



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par

DJAHFA SALIM

THEME

Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable

Soutenu le 24/06/2019 devant la commission d'examen composée de :

Mr.LABDANI RAFIK	MAA à l'Université de Khenchela	Président
Mr.BEDDIAF YASSINE	MCB à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr.SAIDI ABDELKADER	MAA à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2018/2019

Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur, Dr Yassine BEDDIAF, de m'avoir proposé le sujet de mon mémoire. Je le remercie aussi de son suivi permanent de mon travail, ses remarques et suggestions sans lesquelles ce mémoire n'aurait pas lieu.

Mes remerciements vont également aux membres du jury examinateurs, qui m'ont fait l'honneur de juger mon travail.

Je tiens enfin à remercier tous ceux qui ont contribué d'une façon ou d'une autre à la réalisation de ce travail.

Salim DJAHFA

TABLE DES MATIERES

Remerciement.....	I
Table des matières.....	II
Listes des figures.....	III
Nomenclatures.....	IV
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur machines synchrones à réductance variable	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 Principe de la conversion électromécanique à reluctance variable.....	5
I.2.1 <i>Couple électromagnétique</i>	5
II.2.1 <i>Modèle électrique</i>	8
I.3 Types de machines synchrones triphasées à réductance variable.....	9
I.3.1 <i>MSRV à stator lisse</i>	9
I.3.2 <i>MSRV à disques imbriqués</i>	9
I.3.3 <i>MSRV à double saillance</i>	10
I.3.4 <i>MSRV hybrides</i>	11
I.4 Avantages et inconvénients des machines synchrones à réductance variable.....	21
I.4.1 <i>Avantages</i>	11
I.4.2 <i>Inconvénients</i>	12
I.5 Les applications des machines synchrones à réductance variable.....	12
I.6 Conclusion.....	15
Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone à réductance variable	16
II.1 Introduction.....	17
II.2 Les différentes structures du stator et du rotor.....	17
II.3 Modélisation de la machine synchrone triphasée à réductance variable (MSRV).....	17
II.3.2 <i>Hypothèses simplificatrices</i>	18
II.3.3 <i>Equations électriques</i>	18
III.3.3 <i>Détermination des équations des flux</i>	19
II.3.4 <i>Modèle de la MSRV dans le repère biphasé (dq)</i>	20
II.3.4.1 <i>Transformations de Park</i>	20
II.3.4.2 <i>Application de la transformation de Park sur la MSRV</i>	24
II.4 Modèle développé de la MSRV sous forme matricielle	27
II.5 Détermination du couple.....	31

II.6	Schéma de simulation sous matlab simulink.....	33
II.7	Résultats de simulation.....	34
II.2.1	<i>A vide</i>	34
II.7.2	<i>En charge</i>	36
II.9	Interprétation des résultats.....	39
III.9	Conclusion.....	39
Chapitre III : commande vectorielle de la machine synchrone à réluctance variable.....		40
III.1	Introduction.....	41
III.2	Commande vectorielle de la MSR.....	41
III.2.1	<i>Principe de la commande vectorielle de la MSR</i>	41
III.2.2	<i>Description du système global</i>	42
III.2.3	<i>Découplage</i>	43
III.3	Calcul des régulateurs.....	45
III.3.1	<i>Régulateur de vitesse</i>	45
III.3.2	<i>Régulateur de courant i_{sd}</i>	46
III.3.3	<i>Régulateur de courant i_{sq}</i>	47
III.4	Schéma de simulation sous matlab simulink.....	49
III.5	Résultats de simulation.....	49
III.6	Conclusion.....	52
Conclusion générale.....		53
Bibliographie.....		54
Annexe.....		56

LISTE DES FIGURES

Chapitre I :

Figure (I.1) : Structures élémentaires monophasées à réluctance variable.....	5
Figure (I.2) : Structure élémentaire monophasée.....	6
Figure (I.3) : Caractéristique électromagnétique fondamentale.....	6
Figure (I.4) : Energie et coénergie dans un circuit magnétique.....	7
Figure (I.5) : Modèle électrique d'une phase de la MRV.....	8
Figure (I.6) : MSRVR à stator lisse.....	9
Figure (I.7) : Structure de la MSRVR à disque imbriqués.....	10
Figure (I.8) : Tôles stator et rotor.....	10
Figure (I.9) : MRVDS (12/8).....	10
Figure (I.10) : Utilisation d'aimants dans les MSRVR à double saillance.....	11
Figure (I.11) : Les applications des machines synchrones à réluctance variable.....	14

Chapitre II :

Figure (II.1) : Structure du rotor de la MSRVR.....	17
Figure (II.2) : représentation de la MSRVR.....	18
Figure (II.3) : Transformation du système triphasé à un système biphasé.....	20
Figure (II.4) : Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel diphasé.....	25
Figure (II.5) : Modèle équivalent dans le repère (dq).....	26
Figure (II.6) : Schéma bloc de la MSRVR.....	33
Figure (II.7) : Variation du couple en fonction du temps.....	34
Figure (II.8) : Variation de la vitesse en fonction du temps.....	34
Figure (II.9) : Variation des courants statoriques i_{ds} et i_{qs} en fonction du temps.....	35
Figure (II.10) : Variation des courants rotoriques i_{rd} et i_{rq} en fonction du temps.....	35
Figure (II.11) : Variation des tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} en fonction du temps.....	36
Figure (II.12) : Variation du couple en fonction du temps.....	36
Figure (II.13) : Variation de la vitesse en fonction du temps.....	37
Figure (II.14) : Variation des courants statoriques i_{ds} et i_{qs} en fonction du temps.....	37
Figure (II.15) : Variation des courants rotoriques i_{rd} et i_{rq} en fonction du temps.....	38
Figure (II.16) : Variation des tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} en fonction du temps.....	38

Chapitre III :

Figure (III.1) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSRVR.....	42
Figure (III.2) : Schéma bloc de compensation de la MSRVR.....	44

Figure (III.3) : Boucle de régulation de la vitesse de la MSR.V.....	46
Figure (III.4) : Boucle de régulation du courant i_{sd} de la MSR.V.....	47
Figure (III.5) : Boucle de régulation du courant i_{sq} de la MSR.V.....	48
Figure (III.6) : Schéma de simulation commande vectorielle de la MRV sous matlab simulink..	49
Figure (III.7) : Variation de la vitesse en fonction du temps.....	49
Figure (III.8) : Variation du couple en fonction du temps.....	50
Figure (III.9) : Variation du courant i_{sd} en fonction du temps.....	50
Figure (III.10) : Variation du courant i_{sq} en fonction du temps.....	51
Figure (III.11) : Variation du courant i_{sab} en fonction du temps.....	51
Figure (III.12) : Variation du flux statorique en fonction du temps.....	52

NOMENCLATURE

Symbole	Signification
MSRV	Machine Synchrone à Réductance Variable
N_r	Nombre de dents rotoriques
θ_m	Angle mécanique
θ	Angle électrique
ρ	Perméance du circuit magnétique
\mathcal{R}	Réductance magnétique
W_{em}	Energie magnétique
W'_{em}	Coénergie magnétique
φ	flux
n	Le nombre des conducteurs de bobinage
ϕ	flux total
L	Inductance
C	Couple
ω	Vitesse électrique
R	Résistance
i, I	courant
u, V	Tension
d, q	Axe longitudinal et transversal (transformation de Park)
V_s	Tensions des phases statoriques
i_s, i_r	Courants des phases statoriques et rotoriques
R_s	Résistance d'une phase statorique
R_d, R_q	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_d	Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe d
T_q	Constante de temps de l'amortisseur suivant l'axe q
T_r	Constante de temps rotorique
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
Ω	Vitesse de rotation
f	Coefficient de frottement
f	Moment d'inertie
P	Nombre de paires de pôles

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques équipent la majeure partie des systèmes d'entraînement industriels à vitesse variable. Les applications vont de la robotique (servomoteurs) jusqu'à l'entraînement des laminoirs (poulies).

La machine à courant continu est restée longtemps l'actionneur le plus utilisé pour réaliser ces systèmes grâce à l'avantage présenté par ses machines (simple à commander), mais la présence du système balais-collecteur dans ses machines engendre un problème d'usure du graphite, chose qui limite la vitesse de rotation et provoque plusieurs problèmes tels que l'entretien constant, influant par la suite sur le rendement de cette machine.

Aujourd'hui le développement des semi-conducteurs de puissance a permis de réaliser des onduleurs de tension ou de courant, ouvrant la voie de la vitesse variable aux machines alternatives (synchrone et asynchrone). Ces machines possèdent de nombreux avantages par rapport à la machine à courant continu. L'absence du collecteur permet d'accroître la fiabilité et permet d'obtenir des machines ayant un coût de fabrication et d'entretien moins important et un rendement très élevé. Les avancées technologiques de la micro-électronique ont permis le développement de commandes très performantes pour les machines alternatives (contrôle vectoriel et contrôle direct en couple). De nombreux constructeurs proposent aujourd'hui des variateurs utilisant ces principes de commande.

La machine à courant alternatif la plus utilisée dans l'industrie pour les applications du type servomoteur (robotique, machines outils....) est la machine synchrone à aimants permanents. Elle présente un couple massique important et un bon rendement par rapport aux autres types de machines. Son mode de contrôle est simple car le repère de commande est directement lié au rotor. Elle présente cependant quelques inconvénients. Tout d'abord, son coût de fabrication est relativement important à cause du prix des aimants permanents (aimants à base de terres-rares). Ensuite, il est difficile de la faire fonctionner en affaiblissement de champ pour monter en vitesse, le flux étant imposé par les aimants (la désaimantation doit rester limitée). Enfin, elle ne supporte pas des températures élevées de fonctionnement. Les matériaux à base de fer et de terres rares (néodyme) présentent un point de Curie relativement bas (environ 310°C), ce qui limite son domaine d'application. [1]

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, de conception simple, et ne nécessite pratiquement pas d'entretien. Son prix est le plus bas du marché. La possibilité de contrôler son couple grâce à des commandes performantes en fait une solution avantageuse en terme financier et en terme de maintenance. Cependant, son modèle est complexe et la commande associée l'est également. Le changement de repère nécessaire à la commande vectorielle dépend

de la valeur de la constante de temps rotorique (rapport entre l'inductance rotorique et la résistance rotorique). Ce paramètre varie avec la température et le niveau de saturation. Si l'on ne connaît pas parfaitement ce paramètre, ou s'il évolue en cours de fonctionnement, les performances dynamiques du système se dégradent. La commande sans capteur de vitesse pour la machine asynchrone reste difficile à assurer surtout pour les basses vitesses.

On a vu apparaître dernièrement, des systèmes d'entraînements du type servomoteur mettant en œuvre la machine synchrone à réluctance variable (en 1999 chez ABB). Une étude comparative entre les différentes machines alternatives de faible puissance a montré que cette machine présente un couple massique compris entre celui d'une machine asynchrone et celui d'une machine à aimants. Elle a l'avantage d'avoir une structure de rotor simple et robuste (aucun conducteur au rotor dans sa version sans cage). Elle est relativement bon marché comparée aux machines à aimants. On peut la faire fonctionner facilement en affaiblissement de champ pour monter en vitesse (fonctionnement à puissance constante). De plus, la commande sans capteur de vitesse est plus simple à réaliser que celle d'une machine asynchrone car elle possède une saillance naturelle. Ces différents avantages semblent lui donner des chances de développement pour l'avenir. Comme les autres machines à courant alternatif, la machine synchrone à réluctance variable présente également des inconvénients non négligeables. La saillance du rotor qui est à l'origine du couple électromagnétique provoque des ondulations sur la valeur de ce couple. Ces ondulations de couple se traduisent par des vibrations et du bruit acoustique. Cette machine est très sensible à la saturation magnétique. En particulier, le couple moyen développé en dépend fortement. [1]

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 à la MRV.

Ce mémoire est organisé selon le plan suivant :

- Introduction générale
- Chapitre I : Généralité sur la MSR
- Chapitre II : Modélisation de la MSR
- Chapitre III : Commande vectorielle la MSR
- Conclusion générale

CHAPITRE I

**GENERALITES SUR
LES MACHINES SYNCHRONES
A RELUCTANCE VARIABLE**

I.1 Introduction

Le principe des machines synchrones à réluctance variable (MSRV) est basé sur celui de l'électroaimant. En fait, il s'agit de la plus ancienne méthode de conversion électromécanique. Toute machine à réluctance variable pure est constituée de deux parties en mouvement relatif dont l'une est électriquement active et l'autre passive. La première comprend un circuit magnétique denté muni de bobinages, la seconde est simplement un circuit ferromagnétique, lui aussi, denté mais sans aucun conducteur ni aimant.

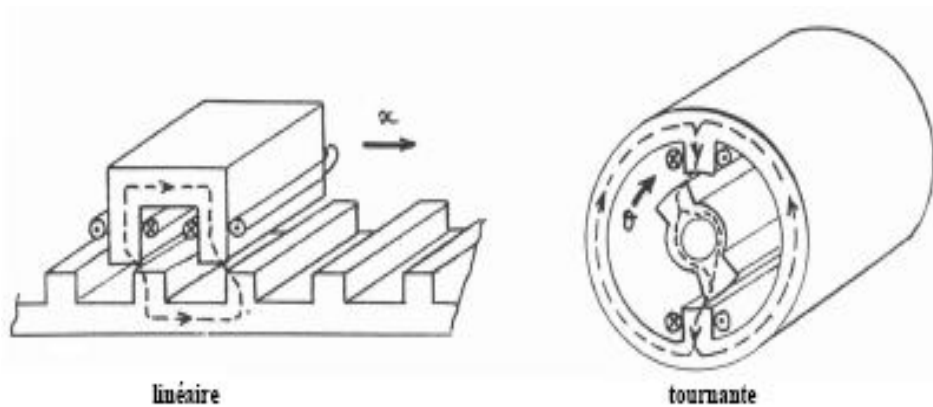


Figure (I.1) : Structures élémentaires monophasées à réluctance variable.

La figure (I.1) représente la structure standard (monophasée) linéaire et tournante de la machine à réluctance variable. On remarque que, dans le cas du moteur linéaire, la raille est la partie passive ou statique. Pour la machine tournante, c'est le rotor qui est passif, il peut ainsi tourner à grande vitesse sans poser les problèmes d'équilibrage et de tenue mécanique des structures assemblées. Cependant, des pertes de ventilation élevées peuvent exister à très grande vitesse en l'absence de précautions. Pour entretenir un mouvement continu, il est nécessaire, d'une part, d'avoir plusieurs phases, d'autre part, de commuter les courants d'alimentation de ces phases successivement et en synchronisme avec la position relative, c'est à dire d'avoir recours à un autopilotage. Une alternative à ce mode de commande consiste à alimenter en mode pas à pas, obtenu est alors discontinu et saccadé. [2]

I.2 Principe de la conversion électromécanique à réluctance variable

I.2.1 Couple électromagnétique

Pour illustrer le principe de la MSRV, on considère une machine à structure monophasée comme le montre la figure (I.2) à deux dents rotoriques : $Nr = 2$. La figure (I.3) montre la

caractéristique électromagnétique fondamentale. On peut remarquer que la périodicité mécanique vaut π , d'une manière générale l'angle électrique θ vaut : [2]

$$\theta = N_r \theta_m \tag{I.1}$$

Où θ_m est l'angle mécanique et N_r est le nombre de dents rotoriques.

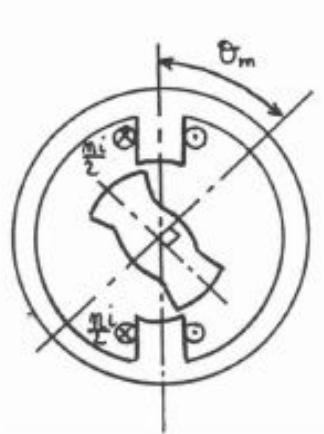


Figure (I.2) : Structure élémentaire monophasée.

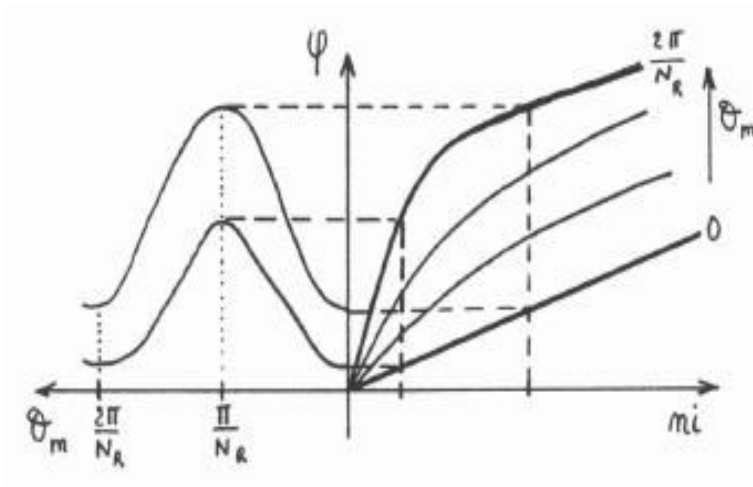


Figure (I.3) : Caractéristique électromagnétique fondamentale.

Sur une période électrique complète, deux positions sont remarquables : celle d'opposition (où l'inductance est minimale) et celle de conjonction (alignement des dents où l'inductance est maximale). Dans ces machines, on n'atteint généralement pas la saturation magnétique en opposition, mais ce n'est pas le cas pour les autres positions.

On constate sur la figure (I.3) que :

- le signe du courant n'a aucune influence sur le signe du couple : dans la configuration de la figure (I.2), le mouvement de rotation se fera dans le sens des aiguilles d'une montre quelque soit le signe des ampères-tours injectés dans le bobinage d'alimentation;
- en convention moteur, le couple est positif si l'on injecte un courant lorsque les dents rotoriques s'approchent des dents statoriques excitées. Dans le cas contraire, c'est à dire si elles s'éloignent, le couple est négatif : la machine freine. Le signe du couple est ainsi le signe de la variation (dérivée par rapport à la position) de l'inductance. Contrairement aux machines classiques, une phase seule ne peut pas produire de couple moteur sur toute une période électrique (attraction sur la première moitié puis répulsion sur la seconde), avec une denture symétrique, la production de couple positif ne peut durer qu'une demi période au maximum (durée angulaire de croissance de l'inductance).

Par la méthode de variation des énergies, on montre que le couple instantané d'une machine électromagnétique s'exprime les relations suivantes :

à $\varphi = \text{constante}$

$$C(\theta) = -\frac{\partial W_{em}}{\partial \theta_m} = -N_r \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta} \quad (\text{I.2})$$

Ou bien à $ni = \text{constante}$:

$$C(\theta) = \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta_m} = N_r \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta} \quad (\text{I.3})$$

Où W_{em} et W'_{em} sont respectivement l'énergie et la coénergie magnétiques comme le montre la figure (I.4), θ_m et θ sont respectivement l'angle mécanique et électrique, N_r est le nombre de dents rotoriques équi-réparties et φ représente le flux électromagnétique.

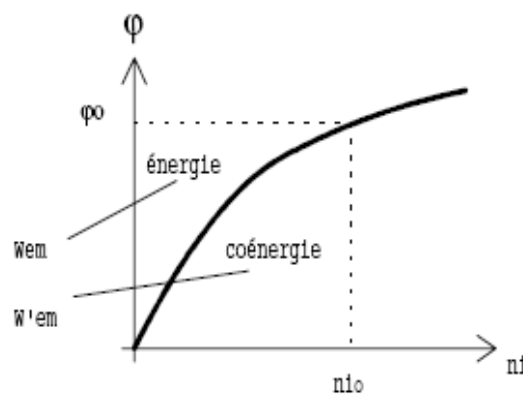


Figure (I.4) : Energie et coénergie dans un circuit magnétique.

$$W_{em} = \int_0^{\varphi_0} n \cdot i d\varphi \quad (\text{I.4})$$

$$W'_{em} = \int_0^{ni_0} \varphi dni \quad (\text{I.5})$$

En particulier en régime linéaire, le flux est lié aux ampères-tours (ni) par la perméance $\rho(\theta)$:

$$\varphi(\theta) = n. i\rho(\theta) \tag{I.6}$$

Alors :

$$C(\theta) = N_r \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta} = \frac{N_r}{2} n i^2 \frac{d\rho}{d\theta} \tag{I.7}$$

$$C(\theta) = \frac{N_r}{2} (n. \varphi)^2 \frac{d\mathcal{R}}{d\theta} \tag{I.8}$$

Où, \mathcal{R} est la reluctance du circuit magnétique. [2]

I.2.2 Modèle électrique

Pour analyser et étudier le comportement d'un moteur à réluctance variable, il est nécessaire d'avoir recours à un modèle électrique. Ce dernier comprend la résistance de l'enroulement et la tension induite due aux variations de l'inductance et du courant, le schéma du modèle est illustré par la figure (I.5). [2]

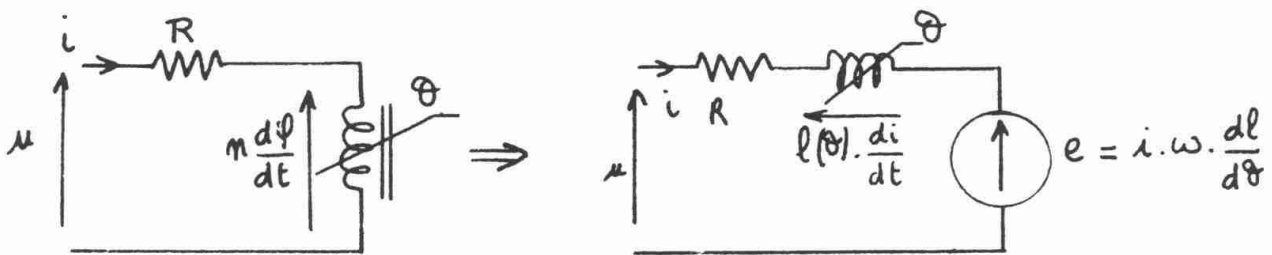


Figure (I.5) : Modèle électrique d'une phase de la MRV.

Les équations électriques s'écrivent :

$$u = R. i + n \frac{d\varphi}{dt} = R. i + \frac{d\phi}{dt} \tag{I.9}$$

Où, $\phi = n\varphi$ est le flux total dans une phase embrassé par toutes les spires.

En régime permanent, on a : $\phi = l(\theta). i$ alors :

$$u = R. i + l(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dl(\theta)}{dt} \tag{I.10}$$

On peut écrire aussi :

$$u = R. i + l(\theta) \frac{di}{dt} + i. \omega \frac{dl(\theta)}{d\theta} \tag{I.11}$$

Equation mécanique :

L'expression du couple est donné par :

$$C = \frac{N_r}{4\pi} (L_c - L_0) I_M^2 \quad (\text{I.11})$$

I.3 Types de machines synchrones triphasée à réluctance variable

I.3.1 MSRV à stator lisse

Les MSRV à stator lisse conviennent aux entraînements à puissance élevée et à grande vitesse (plus de 1000tr/min), leur bobinage d'induit est généralement triphasé. Ces machines peuvent être excitées ou non. Figure (1.6) [3]

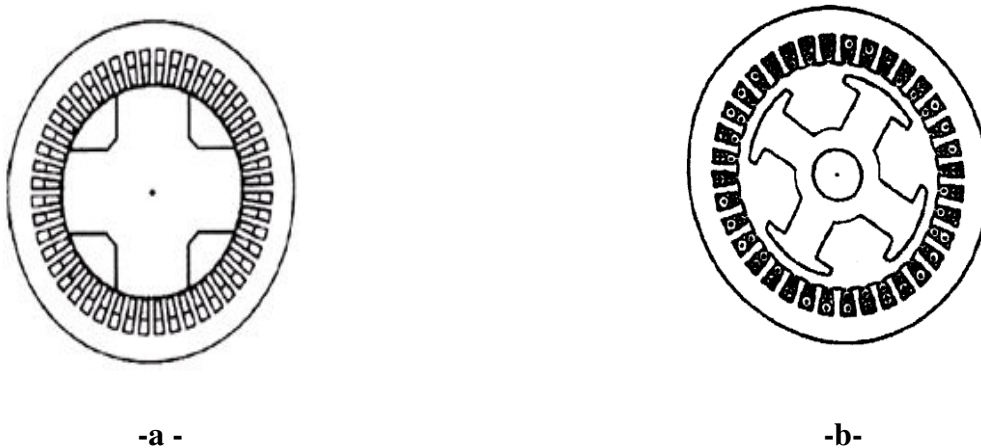


Figure (I.6) : MSRV à stator lisse.

-a- MRV à stator lissé excitée au stator.

-b- MRV à stator lissé non excitée.

I.3.2 MSRV à disques imbriqués

La MSRV à disque imbriqué figure (I.7) possède deux séries identiques de disques alternativement fixés et mobiles ; l'ensemble est placé à l'intérieur d'un bobinage d'excitation cyclique ; dont les disques en matière isolante sont insérés, un grand nombre de petits plots ferromagnétiques régulièrement repartis, les disques rotor sont solidaire de l'arbre et assurent dans leur rotations les variations de réluctance ; celle-ci est minimale lorsque tous les plots sont alignés (conjonction), elle est maximale lorsqu'ils sont décalés (opposition).[3]

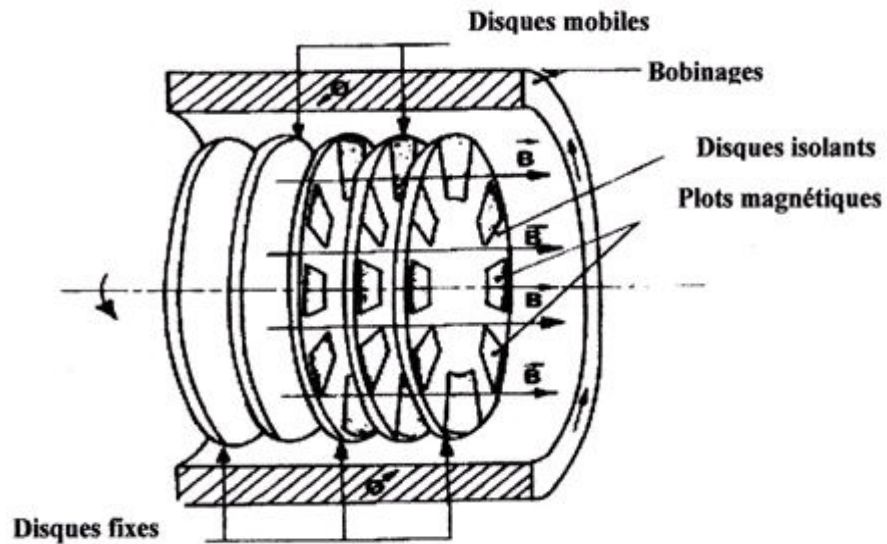


Figure (I.7) : Structure de la MSR à disque imbriqués.

I.3.3 MSR à double saillance

La machine à réluctance variable à double saillance est la plus facile à construire, elle est constituée d'un empilement de tôles. On peut voir à partir de la figure (I.8) les tôles statoriques et rotoriques d'une MRVDS (6/4).[3]

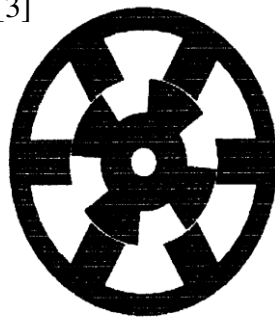


Figure (I.8) : Tôles stator et rotor.

La figure (I.9) : représente une MSR (12/8)



Figure (I.9) : MRVDS (12/8).

I.3.4 MSR hybrides

Par rapport aux précédentes structures, la particularité des MSR hybrides réside dans l'intégration d'aimants permanents afin d'améliorer leurs performances.

L'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé mais on s'éloigne des structures à réluctance pure.[4]

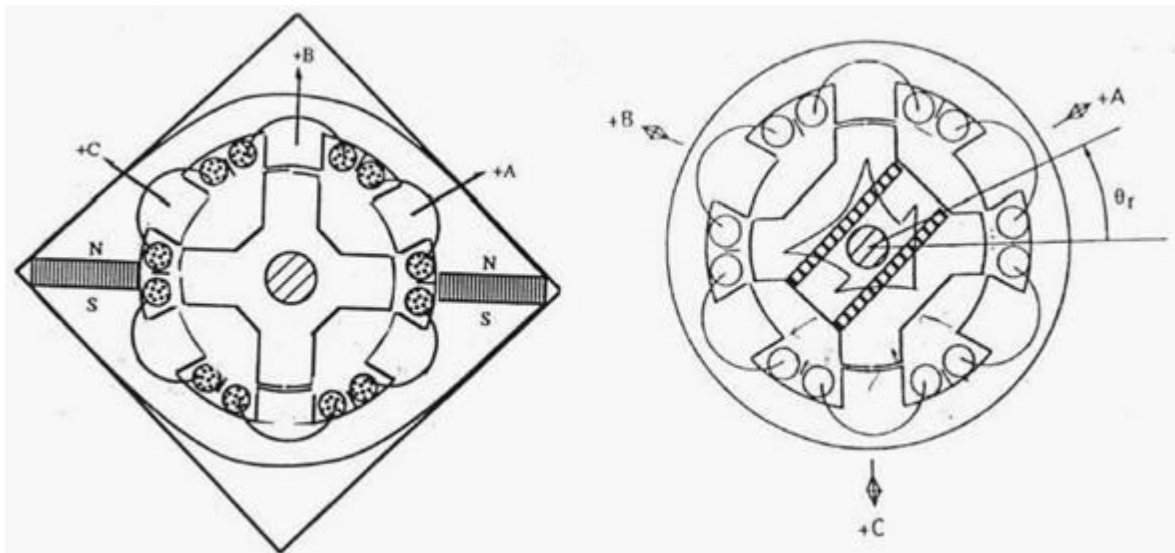


Figure (I.10) : Utilisation d'aimants dans les MSR à double saillance.

I.4 Avantages et inconvénients des machines synchrones à réluctance variable

I.4.1 Avantages

Les MSR possèdent plusieurs avantages par rapport aux machines classiques à savoir :

- Simplicité de construction.
- Machine robuste.
- Possibilité de fonctionner pour des larges gammes de vitesse.
- Bon apport masse.
- Bon coefficient de bobinage.
- Une bonne précision du positionnement.[3]

I.4.2 Inconvénients

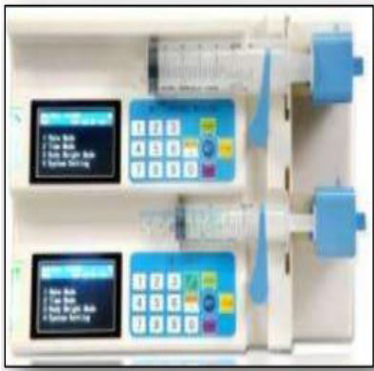
Les MSRV possèdent plusieurs inconvénients par rapport aux machines classiques à savoir :

- Présence non négligeable de bruit et de vibration.
- Sur dimensionnement de l'alimentation.
- Fonctionne à des fréquences élevées.[3]

I.5 Les applications des machines synchrones à réluctance variable

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

- **Les applications spécifiques :** compresseurs, ventilateurs, pompes. Les équipements médicaux et de laboratoires comme les pousse-seringues, figure (I.11)-a, les centrifugeuses figure (I.11)-b, ainsi que les fauteuils roulants électriques figure (I.11)-c...
- **Les appareils ménagers :** Robot ménager figure (I.11)-d, lave-linge figure (I.11)-e, lave-vaisselle, horlogerie, jouets...
- **Les applications pour les véhicules électriques et hybrides :** figure (I.11)-f, le domaine de traction électrique sur rails comme les MSRV linéaires ainsi que les rotors « in Wheel » directement associés aux roues figure (I.11)-h et les équipements de bord figure (I.11)-g.
- **Les automatismes industriels :** ascenseurs, servomécanismes, portes automatiques figure (I.11)-i, actionneurs, positionnement...
- **Les équipements informatiques et bureautiques :** impression, ventilateur, têtes de lecteur...[4]



(a) Pousse-seringue



(b) Centrifugeuse



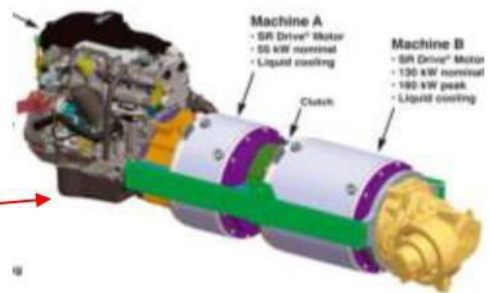
(c) Fauteuil roulant électrique



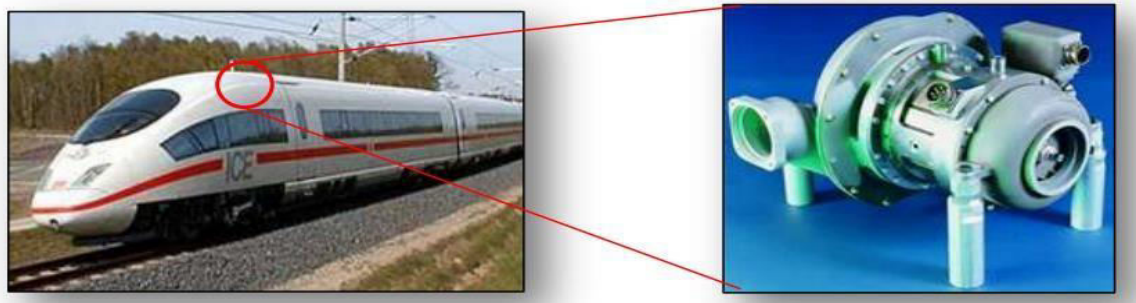
(d) Robot ménager



(e) Lave-linge



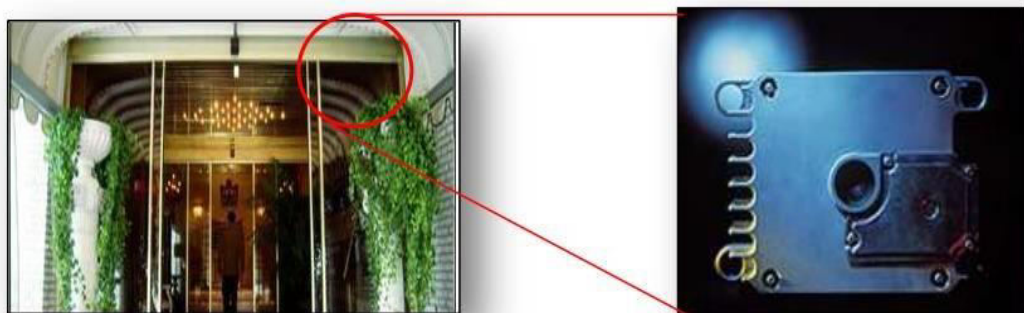
(f) Véhicule électrique Hybride



(g) Equipement de bord des trains



(h) Rotor « in Wheel »



(i) Porte automatique utilisant de MRV.

Figure (I.11) : Les applications des machines synchrones à réluctance variable.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté des généralités sur les machines synchrones à réluctance variable, leur principe de fonctionnement, les différents types de la machine et les différents types de rotor ainsi que les applications de cette machine.

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 inférieures 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 II

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRON A RELUCTANCE VARIABLE

II.1 Introduction

Avec le développement de l'électronique de puissance et l'émergence des techniques modernes de commande (contrôle vectoriel), on a constaté au cours de ces dix dernières années, un regain d'intérêt pour la machine synchrone à réluctance variable. Ceci s'est traduit par un nombre important de publications sur cette machine. L'objectif de ces travaux est de développer des systèmes d'entraînement performants (servomoteurs) mettant en œuvre ce type de machine. Des études comparatives entre les différentes machines ont montré que l'on pouvait obtenir des performances comparables, voire meilleures que celles obtenues avec la machine asynchrone. [1]

II.2 Les différentes structures du stator et du rotor

La structure du stator est identique à celui d'une machine asynchrone. Le rotor est constitué d'une cage ou sans cage comme le montre la figure (II.1). [1]

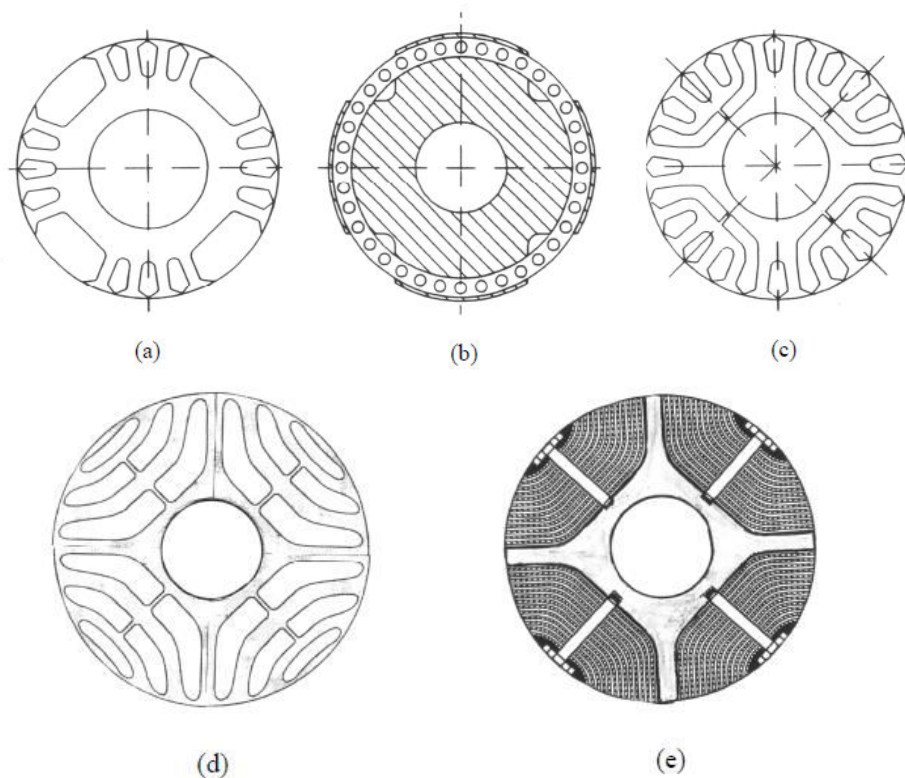


Figure (II.1) : Structure du rotor de la MSR/V.

II.3 Modélisation de la machine synchrone triphasée à réluctance variable (MSRV)

La machine synchrone à réluctance variable triphasée comporte un enroulement triphasé au stator, le rotor est une cage dont les enroulements fictifs sont représentés sur un axe biphasé (dq).

Le décalage entre le système statorique et rotorique est désigné par un angle électrique θ . La figure (II.2) montre la représentation de la MSRV.

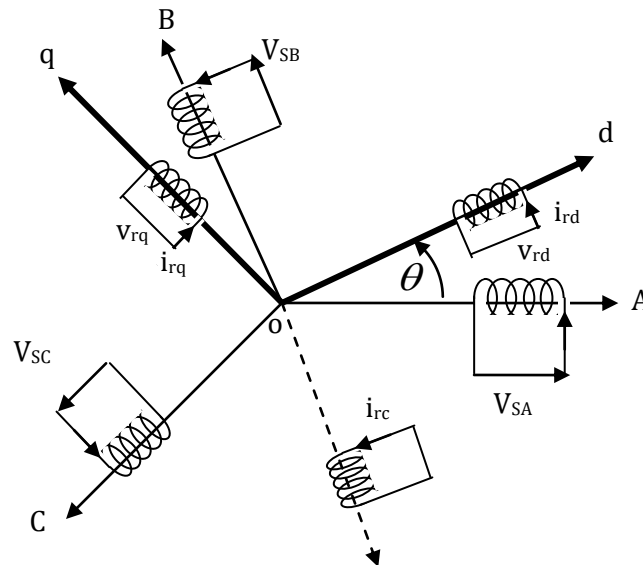


Figure (II.2) : représentation de la MSRV.

II.3.1 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant ;
- Effet des encoches négligé ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

II.3.2 Equations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en appliquant la loi de Faraday, nous pouvons écrire les équations électriques au stator et au rotor comme suit :

Pour le stator:

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

Avec:

$$[V_s] = [V_{sA} \quad V_{sB} \quad V_{sC}]^T \quad (\text{II.2})$$

$$[i_s] = [i_{sA} \quad i_{sB} \quad i_{sC}]^T \quad (\text{II.3})$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sA} \quad \varphi_{sB} \quad \varphi_{sC}]^T \quad (\text{II.4})$$

Pour le rotor:

$$[0] = [V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{II.5})$$

$$[V_r] = [V_{rd} \quad V_{rq}]^T \quad (\text{II.6})$$

$$[i_r] = [i_{rd} \quad i_{rq}]^T \quad (\text{II.7})$$

$$[\varphi_r] = [\varphi_{rd} \quad \varphi_{rq}]^T \quad (\text{II.8})$$

II.3.3 Détermination des équations des flux

Les expressions des flux à travers les bobinages statoriques et rotoriques sont les suivantes: [1]

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sA} \\ \varphi_{sB} \\ \varphi_{sC} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1(\theta) & L_{12}(\theta) & L_{13}(\theta) & L_{1rd}(\theta) & L_{1rq}(\theta) \\ L_{21}(\theta) & L_2(\theta) & L_{23}(\theta) & L_{2rd}(\theta) & L_{2rq}(\theta) \\ L_{31}(\theta) & L_{32}(\theta) & L_3(\theta) & L_{3rd}(\theta) & L_{3rq}(\theta) \\ L_{1rd}(\theta) & L_{2rd}(\theta) & L_{3rd}(\theta) & L_{rd} & 0 \\ L_{1rq}(\theta) & L_{2rq}(\theta) & L_{3rq}(\theta) & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Les inductances qui apparaissent dans l'équation (II.9) dépendent pour la plus part de la position du rotor. En premier approximation, les expressions des inductances propres et mutuelles du stator sont les suivantes:

$$\begin{aligned} L_1(\theta) &= L_0 + L_2 \cos(2\theta) & L_{12}(\theta) &= M_0 + M_2 \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ L_2(\theta) &= L_0 + L_2 \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) & L_{23}(\theta) &= M_0 + M_2 \cos(2\theta) \\ L_3(\theta) &= L_0 + L_2 \cos\left(2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) & L_{31}(\theta) &= M_0 + M_2 \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Les expressions des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et les enroulements rotoriques sont données par:

$$\begin{aligned} L_{1rd}(\theta) &= M_{srd} \cos(\theta) & L_{1rq}(\theta) &= M_{srq} \sin(\theta) \\ L_{2rd}(\theta) &= M_{srd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{2rq}(\theta) &= M_{srq} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

$$L_{3rd}(\theta) = M_{srd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad L_{3rq}(\theta) = M_{srq} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Il existe une relation entre les coefficients L_0 et M_0 et entre les coefficients L_2 et M_2 apparaissant dans l'expression des inductances propres et mutuelles du stator:

$$\frac{M_0}{L_0} = -\frac{1}{2} \quad \frac{M_2}{L_2} = 1 \quad (\text{II.12})$$

II.3.4 Modèle de la MSRV dans le repère biphasé (dq)

Pour faciliter l'étude et la réalisation de la commande vectorielle de la MSRV, on a recours au changement de référence, du triphasé au biphasé, pour se faire on applique la transformation de Park. Cette transformation exige que le champ électromagnétique tournant soit créé par des forces magnétomotrices égales.

II.3.4.1 Transformations de Park

Soit un vecteur tournant \vec{I} qui représente la force magnétomotrice créée par les courants des trois phases. La figure (II.3) montre la représentation d'un tel vecteur dans le référentiel biphasé et triphasé.

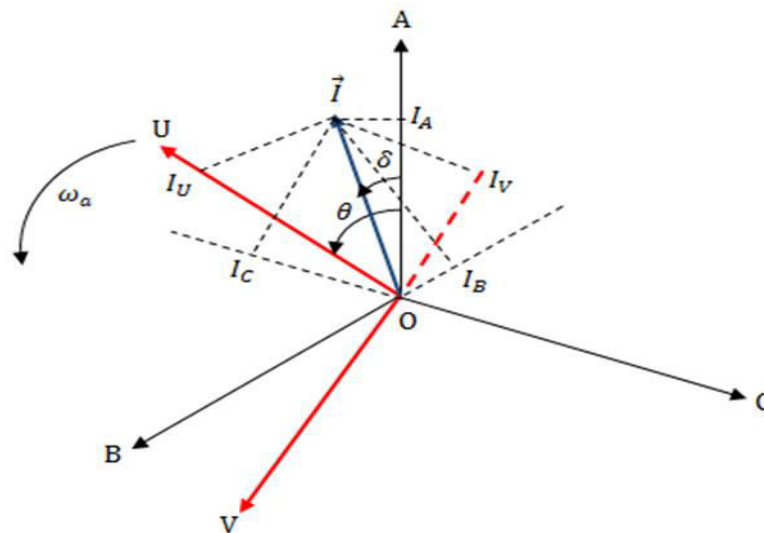


Figure (II.3) : Transformation du système triphasé à un système biphasé.

L'angle θ est donné par : $\theta = \int \omega_a dt = \omega_a t$

Avec : ω_a est la vitesse angulaire du système biphasé par rapport au système triphasé.

La projection du vecteur \vec{I} sur l'axe triphasé ABC donne :

$$I_A = I \cos \delta$$

$$I_B = I \cos \left(\delta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$I_C = I \cos \left(\delta + \frac{4\pi}{3} \right)$$

La projection du vecteur \vec{I} sur l'axe biphasé UV donne :

$$I_U = I \cos(\theta - \delta)$$

$$I_V = -I \sin(\theta - \delta)$$

Appliquons la transformation trigonométrique suivante :

$$\begin{aligned} \cos(a - b) &= \frac{2}{3} \left(\cos a \cdot \cos b + \cos \left(a - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \cos \left(b - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left(a - \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \cos \left(b - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \sin(a - b) = \\ &= \frac{2}{3} \left(\sin a \cdot \cos b + \sin \left(a - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \cos \left(b - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left(a - \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \cos \left(b - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \end{aligned}$$

Nous obtenons :

$$\begin{aligned} I_U &= \frac{2}{3} I \left(\cos \theta \cdot \cos \delta + \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \cos \left(\delta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \cos \left(\delta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\ &= \frac{2}{3} \left(I_A \cos \theta + I_B \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + I_C \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_V &= \frac{2}{3} I \left(\sin \theta \cdot \cos \delta + \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \cos \left(\delta - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \cos \left(\delta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\ &= -\frac{2}{3} \left(I_A \sin \theta + I_B \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + I_C \sin \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \right) \end{aligned}$$

pour conserver les caractéristiques du système d'axes triphasé dans le système d'axes biphasé, il faut ajouter la composante homopolaire I_0 .

$$I_0 = \frac{1}{3} (I_A + I_B + I_C)$$

Sous forme matricielle le passage du système triphasé au système biphasé s'écrit :

$$\begin{pmatrix} I_U \\ I_V \\ I_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

On définit la matrice $[P]$ appelée matrice de Park ou matrice de transformation de Park:

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

Le système (II.1) s'écrit alors comme suit :

$$[I_{UV0}] = [P] \cdot [I_{ABC}] \quad (\text{II.14})$$

Le passage du système biphasé au système triphasé est donné par :

$$[I_{ABC}] = [P]^{-1} \cdot [I_{UV0}] \quad (\text{II.15})$$

et la matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix}$$

Pour donner un sens physique à cette transformation, il faut assurer l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, ce qui conduit à leur équivalence, dans ce cas on utilise la matrice de Park modifiée:

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{pmatrix}$$

Et

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{pmatrix}$$

Note : $[P]^T \cdot [P] = [II]$ $[P]_T^{-1} \cdot [P]^{-1} = [II]$ donc, on peut dire que les deux matrices $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont orthogonales, alors la puissance instantanée dans les deux systèmes d'axes est maintenue invariante.

Transformation de Clark

La transformation de Clark noté (α, β) permet le passage du système triphasé vers un système biphasé immobile c'est-à-dire $\omega_\alpha = 0$, autrement dit $\theta = 0$, et la matrice de Park non modifiée dite de Clark est donnée par :

$$[Cl] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

Le passage du système triphasé vers le système biphasé (α, β) s'écrit :

$$[I_{\alpha\beta 0}] = [Cl] \cdot [I_{ABC}]$$

Le passage du système biphasé (α, β) vers le système triphasé (ABC) s'écrit :

$$[I_{ABC}] = [Cl]^{-1} \cdot [I_{\alpha\beta 0}]$$

Avec :

$$[Cl]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{pmatrix}$$

Note : $[Cl]^T \cdot [Cl] = [II]$ $[Cl]^{-1} \cdot [Cl] = [II]$ donc, on peut dire que les deux matrices $[Cl]$ et $[Cl]^{-1}$ ne sont pas orthogonales, alors la puissance instantanée dans les deux systèmes d'axes n'est pas conservée.

Transformation de Concordia

La transformée de Concordia $[Co]$ est la transformée de Clark modifiée.

$$[Co] = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{pmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Le passage du système triphasé vers le système biphasé (α, β) s'écrit :

$$[I_{\alpha\beta 0}] = [Co] \cdot [I_{ABC}]$$

Le passage du système biphasé (α, β) vers le système triphasé (ABC) s'écrit :

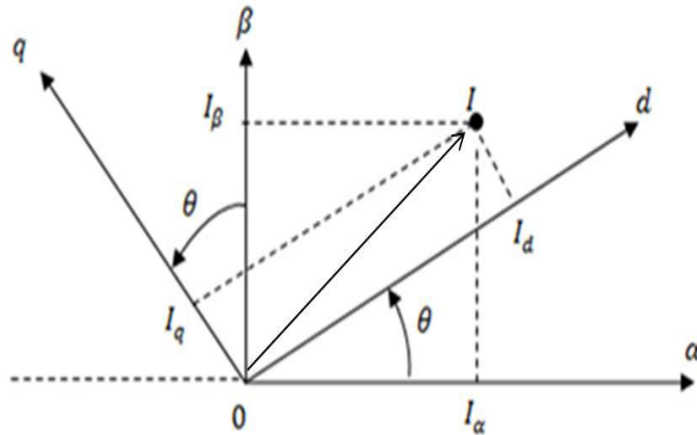
$$[I_{ABC}] = [Co]^{-1} \cdot [I_{\alpha\beta 0}]$$

$$[Co]^{-1} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{pmatrix} \sqrt{2} & 0 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{pmatrix}$$

Note : $[Co]^T \cdot [Co] = [II]$ $[Co]^{-1} \cdot [Co] = [II]$ donc, on peut dire que les deux matrices $[Co]$ et $[Co]^{-1}$ sont orthogonales, alors la puissance instantanée dans les deux systèmes d'axes est conservée.

Rotation entre le référentiel mobile (d, q) et le référentiel fixe (α, β)

Le schéma ci-dessous représente la rotation d'un angle θ entre le référentiel fixe (α, β) et le référentiel mobile (d, q) autour de l'axe homopolaire.



La projection du vecteur I sur les axes donne :

$$I_\alpha = I_d \cos \theta - I_q \sin \theta$$

$$I_\beta = I_d \sin \theta + I_q \cos \theta$$

Sous forme matricielle, on a :

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}$$

On appelle $R(\theta)$, la matrice de rotation

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$$

Et

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = R(\theta)^{-1} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix}$$

Avec : $R(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$

II.3.4.2 Application de la transformation de Park sur la MSRV

La figure (II.4) illustre l'enroulement statorique dans le référentiel (dq) lié au rotor.

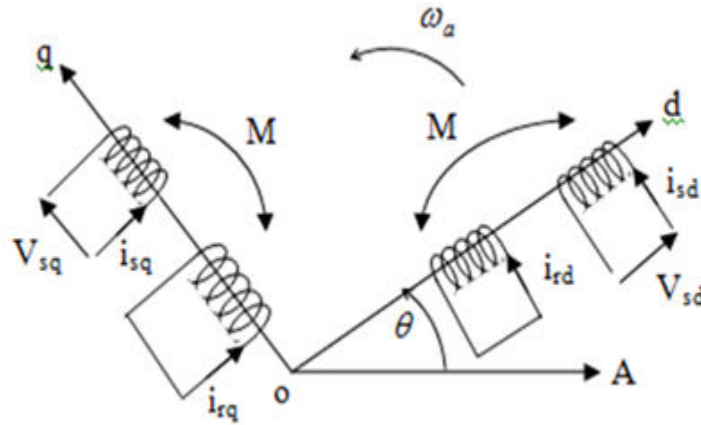


Figure (II.4) : Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel diphasé.

Au stator :

$$[G_{sdq}] = [P_\theta] \cdot [G_{sABC}]$$

G : représente les grandeurs statorique (courants, tension et flux)

Utilisons l'équation (II.1), on obtient :

$$[P_\theta]^{-1} \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P_\theta]^{-1} [i_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([P_\theta]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq}])$$

Multiplions les deux membres de l'équation (II.19) :

$$\begin{aligned} [V_{sdq}] &= [R_s] \cdot [P_\theta] \cdot [P_\theta]^{-1} [i_{sdq}] + [P_\theta] \cdot \frac{d}{dt} ([P_\theta]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq}]) \\ &= [R_s] \cdot [P_\theta] \cdot [P_\theta]^{-1} [i_{sdq}] + [\varphi_s][P_\theta] \cdot \frac{d}{dt} ([P_\theta]^{-1}) + [P_\theta] \cdot [P_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} ([\varphi_{sdq}]) \end{aligned}$$

or $[P_\theta] \cdot [P_\theta]^{-1} = [II]$

et

$$[P_\theta]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{pmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} ([P_\theta]^{-1}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} -\sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{pmatrix} \cdot \frac{d\theta}{dt}$$

D'autre part :

$$\begin{aligned}
 [\mathbf{P}_\theta] \cdot \frac{d}{dt}([\mathbf{P}_\theta]^{-1}) &= \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{2}{3} \begin{pmatrix} -\sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{pmatrix} \\
 &= \frac{d\theta}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

Avec $\frac{d\theta}{dt} = \omega_s$

Finalement, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Au rotor

Pour les grandeurs rotorique, on a :

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Les flux totalisés dans les enroulements statoriques et rotoriques sont donnés par:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_d \cdot i_{sd} + M_d \cdot i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_q \cdot i_{sq} + M_q \cdot i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_d \cdot i_{rd} + M_d \cdot i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_q \cdot i_{rq} + M_q \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

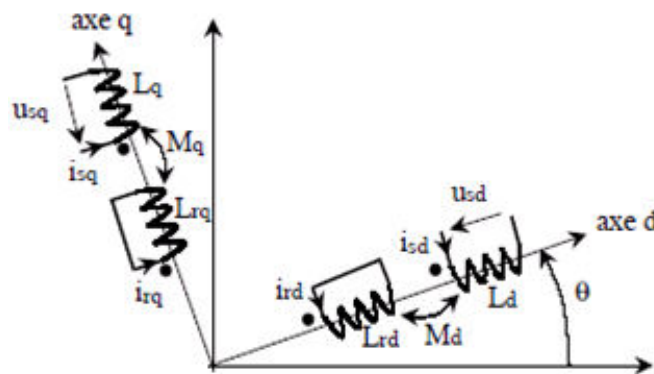


Figure (II.5) : Modèle équivalent dans le repère (dq).

II.4 Modèle développé de la MSRV sous forme matricielle

La première équation de système (II.17) s'écrit :

$$L_{rd} \frac{di_{rd}}{dt} + M_d \frac{di_{sd}}{dt} + R_r i_{rd} = 0 \quad (\text{en remplaçant } \varphi_{rd} \text{ par sa valeur})$$

Donc :

$$\frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{M_d}{L_{rd}} \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{R_r}{L_{rd}} i_{rd}$$

Aussi la première équation de système (II.16) s'écrit : (en remplaçant φ_{sd} et φ_{sq} par ses valeurs)

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} + M_d \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s (L_q i_{sq} + M_q i_{rq})$$

Par le remplacement de $\frac{di_{rd}}{dt}$ par sa valeur on obtient :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} + M_d \left(-\frac{M_d}{L_{rd}} \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{R_r}{L_{rd}} i_{rd} \right) - \omega_s L_q i_{sq} - \omega_s M_q i_{rq}$$

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{M_d^2}{L_{rd}} \frac{di_{sd}}{dt} - M_d \frac{R_r}{L_{rd}} i_{rd} - \omega_s L_q i_{sq} - \omega_s M_q i_{rq}$$

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \left(1 - \frac{M_d^2}{L_{rd} L_d} \right) \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_q i_{sq} - M_d \frac{R_r}{L_{rd}} i_{rd} - \omega_s M_q i_{rq}$$

On pose :

$$1 - \frac{M_d^2}{L_{rd} L_d} = \sigma_d, \quad \frac{R_r}{L_{rd}} = \frac{1}{T_r}, \quad \frac{M_d}{L_{rd}} = \frac{1}{T_d}$$

On obtient :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_q i_{sq} - \frac{M_d}{T_r} i_{rd} - \omega_s M_q i_{rq}$$

D'où :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d \sigma_d} i_{sd} + \omega_s \frac{L_q}{L_d \sigma_d} i_{sq} + \frac{M_d}{T_r L_d \sigma_d} i_{rd} + \omega_s \frac{M_q}{L_d \sigma_d} i_{rq} + \frac{1}{L_d \sigma_d} V_{sd}$$

Si on pose que :

$$\frac{R_s}{L_d \sigma_d} = R_d, \quad \frac{L_q}{L_d \sigma_d} = \alpha_1, \quad \frac{M_d}{T_r L_d \sigma_d} = \alpha_2, \quad \frac{M_q}{L_d \sigma_d} = \alpha_3$$

L'équation 1 du système (II.16) devient :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -R_d i_{sd} + \omega_s \alpha_1 i_{sq} + \alpha_2 i_{rd} + \omega_s \alpha_3 i_{rq} + \frac{1}{L_d \sigma_d} V_{sd} \quad (\text{II.19})$$

La deuxième équation de système (II.17) s'écrit :

$$L_{rq} \frac{di_{rq}}{dt} + M_q \frac{di_{sq}}{dt} + R_r i_{rq} = 0 \quad (\text{en remplaçant } \varphi_{rq} \text{ par sa valeur})$$

Donc :

$$\frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{M_q}{L_{rq}} \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{R_r}{L_{rq}} i_{rq}$$

aussi la deuxième équation de système (II.16) s'écrit : (en remplaçant φ_{sq} et φ_{sd} par ses valeurs)

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + M_q \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_s (L_d i_{sd} + M_d i_{rd})$$

par le remplacement de $\frac{di_{rq}}{dt}$ par sa valeur on obtient :

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + M_q \left(-\frac{M_q}{L_{rq}} \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{R_r}{L_{rq}} i_{rq} \right) + \omega_s L_d i_{sd} + \omega_s M_d i_{rd}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{M_q^2}{L_{rq}} \frac{di_{sq}}{dt} - M_q \frac{R_r}{L_{rq}} i_{rq} + \omega_s L_d i_{sd} + \omega_s M_d i_{rd}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \left(1 - \frac{M_q^2}{L_{rq} L_q} \right) \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_d i_{sd} - M_q \frac{R_r}{L_{rq}} i_{rq} + \omega_s M_d i_{rd}$$

on pose :

$$1 - \frac{M_q^2}{L_{rq} L_q} = \sigma_q, \quad \frac{R_r}{L_{rq}} = \frac{1}{T_r}, \quad \frac{M_q}{T_r} = \frac{1}{T_q}$$

on obtient :

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_d i_{sd} - \frac{M_q}{T_r} i_{rq} + \omega_s M_d i_{rd}$$

d'où :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q \sigma_q} i_{sq} - \omega_s \frac{L_d}{L_q \sigma_q} i_{sd} + \frac{M_q}{T_r L_q \sigma_q} i_{rq} - \omega_s \frac{M_d}{L_q \sigma_q} i_{rd} + \frac{1}{L_q \sigma_q} V_{sq}$$

si on pose que :

$$\frac{R_s}{L_q\sigma_q} = R_q, \frac{L_d}{L_q\sigma_q} = \alpha_4, \frac{M_q}{T_r L_q\sigma_q} = \alpha_5, \frac{M_d}{L_q\sigma_q} = \alpha_6$$

l'équation 2 du système (II.16) devient :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -R_q i_{sq} - \omega_s \alpha_4 i_{sd} + \alpha_5 i_{rq} - \omega_s \alpha_6 i_{rd} + \frac{1}{L_q\sigma_q} V_{sq} \quad (\text{II.20})$$

D'après le travail précédent on a démontré que la première équation de système (II.17) s'écrit :

$$\frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_{rd}} i_{rd} - \frac{M_d}{L_{rd}} \frac{di_{sd}}{dt}$$

L'équation devient par le remplacement de $\frac{di_{sd}}{dt}$ par sa valeur déterminée:

$$\frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_{rd}} i_{rd} - \frac{M_d}{L_{rd}} \left(-\frac{R_s}{L_d\sigma_d} i_{sd} + \omega_s \frac{L_q}{L_d\sigma_d} i_{sq} + \frac{M_d}{T_r L_d\sigma_d} i_{rd} + \omega_s \frac{M_q}{L_d\sigma_d} i_{rq} + \frac{1}{L_d\sigma_d} V_{sd} \right)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{rd}}{dt} = & \left(-\frac{R_r}{L_{rd}} - \frac{M_d^2}{L_{rd} T_r L_d\sigma_d} \right) i_{rd} + \frac{M_d R_s}{L_{rd} L_d\sigma_d} i_{sd} - \omega_s \frac{M_d L_q}{L_{rd} L_d\sigma_d} i_{sq} - \omega_s \frac{M_d M_q}{L_{rd} L_d\sigma_d} i_{rq} \\ & - \frac{M_d}{L_{rd} L_d\sigma_d} V_{sd} \end{aligned}$$

Donc :

$$\frac{di_{rd}}{dt} = \left(-\frac{R_r}{L_{rd}} - \frac{M_d}{T_d L_{rd} L_d\sigma_d} \right) i_{rd} + \frac{M_d R_d}{L_{rd}} i_{sd} - \omega_s \frac{M_d L_q}{L_{rd} L_d\sigma_d} i_{sq} - \omega_s \frac{M_d M_q}{L_{rd} L_d\sigma_d} i_{rq} - \frac{M_d}{L_{rd} L_d\sigma_d} V_{sd}$$

On pose :

$$-\frac{R_r}{L_{rd}} - \frac{M_d}{T_d L_{rd} L_d\sigma_d} = R'_{rd}, \frac{M_d R_d}{L_{rd}} = K_1, \frac{M_d L_q}{L_{rd} L_d\sigma_d} = K_2, \frac{M_d M_q}{L_{rd} L_d\sigma_d} = K_3, \frac{M_d}{L_{rd} L_d\sigma_d} = K_4$$

On obtient l'équation :

$$\frac{di_{rd}}{dt} = R'_{rd} i_{rd} + K_1 i_{sd} - \omega_s K_2 i_{sq} - \omega_s K_3 i_{rq} - K_4 V_{sd} \quad (\text{II.21})$$

On a démontré aussi que la deuxième équation de système (II.17) s'écrit :

$$\frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{R_r}{L_{rq}} i_{rq} - \frac{M_q}{L_{rq}} \frac{di_{sq}}{dt}$$

L'équation devient par le remplacement de $\frac{di_{sq}}{dt}$ par sa valeur déterminée:

$$\frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{R_r}{L_{rq}}i_{rq} - \frac{M_q}{L_{rq}} \left(-\frac{R_s}{L_q\sigma_q}i_{sq} - \omega_s \frac{L_d}{L_q\sigma_q}i_{sd} + \frac{M_q}{T_r L_q\sigma_q}i_{rq} - \omega_s \frac{M_d}{L_q\sigma_q}i_{rd} + \frac{1}{L_q\sigma_q}V_{sq} \right)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{rq}}{dt} = & \left(-\frac{R_r}{L_{rq}} - \frac{M_q^2}{L_{rq}T_r L_q\sigma_q} \right) i_{rq} + \frac{M_q R_s}{L_{rq}L_q\sigma_q} i_{sq} + \omega_s \frac{M_q L_d}{L_{rq}L_q\sigma_q} i_{sd} + \omega_s \frac{M_q M_d}{L_{rq}L_q\sigma_q} i_{rd} \\ & - \frac{M_q}{L_{rq}L_q\sigma_q} V_{sq} \end{aligned}$$

Donc :

$$\frac{di_{rq}}{dt} = \left(-\frac{R_r}{L_{rq}} - \frac{M_q}{T_q L_{rq}L_q\sigma_q} \right) i_{rq} + \frac{M_q R_q}{L_{rq}} i_{sq} + \omega_s \frac{M_q L_d}{L_{rq}L_q\sigma_q} i_{sd} + \omega_s \frac{M_q M_d}{L_{rq}L_q\sigma_q} i_{rd} - \frac{M_q}{L_{rq}L_q\sigma_q} V_{sq}$$

On pose :

$$-\frac{R_r}{L_{rq}} - \frac{M_q}{T_q L_{rq}L_q\sigma_q} = R'_{rq}, \quad \frac{M_q R_q}{L_{rq}} = K_5, \quad \frac{M_q L_d}{L_{rq}L_q\sigma_q} = K_6, \quad \frac{M_q M_d}{L_{rq}L_q\sigma_q} = K_7, \quad \frac{M_q}{L_{rq}L_q\sigma_q} = K_8$$

On obtient l'équation :

$$\frac{di_{rq}}{dt} = R'_{rq}i_{rq} + K_5i_{sq} + \omega_s K_6i_{sd} + \omega_s K_7i_{rd} - K_8V_{sq} \quad (\text{II.22})$$

On peut écrire le modèle de la MSRV comme suit :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= -R_d i_{sd} + \omega_s \alpha_1 i_{sq} + \alpha_2 i_{rd} + \omega_s \alpha_3 i_{rq} + \frac{1}{L_d \sigma_d} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -R_q i_{sq} - \omega_s \alpha_4 i_{sd} + \alpha_5 i_{rq} - \omega_s \alpha_6 i_{rd} + \frac{1}{L_q \sigma_q} V_{sq} \\ \frac{di_{rd}}{dt} &= R'_{rd} i_{rd} + K_1 i_{sd} - \omega_s K_2 i_{sq} - \omega_s K_3 i_{rq} - K_4 V_{sd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} &= R'_{rq} i_{rq} + K_5 i_{sq} + \omega_s K_6 i_{sd} + \omega_s K_7 i_{rd} - K_8 V_{sq} \end{aligned} \right. \quad (\text{II.23})$$

Finalement le modèle de la MSRV dans le repère biphasé dq s'écrit sous forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_d & \omega_s \alpha_1 & \alpha_2 & \omega_s \alpha_3 \\ -\omega_s \alpha_4 & -R_q & -\omega_s \alpha_6 & \alpha_5 \\ K_1 & -\omega_s K_2 & R'_{rd} & -\omega_s K_3 \\ \omega_s K_6 & K_5 & \omega_s K_7 & R'_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d \sigma_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q \sigma_q} & 0 & 0 \\ -K_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_8 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Donc :

$$\frac{d}{dx} [i_{srdq}]^T = A [i_{srdq}]^T + B [V_{sdq}]^T \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -R_d & \omega_s \alpha_1 & \alpha_2 & \omega_s \alpha_3 \\ -\omega_s \alpha_4 & -R_q & -\omega_s \alpha_6 & \alpha_5 \\ K_1 & -\omega_s K_2 & R'_{rd} & -\omega_s K_3 \\ \omega_s K_6 & K_5 & \omega_s K_7 & R'_{rq} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d \sigma_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q \sigma_q} & 0 & 0 \\ -K_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_8 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice A sous la forme : $A = A_1 + \omega_s A_2$

Avec :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -R_d & 0 & \alpha_2 & 0 \\ 0 & -R_q & 0 & \alpha_5 \\ K_1 & 0 & R'_{rd} & 0 \\ 0 & K_5 & 0 & R'_{rq} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \alpha_1 & 0 & \alpha_3 \\ \alpha_4 & 0 & -\alpha_6 & 0 \\ 0 & -K_2 & 0 & -K_3 \\ K_6 & 0 & K_7 & 0 \end{bmatrix}$$

II.5 Détermination du couple

A partir des équations (II.19) et (II.20) on peut écrire :

$$V_{sd} = L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega_s L_q i_{sq} - \frac{M_d}{T_r} i_{rd} - \omega_s M_q i_{rq}$$

$$V_{sq} = L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega_s L_d i_{sd} - \frac{M_q}{T_r} i_{rq} + \omega_s M_d i_{rd}$$

L'expression de la puissance est la suivante :

$$P(t) = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq}$$

Donc :

$$P(t) = i_{sd} \left(L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega_s L_q i_{sq} - \frac{M_d}{T_r} i_{rd} - \omega_s M_q i_{rq} \right) + i_{sq} \left(L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega_s L_d i_{sd} - \frac{M_q}{T_r} i_{rq} + \omega_s M_d i_{rd} \right)$$

$$P(t) = R_s i_{sd}^2 + L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} i_{sd} - \omega_s L_q i_{sd} i_{sq} - \frac{M_d}{T_r} i_{rd} i_{sd} - \omega_s M_q i_{rq} i_{sd} + R_s i_{sq}^2 + L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} i_{sq} \\ + \omega_s L_d i_{sd} i_{sq} - \frac{M_q}{T_r} i_{rq} i_{sq} + \omega_s M_d i_{rd} i_{sq}$$

$$P(t) = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \left(L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} i_{sd} + L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} i_{sq} \right) + \omega_s (-L_q i_{sd} i_{sq} - M_q i_{rq} i_{sd}) \\ + \omega_s (L_d i_{sd} i_{sq} + M_d i_{rd} i_{sq}) - \frac{M_d}{T_r} i_{rd} i_{sd} - \frac{M_q}{T_r} i_{rq} i_{sq}$$

$$P(t) = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \left(L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} i_{sd} + L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} i_{sq} \right) \\ + \omega_s [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + (M_d i_{rd} i_{sq} - M_q i_{rq} i_{sd})] - \frac{M_d}{T_r} i_{rd} i_{sd} - \frac{M_q}{T_r} i_{rq} i_{sq}$$

$$P(t) = P_j + P_{ele} + P_m + P_f$$

$P_j = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$: Puissance due aux pertes joule dans les enroulements

$P_{ele} = \left(L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} i_{sd} + L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} i_{sq} \right)$: Puissance emmagasinée sous forme d'énergie électromagnétique

$P_m = \omega_s [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + (M_d i_{rd} i_{sq} - M_q i_{rq} i_{sd})]$: Puissance mécanique transmise au rotor

$P_f = -\frac{M_d}{T_r} i_{rd} i_{sd} - \frac{M_q}{T_r} i_{rq} i_{sq}$: Puissance due aux pertes fer

On a : $P_m = \Omega \cdot C_e$ et $\Omega = \frac{\omega}{p}$

Donc : $C_e = \frac{p}{\omega} \cdot P_m$

Finalement on obtient :

$$C_e = P [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + (M_d i_{rd} i_{sq} - M_q i_{rq} i_{sd})] \quad (\text{II.26})$$

Ou bien :

L'expression du couple électromagnétique peut déduite à partir de la puissance instantanée absorbée par le stator, elle est donnée par :

$$C_e = P (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II.27})$$

Et la dynamique du système est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \Omega \tag{II.27}$$

Avec :

$\Omega = \frac{\omega}{p}$: Vitesse de rotation de la machine (vitesse mécanique)

C_r : Couple résistant

C_e : Couple électromagnétique

J : Moment d'inertie de la machine

f : Coefficient de frottement

II.6 Schéma de simulation sous matlab simulink

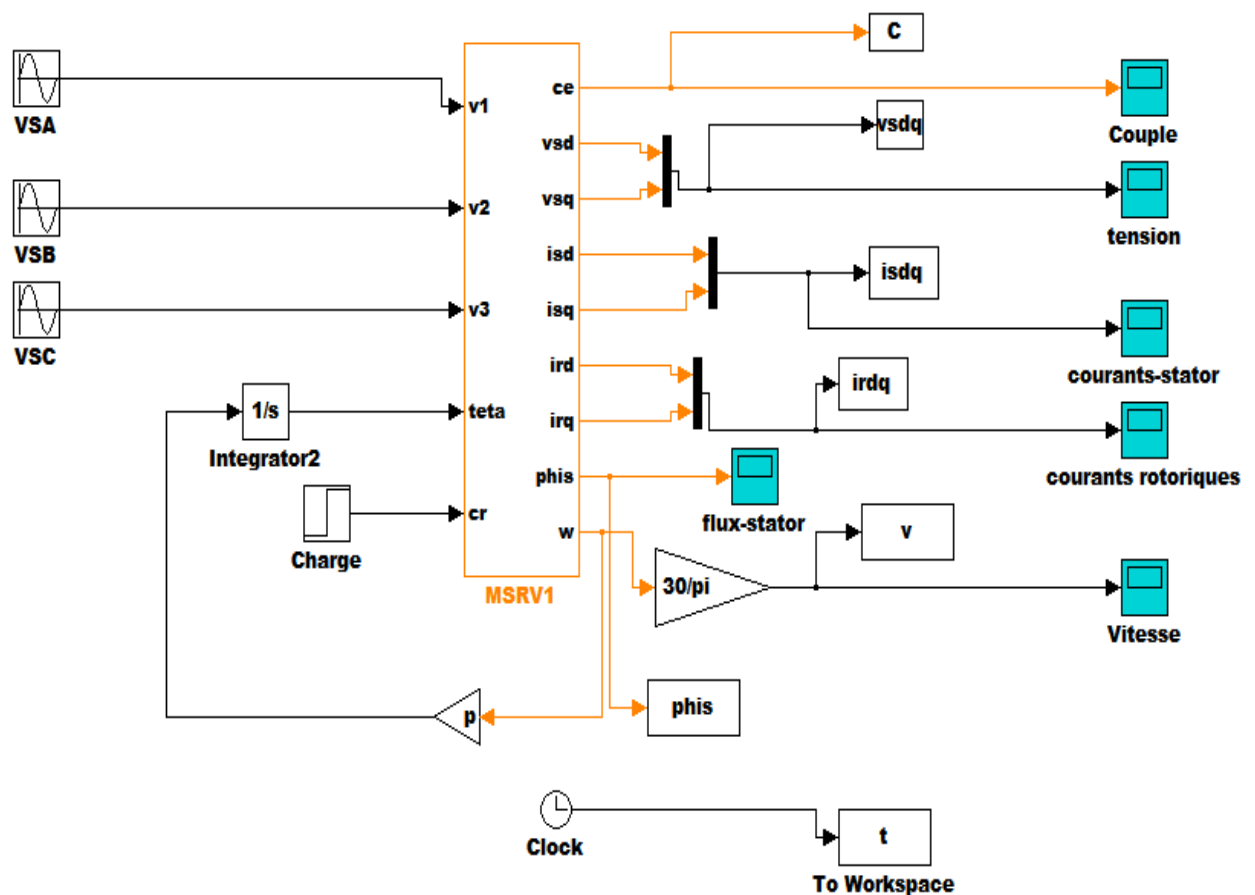


Figure (II.6) : Schéma bloc de la MSRV.

II.7 Résultats de simulation

II.7.1 A vide

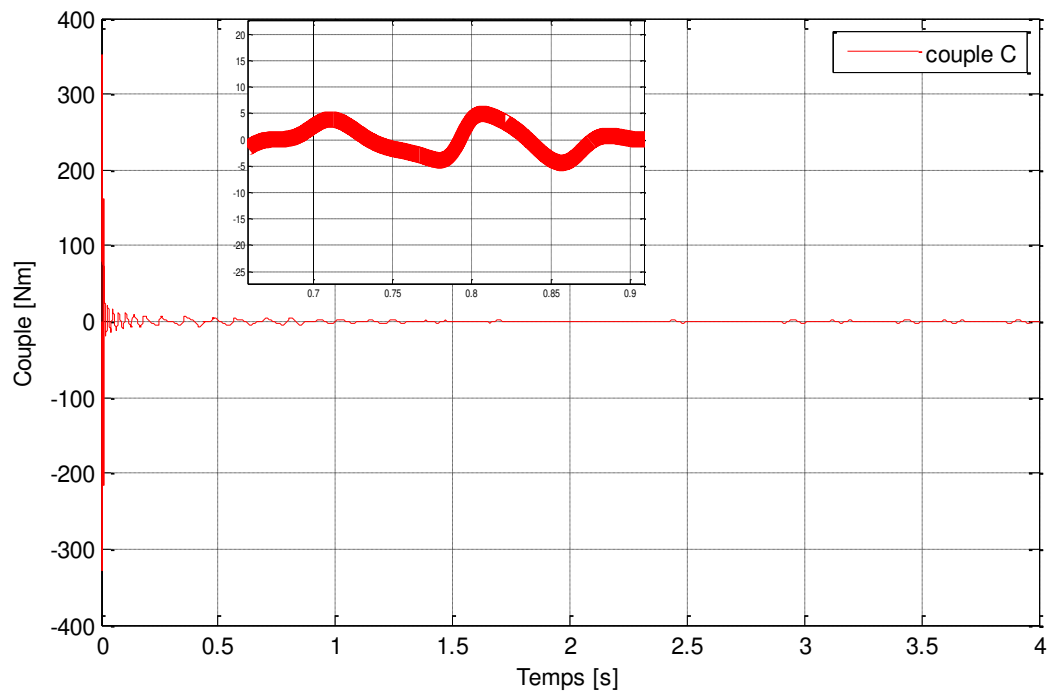


Figure (II.7) : Variation du couple en fonction du temps.

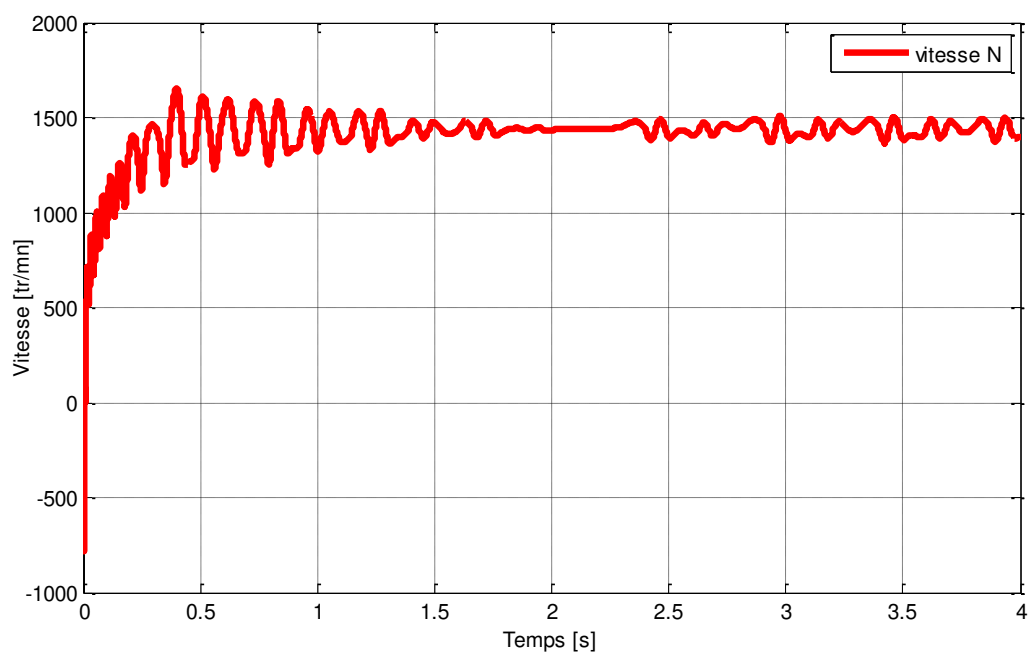


Figure (II.8) : Variation de la vitesse en fonction du temps.

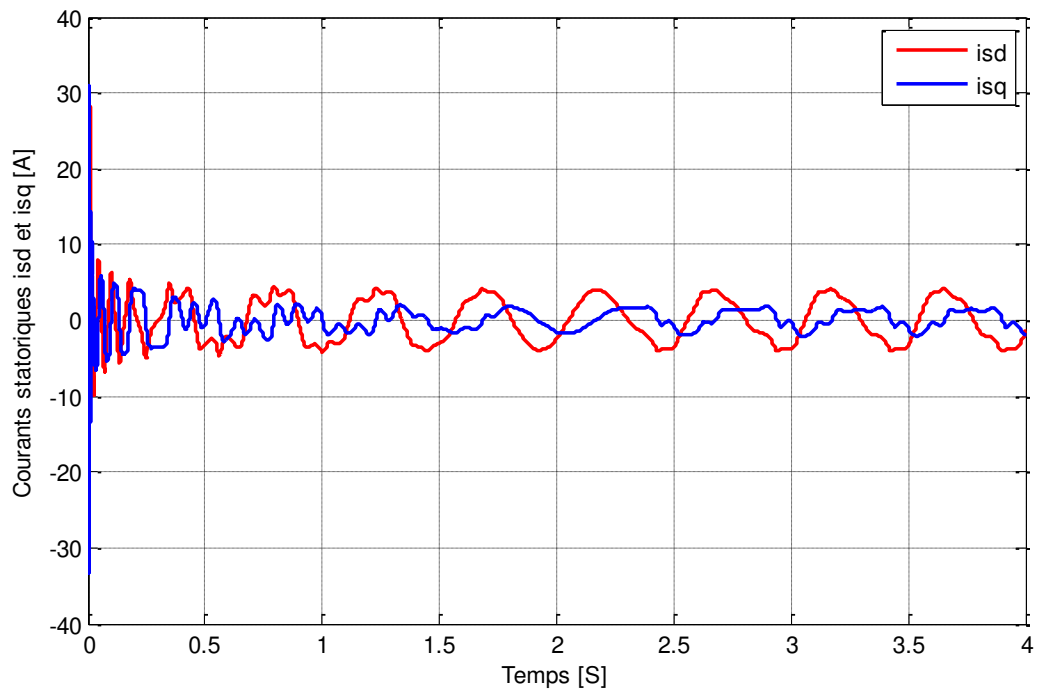


Figure (II.9) : Variation des courants statoriques i_{ds} et i_{qs} en fonction du temps.

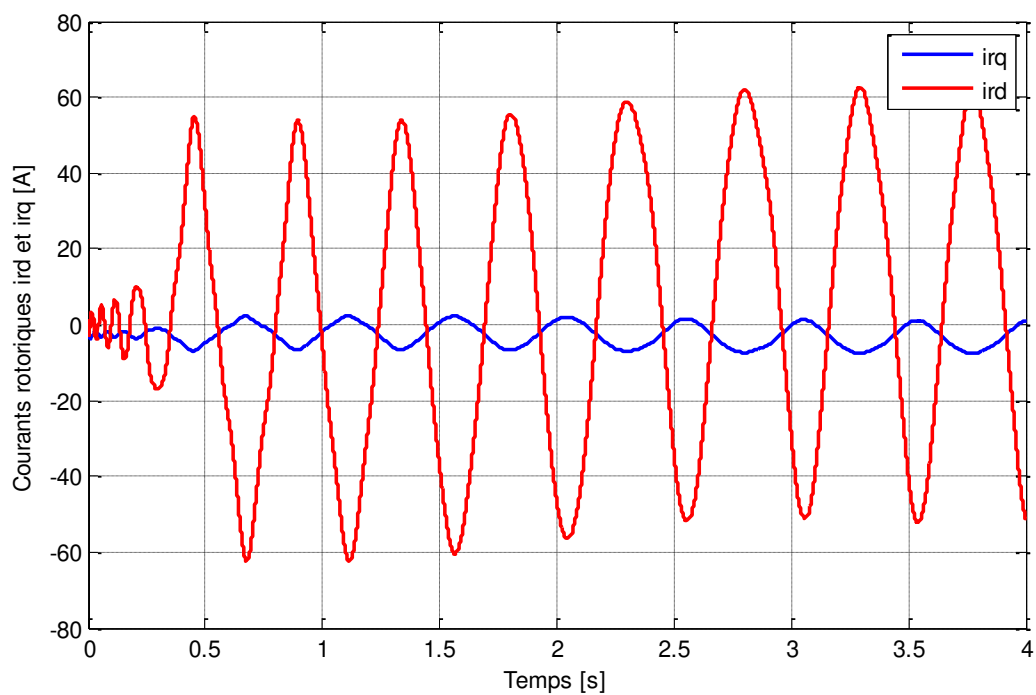


Figure (II.10) : Variation des courants rotoriques i_{rd} et i_{rq} en fonction du temps.

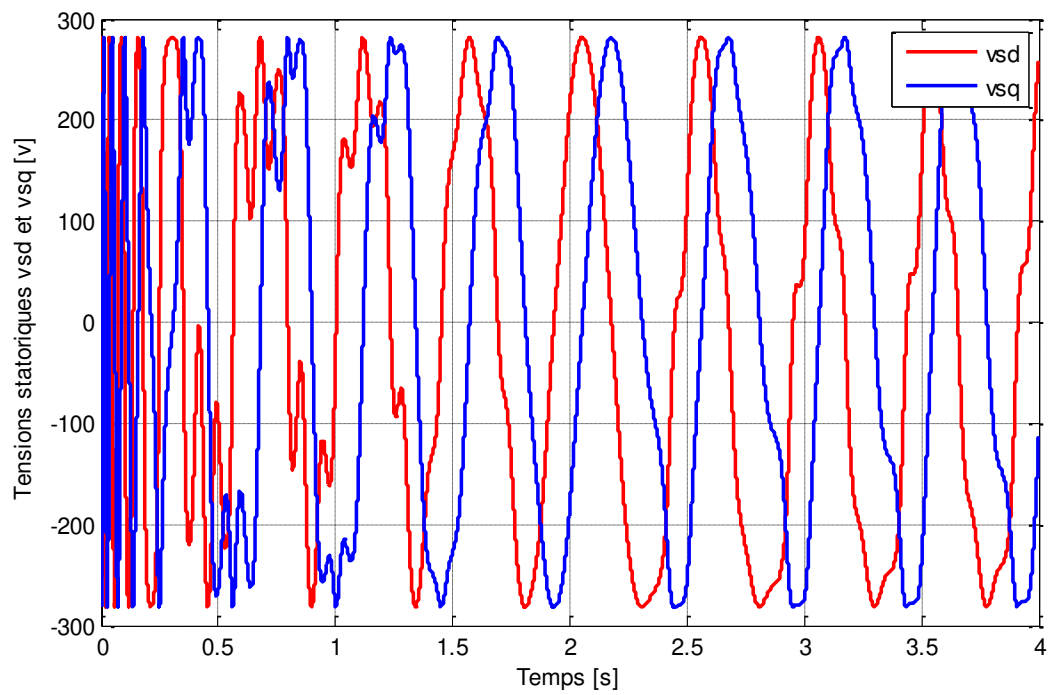


Figure (II.11) : Variation des tensions statoriques Vsd et Vsq en fonction du temps.

II.7.2 En charge

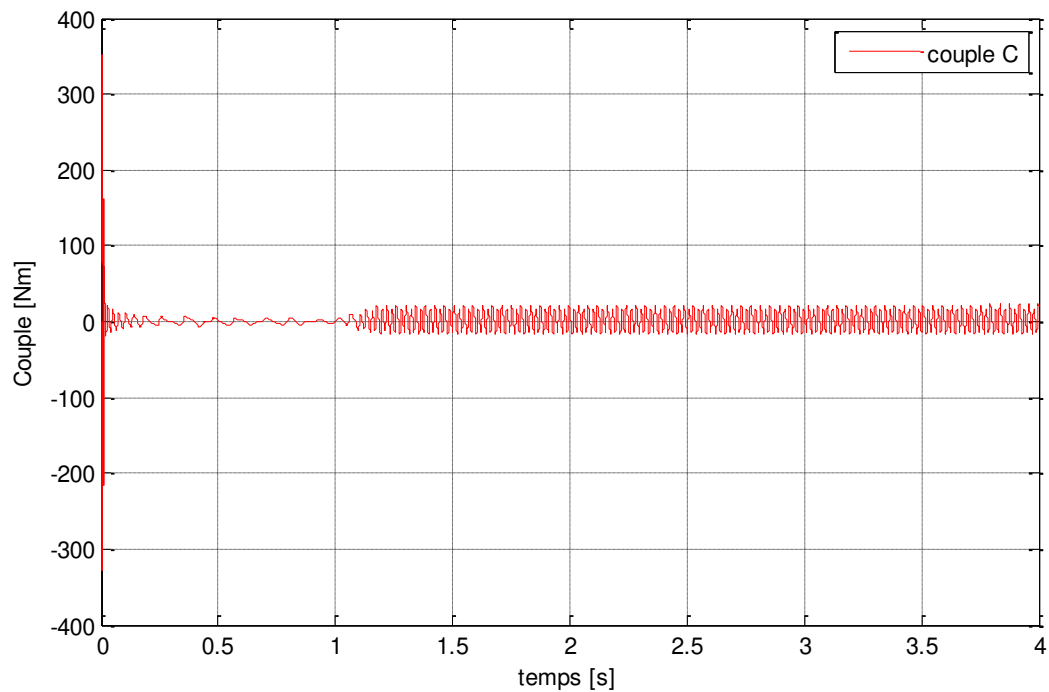


Figure (II.12) : Variation du couple en fonction du temps.

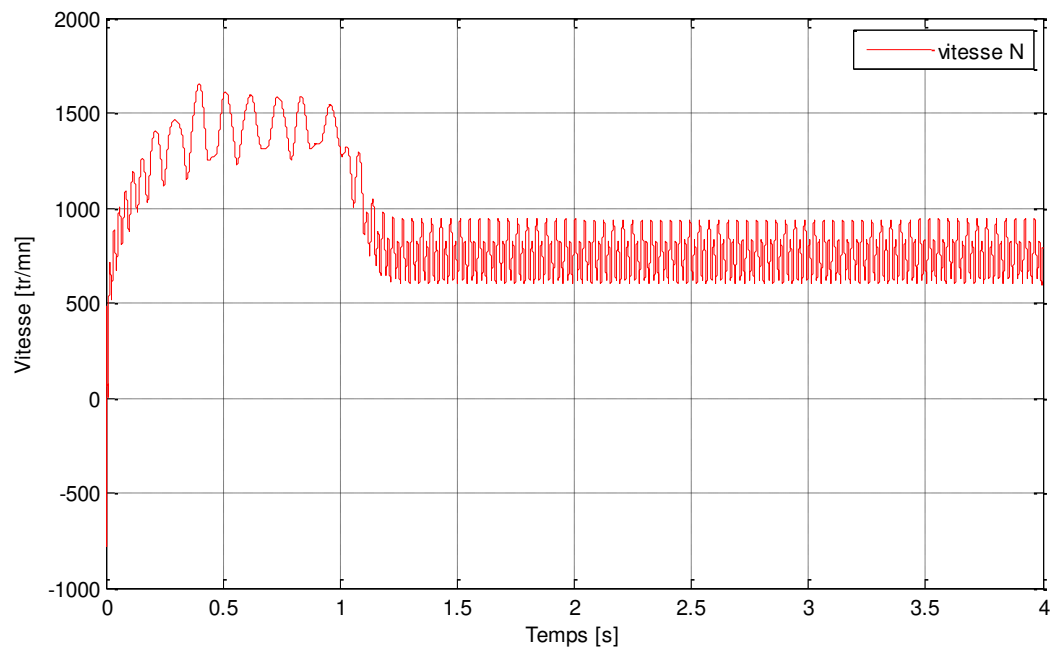


Figure (II.13) : Variation de la vitesse en fonction du temps.

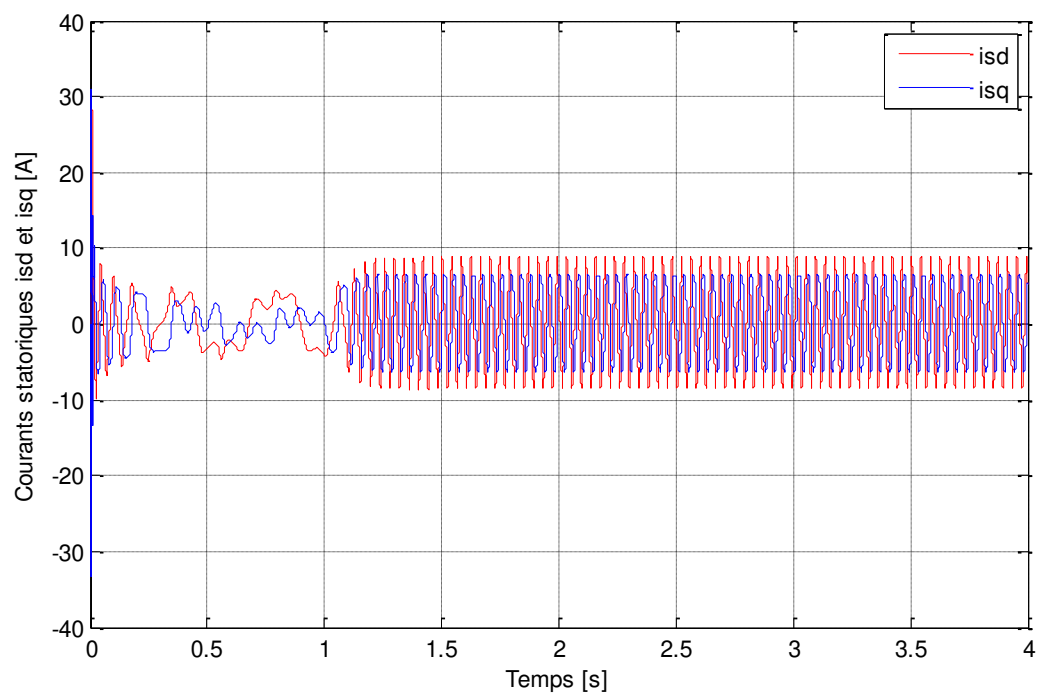


Figure (II.14) : Variation des courants statoriques i_{ds} et i_{qs} en fonction du temps.

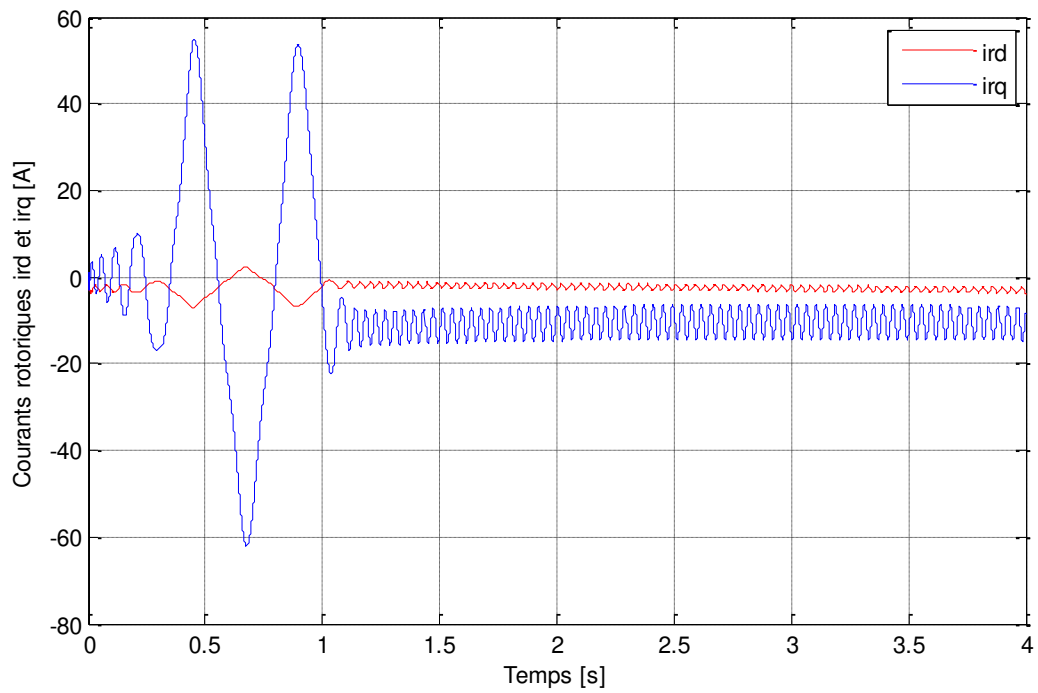


Figure (II.15) : Variation des courants rotoriques i_{rd} et i_{rq} en fonction du temps.

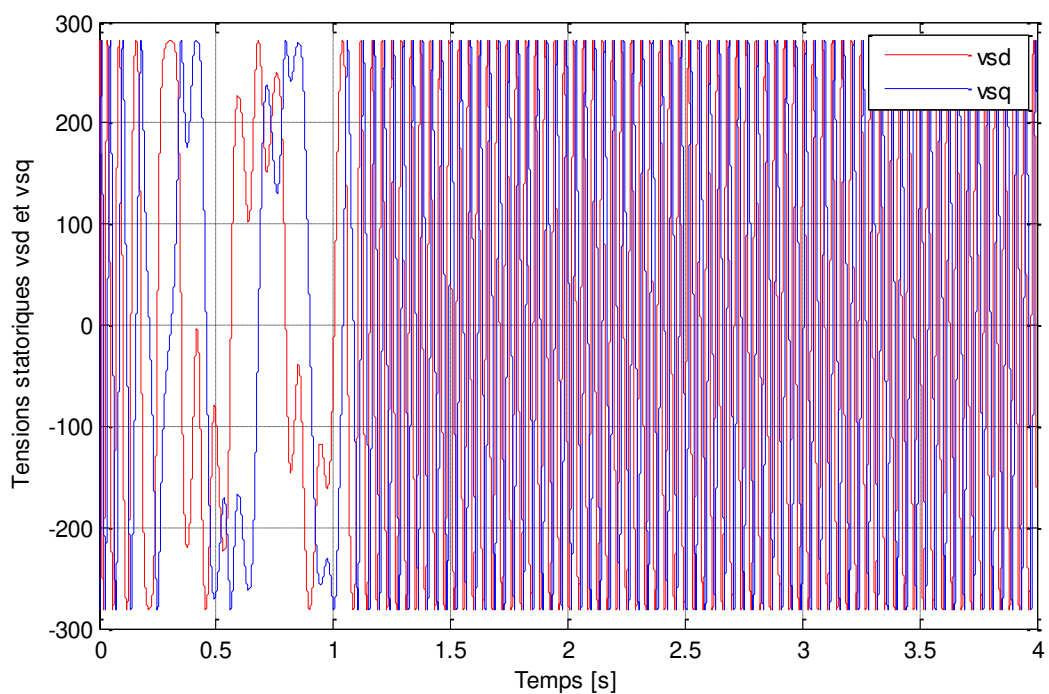


Figure (II.16) : Variation des tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} en fonction du temps

II.8 Interprétation des résultats

D'après la figure(II.8) ; on peut dire que le modèle de la MSRVR fonctionne normalement de point de vue vitesse à vide. Les ondulations de la vitesse sont dues à la forme naturelle du rotor de la machine c'est-à-dire ces ondulations sont dues à la reluctance variable. Les courants statoriques i_{sd} et i_{sq} sont bien ondulatoires et déphasés entre eux de $\frac{\pi}{2}$. Le courant i_{rd} est négatif cela confirme le modèle du rotor. En charge, on remarque sur la figure (II.13) que la machine rejette bien cette perturbation sans aucune intervention externe (commande), cela confirme en plus le synchronisme de la machine et donc du fonctionnement normale du modèle mathématique.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié la modélisation de la machine synchrone à réluctance variable à stator lisse, en utilisant le modèle de Park. Les résultats obtenus montrent l'évolution des performances de la machine (couple, vitesse, courant, tension et flux), où on observe qu'il existe des ondulations qu'on peut les diminuer par le choix d'une commande.

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONES A RELUCTANCE VARIABLE

III.1 Introduction

La commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (Field-oriented control en anglais), est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'une machine électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérée comme étant des vecteurs, le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que le second règle le couple, ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'une machine à courant continu, le calculateur calcule alors à partir de la consigne de vitesse du machine, le flux et le couple nécessaire, desquels on déduit les courants requis, typiquement, un régulateur PI sert à maintenir le courant à la valeur demandée. [6]

Le principe de la commande vectorielle d'une MSRV est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Cependant, il faut se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q), la composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'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'entraînements performants, capables d'imposer le couple nominal de l'arrêt à la vitesse nominale.

Durant ces dernières années, la commande vectorielle de la MSRV à stator lisse a été le sujet de plusieurs études pour obtenir avec cette machine des performances dynamiques et statiques comparables à celles de la machine à courant continu. [3]

III.2 Commande vectorielle de la MSRV

III.2.1 Principe de la commande vectorielle de la MSRV

La commande vectorielle consiste à contrôler le couple en contrôlant instantanément les courants i_{sd} et i_{sq} .

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante i_{sd} du courant statorique et on règle le couple en agissant sur la composante i_{sq} .

On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu. Une stratégie consiste à laisser la composante i_{sd} constante, c'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine.

Le régulateur du courant i_{sd} s'occupe de maintenir le courant i_{sd} constant et égal à la référence $i_{sd}^* = i_{sd \text{ Référence}}$

Le flux étant constant dans la machine on peut imposer des variations de couple en agissant sur le courant i_{sq} .

Si l'on veut accélérer la machine, donc augmenter sa vitesse, on impose une référence courant i_{sq}^* positive.

Le régulateur du courant i_{sq} va imposer ce courant de référence à la machine, d'où un couple positif.

On peut également automatiser le pilotage de cette référence de courant i_{sq}^* en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse, c'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc i_{sq}^*) puisqu'il agira au mieux de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne Ω^* . [5]

III.2.2 Description du système global

La figure (3.1) résume le schéma global de la commande vectorielle de la MSRV, avec une régulation de vitesse et la régulation des deux courants i_{sd} et i_{sq} , ces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références V_{sd}^* et V_{sq}^* dans le repère dq.

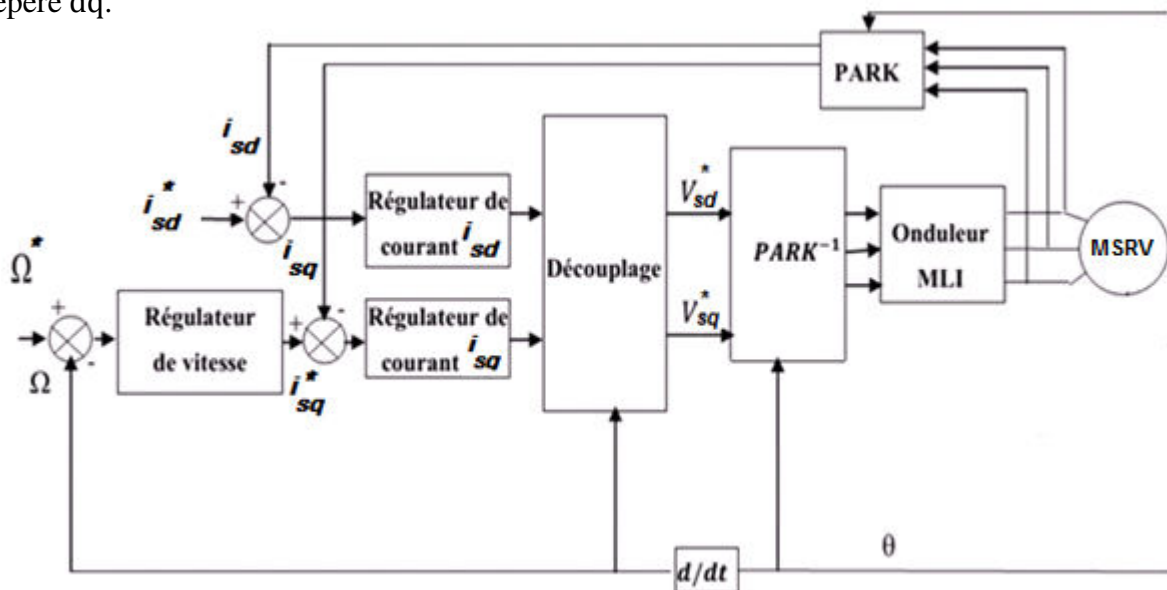


Figure (III.1) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSRV.

Donc on a trois régulateurs dans ce schéma : régulateur de vitesse, régulateur de courant i_{sd} , régulateur de courant i_{sq} .

III.2.3 Découplage

A partir du système d'équations (II.23) on peut écrire :

$$\begin{cases} L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} = \omega_s L_q i_{sq} + \frac{M_d}{T_r} i_{rd} + \omega_s M_q i_{rq} + V_{sd} \\ L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} = -\omega_s L_d i_{sd} + \frac{M_q}{T_r} i_{rq} - \omega_s M_d i_{rd} + V_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Pour découpler les axes d et q on utilise la méthode de découplage par compensation, ce qui permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer facilement les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d et e_q tel que :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sd} + e_d \\ V_{sq}^* = V_{sq} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Le système d'équations (III.1) s'écrit :

$$\begin{cases} L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} = e_d + V_{sd} = V_{sd}^* \\ L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} = e_q + V_{sq} = V_{sq}^* \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Donc :

$$\begin{cases} e_d = \omega_s L_q i_{sq} + \frac{M_d}{T_r} i_{rd} + \omega_s M_q i_{rq} \\ e_q = -\omega_s L_d i_{sd} + \frac{M_q}{T_r} i_{rq} - \omega_s M_d i_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Si on oriente le courant i_{rdq} sur l'axe d c-à d : $i_{rq} = 0$

D'où :

$$\begin{cases} e_d = \omega_s L_q i_{sq} + \frac{M_d}{T_r} i_{rd} \\ e_q = -\omega_s (L_d i_{sd} + M_d i_{rd}) \end{cases} \quad (III.5)$$

La figure (III.2) représente le couplage entre l'axe d et q :

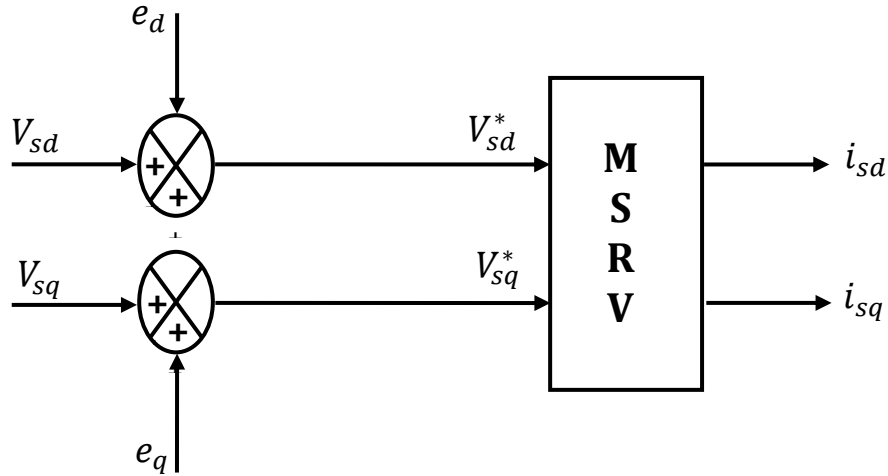


Figure (III.2) : Schéma bloc de compensation de la MSRV.

A partir de système d'équations (III.3), on peut déterminer les expressions de i_{sd} et i_{sq}

Comme suit :

On a :

$$\begin{cases} R_s i_{sd} + L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} = V_{sd}^* \\ R_s i_{sq} + L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} = V_{sq}^* \end{cases} \quad (III.6)$$

$$\xrightarrow{\text{TL}} \begin{cases} R_s i_{sd} + s L_d \sigma_d \frac{di_{sd}}{dt} = V_{sd}^* \\ R_s i_{sq} + s L_q \sigma_q \frac{di_{sq}}{dt} = V_{sq}^* \end{cases} \quad (III.7)$$

TL : transformée de Laplace

On obtient :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{V_{sd}^*}{R_s + s L_d \sigma_d} \\ i_{sq} = \frac{V_{sq}^*}{R_s + s L_q \sigma_q} \end{cases} \quad (III.8)$$

Avec : s opérateur de Laplace.

III.3 Calcul des régulateurs

Pour cette commande il ya deux boucles de courants et une boucle de vitesse, les correcteurs choisis pour ces boucles doivent donner une erreur nulle (intégrateur) et réponse relativement rapide (proportionnel), on prend donc un intégrateur (PI) classique.

La fonction de transfert d'un intégrateur (PI) est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.9})$$

III.3.1 Régulateur de vitesse

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \Omega$$

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

$$J s \Omega(s) = C_e(s) - C_r(s) - f \Omega(s) \quad (\text{III.10})$$

Le couple électromagnétique est défini par l'équation :

$$C_e = P[(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + (M_d i_{rd} i_{sq} - M_q i_{rq} i_{sd})]$$

Si on oriente le courant i_{rdq} sur l'axe d c-à d : $i_{rq} = 0$ on obtient :

$$C_e = P[(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + (M_d i_{rd} i_{sq})]$$

$$\text{Et : } i_{rd} = -\frac{M_d}{L_{rd}} i_{sd} - \frac{R_r}{L_{rd}} i_{rd}$$

Après arrangement de cette équation on obtient : $i_{rd} = -\frac{M_d}{L_{rd} + R_r} i_{sd}$

On substituant i_{rd} par cette valeur, l'équation du couple devient :

$$C_e = P \left[(L_d - L_q) - \frac{M_d^2}{L_{rd} + R_r} \right] i_{sd} i_{sq} \quad (\text{III.11})$$

On pose que : $P \left[(L_d - L_q) - \frac{M_d^2}{L_{rd} + R_r} \right] i_{sd} = K$

L'équation du couple devient : $C_e = P K i_{sq}$ (III.12)

D'où :

$$\Omega(s) = \frac{P \cdot k \cdot i_{sq}}{f + Js} - \frac{C_r(s)}{f + Js} \quad (\text{III.13})$$

La chaîne de régulation de vitesse est par le schéma fonctionnel suivant :

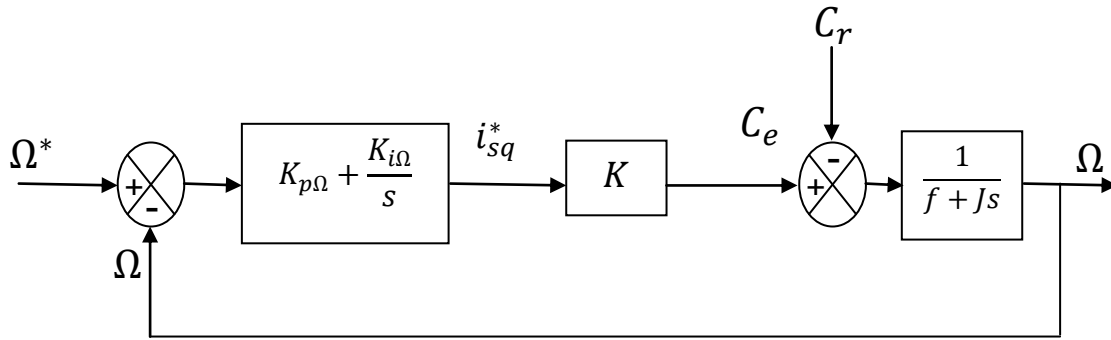


Figure (III.3) : Boucle de régulation de la vitesse de la MSRV.

En prenant $C_r = 0$:

En boucle ouverte on a :

$$FTBO(\Omega) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \cdot K \cdot \frac{1}{Js+f} \quad (III.14)$$

En boucle fermée on a :

$$FTBF(\Omega) = \frac{\left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \cdot K \cdot \frac{1}{Js+f}}{1 + \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \cdot K \cdot \frac{1}{Js+f}}$$

Après arrangement on aura :

$$FTBF(\Omega) = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K \cdot K_{i\Omega}}{Js^2 + (f + K \cdot K_{p\Omega})s + K \cdot K_{i\Omega}} \quad (III.15)$$

Sous forme canonique :

$$FTBF(\Omega) = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (III.16)$$

Par identification, on écrit :

$$\begin{cases} K \cdot K_{i\Omega} = \omega_n^2 \\ f + K \cdot K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n \end{cases} \quad (III.17)$$

$$\text{Et} \quad \begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K \cdot K_{i\Omega}}{J}} \\ \xi = \frac{f + K \cdot K_{p\Omega}}{2\sqrt{J \cdot K \cdot K_{i\Omega}}} \end{cases} \quad (III.18)$$

Si on fixe le coefficient d'amortissement ξ et la pulsation propre ω_n , on peut calculer $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$

III.3.2 Régulateur de courant i_{sd}

Le schéma fonctionnel du contrôle de courant i_{sd} est donné par la figure suivante :

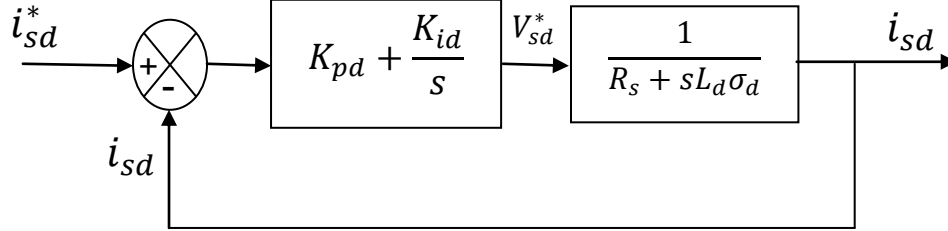


Figure (III.4) : Boucle de régulation du courant i_{sd} de la MSRV.

La fonction de transfert du courant i_{sd} est donnée par :

$$FT_d(s) = \frac{1}{R_s + L_d \sigma_d s} = \frac{\frac{1}{L_d \sigma_d}}{\frac{R_s}{L_d \sigma_d} + s} \tag{III.19}$$

En boucle ouverte on a :

$$FTBO_d = \frac{K_{pd}}{s} \cdot \left(\frac{K_{id}}{K_{pd}} + s \right) \cdot \frac{\frac{1}{L_d \sigma_d}}{\frac{R_s}{L_d \sigma_d} + s} \tag{III.20}$$

Compensons le pôle $\left(\frac{R_s}{L_d \sigma_d} + s \right)$ par $\left(\frac{K_{id}}{K_{pd}} + s \right)$, ce qui se traduit par la condition suivante :

$$\frac{K_{id}}{K_{pd}} = \frac{R_s}{L_d \sigma_d} \tag{III.21}$$

($s = \frac{R_s}{L_d \sigma_d}$ Le pôle dominant, si on utilise la méthode d'élimination des pôles dominants en étudiant la stabilité du système)

Et on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO_d = \frac{K_{pd}}{s} \cdot \frac{1}{L_d \sigma_d} \tag{III.22}$$

$$FTBO_d = \frac{1}{\frac{L_d \sigma_d}{K_{pd}} s} \tag{III.23}$$

Et en boucle fermée, on obtient une réponse de type 1er ordre de constante de temps :

$$\tau = \frac{L_d \sigma_d}{K_{pd}}$$

$$FTBF_d = \frac{1}{\frac{L_d \sigma_d}{K_{pd}} s + 1} \tag{III.24}$$

III.3.3 Régulateur de courant i_{sq}

Le schéma fonctionnel du contrôle de courant i_{sq} est donné par la figure suivante :

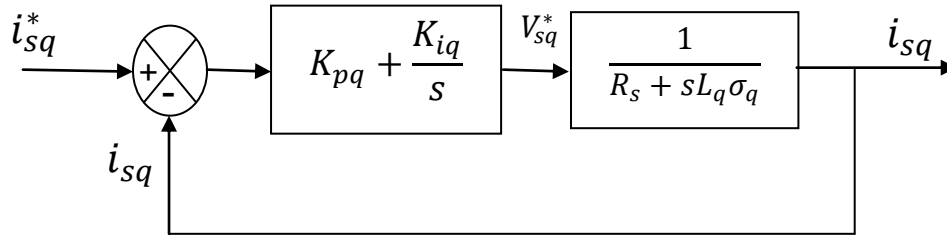


Figure (III.5) : Boucle de régulation du courant i_{sq} de la MSRV.

La fonction de transfert du courant i_{sq} est donnée par :

$$FT_q(s) = \frac{1}{R_s + L_q \sigma_q s} = \frac{\frac{1}{L_q \sigma_q}}{\frac{R_s}{L_q \sigma_q} + s} \quad (III.25)$$

En boucle ouverte on a :

$$FTBO_q = \frac{K_{pq}}{s} \cdot \left(\frac{K_{iq}}{K_{pq}} + s \right) \cdot \frac{\frac{1}{L_q \sigma_q}}{\frac{R_s}{L_q \sigma_q} + s} \quad (III.26)$$

Compensons le pôle $\left(\frac{R_s}{L_q \sigma_q} + s \right)$ par $\left(\frac{K_{iq}}{K_{pq}} + s \right)$, ce qui se traduit par la condition suivante :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = \frac{R_s}{L_q \sigma_q} \quad (III.27)$$

($s = \frac{R_s}{L_q \sigma_q}$ Le pôle dominant, si on utilise la méthode d'élimination des pôles dominants en étudiant la stabilité du système)

Et on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO_q = \frac{K_{pq}}{s} \cdot \frac{1}{L_q \sigma_q} \quad (III.28)$$

$$FTBO_q = \frac{1}{\frac{L_q \sigma_q}{K_{pq}} \cdot s} \quad (III.29)$$

Et en boucle fermée, on obtient une réponse de type 1er ordre de constante de temps :

$$\tau = \frac{L_d \sigma_q}{K_{pq}} \quad (III.30)$$

III.4 Schéma de simulation sous matlab simulink

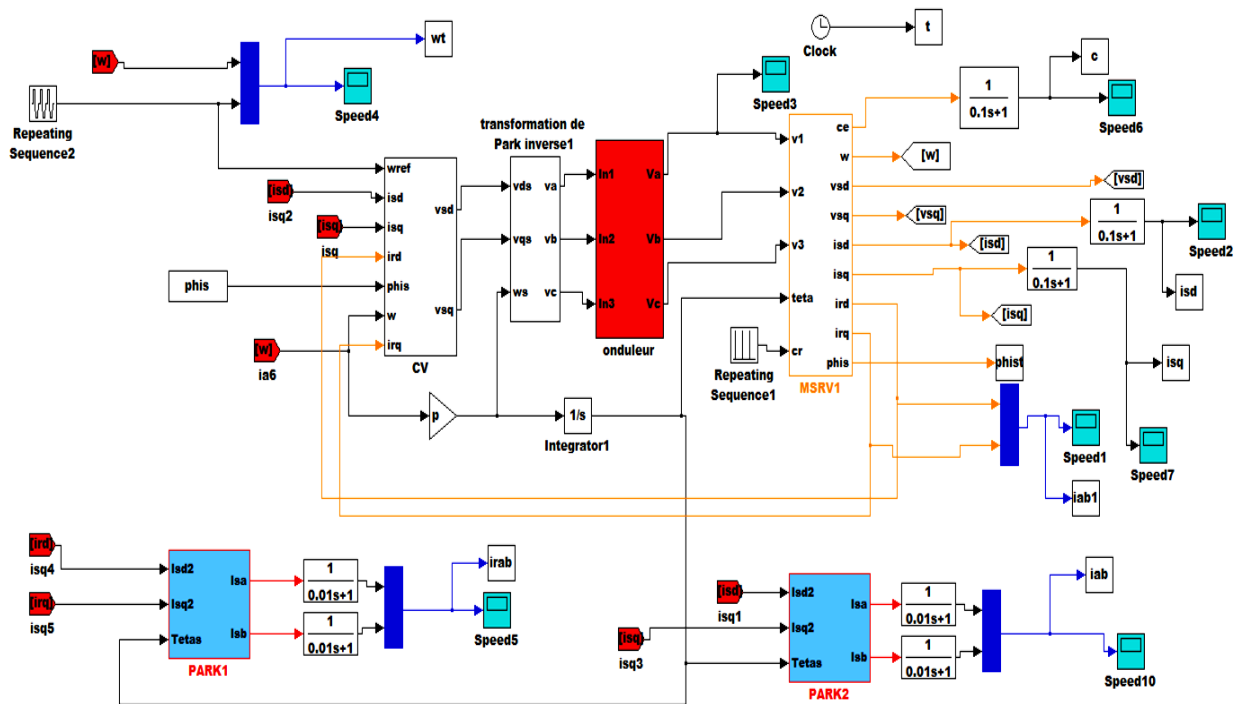


Figure (III.6) : Schéma de simulation commande vectorielle de la MRV sous matlab simulink.

III.5 Résultats de simulation

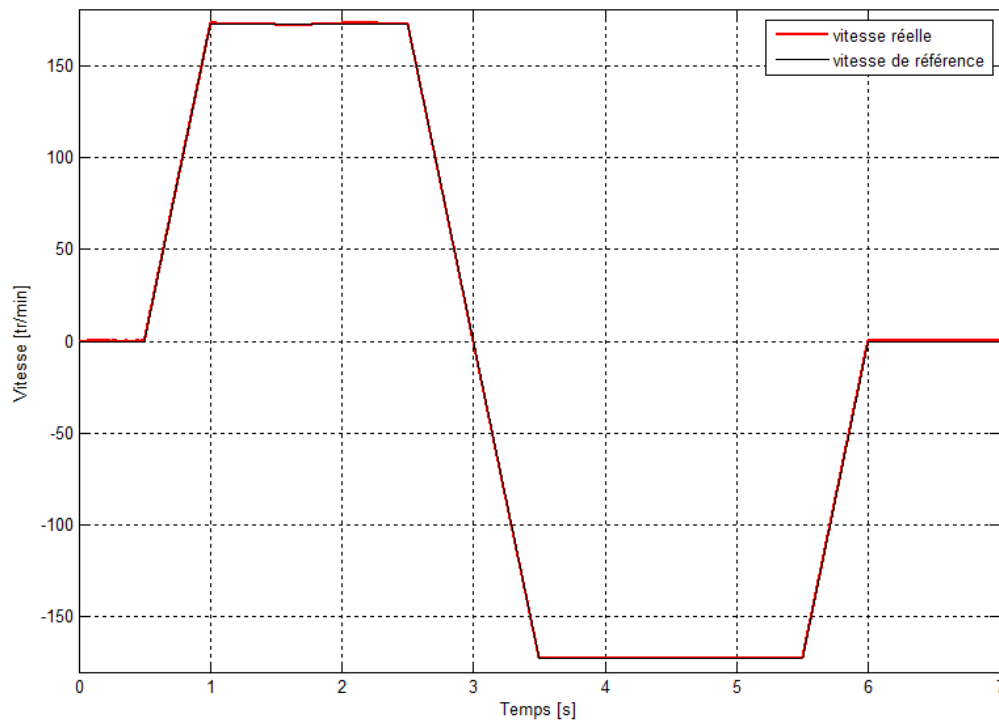


Figure (III.7) : Variation de la vitesse en fonction du temps.

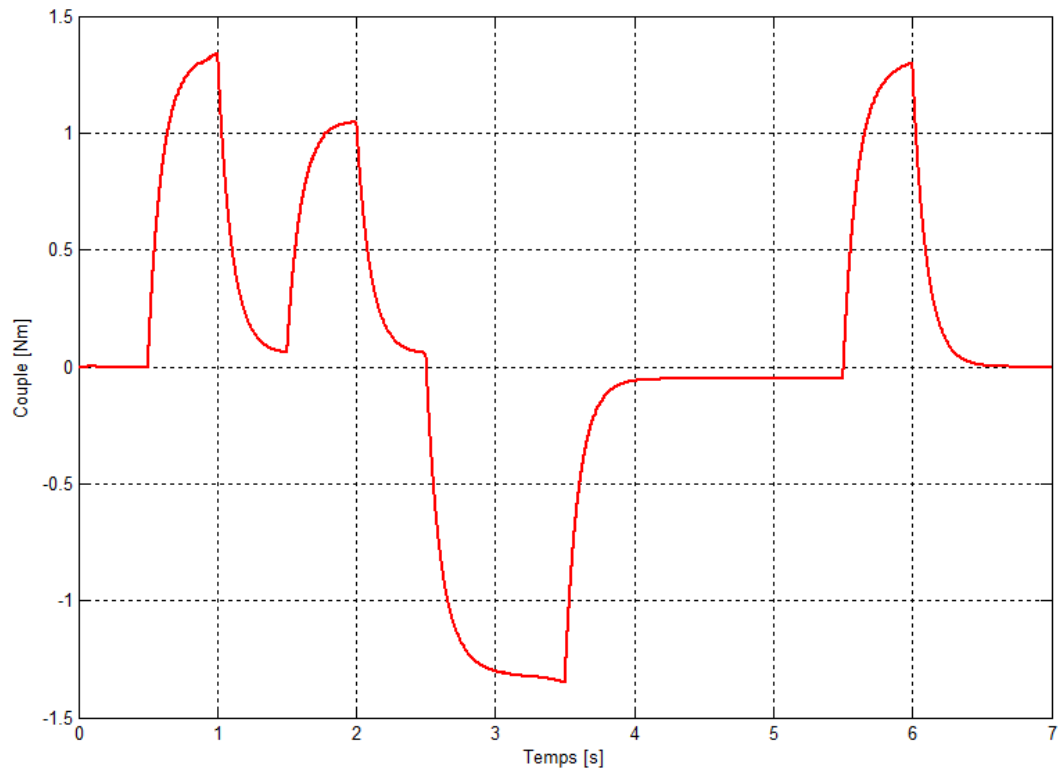


Figure (III.8) : Variation du couple en fonction du temps.

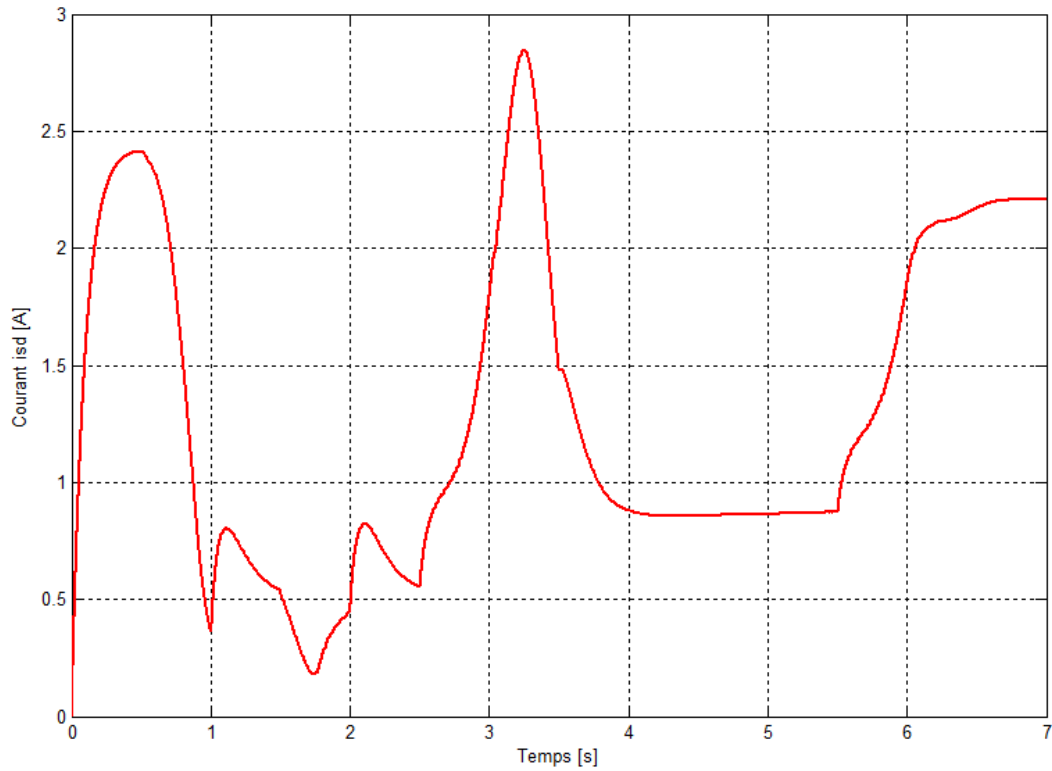


Figure (III.9) : Variation du courant i_{sd} en fonction du temps.

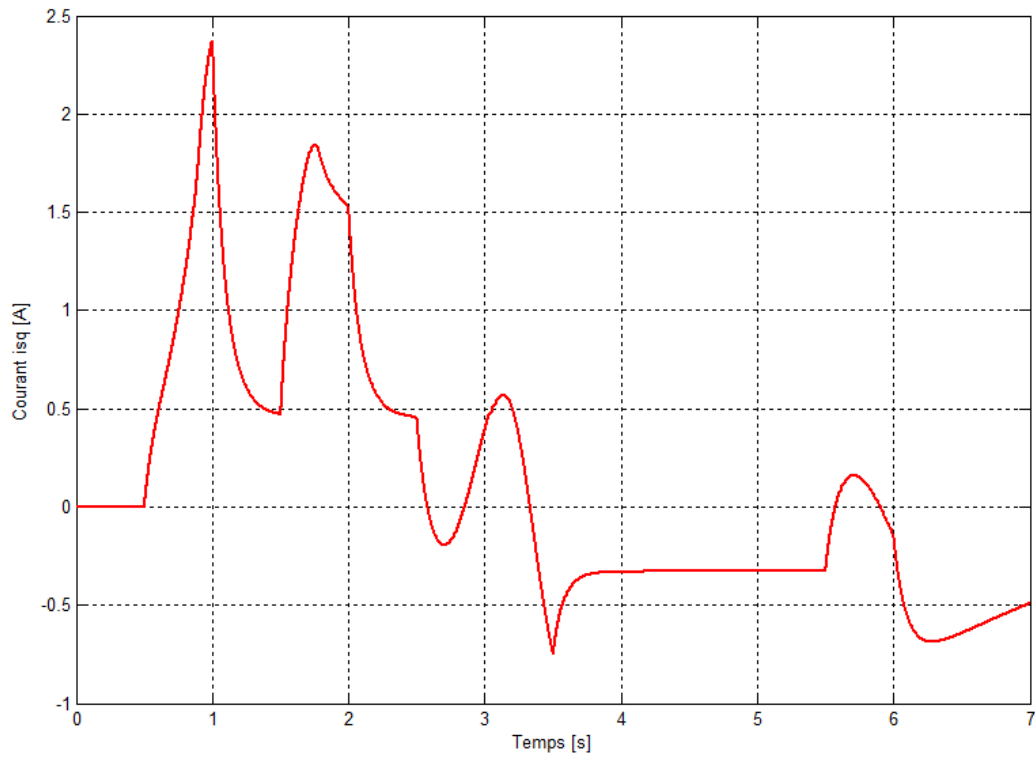


Figure (III.10) : Variation du courant i_{sq} en fonction du temps.

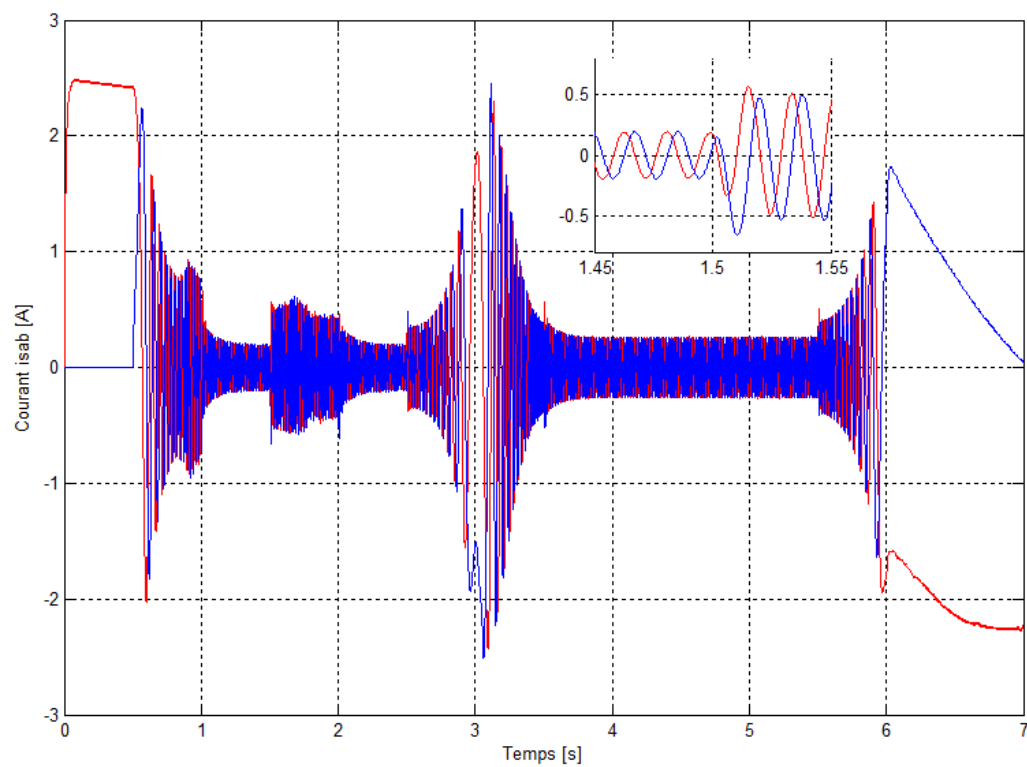


Figure (III.11) : Variation du courant i_{sab} en fonction du temps.

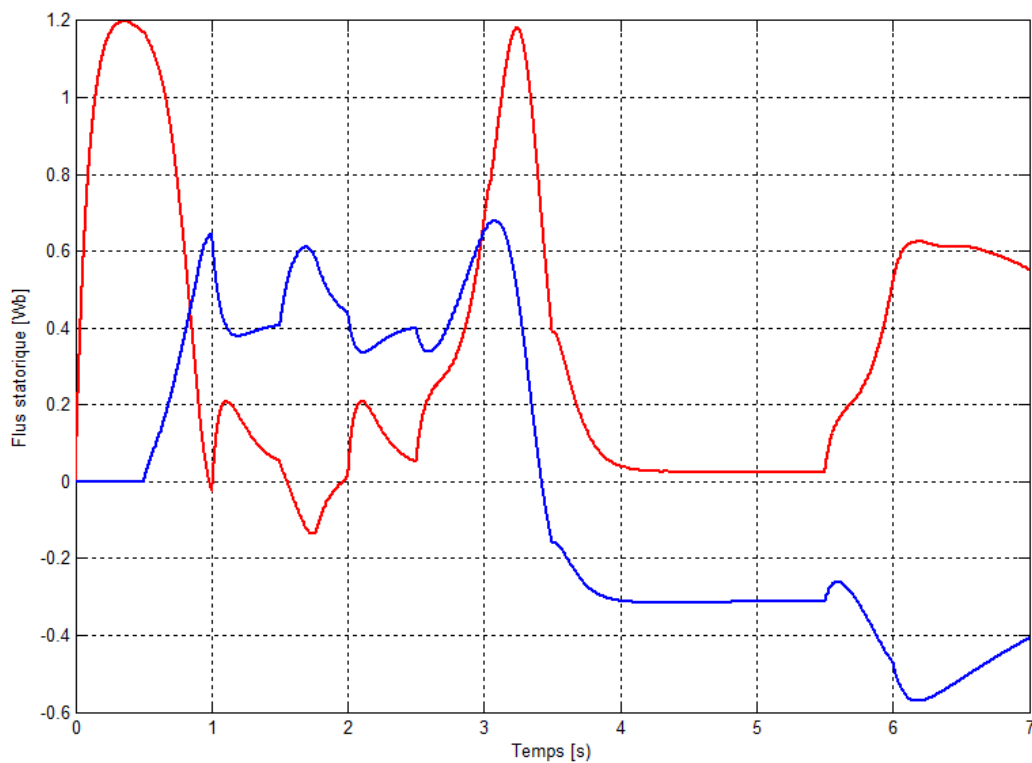


Figure (III.12) : Variation du flux statorique en fonction du temps.

La figure (II.7) montre le résultat de simulation de poursuite de la vitesse, on remarque que la poursuite se fait d'une manière très correcte ce qui confirme le bon calcul des paramètres des régulateurs. On voit bien le rejet de la perturbation c'est-à-dire l'application de la charge. La forme du courant i_{sd} de la figure (III.9) montre bien l'effet de la variation de la réluctance.

La forme du flux statorique suit bien celle des courants comme le montre la figure (II. 12).

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, les résultats de simulation avec les paramètres nominaux de la machine sont satisfaisants, ils se traduisent par un bon suivi des consignes et un découplage parfait entre le courant i_{sq} et le couple.

CONCLUSION GENERALE

Comme conclusion générale, Notre mémoire porte sur la modélisation et la commande vectorielle de la machine synchrone triphasée à réluctance variable.

Les résultats obtenus, nous confirme la faisabilité du modèle mathématique développé au deuxième chapitre, on a confirmé que les courants rotoriques induit sont fortement dépendants de la variation de la réluctance et des courants statoriques leur variation exponentielle nécessite leurs déterminations autrement dit un observateur de courants rotoriques est nécessaires contrôlés.

Les résultats obtenus de la commande vectorielle montrent bien l'efficacité de cette technique de point de vue poursuite de vitesse vis-à-vis l'application de la perturbation

Comme perspectives de ce présent travail, on propose :

- La machine synchrone à réluctance variable est très sensible à la saturation magnétique. En particulier, le couple moyen développé en dépend fortement, 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.
- Application des techniques d'intelligence artificielle pour l'identification des paramètres rotoriques.
- Commande sans capteur.

BIBLIOGRAPHIE

- [01]. Thierry LUBIN, Modélisation et contrôle de la machine synchrone à réluctance variable, prise en compte de la saturation magnétique. Thèse présentée pour l'obtention du grade de Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique.
- [02]. Bernard MULTAN, Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées. Manuscrit auteur, publié dans journées de la section électrotechnique du club EEA1993, BELFORT, France.
- [03]. Noureddine ASSAS, Modélisation et commande du couple d'une machine à réluctance variable. Thèse présentée pour l'obtention du magister en électrotechnique, université Mohamed KHIDER, Biskra.
- [04]. Naouel KADA BELGHITRI, Contribution à la modélisation par la méthode des réseaux de réluctance (MRR) d'une machine à réluctance variable. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme doctorat option machine électrique, université Mohamed BOUDIAF, Oran.
- [05]. L. BAGHLI, Modélisation et commande de la machine asynchrone, Notes de cours, université Henri POINCARE, Nancy1.
- [06]. Commande vectorielle – wikipédia,<https://fr.wikipedia.org>.

ANNEXE

Les données de la MSR V étudiée :

$$U = 380 \text{ v}$$

$$L_q = 0.21 \text{ H}$$

$$P = 2$$

$$\sigma_d = 0.052$$

$$N = 1500 \text{ tr/mn à } 50 \text{ Hz}$$

$$\sigma_q = 0.12$$

$$P_n = 1 \text{ KW}$$

$$T_d = 6.9231 \cdot 10^{-2} \text{ s}$$

$$C_n = 3.8 \text{ Nm}$$

$$T_q = 2.6923 \cdot 10^{-2} \text{ s}$$

$$I_n = 3 \text{ A}$$

$$J = 0.0038 \text{ Kg.m}^2$$

$$R_s = 7.9 \Omega$$

$$f = 0.003 \text{ N.m.s/rad}$$

$$L_d = 0.54 \text{ H}$$



Figure (A.1) : Photographie de la MSR V