



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de
la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOHAMMED KHIDER

-BISKRA-



FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE

POUR OBTENIR LE DIPLOME DE

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Electricité industrielle

Présenté par :

Noureddine Assas

INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE BATNA

-Thème-

**MODELISATION ET CONTROLE DU COUPLE
D'UNE MACHINE A RELUCTANCE
VARIABLE.**

Soutenu publiquement le **13 / 01 / 2009** devant le jury composé de :

Mr.Kamel SERAIRI
Mr.Med KADJOUJ
Mr. Ammar GOLEA
Mr.Djamel RAHEM
Mr.Kamel SERAIRI

Professeur
Maître de conf
Professeur
Maître de conf
Maître de conf

Université de Biskra
Université de Batna
Université de Biskra
Université d'O. Bouaghi
Université de Biskra

Président
Rapporteur
Examinateur
Examinateur
Examinateur

Dédicace

A ma mère et à mon père ;

A mes frères et à mes sœurs ;

A la mémoire de ma sœur Naima ;

A ma femme ;

A tous mes amis.

N. ASSAS

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du département d'électrotechnique, université de Batna, sous la direction de Monsieur Mohamed KADJOUJ maître de conférence à l'université de Batna.

Je tiens à remercier vivement Monsieur Mohamed KADJOUJ pour m'avoir accueilli dans son bureau et avoir dirigé ce mémoire. Ses précieux conseils et son expérience m'ont permis de progresser tout au long de ce travail.

Je remercie très sincèrement Monsieur K.SERAIRI professeur à l'université de Biskra pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider mon jury.

Je remercie chaleureusement :

Mr. Ammar GOLEA professeur à l'université de Biskra ;

Mr. Achour BETKA Maître de conférence à l'université de Biskra ;

Mr. Djamel RAHEM à l'université d'Oum Elbouaghi ;

Pour leur présence au jury de ce mémoire malgré leurs obligations.

Je remercie également tous les enseignants de l'institut d'électrotechnique de l'université de Batna et de Biskra qui ont participé à ma formation pendant tout le cycle universitaire.

En fin, mes sincères remerciements à tous mes amis pour la patience, le soutien inconditionnel et le dévouement dont ils ont fait preuve.

N. ASSAS

<i>Introduction générale</i>	2
------------------------------------	---

Chapitre un : généralités sur la Machine à réluctance variable.

<i>1.1. Introduction</i>	6
<i>1.2. Classes fonctionnelles des dispositifs à réluctance variable</i>	6
<i>1.3. Principe de fonctionnement des MRV</i>	6
<i>1.4. Différents types de MRV</i>	9
<i>1.4.1. Les machines à stator lisse</i>	9
<i>1.4.2. Machine à double denture</i>	10
<i>1.5. Caractéristiques magnétiques d'une MRV</i>	11
<i>1.6. Modélisation externe : Energie, Coénergie et couple</i>	12
<i>1.7. Différentes structures du rotor</i>	14
<i>1.7.1. Structure de rotor sans cage</i>	14
<i>1.7.2. Structure de rotor à cage</i>	15
<i>1.8. Description de la machine étudiée</i>	16
<i>1.9. Conclusion</i>	17

Chapitre deux: Modélisation de la MRV

<i>2.1. Introduction</i>	19
<i>2.2. Hypothèses simplificatrices</i>	19
<i>2.3. Modélisation de l'effet amortisseurs</i>	19
<i>2.4. Modélisation de la MRV dans le repère du stator</i>	20
<i>2.4.1. Equations des tensions</i>	20
<i>2.4.2. Equation du couple</i>	21
<i>2.5. Modèle de la machine dans le repère (d,q)</i>	21
<i>2.6. Modèle global de la MRV</i>	23
<i>2.7. Inconvénients du modèle</i>	24
<i>2.8. Alimentation</i>	25

<i>2.8.1. Modélisation de l'onduleur.....</i>	<i>25</i>
<i>2.8.2. Onduleur de tension à MLI.....</i>	<i>28</i>
<i>2.9. Simulation et interprétation.....</i>	<i>29</i>
<i>2.10. Conclusion</i>	<i>41</i>

Chapitre trois : Commande vectorielle de la MRV.

<i>Introduction.....</i>	<i>43</i>
<i>3.1: Analyse de la stratégie de commande.....</i>	<i>43</i>
<i>3.2. Commande vectorielle de la MRV.....</i>	<i>46</i>
<i>3.2.1. Bloc de découplage.....</i>	<i>46</i>
<i>3.3 Calcul des régulateurs</i>	
<i>3.3.1. Régulateur du courant Id.....</i>	<i>49</i>
<i>3.3.2. Régulateur du courant Iq.....</i>	<i>50</i>
<i>3.3.3. Régulateur de la vitesse</i>	<i>51</i>
<i>3.4. Simulation et interprétation</i>	<i>53</i>
<i>3.5. Conclusion</i>	<i>61</i>

Chapitre quatre : Contrôle indirecte du couple d'une MRV.

<i>4.1 Introduction</i>	<i>63</i>
<i>4.2 Contrôle des courants par hystérésis</i>	<i>63</i>
<i>4.2.1 Alimentation avec des références de courant sinusoïdales</i>	<i>63</i>
<i>3.2.2 Stratégie de commande des courants par hystérésis</i>	<i>64</i>
<i>4.2.3 Description du système global de la commande par hystérésis</i>	<i>64</i>
<i>4.2.4 Résultats de simulation</i>	<i>66</i>
<i>4.2.5 Interprétation des résultats de simulation</i>	<i>70</i>
<i>4.3 Contrôle des courants par M.L.I</i>	<i>71</i>
<i>4.3.1 M.L.I à échantillonnage naturel</i>	<i>71</i>
<i>4.3.2 Principe de la M.L.I naturelle</i>	<i>72</i>

3.3.3 <i>Interprétation des résultats de simulation de la commande M.L.I.</i>	77
3.3 <i>Conclusion</i>	77

Chapitre cinq : Contrôle direct du couple d' une MRV.

5.1 <i>Introduction</i>	79
5.2 <i>Principes généraux de la DTC</i>	80
5.3. <i>Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé</i>	80
5.4. <i>Modèle de la MRV dans le repère (α, β)</i>	82
5.5. <i>Contrôle du vecteur de flux statorique</i>	83
5.6. <i>Sélection du vecteur tension</i>	85
5.7. <i>Stratégie de contrôle directe du couple par la méthode de T.TAKAHASHI</i>	88
5.7.1 <i>Estimation du flux et du couple</i>	88
5.7.2. <i>Elaboration du correcteur de flux</i>	89
5.7.3. <i>Elaboration du correcteur du couple</i>	90
5.8. <i>Tables de commutations</i>	91
5.9. <i>Structure générale du contrôle directe du couple</i>	92
5.10. <i>Simulation et interprétation des résultats</i>	94
5.11. <i>Comparaison entre la commande DTC et les deux méthodes de contrôle indirect</i>	99
5.12 <i>Conclusion</i>	101
<i>Conclusion générale</i>	102

Notation et symboles

MRV	Machine à réluctance variable.
θ_m	Angle mécanique.
θ_e	Angle électrique.
N_r	Nombre de dents rotoriques.
\mathfrak{R}	Réluctance magnétique.
p	Perméance du circuit magnétique.
Φ	Le flux traversant le circuit magnétique.
θ	L'angle représentant la position du rotor.
W_m	L'énergie magnétique.
W_c	La coénergie magnétique.
N	Le nombre des conducteurs de bobinage.
d, q	Axe longitudinal et transversal (transformation de Park).
V_{s_i}	Tensions des phases statoriques.
I_{s_i}	Courants des phases statoriques.
R_S	Résistance d'une phase statorique.
R_{rd}, R_{rq}	Résistances des amortisseurs.
M_d, M_q	Inductances mutuelles stator-rotor.
σ_d	Coefficient de dispersion de Blondel suivant l'axe d.
σ_q	Coefficient de dispersion de Blondel suivant l'axe q.
T_{d0}''	Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe d, l'induit étant ouvert.
T_d''	Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe d, l'induit étant en court-circuit.
T_{q0}''	Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe q, l'induit étant ouvert.
T_q''	Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe q, l'induit étant en court-circuit.
M.L.I.	Modulation de largeur d'impulsion.
C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
Ω	Vitesse de rotation.
f	Coefficient de frottement visqueux.
J	Moment d'inertie.
P	Nombre de paires de pôles.

Introduction générale

Introduction générale :

Les machines électriques équipent la majeure partie des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Les applications vont de la robotique (servomoteur) jusqu'à l'entraînement des laminoirs en sidérurgie en passant par le domaine du transport. La machine à courant continu est restée longtemps l'actionneur le plus utilisé pour réaliser ces systèmes. Convenablement compensée, cette machine présente l'avantage d'être simple à commander, le couple étant directement proportionnel au courant d'induit. Néanmoins, elle présente des inconvénients liés à sa structure. La présence du système balais collecteur nécessite un entretien constant (usure du graphite), limite la vitesse de rotation, interdit son utilisation en atmosphère explosif. [1]

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. [5][10]

L'absence du collecteur pour les machines à courant alternatif permet d'accroître la fiabilité et permet d'obtenir des machines ayant un coût de fabrication et d'entretien moins important. [9]

Les avancées technologiques de la micro-électronique ont permis le développement des commandes très performantes pour les machines à courant alternatif (contrôle vectoriel et contrôle direct du couple...). La machine à courant alternatif la plus utilisée dans l'industrie pour les applications de type servomoteur (robotique, machine outils ...), est la machine synchrone à aimants permanents, elle présente un couple massique important et un bon rendement. Par contre, elle présente quelques inconvénients, tout d'abord, son coût de fabrication est relativement important (le prix des aimants permanents à base de terres rares), elle ne supporte pas des températures élevées de fonctionnement.

On a vu apparaître dernièrement un type servomoteur mettant en œuvre la machine à réluctance variable (MRV). Le concept de la machine à réluctance variable est en réalité très ancien, en revenant aux inventions du 19^{ème} siècle on l'appelait « moteur électromagnétique ». Le moteur à réluctance variable est un moteur fondamentalement pas à pas et a eu beaucoup d'applications comme le moteur pas à pas rotatif et linéaire. L'idée d'utiliser la configuration MRV dans un mode continu (à la différence du mode pas à pas) avec commande par semi-conducteurs de puissance a été introduite par **Nasar, French, Koch et Lawrensen** dans les années 1960. [4]

La machines à réluctance variable offre plusieurs avantages, tel que :

- Les performances : grande capacité du couple, un rendement élevé pour une gamme de vitesse plus large que le rendement du moteur à induction.
- Le petit dimensionnement : fait usage à des bonnes matières et à basse inertie.
- Le coût bas : le coût de fabrication et de matières est bas. Il n'utilise pas d'aimants.
- Haute vitesse et capacité d'accélération : 100000trs/mn, avec une bonne commande.
- Refroidissement : la plus part de la chaleur est produite dans le stator qui est relativement facile à refroidir.
- La construction robuste : convenable pour un environnement agressif tel que la haute température et la vibration. [4]

La commande vectoriel permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine, par conséquent la dynamique du couple peut être rapide.

Cependant, cette structure nécessite la connaissance plus ou moins précise des paramètres de la machine. Ceci est à l'origine des études d'identification des paramètres. La position rotorique doit être connue, les capteurs de position sont coûteux et diminuent la fiabilité du système.

Le contrôle direct du couple proposé par **DEPENBROK** et **TAKAHASHI** est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel présenté précédemment. Cette réalisation n'a pas besoins de capteur de position, la résistance statorique de la machine est le seul paramètre nécessaire pour l'estimation du couple et du flux. Le contrôle direct du couple repose sur un idée maîtresse qui consiste à rechercher, à tout instant, la combinaison optimale des interrupteurs de l'onduleur de tension à partir d'une table de commutation figée et ceci en vue de satisfaire simulation à un objectif de couple et de flux. [9]

Le but principal de ce mémoire est de modéliser la machine à réluctance variable, simuler son fonctionnement par le logiciel **MATLAB/SIMULINK**, appliquer la commande vectorielle et le contrôle direct du couple à la MRV et d'apporter d'autres nouvelles techniques en ce basant sur la DTC classique et d'améliorer ses performances.

Ce mémoire est organisé comme suit :

- Le premier chapitre est consacré au principe de fonctionnement de la MRV avec les différents types de cette machine et son alimentation.

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation et la simulation de la machine en tenant compte des courants de Foucault induits dans le rotor massif de la MRV, et à la simulation du fonctionnement de cette machine.

- Dans le troisième chapitre, on présentera la technique de la commande vectorielle appliquée à la machine.
- Le quatrième chapitre présentera les techniques de commande conventionnelles, par hystérésis et par M.L.I. des courants de la machine à réluctance variable.
- Dans le cinquième et dernier chapitre, nous détaillerons le principe de la technique du contrôle direct du couple, une comparaison entre cette dernière et les techniques de commande conventionnelles, par hystérésis et par M.L.I et apporter d'autres nouvelles techniques pour la réduction des ondulations au niveau du couple et du flux.
- En dernier lieu, une conclusion générale sera donnée pour résumer les principaux résultats obtenus et pour définir certaines perspectives quand à une éventuelle continuation de ce travail.

Chapitre un :
Généralités sur la machine à réluctance variable.

1.1. Introduction:

Le principe des machines à réductance variable (MRV) a été mis en œuvre depuis environ un siècle, soit pour produire des courants de fréquence élevée (10Kz), à l'époque des début de la radioélectricité ,soit pour réaliser des actionneurs ou relais électromagnétiques .Les machines à réductance variable ont connu de nouveaux développements depuis une trentaine d'années, d'une part comme dispositifs d'entraînement lents à couple élevé, et d'autre part en association avec des alimentations électroniques de puissance, au sein des systèmes ou elle ont pour rôle d'effectuer une conversion mécanique ou de transmettre une information. A l'heure actuelle, les dispositifs à commutation destinés aux entraînements à grande vitesse de rotation utilisent fréquemment des machines à réductance variable.

Dans ce chapitre nous présentons des généralités sur les machines à réductance variable, leur principe de fonctionnement, leurs différents types selon leurs constructions et leurs caractéristiques magnétiques [8].

1.2. Classes fonctionnelles des dispositifs à réductance variable:

La conversion d'énergie mécanique en énergie électrique par " variation de réductance" consiste à modifier l'inductance propre d'une bobine, ou l'inductance mutuelle de plusieurs bobines judicieusement alimentées, par déplacement d'une pièce en matériaux ferromagnétiques. Ce principe de conversion se prête à la réalisation de plusieurs dispositifs, pouvant remplir diverses fonctions [8]:

-Machines électriques:

Dont la fonction est de transformer de manière continue ou quasi continue une puissance électrique en puissance mécanique ou réciproquement.

-Actionneurs:

Qui transforment une information électrique en un déplacement mécanique.

-Capteurs:

Qui transforment un déplacement mécanique en une information électrique.

1.3. Principe de fonctionnement des MRV:

Quel que soit le type de machine à réluctance variable étudié (cylindrique, linéaire, vernier à grosses dents) le principe de fonctionnement est toujours identique si les couplages magnétiques entre phases sont négligeables. Il peut être décrit à partir de l'étude d'une structure monophasée élémentaire identique à celle présentée ci-dessous [3] [5] [7] [8].

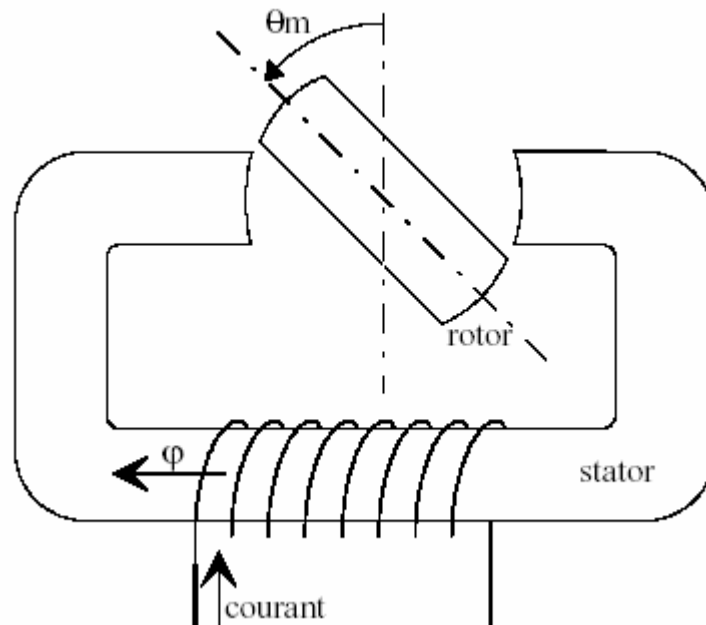


Figure (1.1): Machine à réluctance variable: structure élémentaire

Considérons le circuit magnétique de la figure (1.1), comprenant une culasse ferromagnétique fixe et une pièce ferromagnétique mobile autour d'un axe perpendiculaire au plan de la figure. La pièce mobile possède un plan de symétrie repéré par l'angle θ_m , le circuit magnétique est embarrasé par un bobinage fixe. Il s'agit là de la structure de base d'une MRV, dont laquelle la rotation de la pièce mobile produit une variation de l'inductance du bobinage (induit). Sous certaines conditions qui seront énoncées plus loin, on peut avoir une conversion de puissance mécanique (rotation) en puissance électrique aux bornes du bobinage et vice versa [8].

Une telle structure possède deux positions rotoriques remarquables :

-Une position montrée dans la figure (1.2) dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale, ou une inductance minimale, appelée position d'opposition.

-Une position illustrée par la figure (1.3) dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance minimale, ou une inductance maximale appelée position de conjonction [3] [5] [6] [7].

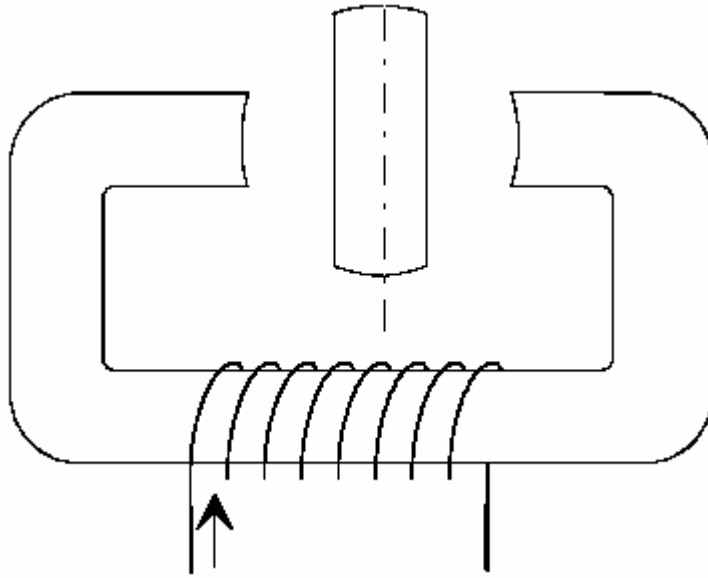


Figure (1.2): Position d'opposition.

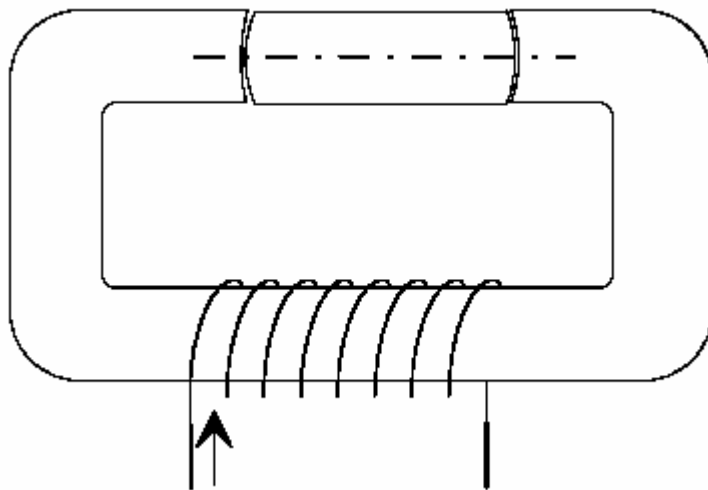


Figure (1.3): Position de conjonction.

Si le système se trouve dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction, et que l'on impose un courant dans l'enroulement d'excitation, le système évolue de façon à présenter une réluctance minimale (un flux maximal) entraînant le rotor vers une position (stable) de conjonction.

Si l'énergie cinétique emmagasinée durant cette phase est suffisante, une fois le courant est coupé, pour assurer la rotation du rotor jusqu'à une position d'opposition, il est alors possible de répéter le cycle afin d'obtenir un mouvement de rotation continu. En alimentant le bobinage relativement à la position, on obtient alors un fonctionnement autopiloté synchrone. [4]

Dans l'exemple utilisé pour la description du principe, il apparaît que le système présente, pour un tour mécanique deux fois la même géométrie, on peut donc définir, pour une machine possédant deux dents rotoriques, l'angle électrique:

$$\theta_e = 2.\theta_m \quad (1.1)$$

En générale: $\theta_e = Nr.\theta_m$. (1.2)

1.4. Différents types de la MRV:

Les structures de MRV sont très variées et l'imagination des ingénieurs et chercheurs n'a guère eu de limites. Il est utile de préciser de quel type de machine à réluctance variable on parle. Deux structures retiennent plus particulièrement l'attention à l'heure actuelle parce qu'elle présentent une grande simplicité de construction et donc des possibilités de réduction de coût. Ce sont des machines dites « synchrones à réluctance » (Synchronous Reluctance Machines dans la littérature anglo-saxonne) et les MRV à double saillance –MRVDS- (switched reluctance machines), ou dans les deux cas le rotor est denté à Nr dents identiques et régulièrement réparties [4] [5] [10] [14].

1.4.1. Les 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 des conducteurs. La définition du stator lisse est due surtout à la faiblesse de la largeur des encoches au niveau de l'entrefer qui constitue une irrégularité locale négligeable dans la géométrie. Les enroulements sont généralement triphasés et alimentés en courants alternatifs sinusoïdaux. Dans sa forme classique, elle possède un rotor saillant muni d'une

cage d'écureuil qui assure le démarrage direct sur le réseau et qui permet d'améliorer la stabilité de fonctionnement au synchronisme (lors d'un à-coup de couple résistant par exemple).

Cette machine présente l'avantage de conserver une vitesse constante en charge jusqu'à une certaine valeur du couple résistant, ce que ne permet pas une machine asynchrone à cause du glissement.

Cependant, du fait de la géométrie de son rotor, elle présente des performances relativement médiocres en termes de facteur de puissance et de rendement comparée à une machine asynchrone de taille équivalente. Ces mauvaises performances limitent son domaine d'application à quelques dizaines de kilowatts. Associée à un convertisseur statique et à un capteur de position, cette machine ne nécessite plus la présence d'une cage au rotor. Le démarrage est assuré par la commande électronique qui permet de lier à chaque instant, la position du champ statorique à la position du rotor. La possibilité de pouvoir se passer de la cage lorsque la machine est commandée a fait émerger de nouvelles structures pour le rotor. L'objectif de ces nouvelles structures est d'obtenir un rapport de saillance L_d/L_q aussi grand que possible.

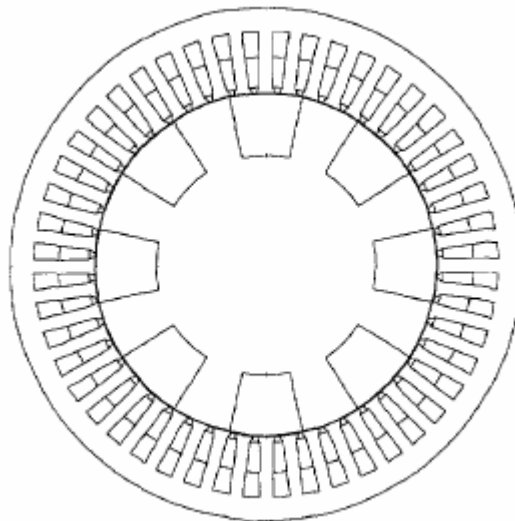


Figure (1.4): Machine à réluctance variable à stator lisse.

1.4.2. Machine à double denture:

Ce sont des machines dont le stator, vu l'importance de ses encoches relativement à la denture rotoriques, ne peut être simulé 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[15][16]. La figure (1.5) représente une machine à réluctance variable à double denture avec six pôles statoriques et

quatre pôles rotoriques, il ne comporte ni conducteur ni aimant, ce qui lui confère une grande robustesse et une extrême simplicité.

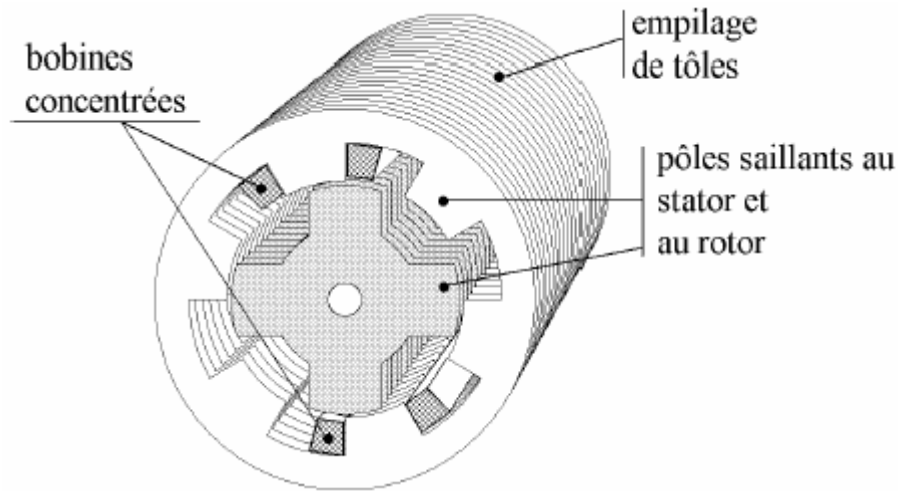


Figure (1.5): Machine à double denture (vernier).

1.5. Caractéristique magnétique d'une MRV:

Le flux traversant le circuit magnétique peut être relié à la force magnétomotrice par la relation suivante:

$$N.I = \mathfrak{R}(N.I, \theta) \cdot \Phi = \frac{1}{p(N.I, \theta)} \cdot \Phi \quad (1.3)$$

Ou: \mathfrak{R} représente la réluctance du circuit magnétique.

p Représente la perméance du circuit magnétique.

$N.I=F$ Représente la force magnétomotrice (Ampères- tours).

Φ le flux traversant le circuit magnétique.

θ L'angle repérant la position du rotor.

La géométrie du système dépend de θ . Le circuit magnétique étant susceptible de présenter un phénomène de saturation, notamment en position de conjonction. La réluctance est donc une fonction de $N.I$ et de θ . L'état magnétique de la machine est décrit par son réseau de caractéristiques limité par les courbes obtenues en opposition et en conjonction, comme le montre la figure (1.6).

Entre ces positions extrêmes, la variation du flux en fonction de la position du rotor est décrite par la forme d'onde de flux ou de perméance, tracée à courant constant [3] [7].

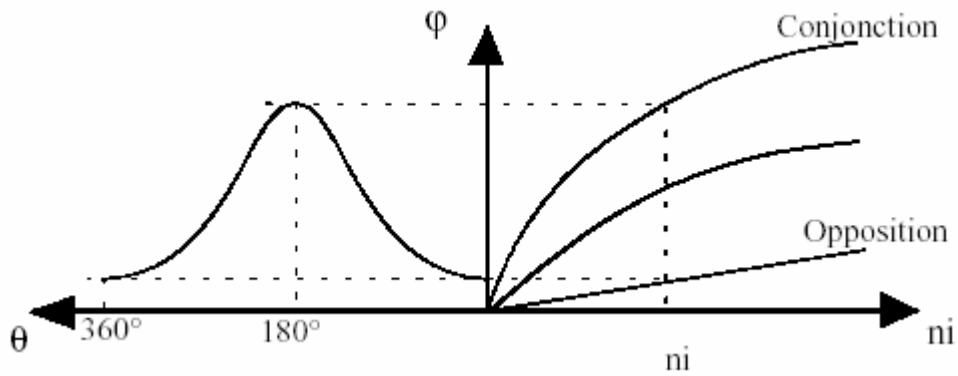


Figure (1.6): Réseau de caractéristiques magnétiques.

La relation (1.1) est valable pour les circuits magnétiques constitués d'un matériau non saturé. Par contre, quand les matériaux sont saturés, les caractéristiques doivent être exprimées [8]:

-Soit à partir de l'énergie magnétique:

$$\Re(N.I, \theta) = \frac{2.W_m(\Phi, \theta)}{\Phi^2} \quad (1.4)$$

-Soit à partir de la coénergie magnétique:

$$\Re(N.I, \theta) = \frac{\Phi^2}{2.W_c(\Phi, \theta)} \quad (1.5)$$

1.6. Modélisation externe : Energie, Coénergie et couple:

On considère ici les MRV d'un point de vue externe, c'est-à-dire que l'on cherche un modèle qui puisse relier les grandeurs mécaniques "vues de l'arbre", au grandeurs électriques "vues des borne d'alimentation".

Les grandeurs électriques sont les flux et les courants d'enroulements, les grandeurs mécaniques sont le couple et la fréquence angulaire de rotation.

Les équations des tensions appliquées aux bornes de la machine, peuvent s'écrire sous la forme matricielle:

$$[U] = [r][I] + \frac{d[\Phi]}{dt} \quad (1.6)$$

Ou: $[U]$, $[I]$ et $[\Phi]$ sont respectivement les vecteurs colonnes des tensions, des courants et des flux,
Et $[r]$ est la matrice diagonale des résistances d'enroulements. On obtient après multiplication par la matrice transposée des courants:

$$[I]^t \cdot [U] = [I]^t \cdot [r][I] + [I]^t \cdot \frac{d[\Phi]}{dt} \quad (1.7)$$

Le premier membre représente la puissance électrique totale fournie à la machine, cette puissance se répartie en:

- Variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans la machine.
- Pertes Joules dissipées dans les conducteurs.
- Puissance mécanique transmise à l'arbre.

Si on néglige les pertes Joules dans les conducteurs, le bilan énergétique se traduit par la relation:

$$dW_e = dW_m + dW_{méc} \quad (1.8)$$

Ou: $W_e = U \cdot I \cdot dt = N \cdot I \cdot d\Phi$ et $dW_{méc} = C \cdot d\theta$ (1.9)

On obtient alors: $dW_m = N \cdot I \cdot d\Phi - C \cdot d\theta$ (1.10)

Or: $dW_m = \frac{\partial W_m}{\partial \Phi} \cdot d\Phi + \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \cdot d\theta$ (1.11)

D'où l'expression du couple et de la force magnétomotrice:

$$C = - \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \quad \Phi = cte \quad (1.12)$$

$$F_{mm} = N \cdot I = \frac{\partial W_m}{\partial \Phi} \quad \theta = cte \quad (1.13)$$

Le couple s'obtient aussi en dérivant la coénergie par rapport à l'angle en maintenant le courant d'alimentation constant. En effet, sachant que:

$$W_m + W_c = \Phi \cdot I \quad (1.14)$$

$$dW_m + dW_c = \Phi \cdot dI + I \cdot d\Phi \quad (1.15)$$

$$N \cdot I \cdot d\Phi = dW_m + C \cdot d\theta$$

On à l'équation :

$$C \cdot d\theta = dW_c - \Phi \cdot dI \quad (1.16)$$

D'où en fin:

$$C = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \Big|_{i=cte} \quad (1.17)$$

On définit:

L'énergie magnétique:

$$W_m = \int N.I.d\Phi \quad (1.18)$$

La coénergie magnétique:

$$W_c = \int N.\Phi.dI \quad (1.19)$$

N: est le nombre de conducteur du bobinage.

La coénergie est une grandeur dénuée de tout sens physique, qu'on utilisera surtout dans le calcul du couple d'une machine à réluctance variable [3] [6] [7].

On régime linéaire, le flux est donné par:

$$\Phi(\theta) = L(\theta).I \quad (1.20)$$

Donc:

$$W_c = \int \Phi.dI = \frac{1}{2}.L(\theta).I^2 \quad (1.21)$$

Ce qui permet d'exprimer le couple par:

$$C = \frac{1}{2}.I^2 \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (1.22)$$

1.7. Différentes structures du rotor:

La machine à réluctance variable est une machine à courant alternatif, elle possède le même type d'enroulements statoriques qu'une machine synchrone ou asynchrone. Plusieurs études approfondies ont montrées que pour optimiser les performances de cette machine, il faut concevoir un

rotor tel que la valeur de l'inductance L_d soit la plus grande possible et tel que la valeur du rapport L_d/L_q soit le plus grand possible.[1][16].

La valeur maximale théorique de L_d est celle obtenue pour une machine synchrone à pôles lisses.

La valeur minimale théorique de L_q est celle obtenue lorsque l'on lève le rotor.

Dans la pratique, on maximise L_d en facilitant le passage des lignes de champ suivant l'axe d en créant des chemins de réluctances. Pour minimiser L_q , il faut placer suivant l'axe q des barrières de flux présentant une forte réluctance aux lignes de champ magnétique.

1.7.1. Structure de rotor sans cage:

Deux types de structures de rotor sans cage ont été développés entre la fin des années soixante et le début des années soixante-dix.

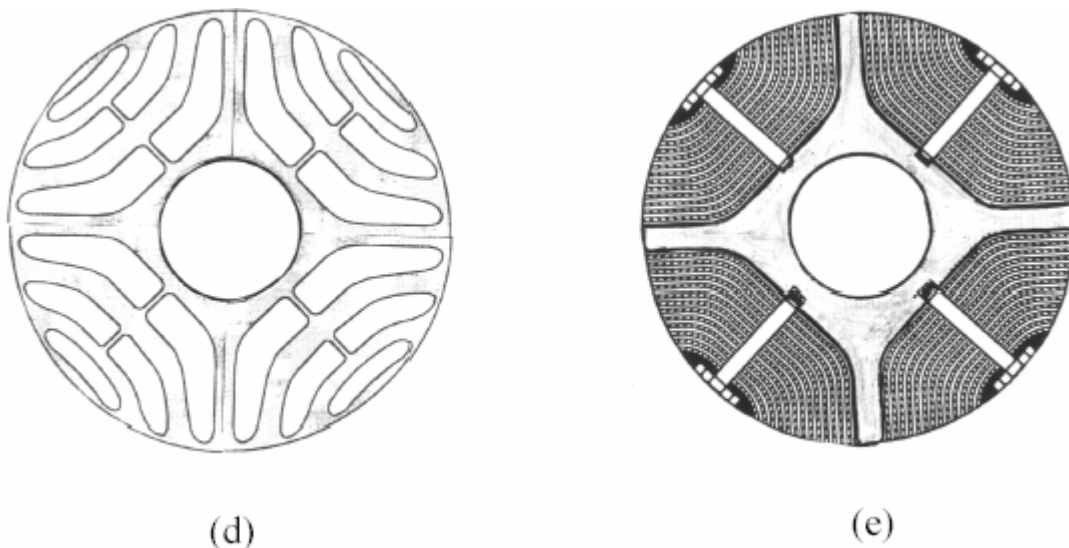


Figure (1.7): structure d rotor sans cage

Le rotor repéré par la lettre (d) dans la figure (1.7) est composé d'un certain nombre de barrières de flux qui ont pour effet d'augmenter la réluctance du circuit magnétique suivant l'axe q .

Le rotor repéré par la lettre (e) a une structure très particulière. Il est constitué de quatre parties identiques, chaque partie est constituée par un empilement de tôles magnétiques ayant la forme de U ou d'un V. Ces tôles sont empilées les unes sur les autres et sont parallèle à l'axe du rotor. Ces tôles sont séparées par une couche de matériaux non magnétiques d'une certaine épaisseur.

L'ensemble des tôles et des isolants est maintenu sur un corps non magnétique en forme de croix par l'intermédiaire de vis distribuées le long du rotor. Cette structure permet d'obtenir des rapports de saillance plus élevées que pour la structure précédente [1] [16].

1.7.2. Structure de rotor à cage:

Le rotor repéré par la lettre (a) sur la figure (1.8) est celui d'une machine asynchrone modifiée. Une partie des encoches rotoriques a été supprimée pour créer une saillance magnétique. Le rotor repéré par la lettre (b) est celui d'une machine synchrone à pôles saillants dans lequel on a supprimé le bobinage d'excitation. Une structure de rotor différente est repérée par la lettre (c). Ce rotor possède deux barrières de flux par pôle permettant d'augmenter la réluctance du circuit magnétique suivant l'axe q et d'améliorer le rapport de saillance $\frac{L_d}{L_q}$.

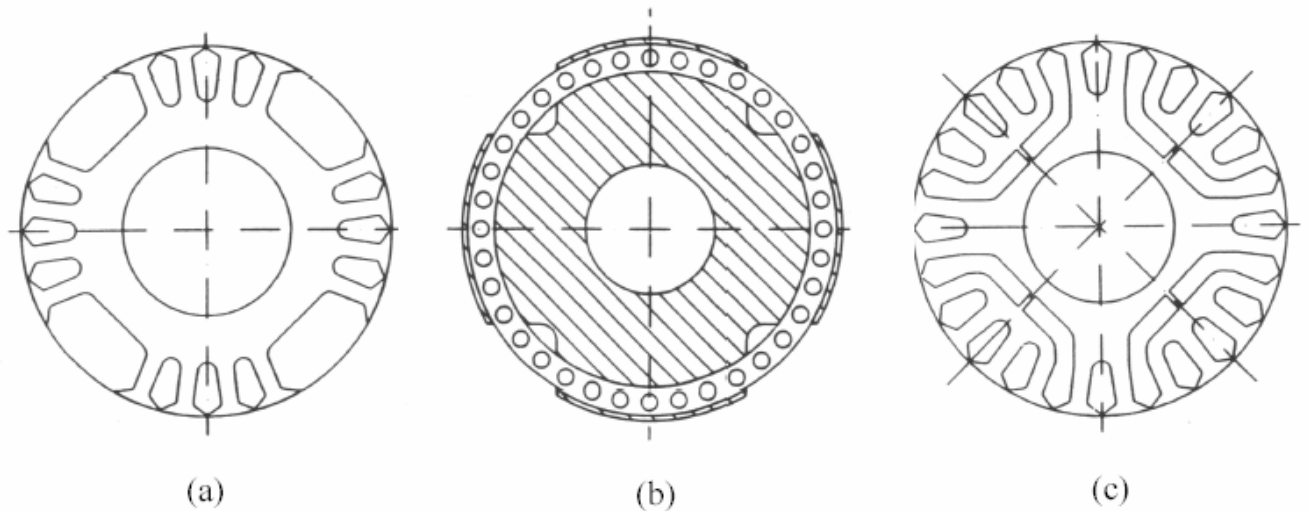


Figure (1.8): structure de rotor à cage

Il existe d'autres structures de rotor, on pense en particulier au rotor massif à pans coupés destinée aux applications à grande vitesse. Ces machines peuvent démarrer directement sur le réseau grâce aux courants induits dans la masse du rotor [1] [16].

1.8. Description de la machine étudiée:

La machine considérée dans cette étude est représentée sur la figure (1.9). Le stator est celui d'une machine asynchrone classique. Il est constitué de 36 encoches dans les quelles sont réparties bobinages. Le rotor est massif, saillant et possède une cage en cuivre complète (28 barres rectangulaires).

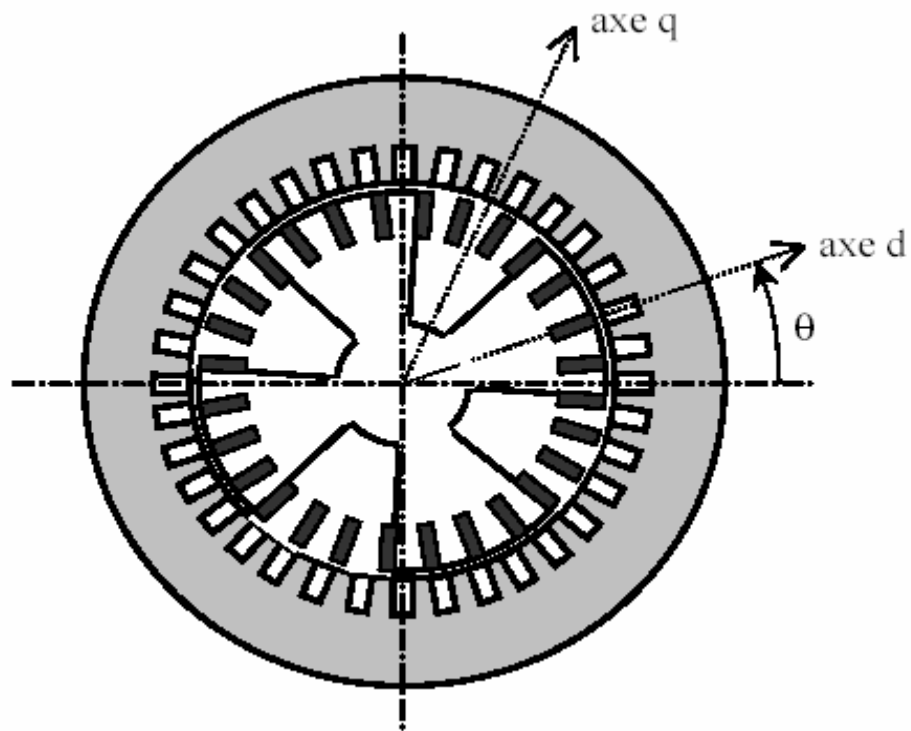


Figure (1.9): Machine à réluctance variable étudiée



Figure (1.10) : Photographie de la machine (Société BEVI, Suède).

Cette machine est vendue par la société Suédoise BEVI (gamme de puissance allant de 400w à 15kw). Elle est destinée à être alimentée par un réseau triphasé de tension sinusoïdale ou par un onduleur de tension. Elle démarre directement sur le réseau grâce à la cage rotorique. Une fois synchronisé (couple réluctant), elle conserve une vitesse constante jusqu'au couple nominale.

1.9. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les machines à réluctance variable, leur principe de fonctionnement, les différents types de la machine et les différents types de rotor.

L'optimisation de la structure du rotor de la machine à réluctance variable reste de nos jours, un axe de recherche important. Plusieurs études ont montré que l'augmentation du rapport de saillance permet d'obtenir avec ce type de machine, des performances comparables à celles de la machine asynchrone pour des puissances inférieure à 10kW. La réalisation des servomoteurs utilisant ce type de machine peut devenir dans le futur, une alternative aux autres types de motorisation (machine asynchrone ou machine à aimant).Cependant, le développement d'algorithmes de commandes performants nécessite une bonne connaissance du modèle de la machine, ceci sera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre deux :
Modélisation de la machine à réluctance variable

2.1. Introduction:

Les machines à réluctance variable (MRV) connaissent un regain d'intérêt dû à la diversité des applications que permettent leurs nombreuses variantes d'alimentation et leurs différentes structures géométriques. La machine utilisée dans cette étude est une machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif Ce genre de machine est communément appelé machine à réluctance synchrone (MRS). En effet, c'est une machine synchrone à pôles saillants, démunie de bobinage d'excitation et fonctionnant exclusivement sur le couple de réluctance. Son rotor massif la destine à des applications à très grande vitesse, ce qui constitue son principal intérêt. En outre, comme le rotor est massif, des courants induits dans le fer rotorique durant les régimes de fonctionnement transitoires induisent un effet amortisseur important qu'il faut aussi prendre en compte. Afin de simplifier la modélisation de la MRS, les équations électriques sont généralement exprimées dans le repère de PARK [2].

2.2. Hypothèses simplificatrices:

Pour pouvoir développer le modèle équivalent de la machine, il est nécessaire de faire certaines hypothèses [1] [2] [10] :

- on néglige les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique.
- on néglige les pertes dans le fer de la machine.
- On néglige l'effet de peau et l'effet de la température sur les résistances.
- On considère une distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

2.3. Modélisation de l'effet amortisseur:

Le rotor étant massif, des courants de Foucault sont induits dans le fer rotorique durant les régimes transitoires. Ces courants dépendent de beaucoup de facteurs (géométrie du rotor, permittivité et conductivité du fer, fréquence) leurs valeurs et leurs répartitions obéissent alors aux équations de diffusion qui sont assez compliquées. Leur modélisation est donc malaisée : elle pourrait se faire d'une manière assez rigoureuse par une multitude d'enroulements court-circuités au rotor, mais le nombre important d'équations engendré par cette modélisation rendait l'étude de cette machine, ainsi que sa commande, trop compliquées.

Une méthode, moins rigoureuse mais qui approche le phénomène réel de manière satisfaisante, consiste à décrire ce dernier par seulement deux enroulements dissymétriques court-circuités au rotor

le premier suivant l'axe direct (axe d'une saillance rotorique) et le second suivant l'axe en quadrature. [2] [5] [10].

2.4. Modélisation de la MRV dans le repère du stator :

On donne sur la figure (2.1) une représentation symbolique de la machine bipolaire équivalente. Le stator est composé de trois bobinages déphasés de $2\pi/3$ dans l'espace. Le rotor massif peut être modéliser par deux enroulements en quadrature, l'un placé suivant l'axe d, et l'autre suivant l'axe q, l'angle θ représente la position mécanique du rotor et P le nombre de paire de pôles.

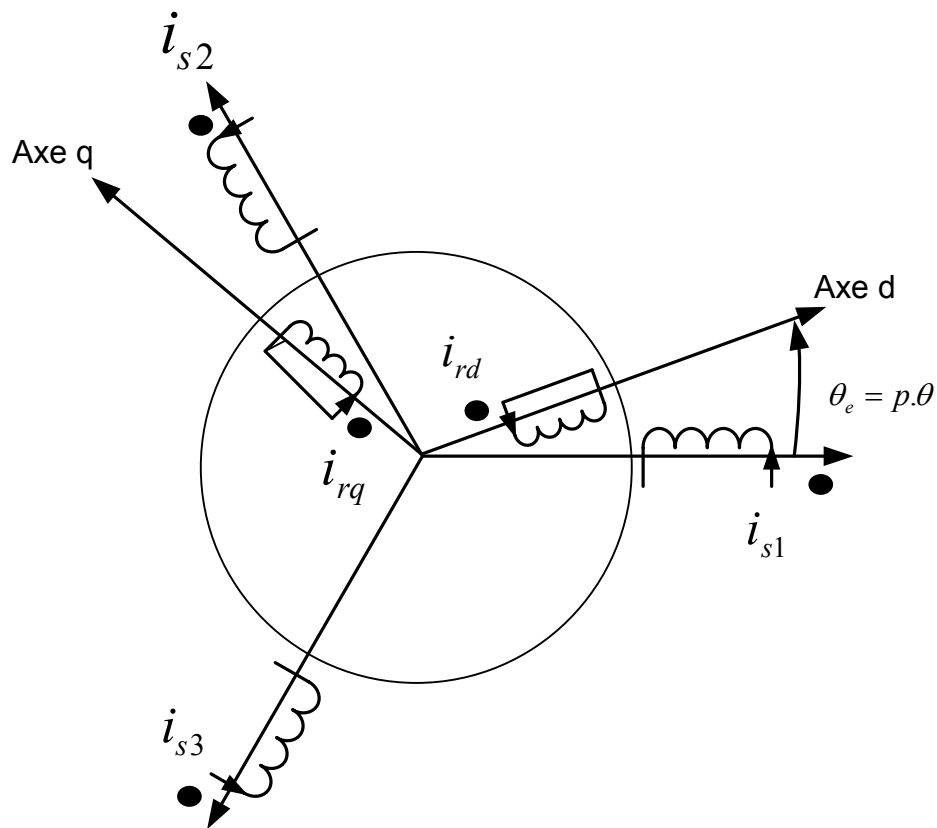


Figure (2.1): Représentation symbolique d'une MRV.

2.4.1. Equations des tensions:

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant la lois de Faraday pour chacun des enroulements en considérant la chute de tension ohmique. Comme les enroulements équivalents au rotor massif sont en courts-circuits, les tensions appliquées sont nulles.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1} = R_s I_{s1} + \frac{d\Phi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_s I_{s2} + \frac{d\Phi_{s2}}{dt} \\ V_{s3} = R_s I_{s3} + \frac{d\Phi_{s3}}{dt} \\ 0 = R_{rd} I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_{rq} I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{array} \right. \quad (2.1)$$

2.4.2. Equation du couple:

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par dérivation de la coenergie :

$$Ce = 1/2.[I]^t \cdot \frac{\partial[L]}{\partial \theta_e} \cdot [I] \quad (2.2)$$

Ce modèle, valable dans le cadre des hypothèses définies précédemment, peut s'écrire plus simplement dans un repère lié au rotor.

2.5. Modèle de la machine dans le repère (d, q):

Pour simplifier les équations du modèle, on se place dans un repère lié au rotor.

Les grandeurs statoriques sont ramenées dans le repère du rotor en appliquant la transformation de Park. Cette transformation mathématique est rappelée ci-dessous pour les courants .Elle est orthogonale et possède une matrice inverse.

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 4 \cdot \frac{\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 4 \cdot \frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Le modèle électrique équivalent de la machine dans le repère commun lié au rotor est représenté sur la figure (2.2).

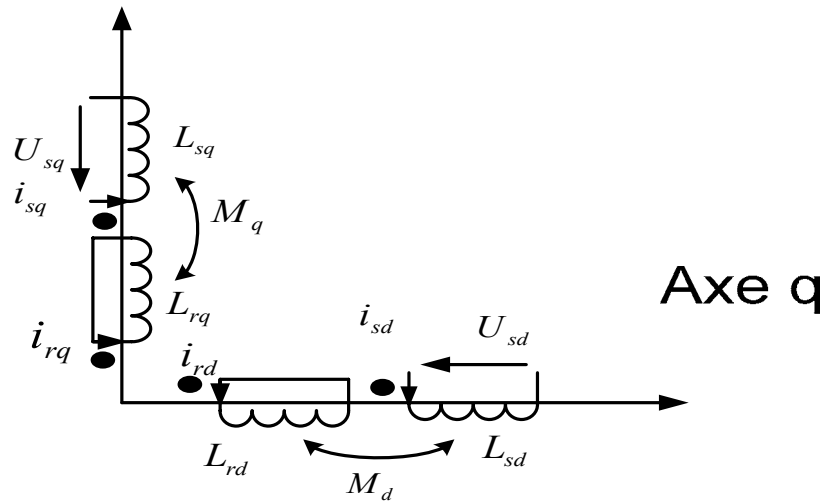


Figure (2.2): Modèle équivalent dans un repère (d, q).

Dans ce repère on obtient un modèle relativement simple où la machine est représentée par deux circuits électriques, l'un suivant l'axe d et l'autre suivant l'axe q.

Les équations des tensions statoriques aux bornes des bobinages équivalents d'axe d et d'axe q s'écrivent:

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{sq} \\ U_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{sd} \end{cases} \quad (2.4)$$

Les flux totalisés dans les enroulements statoriques sont liés aux courants par les relations suivantes:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_d \cdot I_{sd} + M_d \cdot I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_q \cdot I_{sq} + M_q \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (2.5)$$

De la même façon, on peut écrire les équations des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} 0 = R_{rd} \cdot I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_{rq} \cdot I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (2.6)$$

Les flux totalisés dans les enroulements équivalents du rotor s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = L_{rd} \cdot I_{rd} + M_d \cdot I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_{rq} \cdot I_{rq} + M_q \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (2.7)$$

Selon Park, l'expression de la puissance est la suivante:

$$\begin{aligned} P(t) &= U_{sd} \cdot I_{sd} + U_{sq} \cdot I_{sq} \\ P(t) &= R_s \cdot (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + (I_{sd} \cdot \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \cdot \frac{d\Phi_{sq}}{dt}) + \omega \cdot (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Tel que:

P_j : Puissance due aux pertes joule dans les enroulements.

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

P_{mec} : Puissance mécanique transmise au rotor.

Sachant que :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} \quad \text{Et } \omega = p\Omega$$

$$C_e = p \cdot (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd})$$

(2.9)

On remplace (2.5) et (2.7) dans (2.9) on trouve :

$$C_e = 3/2 \cdot p \cdot (L_d - L_q) I_d \cdot I_q + 3/2 \cdot p \cdot (M_d I_{rd} \cdot I_q - M_q \cdot I_{rq} \cdot I_d) \quad (2.10)$$

L'équation du mouvement s'écrit :

$$C_e - C_r - f \cdot \Omega = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.11)$$

Avec : J est le moment d'inertie des parties en rotation.

C_r est le couple résistant à l'arbre de la machine.

C_e est le couple électromagnétique.

f est le coefficient de frottement visqueux.

2.6. Modèle global de la MRV :

Les équations électriques qui régissent le fonctionnement de la MRV à stator lisse et rotor massif non saturée, s'écrivent alors sous la forme matricielle, comme suit:

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega.L_q & 0 & -\omega.M_q \\ \omega.L_d & R_s & \omega.M_d & 0 \\ 0 & 0 & R_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_q & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

En exprimant l'équation matricielle précédente sous forme de Laplace, on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d.s & -\omega.L_q & M_d.s & -\omega.M_q \\ \omega.L_d & R_s + L_q.s & \omega.M_d & M_q.s \\ M_d.s & 0 & R_{rd} + L_{rd}.s & 0 \\ 0 & M_q.s & 0 & R_{rq} + L_{rq}.s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

2.7. Inconvénients du modèle :

Le modèle précédent de la MRV a comme inconvénient principal de faire apparaître des paramètres électriques non mesurables. En effet, comme le rotor est modélisé par deux circuits court – circuités, il est impossible d'avoir accès aux courants rotoriques .Il est par conséquent impossible de mesurer séparément les paramètres propre au rotor (L_{rd} , L_{rq} , R_{rd} , et R_{rq}).

De la même façon, les inductances mutuelles M_d et M_q ne sont pas accessibles à la mesure. De plus, les inductances de fuites statiques et rotoriques ne sont pas mesurables séparément.

Pour répondre à ces problèmes de mesure, plusieurs solutions ont été proposées. La première consiste à développer ou à utiliser un logiciel de modélisation des machines électriques (méthode des éléments finis) pour calculer les valeurs des différents paramètres non mesurables. Dans notre étude, nous allons développer un modèle de la MRV ne faisant apparaître que des paramètres électriques accessibles à la mesure depuis les enroulements statoriques. Pour cela, on introduit les changements des variables suivants [5][1]:

$$I_D = \frac{L_{rd}}{M_d} . I_{rd} \quad I_Q = \frac{L_{rq}}{M_q} . I_{rq} \quad \sigma_d = 1 - \frac{M_d^2}{L_d . L_{rd}}$$

$$T_{d0}'' = \frac{L_{rd}}{R_{rq}} \quad T_d'' = T_{d0}'' \cdot \sigma_d \quad \sigma_q = 1 - \frac{M_{rq}^2}{L_q \cdot L_{rq}}$$

$$T_{q0}'' = \frac{L_{rq}}{M_{rq}} \quad T_q'' = T_{q0}'' \cdot \sigma_q$$

σ_d : Coefficient de dispersion de Blondel suivant l'axe d.

σ_q : Coefficient de dispersion de Blondel suivant l'axe q.

T_{d0}'' : Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe d, l'induit étant ouvert.

T_d'' : Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe d, l'induit étant en court-circuit.

T_{q0}'' : Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe q, l'induit étant ouvert.

T_q'' : Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe q, l'induit étant en court-circuit.

On multiplie la troisième et la quatrième équation du système (2.12) par $\frac{M_d}{L_{rd}}$ et $\frac{M_q}{L_{rq}}$ respectivement,

ceci aboutit à un système d'équations matricielle suivant:

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q & 0 & -\omega L_q \cdot (1 - \sigma_q) \\ \omega L_d & R_s & \omega L_d \cdot (1 - \sigma_d) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_d}{T_{d0}''} \cdot (1 - \sigma_d) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{L_q}{T_{q0}''} \cdot (1 - \sigma_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_d \cdot (1 - \sigma_d) & 0 \\ 0 & L_q & 0 & L_q \cdot (1 - \sigma_q) \\ L_d \cdot (1 - \sigma_d) & 0 & L_d \cdot (1 - \sigma_d) & 0 \\ 0 & L_q \cdot (1 - \sigma_q) & 0 & L_q \cdot (1 - \sigma_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

On introduit le même changement de variable, l'expression du couple et du flux deviennent:

$$Ce = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot I_{sd} \cdot I_{sq} + L_d \cdot (1 - \sigma_d) \cdot I_{sq} \cdot I_D - L_q \cdot (1 - \sigma_q) \cdot I_{sd} \cdot I_Q] \quad (2.15)$$

$$\Phi_{sd} = L_d \cdot I_{sd} + L_d \cdot (1 - \sigma_d) \cdot I_D \quad (2.16)$$

$$\Phi_{sq} = L_q \cdot I_{sq} + L_q \cdot (1 - \sigma_q) \cdot I_Q \quad (2.17)$$

2.8. Alimentation:

Le principe d'alimentation par convertisseurs statiques consiste à imposer des tensions ou des courants variables en amplitudes et en phases en fonction des caractéristiques électromécaniques désirées. Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations:

-Le premier type est le cycloconvertisseur qui est directement lié au réseau alternatif.

Il a l'inconvénient d'avoir une fréquence des tensions de sortie relativement basse, ce qui limite la vitesse de rotation de la machine, et de nécessiter un nombre élevé de composants et de commande relativement complexe.

-Le deuxième type de convertisseur est l'onduleur.

Le schéma de l'association onduleur de tension - machine à réluctance variable est illustré par la figure (2.3).

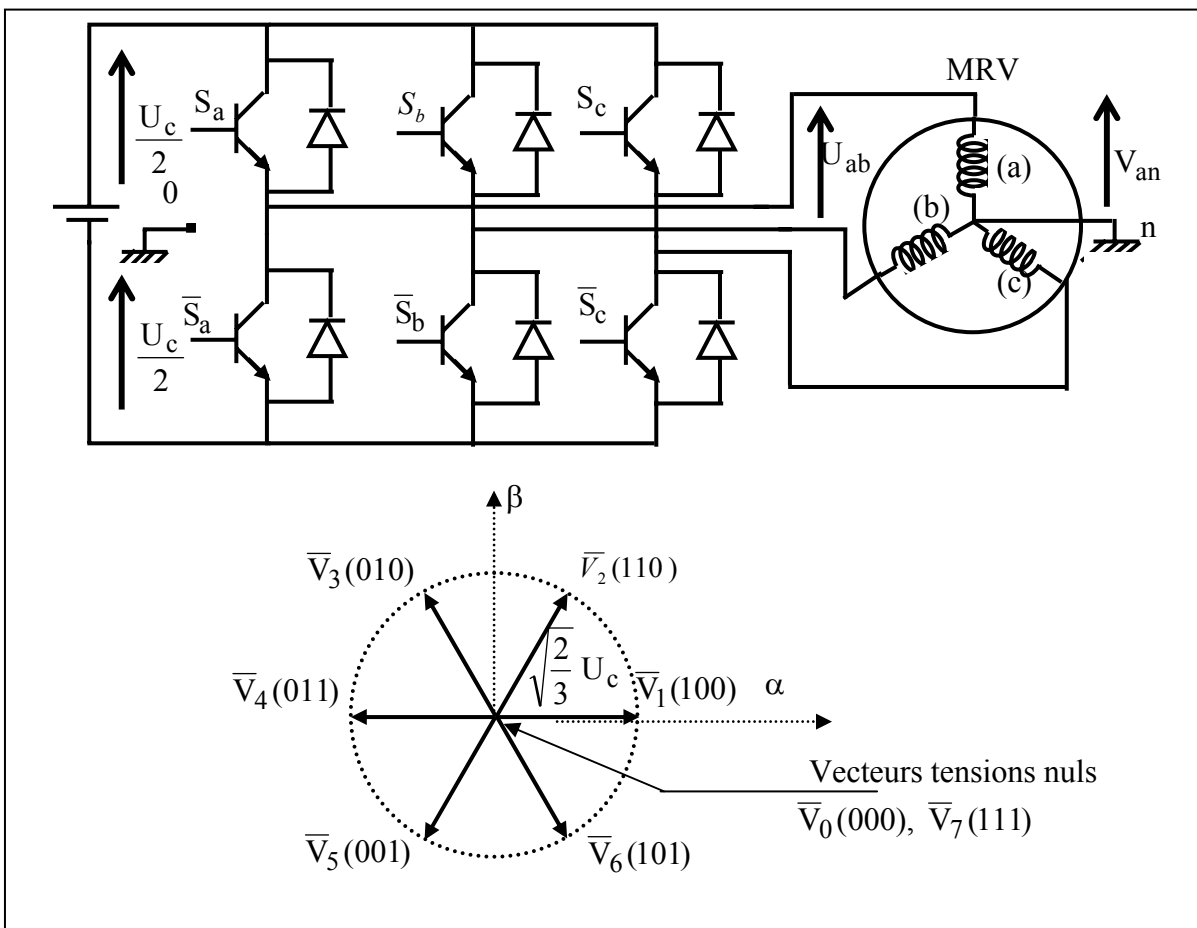


Figure (4.2): Association onduleur de tension plus MRV.

Avec:

U_c : la tension d'alimentation continue constante de l'onduleur de tension réalisée par un redresseur (à diodes ou commandé).

O : point fictif.

L'onduleur de tension est constitué d'interrupteurs, supposés idéaux, qui peuvent être des transistors, des IGBT ou des GTO etc..... . Les diodes montées en tête bêtes, supposées parfaites, sont utilisées pour la récupération.

Soit T_i et T_i' les interrupteurs de contrôle, S_i et S_i' les commandes logiques associées tel que :

- $S_i = 1$ et $\overline{S_i} = 0$ alors : T_i est passant et T_i' est ouvert

- $S_i = 0$ et $\overline{S_i} = 1$ alors : T_i est ouvert et T_i' est passant

D'après la figure (2.3), pour les tensions composées on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = v_{ao} + v_{ob} = v_{ao} - v_{bo} \\ U_{bc} = v_{bo} + v_{oc} = v_{bo} - v_{co} \\ U_{ca} = v_{co} + v_{oa} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (2.18)$$

De plus, Du côté de la MRV on a:

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (2.19)$$

Or par hypothèse notre système est équilibré ; donc :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (2.20)$$

Après calculs on aboutit à :

$$\begin{cases} v_{an} = +\frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{cases} \quad (2.21)$$

En introduisant les fonctions de connexion relative à chacun d'entre eux, il vient que :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Il en découle aussi :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

La chronologie des impulsions envoyées aux interrupteurs contrôlés de l'onduleur de tension dépend du type de la commande à réalisée.

2.8.2. Onduleur de tension à MLI:

La modulation de largeur d'impulsions est une technique de découpage de tension ou de courant permettant de générer des formes quasi-sinusoïdales. L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamentale et de rejeter les harmoniques indésirables générées par une ondulation « Pleine onde » vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant ainsi négligeable. Chaque bras du pont est chargé de générer par modulation de largeur d'impulsions un signal dont le fondamental est le signal de référence.

Il existe différents types de modulation :

- **MLI naturelle ou intersective** : le calcul des instants de commutation se fait par intersection du signal de référence avec un signal triangulaire.
- **MLI avec contrôle d'amplitude** : l'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions.
- **MLI vectorielle** : les instants de commutation sont calculés en ligne.

Dans le présent travail, on utilisera la MLI naturelle. La modulation s'effectue généralement en comparant la référence de tension à une porteuse triangulaire ; les intersections définissent alors les instants de commutation.

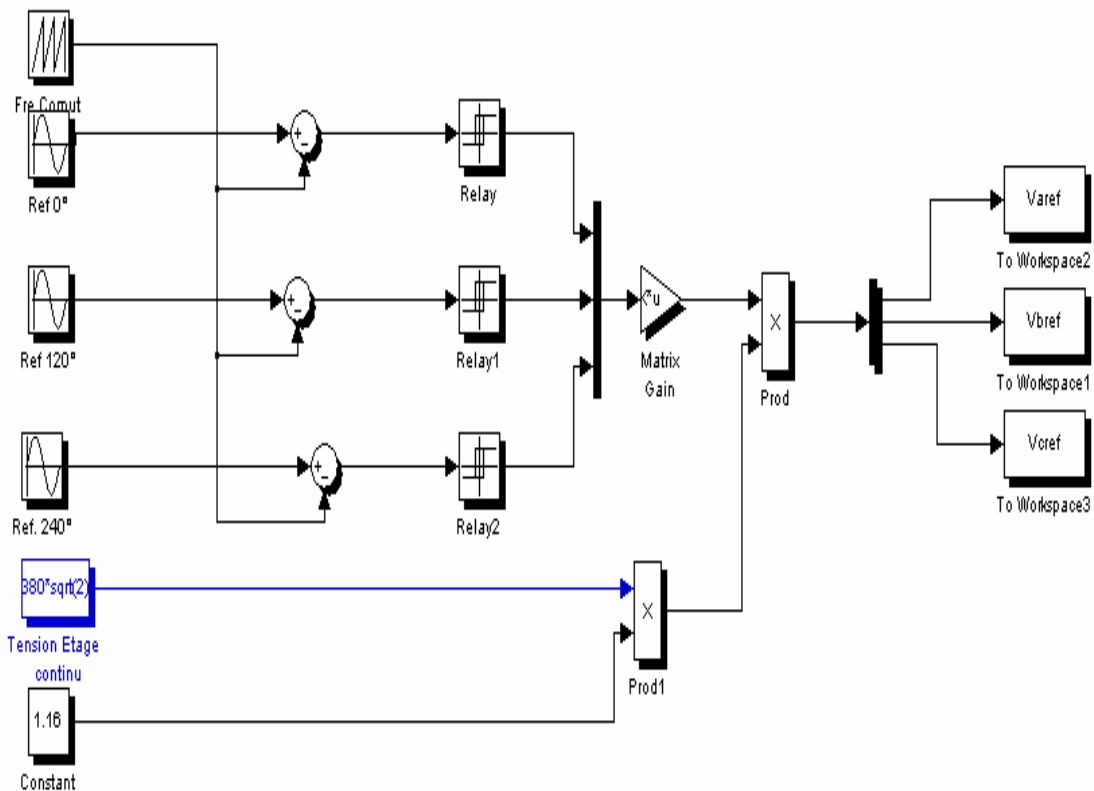


Figure (2.4): Principe de commande par MLI

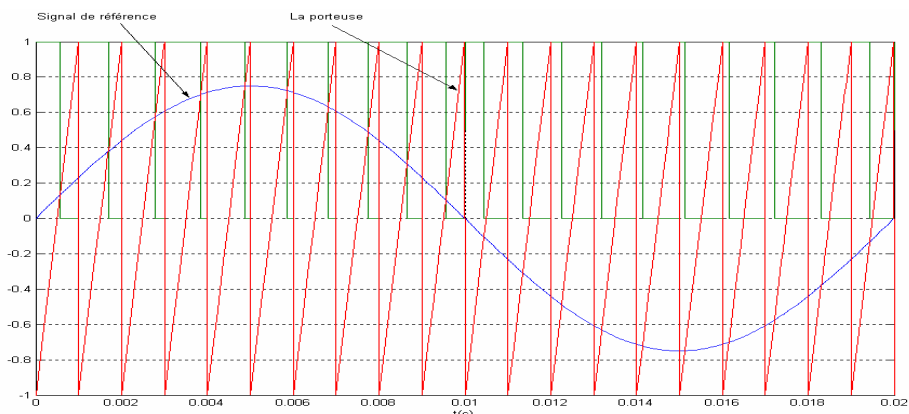


Figure (2.5): Génération d'une MLI naturelle

Figure (2.5): Génération d'une MLI naturelle_

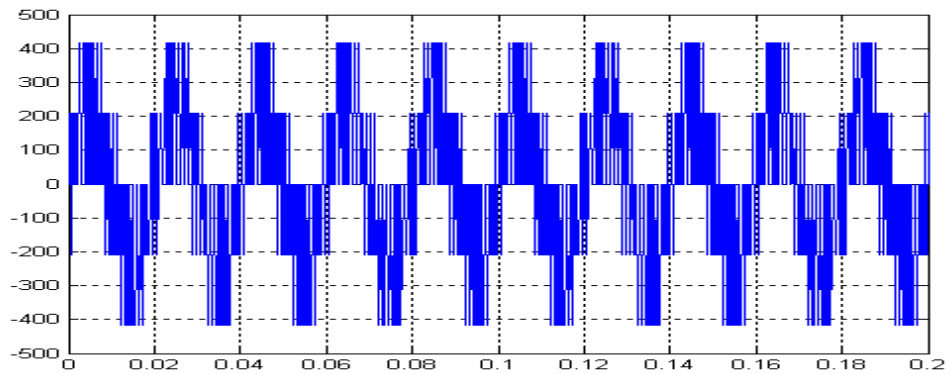


Figure (2,6) : Tension d'une phase d'un onduleur à MLI

2.9. Simulation et interprétation:

Le schéma bloc de la MRV alimentée par un onduleur à MLI est donné par la figure (2.7), la simulation est effectuée dans l'environnement MATLAB SIMULINK, les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

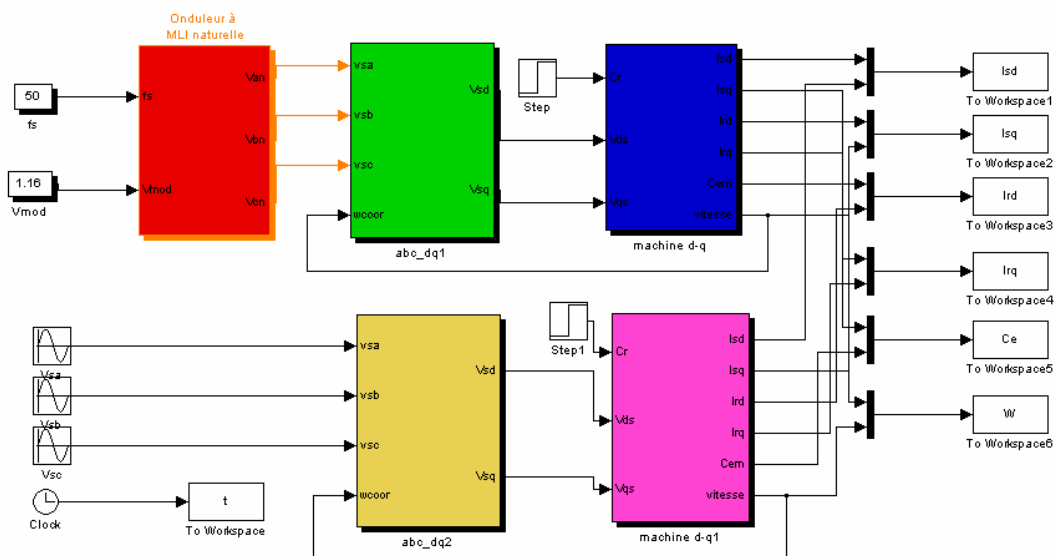


Figure (2.7): Schéma bloc du modèle de la MRV

L'examen des courbes de la figure montre :

- Pendant le régime transitoire, les courants statoriques (I_{sd} , I_{sq}) et d'amortisseurs (I_D , I_Q) présentent des pics importants et cela revient à la faible vitesse et aux faibles f.c.e.m au démarrage, ensuite il s'établissent respectivement à leurs valeurs nominales et leurs valeurs nulles dans un temps assez court (0.2s) (même chose pour les flux).

- Aux premiers instants de démarrage, un fort couple (100Nm) apparaît au niveau de l'arbre pour que la machine puisse démarrer puis il se stabilise à la valeur du couple réductant.
- La vitesse présente de petites oscillations au démarrage suivi d'un dépassement puis se stabilise à sa valeur nominale dans un temps assez court (0.2 s).
- Le courant statorique est excessif, mais de si courte durée que la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Ces pointes de courant disparaissent au bout de quelques alternances pour donner une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

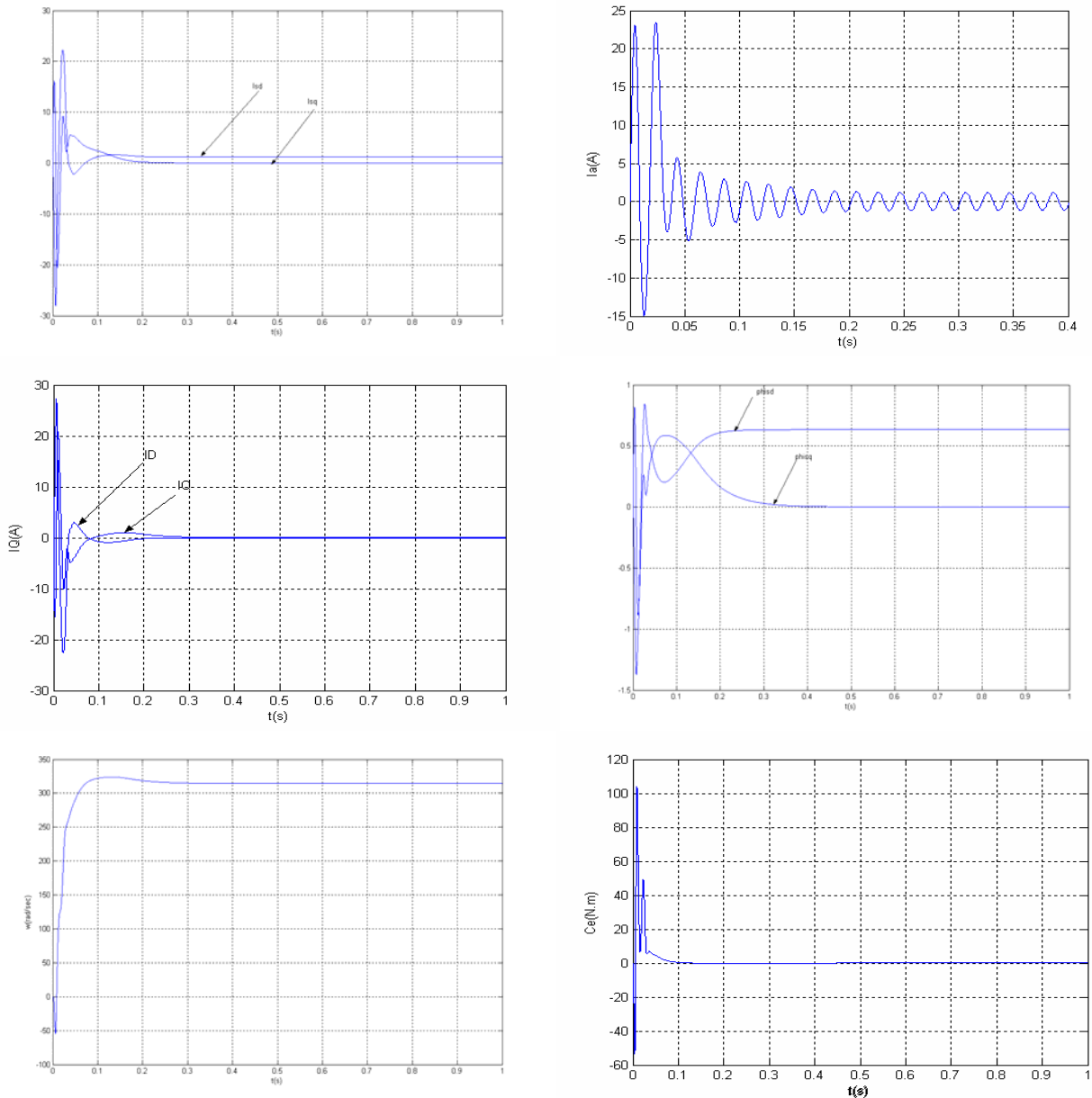


Figure (2.8) : Caractéristiques d'une MRV à vide

A l'instant ($t=0.5s$), on applique un échelon de couple de charge de $1.5Nm$, ce qui entraîne un appel du courant, une légère perturbation au niveau de la vitesse et une augmentation de couple qui tend vers le couple de charge comme le montre la figure (2.11).

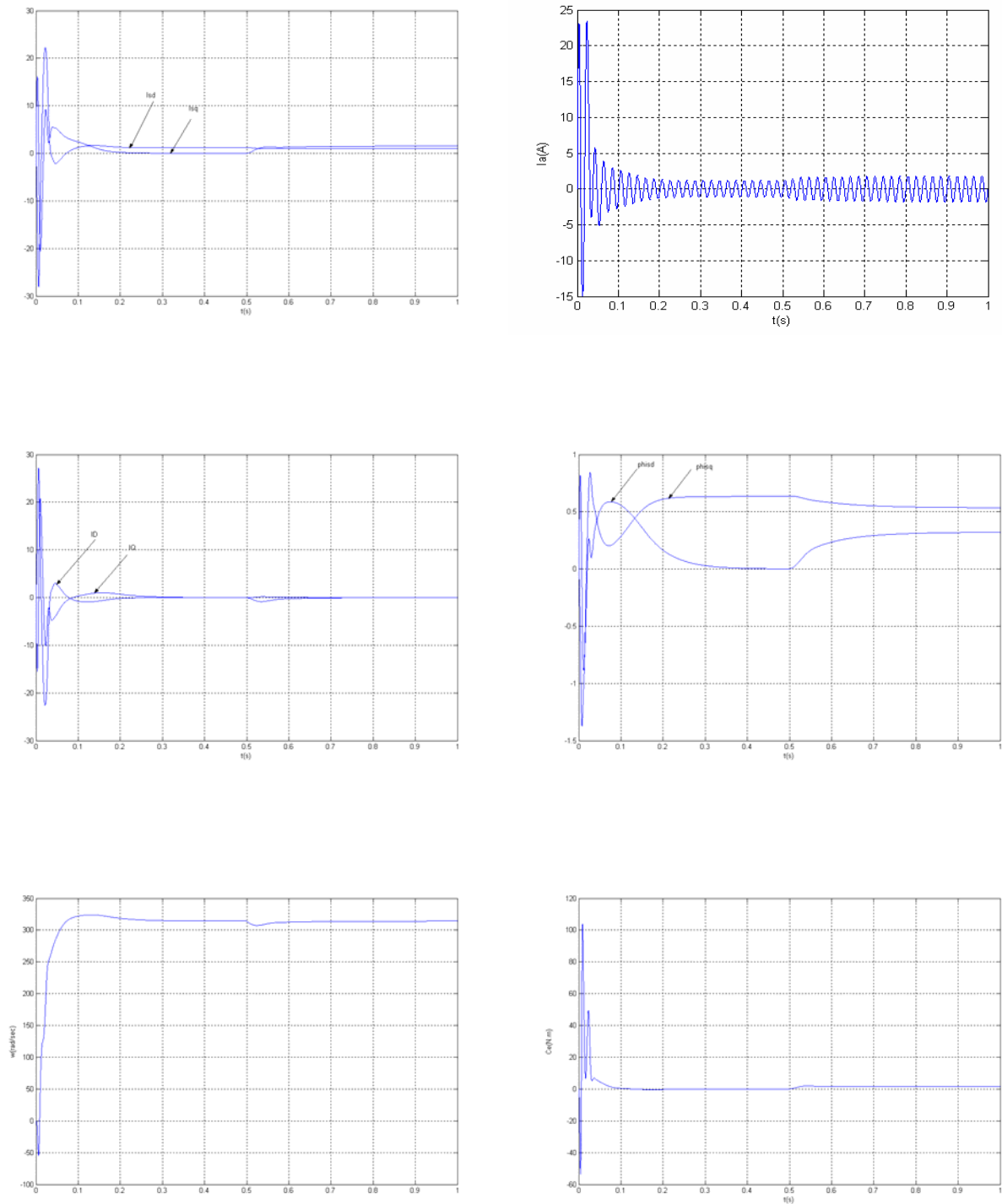


Figure (2.9) : Réponse de la MRV à un échelon de couple ($C_r=1.5 Nm$ à $t=0.5s$).

- La figure (2.10) montre que :

Si on applique un couple résistant de 3Nm (à $t=0.5s$), la machine perd légèrement sa stabilité, et on voit apparaître des oscillations sur le courant et sur la vitesse (phénomène de pompage).

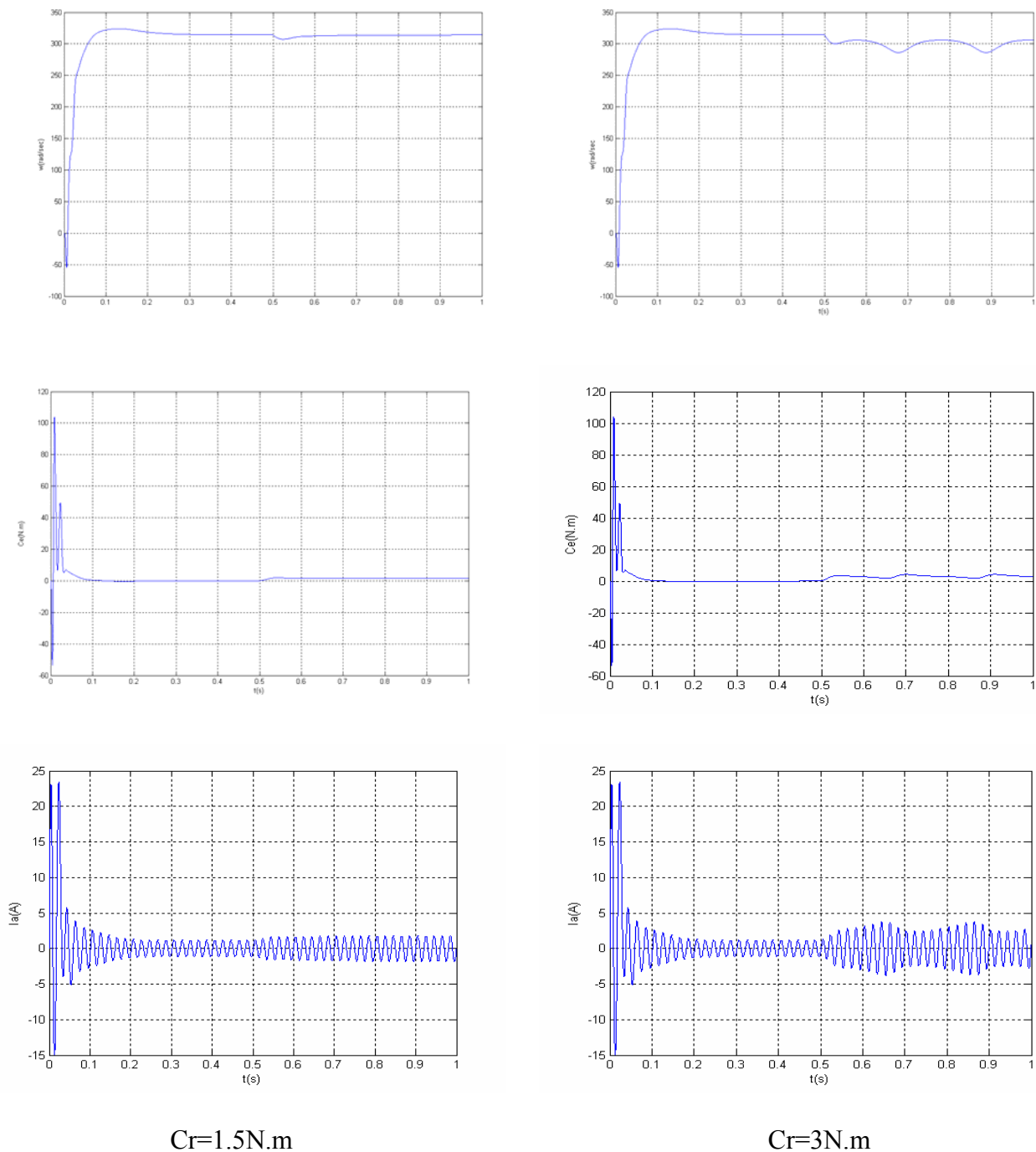
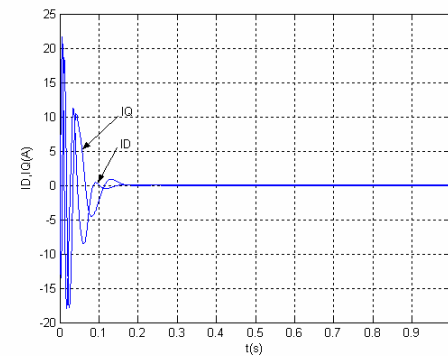
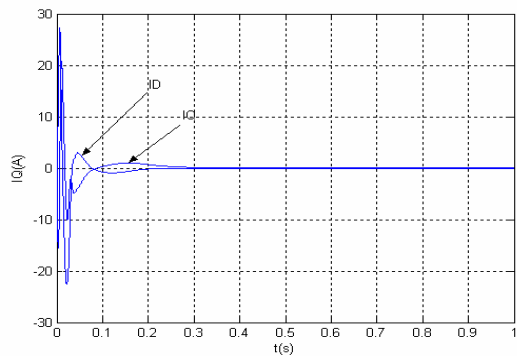
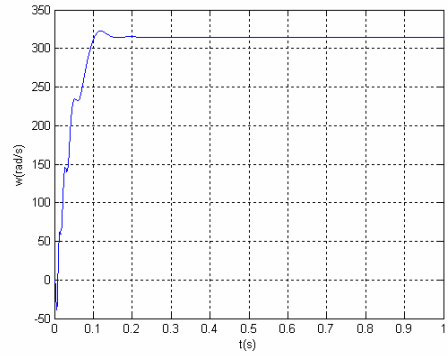
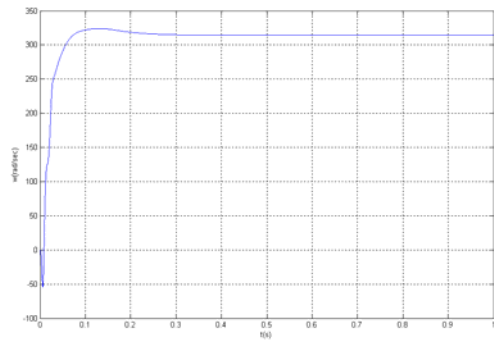
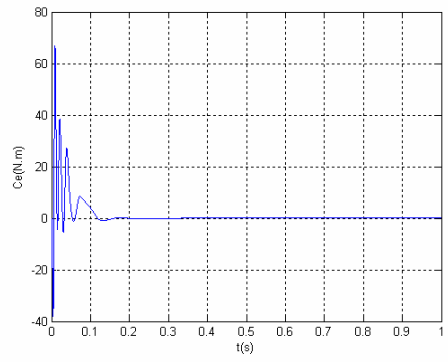
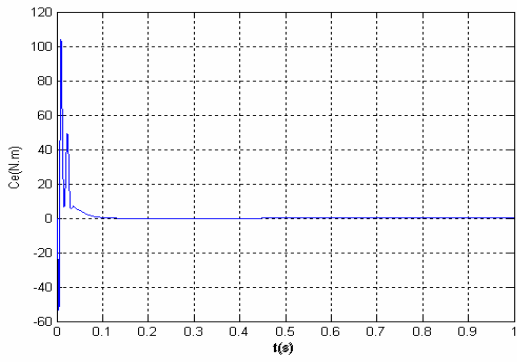
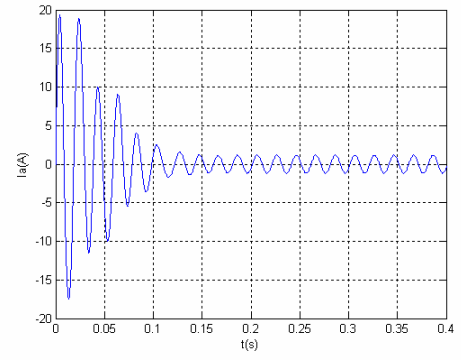
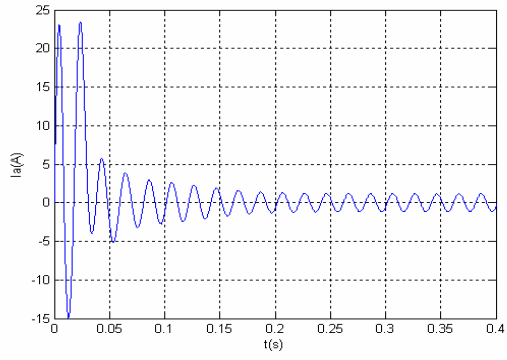


Figure (2.10) : Réponse de la MRV à un échelon de couple ($C_r=3\text{ Nm}$ à $t=0.5s$).

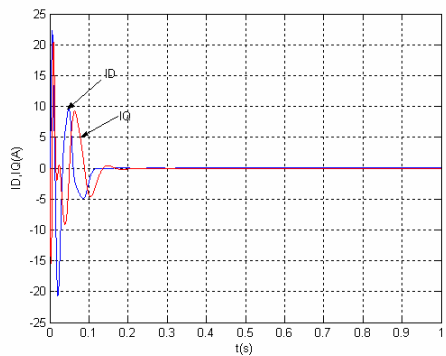
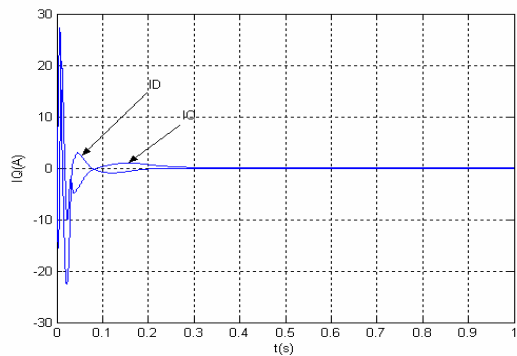
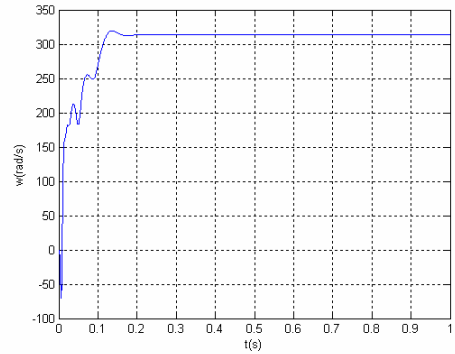
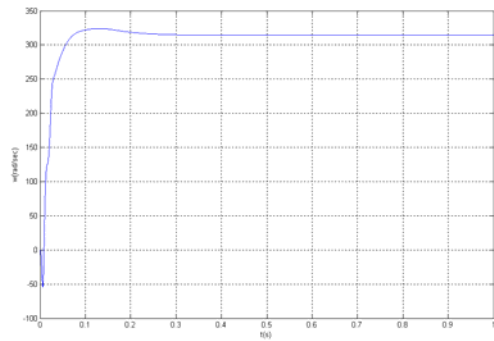
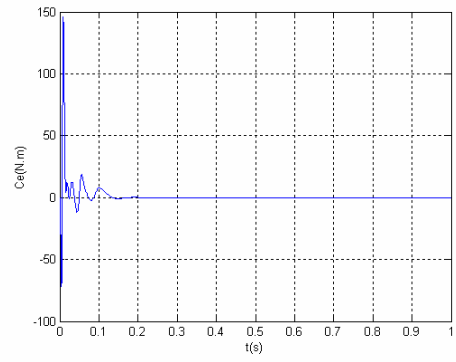
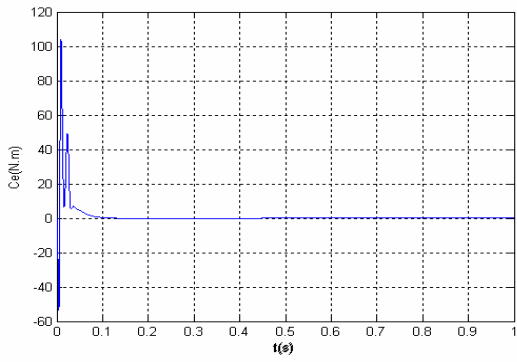
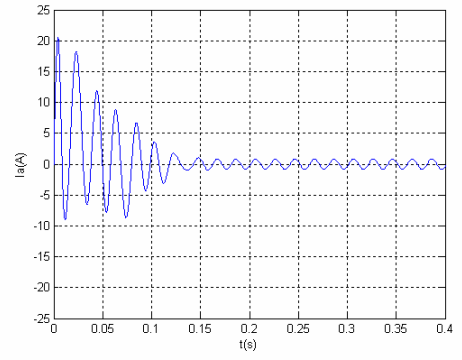
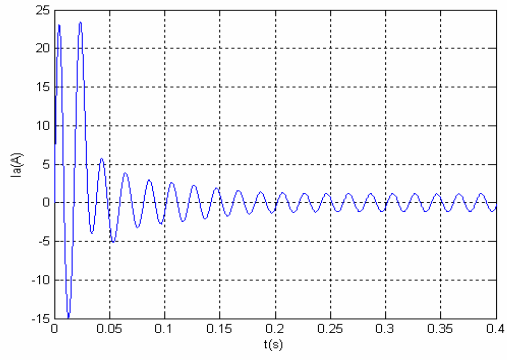
-Les figures (2.11), (2.12) et (2.13) montre l'influence de la variation des paramètres de la machine. Une augmentation dans ces paramètres cause une augmentation dans la valeur maximale du couple surtout (L_d) et une diminution dans la valeur maximale de courant.



$R_s=R_s$

$R_s=1.5*R_s$

Figure (2.11) : Réponse de la MRV à une résistance additionnelle statorique ($R_s=1.5*R_s$).



$L_d=L_d$

$L_d=1.4*L_d$

Figure (2.12) : Réponse de la MRV à un changement de L_d ($L_d=1.4*L_d$).

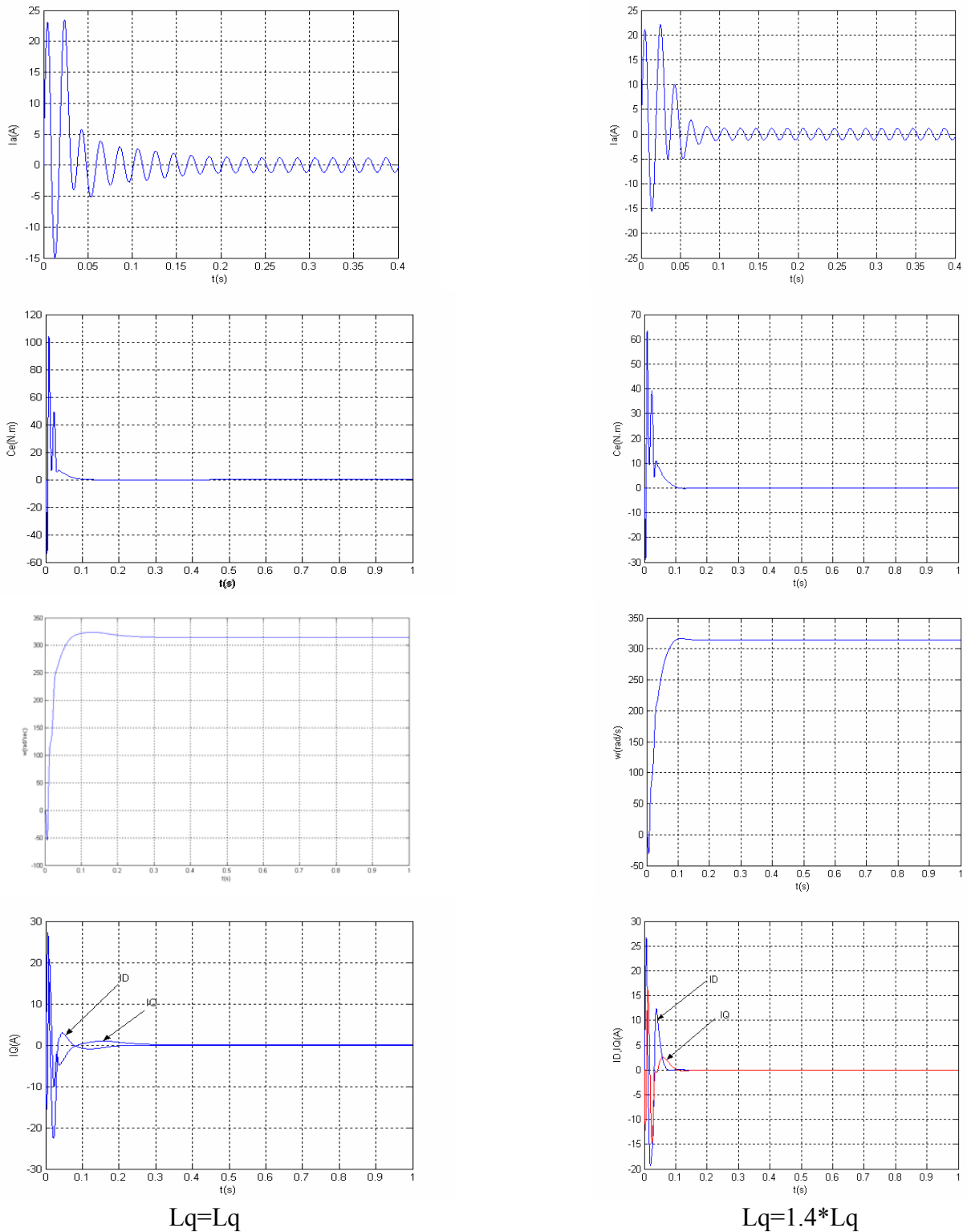
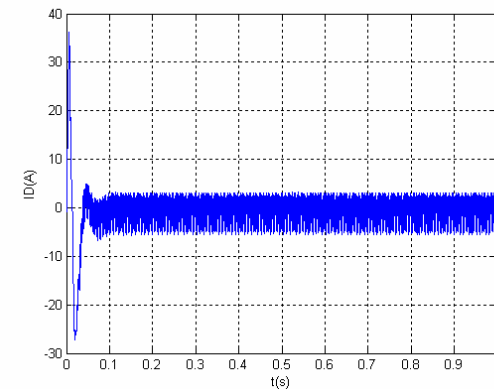
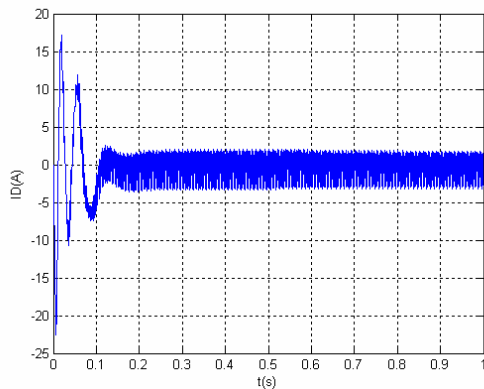
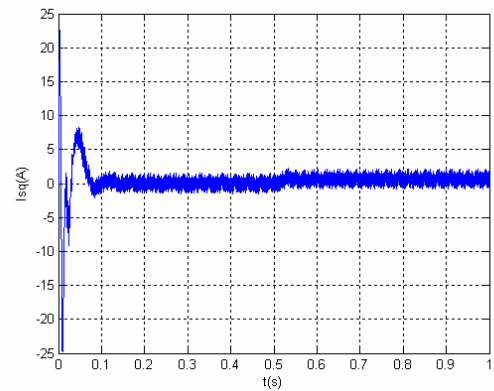
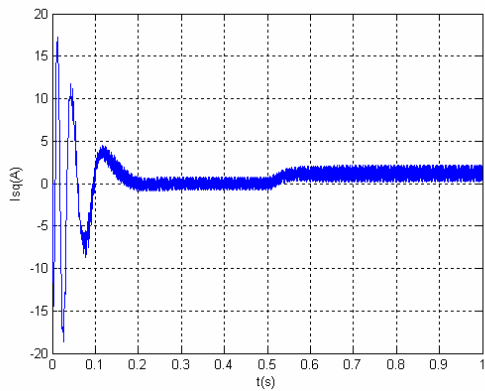
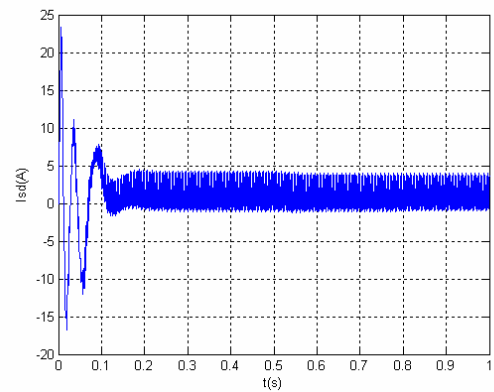
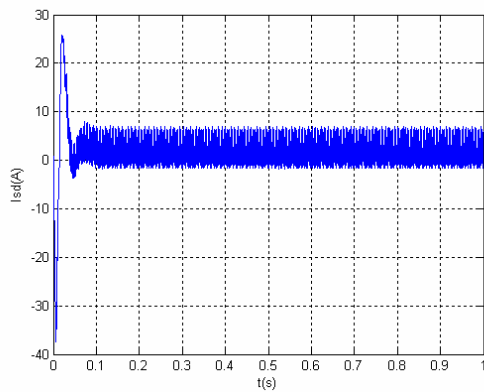


Figure (2.13) : Réponse de la MRV à un changement de Lq ($Lq=1.4*Lq$).

- Les figures (2.14) et (2.15) représentent les résultats de simulation de la MRV alimentée respectivement par un onduleur à MLI et un onduleur de tension à deux niveaux.

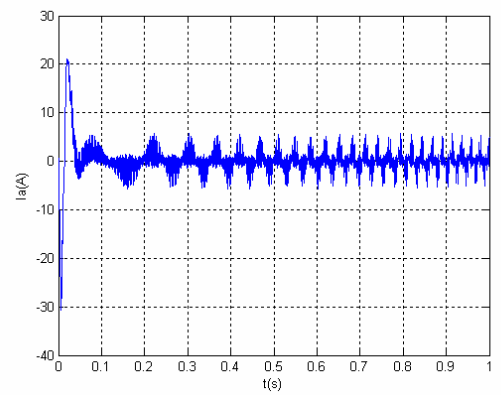
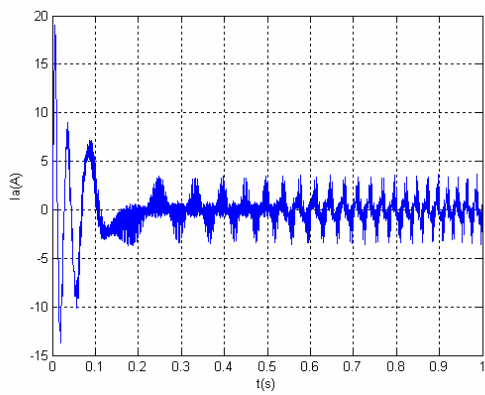
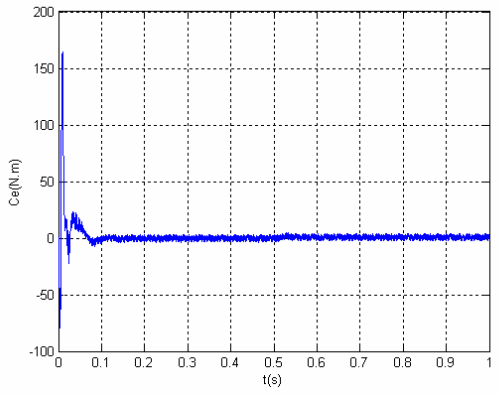
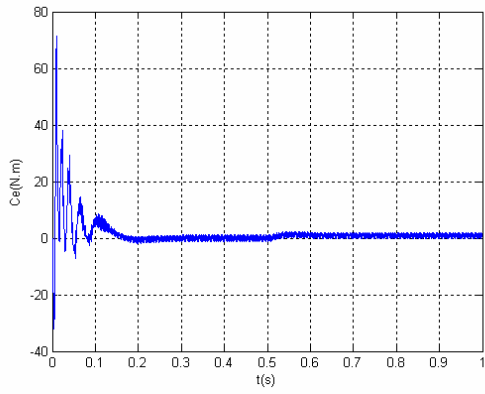
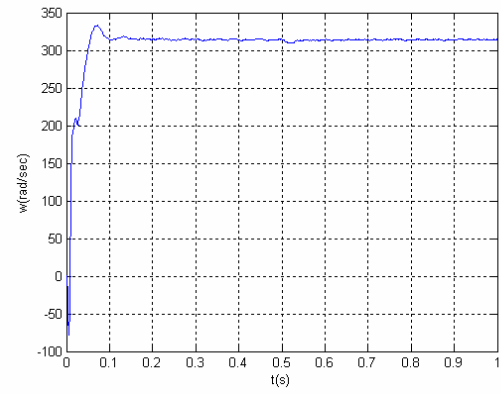
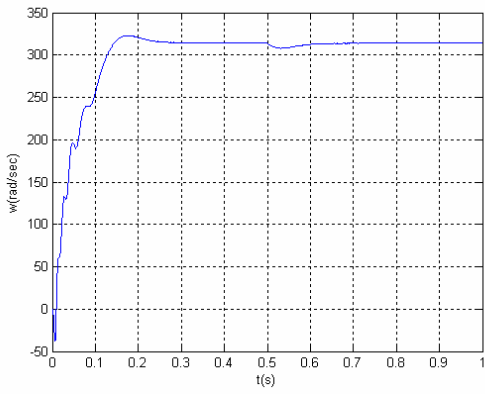
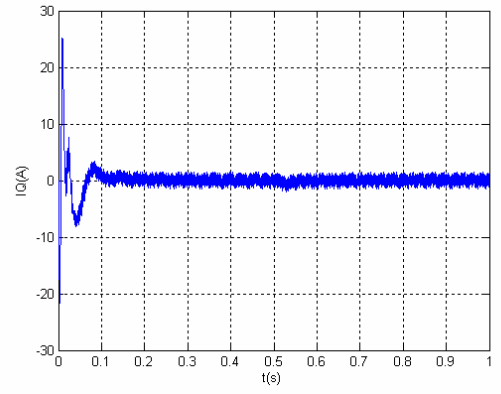
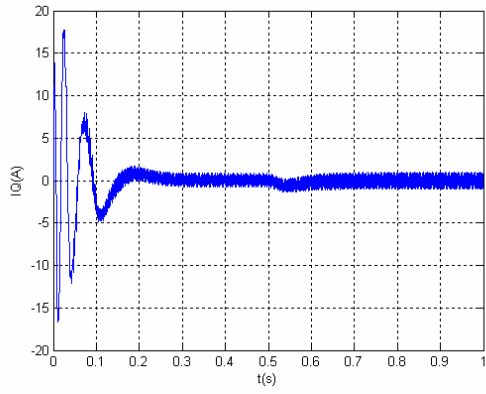
Les résultats de simulation montrent bien que la machine alimentée par un onduleur à MLI atteint le régime permanent dans 0.1s, par contre la machine alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux atteint le régime permanent dans 0.2s, ce qui est un avantage pour l'onduleur à MLI.



a)

b)

Figure (2.14): Caractéristiques d'une MRV alimentée par:
a) un onduleur de tension à deux niveaux.
b) un onduleur de tension à M.L.I.



a)

b)

Figure (2.15) : Caractéristiques d'une MRV alimentée par:
 a) un onduleur de tension à deux niveaux.
 b) un onduleur de tension à M.L.I.

2.11. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la mise en équation de la machine à réluctance variable (à stator lisse et à rotor massif, en tenant compte de l'effet d'amortissement) à l'aide de la décomposition selon le référentiel de Park, afin de montrer que le modèle mathématique :

- Nous permet d'étudier le comportement de la machine en régime transitoire et établi.
- N'est valable que dans le cas des hypothèses simplificatrices.

La simulation du modèle de la machine (associé à une source purement sinusoïdale, un onduleur de tension à deux niveaux et à un onduleur à MLI) dans différents régimes de fonctionnement (transitoire et permanent) a été effectuée en utilisant l'environnement MATLAB-SIMULINK.

On effet, les résultats obtenus montre bien la validité du modèle.

Toutefois, les oscillations et les dépassements obtenus montre bien le problème de démarrage de la machine, ce qui nécessite d'avoir recours à un fonctionnement en boucle fermée.

Toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande vectorielle est introduite.

Un exposé général sur la théorie de cette commande sera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre trois :
Commande vectorielle d'une MRV

3.1. Introduction :

La commande vectorielle des machines à courant alternatif est maintenant bien connue, de nombreux industriels commercialisent des variateurs de vitesse pour les machines synchrones et asynchrones utilisant ce mode de contrôle. [10]

La commande vectorielle proposée par HASSE et BLASCHKE [1969-1972] a considérablement accru les performances dynamiques des machines à courant alternatif.

L'idée consiste à s'approcher d'une expression linéaire du couple moteur, semblable à celle des machines à courant continu pour mettre un découplage du couple et du flux ce qui signifie par conséquent que la dynamique du couple peut être très rapide [9].

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des deux composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q).

Habituellement, la composante d'axe d du courant statorique joue le rôle d'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine, la composante d'axe q joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple. Avec ce type de commande on obtient des systèmes d'entraînement performants capable d'imposer un couple à l'arrêt [10].

Durant ces dernières années la commande vectorielle de la MRV à stator lisse a été le sujet de plusieurs investigations pour obtenir avec cette machine des performances dynamiques et statiques comparables à celles de la machine à courant continu.

3.2: Analyse de la stratégie de commande:

A partir de l'équation du couple électromagnétique d'une machine synchrone (cas générale), on constate que pour contrôler le couple il faut contrôler les composantes du courants I_d et I_q .

Deux cas se présentent:

-Pour une machine synchrone à pole lisse, l'expression du couple se réduit à :

$$C_e = 3/2 p \Phi_e . I_q \quad (3.1)$$

le couple électromagnétique ne dépend que de la composante I_q , il est maximal pour un courant donné si l'on impose $I_d=0$, et il est proportionnel au courant d'alimentation comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour une machine à pole saillant, l'expression du couple dépend aussi d'un terme dû à la saillance du rotor de la machine.

Suivant la valeur du terme $(L_d - L_q)$, on peut choisir la valeur de I_d de telle sorte que le couple soit maximal quand le courant d'alimentation est nominal. Cette valeur étant maintenue constante, le couple est alors proportionnel au courant I_q comme dans le cas précédent [9].

Dans le cas d'une machine à réluctance variable à stator lisse, nous maintenons le courant I_d constant et on contrôle le couple par l'intermédiaire de I_q .

En fixant la valeur du courant I_d , la troisième équation du système (2.13) devient:

$$R_{rd} \cdot I_{rd} + L_{rd} \cdot \frac{d}{dt} I_{rd} = 0 \quad (3.2)$$

qui admet une solution pour $t = 0 \quad I_{rd} = 0$

L'équation du couple devient:

$$C_e = 3/2 \cdot p \cdot ((L_d - L_q) \cdot I_{dref} \cdot I_q - p \cdot M_{rq} \cdot I_{dref} \cdot I_{rq}) \quad (3.3)$$

Or, d'après la dernière équation du système (2.13):

$$0 = R_{rq} \cdot I_{rq} + L_{rq} \cdot \frac{d}{dt} I_{rq} + M_{rq} \frac{d}{dt} I_q \quad (3.4)$$

Le courant I_{rq} n'est fonction que du courant I_q

$$I_{rq} = -\frac{M_{rq}}{L_{rq}} \cdot I_q + \frac{M_{rq} \cdot R_{rq}}{L_{rq}^2} \cdot \exp\left(-\frac{R_{rq}}{L_{rq}} \cdot t\right) \cdot \int I_q \cdot \exp\left(\frac{R_{rq}}{L_{rq}} \cdot t\right) \cdot dt \quad (3.5)$$

$$I_{rq} = f(I_q, t) \quad (3.6)$$

L'expression du couple peut se mettre sous la forme:

$$C_e = p \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{dref} \cdot I_q - p \cdot \frac{M_{rq}^2}{L_{rq}} \cdot I_{dref} \cdot I_q - p \cdot M_{rq} \cdot I_{dref} \cdot f(I_q, t) \quad (3.7)$$

Où le couple n'est plus fonction que du courant en quadrature, les autres termes sont constants en maintenant le courant direct constant. Alors, la commande du couple se fait seulement à l'aide du courant en quadrature I_q .

Une fois la valeur du courant direct est choisie, la commande de la machine consiste alors à déterminer la valeur de référence du courant en quadrature I_q à partir d'une boucle de vitesse. En suite, la régulation des deux courants I_d et I_q génère des tensions de référence triphasées à appliquer à l'onduleur à MLI.

La dernière difficulté à surmonter est le couplage qui existe entre les grandeurs suivant l'axe direct et celles suivant l'axe en quadrature. Ce couplage est généralement supprimé par:

- La méthode classique de compensation, celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir des tensions de références V_{dref} et V_{qref} [10] [5].

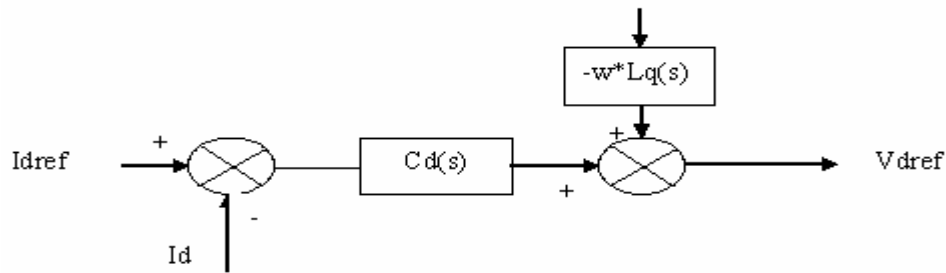


Figure (3.1): Méthode de compensation pour la boucle direct.

-Une seconde méthode de découplage consiste à introduire un bloc de calcul A, placé en aval des correcteurs et qui permet, à partir des régulateurs de courants d'obtenir les valeurs des tensions de référence V_{dref} et V_{qref} .

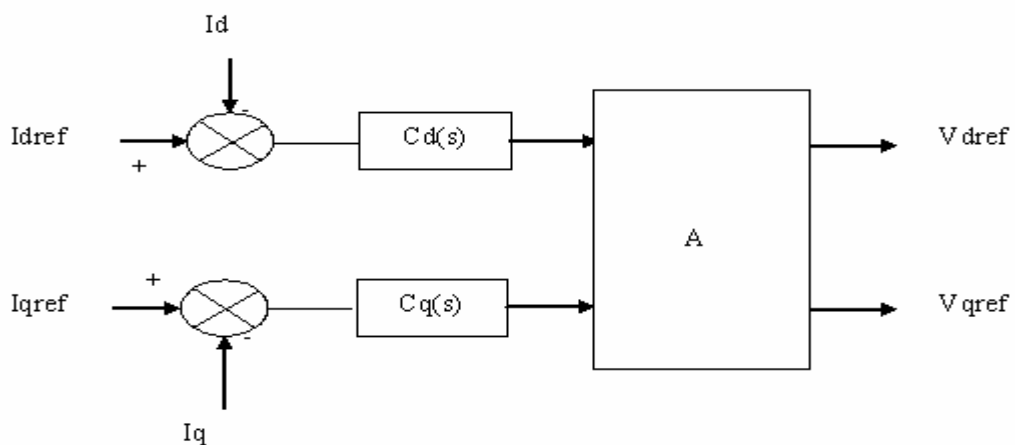


Figure (3.2) : Bloc de découplage.

3.3. Commande vectorielle de la MRV:

3.3.1. Bloc de découplage:

A partir du système globale (2.13) qui régit le fonctionnement de la MRV:

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \cdot s & -\omega \cdot L_q & M_d \cdot s & -\omega \cdot M_q \\ \omega \cdot L_d & R_s + L_q \cdot s & \omega \cdot M_d & M_q \cdot s \\ M_d \cdot s & 0 & R_{rd} + L_{rd} \cdot s & 0 \\ 0 & M_q \cdot s & 0 & R_{rq} + L_{rq} \cdot s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

En éliminant I_{rd} et I_{rq} le système se traduit:

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \cdot s & -\omega \cdot L_q \\ \omega \cdot L_d & R_s + L_q \cdot s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

En exprimant les courants en fonction des tensions, on obtient:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\text{Où: } [Y] = \frac{1}{\det[Z]} \begin{bmatrix} R_s + L_q \cdot s & \omega \cdot L_q \\ -\omega \cdot L_d & R_s + L_d \cdot s \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\text{Et: } \det[Z] = (R_s + L_d \cdot s)(R_s + L_q \cdot s) + \omega^2 \cdot L_d \cdot L_q \quad (3.12)$$

Le bloc de découplage se traduit analytiquement par une matrice A appelée matrice de découplage tel que le produit $[Y][A]=[D]$ soit diagonal. Ceci permet alors de découpler totalement les équations relatives à chaque axe et donc d'écrire chacun des deux courants Id et Iq en fonction de sa seule référence [2] [5].

Si on pose

$$[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

A partir de la figure (3.2) on a:

$$\begin{bmatrix} V_{dref} \\ V_{qref} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

L'onduleur est modélisé par un gain pur G_0 , on a:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = G_0 \cdot [A] \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Avec:
$$\begin{cases} \varepsilon_d = I_{dref} - I_d \\ \varepsilon_q = I_{qref} - I_q \end{cases} \quad (3.16)$$

En remplaçant (3.16) dans (3.15) on obtient :

:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{G_0}{\det[A]} \begin{bmatrix} R_s + L_q \cdot s & \omega \cdot L_q \\ -\omega \cdot L_d & R_s + L_d \cdot s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Ceci nous amène aux expressions suivantes des courants:

$$\begin{cases} I_d = \frac{G_0}{\det[Z]} \cdot [(A_{11}(R_s + L_q \cdot s) + A_{21} \cdot \omega \cdot L_q) \varepsilon_d + (A_{12}(R_s + L_d \cdot s) + A_{22} \cdot \omega \cdot L_q) \varepsilon_q] \\ I_q = \frac{G_0}{\det[Z]} \cdot [(-A_{11} \cdot \omega \cdot L_d + A_{21}(R_s + L_d \cdot s)) \varepsilon_d + (-A_{12} \cdot \omega \cdot L_d + A_{22}(R_s + L_q \cdot s)) \varepsilon_q] \end{cases} \quad (3.18)$$

Pour que I_d ne dépend que de ε_d et que I_q ne dépend que de ε_q , il faut que:

$$\begin{cases} A_{12}(R_s + L_d \cdot s) + A_{22} \cdot \omega \cdot L_q = 0 \\ -A_{11} \cdot \omega \cdot L_d + A_{21}(R_s + L_d \cdot s) = 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

La résolution de ce système d'équations donne, si on prend $A_{11}=A_{22}=1$:

$$\begin{cases} A_{12} = \frac{-\omega \cdot L_q}{R_s + L_d \cdot s} \\ A_{21} = \frac{\omega \cdot L_d}{R_s + L_d \cdot s} \end{cases} \quad (3.20)$$

Donc:

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-\omega \cdot L_q}{R_s + L_d \cdot s} \\ \frac{\omega \cdot L_d}{R_s + L_d \cdot s} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Et:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = G_0 \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{R_s + L_d \cdot s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_s + L_d \cdot s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathcal{E}_d \\ \mathcal{E}_q \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

I_d n'est plus fonction que de \mathcal{E}_d , et I_q n'est plus fonction que de \mathcal{E}_q .

$$\begin{cases} I_d = \frac{G_0}{R_s + L_d \cdot s} \cdot \mathcal{E}_d \\ I_q = \frac{G_0}{R_s + L_d \cdot s} \cdot \mathcal{E}_q \end{cases} \quad (3.23)$$

Le schéma de la commande vectorielle se réduit donc à deux boucles des courants et une boucle de vitesse.

3.4. CALCUL DES REGULATEURS:

Pour cette commande, il y a deux boucles de courant et une boucle de vitesse. Les correcteurs choisis pour ces boucles doivent donner une erreur nulle (intégrateur) et une réponse relativement rapide (proportionnel). On prend donc un régulateur proportionnel –intégrateur (PI) classique, la fonction de transfert d'un régulateur PI classique est donnée par:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_i \cdot (\tau_c \cdot s + 1)}{s} \quad (3.24)$$

Avec:
$$\tau_c = \frac{K_p}{K_i}$$

3.4.1. Régulateur de courant Id:

Le schéma fonctionnel du control du courant Id est donné par la figure ci-dessous, le système est représenté en boucle ouverte:

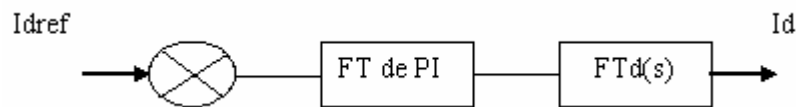


Figure (3.3) : régulation du courant Id.

La fonction de transfert du courant Id est donnée par:

$$FT_d(s) = \frac{G_0}{R_s + L_d \cdot s} = \frac{G_0 / L_d}{\frac{R_s}{L_d} + s} \quad (3.25)$$

Compensons le pôle $(\frac{R_s}{L_d} + s)$ par $(\frac{K_i}{K_p} + s)$, ce qui se traduit par la condition:

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_d} \quad (3.26)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$FTBO_{cd} = \frac{K_p \cdot G_0}{s \cdot L_d} = \frac{1}{\frac{L_d}{K_p \cdot G_0} \cdot s} \quad (3.27)$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\frac{L_d}{K_p \cdot G_0}$

$$FTBF_{cd} = \frac{1}{\frac{L_d}{K_p \cdot G_0} \cdot s + 1} \quad (3.28)$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep}(5\%)$, nous obtenant la condition suivante:

$$3 \cdot \frac{L_d}{K_p \cdot G_0} = t_{rep}(5\%) \quad [13] \quad (3.29)$$

Et d'après la condition de la compensation : $\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_d}$

$$\Rightarrow K_i = \frac{K_p \cdot R_s}{L_d} = \frac{3 \cdot R_s}{G_0 \cdot t_{rep}(5\%)} \quad (3.30)$$

3.4.2. Régulateur de courant I_q:

Le schéma fonctionnel du control du courant I_q est donné par la figure ci-dessous, le système est représenté en boucle ouverte:

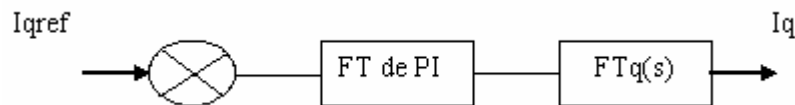


Figure (3.4) : régulation du courant I_q.

La fonction de transfert du courant I_q est donnée par:

$$FT_q(s) = \frac{G_0}{R_s + L_q \cdot s} = \frac{G_0 / L_q}{\frac{R_s}{L_q} + s} \quad (3.31)$$

Compensons le pôle $(\frac{R_s}{L_q} + s)$ par $(\frac{K_i}{K_p} + s)$, ce qui se traduit par la condition:

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_q} \quad (3.32)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$FTBO_{cq} = \frac{K_p \cdot G_0}{s \cdot L_q} = \frac{1}{\frac{L_q}{K_p \cdot G_0} \cdot s} \quad (3.33)$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\frac{L_q}{K_p \cdot G_0}$

$$FTBF_{cq} = \frac{1}{\frac{L_q}{K_p \cdot G_0} \cdot s + 1} \quad (3.34)$$

Pour un temps de réponse imposé t_{rep} (5%), nous obtenant la condition suivante:

$$3 \cdot \frac{L_q}{K_p \cdot G_0} = t_{rep} (5\%) \quad (3.35)$$

Et d'après la condition de la compensation : $\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_q}$

$$\Rightarrow K_i = \frac{K_p \cdot R_s}{L_q} = \frac{3 \cdot R_s}{G_0 \cdot t_{rep} (5\%)} \quad (3.36)$$

3.4.3. Régulateur de vitesse :

L'équation mécanique en transformée de LAPLACE est donnée par :

$$J \cdot s \cdot \Omega(s) = C_e(s) - C_r(s) - f \cdot \Omega(s) \quad (3.37)$$

Si on maintient le courant I_d à sa valeur de référence I_{dref} , le couple électromagnétique est donné par la relation suivante :

$$C_e = p(L_d - L_q) \cdot I_{dref} \cdot FTBF_{cq} \cdot I_q \quad (3.38)$$

$$\text{D'où : } \Omega(s) = \frac{p(L_d - L_q).I_{dref}.FTBFcq.I_q}{f + J.s} - \frac{C_r(s)}{f + J.s} \quad (3.39)$$

Sachant que la constante de temps mécanique est beaucoup plus grande que celle électrique alors, la boucle du contrôle du courant peut être considérée comme unitaire[5][10].

$$\Rightarrow C_e = p.(L_d - L_q).I_{dref}.I_q \quad (3.40)$$

En prenant $C_r = 0$ et $p = 1$, la chaîne de régulation de vitesse est représentée par le schéma fonctionnel suivant :

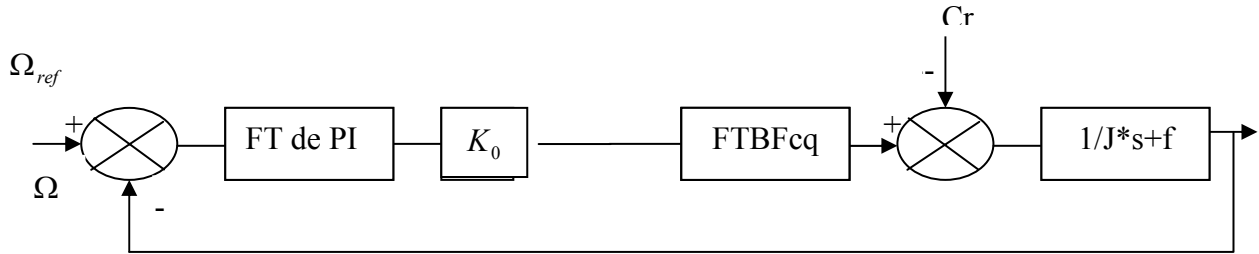


Figure (3.5) : régulation de vitesse.

En boucle ouverte, on a :

$$FTBO\Omega = K_p \cdot \frac{(s + \frac{K_i}{K_p})}{s} \cdot \frac{(L_d - L_q).I_{dref}}{J.s + f} \quad (3.41)$$

Compensons le pôle $(j.s + f)$ par $(s + \frac{K_i}{K_p})$, ce qui se traduit par la condition suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{f}{J} \quad (3.42)$$

Nous obtenons la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO\Omega = \frac{1}{\frac{J}{K_p(L_d - L_q).I_{dref}}.s} \quad (3.43)$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type premier ordre de constante de temps :

$$\frac{J}{K_p(L_d - L_q)I_{dref}}$$

$$FTBF\Omega = \frac{1}{\frac{J}{K_p(L_d - L_q)I_{dref}} \cdot s + 1} \quad (3.44)$$

Pour un temps de réponse imposé t_{rep} (5%), nous obtenons la condition suivante :

$$3 \cdot \frac{J}{K_p(L_d - L_q)I_{dref}} = t_{rep}(5\%)$$

$$\Rightarrow K_p = \frac{3J}{(L_d - L_q)I_{dref} \cdot t_{rep}(5\%)} \quad (3.45)$$

Et d'après la condition de compensation :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{f}{J} \Rightarrow K_i = K_p \cdot \frac{f}{J}$$

$$K_i = \frac{3 \cdot f}{(L_d - L_q)I_{dref} \cdot t_{rep}(5\%)}$$

3.5. Simulation :

Le schéma global de la commande vectorielle de la MRV est représenté par la figure (3.6). Plusieurs testes sont simulés tels que : le fonctionnement à vide, le fonctionnement n charge, le changement de la référence de vitesse,.....etc.

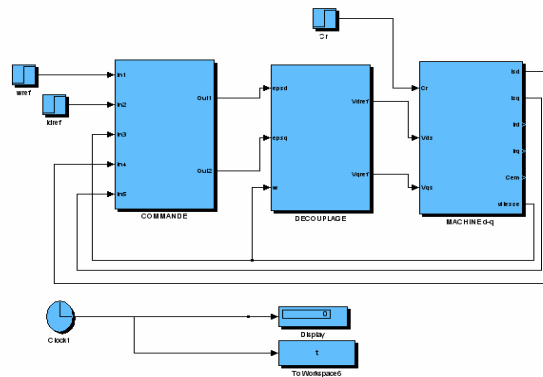


Figure (3.6) : Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle d'une MRV.

3.6. Résultats de simulation :

Les résultats de simulation des figures (3.7) et (3.8) montrent les performances de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide ($C_r=0$) pour une vitesse de référence $w_{ref}=150\text{rad/s}$.

Étant donné que la réponse des courants et des flux montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_d=cst$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de I_q . Lors du démarrage, le couple électromagnétique atteint le maximum (4.7Nm) et se stabilise à une valeur nulle. La vitesse est obtenue sans dépassement avec un temps de réponse assez court car la machine est à vide et que l'inertie est faible.

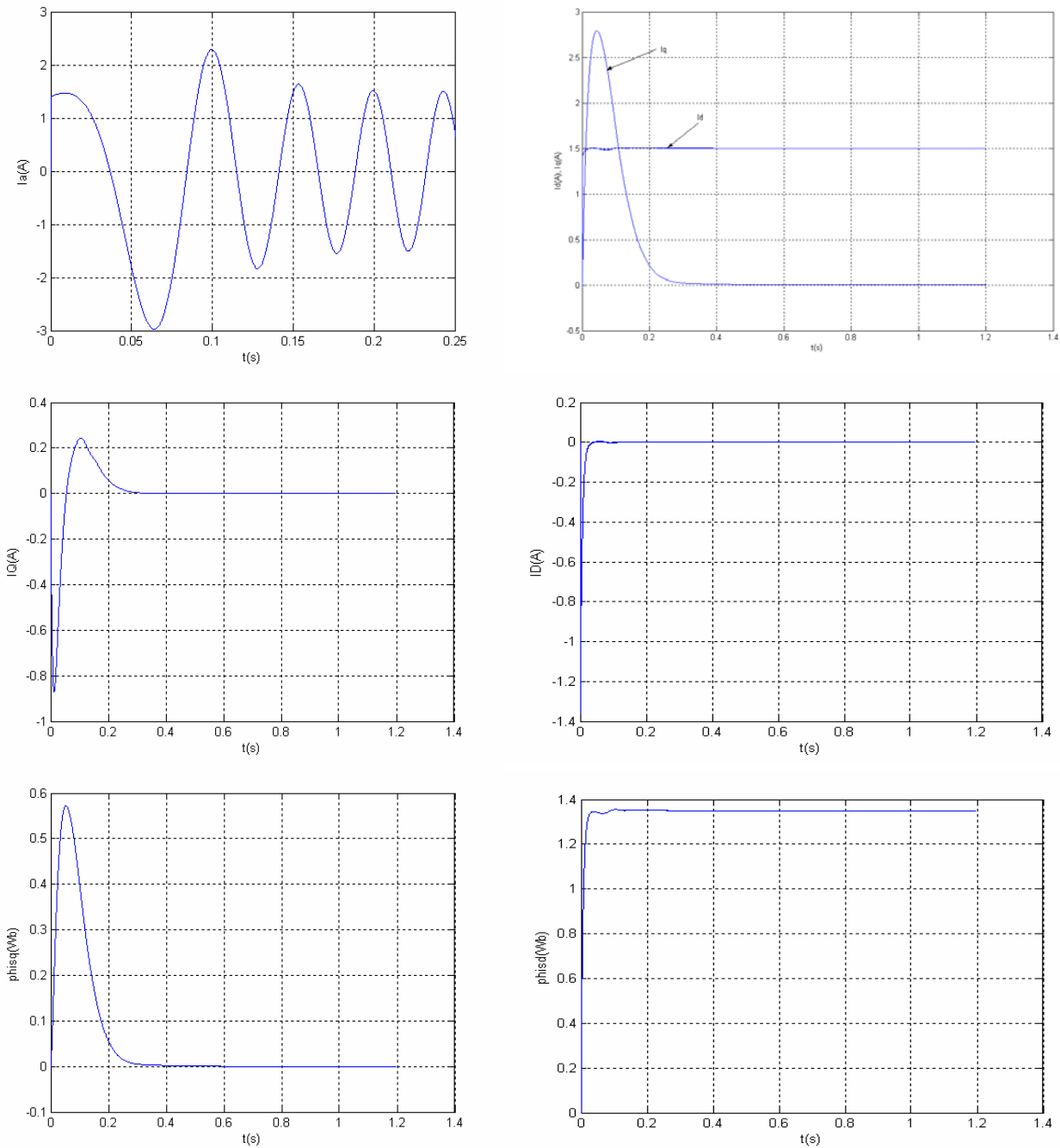


Figure (3.7): Caractéristiques à vide d'une MRV

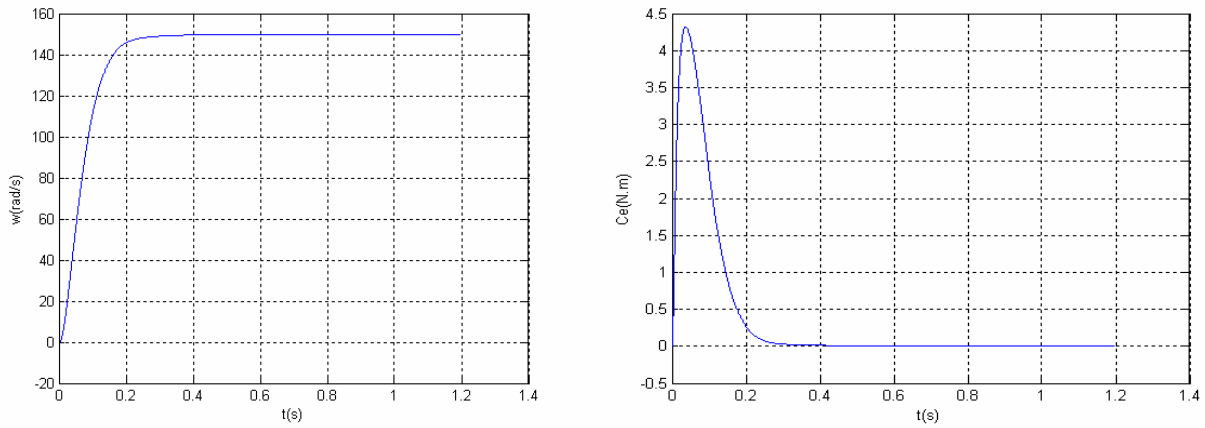


Figure (3.8): Caractéristiques à vide d'une MRV

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence 150rad/s, puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=1.5\text{Nm}$) appliqué à l'instant $t=0.6\text{s}$. Les résultats des figures (3.9) et (3.10) montrent que lors de l'échelon de charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint sa valeur de référence dans un temps très court.

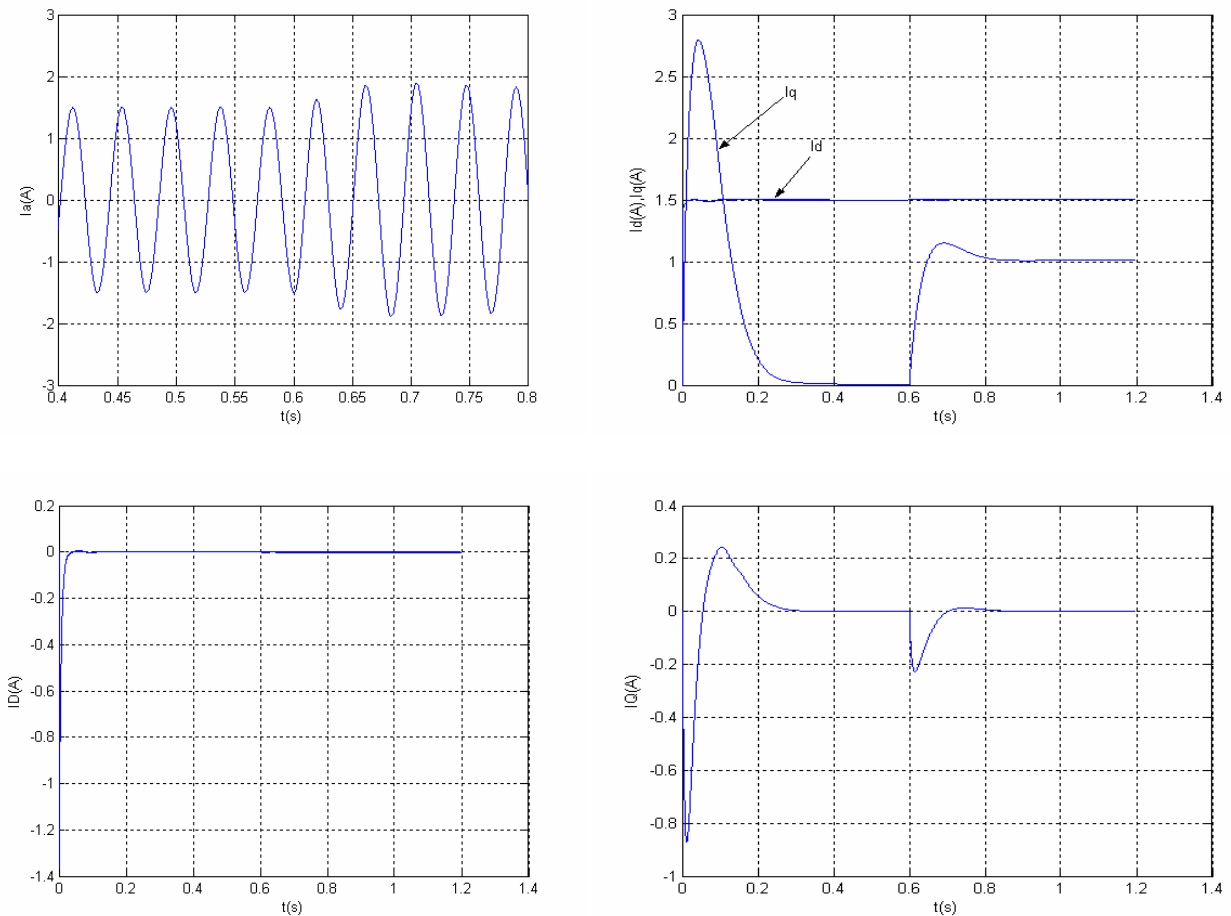


Figure (3.9): Réponse de la MRV à un échelon de couple ($C_r=1.5\text{Nm}$ à $t=0.6\text{s}$).

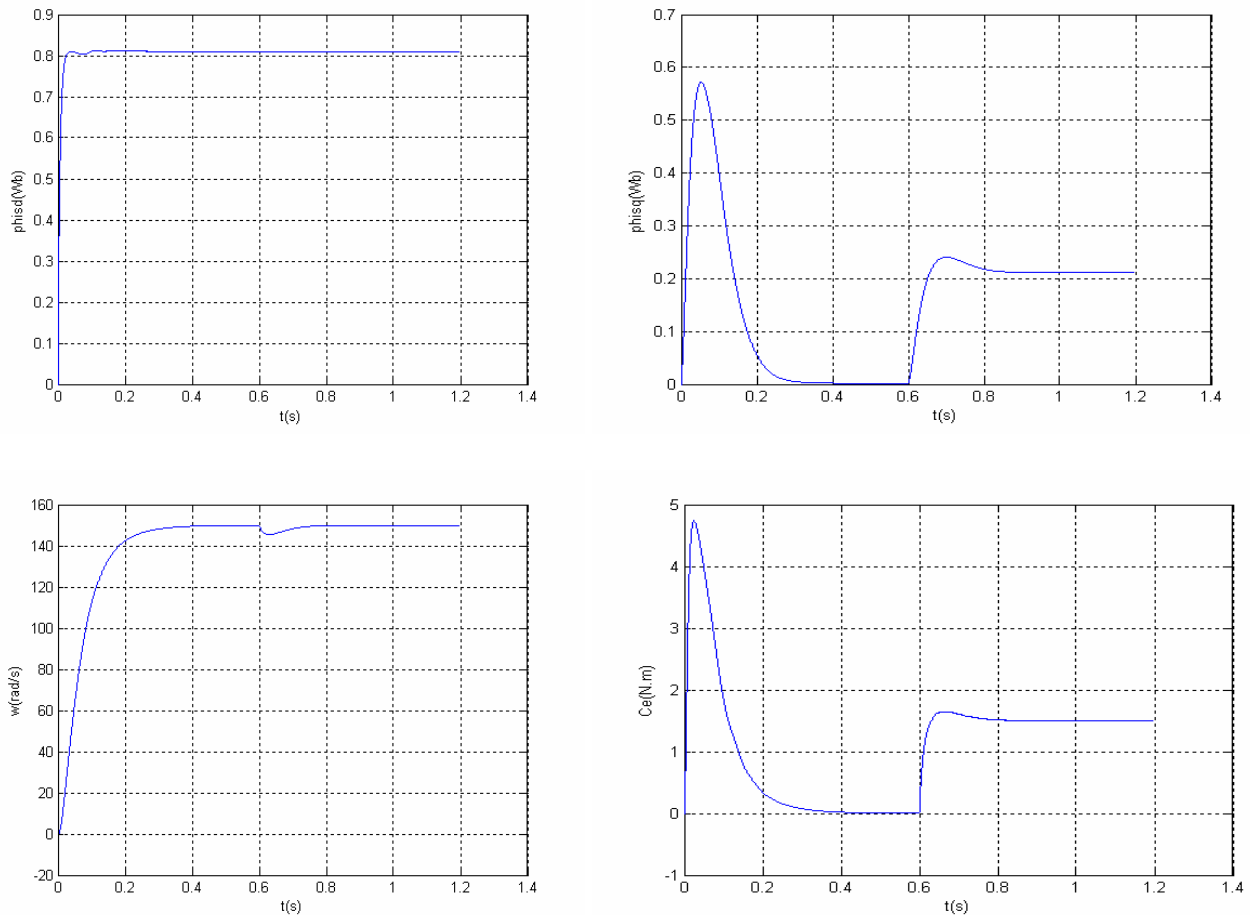


Figure (3.10): Réponse de la MRV à un échelon de couple ($C_r=1.5\text{Nm}$ à $t=0.6\text{s}$).

- En inversant le sens de rotation $w_{ref}=-150\text{rad/s}$, la figure (3.11) montre que le couple prend la valeur (-8Nm) puis il remonte à la valeur du couple résistant.

Un changement instantané est observé sur les courants et la vitesse sans dépassement ni erreur statique. Le courant de phase répond rapidement avec un léger dépassement.

- Ensuite on considère un changement de référence de la vitesse ($150,200\text{rad/s}$) le système répond rapidement sans influence sur les performances de la machine.

- Nous avons également étudié l'influence de la variation du moment d'inertie de la machine sur les performances de la régulation. L'augmentation de J cause de légers dépassements au niveau de la vitesse et au niveau du couple, et nous constatons que la régulation est robuste vis-à-vis de la variation du moment d'inertie.

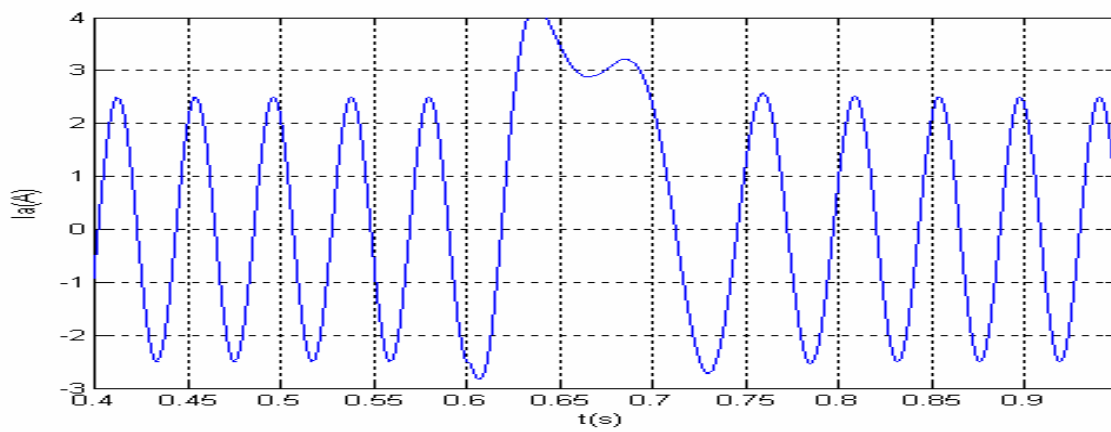
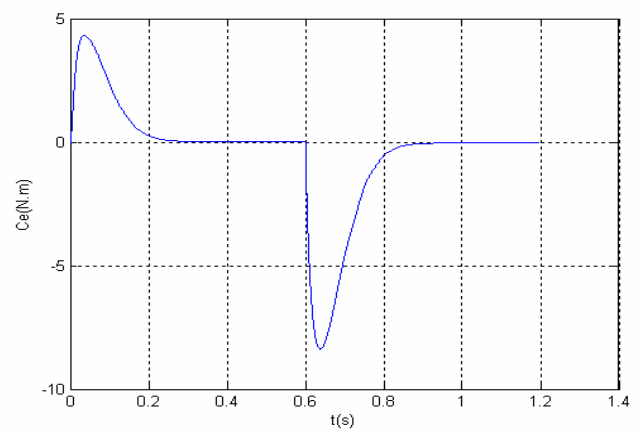
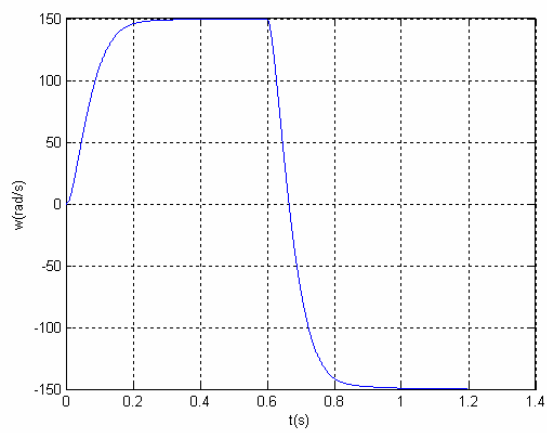
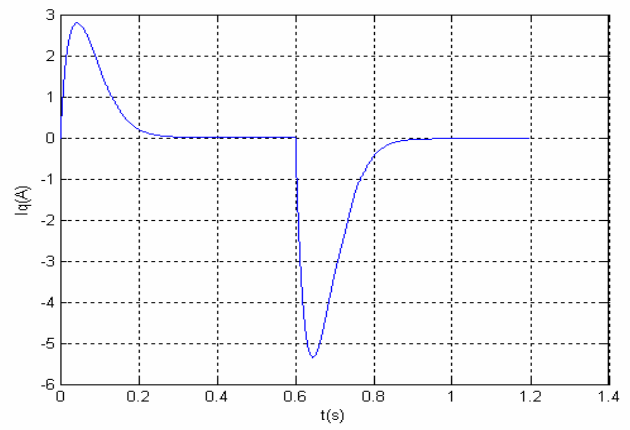
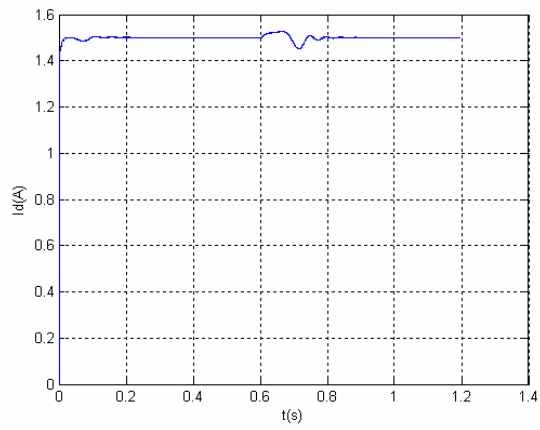


Figure (3.11): Réponse de la MRV à l'inversion de la vitesse (à $t=0.6s$)

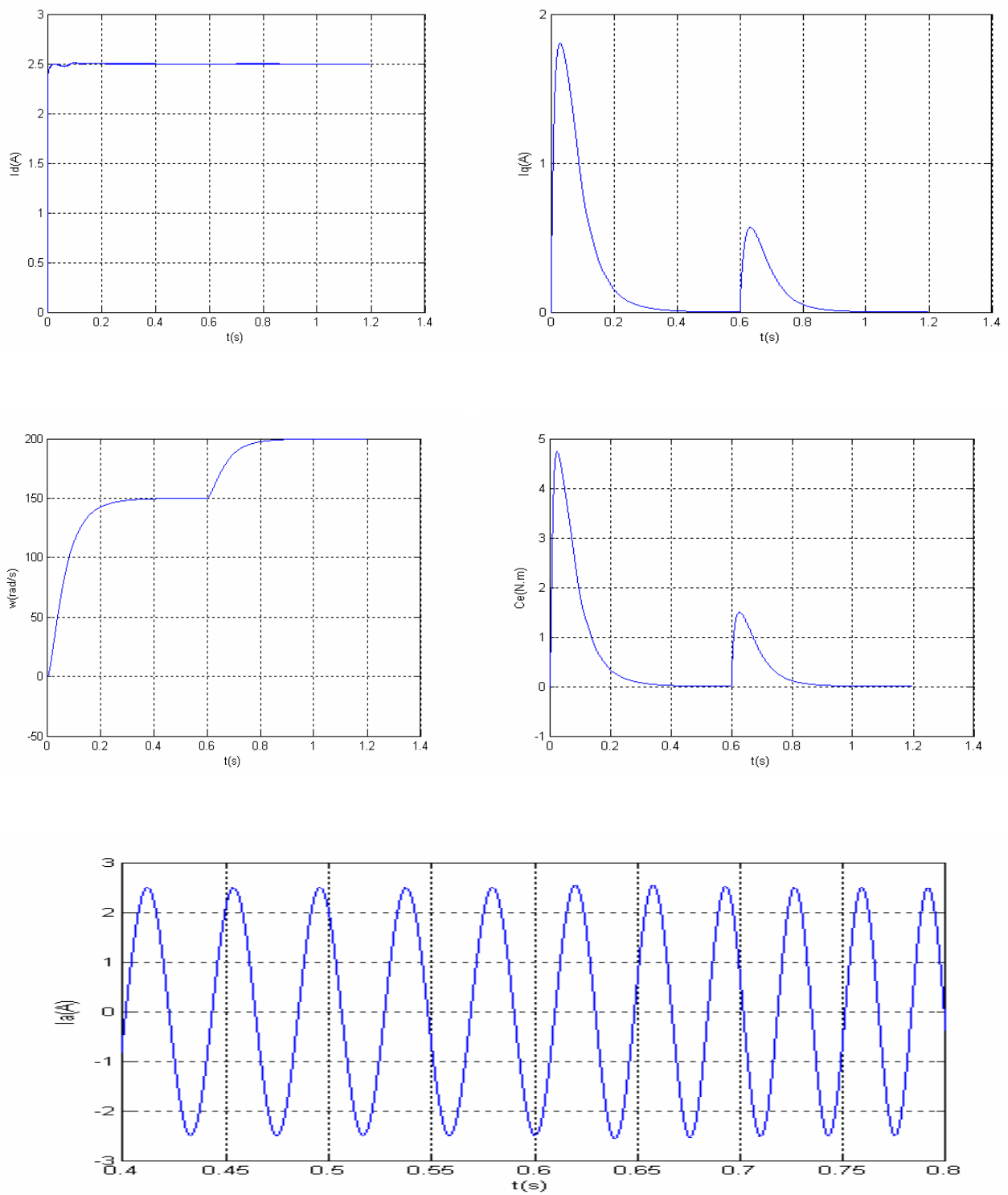


Figure (3.12): Réponse de la MRV à un changement de la vitesse de référence (à $t=0.6$ s de 150 rad/s à 200 rad/s).

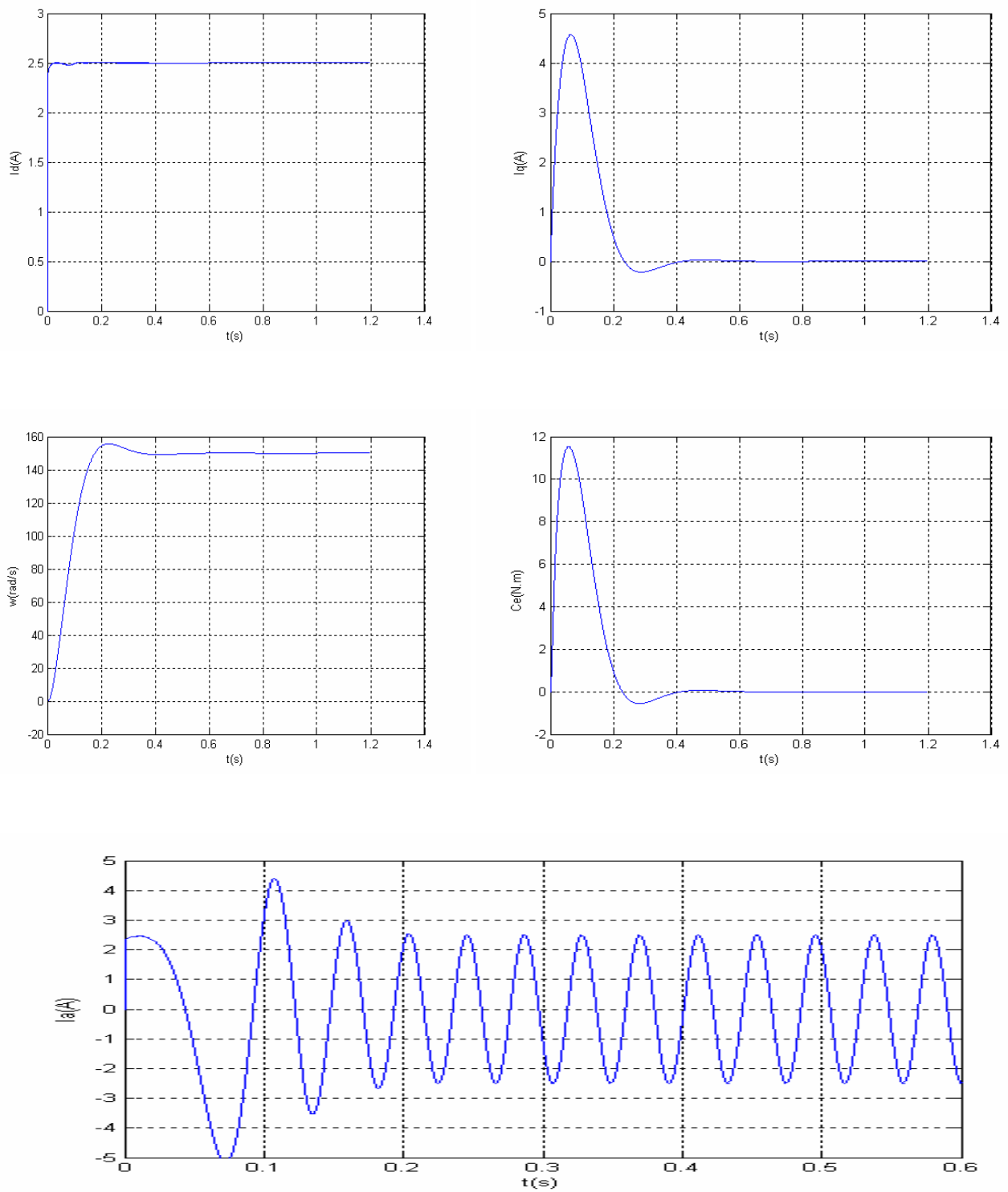


Figure (3.13): Réponse de la MRV à un changement du moment d'inertie ($J=3*J_n$).

3.6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe de la commande vectorielle d'une MRV. Ce contrôle vectorielle avec régulation des courants et de la vitesse est théoriquement découplé de manière parfaite et le fonctionnement de ce variateur est proche de celui de la machine à courant continu. D'après les résultats obtenus, les réponses sont rapides et stables, même si l'on note quelques dépassements observés. Les résultats obtenus montre le bon choix des régulateurs.

Le changement des paramètres de la machine en particulier le moment d'inertie provoque un léger dépassement mais un temps assez élevé au démarrage. Le chapitre quatre exposera le contrôle indirect du couple de la MRV.

Chapitre quatre :
Contrôle indirecte du couple d'une MRV

4.1 Introduction :

Afin de contrôler le couple d'une MRV, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant, ceci en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard par rapport à la f.e.m, soit ses composantes suivant l'axe directe et l'axe en quadrature.[17]

Il existe deux méthodes classiques distinctes pour contrôler le vecteur courant :

- L'une exige la connaissance du modèle du courant de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phases par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur à M.L.I.
- L'autre 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 références, c'est la méthode de contrôle par régulateurs d'hystérésis. [9]

4.2 Contrôle des courants par hystérésis :

Le principe de la méthode de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations des courants dans chaque phase du moteur sont limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références des courants ; la sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur de manière à imposer une commutation des interrupteurs lorsque le courant s'écarte de la valeur d'hystérésis de sa référence. Les références de courant sont rectangulaires dans le cas des moteurs à f.e.m trapézoïdale ; elles sont de références sinusoïdales dans le cas des moteurs à f.e.m sinusoïdales. [17][9]

4.2.1 Alimentation avec des références de courant sinusoïdales :

Dans ce cas, chaque courant de phase est comparé à sa référence sinusoïdale à l'aide d'un comparateur à hystérésis dont la sortie est liée aux circuits de commande des interrupteurs figure (4.1) ; les ondulations du courant sont fixées par la valeur de la bande d'hystérésis.

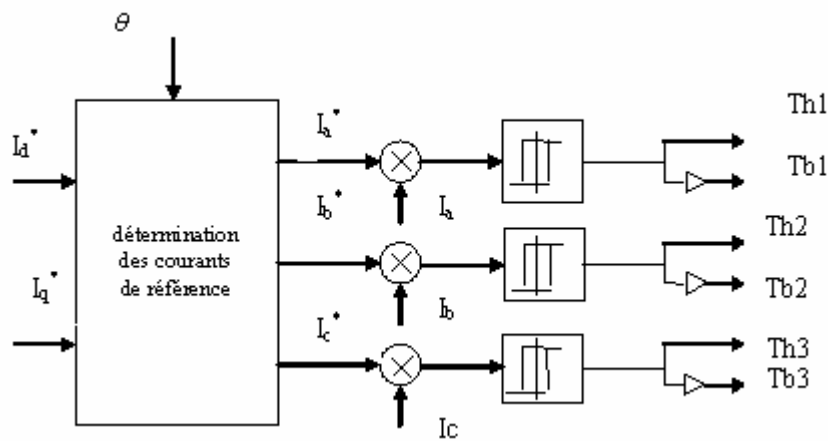


Figure (4.1) : Contrôle des courants sinusoïdaux par hystérésis.

3.2.2 Stratégie de commande des courants par hystérésis :

On décrira la stratégie de commande d'une phase comme suit :

- 1 Si le courant de phase I_a dépasse la bande supérieure ($I_{aréf} + \Delta I$) l'interrupteur du haut est ouvert donc $S_1 = -1$, dans ce cas le courant dans la machine ne peut pas s'annuler et la diode de roue libre D_1 se met en conduction, tandis que l'interrupteur de bas commence à conduire le courant de phase d'où $S_1' = 1$, cela implique que la tension de la phase A commute de $U/2$ à $-U/2$.
- 2 Si le courant I_a dépasse la bande inférieure ($I_{aréf} - \Delta I$), la commande s'inverse en suivant le même principe et de cette façon la tension de la phase A est commutée de $-U/2$ à $U/2$.

Les ondulations du courant sont limitées par la valeur de la bande d'hystérésis. [9]

4.2.3 Description du système global de la commande par hystérésis :

La figure (4.2) présente le schéma global de la régulation de vitesse d'une MRV alimentée par un onduleur de tension muni de trois régulateurs de courant indépendant à hystérésis et autopilotée par un capteur de position. Ce capteur permet de donner les séquences de fonctionnement de l'onduleur.

La commande des interrupteurs est déterminée à partir de la comparaison entre les courants réels et les courants de références, de manière à maintenir les courants des phases du moteur dans une fourchette ($\pm \Delta I$) entourant les références de courant. Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui impose la référence de courant I_q . La référence du courant I_d est maintenue égale à 2.5 [17]

A partir de ces courants de références, en passant par la transformation de Park on obtiendra les courants de références sinusoïdales :

$$\begin{cases} I_{aref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [I_{dref} \cdot \cos \theta - I_{qref} \cdot \sin \theta] \\ I_{bref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[I_{dref} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - I_{qref} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ I_{cref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[I_{dref} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - I_{qref} \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (4.1)$$

Les courants réels seront donnés par les équations suivantes en utilisant la transformée de Park modifiée :

$$\begin{cases} I_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [I_d \cdot \cos \theta - I_q \cdot \sin \theta] \\ I_b = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[I_d \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - I_q \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ I_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[I_d \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - I_q \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (4.2)$$

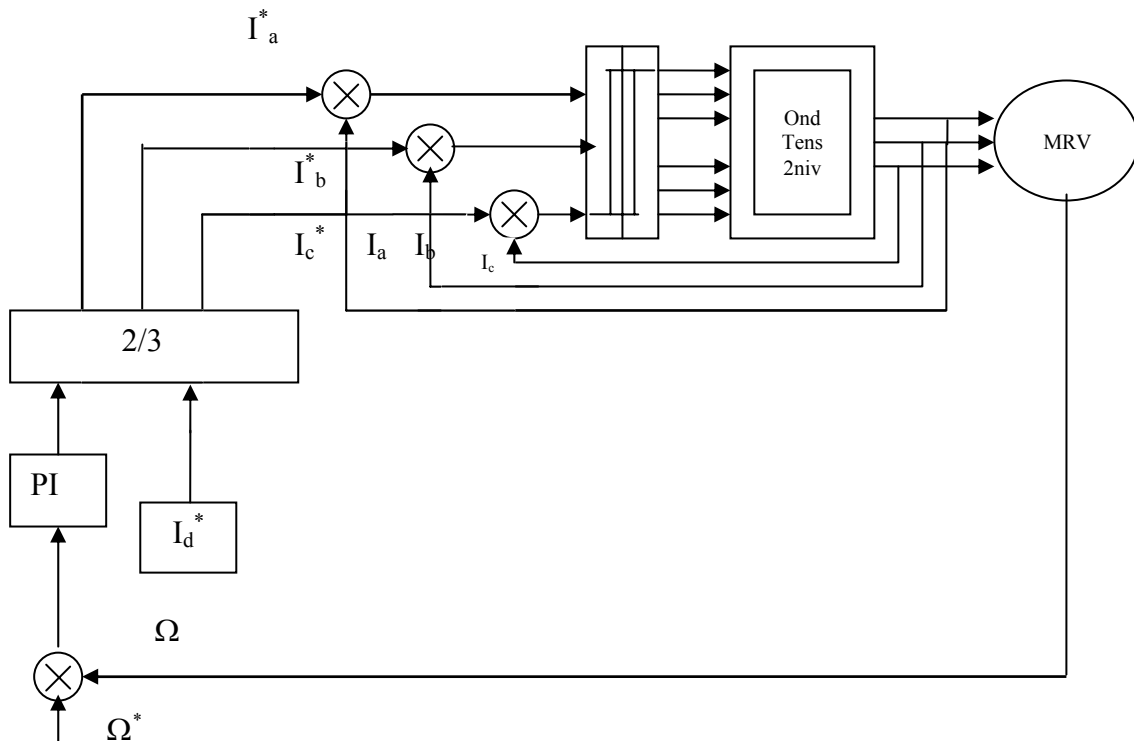


Figure (4.2): Schéma global de la commande par hystérésis.

La figure (4.3) représente l'évolution de la vitesse, du couple, du courant et de la tension de phase quand on applique au moteur une vitesse de référence de 150 rad/s.

Durant le démarrage, on constate que le système répond rapidement avec une stabilité satisfaisante.

Le courant de phase varie autour de sa référence en restant dans une fourchette $\pm \Delta I$. Par contre la fréquence de commutation des interrupteurs n'est pas fixe.

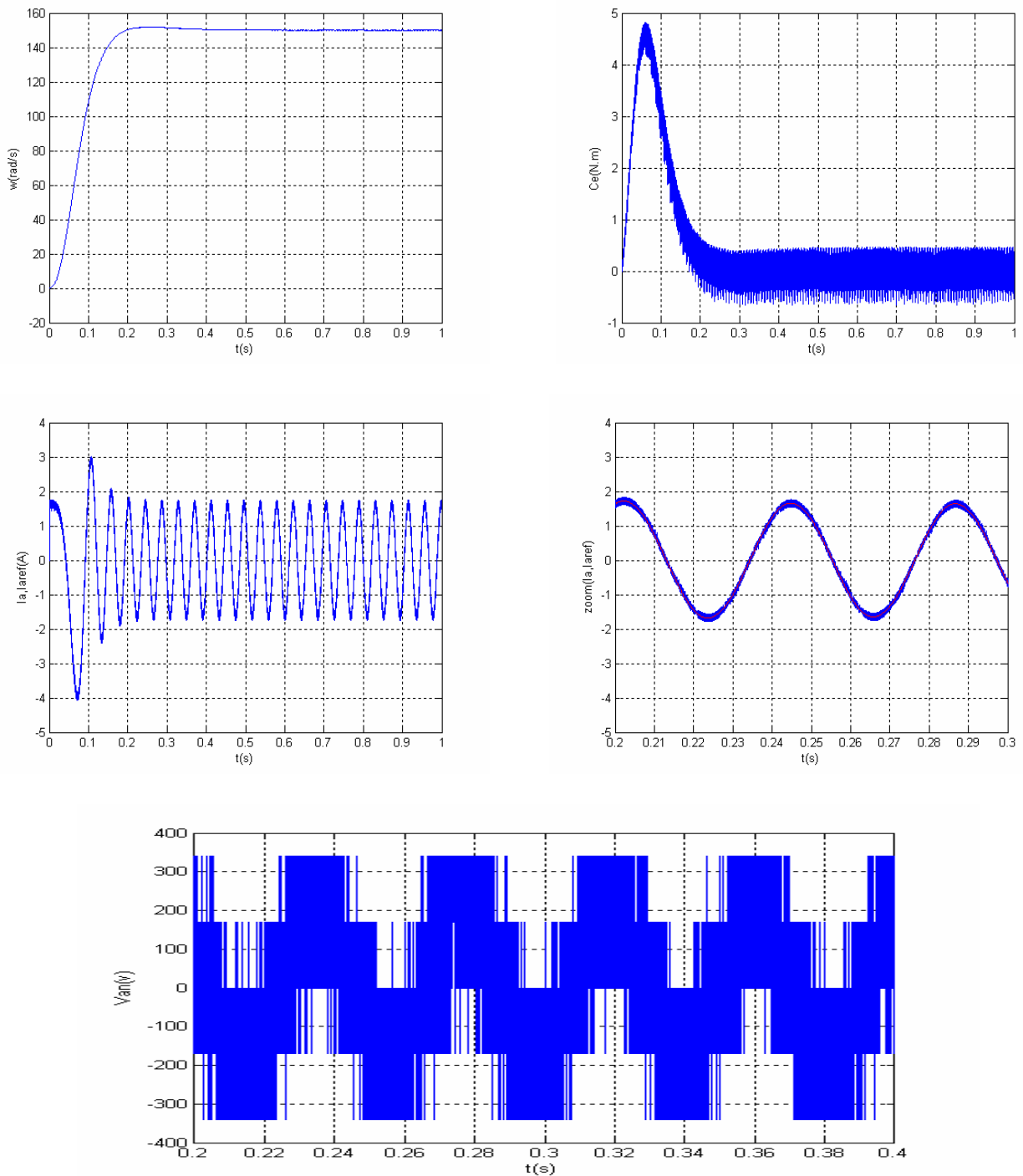
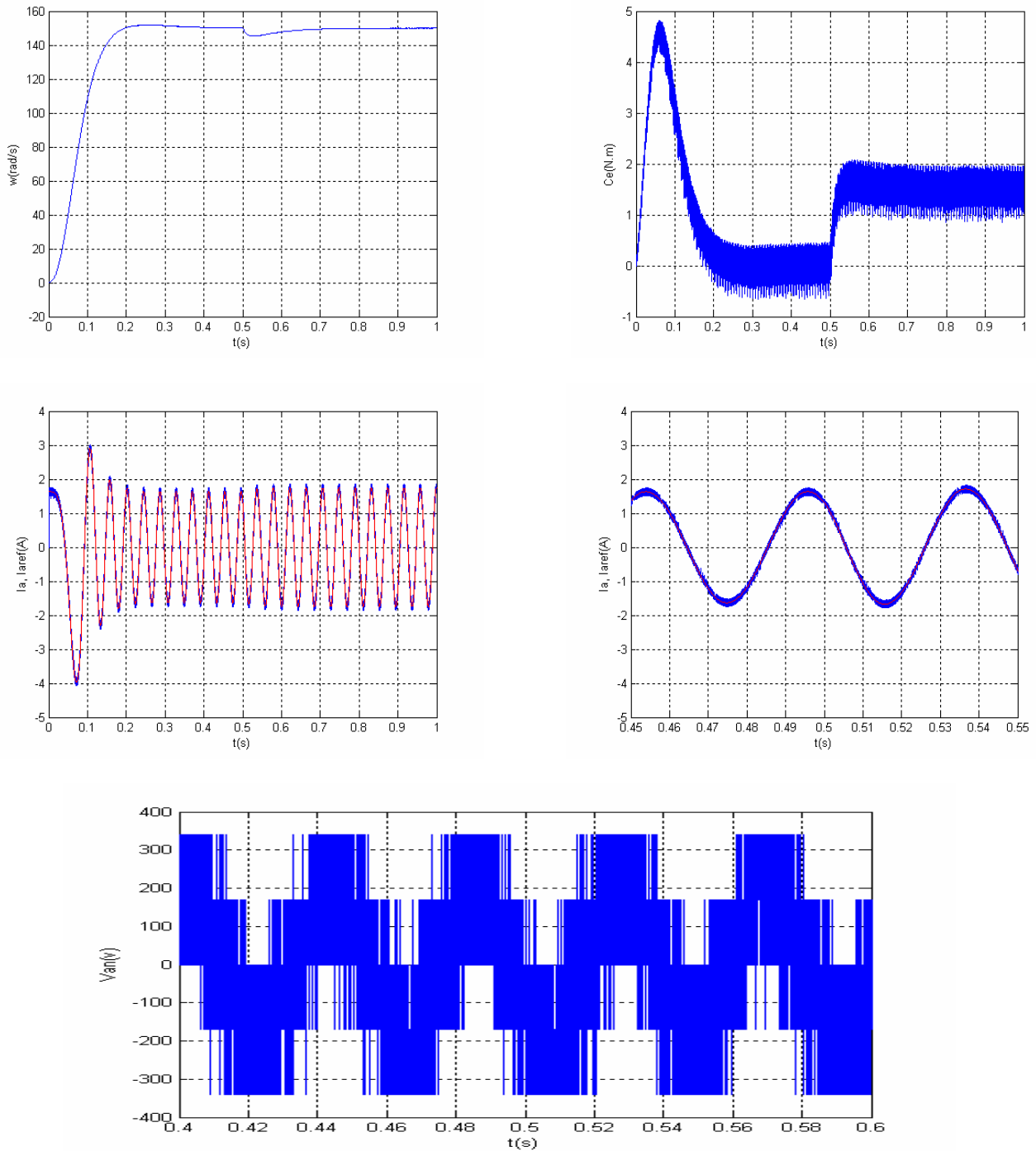


Figure (4.3): Démarrage à vide.

D'après la figure (4.4), à $t=0.5s$ on augmente le couple résistant de 1 à 1.5 Nm, on remarque que le système répond rapidement à ce changement que ce soit au niveau de la vitesse qu'au niveau du couple, le courant suit instantanément ce changement.



Figure(4.4): Changement brusque du couple résistant (de 0 à 1.5 N.m)

A un instant donné, on fait inverser le sens de rotation de la machine. Un changement instantané est observé sur la vitesse, le couple prend la valeur minimale -8.5 Nm puis il remonte à la valeur du couple résistant 0 Nm . Le courant de phase subit une légère perturbation, puis il atteint son régime permanent voir la figure (4.5).

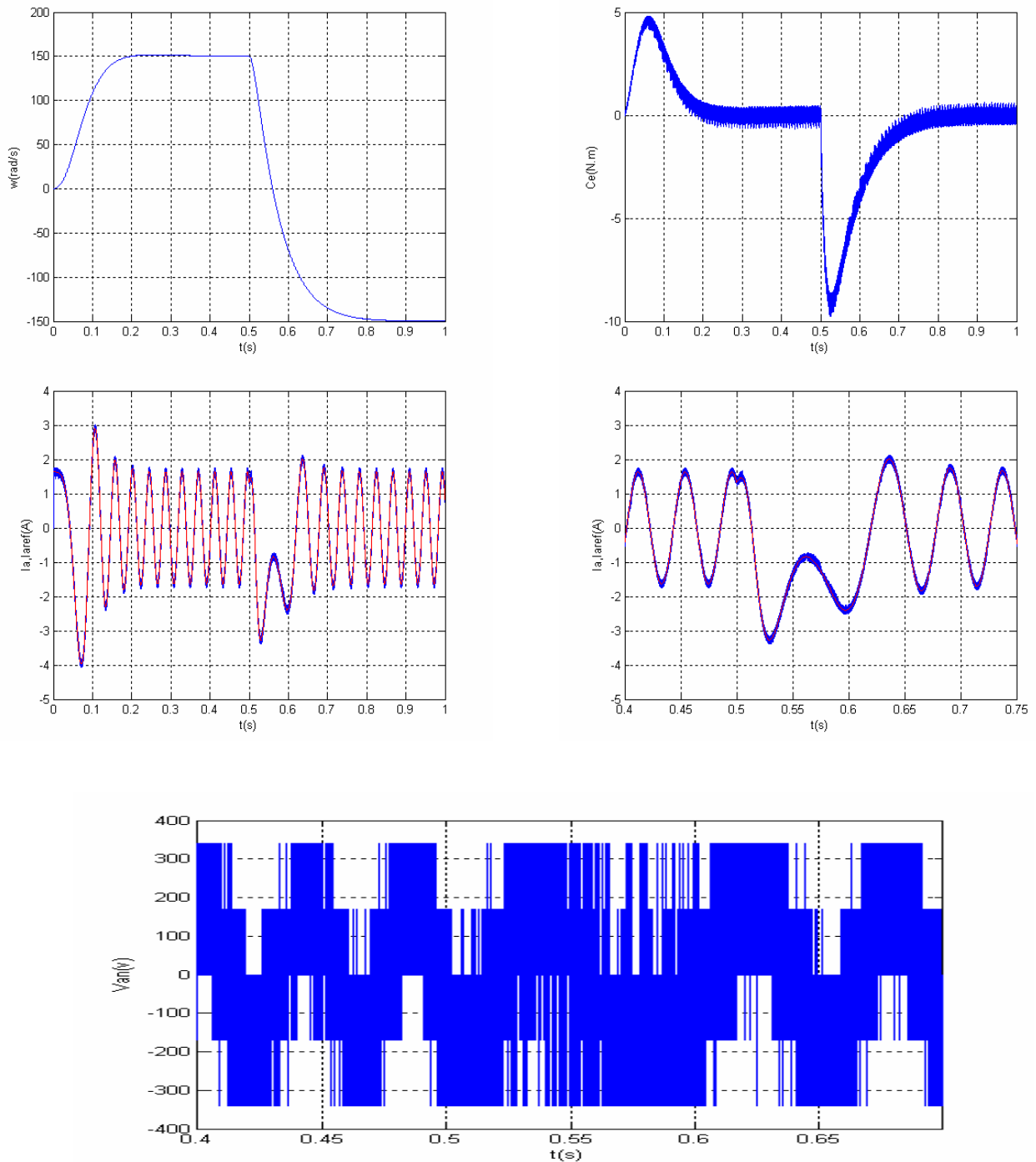
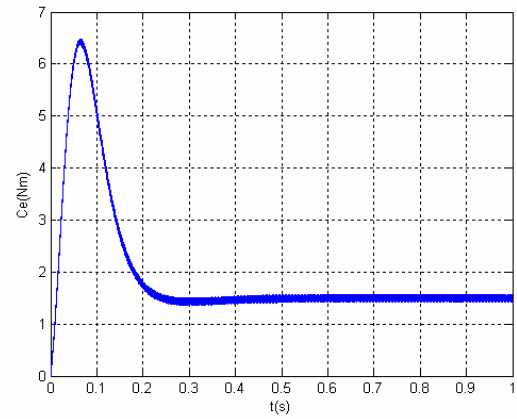
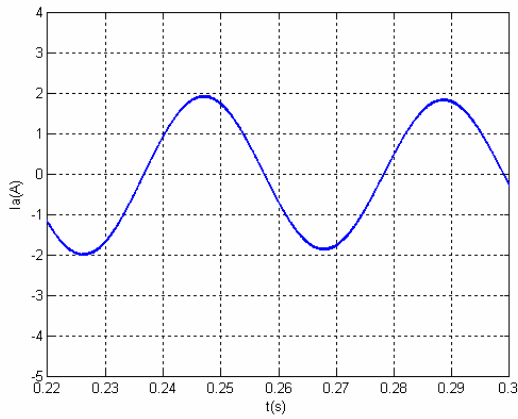
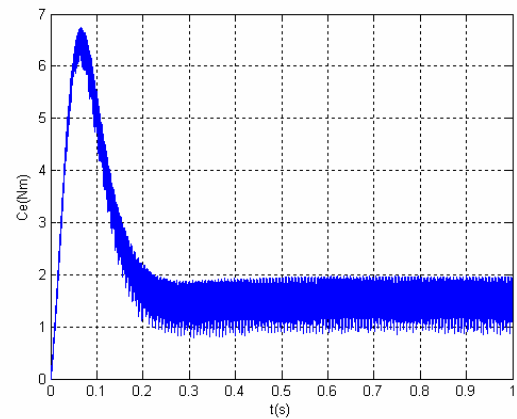
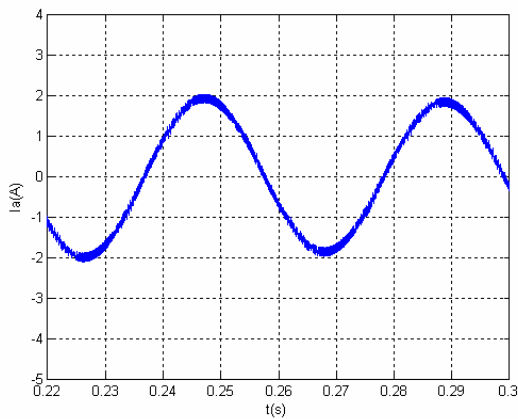


Figure (4.5) : inversion de vitesse (de 150 rad/s à -150 rad/s).

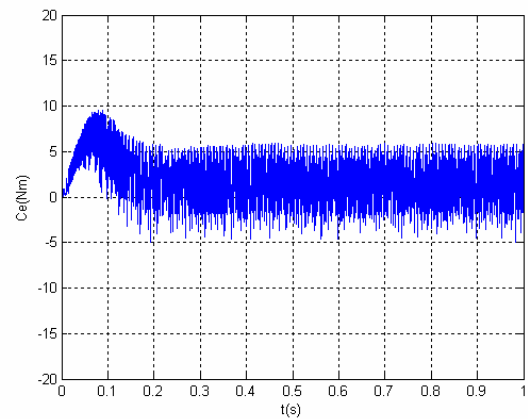
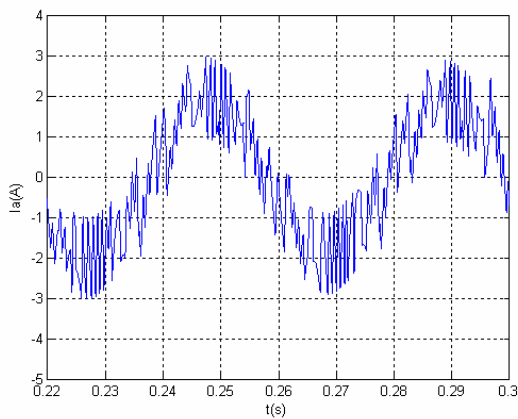
La figure (4.6) représente l'influence de la largeur de la bande d'hystérésis sur l'allure du courant et du couple. On constate que la réduction des oscillations du courant par conséquent les ondulations du couple sont obtenues par la réduction de la largeur de la bande d'hystérésis. Il est clair que contrairement à la pulsation du couple la fréquence de commutation augmente quand la largeur de la bande d'hystérésis diminue



$\Delta I = 0.01$



$\Delta I = 0.1$



$\Delta I = 1$

Figure (4.6): Effet d la bande d'hystérésis.

4.3 Contrôle des courants par M.L.I :

La méthode de contrôle des courants par modulation de la largeur d'impulsion à partir d'une source de tension continue consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière à ce que le fondamentale de la tension soit le plus proche de la référence de tension sinusoïdale.

La figure (4.7) illustre le principe de la commande en M.L.I. Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection de la tension de référence appelée « modulatrice » avec un signal triangulaire de haute fréquence appelé « porteuse ». Dans le cas de la M.L.I triphasée le principe de modulation est le suivant :

- La porteuse est commune pour les trois phases.
- La modulatrice est propre à chaque phase. [17][9]

Il existe plusieurs méthodes de modulation, qui sont déjà citées dans le deuxième chapitre. Dans le présent travail, on utilisera la M.L.I naturelle.

4.3.1 M.L.I à échantillonnage naturel :

C'est la technique la plus utilisée et la plus simple, appelée aussi « triangulo-sinusoïdale », consiste à comparer le signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdal (modulatrice). L'intersection de ces deux signaux définit les instants de commutation des interrupteurs. L'amplitude du fondamentale de l'onde M.L.I est déterminée par le rapport des amplitudes de la porteuse et de la modulatrice. [9]

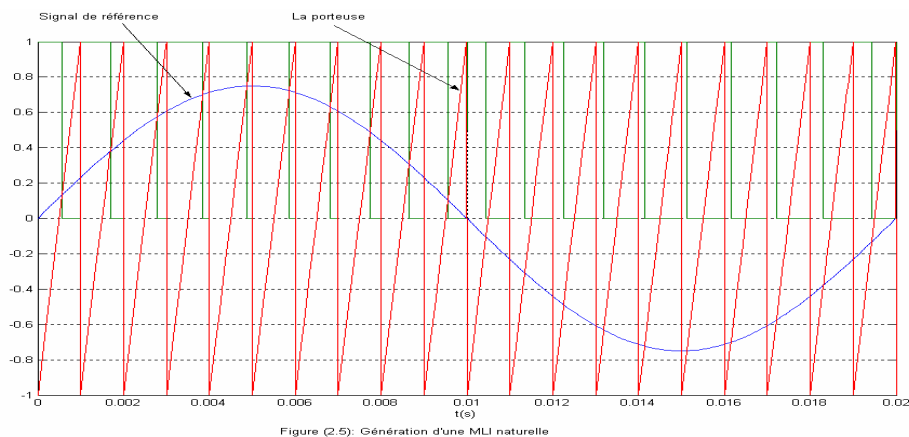


Figure (4.7) : M.L.I. à échantillonnage naturelle.

Cette méthode présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, cela rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques.

4.3.2 Principe de la M.L.I naturelle :

Dans la méthode M.L.I naturelle, la modulatrice qui représente la tension de référence est sinusoïdale, les instants d'impulsions de commande t_1 et t_2 sont déterminés par l'intersection de celle-ci avec la porteuse. De la figure (4.8) on peut déduire : [9]

- 1 Cas ou la pente est négative :

$$y(t) = -4 * A_p * \frac{t}{T} + A_p, \quad t \in [0, T/2] \quad (4.3)$$

- 2 Cas ou la pente est positive :

$$y(t) = 4 * A_p * \frac{t}{T} - 3 * A_p, \quad t \in [T/2, T] \quad (4.4)$$

La largeur d'impulsion est donnée par :

$$\tau(t) = \frac{T}{4 * A_p} * [V(t_1) + V(t_2)] + T/2 \quad (4.5)$$

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension de référence aux instants d'échantillonnage t_1 et t_2 .

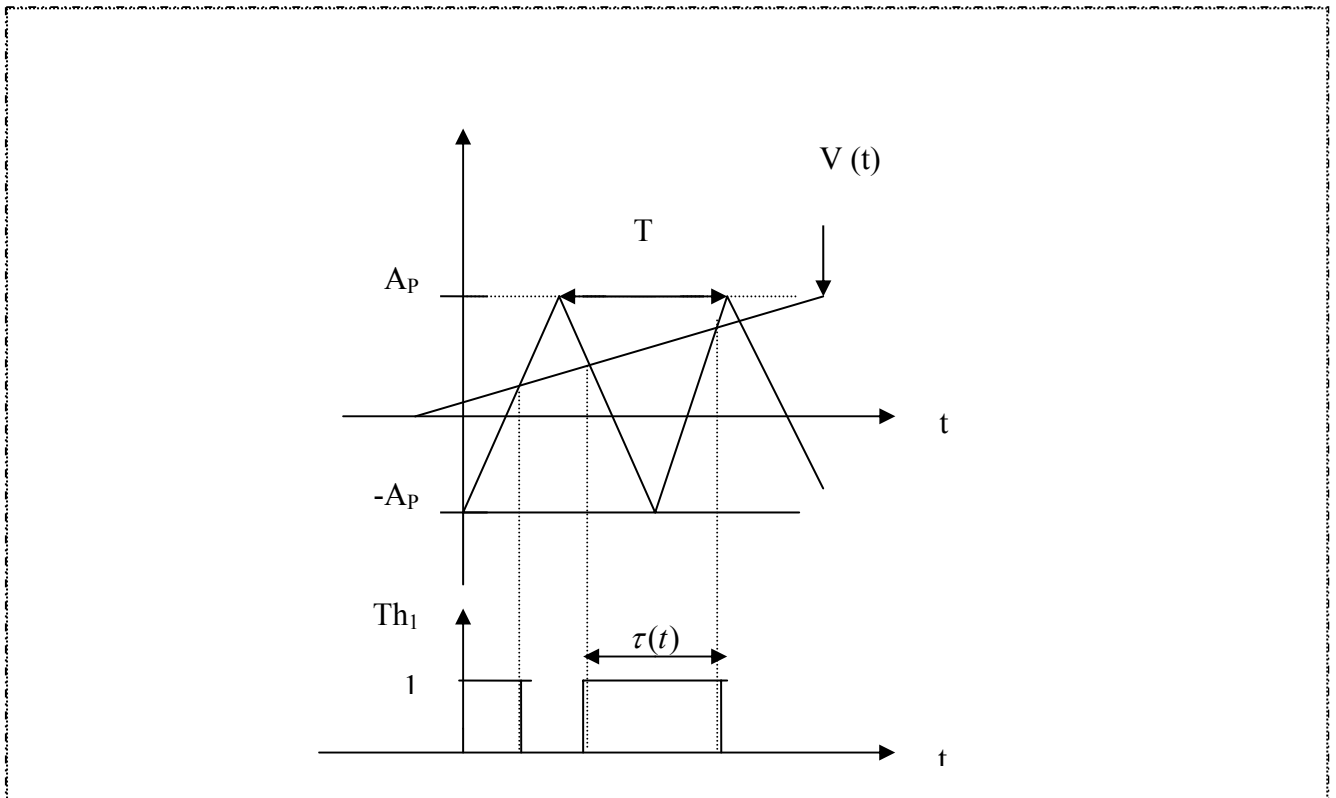


Figure (4.8): Principe de la M.L.I naturelle.

En fin on peut donner le schéma bloc représentant le système global de la commande M.L.I par la figure (4.9).

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence de courant I_q ; le courant I_d est imposé égale à 2.5A. Les courants I_d et I_q sont obtenus à partir des courants réels et de la position du rotor en utilisant la transformation de Park.

Après comparaison des courants réels avec les courants de référence, un régulateur PI permet de déterminer les références de tensions V_d^* et V_q^* et par la transformation de Park, on obtient les valeurs des références de tension V_a^* , V_b^* , et V_c^* qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à M.L.I.

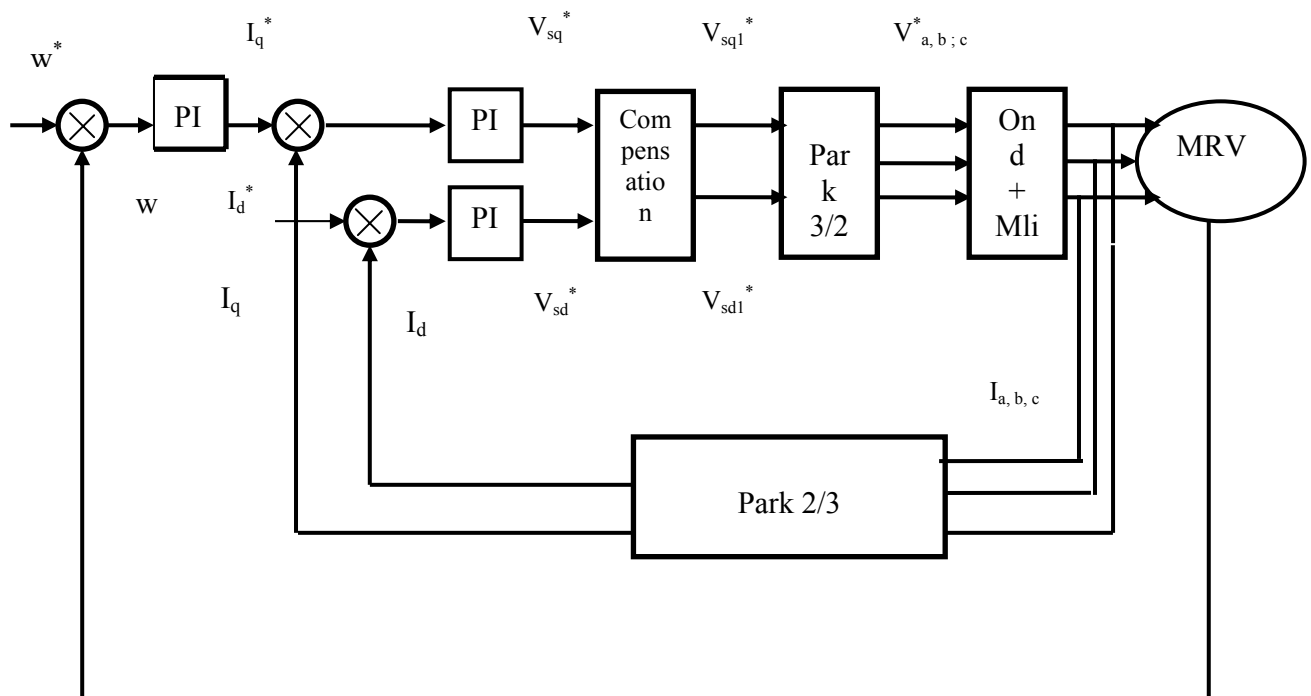


Figure (4.9) : Schéma bloc représentant le système global de la commande M.L.I.

Les performances de la commande M.L.I. ont été testées dans les cas suivants :

- Réponse à un échelon de vitesse (démarrage à vide).
- Inversion de vitesse.
- Réponse à un échelon de couple (perturbation de charge).

La figure (4.10), montre la réponse de la vitesse à un échelon de vitesse de 150 rad/s. Le démarrage est effectué à couple maximal (6.5 Nm) et se stabilise à la valeur du couple résistant (1.5Nm). Le courant

de phase présente bien une allure sinusoïdale, ce qui est justifié par la fréquence élevée de hachage de la M.L.I.

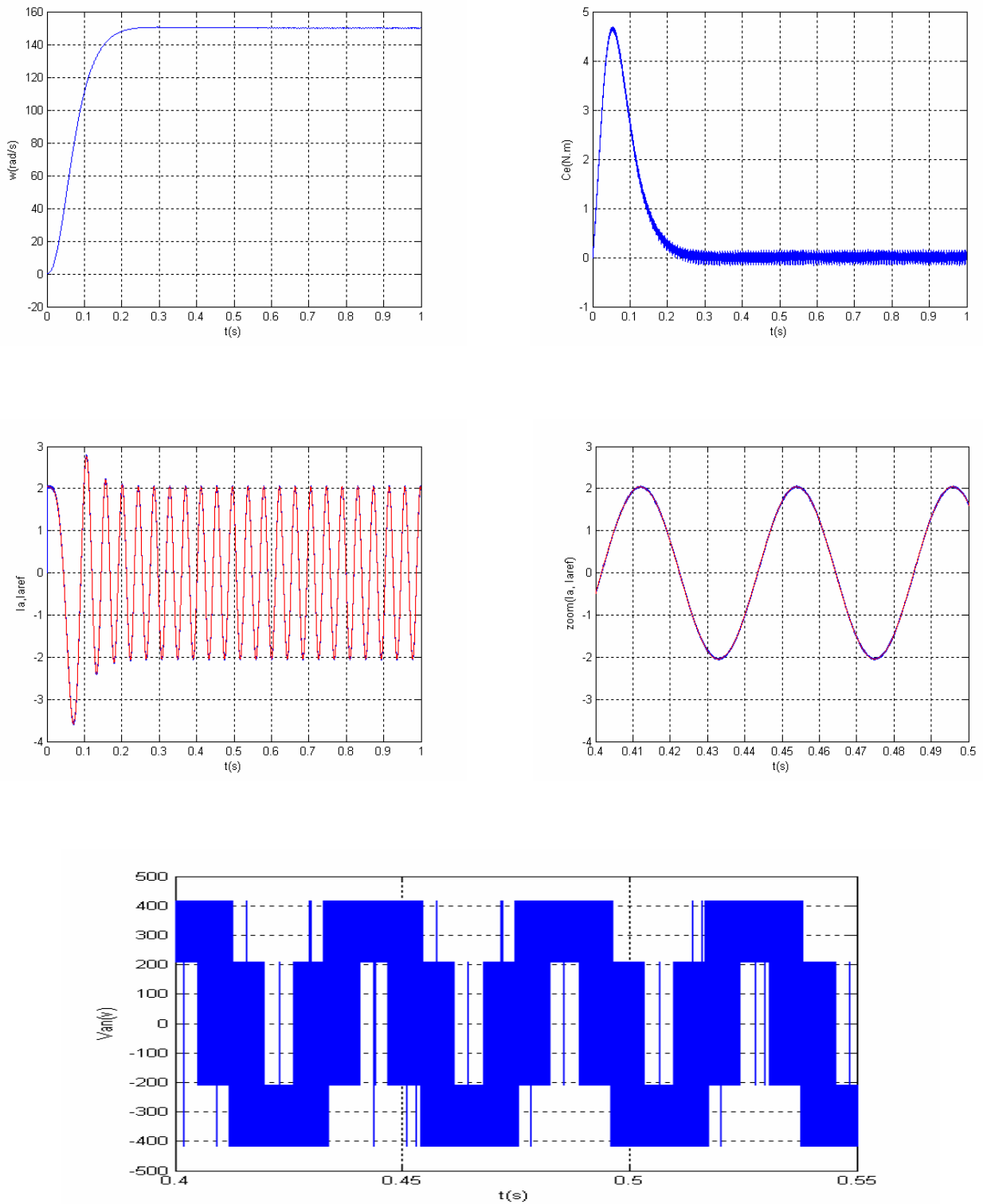


Figure (4.10) : Démarrage à vide.

Lors d'une perturbation du couple figure (4.11), le système répond rapidement avec une stabilité satisfaisante.

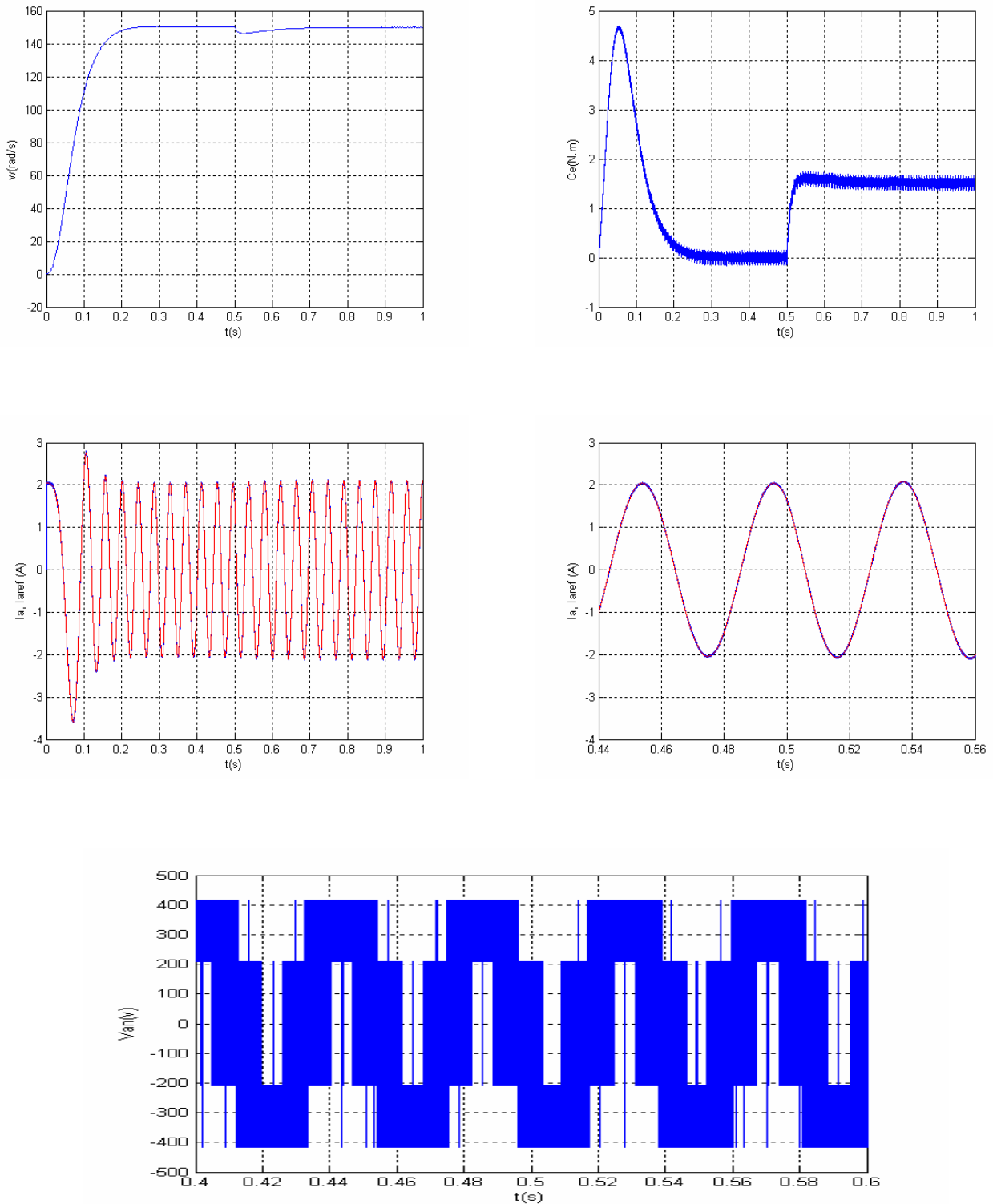


Figure (4.11) : Changement du couple résistant (de 0 à 1.5 N.m).

La figure (4.11) représente la réponse du système lors d'une inversion de vitesse, on constate que le système répond rapidement et sans dépassement au niveau de la vitesse et avec une légère perturbation au niveau du couple qui atteint une valeur minimale de (-9 Nm) et il remonte à la valeur du couple résistant. Le courant de phase répond rapidement avec une légère perturbation.

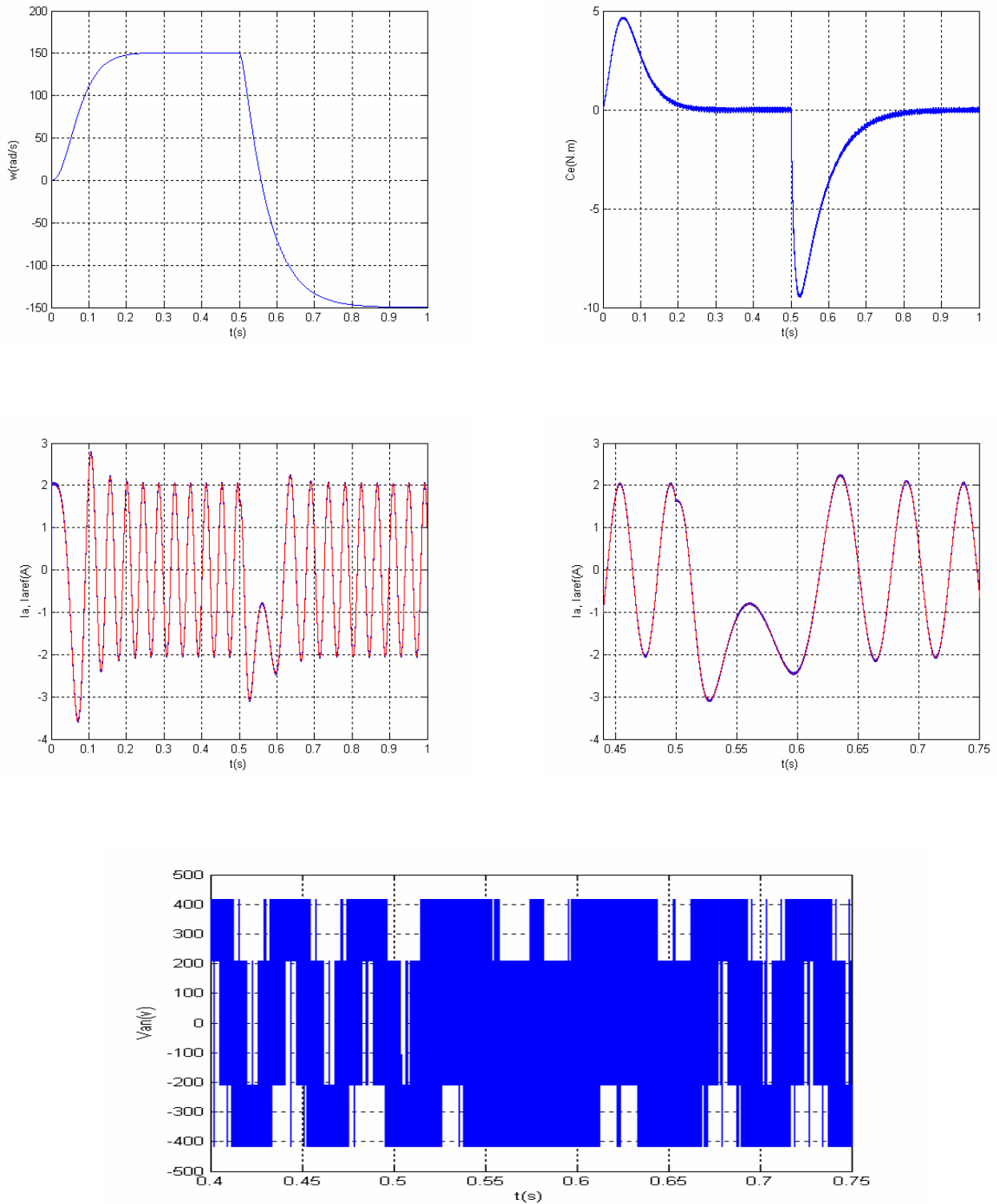


Figure (4.12) : Inversion de vitesse (de 150rad/s à -150rad/s).

3.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de deux méthodes de la commande indirecte du couple en utilisant le principe de la commande vectorielle.

Dans le cas du control des courants par hystérésis, Les résultats obtenus montrent l'efficacité et la précision de cette stratégie de commande. La pulsation du couple est une fonction de la largeur de la bande d'hystérésis ce qui simplifie la réduction de ces pulsation. Par contre, elle présente un inconvénient qui est la fréquence de commutation des interrupteurs qui n'est pas fixe.

Dans le cas du control des courants par M.L.I., on a eu d bonnes performances.

Quand à la mise en œuvre de ces deux méthodes de contrôle, on peut faire le constat suivant :

La méthode de contrôle par hystérésis est facile à maître en œuvre, robuste et qui ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine. Par contre la méthode de contrôle par M.L.I. nécessite la connaissance des paramètres de la machine.

Dans le prochain chapitre, on va introduire une méthode de contrôle du couple sans passer par le contrôle des courants.

Chapitre cinq :

Contrôle directe du couple d'une MRV

5.1 Introduction:

Le contrôle vectoriel des machines à courant alternatif a été développé pour supprimer le découplage interne de la machine, provoquant des variations de flux liées à celle du couple. Beaucoup de travaux ont été effectués sur le contrôle vectoriel et de nombreux variateurs avec cette commande sont réalisés.

Cependant, bien qu'il donne des performances élevées aux machines électriques, le contrôle vectoriel présente un certain nombre d'inconvénients:

- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celle de la constante de temps rotorique.
- Augmentation du temps de réponse en couple, causée par la nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur des retards, surtout à basses fréquences.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande (le coût prohibitif, fragilité des capteurs de vitesse). Quand le capteur de vitesse est remplacé par un estimateur ou un observateur, les performances sont dégradées à très basses vitesses [12].

Pour contourner tous ces problèmes, des méthodes de contrôle ont été développées dans les quelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seuls grandeurs électriques accessible au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques [9] +[y].

Le contrôle directe du couple (DTC ou DTFC) venue de la nomination anglosaxone (direct torque and flux control) basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonnais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissance élevée [12].

Cette méthode a été perçue comme concurrente du contrôle vectoriel, car elle présente plusieurs avantages:

- Réduction du temps de réponse du couple.
- Amélioration de la robustesse vis-a vis des variations paramétriques.
- Contrôle des amplitudes de modulation du couple et du flux.
- Suppression du modulateur et des transformations de coordonnées, cette loi de commande est bien adaptée au fonctionnement sans capteurs de vitesse.

5.2 Principes généraux de la DTC:

La commande directe du couple d'une MRV est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis, dont la fonction est de contrôler l'état du système; a savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique, ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commande endurées plus classiques et basées sur un réglage de la valeur moyenne du vecteur tension par M.L.I. La commande par DTC d'une MRV peut être schématisée par la figure (5.1).

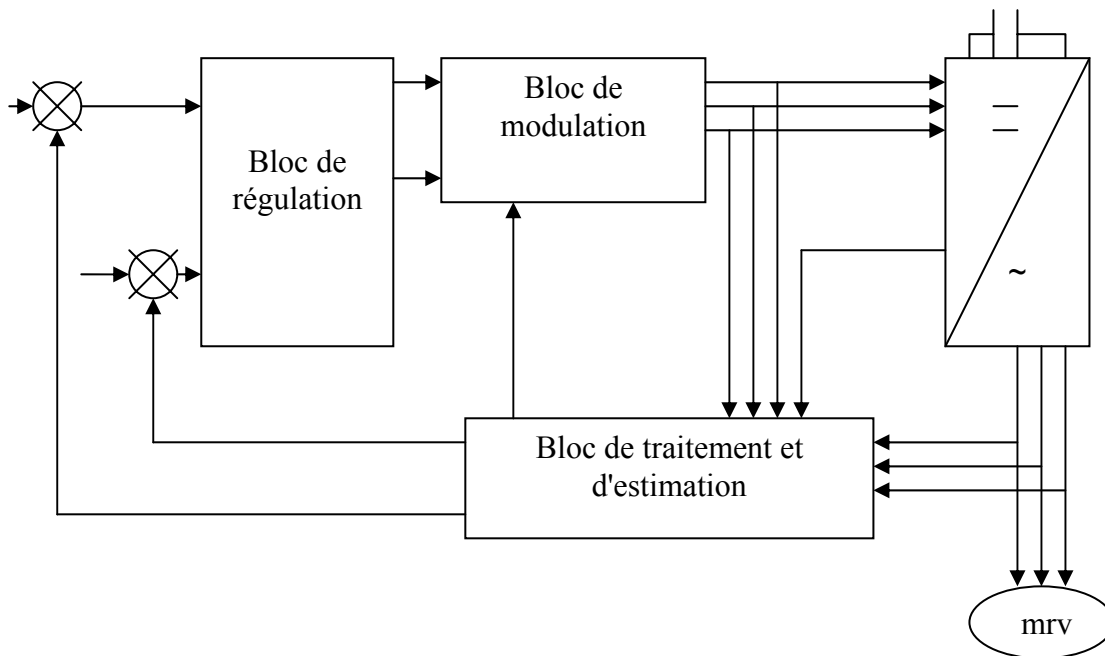


Figure (5.1): Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MRV.

5.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé:

A partir de la stratégie de base de DTC proposée par TAKAHASHI, plusieurs stratégies 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 [12].

Un onduleur de tension classique à deux niveaux est capable de fournir huit vecteurs tension dont deux nuls caractérisés par huit combinaisons des six interrupteurs de l'onduleur de tension. Les deux

interrupteurs d'un même bras ont des commandes complémentaires. On appelle S_1 , S_2 et S_3 les états des trois bras définis de la manière suivante (figure (5.2)):

$S_i=0$ si l'interrupteur du bas du bras i est fermé et $S_i=1$ si l'interrupteur du haut est fermé.

Chaque tension est défini par un arrangement des trois états:

V_0 : (000); V_1 : (100); V_2 : (110); V_3 : (010); V_4 : (011); V_5 : (001); V_6 : (101); V_7 : (111).

Les tensions par phase aux bornes de la machine sont:

$$V_{an_0} = \frac{U_c}{3}(2S_1 - S_2 - S_3) \quad (5.1)$$

$$V_{bn_0} = \frac{U_c}{3}(2S_2 - S_1 - S_3) \quad (5.2)$$

$$V_{cn_0} = \frac{U_c}{3}(2S_3 - S_2 - S_1) \quad (5.3)$$

Avec n_0 le point milieu de l'alimentation continue. En régime équilibré, le potentiel de n_0 est le même que celui du stator.

L'expression du vecteur tension statorique est:

$$V_s = \frac{2}{3} U_c \cdot e^{j \cdot (k-1) \cdot \frac{\pi}{3}} \quad (5.4)$$

Avec $k=1 \dots \dots \dots 6$ (séquences actives)

$V_s = 0$ Avec $k=0$ et 7 (séquences nuls).

$$V_s = \frac{2}{3} [V_{an_0} + a \cdot V_{bn_0} + a^2 \cdot V_{cn_0}] \text{ Avec } a = e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} \quad (5.5)$$

Pour contrôler le flux et le couple, on dispose donc de six tensions actives et de deux tensions nulles, au niveau de leur amplitude et de leur vitesse de rotation (fréquence statorique) dans le repère fixe.

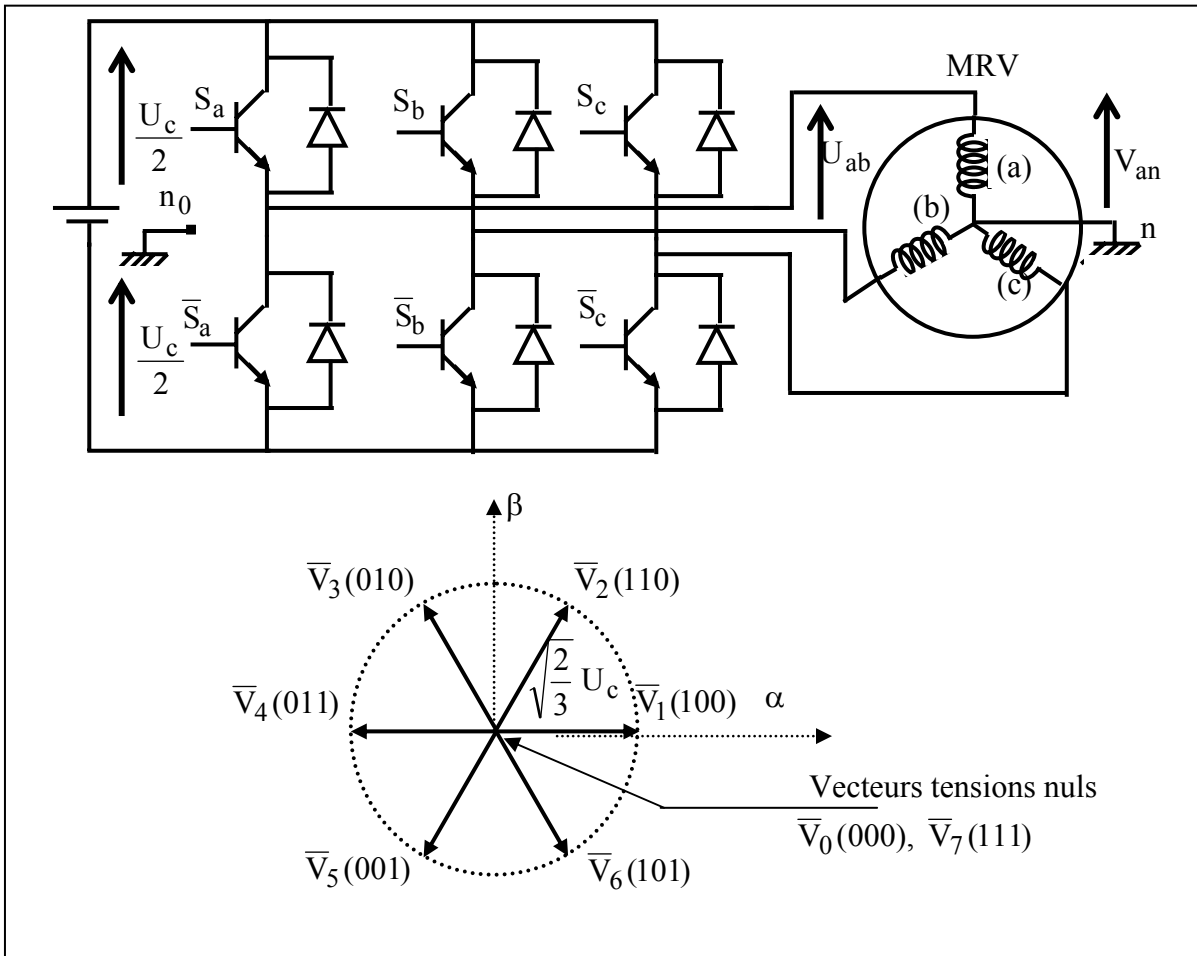


Figure (5.2): Onduleur de tension et élaboration des vecteurs de tension.

5.4. Modèle de la MRV dans le repère (α, β) :

On choisi ici un repère (α, β) lié au stator. Pour supprimer les transformation de coordonnées, le flux considéré et le flux statorique. Le modèle de la partie électrique de la machine reliant les vecteurs flux, tension et courants, dans ce repère fixe, s'écrit:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ 0 = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j \cdot \omega \cdot \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (5.6)$$

5.5. Contrôle du vecteur de flux statorique:

A partir de la première équation du système (4.6), l'expression du flux statorique est donnée par:

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \cdot \bar{I}_s) dt \quad (5.7)$$

Entre deux commutations de l'onduleur, le vecteur tension est fixe et constant. Si l'instant initial (0) correspond à l'instant de la commutation précédente, l'évolution du vecteur flux à partir de cet instant initial est, selon (5.7):

$$\bar{\Phi}_s(t) = \bar{\Phi}_s(0) + \bar{V}_s \cdot t - R_s \cdot \int_0^t \bar{I}_s \cdot dt \quad (5.8)$$

Si on néglige le terme correspond à la résistance statorique, on trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle au vecteur tension appliquée

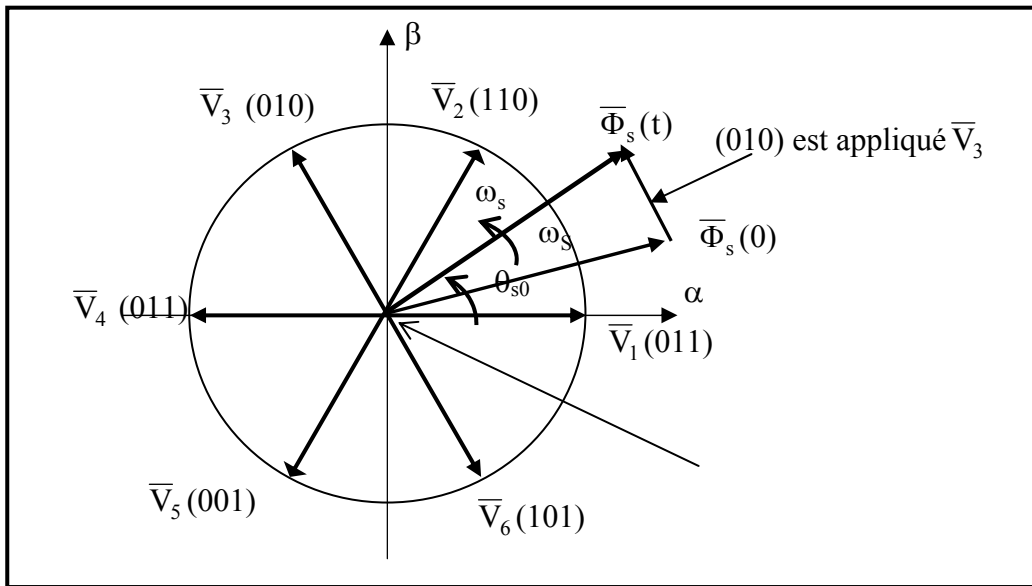


Figure (5.3): Evolution de l'extrémité du flux statorique pour R_s négligeable.

$$\Phi_s \approx \Phi_{s_0} + \int_0^t V_s \cdot dt \quad (5.9)$$

On peut écrire:

$$\Phi_s(k+1) \approx \Phi_s(k) + V_s \cdot T_e \quad (5.10)$$

Ou encore:

$$\Delta\Phi_s = V_s \cdot T_e \tag{5.11}$$

Avec $\Phi_s(t)$: es le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\Phi_s(k + 1)$: est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta\Phi_s$: est la variation du vecteur flux statorique.

T_e : est la période d'échantillonnage.

Théoriquement, en appliquant successivement et de manière appropriée les différents vecteurs tension, l'extrémité du vecteur flux statorique peut décrire un hexagone.

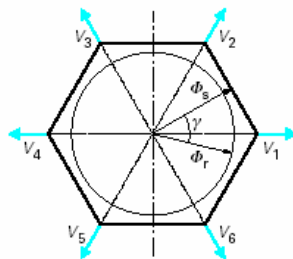


Figure (5.4) : Trajectoire hexagonale du flux statorique et circulaire du flux rotorique.

On note que pour un vecteur de tension nul, le vecteur du flux statorique reste stationnaire. Sur la figure (5.5), on présente les trois directions possibles du vecteur Φ_s . Ainsi, on peut voir que pour un vecteur tension donnée, le déplacement angulaire de l'extrémité du vecteur flux statorique est maximal, si ce même vecteur est perpendiculaire à la direction du vecteur Φ_s . Par contre, dans le cas ou il est décalé par rapport à la perpendiculaire de Φ_s de α_1 en avant ou de α_2 en arrière, on observe un déplacement moindre de l'extrémité de Φ_s .

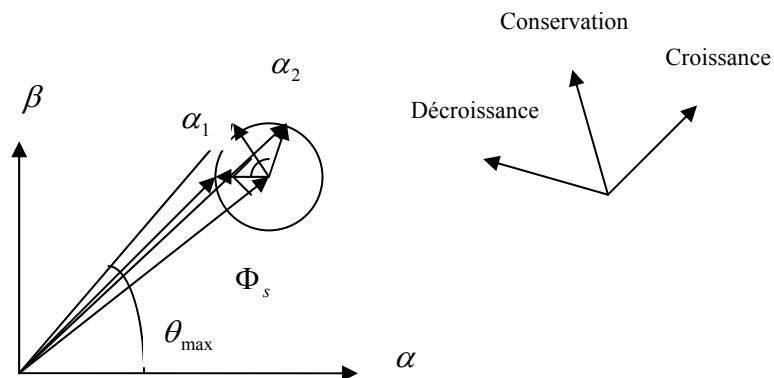


Figure (5.5): Evolution du flux statorique dans le plan.

5.6. Sélection du vecteur tension:

Afin de fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité de ce vecteur doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit être toujours perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée.

Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de \bar{V}_S dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_S$ dans le référentiel fixe (stator) en décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles (Figure (5.6)). [9][y]

La position du flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. La position initiale du flux statorique est peut être déterminée à partir d'un capteur de position.

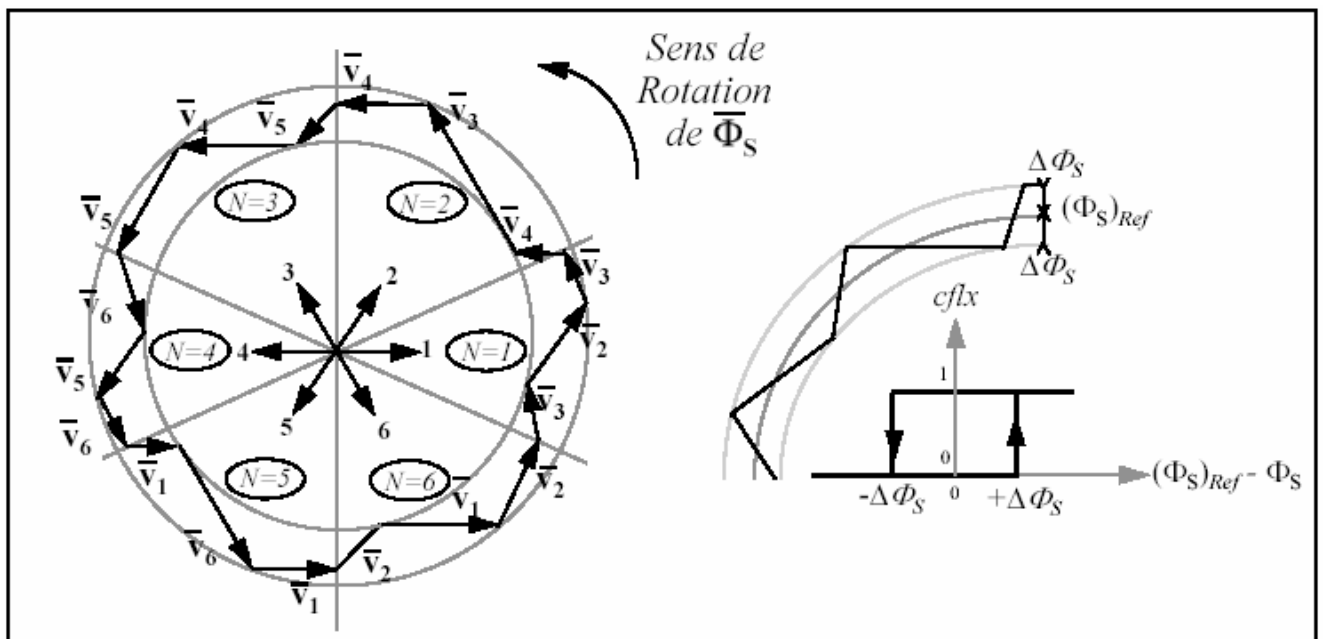


Figure (5.7): Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone i ($i=1,2,\dots,6$) le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

- Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croit et C_e croit;

- Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et C_e décroît;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e croît;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e décroît;
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliquée 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 Φ_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. Aux vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} ; correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de Φ_s , au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire.

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i ; les deux vecteurs V_{i+3} et V_i ne sont jamais utilisés. En effet ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de Φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de Φ_s dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

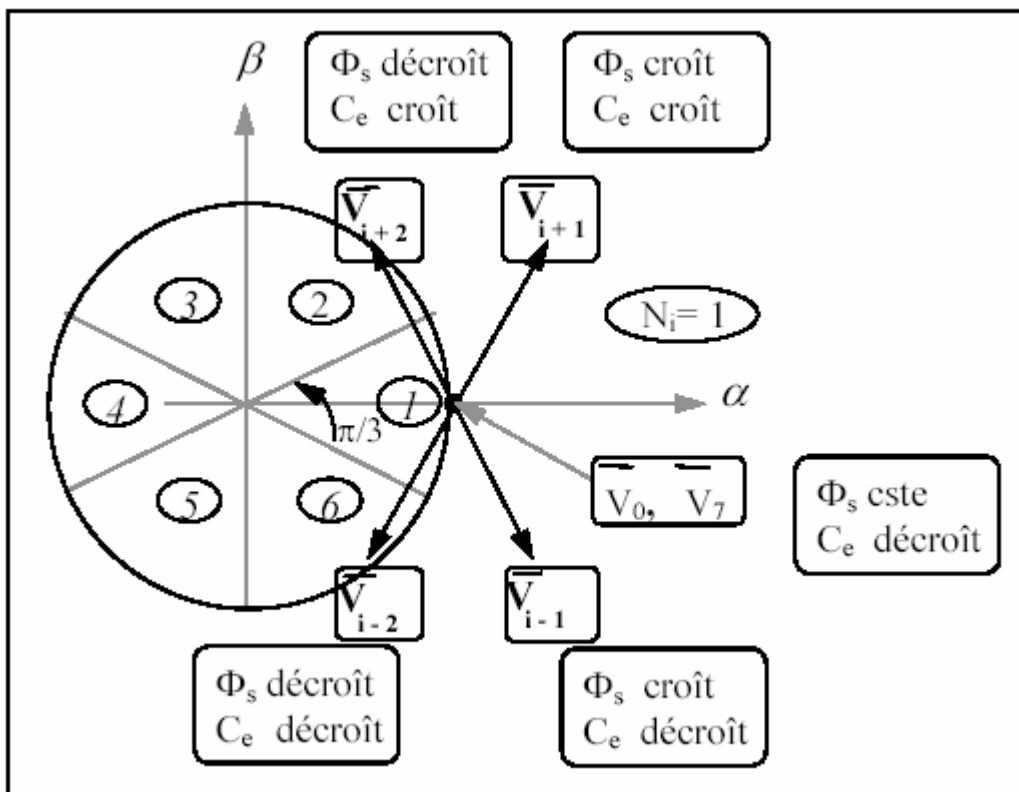


Figure (5.8): Effet du vecteur tension sur le flux statorique et le couple.

Le tableau (4.1) résume le choix du vecteur de tension en fonction de l'évolution voulue sur les grandeurs à contrôler, le flux statorique et le couple électromagnétique.

$C_e \uparrow \quad \Phi_s \uparrow$	$C_e \uparrow \quad \Phi_s \downarrow$	$C_e \downarrow \quad \Phi_s \uparrow$	$C_e \downarrow \quad \Phi_s \downarrow$
V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}

Table (5.1): Choix du vecteur de tension selon les conditions.

Le vecteur nul peut être appliqué pour diminuer le couple ce qui permet de minimiser la fréquence de commutation de l'onduleur.

5.7. Stratégie de contrôle directe du couple par la méthode de T.TAKAHASHI:

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l'algorithme suivant:

- Le domaine temporel est divisé en période de durée réduite;
- A chaque coup d'horloge, en mesure les courants de lignes et les tensions par phase.
- On reconstitue les composantes de flux statorique.
- L'estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible grâce à l'estimation des composantes du flux statorique et aux mesures des courants de ligne.
- L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un double régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie une variable à trois niveaux (τ). $\tau = 1$ signifie qu'il faut augmenter le couple, par contre :
 - $\tau = -1$ Signifie qu'il faut le réduire. Si $\tau = 0$ il faut alors le maintenir constant
- Le choix de l'état de l'onduleur (V_0 à V_7) est effectué dans un tableau de localisation (table de commutation), en utilisant les variables τ , Φ et selon le secteur angulaire θ_i (1 à 6) dans le quel se trouve le vecteur flux Φ_s .

5.7.1 Estimation du flux et du couple:

On considère le système d'axe (α, β) lié au stator du MRV. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (5.12)$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_1, S_2, S_3) et de la mesure de la tension U_c , en appliquant la transformée de CONCORDIA:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3)) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_2 + S_3) \end{cases} \quad (5.13)$$

Le calcul du flux statoriques se fait selon les expressions suivantes:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (5.14)$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage T_e peut être formulé de la façon suivante:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha}(n) = \Phi_{s\alpha}(n-1) + [V_{s\alpha}(n-1) - R_s \cdot I_{s\alpha}(n-1)] \cdot T_e \\ \Phi_{s\beta}(n) = \Phi_{s\beta}(n-1) + [V_{s\beta}(n-1) - R_s \cdot I_{s\beta}(n-1)] \cdot T_e \end{cases} \quad (5.15)$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus comme suit:

$$\begin{cases} \Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \\ \angle\Phi_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (5.16)$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique est estimé par:

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\Phi}_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \hat{\Phi}_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (5.17)$$

Dans ce travail, le modèle de la MRV utilisé est exprimé dans le repère (dq) , pour cela il nous faut un passage biphasé $(\alpha\beta) \Rightarrow (dq)$.

5.7.2. Elaboration du correcteur de flux:

Lorsque le flux se trouve dans la zone i V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude de flux, tandis que V_{i+2} et V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux, ce qui montre le choix du vecteur tension qui dépend du signe de l'erreur du flux et reste indépendant de l'amplitude de l'erreur. Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable booléenne.

- 1 : Si l'erreur de flux est positive, il faut augmenter le flux.
- 0 : Si l'erreur de flux est négative, il faut diminuer le flux.

Pour éviter les commutations inutiles l'erreur de flux est très petite, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro. En effet, avec ce type de correcteur on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire [6], comme le montre la figure (5.9).

La sortie du contrôleur du flux indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude de flux. Le comparateur à hystérésis à deux niveaux appliqué pour le contrôle du flux permet de respecter:

$$|\Phi_{réf} - \Phi_s| < \Delta\Phi \quad (5.18)$$

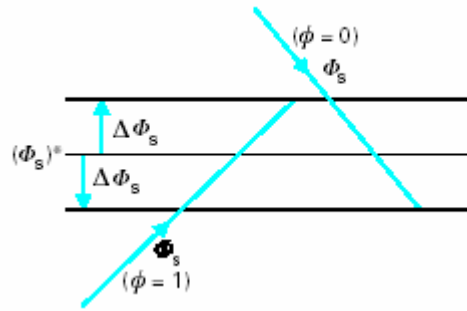


Figure (5.9): b- Evolution du flux par rapport à sa bande d'hystérésis.

5.7.3. Elaboration du correcteur du couple:

Comme pour le flux on peut envisager un correcteur du même type que celui du flux ('deux niveaux), si on peut utiliser les vecteurs nuls pour faire varier le couple.

En appliquant les vecteurs de tension nuls, le couple peut croître ou décroître.

L'avantage d'utiliser les vecteurs nuls est que grâce aux changements lents du couple, on diminue le nombre de commutations de l'onduleur.

Le comparateur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple quand la machine tourne dans un seul sens de rotation.

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif soit pour un couple négatif.

On définit la fonction de sortie du correcteur du couple de telle sorte qu'il respecte la condition:

$$\left| Ce_{réf} - \hat{Ce} \right| \leq \Delta Ce \quad (5.19)$$

Si $\tau = +1$, le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter. Si $\tau = 0$, le couple est à l'intérieur de la bande et il faut l'y maintenir.

Si $\tau = -1$, le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande et il faut donc le diminuer.

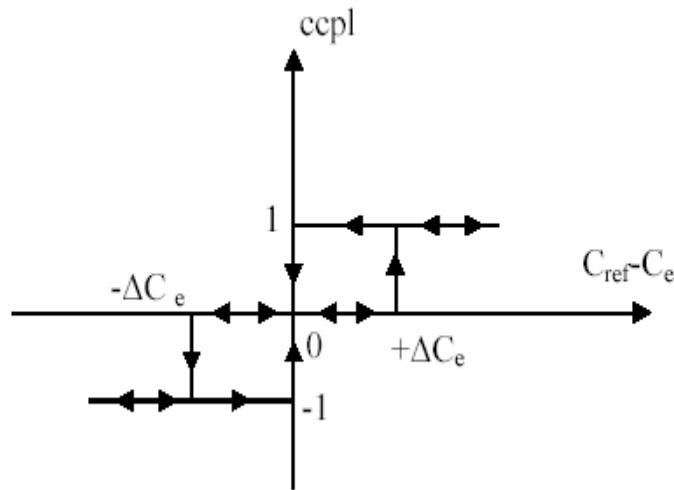


Figure (5.10) : Comparateur à trois niveaux.

5.8. Tables de commutations:

En se basant sur le tableau (5.1), les tables de commutations sont élaborées en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du flux, du correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position du vecteur flux statorique comme le montre les tables suivantes:

Flux	couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\Phi = 1$	$\tau = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\tau = 0$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$\Phi = 0$	$\tau = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$\tau = 0$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table (5.2): Table de commutation sans vecteurs nuls. Avec un comparateur à deux niveaux du couple.

Flux	couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\Phi = 1$	$\tau = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\tau = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
$\Phi = 0$	$\tau = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$\tau = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Table (5.3): Table de commutation avec vecteurs nuls. Avec un comparateur à deux niveaux du couple.

Flux	Couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\Phi = 1$	$\tau = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\tau = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$\Phi = 0$	$\tau = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$\tau = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\tau = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table (5.4): Table de commutation selon TAKAHASHI. Avec comparateur à trois niveaux.

On retrouve bien la formulation de la sélection des vecteurs V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} et V_{i-2} correspondent à une zone, et ceci pour un comparateur à trois niveaux ou deux niveaux pour le couple. Les vecteurs V_0 et V_7 sont choisis alternativement pour minimiser le nombre de commutation dans les bras de l'onduleur.

5.9. Structure générale du contrôle direct du couple:

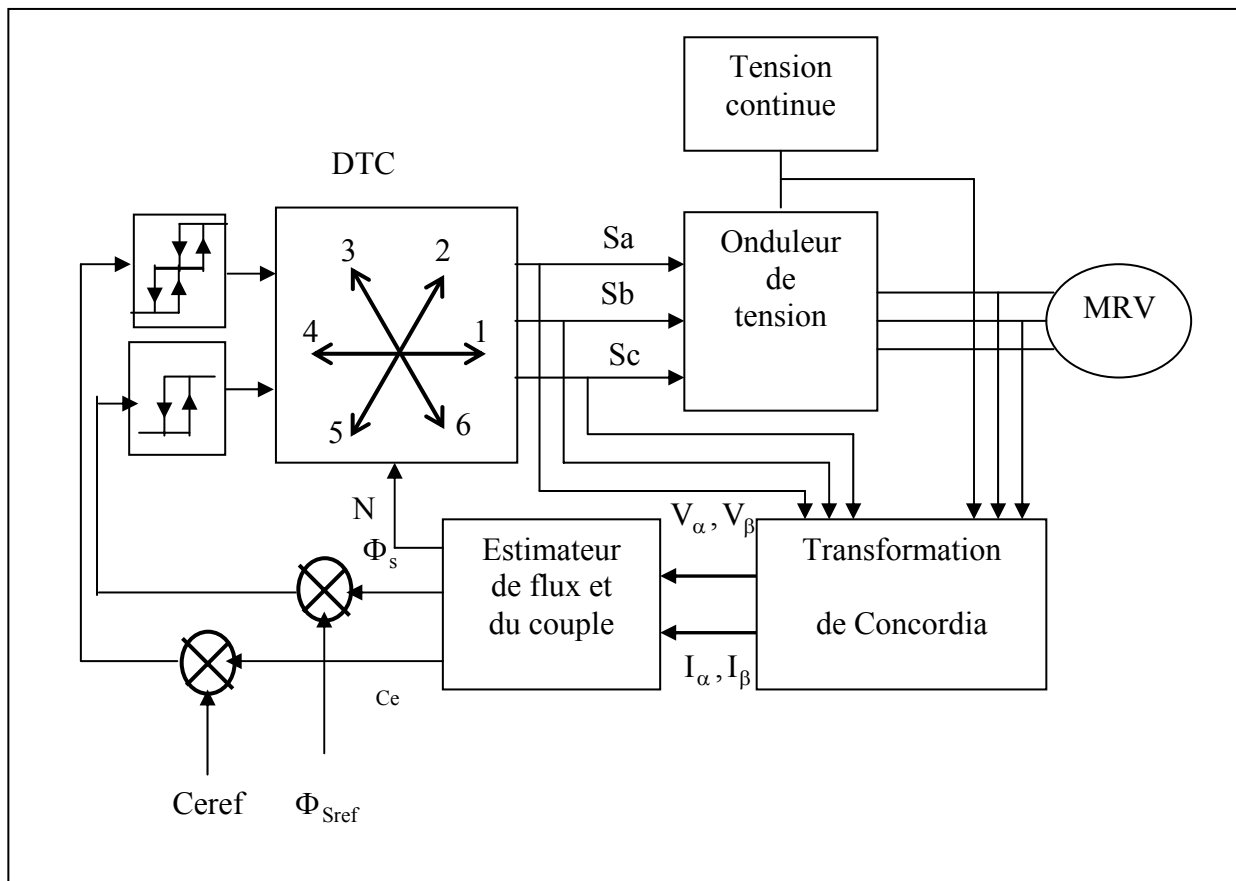


Figure (5.11): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple d'une MRV.

Le choix judicieux des largeurs de la bande d'hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances du DTC.

En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler, d'autre part, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de l'onduleur.

5.10. Simulation et interprétation des résultats:

La figure (5.12) montre la réponse du système de contrôle au démarrage à vide et à l'application d'une vitesse de référence de 150 rad/s. Pour cette essai à vide on a utilisé une table de commutation avec vecteurs nuls à trois niveaux.

Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis d'où la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

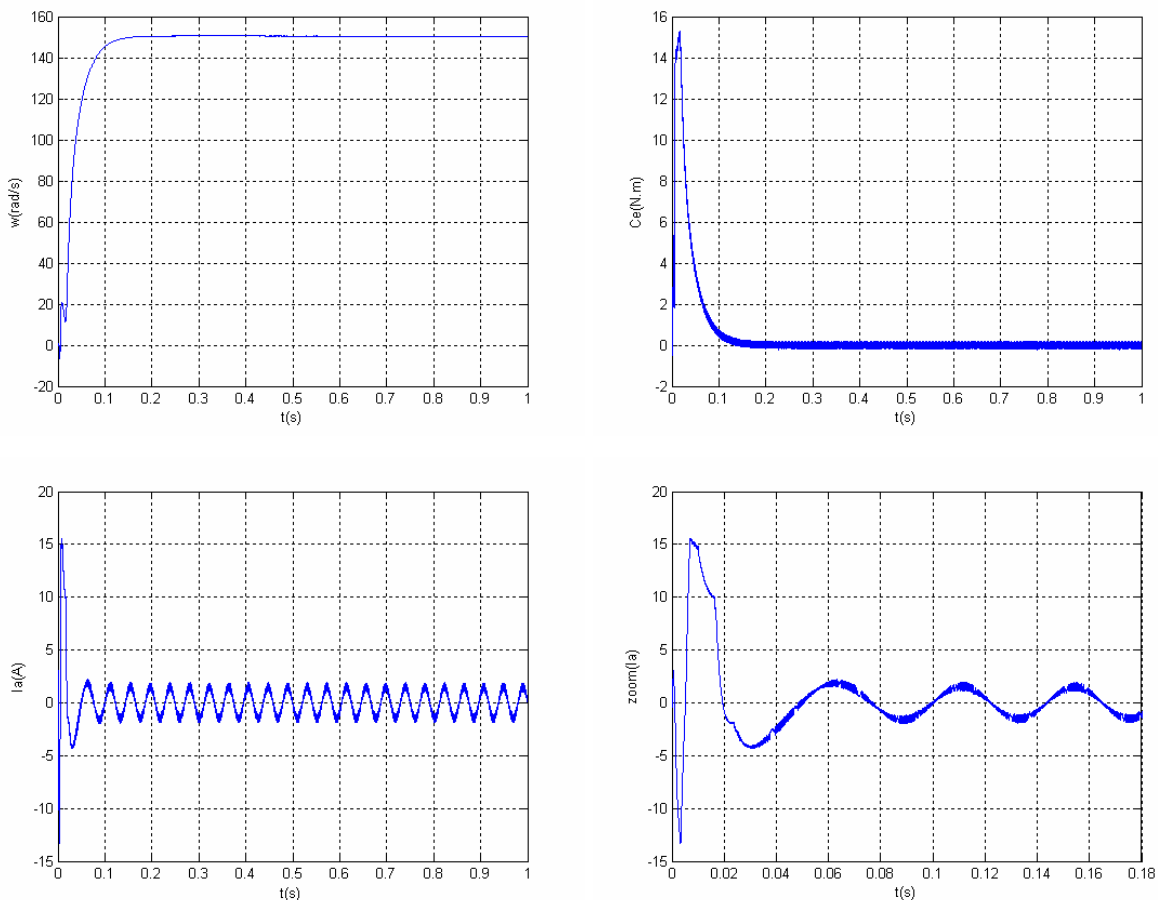


Figure (5.12): Démarrage à vide

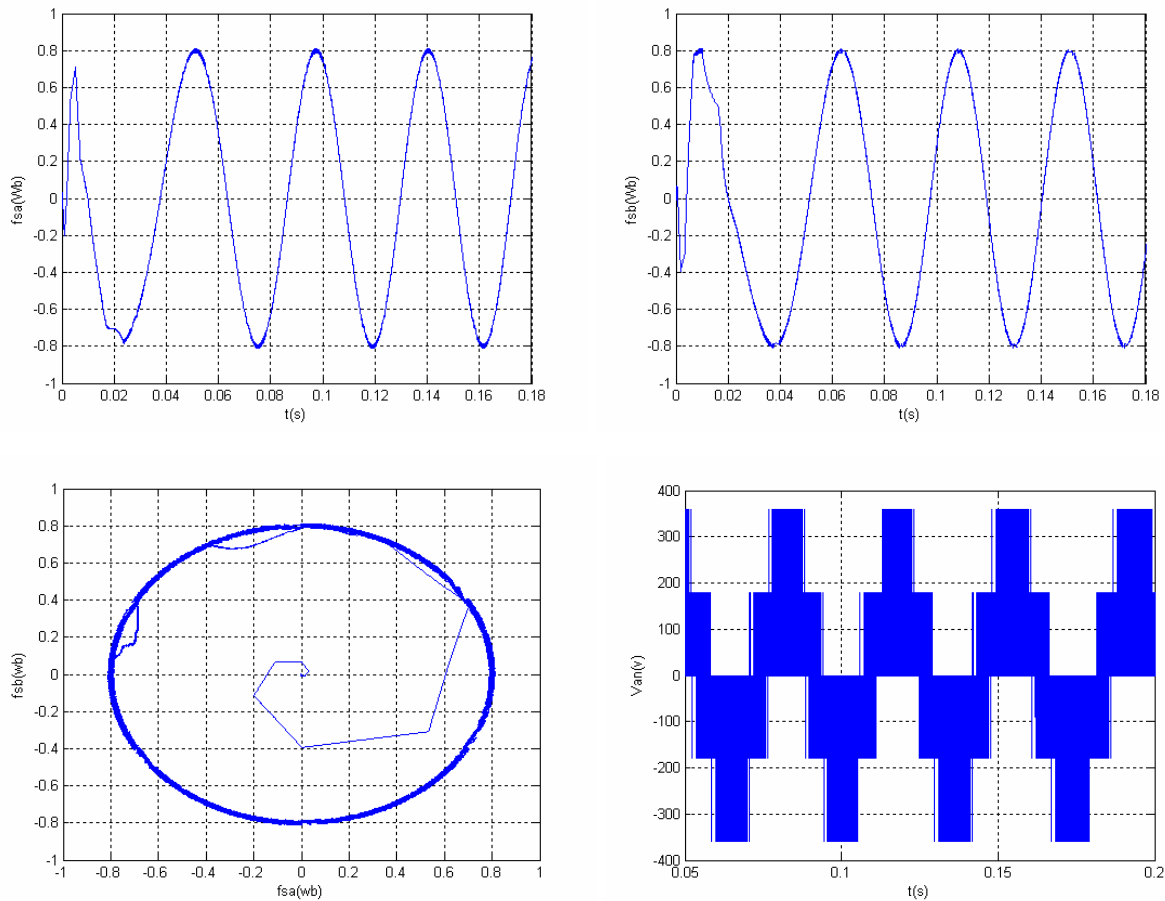


Figure (5.13): Démarrage à vide

Les figures (5.14) et (5.15) montrent la réponse du moteur à l'inversion de vitesse. Dans ce cas on a utilisé une table de commutation à trois niveaux puisque le moteur tourne dans les deux sens de rotation, En réponse à ce changement, le couple prend la valeur -20 Nm puis il remonte à la valeur du couple résistant.

Un changement instantané est observé sur le courant et sur la vitesse.

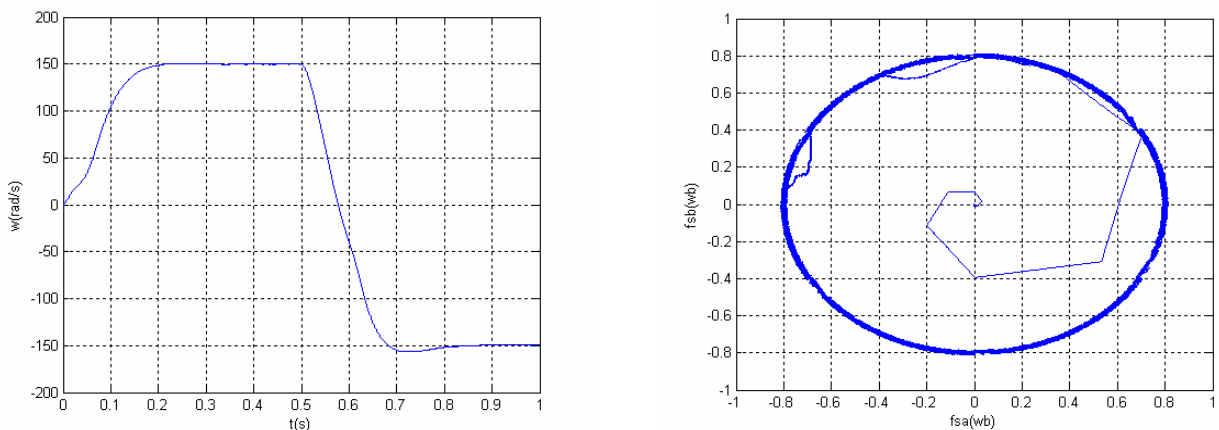


Figure (5.14): Inversion de vitesse.

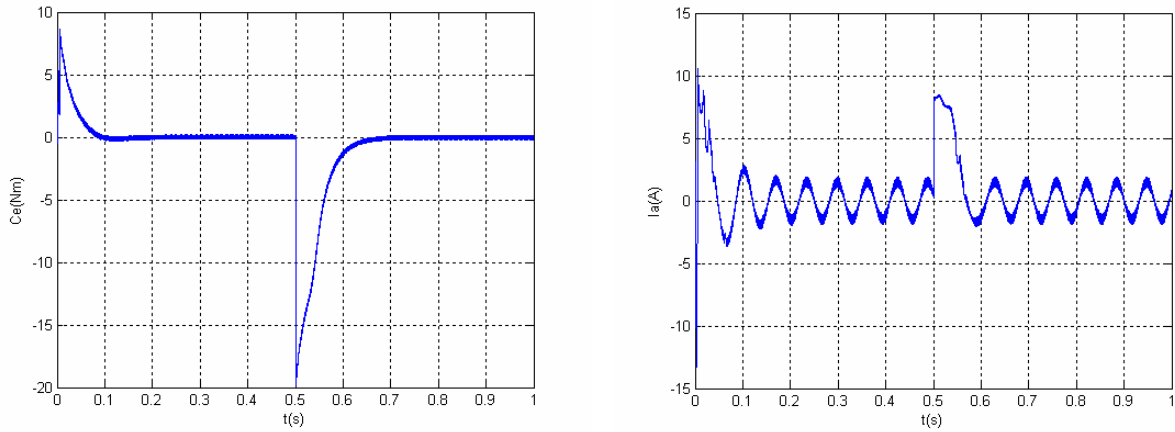


Figure (5.15): Inversion de vitesse.

La figure (5.16) présente la réponse de la machine aux changements de références de la vitesse (100, 150, 130rad/s), le système répond rapidement avec l'apparition des légers perturbations au niveau du courant de phase et du couple. Un changement instantané est observé sur le courant de phase.

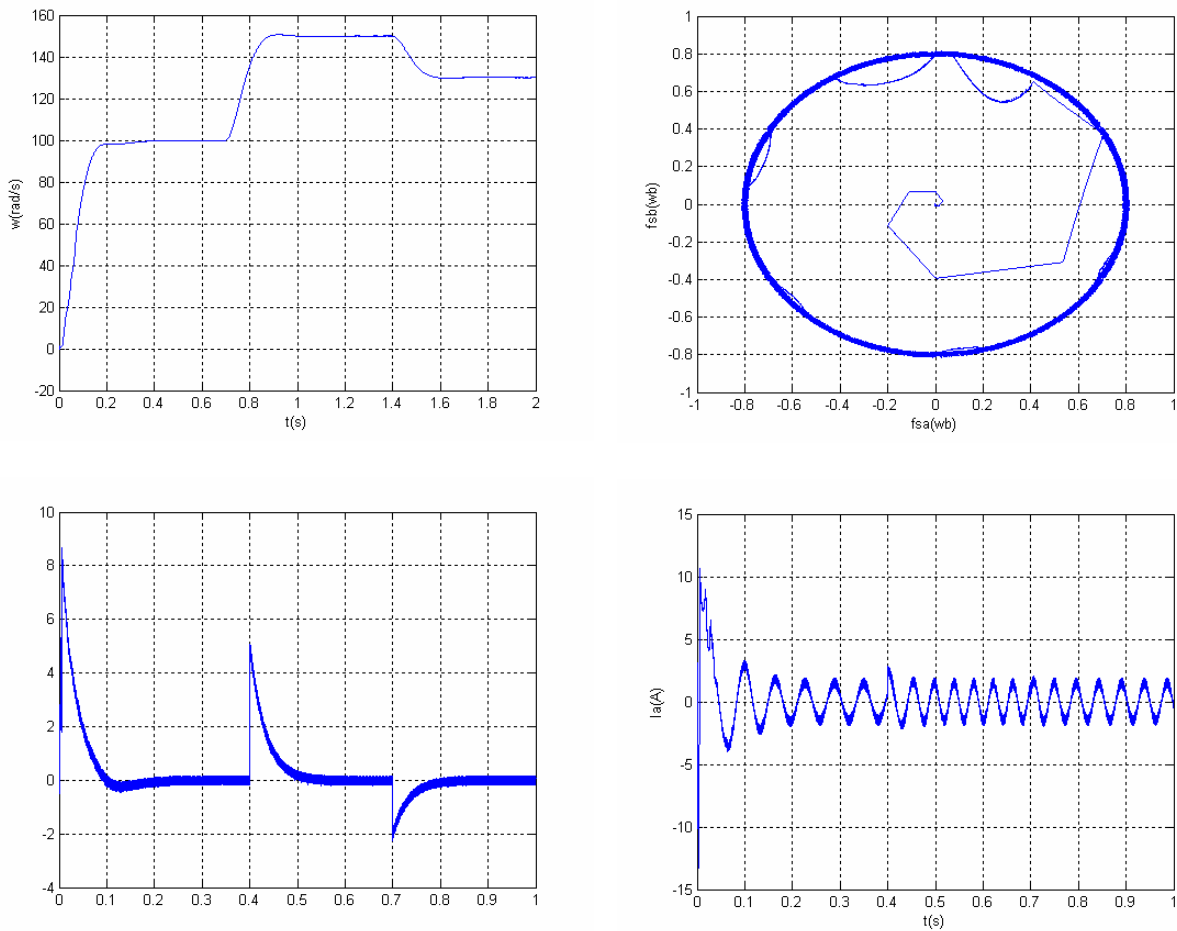


Figure (5.16): Changement de référence de la vitesse (100, 150, 130rad/s).

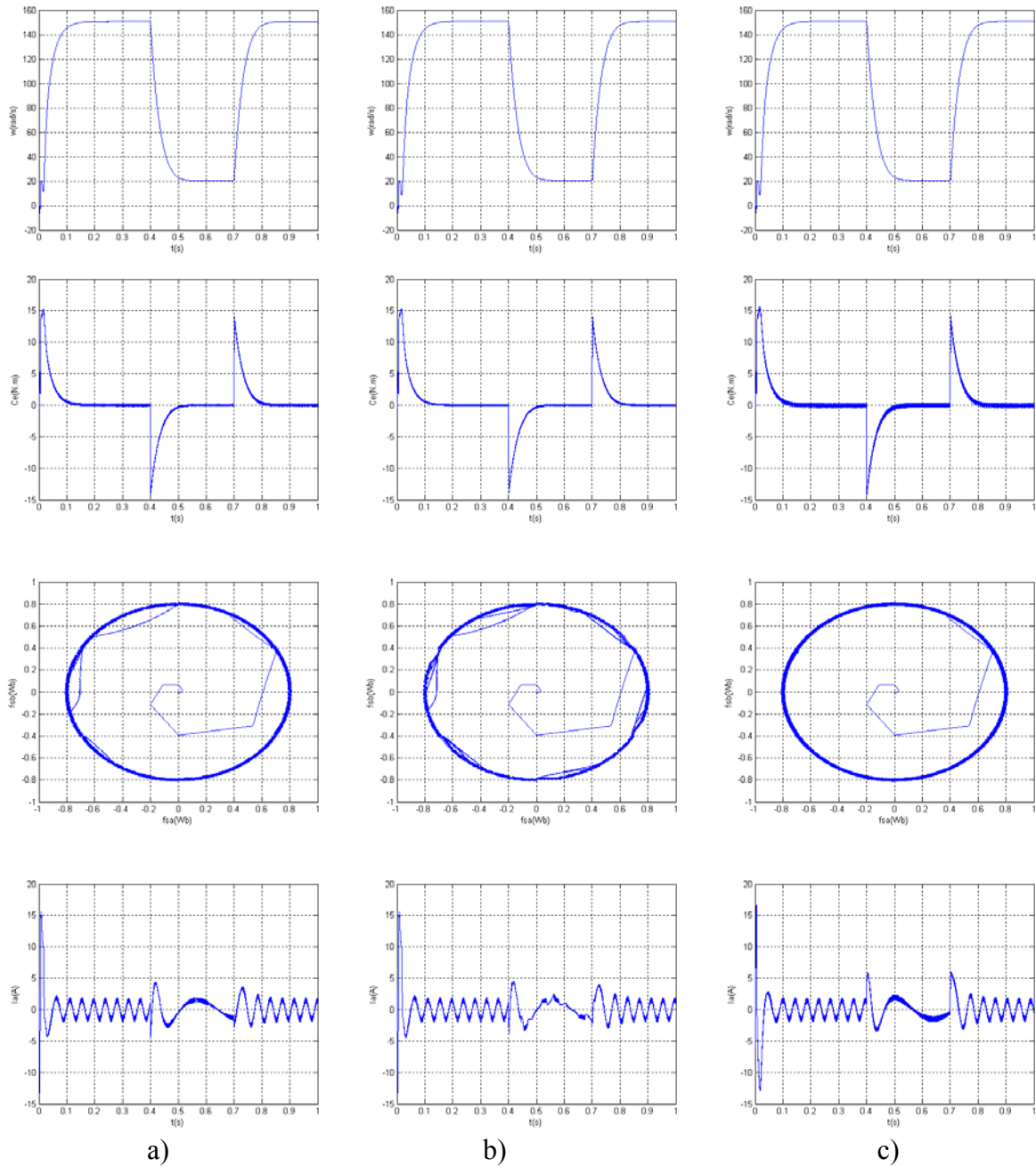


Figure (5.17): Changement de référence de la vitesse (150, 20, 150rad/s).

a) : DTC trois niveaux, b) : DTC deux niveaux avec vecteurs nuls, c) : DTC deux niveaux sans vecteurs nuls

Nous avons appliqué une vitesse de référence de forme (150, 20, 150 rad/s), au système de contrôle avec l'application d'une table de commutation trois niveaux(tab(5.4)), ensuite une table de commutation avec vecteurs nuls (tab(5.3)), en fin une table de commutation sans vecteurs nuls (Tab(5.2)). En comparant les résultats obtenus sur la figure (5.17), on peut remarquer que :

- La dynamique de la réponse du système est la même pour les trois stratégies de contrôle.
- Les ondulations au niveau du couple sont plus importantes en appliquant la table sans vecteurs nuls, et très réduites en appliquant la table avec vecteurs nuls.
- En appliquant la table avec vecteurs nuls on effectue un mauvais contrôle au niveau du flux.

A $t=0.5s$ la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à 1.5 Nm, le système répond rapidement et sans dépassement avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence.

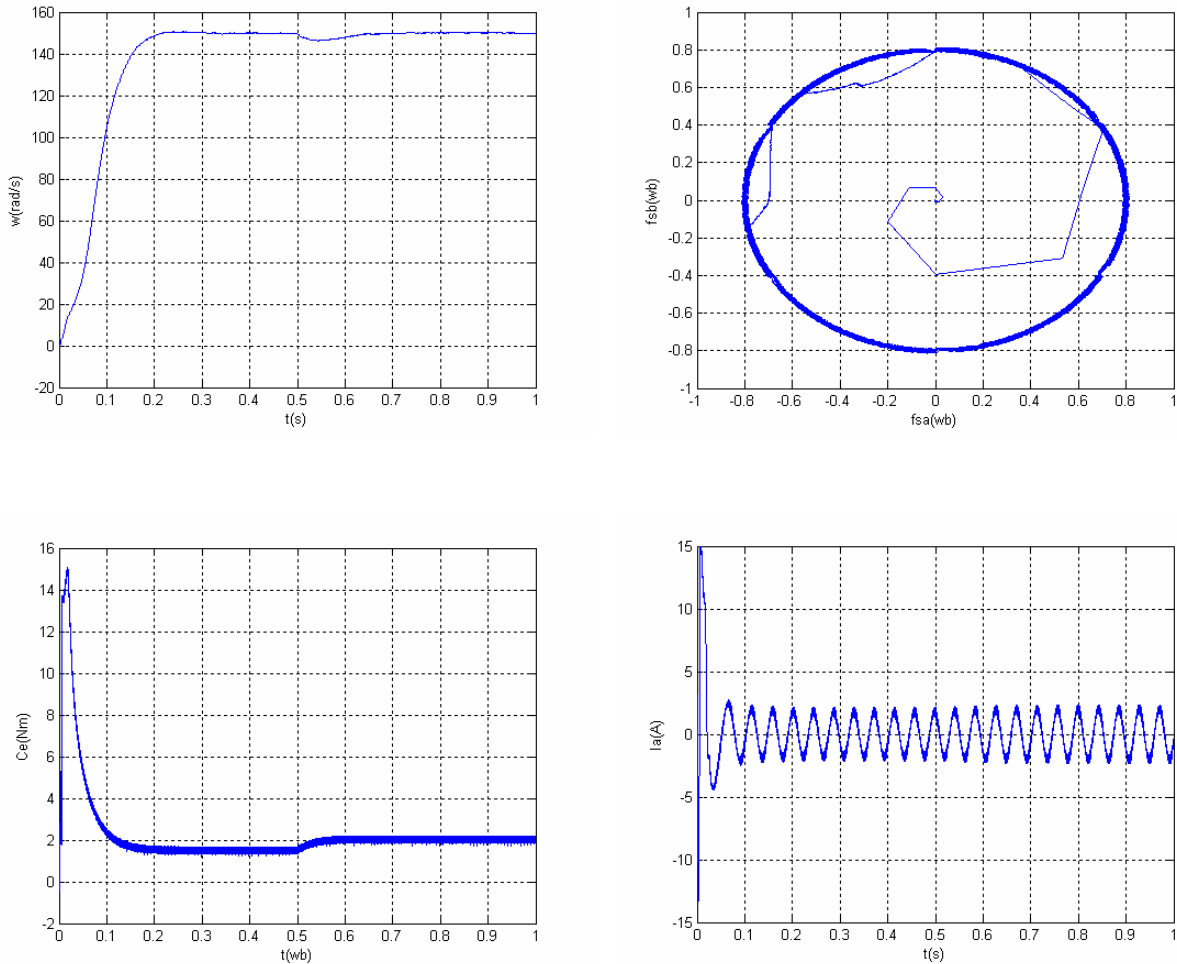


Figure (5.17): Changement brusque du couple résistant (de 1.5 à 2Nm).

On a appliqué une vitesse de référence de 150 rad/s au système de contrôle avec l'application d'une table de commutation avec vecteurs nuls (figure (5.18)), en suite une table de commutation sans vecteurs nuls (figure (5.19)). En comparant les résultats obtenus sur les deux figures, on peut remarquer que les ondulations au niveau du couple sont plus importantes en appliquant la table sans vecteurs nuls et sont plus réduites en appliquant la table avec vecteurs nuls ce dernier résultat est considéré comme un avantage.

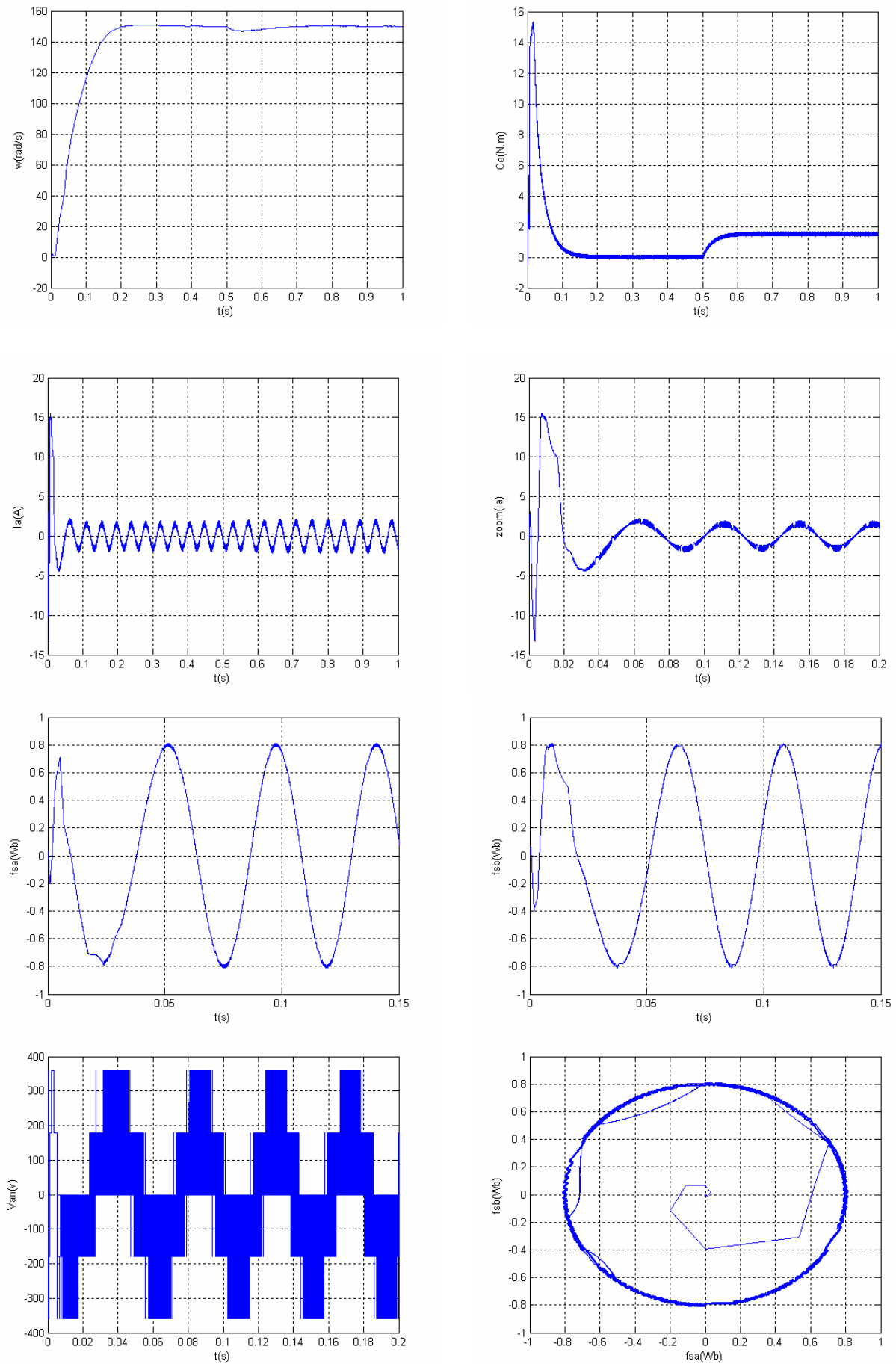


Figure (5.18): Application de la table de commutation avec vecteurs nuls.

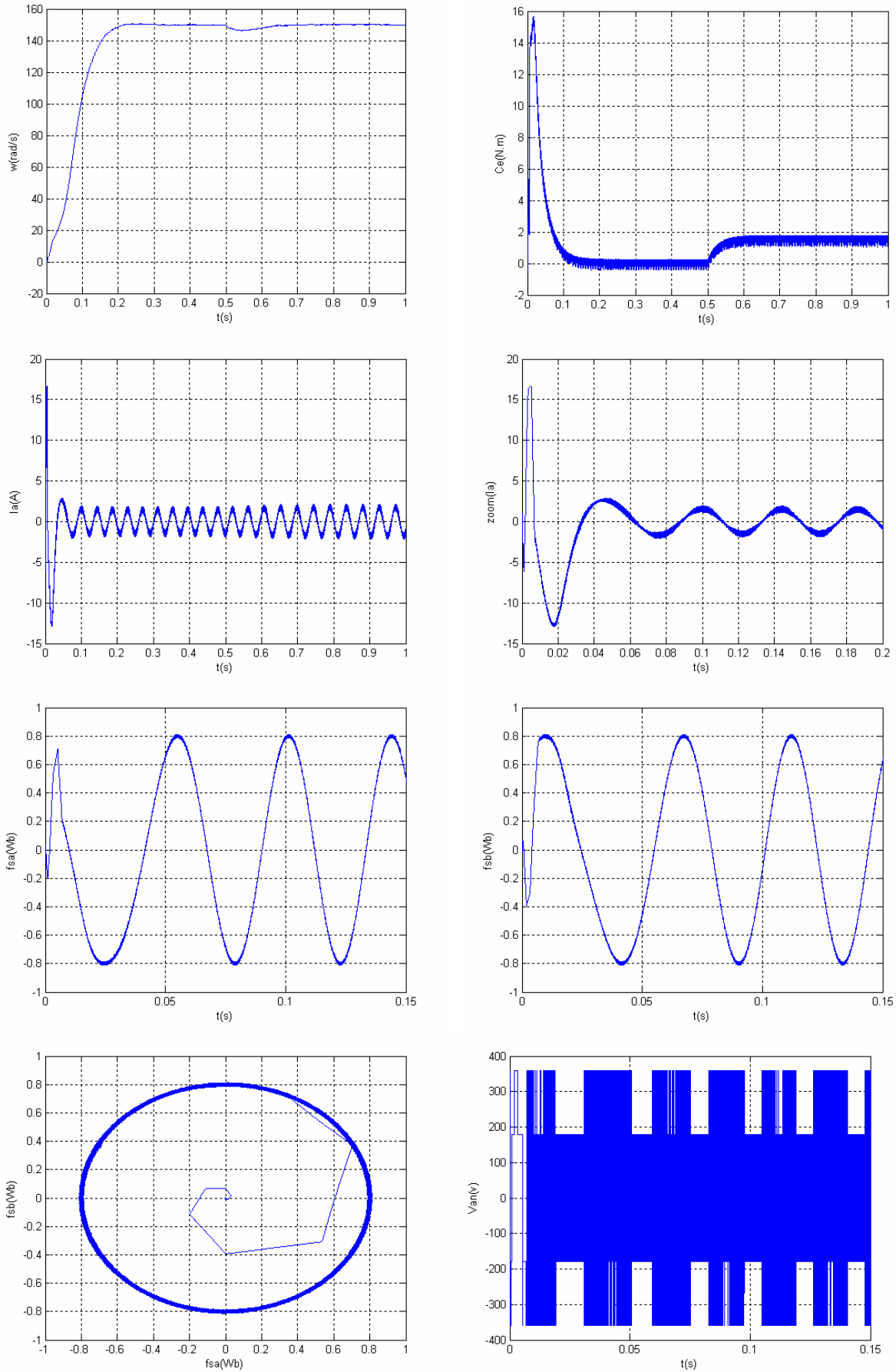


Figure (5.19): Application de la table de commutation sans vecteurs nuls.

5.11. Comparaison entre la commande DTC et les deux méthodes de contrôle indirect :

Pour mieux apprécier les performances de la commande DTC, une étude comparative avec les deux commandes de contrôles indirectes (par hystérésis et par MLI). Les trois commandes ont été testées sur la même machine synchrone à réluctance variable et dans les mêmes conditions

La figure (5.18) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage en charge ($C_r=1$ Nm) suivi d'un changement brusque du couple résistant de 1.5 Nm.

Dans cette ordre, elles sont présentées les réponses en couple et leurs mise en échelle, en vitesse et en courant. On peut remarquer :

- La commande DTC présente moins d'ondulations ;
- La réponse en vitesse montre que la DTC confère au système une haute dynamique et une meilleure précision à l'établissement des grandeurs.
- La commande DTC est moins sensible à l'application de la charge.

Il ressort de cette étude comparative que la DTC a beaucoup d'avantages par rapport aux autres méthodes indirectes (par hystérésis et par MLI). Toutefois son inconvénient majeur est l'évolution arbitraire de la fréquence de commutation qui reste difficile à maîtriser.

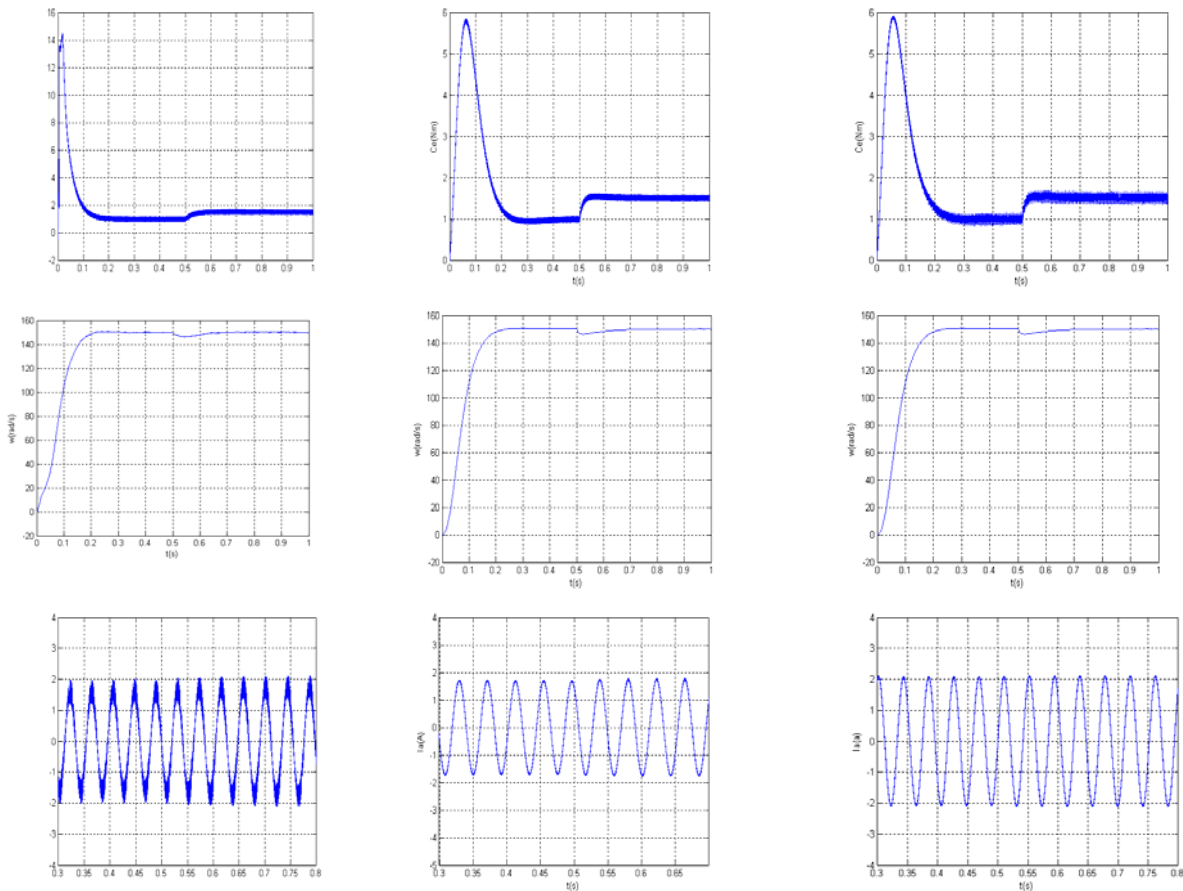


Figure (5.18): Résultats de simulation: a- Contrôle directe du couple (DTC). b- Commande par hystérésis. c- Commande par M.L.I.

5.12. Amélioration des performances du DTC :

Comme nous l'avons vu, parmi les inconvénients du DTC la variation de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur et les ondulations au niveau du couple et du flux. Dans notre travail, on s'intéresse de la minimisation des ondulations sur le couple et le flux.

Deux solutions peuvent être adoptées :

-L'utilisation d'autres tables de vérité (la commande DTC modifiée).

-L'injection d'un signal de haute fréquence et de faible amplitude avec l'erreur du couple et du flux.

5.12.1. La commande DTC modifiée :

Au lieu de prendre le premier secteur de -30^0 à 30^0 comme dans le cas du DTC classique, il est pris de 0^0 à 60^0 . La nouvelle table de vérité sera donnée comme suit :

Flux	Couple	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\Phi = 1$	$\tau = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\tau = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau = -1$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
$\Phi = 0$	$\tau = 1$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
	$\tau = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table (5.5): Table de commutation de la DTC modifiée.

5.12.2. Injection d'un signal de haute fréquence :

Cette méthode consiste à superposer un signal de haute fréquence et de petite amplitude sur l'erreur du couple et l'erreur du flux. Dans notre cas la fréquence u signal est égale à 20kHz, et l'amplitude est plus petite que la bande d'hystérésis.

5.13. Résultats de simulation :

Les résultats de simulation comparés entre le contrôle DTC classique, DTC modifiée et DTC avec injection d'un signal de haute fréquence sont montrés sur la figure (5.19), cela étant pour un fonctionnement à vide à vitesse de référence de 150 rad/s. On remarque que :

- Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide pour les trois cas.
- Le flux de la DTC modifiée s'établi plus rapidement que celui de du DTC classique, et son extrémité suit un trajectoire pratiquement circulaire.
- Les ondulations du couple et du flux sont réduites par rapport à celle dans le cas du DTC classique.

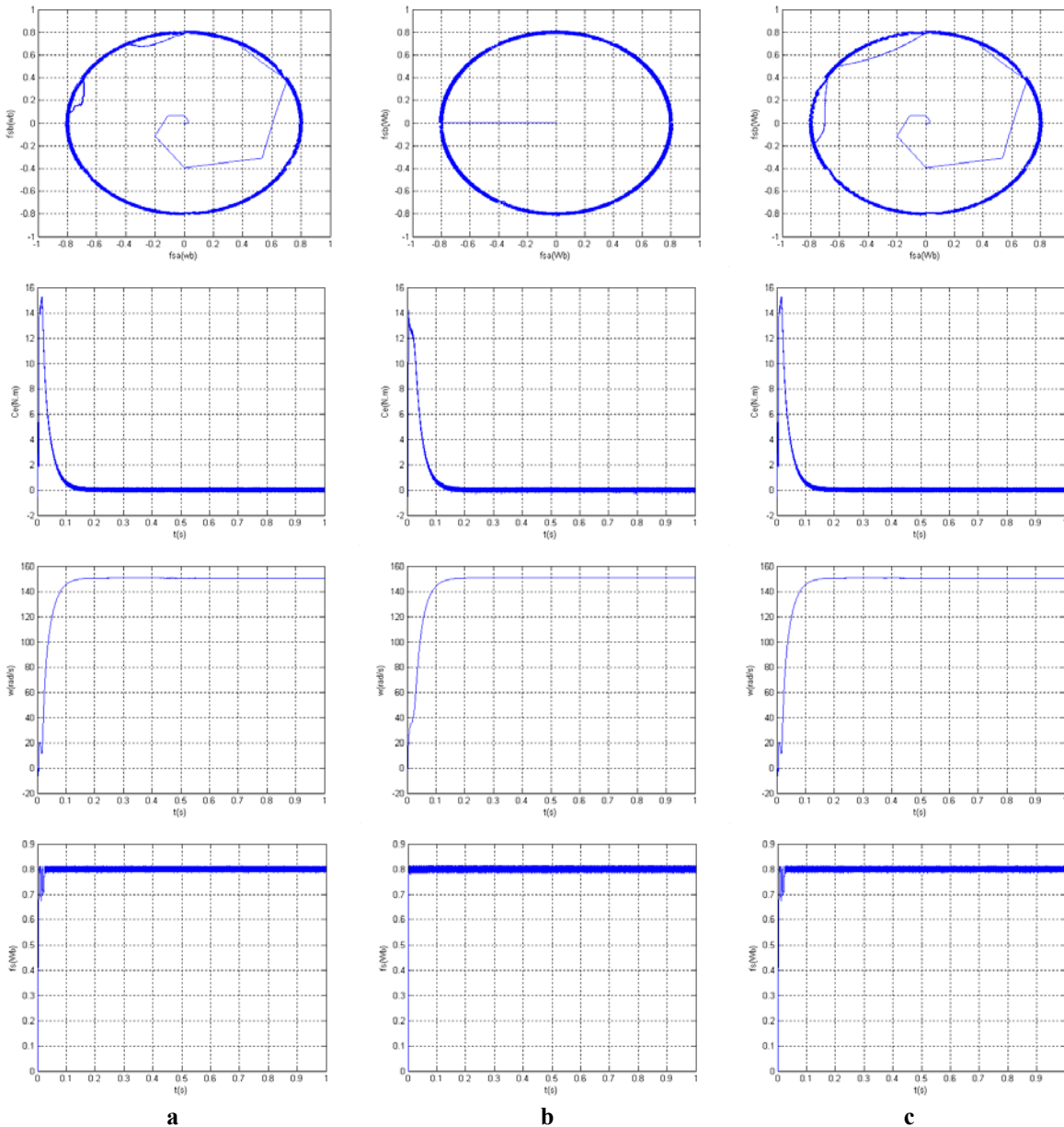


Figure (5.19) : a) : DTC classique, b) : DTC modifiée, c) : DTC avec injection du signal hf.

5.12 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande direct du couple appliquée à une machine à réluctance variable. L'exactitude du couple électromagnétique dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux statorique. De plus, des tables de commutation pour le choix du vecteur tension dont la sortie ne dépend pas de la position du rotor sont proposées.

La résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui est utilisé avec cette méthode de contrôle.

L'analyse des résultats obtenus nous a permis de conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques du couple et du flux. Les ondulations réduites du couple lors de l'application de la table avec vecteurs nuls sont considérées comme un avantage.

La comparaison entre la commande DTC et les deux commandes indirectes du couple (par hystérésis et par MLI) nous a montré que le contrôle DTC est une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel par hystérésis et par MLI.

Cependant, plusieurs inconvénients apparaissent dans cette méthode dont notamment non maîtrise de l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple et sur le flux, l'effet du terme résistif sur le comportement du DTC. Nous avons présenté deux stratégies simples qui n'introduisent pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la DTC classique. Les deux méthodes améliorent nettement la forme du couple et du flux et présentent la même dynamique de réponse que le DTC classique.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire, porte sur la modélisation et la commande d'une machine à réluctance variable. Avant de passer aux résultats de simulation obtenus, il a été nécessaire de parler un peu sur cette machine (MRV).

Bien que le principe de fonctionnement des moteurs à réluctance variable soit connu depuis longtemps, leurs développements a été freiné par les non linéarités qui les caractérisent. Mais aujourd'hui, les puissants outils de calcul informatiques permettent de dimensionner rapidement ces moteurs et par conséquent, les applications deviennent de plus en plus nombreuses.

Nous avons commencé ce mémoire en donnant un bref aperçu sur le principe de fonctionnement, les différents types, et les différentes structures du rotor qui ont été développé jusqu'au présent pour ce type de machine. Nous avons ensuite rappelé les équations classiques du modèle électrique équivalent, nous sommes intéressés aux limites de ce modèle et en particulier, l'apparition des paramètres électriques non mesurables. En effet, comme les amortisseurs sont en court circuit, il est impossible d'avoir accès aux courants rotoriques, pou cela nous avons développé un modèle qu'il ne fait apparaître que des paramètres électriques mesurables.

La modélisation de la machine en utilisant la transformation de Park nous a permis de définir une stratégie de commande pouvant contrôler le couple par une composante de courant statorique et le flux par l'autre.

Enfin, nous avons développé une stratégie de commande permettant d'améliorer les performances de la machine, c'est le contrôle direct du couple.

D'après les résultats de simulation obtenus on peut conclure que :

- La machine toute seule a un problème lors du démarrage ce qui nécessite d'avoir un recours à un fonctionnement en boucle fermée.
- La commande vectorielle d'une machine à réluctance variable nécessite la connaissance plus ou moins précise des paramètres de la machine, la position du rotor doit être connue, les capteurs de position sont coûteux et diminuent la fiabilité du système.
- Le contrôle direct du couple est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel, c'est une technique qui ne fait pas intervenir les paramètres de la machine sensibles à la variation de la

température et à la saturation, sauf pour la résistance statorique ou l'effet d'une erreur sur cette dernière est négligeable.

- Comme le cas d'autres méthodes, le contrôle direct du couple souffre de quelques problèmes dont le faible maîtrise de l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple et sur le flux.

Pour la minimisation des ondulations sur le couple et sur le flux, nous avons établi deux solutions :

- l'utilisation d'autres tables de vérité.
- L'introduction d'un signal de haute fréquence et de faible amplitude aux erreurs du couple et du flux

Dans la première stratégie, un changement de table de vérité est effectué avec un modification sur les zones, cette technique a la même simplicité que le DTC classique (présente de bonnes réponses). [9]

La deuxième approche consiste à injecter un signal sinusoïdal de haute fréquence et de très faible amplitude par rapport à la bande d'hystérésis du DTC classique. L'application de cette stratégie a minimisé d'une façon remarquable les ondulations du couple et du flux.

Comme perspectives de ce présent travail, on propose :

- La machine à réluctance variable est très sensible à la saturation magnétique. En particulier, le couple moyen développé en dépend fortement [1], donc il est conseillé de modéliser la machine en tenant compte de la saturation magnétique.
- Concevoir une étude sur le contrôle de la fréquence de commutation de l'onduleur.
- Une étude sur l'identification de la résistance statorique par la méthode d'adaptation basée sur la logique floue.
- Envisager une exploration plus fine du procédé par la mise en place d'un banc d'essai qui deviendra un puissant outil.

Références bibliographiques

- [1] : **T.Lubin**, "Modélisation et commande de la machine à réductance variable. Prise en compte de la saturation magnétique".Thèse de doctorat, université de Henri Poincaré, Nancy-1,18 Avril 2003.
- [2] : **A.Tounzi**, F.Meibody-Tabar et F.M.Sargos, "commande vectorielle de la machine à réductance variable à stator lisse .Prise en compte de la saturation et de l'amortissement." Journal de physique 3 pp 909-926, France .Avril 1979.
- [3] : **Bernard Multon**, "historique des machines électromagnétiques et plus les machines à réductance variable", LESIR (URA CNRSD1375), Ecole normal supérieur de Cachan, revue 3 E, n 3, pp3-8, Juin 1995.
- [4] : **Guettaf.A**, " Contribution à la conception de la machine à réductance variable en vue d sa commande ".Thèse de magister, université de Biskra, 2005.
- [5] : **Kiyyour.B**, "commande vectorielle de la machine à réductance variable à stator lisse et rotor massif".Thèse de magister, université de Batna, 2001.
- [6] : **Jean Claude Mouchou**, "Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à réductance variable pour véhicule électrique –expérimentation des moteur".
Thèse d'ingénieur, LESiR -94230 CACHAN 1994.
- [7] : **E .Hoang**, "Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans le moteur à réductance variable à double saillance".Thèse de doctorat, école normale supérieur de Cachan 1995.
- [8] : **A.Mailfert**, F-M.Sargos, "Machines à réductance variable: principes des MRV, machines à commutation".Techniques d'ingénieurs, institut national polytechniques de Lorraine.
- [9] : **Bouchareb. C**, « Contrôle directe du couple des machines synchrones ».Thèse de magister, université de Batna, 2005.
- [10] : **Bouzza.F**, "Commande vectorielle de la machine à réductance variable à rotor massif. Prise en compte de la saturation".Thèse d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [11]: **GAO. Yuan**, « Speed control of switched reluctance motor ».Thèse de magister, université de Hong Kong. 2000.
- [12]: **Bernard de FORNEL**, « Commande par control direct de couple des machines asynchrones ». Techniques d'ingénieurs, institut national polytechniques de Toulouse.
- [13] : **Gabriel.BUCHE**, « Commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK ».Thèse d'ingénieur C.N.A.M, centre régional associé de GRENOBLE.2001.
- [14] : **Luc MOREAU**, « Modélisation, conception et commande de génératrices à réductance variables basse vitesse ». Thèse de doctorat, université de Nantes. 2005.

[15] : **Toufik.BOUAOUICHE**, « Command à structure variable et étude de l'intégration d'éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation sur le réseau électrique ».Thèse de doctorat, université de Nantes. 2007.

[16] : **MY- Ismail LAMGHARI-JAMAL**, « Modélisation magnéto - thermique et optimisation de machine rapide : Application à la machine à réluctance variable ».Thèse de doctorat, université de Nantes.2006.

[17] : **N.ASSAS S.B.DIB**, « contrôle vectoriel d'une machine synchrone à aimant permanent ».Thèse d'ingénieur, université de Batna. 1998.

[18] : **Djamel RAHEM**, « Contribution à l'étude du champ magnétique dans des pièces ferromagnétiques en utilisant des méthodes numériques. Application à l'analyse des machines à aimants permanents et à réluctance variable ». Thèse de doctorat, université de batna. 2008.