



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



Université Amar Thelidji- Laghouat

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE MASTER

Présenté par :

Noureddine Rouinek

Rougab Manal

DOMAINE : Sciences et techniques

FILIERE : Electrotechnique

OPTION : Commandes Electriques

Thème

**Reduction Des Fluctuations De Couple D'un MSRV Commandé
Par DTC**

Jury de soutenance :

Nom et Prénom	Grade	Qualité
Mr Saroute Mohamed	<i>MAA</i>	Président
Mme Kouzi Katia	<i>Pr</i>	Examinatrice
Mr Birame M'hamed	<i>MCA</i>	Rapporteur
Mr Mokhtari Bachir	<i>MCA</i>	Co-Rapporteur

Promotion : Juin 2022



REMERCIEMENTS

Nos remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage pour réaliser ce travail.

*On tient à remercier Notre encadreur
Mr. Birame M'hamed et MR. Mokhtari Bachir pour son suivi continu ainsi que sa bonne orientation du travail.
Nos remerciements vont également à nos professeurs pour leurs conseils précieux.*

On remercie également les membres de jury D'avoir acceptés de nous honorer par leur présence à la soutenance de notre mémoire de fin d'étude.

Enfin, on remercie tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin afin d'achever ce travail, en particulier mes collègues.



إهداء

- إلى من قال فيهما المولى عز وجل:

«وقل ربي ارحمهما كما ربياني صغيرا»

والدي العظيم طاهر والحببية أمي ليلي

- إلى اخوتي كل باسمه محمد؛ فاروق؛ ياسين والعزيزة مارييا

- إلى كل صديقاتي ايمان، كوثر، حبيبة، خديجة

- إلى زملائي

- إلى كل من ساهم في تلقيني ولو بحرف في مسيرتي الدراسية

- إلى كل هؤلاء أهديهم ثمرة جهدي وعملي هذا سائلة العلي

القدير أن ينفعنا به ويوفقنا

منال

الإهداء

أحمد لله وكفى والصلاة على أكبيب المصطفى وأهله ومن وفى أما بعد :

أحمد لله الذي وفقنا لتتمين هذه الخطوة في مسيرتنا الدراسية بذكرتنا هذه ثمرة الجهد والنجاح

بفضله تعالى مهداة

إلى من ساندتني في صلاتها ورعاؤها إلى من سهرت الليالي تنير دربي

إلى من تشاركني أفراحي وآسائي إلى نبع أكنان والعطف

إلى أجمل ابتسامت في حياتي ، إلى أروع امرأة في الوجود أمي الغالية

إلى من علمني أن الدنيا كفاح وسلاحها العلم والمعرفة

إلى الذي لم يبخل عليا بأي شيء إلى من سع من أجل راحتي وسعادتي

إلى أعظم وأعز رجل في الكون أبي الغالي

إلى الذين ظفرت بهم هديت من الأقدار إخوة فعرفوا معنى الأخوة ، إخوتي الأبناء ؛

عبد القادر ، أحمد ، صهيب

إلى أختي العزيرة؛ سارة

إلى كل مشايخي معلمي وأساتذتي ومن كان لهم فضل تلقيني العلم النافع

إلى جميع صديقاتي اللاتي انشغلوا بإنشغالي لهذا البحث وأخص بالذكر؛ كوثر ، امينت ، هاريت ،

حبيبت

إلى كل من ساهم بإمدادي بكلمت طيبت بعثت في روح العمل

إلى هؤلاء جميعا أهدي هذا العمل المتواضع

نورالدين روينق

ملخص

هذه الدراسة تعتمد على تقديم التحكم المباشر في العزم المطبق على محرك تزامني ذي مقاومة مغناطيسية متغيرة إذ يحتوي أساساً:

- عموميات حول المحركات التزامنية ذوات مقاومات مغناطيسية متغيرة مع نمذجتها وتغذيتها بتواتر متغير بواسطة مقوم ثلاثي الأطوار ثنائي النوبة مجهز بثنائيات المساري، طابق لترشيح الجهد الكهربائي ومموج للتوتر الكهربائي ثلاثي الطور
- تطبيق التحكم المباشر في تدفق القسم الساكن وفي العزم الكهرو مغناطيسيين على محرك تزامني ذي مقاومة مغناطيسية متغيرة
- دراسة بعض الاستراتيجيات البديلة لتحسين الطريقة الكلاسيكية للتحكم المباشر في التدفق والعزم الكلاسيكي كالتحكم المباشر في التدفق والعزم المعدل، التحكم المباشر في التدفق والعزم ذي 12 قطاع، التحكم المباشر في الماكينة مغذاه بمموج للتوتر الكهربائي ثلاثي الطور وذي ثلاث مستويات، وذلك لتقليل من تموجان عزم الدوران والتدفق الكهرو مغناطيسيين والتحكم في تواتر التبديل للمموج.

Résumé

Cette étude est basée sur une commande directe de couple (Direct Torque Control DTC) appliquée à une Machine Synchrone à Réductance Variable (MSRV). Elle comprend essentiellement :

- Des généralités sur la MSRV, sa modélisation et son association à une alimentation à fréquence variable (redresseur triphasé double alternance à diodes, filtre de tension passe bas et onduleur de tension triphasé);
- Une utilisation de la DTC au pilotage de la MSRV ;
- Une étude de quelques alternatives de la commande DTC classique telle que la DTC modifiée, DTC à 12 secteurs, DTC appliquée à la MSRV alimentée par un onduleur de tension à 3-Niveaux, le but c'est de minimiser les ondulations du couple et maîtriser la fréquence de commutation de l'onduleur.

Mots clés :

MSRV, DTC, Onduleur triphasé à deux niveaux, Onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC, Table décalée de 30°, Table décalée à 12 secteurs.

Abstract

In this study are presented a Direct Torque Control (DTC) applied to a variable Reluctance Synchronous Machine (RSM). It comprises essentially :

- Generalities on RSM, its modeling and its association with a variable frequency supply (a three phase full wave diodes rectifier, a low pass filter and a three phase voltage source inverter) ;
- An application of the DTC to the SRM drive piloting;
- A study of some alternatives to conventional DTC-controlled SRM using modified switching tables, DTC with 12 sectors, DTC applied to the SRM powered by a three levels source voltage inverter, in order to minimize the torque and flux ripples and control the switching frequency of the inverter

Key Words :

SRM, DTC, Three phase two-level inverter, NPC three-level inverter, 30° shifted switching table, 12 sectors switching table.

Nomenclature.....	I
Liste des figures	II
Liste des Tableaux.....	IV
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Modélisation de la machine a reluctance variable

I.1 Introduction.....	4
I.2 Machine synchrone a réluctance variable	4
I.2.1 Généralités	4
I.2.2 Historique du développement de la MSR/V	5
I.3 Principe de fonctionnement de la MSR/V	7
I.4 Différentes structures du rotor d'une MSR/V	8
I.4.1 Rotor massif à trous	8
I.4.2 Rotor à barrières de flux.....	9
I.4.3 Rotor axialement laminé	9
I.4.3 Rotor à assistance par aimants	10
I.4.4 Choix de structure	11
I.5 Avantages et les inconvénients de la MSR/V	11
I.6 Modélisation de la machine synchrone à reluctance variable.....	11
I.6.1 Hypothèses et mise en équations	11
I.6.2 Modèle de la machine dans le référentiel a-b-c	12
I.6.3 Modèle de la machine dans le référentiel d-q	13
I.6.4 Equation mécanique.....	15
I.6.5 Modèle électromécanique résultant	15
I.7 Modélisation de L'alimentation utilisée pour la MSR/V	17
I.7.1 Onduleur de tension triphasé	17
I.7.2 Onduleur de tension à MLI	18
I.8 Conclusion	21

Chapitre II : Commande directe de couple de La MSRV

II.1	Introduction	23
II.2	Avantages et les inconvénients de la DTC	23
II.3	Principes généraux de la commande direct de couple	24
II.4	Comportement du flux statorique	25
II.5	Estimation du couple électromagnétique.....	27
II.6	Cas d'une alimentation par un onduleur a deux niveaux.....	28
II.7	Différentes tables de sélection	33
II.7.1	Élaboration tables de commutation avec séquences nulles	33
II.7.2	Table sans séquences nulles	33
II.8	Structure générale de la DTC appliquée au MSRV.....	34
II.9	Résultats de simulation de la commande par DTC du MSRV	34
II.9.1	Démarrage à vide $C_r=0$	35
II.9.2	Démarrage en charge $C_r=3$ Nm.....	36
II.9.3	Robustesse vis à vis de la variation paramétrique	37
II.10	Conclusion	38

Chapitre III : Techniques de réduction des fluctuations de couple électromagnétique d'une machine a réfectance variable

III.1	Introduction	40
III.2	Reduction des fluctuations du couple électromagnétique et de flux	40
III.2.1	Le contrôle direct du couple modifié	41
III.2.2	Le contrôle direct du couple douze secteurs	43
III.2.3	Réduction des fluctuations du couple électromagnétique d'un MSRV par l'utilisation d'un onduleur a 3 Niveaux	46
III.3	Conclusion.....	51
	Conclusion générale	53
	Reference bibliographique	54
	Annex.....	57

Nomenclature

Symbole	Signification
L_d	Inductance apparente d'axe d
L_q	Inductance apparente d'axe q
ω_m	Vitesse mécanique du rotor
p	Nombre de paires de pôles
a,b,c	Repère a-b-c
d,q	Repère d-q
d	Axe d du repère tournant (d,q)
q	Axe q du repère tournant (d,q)
β	Axe β du repère statorique (α, β)
α	Axe α du repère statorique (α, β)
V_a, V_b, V_c	Tensions de phase a,b,c
Ψ_a, ψ_b, ψ_c	Flux de phase a,b,c
L_0	Valeur moyenne de l'inductance propre
L_2	Amplitude de l'harmonique d'inductance propre de rang 2
M_0	Valeur moyenne de l'inductance mutuelle
M_2	Amplitude de l'harmonique d'inductance mutuelle de rang 2
i_a, i_b, i_c	Courants de phase a,b,c
[L]	Matrice inductance
M	Valeur maximale des inductances mutuelles stator-rotor
r_s	Résistance statorique
$\Phi_{\alpha s}$	Flux statorique instantané dans l'axe α
$\Phi_{\beta s}$	Flux statorique instantané dans l'axe β
Φ_{ds}	Flux statorique instantané dans l'axe d
Φ_{qs}	Flux statorique instantané dans l'axe q
Ω_r	Vitesse angulaire mécanique du rotor
ω_r	Vitesse de rotation électrique ($p\Omega$)
U_c	Tension d'entrée de l'onduleur
J	Moment d'inertie du moteur
f_r	Coefficient de frottement visqueux
C_r	Couple résistant, ou de charge
C_e	Couple électromagnétique délivré par le moteur
\hat{x}	Estimation de x
θ_c	Angle de calage (déphasage) entre le vecteur de tension et le courant statorique
θ_r	Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant (d,q) et le référentiel fixe (α, β) lié au rotor.

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à reluctance variable

Figure I.1	Historique du développement de la MSRVS	06
Figure I.2	Coupe transversale d'un rotor de MSRVS à barrières de flux	06
Figure I.3	Stator et rotor de la MSRVS	07
Figure I.4	Rotor massif	08
Figure I.5	Rotor avec barrières de flux.....	09
Figure I.6	Rotor axialement laminé.....	10
Figure I.7	Assistance par aimants d'une machine synchro-réductante. Configurations à deux et à quatre pôles	10
Figure I.8	Représentation symbolique de la machine	12
Figure I.9	Schéma synoptique du modèle de la MSRVS dans le repère dq	16
Figure I.10	Onduleur de tension triphasée	17
Figure I.11	MLI sinus-triangle bipolaire	19
Figure I.12	Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan.....	21

Chapitre II : Commande directe de couple de La MSRVS

Figure II.1	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSRVS	25
Figure II.2	Evolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$	26
Figure II.3	Comparateur à hystérésis de flux statorique	29
Figure II.4	Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondent	29
Figure II.5	Correcteur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du couple.....	31
Figure II.6	Partition du plan complexe en six secteurs angulaires.....	32
Figure II.7	Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSRVS	34
Figure II.8	Résultats de simulation pour un Démarrage à vide	35
Figure II.9	Résultat de simulation pour un Démarrage à vide suivi d'une application de charge....	37

Chapitre III : Techniques de réduction des fluctuations du couple électromagnétique d'un MSR_V commandé Par DTC

Figure III.1 Définition des secteurs utilisés dans la DTC	41
Figure III.2 Résultats de simulation d'une commande par DTC à secteurs décalés de 30° d'un MSR _V	43
Figure III.3 Partition du plan (α, β) en douze secteurs angulaires $S_{i=1..12}$	43
Figure III.4 Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple et flux dans le cas de la table de 12 secteurs	44
Figure III.5 Résultats de simulation d'une commande par DTC avec une table à douze secteurs d'un MSR _V	46
Figure III.6 Onduleur à trois niveaux de type NPC	48
Figure III.7 Vecteurs des tensions et états des interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux	49
Figure III.8 Comparateur à hystérésis.....	50
Figure III.9 Résultats de simulation d'une commande par DTC dans le cas d'une alimentation par un onduleur de type NPC à 3 niveaux	50

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à reluctance variable

Tableau I.1 Table de vérité d'un onduleur triphasé	20
--	----

Chapitre II : Commande directe de couple de La MSRv

Tableau II.1 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC	32
Tableau II.2 Table classique de localisation des états de l'onduleur	32
Tableau II.3 Table de vérité sans séquences nulles	33

Chapitre III : Techniques de réduction des fluctuations du couple électromagnétique d'un MSRv commandé Par DTC

Tableau III.1 Comparaison entre la DTC_Classique et la DTC_Modifiée.....	41
Tableau III.2 La table de vérité de la DTC _ modifiée	42
Tableau III.4 Effet des vecteurs tension pour le DTC 12 secteurs	44
Tableau III.5 Table de commande de la DTC 12 secteurs.....	45
Tableau III.3 Table de vérité de la DTC dans le cas d'un onduleur de type NPC à trois niveaux	49



INTRODUCTION GENERALE



Introduction générale

Les actionneurs électriques ont toujours constitué des éléments indispensables au fonctionnement des procédés industriels durant ce siècle. De plus, vue la tendance vers l'exploitation de sources d'énergie non polluantes, l'utilisation des moteurs électriques dans les différents secteurs de l'industrie ne fera qu'augmenter.

Plusieurs types de machines ont été inventés au début de siècle, seulement quelques-unes ont été introduites dans les applications industrielles. Vu l'état d'avancement dans les domaines de l'électronique de puissance, de l'informatique et de la commande, les caractéristiques des moteurs électriques étaient mal exploitées et le critère de choix était essentiellement la simplicité de commande. C'est ainsi que le moteur à courant continu était fortement utilisé dans les applications industrielles et domestiques, contrairement à d'autres comme le moteur synchrone, asynchrone et à réluctance variable [Bou08b].

La machine synchrone à réluctance variable (MSRV) a reçu beaucoup d'attention pour de nombreuses applications dans l'industrie depuis ces dernières années en raison de la simplicité de sa structure et d'un faible coût de fabrication [Mog14] [Fer 15].

La MSRV est également robuste sur le plan du fonctionnement, elle est relativement bon marché car elle n'a pas d'associés aimants permanents ce qui est aussi un avantage pour les applications à hautes températures. Par conséquent elle n'a pas de problème de désaimantation ni de pertes associées. Pour la commande sans capteur de position, elle présente un net avantage par rapport à une machine asynchrone car elle possède une saillance naturelle. De plus, il n'y a pas de pertes au rotor ce qui permet un couple massique supérieur à celui d'une machine asynchrone. Ainsi son indice de performance peut aller jusqu'à l'indice IE4 pour une taille identique à celle d'une machine asynchrone classique. Ces différents avantages semblent lui donner des chances pour de nouveaux développements. Ces différents avantages semblent lui donner des chances pour de nouveaux développements. Cependant, la MSRV présente également des inconvénients non négligeables. La saillance du rotor qui est à l'origine du couple électromagnétique provoque des ondulations sur ce dernier, qui peuvent se traduire par des vibrations et du bruit acoustique. Le facteur de puissance de ce type de machine est généralement faible conduisant à un surdimensionnement de l'onduleur. De plus, elle est très sensible à la saturation magnétique ce qui impacte fortement le couple moyen développé [Tru16].

L'objectif principal de nos travaux consiste à développer un ensemble de techniques d'amélioration des performances de la DTC et la commande (appliquées à la MSRV).

Ce travail articule en trois chapitres :

Le premier chapitre, présentera la modélisation de la machine synchrone à réluctance variable associée à son alimentation constituée principalement d'un onduleur de tension triphasé à MLI vectorielle.

Dans le deuxième chapitre sera consacré à la commande directe du couple (DTC) appliquée à la MSRV.

Dans le dernier chapitre, nous allons étudier quelques variantes de la DTC *classique* telles que la DTC *décalée de 30°*, la DTC à *12 secteurs*, un onduleur de tension de *type NPC* (Neutral Point Clamped) à trois niveaux, sera utilisé pour minimiser les fluctuations du couple électromagnétique. Pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple. Ces méthodes consistent à remplacer la table de commutation utilisée dans la DTC classique d'un MSRV pour conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence tout en minimisant leur taux d'ondulation.



CHAPITRE I

Modélisation de la machine synchrone à reluctance variable



I.1 Introduction

Les machines classiques à courant alternatif (synchrone et asynchrone) fonctionnent principalement sur l'interaction de deux champs tournants. La théorie relative de leur étude est négligée, au moins dans une première approximation, l'effet de denture.

Dans le cas des machines à réductance variable, la saillance due à la présence de denture est la base même de leur fonctionnement.

La conception d'une MSRVR repose donc sur un développement théorique plus approfondi.

Ce dernier, basé sur le calcul de l'énergie magnétique dans sa structure, permettra de déterminer les paramètres et les performances de cette machine.

Cette conception doit être faite par l'analyse magnétique et par l'emploi de méthodes numériques [Bir15].

Avec le développement de l'électronique de puissance et l'avènement des techniques modernes de commande (commande vectorielle), il y a eu un regain d'intérêt pour les moteurs synchrones à réductance variable au cours de la dernière décennie. Il en est résulté un grand nombre de publications sur cette machine. Ces développements concernent plusieurs domaines de l'électrotechnique. Les principales directions de recherche sont [Lub03] :

- Optimisation de la structure du rotor pour augmenter le rapport de saillance $\frac{L_d}{L_q}$.
- Améliorer les performances de la machine (facteur de puissance et rendement).
- Développement de différentes stratégies de commande.
- Amélioration des modèles théoriques (saturation et harmoniques d'espaces).

Dans ce chapitre, on présentera le principe de la modélisation d'une machine synchrone à réductance variable associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

I.2 Machine synchrone à réductance variable

I.2.1 Généralité

La machine synchrone à réductance variable est une machine synchrone à pôles saillants non excités dans la structure. Son stator est le même que celui d'une machine à courant alternatif ordinaire. Le couple électromagnétique est constitué uniquement du couple saillant. En raison de la rotation du rotor magnétiquement asymétrique entre l'axe droit (réductance minimale) et l'axe de quadrature de réductance maximale, la conversion d'énergie dans la machine est obtenue par les changements d'inductance appropriés et mutuels de ses enroulements de phase. Il s'agit bien d'une machine à réductance variable, plus précisément d'une machine à réductance pure polyphasée à stator lisse avec une alimentation sinusoïdale.

Etant donné que la machine tourne de manière synchrone avec la source d'alimentation et fonctionne grâce à des changements de réluctance, nous avons choisi le nom « machine synchro-réluctante » (Synchronous Reluctance Motor) De ce fait, la machine synchrone à réluctance variable conviennent aux applications de forte puissance et de grandes vitesses, domaines actuellement occupés principalement par les machines asynchrones. Mais cette dernière présente des pertes Joule et des pertes fer au rotor en régime permanent. Ainsi, à ce stade la machine synchro-réluctante sont de véritable concurrente de la machine asynchrone [Ser09] [Ram06].

I.2.2 Historique du développement de la MSRV

L'historique du développement de la MSRV est montré sur la figure I.1. Le principe de réluctance variable pour la production de couple est connu depuis plus de 160 ans. Ainsi le premier moteur à réluctance variable avait un rotor à pôles saillants à dents (figure I.1a). Le rapport de saillance $\frac{L_d}{L_q}$ de ce type de moteur est typiquement de 3 en régime non saturé et 2.5 en régime saturé à cause du rapport de saillance relativement faible, les performances de ce type de machine sont limitées. Pour améliorer les performances de la machine, il faut passer à d'autres types de configurations de rotor, par exemple avec des barrières de flux (figure I.1b, I.1c, I.1d).

Récemment, la MSRV a suscité un regain d'intérêt pour de nombreuses applications dans l'industrie en raison de sa structure simple, de son rendement élevé, de son faible coût de fabrication et de sa forte stabilité opérationnelle. Le fait que le rotor puisse tourner à des vitesses très élevées à des températures très élevées semble intéressant (par rapport aux moteurs à aimants permanents ou moteur asynchrones). D'autre part, il est nécessaire de développer des méthodes au niveau de la conception et au niveau du contrôle pour réduire le bruit (un inconvénient majeur) et augmenter l'efficacité de la machine [Tru16].

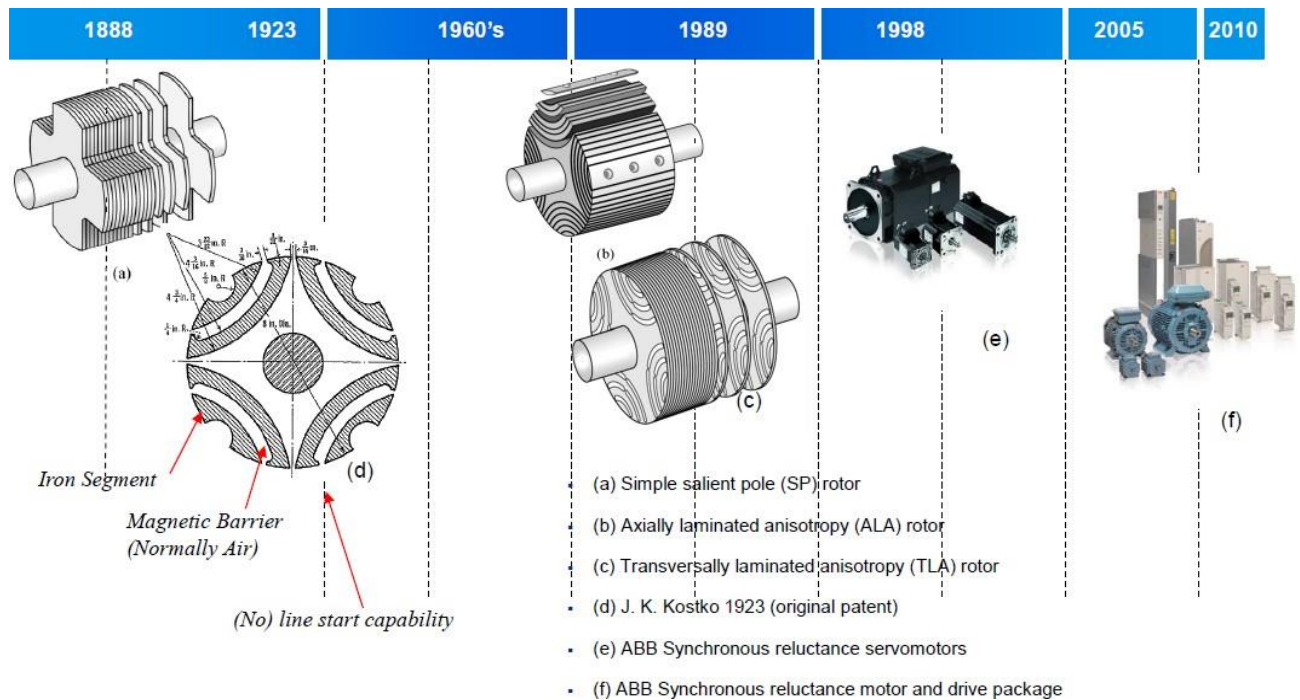


Fig. I.1. Historique du développement de la MSR. [Sza14]

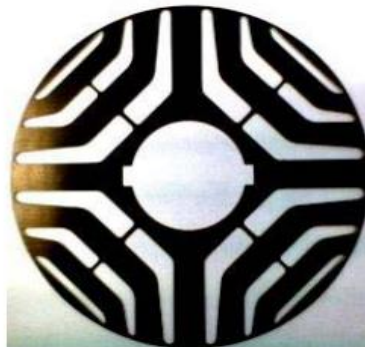


Fig. I.2. Coupe transversale d'un rotor de MSR à barrières de flux. [Sza14]

La figure I.2 représente une vue en coupe transversale d'un rotor de MSR à barrières de flux. Typiquement, son stator est identique à celui d'un moteur à courant alternatif classique. Il est alimenté par un réseau triphasé ou par l'intermédiaire d'un variateur de vitesse. Le couple électromagnétique de la MSR se compose uniquement du couple de réluctance. Ainsi le rotor est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature (L_d-L_q) soit le plus important possible. Il en est de même pour le facteur de puissance : plus le rapport $\frac{L_d}{L_q}$ est élevé meilleur est le facteur de puissance. L'obtention d'un rapport $\frac{L_d}{L_q}$ élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication qui se répercutent négativement sur le coût [Lub03] [Tru16]. Nous mentionnons aussi une grande tolérance aux

pannes pour les machines ne possédant pas d'aimants permanents ; en cas de court-circuit le courant de défaut est limité [Tru16].

Malgré les avantages mentionnés ci-dessus, la MSRVM présente certains inconvénients importants qui sont résumés ci-dessous [Tru16] [Tag15] :

- Faible facteur de puissance (0,55 - 0,7).
- Ondulation du couple plus grande que sur une machine BLDC (Brushless DC).

Comme le montrent de nombreuses publications récentes, le développement de méthodes d'optimisation au niveau de la conception et du contrôle pour améliorer les performances des MSRVM reste un sujet d'actualité. Les domaines d'application actuels de MSRVM sont l'industrie textile, les machines-outils et les applications à grande vitesse. Plus récemment, il a été utilisé dans des applications de traction, de véhicules électriques, de pompage et de ventilation [Fer15] [Tag15] [Tru16].

I.3 Principe de fonctionnement de la MSRVM

Le stator de la machine synchrone à réluctance variable est bobiné de la même façon que celui des machines synchrones ordinaires. Il s'agit d'un bobinage triphasé avec p pair de pôles alimenté par un système triphasé équilibré de courants de pulsation ω . Le bobinage triphasé crée alors une force magnétomotrice (f.m.m) tournante avec une vitesse angulaire de $\frac{\omega}{p}$. Son rotor est saillant : il présente une « dissymétrie » entre l'axe direct et l'axe en quadrature. Le rotor se positionne par rapport à la f.m.m tournante de manière à ce que la réluctance traversée par le flux d'induction magnétique dans l'entrefer soit la plus petite que lui permet la charge qu'il entraîne. En tournant, la force magnétomotrice entraîne ainsi le rotor à la même vitesse $\frac{\omega}{p}$. L'angle entre le maximum de la force magnétomotrice et l'axe d du rotor est appelé « angle de charge » [Ram06] [Ser09].

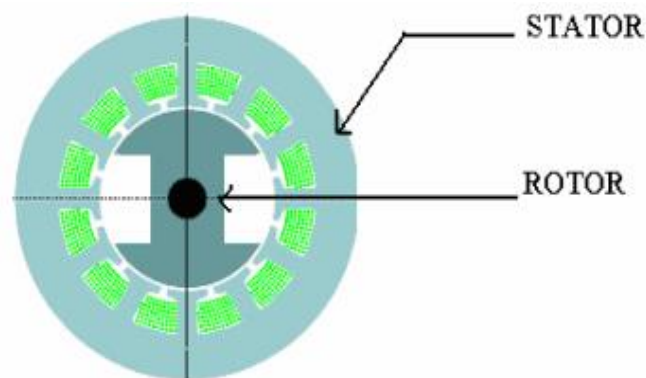


Fig. I.3. Stator et rotor de la MSRVM. [Ser09]

I.4 Différentes structures du rotor d'une MSR

On distingue actuellement plusieurs structures principales de rotor de MSR : rotor massif, rotor à barrières de flux, rotor axialement laminée et rotor à assistance par aimants.

I.4.1 Rotor massif à trous

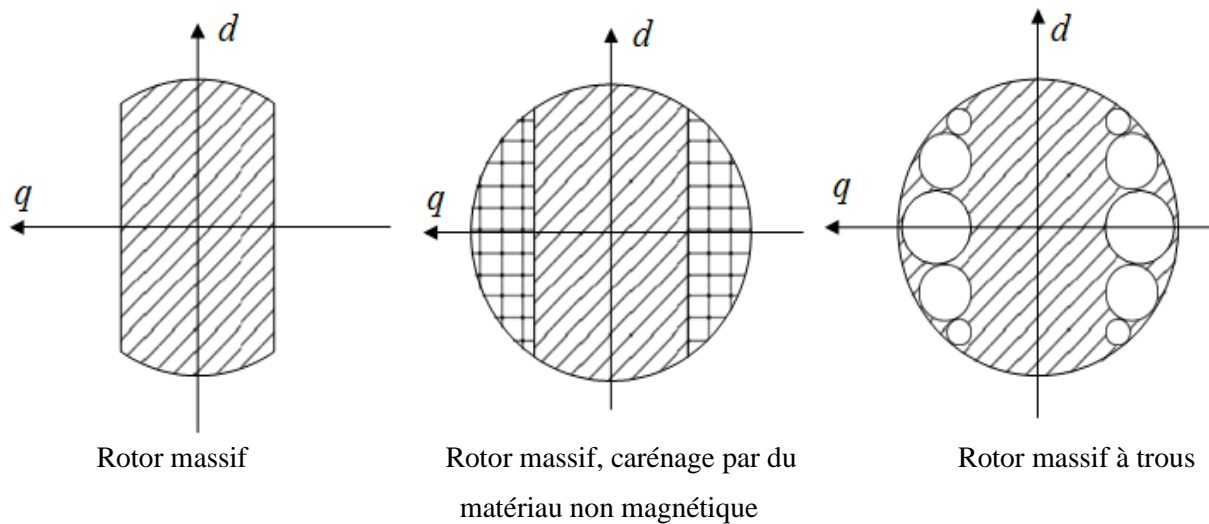
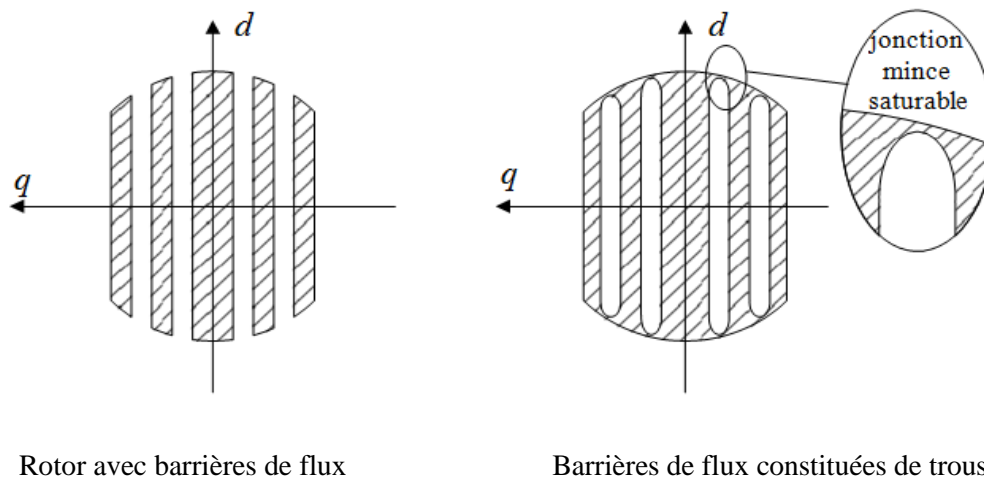


Fig. I.4. Rotor massif. [Ram06]

Le rotor massif est constitué d'un bloc de matériau ferromagnétique. En général, il s'agit d'un cylindre sur lequel ont été faites des coupes pour créer la saillance du rotor. Cette structure est la plus simple à fabriquer est donc aussi la plus économique. Elle est également la plus robuste car constituée d'un seul bloc non assemblé. Elle est ainsi pourvue de la meilleure tenue mécanique et au moins de ce point de vue elle est idéale pour un fonctionnement à haute vitesse. Par ailleurs, la section de passage du flux d'axe d est assez large pour que le rotor soit peu saturé. Pour réduire les pertes aérodynamiques, le rotor peut être caréné par du matériau non magnétique ou peut être à trous comme le montre la figure 1.4. Mais son principal défaut est la faiblesse relative du rapport de saillance $\frac{L_d}{L_q}$ (de l'ordre de 4,5) [Ram06].

I.4.2 Rotor à barrières de flux



Rotor avec barrières de flux

Barrières de flux constituées de trous

Fig. 1.5. Rotor avec barrières de flux. [Ram06]

Les barrières de flux sont un des dispositifs qui permettent d'augmenter le rapport de saillance $\frac{L_d}{L_q}$ (jusqu'à environ 13). Le rapport de saillance est augmenté surtout par la réduction de l'inductance L_q , c'est à dire par l'augmentation de la réluctance du chemin du flux d'axe q dans le rotor. Le rotor devient alors un assemblage de segments ferromagnétiques et non magnétiques. On règle le rapport de saillance en jouant sur les largeurs relatives des segments.

Les barrières de flux peuvent être constituées d'air (trous dans le rotor). Un dimensionnement soigneux est alors nécessaire pour assurer la solidité du rotor et la réduction du flux d'axe q . Pour préserver l'équilibre mécanique du rotor, les barrières de flux peuvent aussi être en acier non magnétique. Une technique d'assemblage robuste (soudage par explosion) est alors indispensable pour permettre au rotor de fonctionner en haute vitesse [Ram06] [Ser09].

I.4.3 Rotor axialement laminé

Un deuxième dispositif permettant d'augmenter le rapport de saillance est le laminage axial du rotor. Le rotor est alors constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et non magnétiques. Le rotor se comporte alors comme un matériau homogène anisotrope. C'est cette anisotropie du matériau du rotor qui assure la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature. On règle le rapport de saillance en jouant sur les épaisseurs relatives des feuilles. On peut atteindre ainsi un rapport de saillance avoisinant 20 en deux pôles et 10 en quatre pôles. Notons que cette structure est généralement utilisée pour les machines synchro-réductantes à quatre pôles. Les feuilles assemblées sont alors en forme d'hyperboles comme le

montre la figure 1.6. Du fait du nombre élevé d'éléments assemblés et de la relativement faible tenue mécanique qui en découle, cette structure est limitée aux faibles vitesses (inférieures à 5000 tr/min) et faibles puissances (inférieures à 2kW) mais elle possède des performances plus élevées que les deux premières [Ram06] [Ser09].

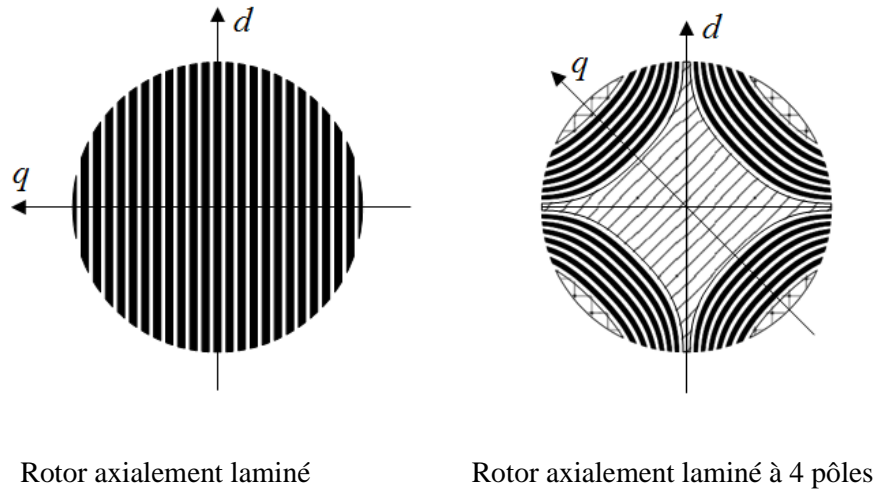


Fig. 1.6. Rotor axialement laminé. [Ram06]

I.4.4 Rotor à assistance par aimants

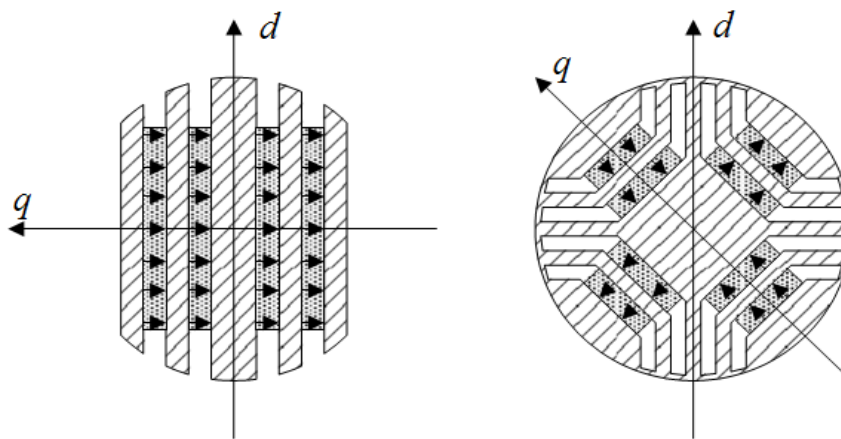


Fig. 1.7. Assistance par aimants d'une machine synchro-reluctante configurations à deux et à quatre pôles. [Ram06]

Dans le but de réduire davantage le flux d'axe q , on peut utiliser des aimants permanents logés dans les barrières de flux. Contrairement à une excitation de type ordinaire, le flux créé par les aimants s'oppose au flux en quadrature. La majeure partie du couple reste due à la saillance du rotor. Morimoto, Murakami et Schmidt ont rapporté une nette amélioration des

performances en termes de couple, de facteur de puissance et de rendement. Mais du fait de la polarité des aimants, la machine perd sa réversibilité en sens de rotation. Bien entendu, l'utilisation des aimants augmente le coût de la machine [Ram06] [Ser09].

I.4.5 Choix de structure

Pour les raisons que nous avons vues dans les paragraphes précédents, les structures pouvant répondre à des exigences de performance, de robustesse, de coût et de fabrication adaptées aux applications industrielles sont des structures à barrières de flux. Nous nous intéresserons donc particulièrement à cette structure [Mog11].

I.5 Avantages et les inconvénients de la MSRV

➤ Les avantages

- Haut rendement
- Facilité de fabrication
- Faibles pertes Joule au rotor
- Coût

➤ Les inconvénients

- Saturation importante
- Facteur de puissance inférieur à celui d'une MSAP et MAS
- Fortes ondulations de couple impliquant vibrations et bruit.

I.6 Modélisation de la machine synchrone à reluctance variable

I.6.1 Hypothèses simplificatrices

Nous allons d'abord introduire le modèle MSRV au premier sens harmonique spatial basé sur le contrôle vectoriel. Afin de pouvoir développer un modèle électrique équivalent du MSRV, il est nécessaire de faire certaines hypothèses. Ces hypothèses classiques sont les suivantes [Bir15] :

- Seul le premier harmonique d'espace est considéré ;
- Le couplage capacitif entre les enroulements est ignoré ;
- On néglige les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique ;
- On néglige les pertes dans le fer de la machine ;

I.6.2 Modèle de la machine dans le référentiel a-b-c

La machine synchrone à reluctance variable est constituée de trois bobinages déphasés de $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace et d'une cage au rotor modélisée par deux enroulements en quadrature. L'angle θ représente la position mécanique du rotor et P : le nombre de paires de pôles [Hab16].

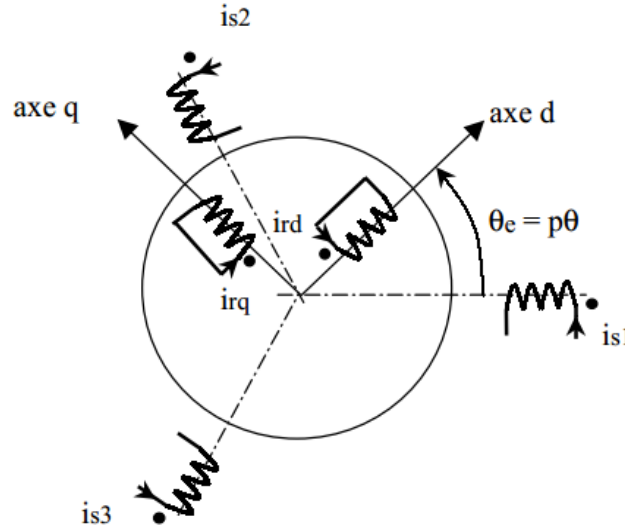


Fig. I.8.Représentation symbolique de la machine. [Lub03]

Le courant du stator est relié à travers le système à la tension aux bornes de la machine par le système d'équations suivant [Bir15] :

$$[V_{abc}] = [r_s] \cdot [I_{abc}] + \frac{d[\psi_{abc}]}{dt} \quad (I.1)$$

$$[\psi_{abc}] = [L] [I_{abc}] \quad (I.2)$$

Avec :

r_s : la résistance d'une phase du stator ;

$[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^t$: le vecteur des tensions d'alimentations du stator,

$[I_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^t$: le vecteur des courants à travers les enroulements a-b-c,

$[\psi_{abc}] = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^t$: le vecteur des flux magnétiques à travers les enroulements a-b-c,

$[L]$: la matrice des inductances du stator,

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Avec l'hypothèse du premier harmonique, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_a(\theta) = L_0 + L_2 \cdot \cos(\theta); M_{bc}(\theta) = M_{cb}(\theta) = M_0 + M_2 \cdot \cos(\theta) \\ L_b(\theta) = L_0 + L_2 \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); M_{ac}(\theta) = M_{ca}(\theta) = M_0 + M_2 \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_c(\theta) = L_0 + L_2 \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right); M_{ab}(\theta) = M_{ba}(\theta) = M_0 + M_2 \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right\} \quad (I.4)$$

L'hypothèse du premier harmonique implique une relation entre les coefficients L_0 et M_0 d'une part et entre les coefficients L_2 et M_2 d'autre part :

$$\frac{M_0}{L_0} = -\frac{1}{2}; \frac{M_2}{L_2} = 1 \quad (I.5)$$

I.6.3 Modèle de la machine dans le référentiel d-q

Le système d'équations électriques (I.1) est un système à paramètres variables périodiquement dans le temps. Sa résolution nécessite alors l'inversion de la matrice inductance à chaque pas de calcul. De plus, l'inconvénient que cela présente pour faire la synthèse de lois de commande motive à plus forte raison la recherche d'un modèle équivalent à paramètres constants. La transformation de Park vient pallier cet inconvénient [Ham09] [Lub03] [Bir15] [Rez03].

La matrice de Park normée est :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Dont la matrice inverse a pour forme : $[P]^{-1}=[P]^t$.

Toutes les grandeurs électriques triphasées sont projetées sur le repère lié au rotor par la transformation de Park. Nous écrivons alors dans le cas général [Bir15] :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P]^t \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_h \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Le système d'équations (I.1) devient alors :

$$[P]^t [V_{dqh}] = [r_s] [I_{dqh}] + [P]^t \frac{d[\Phi_{dqh}]}{dt} + \frac{d[P]^t}{dt} [\Psi_{dqh}] \quad (I.8)$$

Les indices d, q et h désignent respectivement les composantes directes, en quadrature et homopolaire.

La multiplication des deux membres de (I.9) par [P] nous donne :

$$[V_{dqh}] = [r_s] [I_{dqh}] + \frac{d[\Psi_{dqh}]}{dt} + P\Omega_r [P] \frac{d[P]^t}{dt} [\Psi_{dqh}] \quad (I.9)$$

Avec

$$[P] \frac{d[P]^t}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Ce qui donne :

$$[V_{dqh}] = [r_s] [I_{dqh}] + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_h \end{bmatrix} \frac{d[I_{dqh}]}{dt} + \Omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [I_{dqh}] \quad (I.11)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = [P][L][P]^t \quad (I.12)$$

Et :

$$\begin{cases} L_d = L_0 - M_0 + \frac{1}{2} \cdot L_2 + M_2 \\ L_q = L_0 - M_0 + \frac{1}{2} \cdot L_2 + M_2 \\ L_h = L_0 - M_0 \end{cases} \quad (I.13)$$

Le neutre de la machine est isolé. Ce qui implique naturellement $i_h=0$, on peut écrire alors :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -P\Omega_r L_q \\ -P\Omega_r L_d & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Ou encore, sous la forme d'équation d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_d} & \frac{P\Omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{P\Omega_r L_d}{L_q} & -\frac{r_s}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

I.6.4 Equation mécanique

Tel que c'est vu au chapitre précédent, le couple électromagnétique est dérivé, selon le principe des travaux virtuels, de l'expression de la coénergie et en régime linéaire de Fonctionnement [Bir15] [Ham09].

$$C_{em} = \frac{1}{2} P [I_{abc}]^t \left[\frac{\partial L}{\partial \theta} \right] [I_{abc}] \quad (\text{I.16})$$

Où P représente le nombre de paires de pôles de la machine.

Le remplacement du vecteur courant par sa transformée de Park nous donne :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{1}{2} P [i_{dqh}]^t [P]^t \left[\frac{\partial L}{\partial \theta} \right] [P]^t [i_{dqh}] \\ &= \frac{1}{2} P [i_{dqh}]^t \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_{dqh}] \\ &= P(L_d - L_q) i_{dq} \end{aligned} \quad (\text{I.17})$$

L'équation du mouvement des parties tournantes (machine, charge) en fonctionnement moteur s'écrit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r \quad (\text{I.18})$$

Où :

J : est le moment d'inertie des parties tournantes

C_r : est le couple de charge

f_r : est le coefficient de frottements visqueux.

I.6.5 Modèle électromécanique résultant

En somme, dans le cas où la machine est commandée en vitesse, le système d'équations électromécaniques est le suivant [Bir15] [Ham09] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega_r \end{bmatrix} = [u] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Dans le cas où l'on envisage une commande en position, l'équation de la position est rajoutée pour obtenir le système suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{P \Omega_r L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{P \Omega_r L_d}{L_q} i_d \\ \frac{P(L_d - L_q) i_d i_q}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega_r - C_r \\ P \Omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

En ce qui concerne notre étude, en nous appuyant sur cette dissociation des dynamiques mécanique et électrique, nous considérons indépendamment, le sous-système électrique :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{P \Omega_r L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{P \Omega_r L_d}{L_q} i_d + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Et le sous-système mécanique ci-après :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (P(L_d - L_q) i_d i_q - f_r \Omega_r - C_r) \\ \frac{d\theta_r}{dt} = P \Omega_r \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Le schéma synoptique du système global est représenté sur la figure I.8

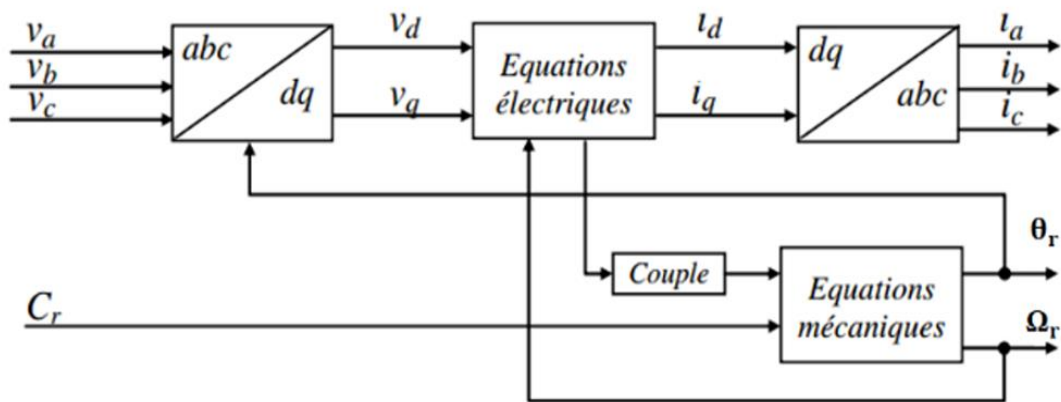


Fig. I.9. Schéma synoptique du modèle de la MSRVA dans le repère dq.

I.7 Modélisation de L'alimentation utilisée pour la MSRv

La MSRv est généralement commandé en agissant sur la fréquence de son alimentation, à travers un onduleur de tension.

L'implantation de la commande nécessite la modélisation du système d'alimentation. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation de la MSRv qui est constituée d'un onduleur de tension à deux, ensuite à trois niveaux [Bir15].

I.7.1 Onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances. Le séquencement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (K_1, K_4), (K_2, K_5) et (K_3, K_6), sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [Bir15][Nab10] [Car00], Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure I.9 [Ame12][Bir15].

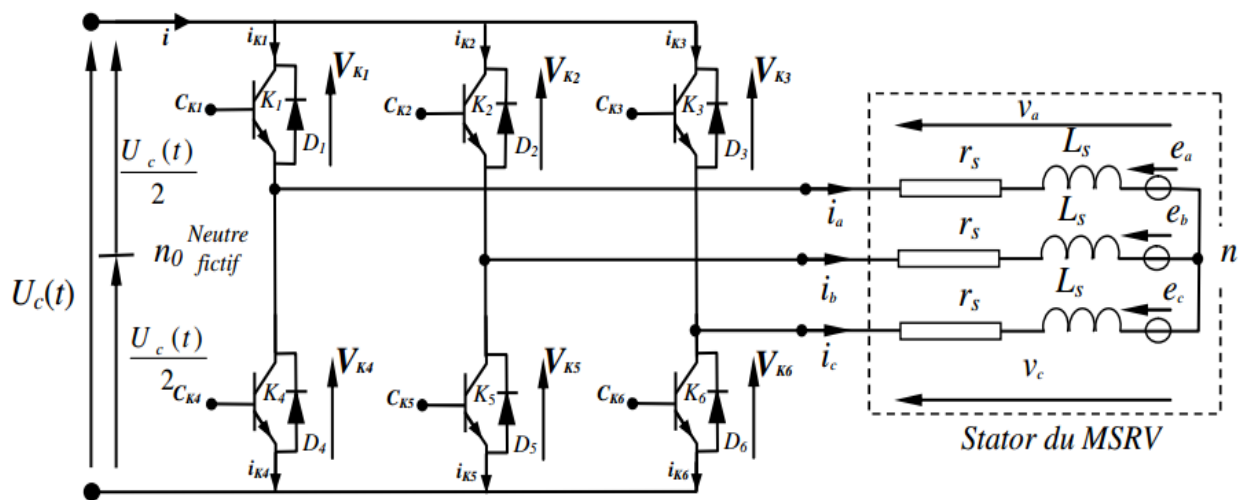


Fig. I.10. Onduleur de tension triphasé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [Nab10] [Ame12] [Bir15] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les tensions simples s'écrivent en fonction des signaux de commande des interrupteurs sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{k1} \\ C_{k2} \\ C_{k3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

I.7.2 Onduleur de tension à MLI

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, on peut citer [Tou08] [Ame12] [Bir15] :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire ;
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale ;
- Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la troisième technique qui est dédiée entre autres à la DTC à laquelle on s'intéresse.

I.7.2.1 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- Repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence f [Lac95] [Guy00]. Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $K_{i=1,2,3}$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa [Seg77] [Guy00] :

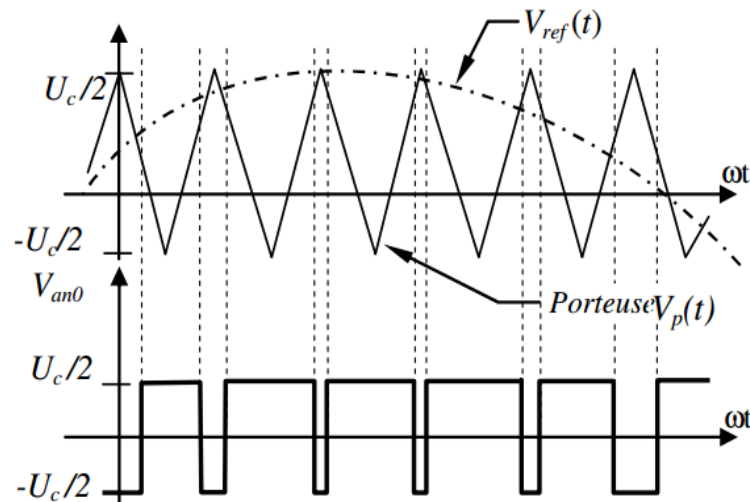


Fig. I.11. MLI sinus-triangle bipolaire.

I.7.2.2 MLI Vectorielle

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique de MLI est basée sur les principes suivants [Ame12] [Bir15] :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière),
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_m .

Elle consiste, à approcher trois tensions instantanées par une action sur les signaux de commande des interrupteurs, du mieux possible. Pour ce faire, l'objectif est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer par palier, c'est-à-dire sur chaque période de commutation, la forme de ces signaux sinusoïdaux.

Soit C_{k1} , C_{k2} et C_{k3} est signaux logiques de commande des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 respectivement. ($C_{k1} = 1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert, $C_{k1} = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

On pose :

$$C_k = [C_{k1} \ C_{k2} \ C_{k3}]^t \quad (I.24)$$

$$V_{sabc} = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t \quad (I.25)$$

Où V_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par :

$$V_{sabc} = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_{k1} \\ C_{k2} \\ C_{k3} \end{bmatrix} = U_c [T_s] [C_k] \quad (I.26)$$

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives. Celles-ci définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur : $V_{i=1, 2...6}$. Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls V_0 et V_7 . La table de vérité de la MLI vectorielle peut être résumée dans le tableau suivant [Bir15] :

Tableau I.1. Table de vérité d'un onduleur triphasé.

Vecteur	C_{k1}	C_{k2}	C_{k3}	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$
V_3	0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$
V_4	0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$
V_1	1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$
V_6	1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$
V_2	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$
V_7	1	1	1	0	0	0

Les six vecteurs non nuls de tension forment les axes d'un hexagone régulier et les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine. L'objectif de cette MLI est d'approximer la tension de commande par une combinaison de ces huit vecteurs de tension que peut délivrer l'onduleur (V_0 à V_7). Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls [Bir15].

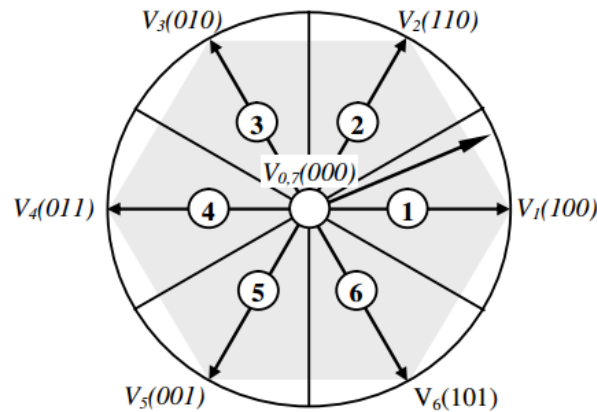


Fig. I.12. Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appris à connaître la machine synchrone à réductance variable, on a présenté le principe de fonctionnement de la MSR, et ensuite nous avons donné une description des différentes structures de rotor qui ont été développées jusqu'à présent pour ce type de machine ; nous avons développé le modèle de la machine en vue de son application en commande.

Afin de simplifier la modélisation, les équations électriques sont exprimées dans le repère de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices, car bien que les commandes dans le repère abc sont simples, mais leurs performances, aussi bien du point de vue statique que dynamique, sont limitées. En plus même si les moyens techniques le permettent, on préfère en général les commandes dans le repère d-q qui sont plus exigeantes, mais susceptibles d'assurer de meilleures performances ; Ensuite, nous modélisons la source d'alimentation de la machine synchrone à réductance variable qui est constituée d'un la modélisation de l'alimentation de la MSR qui est constituée d'un onduleur de tension à deux et trois niveaux.



CHAPITRE II

Commande directe de couple de la MSRV



II.1 Introduction

L'ensemble onduleur de tension- machine a courant alternatif constituent un enjeu essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces groupes n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe de couple ont suscité. L'intérêt de plusieurs équipes scientifique et d secteur industriel. La stratégie de commande DTC (venu de terme anglais direct torque control), est développée par **I. Takahashi** au milieu des années 80 pour pallier les inconvénients de la commande vectorielle, a été inventée. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple [Kec17].

La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines a courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension. Ce type de commande repose sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique (onduleur de tension). Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

A l'origine les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations) [Rab07].

L'absence de boucle de contrôle des courants de transformation de Park et de la MLI pendant la réalisation de la commande DTC, rend plus aisée cette commande par rapport à la commande par orientation de flux.

Dans ce chapitre, on présentera le principe de la commande directe de couple dans sa version conventionnelle. Quelques résultats de simulation seront exposés pour juger l'efficacité de ce type de commande.

II.2 Avantages et les inconvénients de la DTC

➤ Avantages

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator ;
- Utilise un modèle simplifié du moteur à induction ;
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) ;

- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- La réponse dynamique du couple est très rapide ;
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;
- Contrôle par hystérésis qui permet de limiter la fréquence de commutation.

➤ **Inconvénients**

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis) ;

Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

II.3 Principes généraux de la commande direct de couple

Le principe de la commande direct de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon la différence entre les références du couple et de flux et leur valeur estimée selon les erreurs de couple et de flux fournies par des comparateurs à hystérésis un vecteur de tension et choisi parmi une table de vecteurs [Rab07].

Les caractéristiques générales d'une commande direct de couple sont :

- La commande directe de couple et du flux se fait à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande des intensités des courants et des tensions du stator de la machine est indirecte ;
- L'obtention des flux et des courants des formes sinusoïdales ;
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide ;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.

Pour connaître l'état électromagnétique du MSRV afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine. A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant [Sad00] [Bir15] :

- Le flux statorique dans la machine ;
- Le couple électromagnétique qu'elle développe ;
- Sa vitesse de rotation.

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire dans le cas d'une commande en couple sans boucle de vitesse, ce qui constitue un grand avantage pour ce type de commande.

Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de consigne pour déterminer les instants de commande des interrupteurs [Sad00] [Ame12].

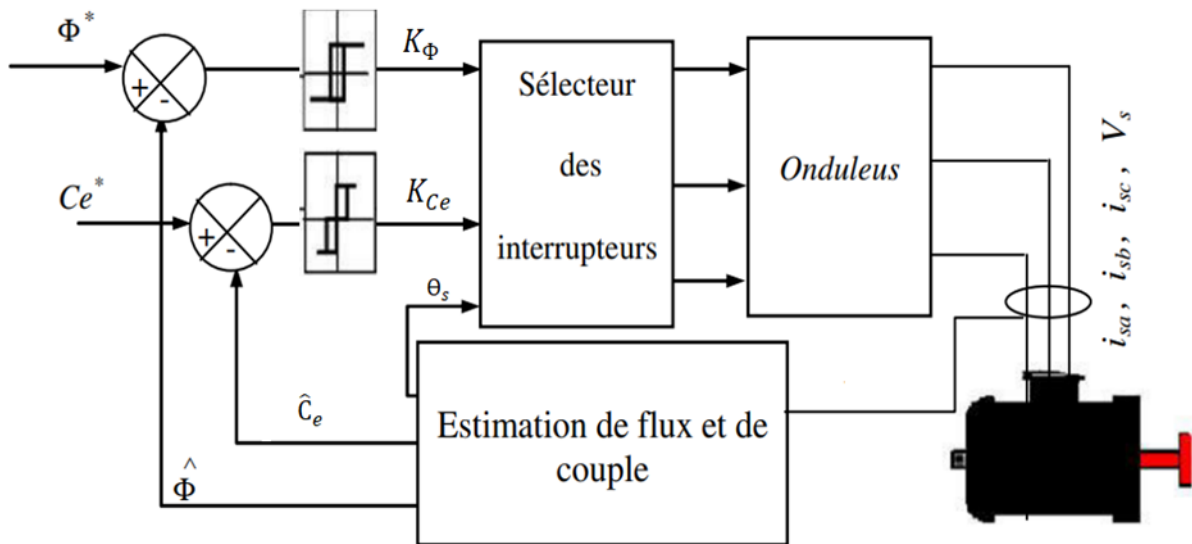


Fig. II.1. Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSRV [Bir15]

II.4 Comportement du flux statorique

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [Ako07] :

$$\overline{V}_s = r_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \rightarrow \overline{\Phi}_s = \overline{\Phi}_{s_0} + \int_0^t (V_s + r_s \overline{i}_s) dt \quad (\text{II.1})$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (II.1) devient [Ako07] :

$$\overline{\Phi}_s \approx \overline{\Phi}_{s_0} + \int_0^t \overline{V}_s dt \quad (\text{II.2})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MSRV reste Constant, on peut écrire alors [Ser09] [Nab10] :

$$\overline{\Phi}_s(k+1) \approx \overline{\Phi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.3})$$

Ou encore :

$$\Delta \overline{\Phi}_s \approx \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.4})$$

$\overline{\Phi}_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\overline{\Phi}_s(k+1)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \overline{\Phi}_s$: est la variation du vecteur flux statorique.

T_e : période d'échantillonnage.

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle au vecteur tension appliquée (voir la figure II.2) :

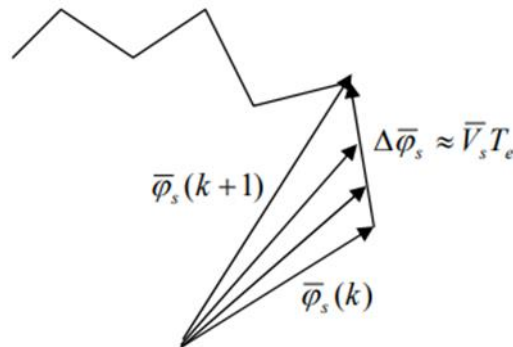


Fig. II.2. Evolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$ [Ako07]

Par conséquent, pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur tension, qui est colinéaire et dans sa direction et inversement.

II.4.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine [Lac06] :

A partir de l'équation :

$$V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \dot{\Phi}_{s\alpha} \quad (\text{II.5})$$

$$V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dot{\Phi}_{s\beta}$$

On obtient les composantes α et β du vecteur :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage T_e , peut être formulée de la façon suivante [Bir15] :

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha}(n) = \hat{\Phi}_{s\alpha}(n-1) + [V_{s\alpha}(n-1) - r_s i_{s\alpha}(n-1)] T_e \\ \hat{\Phi}_{s\beta}(n) = \hat{\Phi}_{s\beta}(n-1) + [V_{s\beta}(n-1) - r_s i_{s\beta}(n-1)] T_e \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\hat{\Phi}_s = \sqrt{\hat{\Phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{II.8})$$

L'angle Φ_s entre le référentiel statorique et le vecteur flux est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\hat{\Phi}_{s\alpha}^2}{\hat{\Phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{II.9})$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont obtenues à partir des commandes (C_{k1} , C_{k2} , C_{k3}), de la mesure de la tension U_c et de l'application de la transformation de Concordia on a [Lac06] :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.10})$$

Et

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left(C_{k1} - \frac{1}{2}(C_{k2} - C_{k3}) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{k2} - C_{k3}) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

II.5 Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple à partir de [Bir15] :

$$\hat{C}_{em} = p (\hat{\Phi}_{s\alpha} i_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (\text{II.12})$$

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend de la qualité d'estimation de flux et de la précision de la mesure du courant statorique.

II.6 Cas d'une alimentation par un onduleur a deux niveaux

Développé plusieurs stratégies dérivées du DTC de base proposée par Takahashi, Profitez des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension à deux niveaux alimenter MSRV. Une multitude de choix de découpage du plan de phase en secteurs, ont été proposés

Par conséquent, les tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes.

La DTC classique proposée par Takahashi, est basée sur l'algorithme suivant [Car00] [Foo10] :

- Diviser le domaine temporel en périodes de durée T_e réduites (de l'ordre de dizaines de μs) ;
- Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du MSRV ;
- Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique, en utilisant les équations [II.5] ;
- Estimer le couple électromagnétique du MSRV, à travers l'estimation du vecteur de flux statorique Φ_s en utilisant l'équation [II.10] ;
- Introduire l'écart Φ_s , entre le flux de référence Φ_s^* et le flux estimé dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir la figure II.3), qui génère à sa sortie la valeur +1 pour augmenter le flux et 0 pour le réduire ;
- Introduire l'écart C_e , entre le couple électromagnétique de référence C^* et le couple estimé dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure II.4), qui génère la valeur +1 pour augmenter le couple, -1 pour le réduire et 0 pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux ;
- choisir l'état des interrupteurs qui détermine les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé (I.1) ou bien le tableau détaillé (II.2), en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\Phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur flux ($S_i=1\dots6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (II.6) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\Phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application

d'un vecteur de tension statorique.

II.6.1 Elaboration du vecteur de commande

II.6.1.1 Correcteur de flux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique Φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la (Figure II.3) [Bir15].

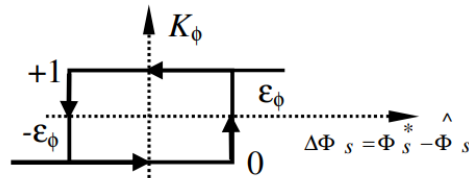


Fig.II.3. Compateur à hystérésis de flux statorique

Pour cela un simple correcteur a hystérésis a deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonne performance dynamique.

La sortie de correcteur est représentée par une variable booléenne ($K\Phi$) et indiquer directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($K\Phi = 1$) ou diminuer ($K\Phi = 0$) de façon à maintenir [Bou08b] :

$$\|\Phi_s^* - \widehat{\Phi}_s\| \leq \epsilon\phi \tag{II.13}$$

Avec :

Φ_s^* : La consigne de flux.

$\Delta\Phi_s$: Largeur d'hystérésis du correcteur

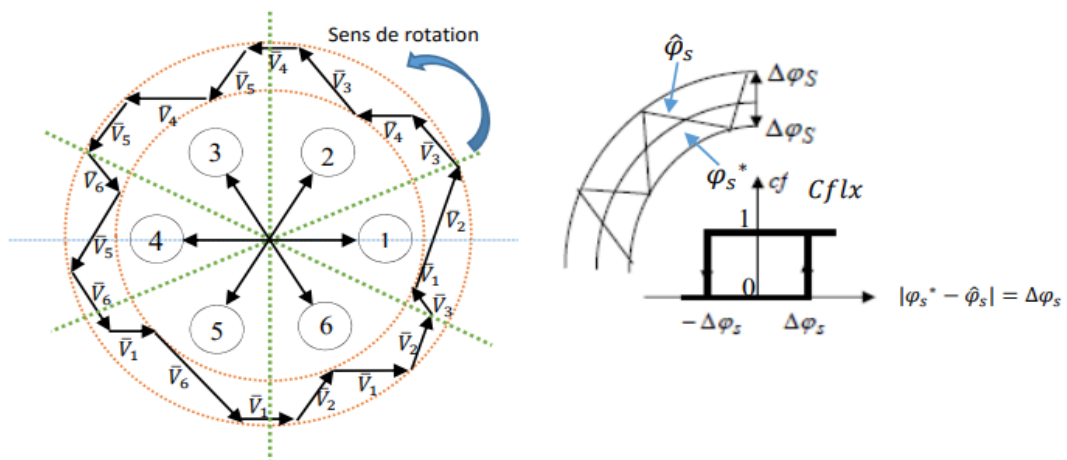


Fig. II.4. Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondent

En écris :

$$\begin{aligned}
& \text{Si } \Delta\Phi_s > \varepsilon\phi && \text{alors } K\Phi = 1 \\
& \text{Si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon\phi && \text{et } \frac{d\Delta\Phi_s}{dt} > 0 && \text{alors } K\Phi = 0 \\
& \text{Si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon\phi && \text{et } \frac{d\Delta\Phi_s}{dt} > 0 && \text{alors } K\Phi = 1 \\
& \text{Si } \Delta\Phi_s \leq -\varepsilon\phi && && \text{alors } K\Phi = -1
\end{aligned} \tag{II.14}$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\Phi_s$, entre le flux de référence Φ_s^* et le flux estimé $\widehat{\Phi}_s$ dans un comparateur (correcteur) à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur $K\Phi = +1$ pour augmenter le flux et $K\Phi = 0$ pour le réduire. Cela permet d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique Φ_s .

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux Φ_s . Ainsi, pour aller en « marche arrière », on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur [Bir15] [Car00] [Foo10].

II.6.1.2 Correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$\| C_e^* - \widehat{C}_e \| \leq \varepsilon C_e \tag{II.15}$$

C_e^* : La consigne du couple.

ΔC_e : la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux ;
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.6.1.2.1 Correcteur à deux niveaux

Le correcteur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans à l'un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Dans ce cas, le couple électromagnétique ne peut être diminué que par la sélection des vecteurs nuls.

On peut choisir le vecteur tension nul de manière à ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée. Le changement de sens de rotation du moteur dans ce type de correcteur se fait par croisement des phases du moteur.

II.6.1.2.2 Correcteur à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur est présentée par la variable booléenne KC_e .

La figure suivante (fig. II.5) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($KC_e = 1$), pour une consigne positive et ($KC_e = -1$) pour une consigne négative, ou diminuée ($KC_e = 0$). En effet, pour déterminer la valeur du couple, on applique le vecteur qui permet une décroissance du couple électromagnétique [Ser09].

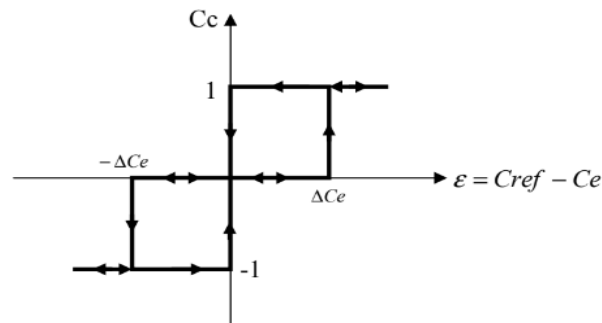


Fig. II.5. Correcteur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du couple [Ser09]

On écrit :

$$\begin{aligned}
 \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon C_e & \quad \text{alors } K_c = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon C_e & \quad \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \quad \text{alors } K_c = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon C_e & \quad \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \quad \text{alors } K_c = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_e \leq -\varepsilon C_e & \quad \text{alors } K_c = -1 \\
 \text{Si } -\varepsilon C_e \leq \Delta C_e < 0 & \quad \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \quad \text{alors } K_c = 0 \\
 \text{Si } -\varepsilon C_e \leq \Delta C_e < 0 & \quad \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \quad \text{alors } K_c = -1
 \end{aligned} \tag{II.16}$$

Le tableau suivant résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et couple électromagnétique :

Tableau II.1 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC

Diminution	Augmentation	
$V_{k-2}, V_{k+2}, V_{k+3}$	V_{k-1}, V_k, V_{k+1}	S
V_{k-1} et V_{k-2}	V_{k+1} et V_{k+2}	C_e

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSRV.

Tableau II.2 Table classique de localisation des états de l'onduleur [Bir15]

K_{flux}	K_c	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Les séquences nulles V_0 et V_7 , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔC_e . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande $-\epsilon_{ce} \leq C_e \leq \epsilon_{ce}$

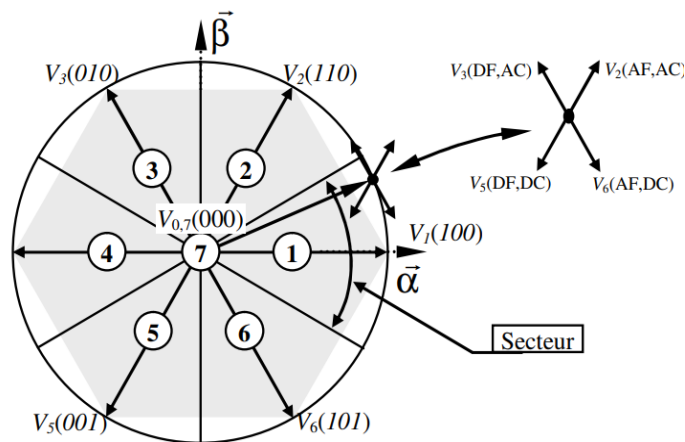


Fig. II.6. Partition du plan complexe en six secteurs angulaires [Bir15]

V_6 (1 0 1) signifie :

*1 : Interrupteur en haut du 1er bras fermé ;

*0 : Interrupteur en haut du 2ème bras ouvert ;

*1 : Interrupteur en haut du 3ème bras fermé.

AF : Augmenter le Flux DF : Diminuer le Flux.

AC : Augmenter le Couple DC : Diminuer le Couple.

II.7 Différentes tables de sélection

Afin d'exploiter au mieux toutes les séquences de fonctionnement possibles de l'onduleur, la table de sélection classique de la DTC est modifiée selon plusieurs formes, donnant ainsi la possibilité d'appliquer un grand nombre de vecteurs de tension. Dans ce qui suit, on présente quelques stratégies de choix de la table de vérité de la DTC [Car00] [Foo10] [Bir15].

II.7.1 Élaboration tables de commutation avec séquences nulles

La table de vérité précédent est élaborée en se basant sur les erreurs du flux ($\Delta\Phi_s$) et du couple ΔC_e selon la position du vecteur de flux statorique ($S_i=1 \dots, 6$). En se basant sur la logique de réglage du flux et du couple présenté précédemment, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSRV[Bir15].

II.7.2 Table sans séquences nulles

Ce choix consiste à n'utiliser que les séquences actives. Les séquences qui correspondent à ΔC_e nulle sont ignorées suivant. La table suivante illustre cette modification [Bir15] :

Tableau II.3 Table de vérité sans séquences nulles

K_{flux}	K_c	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V6	V1	V2	V3	V4	V5
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Pour $\Delta\Phi_s$ et ΔC_e sont codés par 1 s'ils sont positifs ce qui exige une augmentation du (flux/couple) et codés par 0 s'ils sont négatifs ce qui implique une diminution du (flux/couple).

L'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur en particulier en basse vitesse de rotation.

II.8 Structure générale de la DTC appliquée au MSRV

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSRV est représentée sur la (Figure II.7) alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension. A chaque période d'échantillonnage T_e on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposée. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type PI pour construire la référence du couple [Bir15].

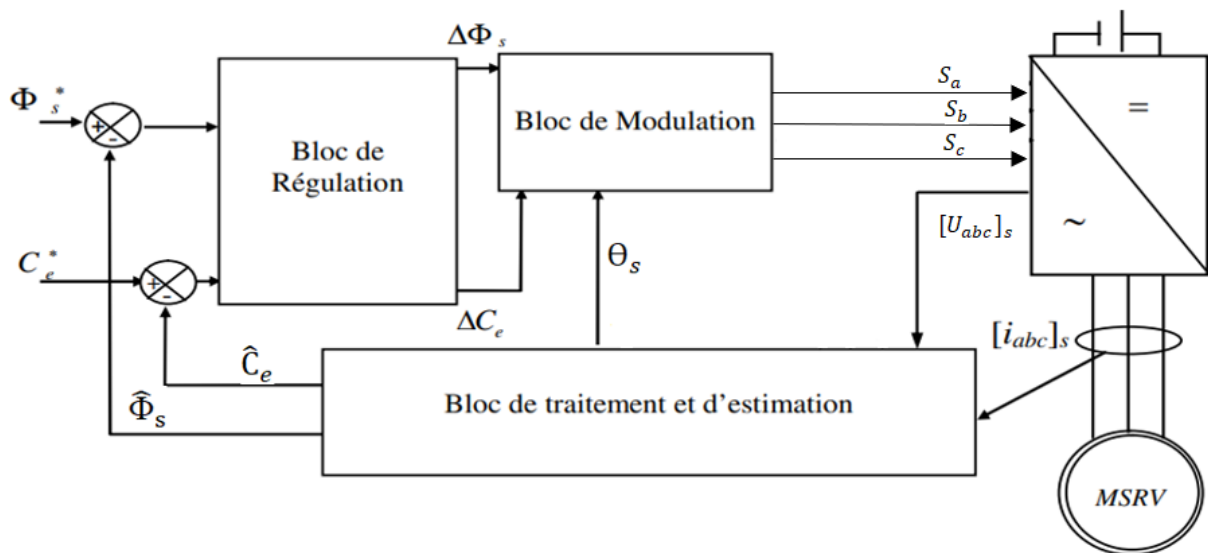


Fig. II.7 Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSRV [Bir15]

II.9 Résultats de simulation de la commande par DTC du MSRV

Pour illustrer le fonctionnement, le comportement de la commande et la réalisation des études prospectives, un modèle de simulation de la commande par DTC appliquée à un modèle du MSRV alimenté par un onduleur de tension triphasée à MLI en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI a été mis en place à partir d'un logiciel de simulation (Matlab/Simulink).

Dans cette partie on a simulé un démarrage à vide, démarrage en charge et robustesse. Les résultats de simulation montrent les performances de cette régulation (dans les figures ci-dessous)

II.9.1 Démarrage à vide

On observe que la vitesse de la machine établit sa valeur nominale en régime établi sans aucun dépassement en régime transitoire, en ce qui concerne le couple électromagnétique, on observe qu'il atteint une valeur maximale (6,5N.m) au démarrage puis se stabilise à régime permanent avec un flux statorique de 0,43 (Wb). On remarque que le flux suivait sa référence.

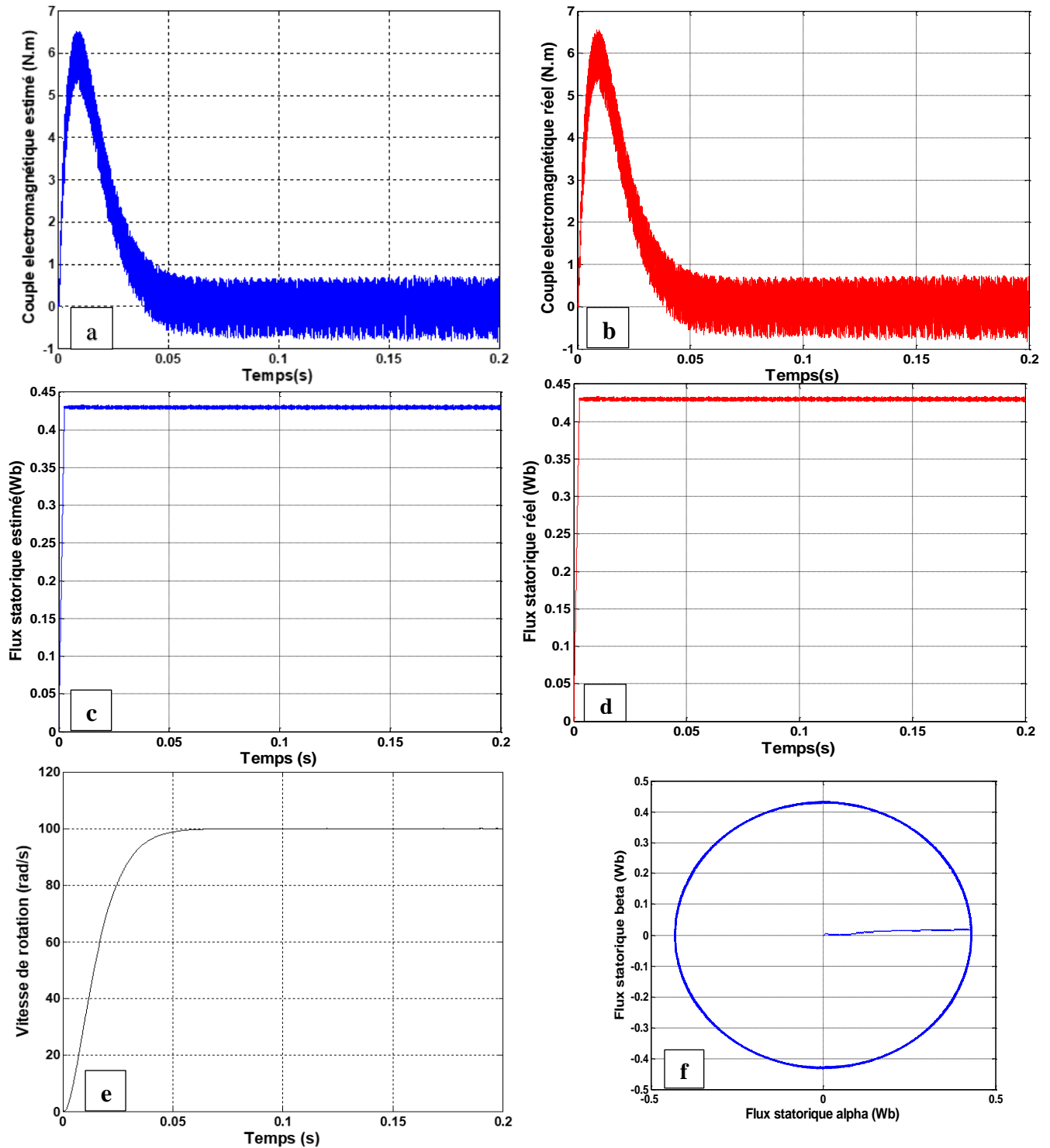


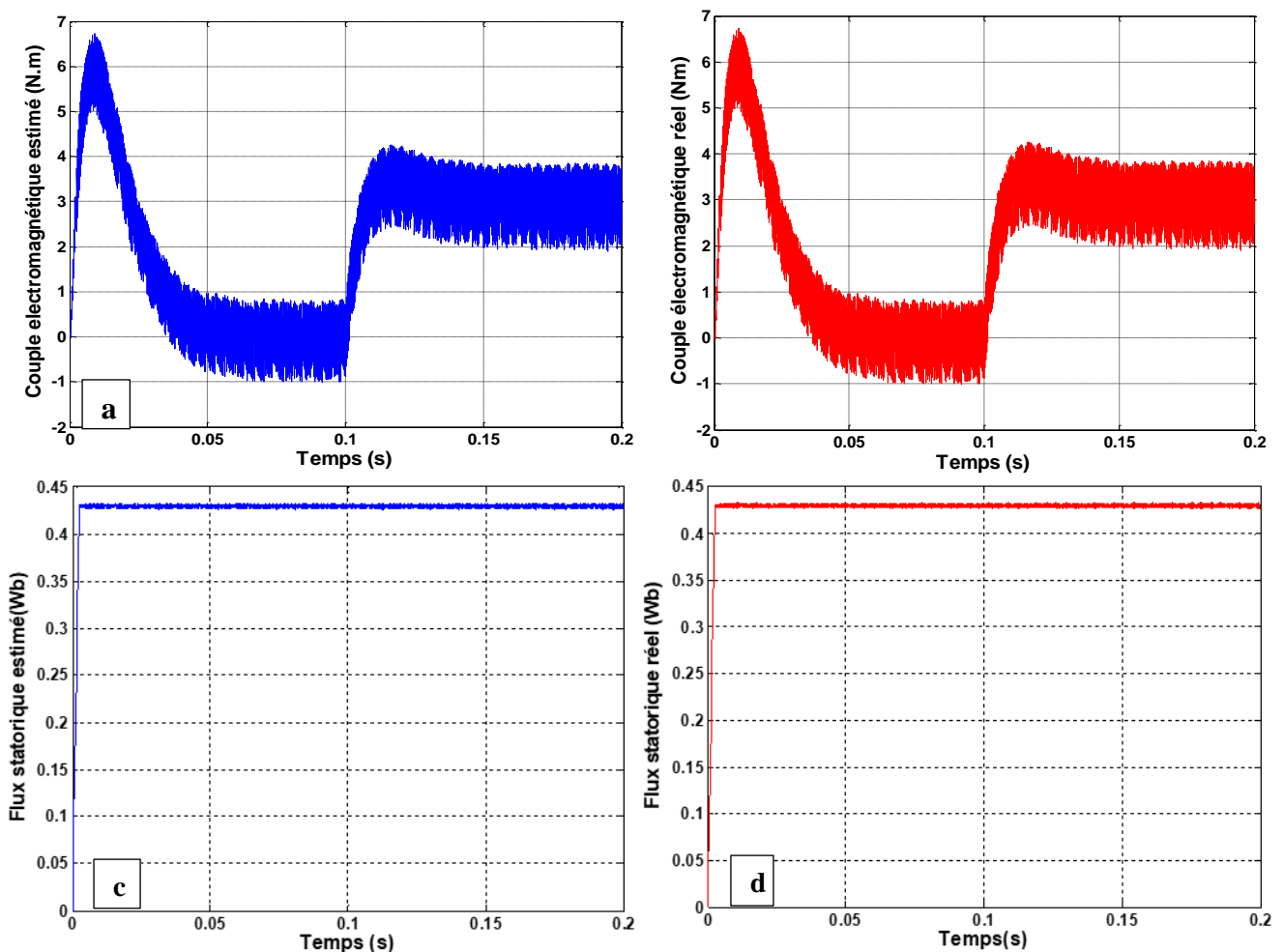
Fig. II.8 Résultats de simulation pour un Démarrage à vide

II.9.2 Démarrage en charge $C_r=3\text{N.m}$

La figure représente la réponse du système de contrôle au démarrage à vide suivie d'une application d'une charge ($C_r=3\text{ N. m}$), pour une vitesse de référence de 100 rad/s . Pour cet essai on a utilisé une table de commutation à vecteurs nuls pour réduire le nombre de commutations pour un l'onduleur à deux niveaux.

Nous avons remarqué une bonne réponse du couple qui représentait de bonnes performances et bien suit de sa valeur de référence et nous avons remarqué que le couple électromagnétique repent au démarrage à vide avec un pic de (6.5 N.m) et se stabilise après environ 0.1s à une valeur de 3 N.m .

La figure II.9. 3 et 4 présente l'évolution du Flux statorique estimé et réel. La vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis elle atteint sa référence et elle diminue pendant l'application de la charge. 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.



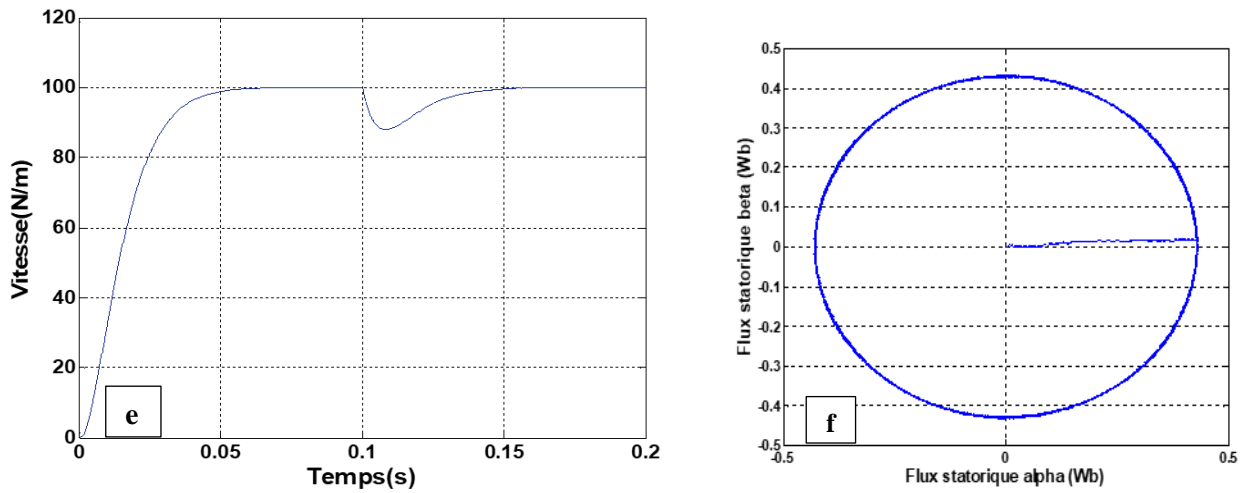
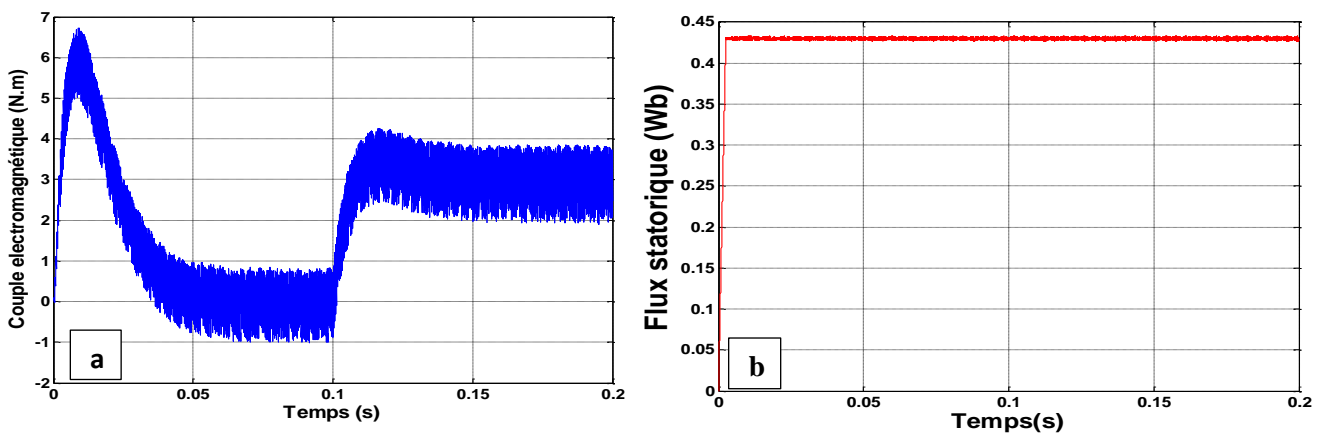


Fig. II.9 Résultat de simulation pour un Démarrage à vide suivi d'une application de charge

II.9.3 Robustesse vis à vis du couple et de flux

Cas 1 : Dans ce cas on garde la valeur de flux et on a varié la valeur du couple à $t=0.1s$



Cas2 : Dans le deuxième cas On fixe la valeur du couple et on varie la valeur de flux à $t=0.1s$

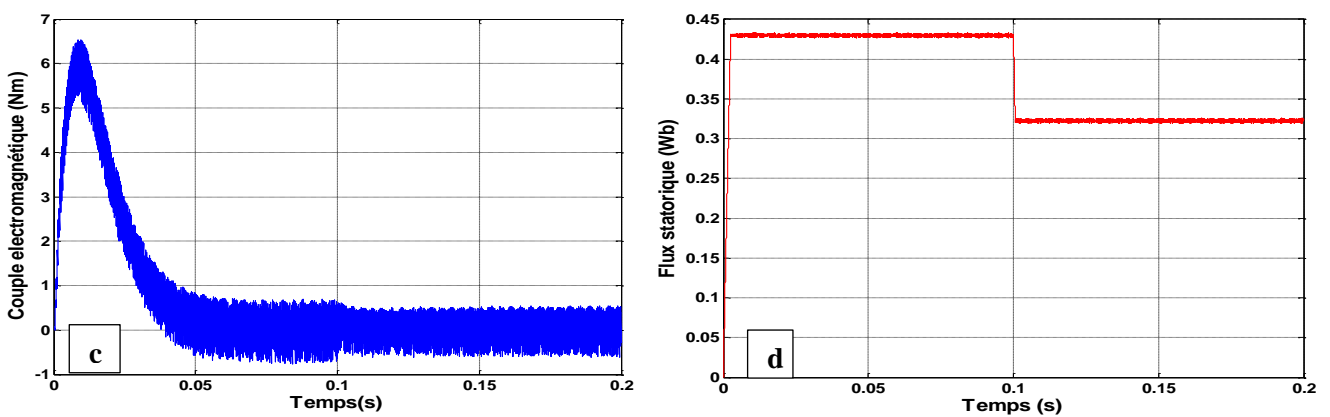


Fig. II.10 Représenté le résultat de simulation

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple et du flux appliqué aux moteurs synchrones à réluctance variable. Nous discutons de la structure de contrôle DTC appliquée au modèle MSR_V alimenté par un onduleur de tension.

Les résultats de simulation obtenus permettent de juger de la qualité de cette commande. La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques de couple très satisfaisantes, caractérisées par un temps de réponse court et sans dépassement. Par conséquent, cette commande apporte une solution spécifique, Problèmes de robustesse.

Le choix du correcteur d'hystérésis est simple, mais bien adapté au contrôle direct du couple. Son application nécessite une fréquence d'échantillonnage relativement élevée pour réduire l'ondulation sur le couple du stator.

En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et le couple) présente des fluctuations. C'est le majeur inconvénient de ce type de commande.



CHAPITRE III

Techniques de réduction des fluctuations du couple électromagnétique d'un MSRV commandé Par DTC



III.1 Introduction

Comme toute autre commande, la DTC a des inconvénients dont on cite les fluctuations de couple causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation des résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. Différentes alternatives ont été utilisées pour surmonter ces problèmes [Zid05] [Tou08] [Ame12] [Bir15] :

- Utiliser des nouvelles techniques basées sur des tables de vérités modifiées pour la réduction des fluctuations de couple ;
- Utiliser des onduleurs multi niveaux pour remédier au problème de la fréquence de commutation élevée et réduire les fluctuations du couple électromagnétiques ;

L'objectif de ce chapitre, consiste à améliorer les performances de la commande directe du couple classique, cette amélioration réside dans la réduction des fluctuations du couple électromagnétique et flux statorique par la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation.

Ce chapitre permettra d'étudier quelques structures d'amélioration des performances de la commande DTC classique telle que la DTC modifiée, la DTC à 12 secteurs, on terminera par la DTC de la MSRV alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux, pour but de minimiser les ondulations du couple et du flux, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Des résultats de simulation seront présentés dans ce chapitre pour juger ces différentes méthodes.

III.2 Réduction des fluctuations du couple électromagnétique

Dans cette partie, on va réduire les fluctuations du couple électromagnétique et de flux d'un Moteur synchrone à reluctance variable contrôlée par la commande directe du couple en utilisant des techniques améliorées pour sélectionner les états des interrupteurs d'un onduleur de tension.

Pour cela, on présente dans ce qui suit quelques stratégies de commande qui minimisent ces ondulations.

III.2.1 Le contrôle direct du couple modifié

La première idée qui est soulevée est d'essayer d'améliorer la DTC au moyen de changer la table de vérité et modifier les six zones de la DTC classique. Au lieu d'avoir comme premier secteur la zone de -30° à 30° , on aura de 0° à 60° . On peut observer que dans ce cas les états non utilisés dans la première zone sont V_3 et V_6 au lieu de V_1 et V_4 . Cette division de secteur est montrée sur (la figure III.1) suivant [Mes07] :

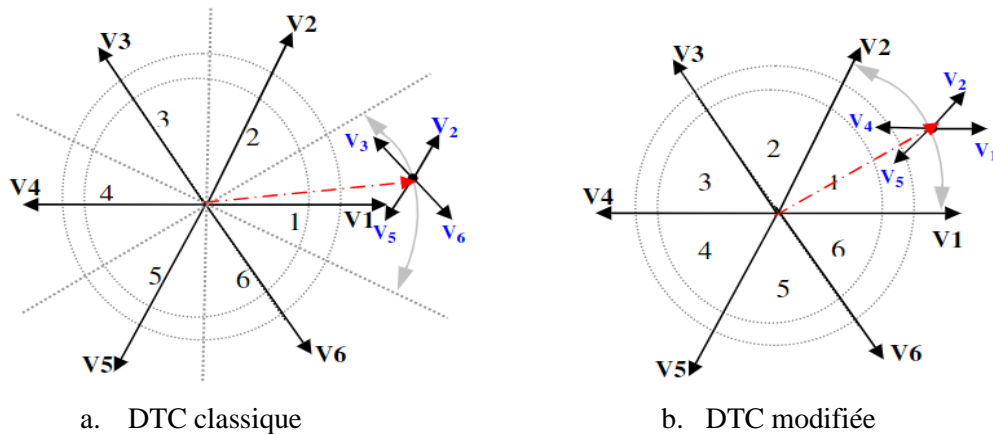


Fig.III.1 Définition des secteurs utilisés dans la DTC

D'après la Figure (III.1), on peut réaliser un tableau de comparaison entre les effets des tensions sélectionnée sur le couple et le flux pour les deux techniques [Bir15] :

Tableau III.1 Comparaison entre la DTC_Classique et la DTC_Modifiée.

	DTC_Classique [$-30^\circ, 30^\circ$]	DTC_Modifiée [$0^\circ, 60^\circ$]
V_1	$-30^\circ \rightarrow 30^\circ$ Couple indéterminé	$-60^\circ \rightarrow 0^\circ$ DC, AF
V_2	$30^\circ \rightarrow 90^\circ$ AC, AF	$0^\circ \rightarrow 60^\circ$ AC, AF
V_3	$90^\circ \rightarrow 150^\circ$ AC, DF	$60^\circ \rightarrow 120^\circ$ Flux indéterminé
V_4	$150^\circ \rightarrow 210^\circ$ Couple indéterminé	$120^\circ \rightarrow 180^\circ$ AC, DF
V_5	$210^\circ \rightarrow 270^\circ$ DC, DF	$180^\circ \rightarrow 240^\circ$ DC, DF
V_6	$270^\circ \rightarrow 330^\circ$ DC, AF	$240^\circ \rightarrow 300^\circ$ Flux indéterminé

Le tableau précédent représente le comportement du couple et du flux pour tous les vecteurs de tension sélectionnées pour la DTC classique et la DTC modifiée.

AC/DC : Augmente Couple / Diminue.

AF/DF : Augmente Flux / Diminue.

On voit bien que les tensions V_1 et V_4 ne sont pas utilisées dans la DTC classique pour le premier secteur, car elles peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux dans le même secteur.

Dans la DTC modifiée c'est V_3 et V_6 ne sont pas utilisés, car dans ce cas il y a une ambiguïté dans le flux. C'est un avantage pour la DTC modifiée car l'objectif fondamental est de contrôler le couple. Par conséquent, il est préférable de perdre l'usage de deux états pour réduire et maîtriser la fréquence de commutation.

La nouvelle table de vérité tenant compte de la structure modifiée est donnée par le tableau suivant :

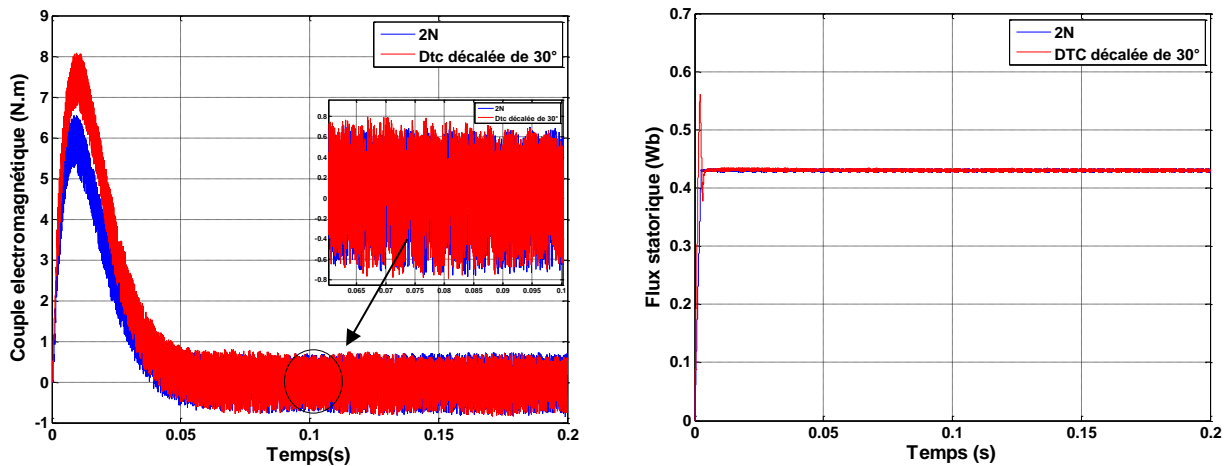
Tableau III.2 La table de vérité de la DTC _ modifiée.

Flux	Couple	Secteur N_i					
		$i=1$	$i=2$	$i=3$	$i=4$	$i=5$	$i=6$
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
0	1	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

III.2.1.1 Résultats de simulation et interprétation

Les figures (III.2) montre les résultats de la simulation d'une commande par DTC à 2 niveaux et DTC à secteurs décalés de 30° d'un MSRV.

D'après la figure (III.2 a,b), on peut voir que le couple électromagnétique peut être amélioré en décalant les secteurs du DTC conventionnel de 30° . En effet, la fluctuation est réduite d'environ 13% en moyenne par rapport au cas de la table simple, mais la fréquence de commutation est augmentée de près de 25%.



a. Couple électromagnétique

b. Flux statorique

Fig. III.2 Résultats de simulation d'une commande par DTC à secteurs décalés de 30° d'un MSRV.

III.2.2 Le contrôle direct du couple douze secteurs

Dans le contrôle DTC classique, il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de couple, donc ils ne sont pas utilisés (V_i et V_{i+3}). De même pour le contrôle DTC modifiée, il y a deux vecteurs par secteur qui introduisent une ambiguïté dans le contrôle du flux, donc ils ne sont pas aussi utilisés (V_{i+2} et V_{i+5}).

Pour résoudre ce problème d'ambiguïté dans la commande de couple et de flux, on va diviser la position du flux statorique en douze secteurs au lieu de 6 secteurs, (cas où les six vecteurs actifs seront utilisés pour le même secteur).

Cependant, la composante tangentielle du vecteur tension est très faible par conséquent la variation du couple serait aussi faible. Pour cela il faut introduire l'idée de la petite augmentation du couple [Tou08] [Bir15]. La Figure (III.3), illustre la nouvelle partition en douze secteurs.

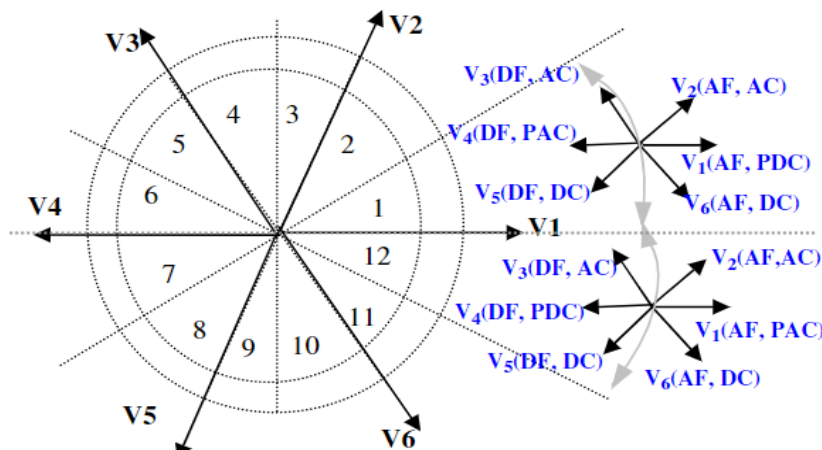


Fig. III .3. Partition du plan (α, β) en douze secteurs angulaires $S_{i=1...12}$.

DPC : Diminuer Peu le Couple.

AC : Augmenter le couple.

APC : Augmenter Peu le Couple.

DF : Diminuer le flux.

DC : Diminuer le couple.

AF : Augmenter le flux.

Le tableau III.3 Représente les cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tension pour les secteurs S_1 et S_{12} .

Tableau III.3 Effet des vecteurs tension pour le DTC 12 secteurs.

		Secteur_ S_1	Secteur_ S_{12}
Flux	Augmenter	V_1, V_2 et V_6	V_1, V_2 et V_6
	Diminuer	V_3, V_4 et V_5	V_3, V_4 et V_5
Couple	Augmenter	V_2, V_3 et V_4	V_1, V_2 et V_3
	Diminuer	V_5, V_6 et V_1	V_4, V_5 et V_6

Pour mieux exploiter ces tensions, il est nécessaire de définir les petites et les grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des secteurs, par exemple, il est évident que V_1 peut produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple pour le secteur 12, par contre dans le même secteur, V_2 augmente fortement le couple et légèrement le flux.

Dans notre cas on s'intéresse beaucoup plus au couple, donc pour tenir compte des faibles et des grandes variations du couple on a utilisé un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et une hystérésis à deux niveaux pour le flux [Mes07], comme le montre la figure III.4.

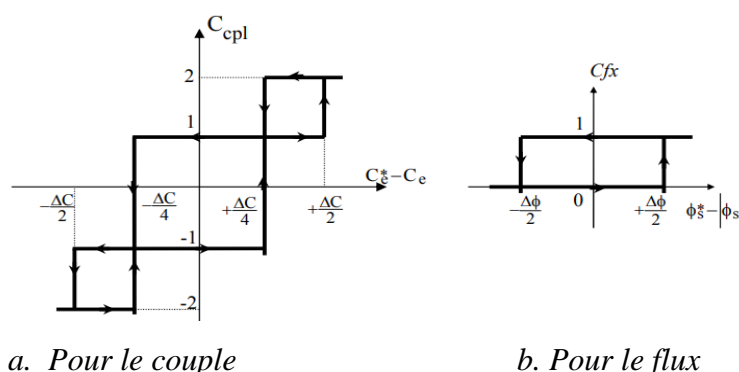


Fig. III.4. Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple et flux dans le cas de la table de 12 secteurs.

Finalement la table de sélection pour cette technique est donnée par le tableau III.4.

Tableau III.4 Table de commande de la DTC 12 secteurs.

C_{flx}	C_{ce}	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	S11	S12
1	2	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂
	1	*V ₂	V ₂	*V ₃	V ₃	*V ₄	V ₄	*V ₅	V ₅	*V ₆	V ₆	*V ₁	V ₁
	-1	V ₁	*V ₁	V ₂	*V ₂	V ₃	*V ₃	V ₄	*V ₄	V ₅	*V ₅	V ₆	*V ₆
	-2	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
0	2	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
	1	V ₄	*V ₄	V ₅	*V ₅	V ₆	*V ₆	V ₁	*V ₁	V ₂	*V ₂	V ₃	*V ₃
	-1	V ₇	V ₅	V ₀	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₂
	-2	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅

(-2,2) : grande diminution ou augmentation du couple.

(-1,1) : petite diminution ou augmentation du couple.

(*) séquence non désirée (pas de petite variation du couple).

III.2.2.1 Résultats de simulation et interprétation

Les figures (III.5, a, b) présente le comportement de la structure du contrôle direct du couple 12 secteurs appliquée à la machine synchrone à réluctance variable, montrent qu'à l'aide d'un tableau à douze secteurs, Réduisez modérément la bande d'ondulation du couple. Cependant, la fréquence Ajout de bascules en cas de tableaux simples. Flux statorique Non gênée par des fluctuations nuisibles. Telles que le couple, la bande de fluctuation est Il s'agit d'une amélioration par rapport au cas de l'utilisation d'un simple tableau.

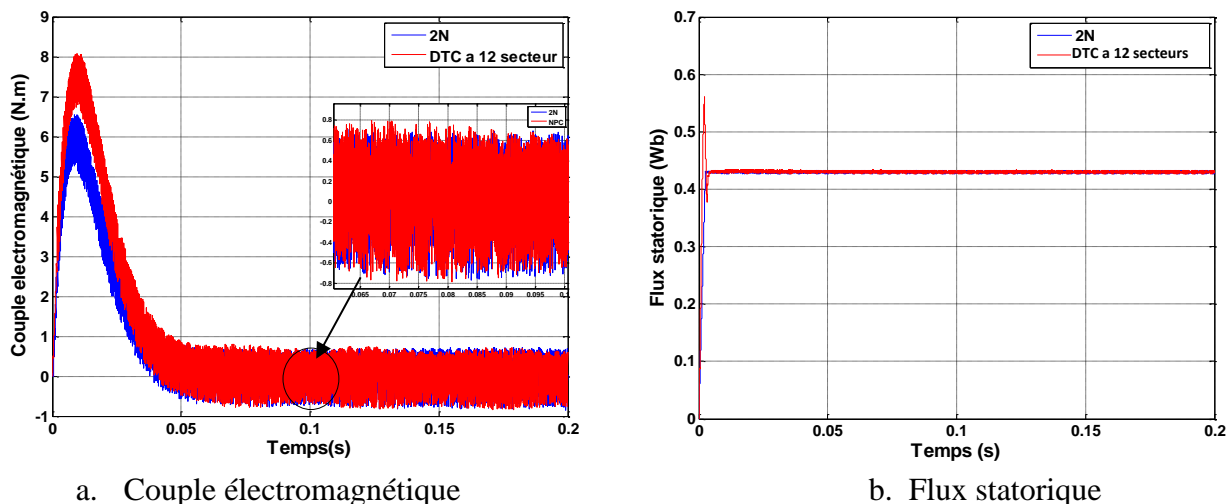


Fig. III.5. Résultats de simulation d'une commande par DTC avec une table à douze secteurs d'un MSRVR

III.2.3 Réduction des fluctuations du couple électromagnétique d'un MSRVR par l'utilisation d'un onduleur à 3 Niveaux

III.2.3.1 Onduleurs multi-niveaux

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs à deux niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [Tou08] [Bir15] :

a) Avantages technologiques

Dans les onduleurs multi niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer.

b) Avantages fonctionnels pour le convertisseur

Possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage).

c) Avantages fonctionnels pour la machine

Le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui d'onduleur à deux niveaux de tension, permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des

isolants ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

III.2.3.2 Topologies d'onduleurs multi-niveaux

De nos jours, plusieurs topologies de convertisseurs multiniveaux ont été étudiées et réalisées. Dans ce qui suit, nous allons présenter les convertisseurs les plus utilisés.

a) Topologie basée sur la mise d'onduleurs 2-niveaux en cascade

L'une des premières réalisations de cette topologie avait déjà été réussie en recourant aux onduleurs polygonaux, dans un bras à N-niveaux (N impair ≥ 3). Chaque pont onduleur monophasé, d'indice n , peut générer une tension de sortie de valeurs $(-E, 0, +E)$. Les tensions de sortie de chaque pont sont ensuite additionnées par l'intermédiaire des transformateurs [Bir15] [Tou08].

b) Topologie multicellulaire où à cellules imbriquées

Cette topologie a été inventée au 1992 par T. MEYNARD et H. FOCH il est connu sous le nom onduleur multiniveaux à capacité flottante [Wal99], Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues, matérialisées par des condensateurs flottants en agissant sur les états logiques, des cellules de commutation [Bir15].

c) Topologie NPC (Neutral Point Clamped')

L'onduleur Neutral Point Clamped (NPC) est proposé par Baker. Cet onduleur permet d'avoir un niveau impair de tension. Le premier onduleur NPC a été développé pour une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

Après le premier onduleur NPC breveté par Baker, d'autres chercheurs ont développé les différentes structures basées sur NPC. L'onduleur NPC permet de disposer d'un nombre impair de niveaux dans le motif de la tension en sortie. Cependant, l'onduleur Multiple Point Clamped (MPC) a été développé dans les années 90 pour un nombre pair de tensions [Tah10].

III.2.3.3 Onduleur à trois niveaux de type NPC

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte.

L'onduleur multi-niveaux de type NPC permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue de l'onduleur classique à deux niveaux. Il permet également, par la

mise en série des interrupteurs, une meilleure maîtrise des contraintes en tension sur les composants [Pur06].

Le nombre des interrupteurs dans cette structure est le double de celui d'un onduleur à deux niveaux, c'est à dire 12 interrupteurs, soient quatre interrupteurs par bras. La figure (III.6) illustre un onduleur de types NPC à trois niveaux. La combinaison des états des différents interrupteurs est de 3^3 , soit 27 états. Ces configurations correspondent à 19 états dont 16 sont actifs, les trois restants sont des séquences nulles. La figure (III.7) montre l'ensemble des vecteurs de tension délivrés par l'onduleur à trois niveaux dans le plan (α, β) [Tou08] [Ame12].

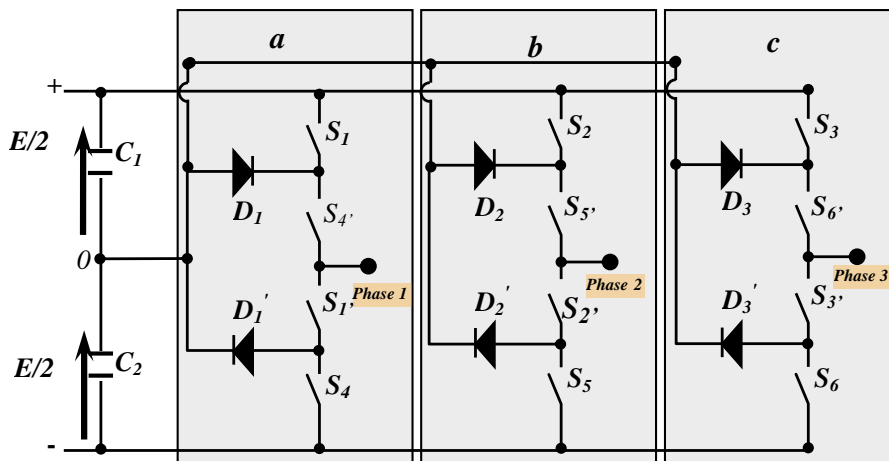


Fig. III.6. Onduleur à trois niveaux de type NPC.

La figure (III.7), présente aussi les états des interrupteurs d'un onduleur de type NPC à trois niveaux. Le code de chaque vecteur de tension indique les états des trois demi-bras en haut de l'onduleur. Ainsi le vecteur 210 par exemple indique que [Bir15] :

- Les deux interrupteurs du 1^{er} demi-bras en haut (S_1 et S_4') sont fermés, (code 2) ;
- Les deux interrupteurs du 2^{ème} demi bras en haut (S_2 et S_5') sont respectivement ouvert et fermé, (code 1) ;
- Les deux interrupteurs du 3^{ème} demi bras en haut (S_3 et S_6') sont ouverts, (code 0).

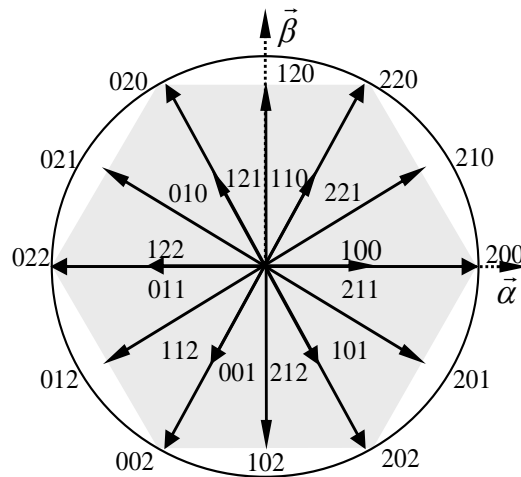


Fig. III.7. Vecteurs des tensions et états des interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux.

III.2.3.4 Table de vérité de la DTC dans le cas d'un onduleur NPC à 3 niveaux

Le tableau III.3 présente les séquences correspondant à chaque position du vecteur de flux, sachant que l'erreur entre le flux de référence et le flux estimé, est introduite dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure III.8.a), qui délivre 1 si cette erreur est positive, 0 si elle est dans la bande d'hystérésis et -1 si elle est négative.

De plus, l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé, est introduite dans un comparateur à hystérésis à cinq niveaux (voir figure III.8.b), qui délivre 1 si cette erreur est positive et inférieure à +10 % de la référence, 2 si elle est supérieure à +10 % de la référence, 0 si elle est comprise dans la bande d'hystérésis, -1 si elle est comprise entre 0 et -10 % de la référence et -2 si elle est inférieure à -10 % de la référence [Mar00] [Tou08] [Ame12] [Bir15].

Tableau III.5 Table de vérité de la DTC dans le cas d'un onduleur de type NPC à trois niveaux.

$\Delta\phi_s$	1					0					-1				
	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2
S₁	220	210	200	201	202	120	120	000	102	102	020	121	211	112	002
S₂	020	120	220	210	200	021	021	000	201	201	022	122	221	212	202
S₃	022	021	020	120	220	012	012	000	210	210	002	112	121	211	200
S₄	002	012	022	021	020	102	102	000	120	120	202	212	122	221	220
S₅	202	102	002	012	022	201	201	000	021	021	200	211	212	121	020
S₆	200	201	202	102	002	210	210	000	012	012	220	221	212	122	022

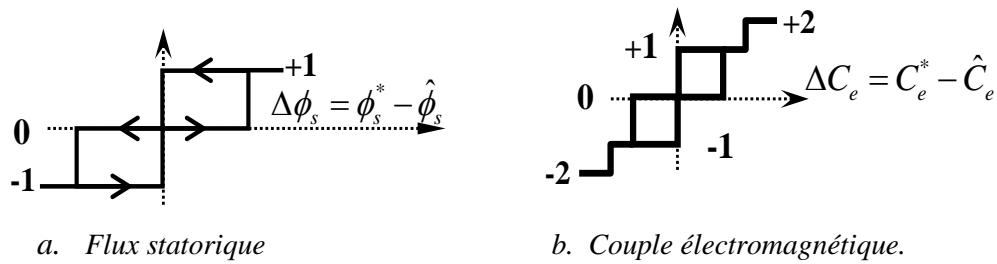


Fig.III.8. Comparateur à hystérésis

III.2.3.5 Résultats de simulation et interprétation

Les Figures (III.9. a, b) montrent l'évolution du couple électromagnétique Démarrer sans charge. Ces figures montrent clairement que l'utilisation d'un onduleur à trois niveaux Réduit considérablement la fluctuation du couple, On remarque la bonne dynamique du couple avec une réduction considerable des fluctuations du couple.

De plus l'utilisation d'un onduleur à 3 niveaux réduit l'ondulation de flux statorique, qui devient purement sinusoïdale en régime permanent. Ainsi, à partir des résultats de la simulation, il est montré que l'utilisation d'onduleurs 3 niveaux peut améliorer certaines performances des DTC à 2 niveaux, telles que l'ondulation de couple et la fréquence de commutation.

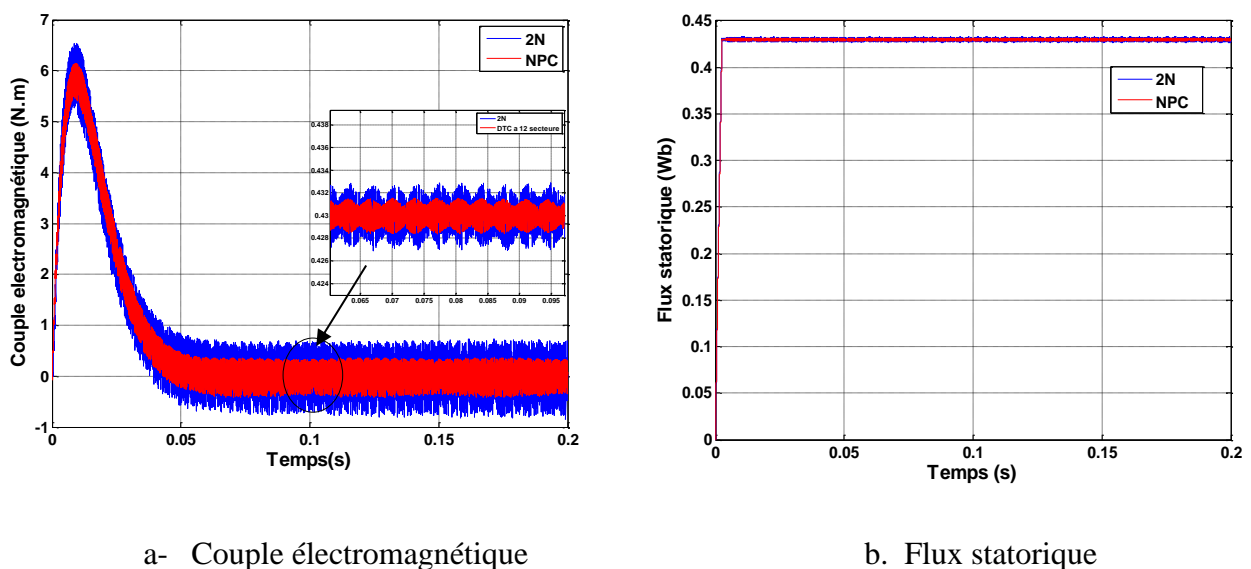


Fig. III.9. Résultats de simulation d'une commande par DTC dans le cas d'une alimentation par un onduleur de type NPC à 3 niveaux.

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié quelques techniques d'amélioration des performances dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple, sur le flux et courant statorique et de maîtriser la fréquence de commutation. En effet, nous avons commencé par un changement de tables de vérité est effectué avec une modification sur les zones par rapport à la DTC classique, présentée de bonnes réponses du flux et du couple, mais elle ne peut pas travailler pour des points de fonctionnement proches au point nominal.

De plus, Ce qui nous a conduit à utiliser une autre table plus précise qui est la DTC 12 secteurs. Cette technique améliore nettement la forme du couple par la minimisation de ses ondulations tout en conservant la même dynamique de la DTC classique.

Dans la deuxième approche, améliorations des performances de la DTC classique ont été étudiées telle que la DTC par onduleur 3 Niveaux, les simulations numériques nous ont donné les bonnes performances par rapport à celles obtenues dans la DTC classique, car ces stratégies de commande nous ont permis de réduire les ondulations du couple, flux, et de maîtriser la fréquence de commutation.



CONCLUSION GENERALE



Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire, avait pour objectifs d'étudier les possibilités d'amélioration des performances du moteur synchrone à réluctance variable, vu la structure géométrique de son rotor présentant un rapport de saillance relativement faible. Différents auteurs ont proposé plusieurs méthodes d'optimisation des performances de ce type de machines, notre étude s'est portée sur l'utilisation de la commande direct de couple DTC pour résider la réduction des fluctuations du couple électromagnétique.

On a présenté dans le premier chapitre un rappel sur les notions essentielles de la machine à réluctance variable et donné un aperçu des différentes structures de rotor. Nous avons ensuite rapporté une étude sur la Modélisation de la MSR_V en se basant sur un ensemble d'hypothèses, le modèle de cette machine dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude, Puis, on a abordé la modélisation du convertisseur de fréquence (onduleur de tension). Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des techniques MLI les plus utilisées.

Dans le deuxième chapitre on a montré le principe de la commande directe du couple appliquée sur la machine réluctance variable d'une façon plus détaillée qui sert sur le comportement du flux et du couple, après on a démontré la logique de raisonnement pour établir la table de la commutation de 'Takahashi' après on a amélioré cette commande par l'utilisation l'onduleur à 2-niveaux.

Ensuite Dans la troisième partie, nous avons présenté certains aspects de l'amélioration des performances de la DTC classique par l'utilisation de trois approches : commande DTC modifiée, la DTC à 12 secteurs, on terminera par la DTC de la MSR_V alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux.

Finalement et comme perspectives de ce présent travail, on propose :

- L'adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande directe du couple par utilisation des cartes actuelles à microprocesseurs rapides (DSP) ;
- Prendre en considération certains phénomènes négligés par les hypothèses simplificatrices, telles que la saturation des tôles magnétiques et la variation de la résistance statorique du MSR_V, ...etc, dans l'étude de l'entraînement commandé par la DTC

Références Bibliographiques

- [Ako07] K. Akkouchi, "Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Thèse de magister, Université de Annaba, Algérie 2007.
- [Ame12] A. Ameer, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2012.
- [Bir15] M.Biram, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur à réluctance variable en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de Doctorat, Université Hadj Lakhdar de Batna, Algérie,22-10-2015.
- [Bou08a] Z. Boubaker, "Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire", Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie 2008.
- [Bou08b] A. Boucette : "Vector control of a variable reluctance machine stator and rotor discimbricates", American Of Enginnering and applied sciences 1(4) :260-265 2008, ISSN 1941-7020,2008 science publication.
- [Car00] Carlos D.A.M, " Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux à fréquence imposée", Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.
- [Fer15] M. Ferrari, N. Bianchi, A. Doria and E. Fornasiero", Design of Synchronous Reluctance Motor for Hybrid Electric Vehicles", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, pp. 3030-3040, 2015.
- [Foo10] G. Foo, and M. F. Rahman, "Sensorless direct torque and flux-controlled IPM synchronous motor drive at very low speed without signal injection ", IEEE transactions on Industrial Electronics, Vol. 7, N°.1, pp. 395 - 403, 2010
- [Guy00] C. Guy et G. Guy, "Actionneurs électriques, principes modèles, commande", Edition Eyrolles, France, 2000.
- [Hab16] N. Habani, " Commande Optimale appliquée à un Entraînement à base du Moteur Synchrone à Réluctance Variable », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 16 Juillet 2008.
- [Ham09] M.O. Hamiti, "Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable. Approches par la structure et par la commande", Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2009
- [Kec17] R. Kechida," Contrôle et diagnostic d'une machine à induction sans capteur en utilisant des techniques avancées d'analyse et de traitement" Thèse doctorat, Université de Biskra, Algérie 19/10/2017
- [Lac06] S. Lachtar "Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) ,Thèse de magister, Université Badji Mokhtar Annaba, Algérie 2006

- [Lac95] G. Lacroux, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements ", Edition Lavoisier, France, 1995.
- [Lit08] L.Litim, " contrôle direct de couple d'une machine synchrone a aimant permanents sans capteur magnétique ", Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie 2008.
- [Lub03] T. Lubin, "Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable : prise en compte de la saturation magnétique", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré ; Nancy I, France,18 avril 2003.
- [Mar00] C.A. Martins, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multi niveaux à Fréquence Imposée ", Thèse Doctorat ENSEEIHT, Toulouse, 2000.
- [Mes20] B. Messaoudi "Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone", Thèse de magister université Mohamed khider de Biskra, Algérie 13/11/2007.
- [Mog11] R.R. Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications", Thèse de Doctorat, Stockholm, Sweden, 2011.
- [Mog14] R. R. Moghaddam and F. Gyllensten, "Novel High-Performance SynRM Design Method : An Easy Approach for A Complicated Rotor Topology," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, pp. 5058-5065, 2014.
- [Pur06] P. Purkait, R.S. Sriramakavacham, " A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters", Progress in Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.
- [Nab10] K. Nabti, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Algérie, 2010.
- [Rab07] Z. Rabah, "Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone alimenté par des onduleurs multi-niveau", Thèse de doctorat de l'Enp el Harrach, Algérie 2007.
- [Ram06] T. Raminosa "Optimisation des performances des machines synchro-reluctantes par réseaux de permeances ", Thèse de Doctorat de INPL, octobre 2006.
- [Rez03] A. Rezzoug. Régimes dynamiques des machines `a courant alternatif. Polycopie de cours dispense en DEA PROTEE, Université Henri Poincaré - Nancy 1, 2003.
- [Seg77] G. Segulier et F. Notelet, "Electrotechnique Industrielle", Edition Technique et Documentation Lavoisier, France, 1977.
- [Sad00] S. Sadreddine, "Etude et simulation d'une commande directe de couple pour l'entraînement électrique d'une machine asynchrone", l'Obtention de la Maîtrise en Génie de la Production Automatisée M.ING, Ecole de Technologie Supérieure Université du Québec, Canada, Décembre 2000.
- [Ser09] H. Serhoud, " Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable", Thèse de Doctorat d'état en Electrotechnique, Université de Biskra, 01/07/2009

- [Sza14] Csaba Szabo, "Motor Revolution : Synchronous reluctance motor technology", ABB Australia, July 2014.
- [Tag15] S.Taghavi, "Design of Synchronous Reluctance Machines for Automotive Applications", Thèse de Doctorat, Université de Concordia, Montreal, Canada, 2015.
- [Tah10] K.A. tahrani "Conception, synthèse et application d'une nouvelle commande robuste pour PID fractionnaire pour les onduleurs multi niveaux" These de doctorat institue national polytechnique de Lorraine ,2010
- [Tou08] R. Toufouti, "Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Mentouri, Constantine, Algérie, 2008.
- [Tru16] PH. Truong, "Optimisation des performances de la machine synchrone à réluctance variable : approches par la conception et par la commande ", Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace - Mulhouse,16 juin 2016. Français.
- [Wal99] G.R. Walker, " Modulation And Control of Multilevel Converters" Thèse de Doctorat, Université de Queensland,1999
- [Zid05] F. Zidani and R. Nait Said, "Direct torque control of induction motor with fuzzy minimization torque ripple ", In Journal of Electric Engineering, Vol. 56, pp. 183-188,2005.

A1.1 Paramètres de l'entraînement électrique simule

- Paramètres du réseau d'alimentation

Tension efficace de phase $V=220$ V

Fréquence $f=50$ Hz

- Paramètres de l'alimentation statorique

L'alimentation statorique est composée d'un onduleur de tension alimenté par un redresseur triphasé double alternance à diodes à travers un filtre passe-bas, dont les caractéristiques sont les suivantes :

Tension moyenne redressée, appliquée à l'onduleur	$E=514$ V
Capacité du filtre	$C = 6000$ μ F
Inductance du filtre	$L=1.2$ mH
Bande d'hystérésis des courants de l'onduleur	$\Delta i=0.1$ A

A1.2 Caractéristiques du moteur synchrone a reluctance variable

Puissance nominale	$P_n=1500$ w
Nombre de paires de pôles	$P=3$
Résistance statorique	$R_s=1.3$
Inductance longitudinale	$L_d=0.0060$ H
Inductance transversale	$L_q=0.0008$ H
Inertie	$J=0.003$ Kg.m ²
Coefficient de frottements	$f_t=0.000035$ Nm.rad/s

A1.3 Régulateur PI de vitesse

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, dont les paramètres sont les suivantes :

$k_p=0.27$ et $k_i=17$.