistance statorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

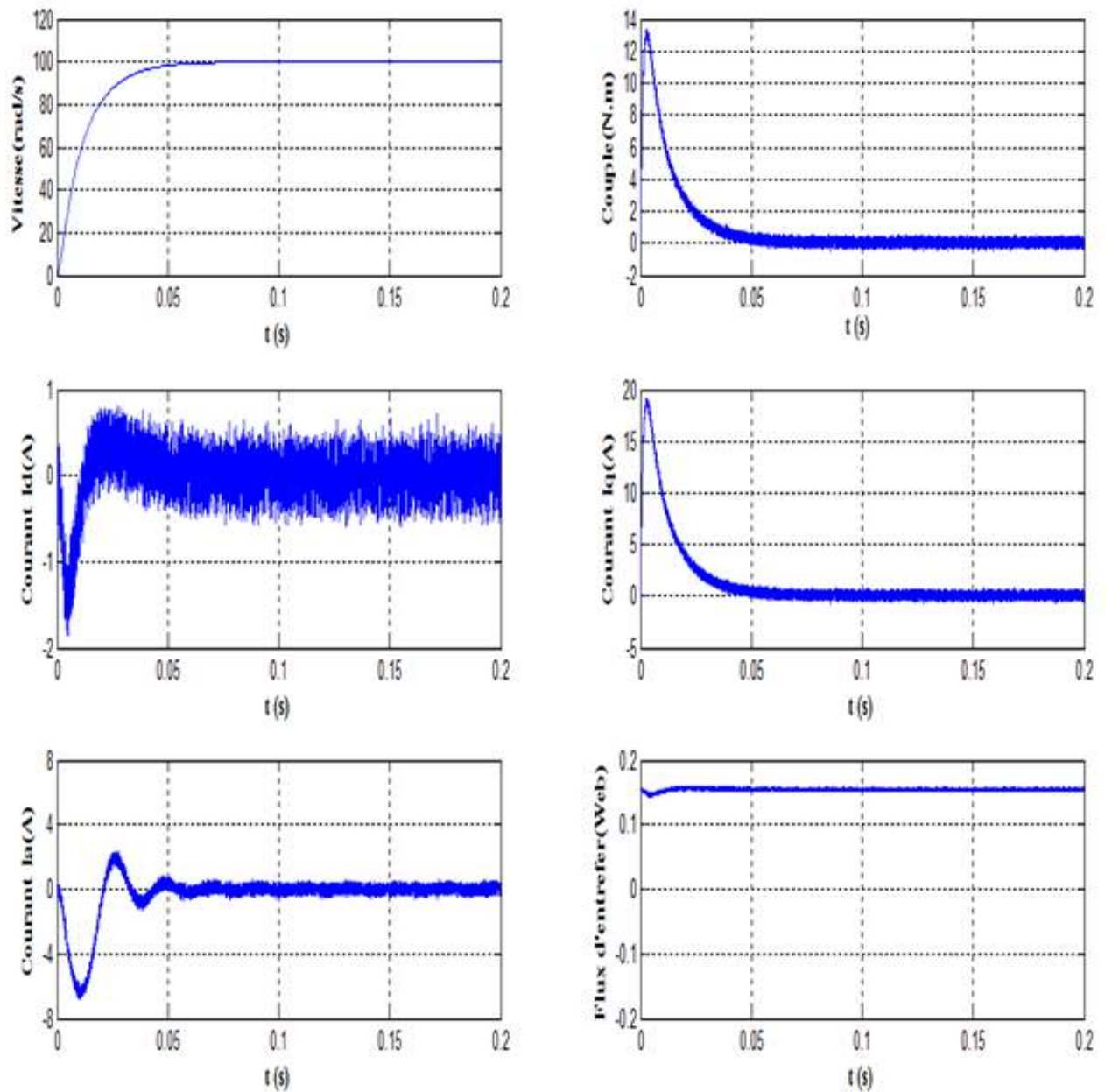
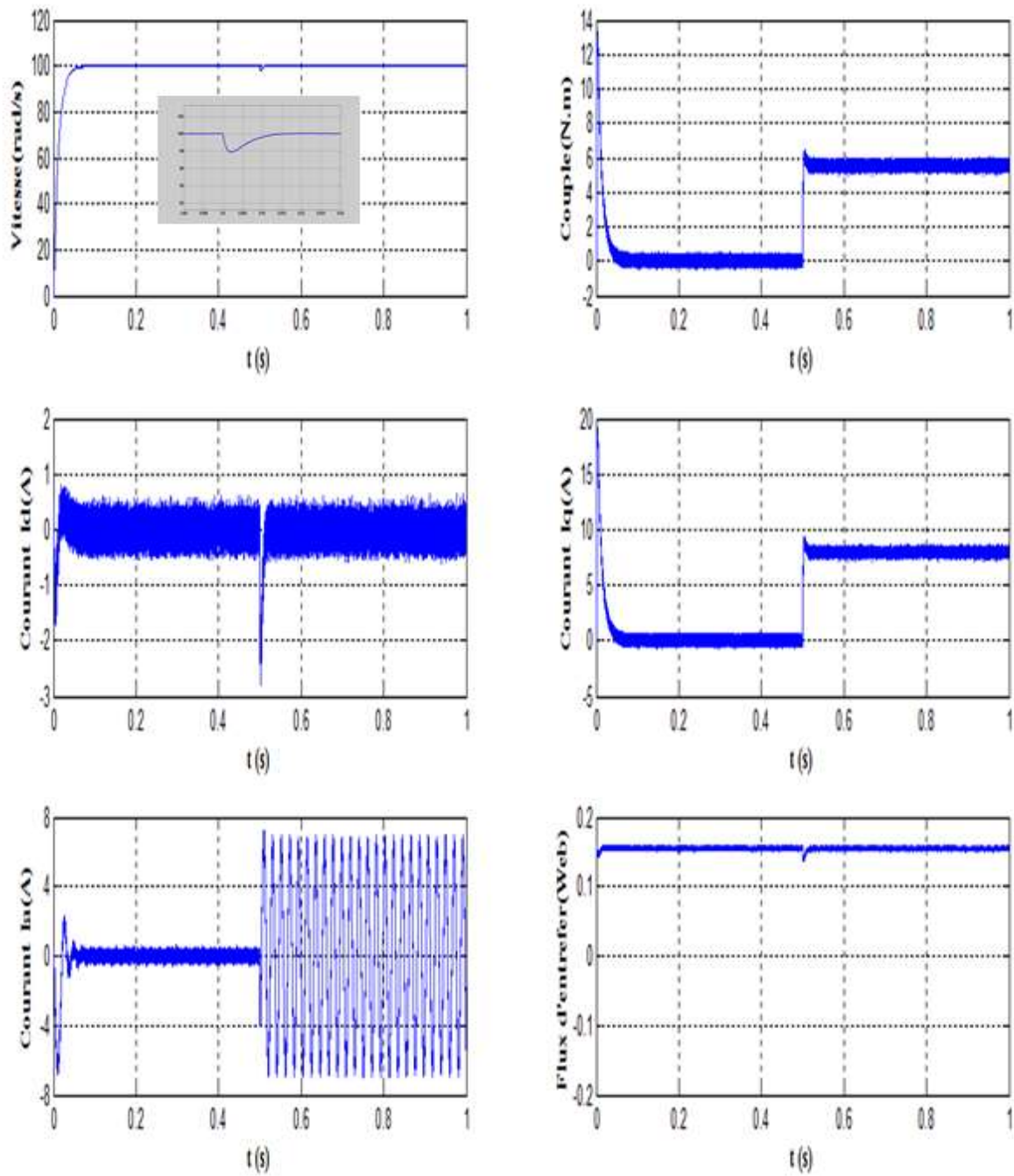


Figure III-8 (A) résultats de simulation du démarrage à vide



**Figure III-9 (B) résultats de simulation pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5.5 N.m à  $t=0.5$ s**

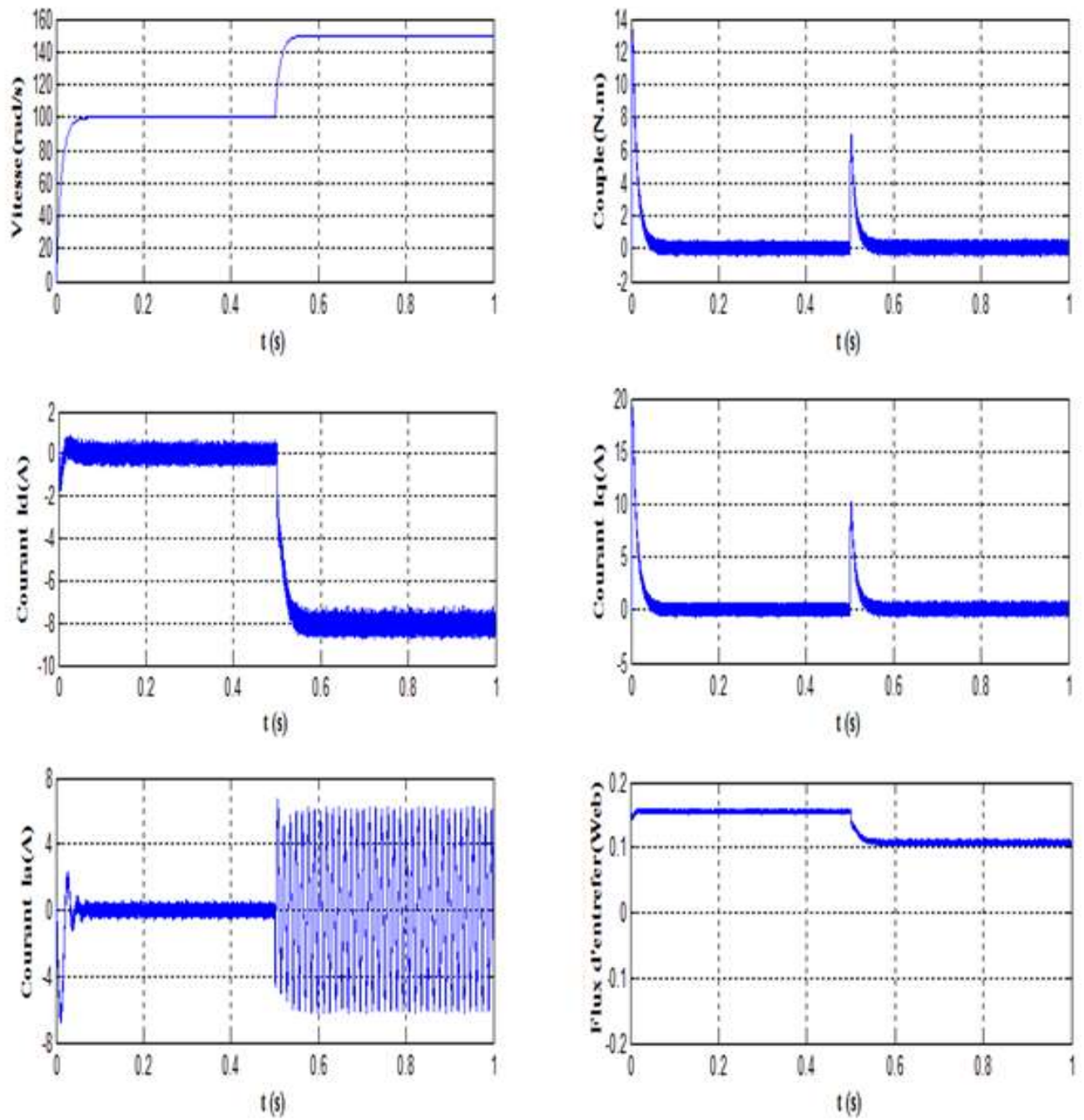


Figure III-10 Réponse de la commande pour une variation de la vitesse de référence

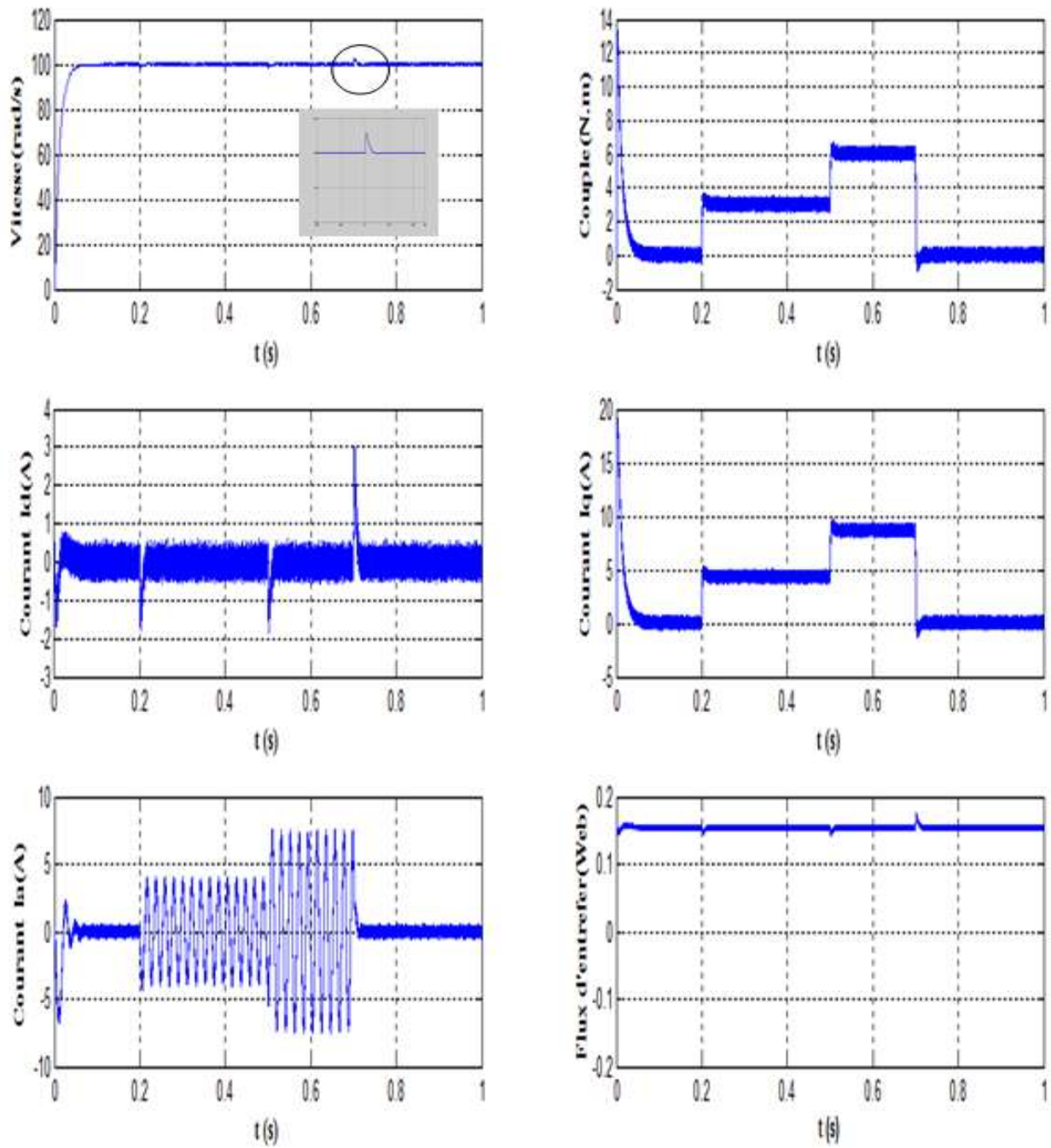
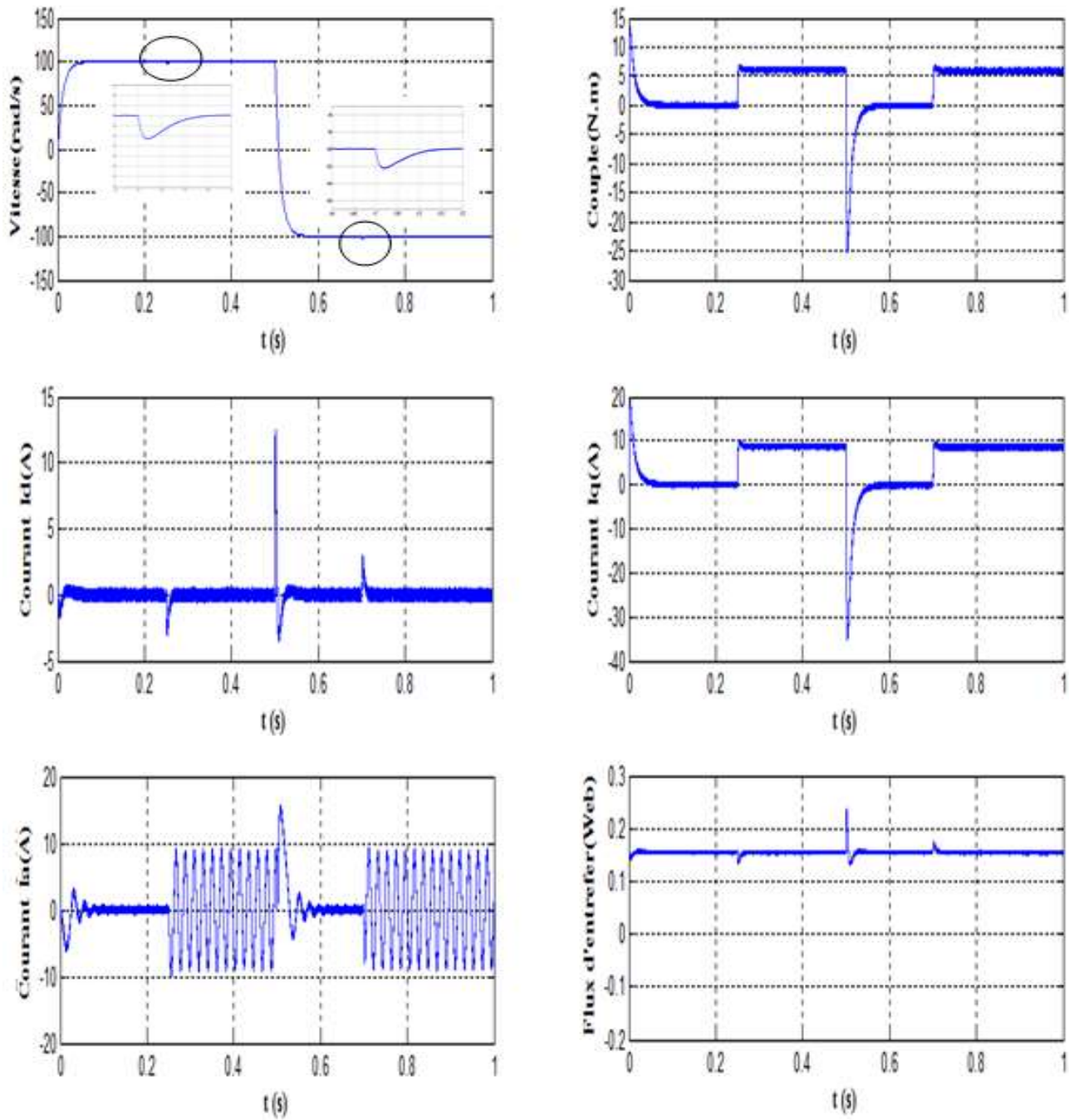
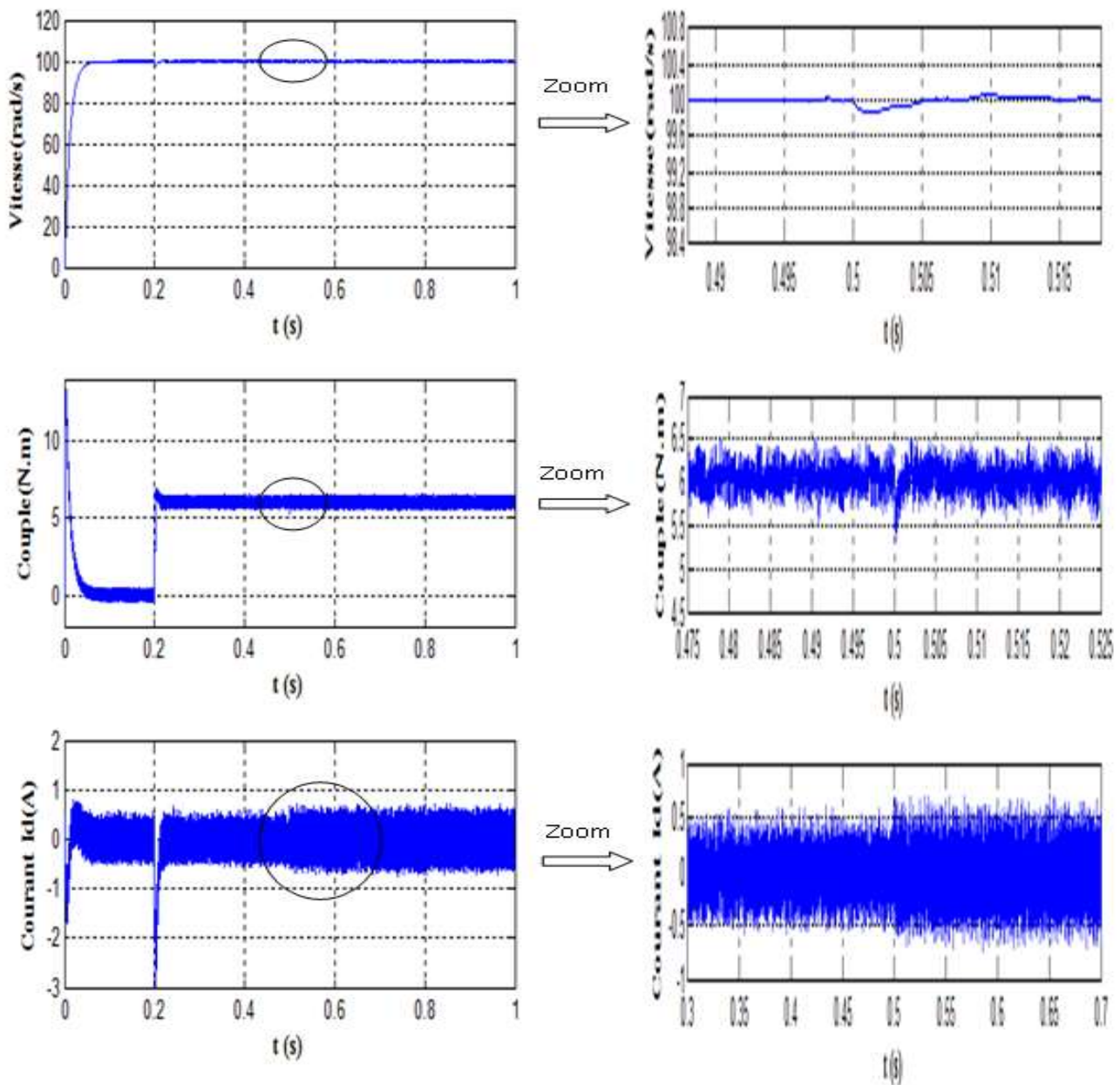


Figure III.10 résultats de simulation pour la variation de la charge



**Figure III-11 Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge**



**Figure III-12 Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple**

### III.7 Interprétation des résultats

Nos résultats de simulation de la commande vectorielle avec Simulink sous logiciel Matlab permet nous de visualiser les différentes grandeurs électrique et mécanique pour quelques configurations classiques et nous présentons ici celles relatives au démarrage et au régime permanent.

L'application de la commande vectorielle au modèle de la MRV sans amortisseurs est simple, pour le démarrage le courant  $i_d$  atteint rapidement sa valeur de référence ce qui justifie les hypothèses de la commande ( $i_d = \text{constante}$ ), ce maintien durant toute la durée de fonctionnement.

Pour une perturbation, le courant  $i_q$  répond immédiatement en adoptant la nouvelle valeur adéquate afin que la vitesse puisse se maintenir à sa référence.

Enfin, avec ce modèle (sans amortisseur) la commande est quasi-identique à la commande d'une machine à courant continu. En effet, le courant  $i_d$  joue le rôle du courant d'excitation et le courant  $i_q$  celui du courant d'induit.

### III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MRV avec capteur de vitesse, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement.

---

## Chapitre IV

### Commande directe de couple de la MRV

---

#### IV.1 Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglo-saxonne « *Direct Torque (and Flux) Control* », et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées [29]. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC *Field Oriented Control*). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée [30], une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenu à partir d'une commande vectorielle.

Trois techniques de commande ont été utilisées pour mettre en application des commandes de DTFC [30] :

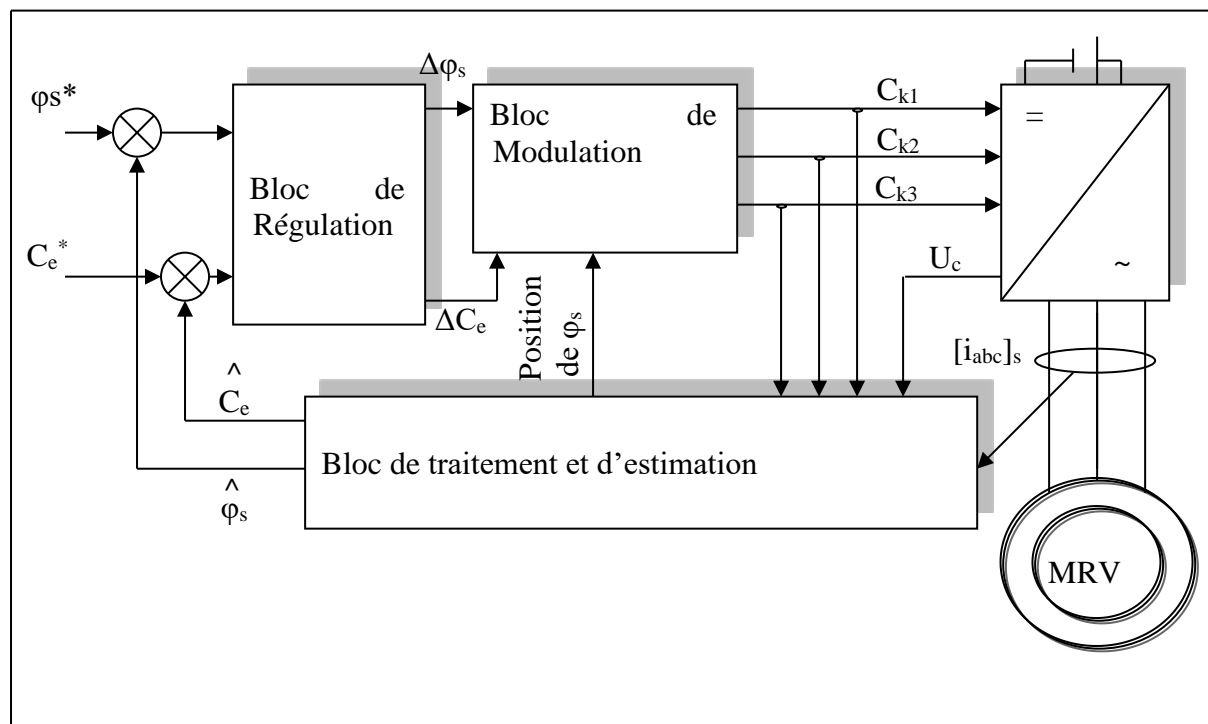
- Commande par une table de commutation ;
- Commande automatique directe (DSC : Direct Self Control), l'une des méthodes qui a été introduite par *Depenbrock* en 1987 ;
- Et commande directe par modulation de vecteur (DVMC : Direct Vector Modulation Control).

Dans ce qui suit, on s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande du MRV par DTC. Ensuite, des résultats de simulations du MRV commandé par DTC et alimenté par un onduleur de tension, seront présentés et discutés, en absence et en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI.

## IV.2 Principes généraux de la commande directe de couple

La commande DTC d'une machine à reluctance variable est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur.

La commande par DTC du MRV, peut être schématisée par la figure suivante :



**Figure IV-1 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MRV**

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600 Hz), ceci avec une bande passante en couple [31],[32],[33], [30].

En plus :

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- L'estimation du flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator) ;
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple ;
- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants ;
- Elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.

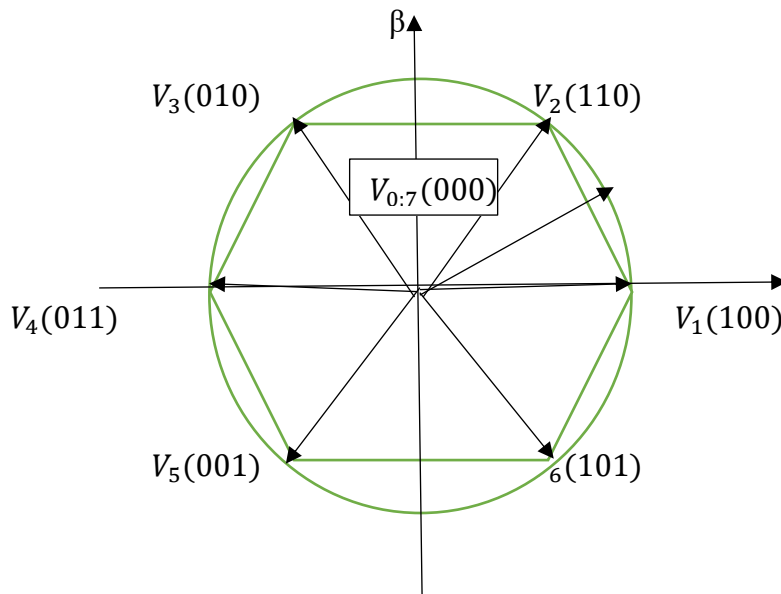
### IV.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

À partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes [32], [30]. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de Takahashi et celle sans séquences nulles. Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, (voir figure (IV.2)). On peut écrire :

$$\vec{V}_{sn0} = \vec{V}_s = v_{s\alpha} + v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_{an0} + V_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{IV.1})$$

$[V_{an0} \quad V_{bn0} \quad V_{cn0}]^T$  Est le vecteur de tensions de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande  $CK_i$  ( $i=1, 2, 3$ ), où  $CK_i$  est l'état de l'interrupteur  $K_i$ , supposé parfait, tel que pour le  $i$ ème bras de l'onduleur ( $i=1, 2, 3$ ) :

- $CK_i = 1$  si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert ;
- $CK_i = 0$  si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.



**Figure IV-2 Vecteurs des Tensions et États des Interrupteurs d'un Onduleur de Tension Triphasé, dans le Plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).**

Avec :

$$\vec{V}_7 \Leftrightarrow (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) = (0,0,0) \text{ et } \vec{V}_0 \Leftrightarrow (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) = (0,0,0)$$

## IV.4 Stratégie de commande directe de couple et de flux

*Takahashi* a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (*DTC*) [32], [30] qui est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ ) ;
- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MRV.
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique, en utilisant les équations (IV-12-13) ;
- On estime le couple électromagnétique d'une MRV, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (IV-14) ;
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

### IV.4.1 Contrôle du vecteur de flux statorique

On se place dans le repère fixe ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) lié au stator de la machine. Le flux statorique d'une MRV est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\vec{V}_s = r_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{IV-2})$$

On obtient :

$$\bar{\varphi}_s \approx \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \cdot \bar{i}_s) \cdot dt \quad (\text{IV-3})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors

$$\bar{\varphi}_s \approx \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{IV-4})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MRV reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{V}_s \cdot T_e \quad (\text{IV-5})$$

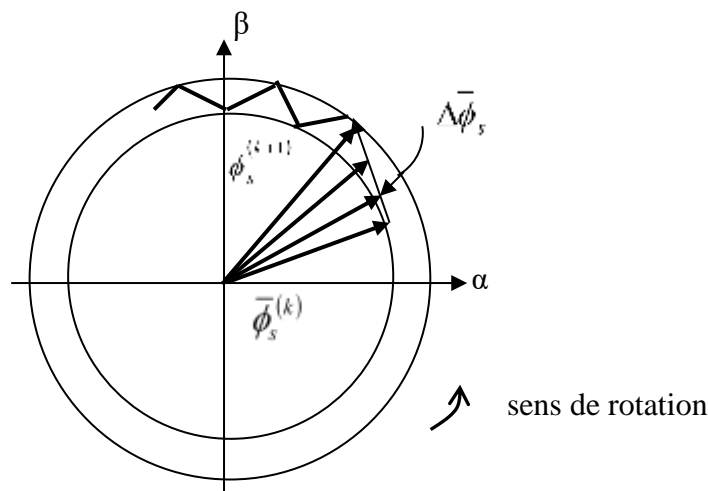
Ou encore :

$$\Delta \bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s \cdot T_e \quad (\text{IV-6})$$

Avec :

- $\bar{\varphi}_s(k)$  C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\bar{\varphi}_s(k+1)$  C'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta \bar{\varphi}_s$  C'est la variation du vecteur flux statorique ( $\bar{\varphi}_s(k+1) - \bar{\varphi}_s(k)$ ) ;
- $T_e$  C'est la période d'échantillonnage.









Pour une période d'échantillonnage constante,  $\Delta \bar{\varphi}_s$  est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator d'une MRV [21], [30]. La figure (IV.3) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .



**Figure IV-3 Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .**

## IV.4.2 Contrôle du couple électromagnétique

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux. Le Table. III.1 montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs  $V_{i+1}$ ,  $V_{i+2}$ ,  $V_{i-1}$ ,  $V_{i-2}$  qui peuvent être appliqués dans la zone  $Z_i$ .

Vecteur $V_K$	$V_{i+1}$	$V_{i+2}$	$V_{i-1}$	$V_{i-2}$
$\varphi_s$				
$C_e$				

**Table IV-1 Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur  $V_K$**

## IV.5 Présentation de la structure du contrôle

Le choix du vecteur de tension statorique  $\vec{V}_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\bar{\varphi}_s$ , du sens de rotation de  $\bar{\varphi}_s$ , et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique  $(\alpha, \beta)$ , on peut délimiter l'espace de  $\bar{\varphi}_s$  en le décomposant en six zones appelées secteurs ; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes  $(\alpha)$  et  $(\beta)$ . L'axe  $(\alpha)$  est choisi confondu avec l'axe de la phase  $(a)$  de l'enroulement triphasé  $(a, b, c)$  (voir figure IV.4).

Lorsque le flux  $\bar{\varphi}_s$  se trouve dans une zone  $i$  ( $i=1, \dots, 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants [21], [30], [34] :

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  croît et  $C_e$  croît ;
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  croît et  $C_e$  décroît ;
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_e$  croît ;
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_e$  décroît ;

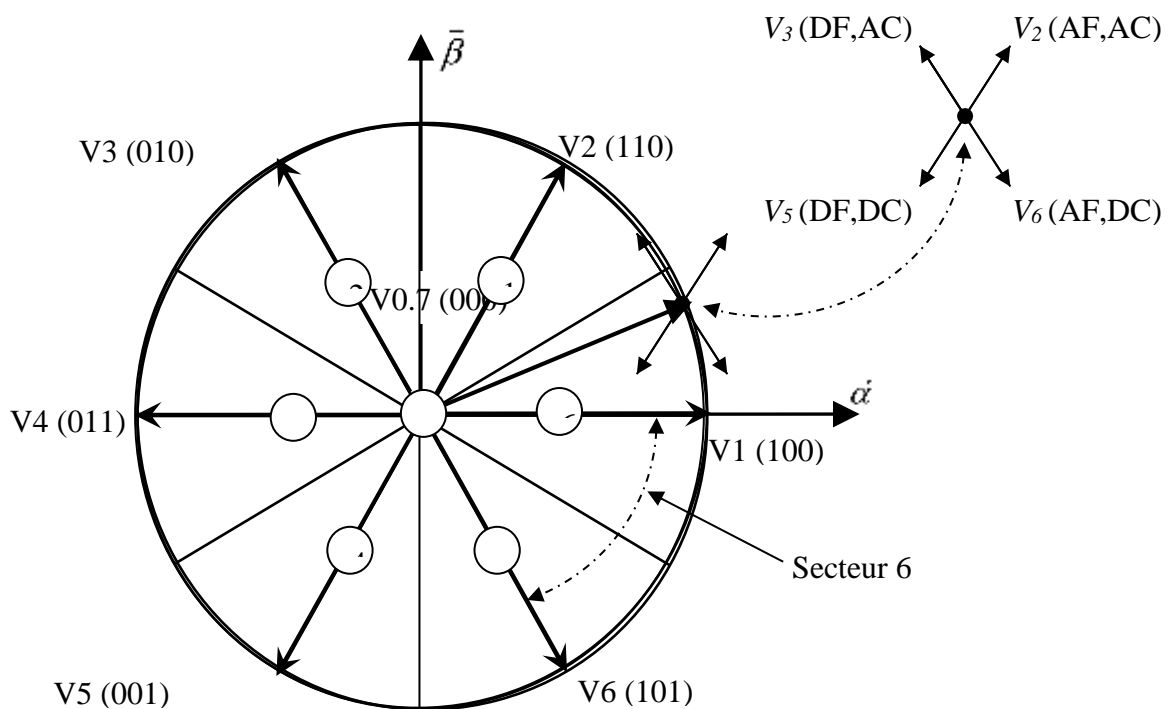
Si  $V_0$ , ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux  $\bar{\varphi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\bar{\varphi}_s$  reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone  $i$ .

En effet, au début de la zone, les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\varphi}_s$ , d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Alors aux vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\varphi}_s$ , au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de  $\bar{\varphi}_s$ ) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de  $\bar{\varphi}_s$  dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\bar{\varphi}_s$ .

Un estimateur de module de  $\bar{\varphi}_s$  et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC.



**Figure IV-4** Partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $CK_i = 1 \dots 6$ .

$$\bar{V}_7 \Leftrightarrow (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) = (0,0,0) \text{ et } \bar{V}_0 \Leftrightarrow (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) = (0,0,0).$$

$V_5(001)$  signifie :

- 0 : interrupteur en haut du 1<sup>er</sup> bras ouvert ;
- 0 : interrupteur en haut du 2<sup>ème</sup> bras ouvert ;
- 1 : interrupteur en haut du 3<sup>ème</sup> bras fermé.
- 

### IV.5.1 Estimation du flux statorique

On considère le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  lié au stator du MRV. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par [29], [30] :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s \cdot i_{s\alpha} + \dot{\varphi}_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = r_s \cdot i_{s\beta} + \dot{\varphi}_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

On obtient les tensions  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$  à partir des commandes  $(C_{k1}, C_{k2}, C_{k3})$ , de la mesure de la tension  $U_c$ , en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left( C_{k1} - \frac{1}{2} (C_{k2} + C_{k3}) \right) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{k2} + C_{k3}) \end{cases} \quad (\text{IV-9})$$

De même les courants  $I_\alpha$  et  $I_\beta$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $i_{k1}$ ,  $i_{k2}$  et  $i_{k3}$  ( $i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} = 0$ ) et par application de la transformation de Concordia :

$$\bar{i}_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (\text{IV-10})$$

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{k1} \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{k2} - i_{k3}) \end{cases} \quad (\text{IV-11})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{IV-12})$$

La zone Ni dans laquelle se situe le vecteur  $\bar{\varphi}_s$  est déterminée à partir des composantes  $\bar{\varphi}_{s\alpha}$  et  $\bar{\varphi}_{s\beta}$ . L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel  $(\alpha, \beta)$  et le vecteur  $\bar{\varphi}_s$  est égal à :

$$\alpha_s = \text{arctg} \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{IV-13})$$

## IV.5.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_e = p[\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}] \quad (\text{IV-14})$$

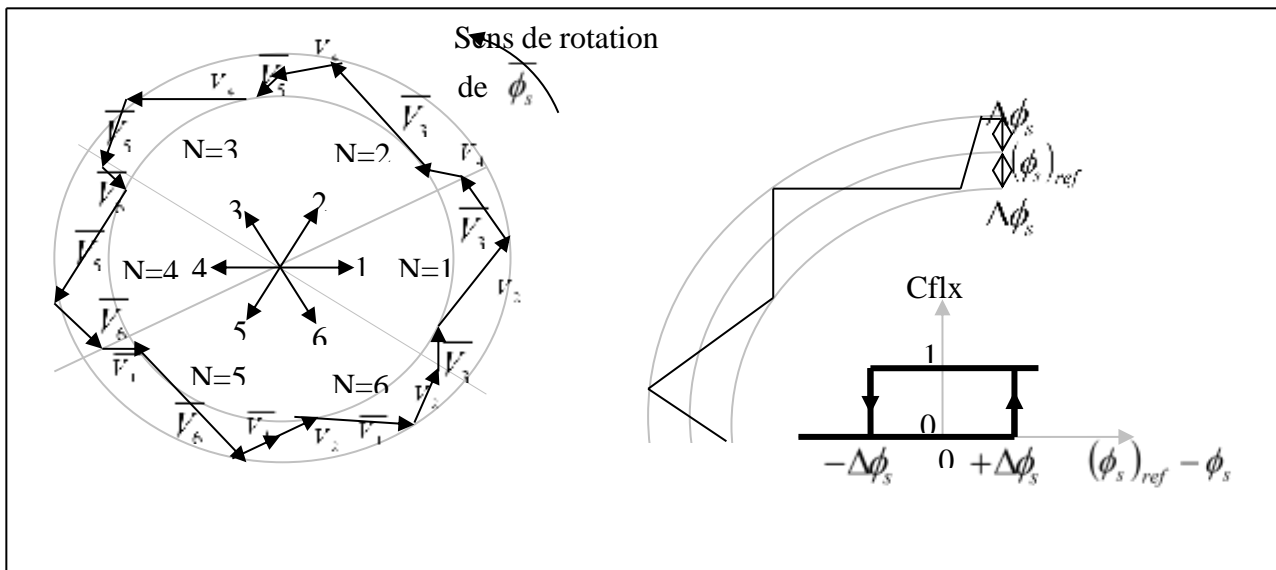
## IV.5.3 Elaboration du vecteur de commande

### IV.5.3.1 Correcteur du flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\overline{\varphi}_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la fig. (IV-5). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\varphi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondante.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflx = 1) ou diminuée (cflx = 0) de façon à maintenir :

$|(\varphi_s)_{ref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$ , avec  $(\varphi_s)_{ref}$  la consigne de flux et  $\Delta\varphi_s$  la largeur d'hystérésis du correcteur.



**Figure IV-5 Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension Correspondants**

### IV.5.3.2 Correcteur du couple a deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\phi_s$ . N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\overline{V_{i+1}}$  et  $\overline{V_{i+2}}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\phi_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls, [30].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [30].

### IV.5.3.3 Correcteur du couple a trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne  $ccpl$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $ccpl = 1$  pour une consigne positive et  $ccpl = -1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $ccpl = 0$ ).

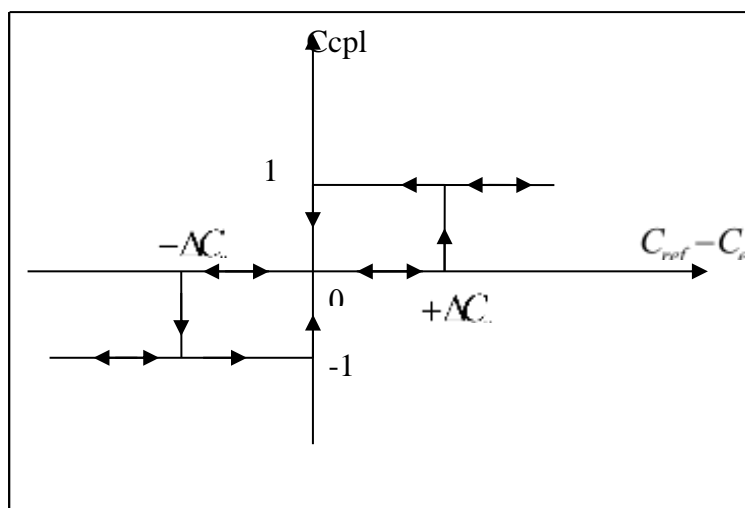


Figure IV-6 IV.6 Correcteur de couple à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

#### IV.5.4 Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $cflx$  et  $ccpl$ , et de la zone N de position de  $\phi_s$ . Elle se présente donc sous la forme suivante, [30] :

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur	
Cflx=1	Ccpl=1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 Niveaux	
	Ccpl=0	V7	V0	V7	V0	V7	V0		
	Ccpl=1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 Niveaux	
Cflx=0	Ccpl=1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 Niveaux	
	Ccpl=0	V0	V7	V0	V7	V0	V7		
	Ccpl=1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	3 Niveaux	

**Table IV-2 table de commande proposée par Takahashi**

## IV.6 Structure générale du contrôle direct du couple

Le schéma bloc de la Fig. (IV.7), représente le synoptique d'une commande de la machine à réluctance variable basée sur la stratégie de commande directe du couple avec une table de commutation donnée ci-dessus.

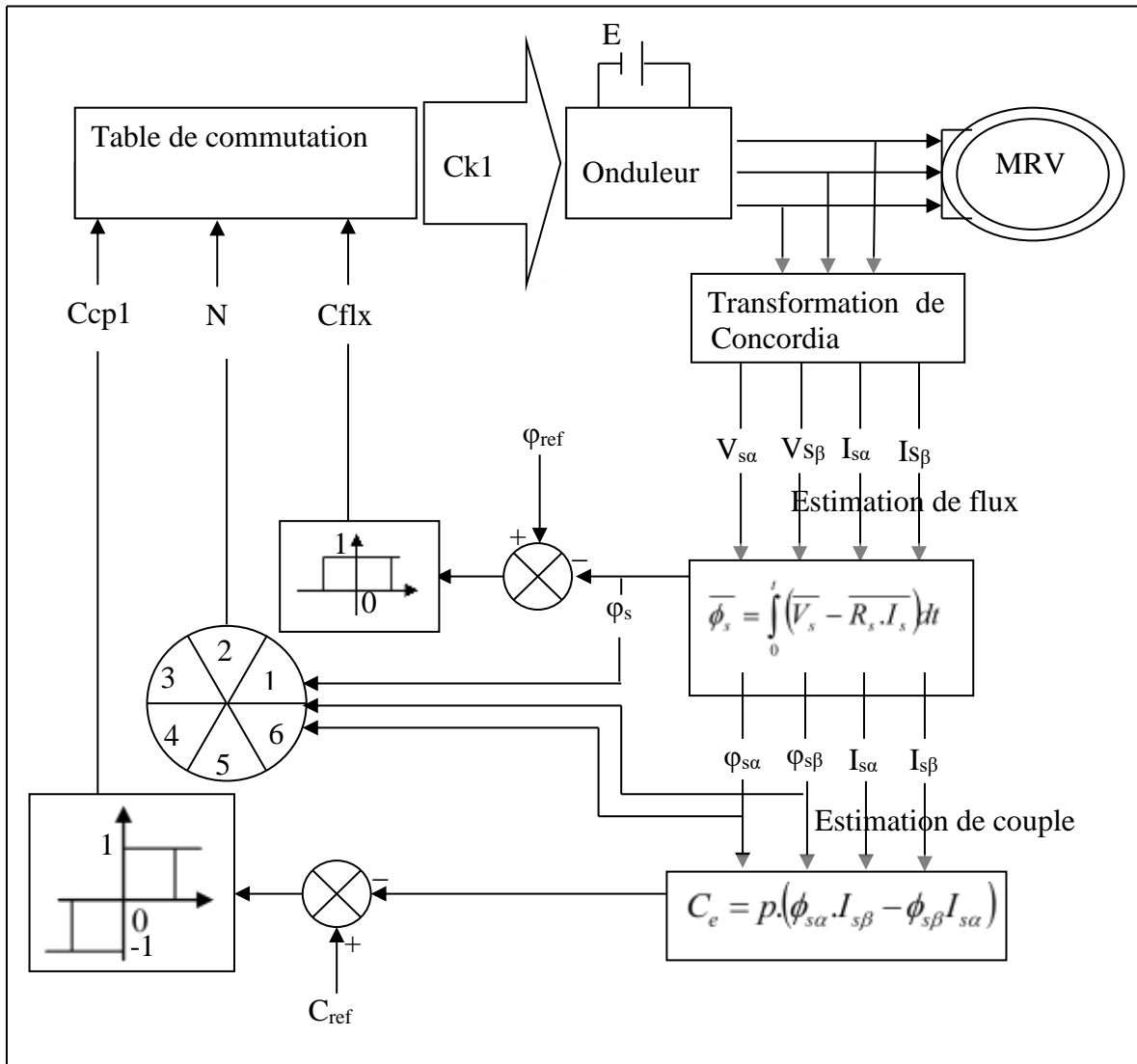


Figure IV-7 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

## IV.7 Simulations

Le schéma global de la machine commandée et donc donnée par Fig. IV.8, la simulation est effectuée par le *SIMULINK* du logiciel Matlab. Les paramètres de la machine sont donnés

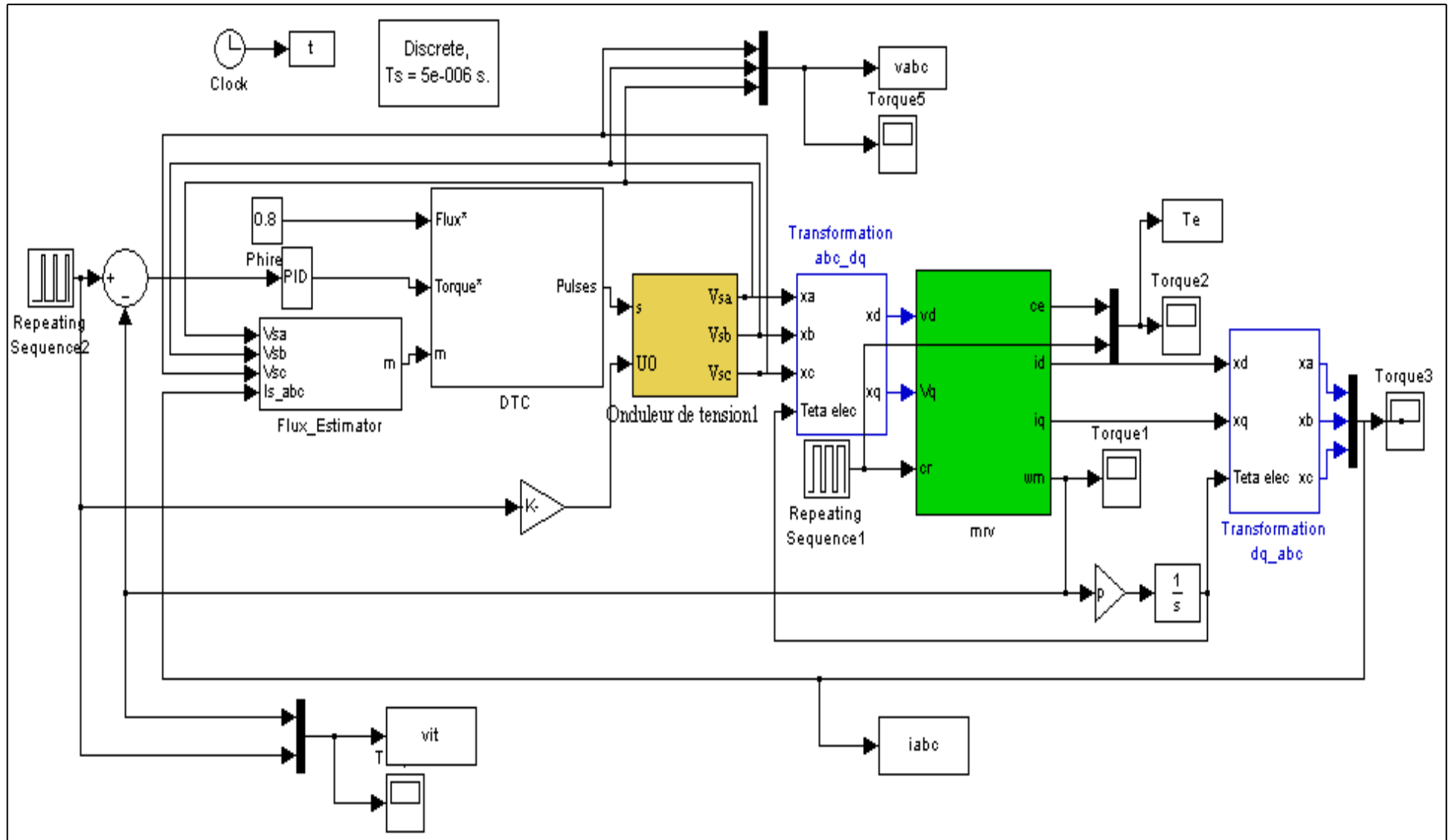


Figure IV-8 Schéma global de la commande de la machine à réluctance variable à stator lisse

## IV.8 RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DISCUSSION

En utilisant le schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (Figure IV.8), les simulations sont effectuées dans les conditions suivantes :

$$\phi_s^* = 0.3 \text{ wb} ; \text{ pour le couple } \Delta C_e = 0.012 \text{ N.m} ; \text{ pour le flux } \Delta \phi_s = 0.001 \text{ wb.}$$

$C_e^*$  : est récupéré à la sortie d'un PI dont les paramètres sont les mêmes que ceux utilisés pour la commande vectorielle.

### IV.8.1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100(rad/s). Les figures (IV.9.a) et (IV.9.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 14Nm et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. A t=0.5s la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale 5.5Nm, le couple électromagnétique répond positivement et la vitesse est légèrement influencée et se rétablit rapidement à sa référence. La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan ( $\alpha, \beta$ ), le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge, les deux composantes du flux  $\phi_{S\alpha}$  et  $\phi_{S\beta}$  sont en quadrature ( $\phi_{S\alpha}$  est cosinusoidale,  $\phi_{S\beta}$  est sinusoidale). Le courant  $i_d$  est maintenu constant dans le fonctionnement à vide mais il est diminué dans le fonctionnement en charge.

### IV.8.2 Changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de  $\Omega_{ref} = 100 \text{ (rad/s)}$  à  $\Omega_{ref} = 150 \text{ (rad/s)}$  à l'instant t=0.5s, sont représentés dans la figure (IV.10).on remarque que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les deux composantes du flux  $\phi_{S\alpha}$  et  $\phi_{S\beta}$  et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par cette variation. On observe que le courant  $i_d$  présente une petite chute qui est rejetée rapidement car la machine est à vide.

### IV.8.3 Essai de variation de la charge

La Figure (IV.11) présente le résultat de simulation lors de l'application de trois échelons de consigne de couple (à  $t = 0.25s$ ,  $C_r = 6N.m$ , à  $t = 0.5s$   $C_r = 3N.m$ , à  $t = 0.7s$ ,  $C_r = 0N.m$ ). Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement les valeurs de consigne. On remarque que le module du flux et les deux composantes du flux  $\phi_{S\alpha}$  et  $\phi_{S\beta}$  ne sont pas affectés par la variation de la charge.

La vitesse subit une petite chute qui se rétablit rapidement à sa référence. Ainsi que les courants, répondent avec succès à ce type de test.

### IV.8.4 Inversion de sens de rotation et variation du couple de charge

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de rotation de  $\Omega_{réf} = 100(\text{rad/s})$  à  $\Omega_{réf} = -100$  (rad/s) à  $t=0.5s$ , on introduit à l'instant  $t=0.25s$  un couple de 6 N.m après un démarrage à vide qu'on annule à l'instant  $t=0.5s$ . Ensuite on applique un couple de 6 N.m à  $t=0.7s$ , les résultats de simulation sont illustrés sur la figure (IV.12).

On constate dans cette figure que les grandeurs telles que la vitesse, le couple et les courants sont influencés par cette variation. On observe également que la vitesse et le couple suivent leurs valeurs de consigne.

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.

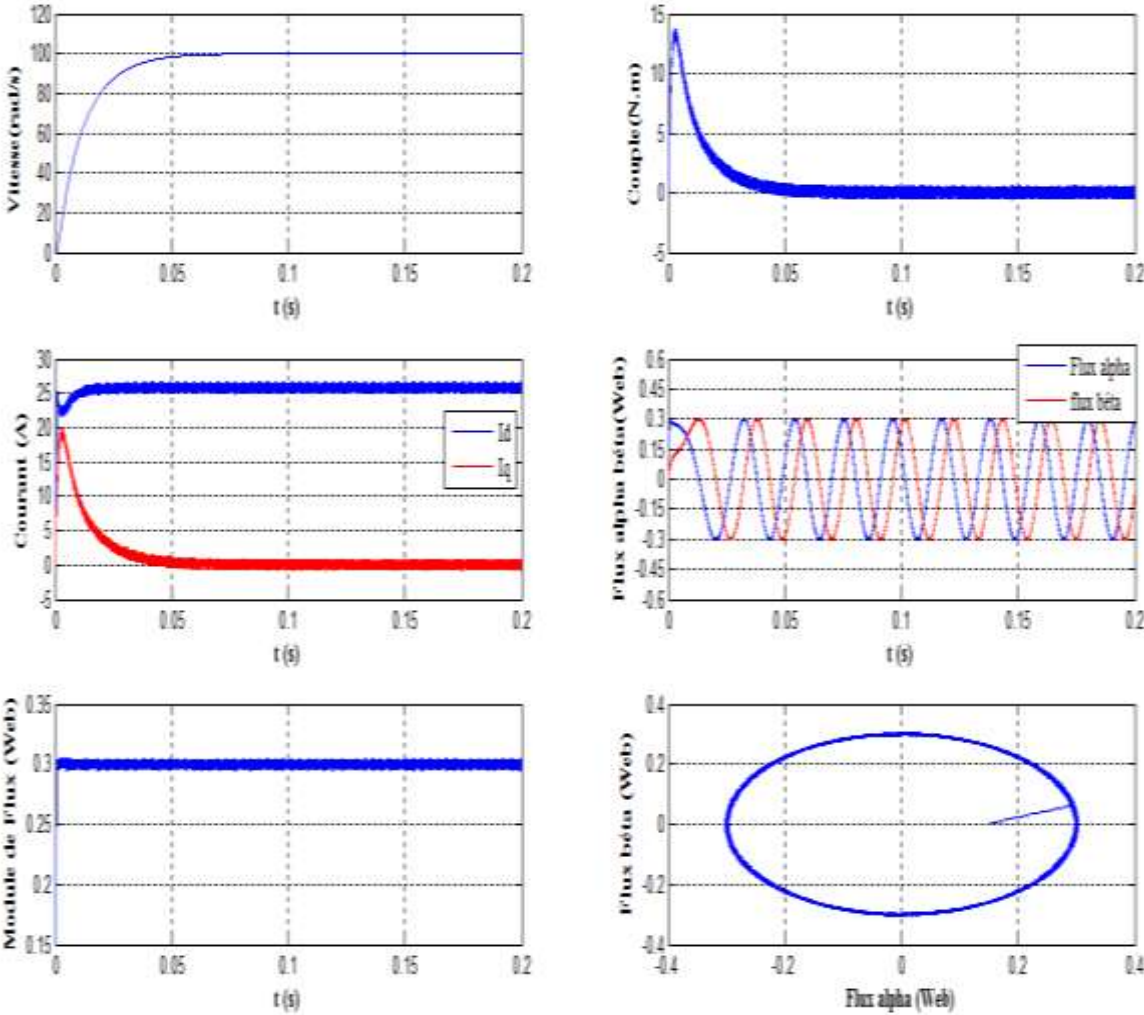
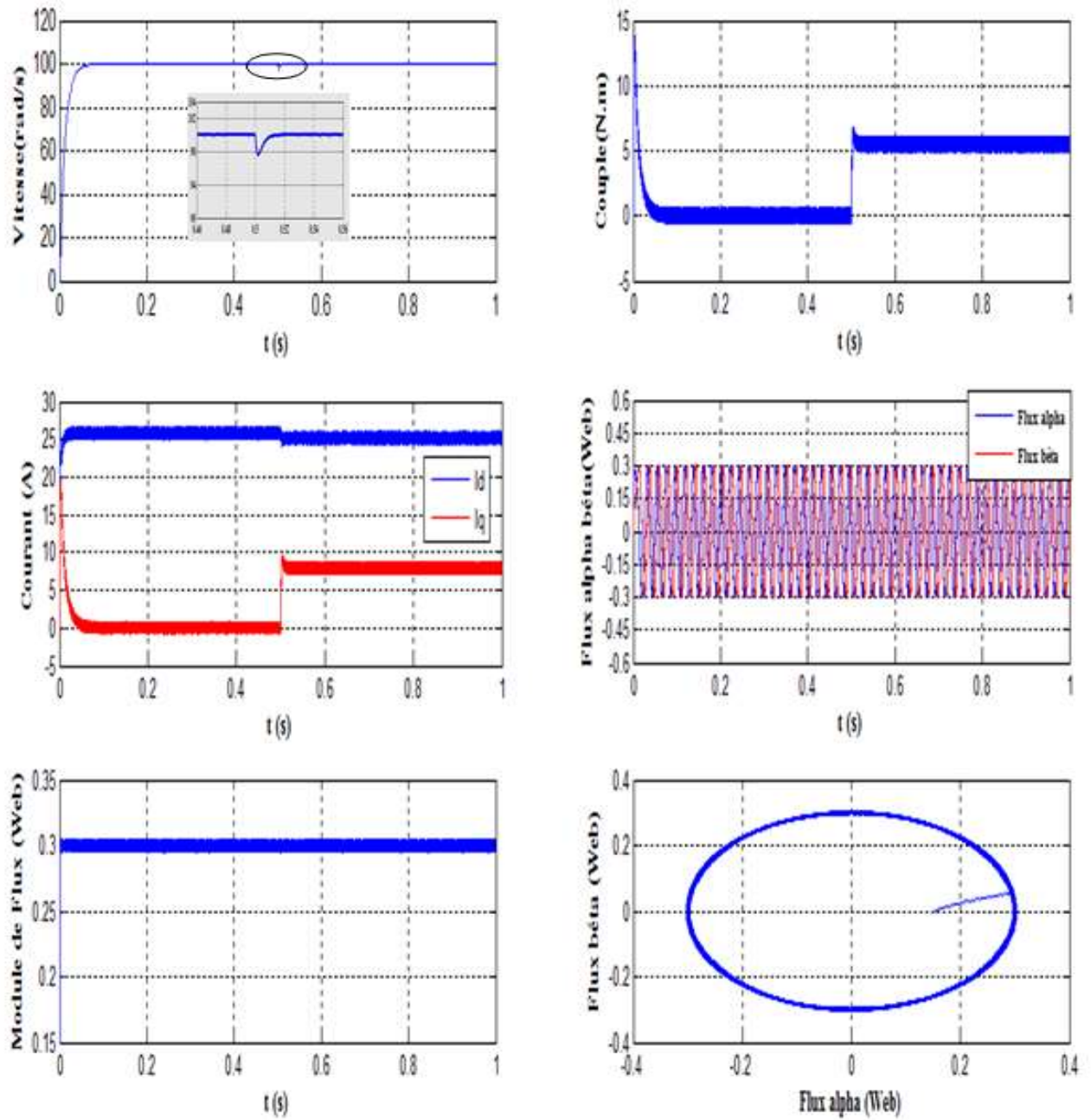


Figure IV-9 (A) Résultats de simulation de la DTC pour un démarrage à vide



**Figure IV-10 (B) Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5.5 N.m à  $t=0.5s$**

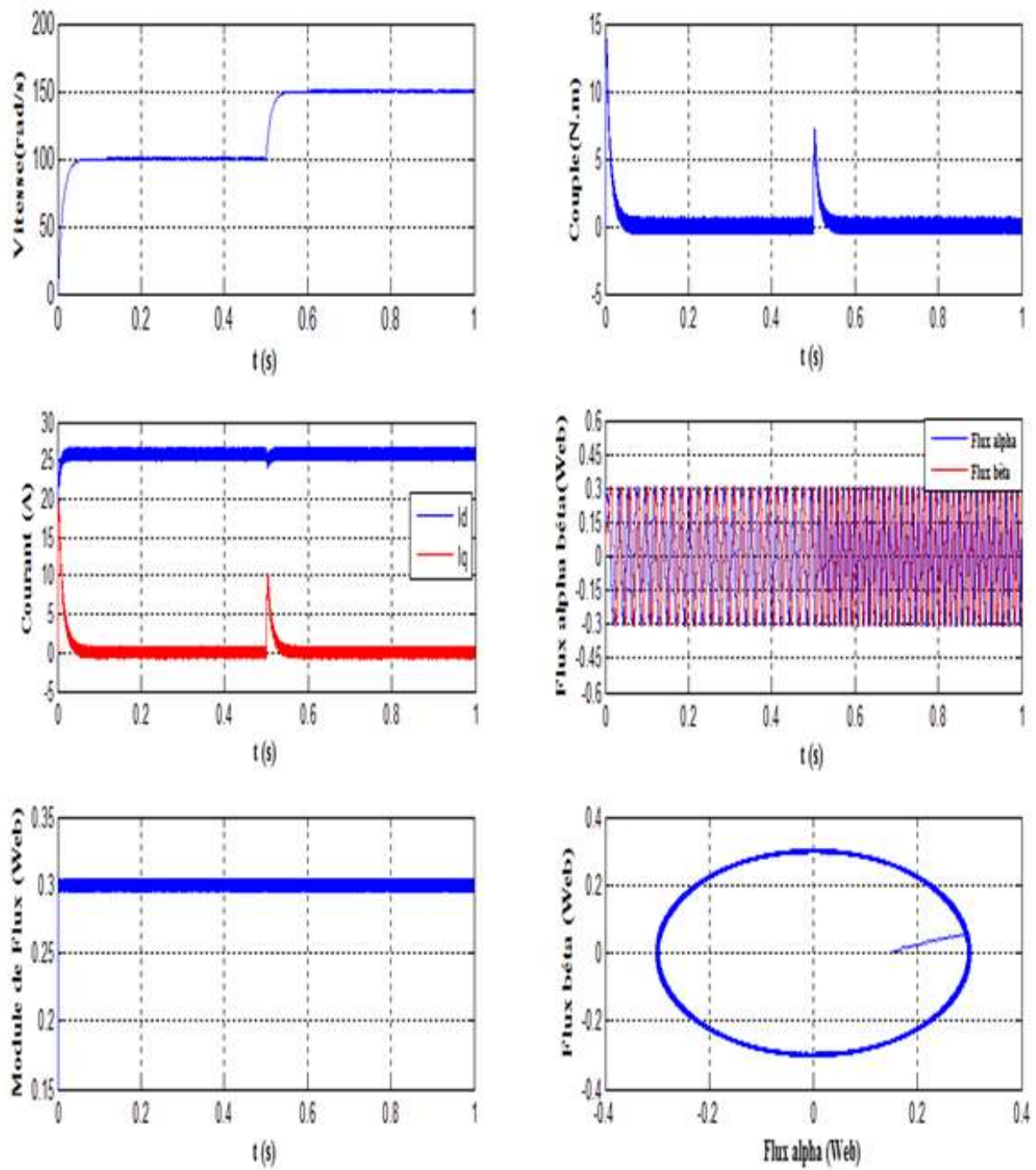


Figure IV-11 Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence

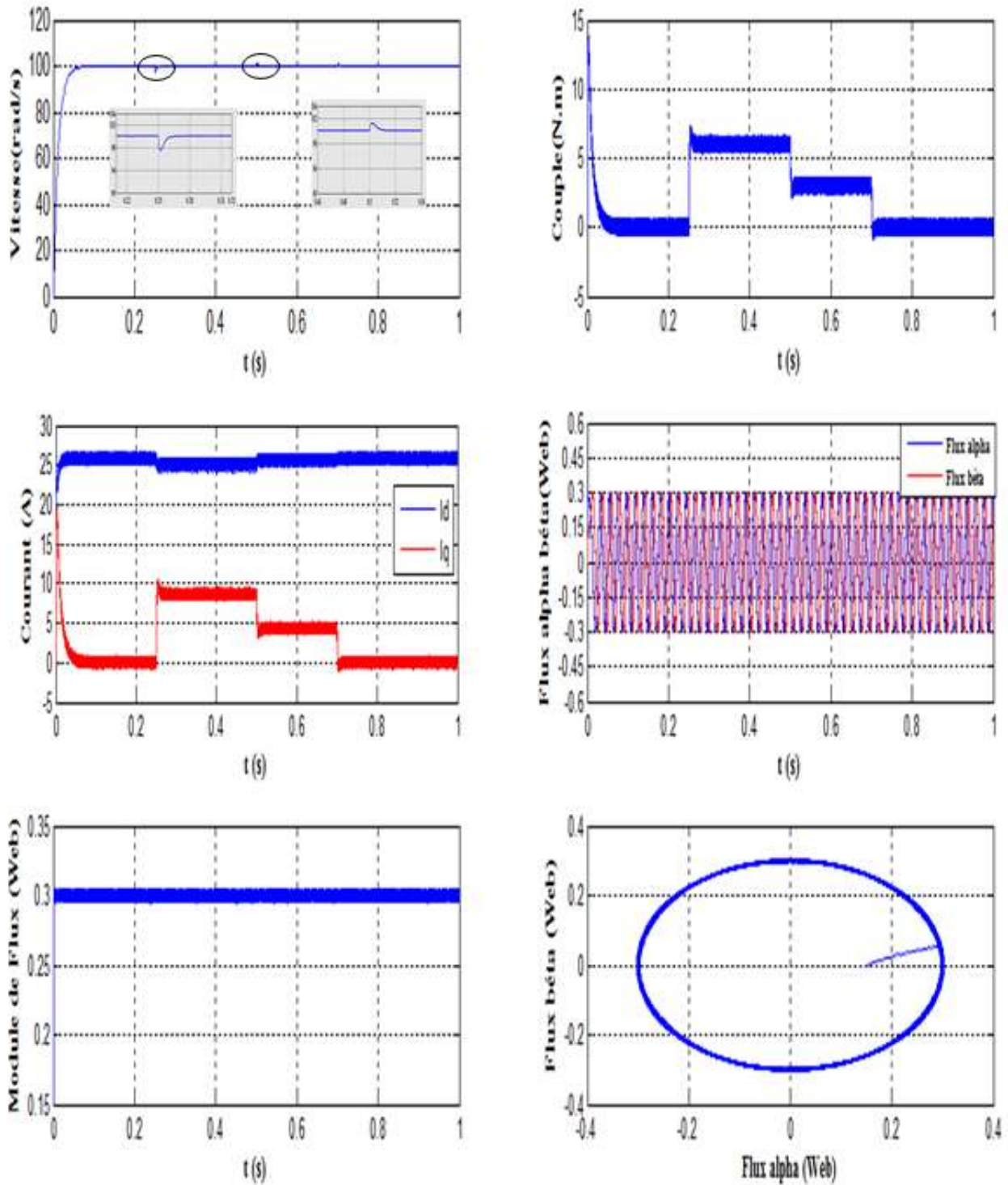
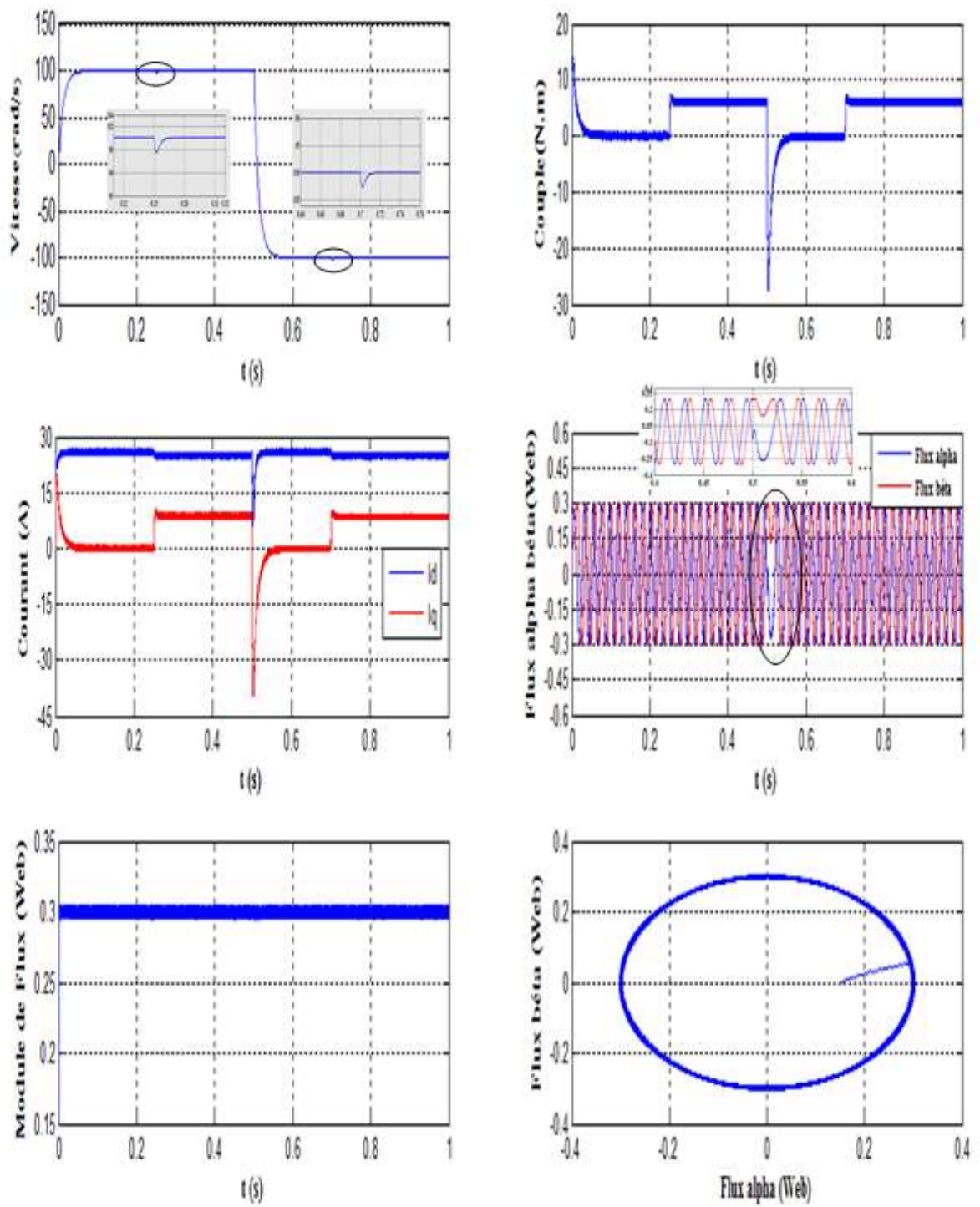


Figure IV-12 Résultats de simulation de la DTC pour variation de la charge



**Figure IV-13 Résultats de la simulation pour une inversion du sens de rotation introduction et suppression de la charge**

## IV.9 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation montrent les performances de cette régulation de la commande DTC par rapport la commande vectorielle qui présentent des fluctuations dans le flux et surtout le couple, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande. On constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation avec un temps de réponse très court car que l'inertie est faible  $J= 0.00006 \text{ KG.m}^2$ . Au démarrage, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A  $t=0.5$  (s) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à (5.5Nm), le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence  $N=150 \text{ rad/s}$ , ce qui fait que le flux change de secteur dans des temps plus courts par rapport à ceux du cas sans boucle de vitesse, cela justifie la réduction de la bande de fluctuation du flux et du couple en présence d'un régulateur de vitesse.

## IV.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple et du flux appliquée au MRV. On a abordé une structure de commande par DTC appliqué à un modèle d'une MRV alimenté par onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur *PI*, nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation de la MRV pour une période d'échantillonnage donnée.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger de la qualité de la commande. La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement ou d'oscillations transitoires. Par conséquent cette commande apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse.

Le choix d'un correcteur à hystérésis malgré sa simplicité est une solution bien adaptée pour la commande directe du couple. L'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présente des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande.

## Conclusion Générale

Le travail présenté ici dans ce mémoire porte sur la commande de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif en négligeant les courants induits dans le fer rotorique.

La modélisation de Park de la machine a permis de définir une stratégie de commande pouvant contrôler le couple à partir de celui des deux composantes diphasées des courants statoriques. Cette stratégie a été appliquée en simulation, à une MRV à stator lisse alimentée par un onduleur MLI, le contrôle des courants diphasés indépendamment l'une de l'autre étant assuré par une matrice de découplage introduite dans le bloc de commande.

Nous avons montré dans ce travail, que la commande vectorielle s'appliquait parfaitement aux machines à réluctance variable. Ce contrôle permet une amélioration du temps de réponse et un réglage rapide du couple. Et que la modélisation plus fine de la machine n'introduisait pas beaucoup de difficultés aux niveaux de la commande.

Ensuite, pour faire une étude comparative avec la FOC, nous avons appliquées une autre stratégie de commande (Contrôle Direct du Couple ou DTC) cette stratégie permet de piloter précisément le flux statorique et le couple électromagnétique.

Enfin il serait très intéressant d'appliquer d'autres techniques de commande d'intelligence artificielle telle que le logique flou ou les réseaux de neurone à de telles machines.

## Bibliographie

- [1] G. GERELLET, G. CLERC, "Actionneurs électriques, *Principes Modèles Commande* ", Eyrolles 1999.
- [2] B. KIYYOUR, "Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif", thèse de l'université Batna le 28 juin 2004.
- [3] S. FAUCHER ET PH. ENRICI, PH. JANRY, "Etude d'un relais électromagnétique : variation d'inductance et conversion électromécanique ", laboratoire d'électrotechnique de Montpellier-Université Montpellier II (France).
- [4] J. MOUCHOUX, "Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à réluctance variable pour véhicule électrique – expérimentation du moteur", thèse de l'université Paris le 18 octobre 1994.
- [5] M. BOUDOUDA, "commande de la machine à réluctance variable en vue d'une application alerno-démarrreur intégré", thèse de l'université Batna le 17 décembre 2006.
- [6] R.E. BETZ, "Control of synchronous reluctance machines," Proc. IEEE-IAS Annual Meeting, Detroit, p. 456–462, Sept 1991.
- [7] I. MAHMOUD, H. REHAOULIA and M. AYADI, "Design and modeling of a linear switched reluctance actuator for biomedical applications", International Journal Of Physical Sciences, Vol.6(22), p. 5171-5180, Octobre 2011.
- [8] L.Takau and S. Round, "Design Of A Switched Reluctance Motor For An Electric Véhicule", Département of Electrical and Computer Engineering University of Canterbury.
- [9] S.Sadeghi and M.Mirsalim, "Dynamic Modeling and Simulation of a Switched reluctance Motor in a Series Hybrid Electric Vehicle", Acta Polytechnica Hungarica Vol. 7, No. 1, p 51-71, 2010.
- [10] L. Kolomeitsev, D. Kraynov, S. Pakhomin, F. Rednov, E. Kallenbach, V. Kireev, T. Schneider, and J. Böcker, "Linear switched reluctance motor as a high efficiency propulsion System for railway vehicles", Proc.International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Ischia, p. 155-160, 2008.
- [11] Y. Chen, H. Liu, X. Zhao, H. Zhang and Z. Zou, "Field-Circuit Coupled Analysis of an In-Wheel Switched Reluctance Motor with Outer Rotor for EV Applications", Proc.2nd Intern.Conf. on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology, Atlantis Press, Paris, p 1689-1692, 2012.
- [12] T. Dinesh Kumar and A. Nagarajan, "Design Of Switched Reluctance Motor For Elevator Application", Journal of Asian Scientific Research, vol 3, N°3, p 258-267, 2013.
- [13] A.El-wakeel, S.A. Gawish and M. A. L. Badr, "Design of A Fault Tolerant Switched

reluctance Motor For An Aircraft Fuel Pump application", Proc. of the 8th ASAT Conference, 4-6 May 1999.

[14] Yipeng Wang, B. Eng, "Switched Reluctance Motor Analysis and Design for a Lunar Roving Vehicle", memoire de master engineering, McGill Université Montreal, Quebec, Canada, 2013.

[15] G. Landis, "Robotic Exploration of the Surface and Atmosphere of Venus," Acta Astronautica, Vol. 59, 7, p 517-580 Paper IAC-04-Q.2. A.08, (Octobre 2006).

[16] Y. AMARA, "Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation (application au véhicule hybride)", Thèse de Doctorat, Université de Paris, 2001.

[17] H. RUHE SHI A. TOLIYAT, "Vector Control of Five-Phase Synchronous Reluctance Motor with Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) for Minimum Switching Losses", Electronics Conference IEEE Applied Power and Exhibition, Texas, 2002.

[18] R. BAUSIERE, G. SEGUIER, F. LABRIQUE, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance volume 5, Commande et comportement dynamique", Editions technique et documentation, Lavoisier, 1998.

[19] S. KHELFA, " Commande vectorielle d'une machine à induction, impacte de : la saturation de la machine et la modulation du convertisseur " thèse magistère, Université de Batna, 2001.

[20] G. STURTZER, E. SMIGIEL, "Modélisation et commande des moteurs triphasés commande vectorielle des moteurs synchrone, commande numérique par contrôleurs DSP", édition Ellipses, 2000.

[21] Y. A. CHAPUIS, "Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.

[22] T. SENJYU, T. SHINGAKI, AND K. UEZATO, "Sensorless Vector Control of Synchronous Reluctance Motors with Disturbance Torque Observer", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Louisiana, February 2000.

[23] J. MAHDAVI, G. SURESH, B. FAHIMI, M. EHSANI, "Dynamic Modeling of Non-Linear SRM Drive with Pspice", IEEE Industry Applications Society, New Orleans, Louisiana, October 1997.

[24] G. GALLEGOS-LOPEZ, J. WALTERS AND K. RAJASHEKARA, "Switched Reluctance Machine Control Strategies for Automotive Applications", Society of Automotive Engineers -SAE-, Michigan, March 2001.

[25] S. CHUNMING, "Analysis and Comparison of Sensorless Speed Controllers for switched Reluctance Motors Using Classical and Soft Computing Techniques", Thèse de Master université de Singapore, 2001.

- [26] I. BOLDEA, Z.X. FU, AND S.A. NASAR, "High-performance reluctance generator ", IEE Proceedings-B, vol. 140, no. 2, p. 124–130, 1993.
- [27] R.E. BETZ, R. LAGERQUIST, M. JOVANOVIĆ, T.J.E. MILLER AND R.H. MIDDLETON, "Control of synchronous reluctance machines", to appear IEEE, IA, Nov/Dec 1993.
- [28] T. REKIOUA, "Contribution A La Modélisation De La Commande Vectorielle Des Machines Synchrones à Aimants Permanents ", thèse de docteur d'I.N.P. L, I.N.P.L Nancy 1991.
- [29] C. CARLOS, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I*", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [30] A. AMEUR, " commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'une observation d'ordre complet a modes glissants" thèse de l'université Batna le 25 octobre 2005.
- [31] C. CARLOS, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I*", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [32] P. A. ARIAS, "*Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors*", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [33] B. MOKHTARI, "*Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux*", Thèse de Magister ; université de Batna, 2004.
- [34] M. F. RAHMAN, L. ZHONG, AND M E. HAQUE, "*Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor*", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, p. 1-7, Australia, 2000.

## Annexe

### Paramètres de la MRV utilisée

Symboles	Description	Valeurs	Unités
$R_s$	Résistance statorique	2	$\Omega$
$L_d$	Inductance sur L'axe direct	0.049	H
$L_q$	Inductance sur l'axe en quadrature	0.01	H
$J$	Inertie du moteur	0.00006	Kg.m <sup>2</sup>
$p$	Nombre de paires pôles	4	
$f$	Coefficient de frottement	0.0001	
$P$	Puissance nominale	0.4	KW