REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER

EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines Electriques

Présenté par

HABANI Nassima

THEME

Commande Optimale appliquée à un Entraînement à base du Moteur Synchrone à Réluctance Variable

Soutenu publiquement Mercredi 16 Juillet 2008

Devant la commission d'examen :

M. DJENNOUNE Saïd	Professeur	UMMTO	Président
M. BENAMROUCHE Nacerddine	Professeur	UMMTO	Rapporteur
M. HADDAD Salah	Professeur	UMMTO	Examinateur
M. MEGHERBI Mohamed	M.C	UMMTO	Examinateur
M. RACHEK M'hemed	M. C Classe B	UMMTO	Examinateur

Je dédie ce travail à mes deux filles adorées ZAZA et ZIZA

A mes parents et mes frères et soeurs

A mon époux et sa famille et en particulier son petit frangin HAKIM

REMERCIEMENTS

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait le Professeur Nacerddine BENAMROUCHE, Enseignant au Département d'Electrotechnique de la Faculté de Génie Electrique et Vice Recteur à l'Université Mouloud Mammeri de TIZI-OUZOU, d'accepter d'être rapporteur de ce mémoire, et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail, malgré sa prenante occupation.

Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur Lhacene ARAB, Maître-Assistant Chargé de Cours au Département d'Electrotechnique de l'Université de TIZI-OUZOU, ma gratitude pour son assistance dans l'élaboration de ce travail. Ses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude au Professeur Saïd DJENNOUNE, Enseignant à l'Université de TIZI-OUZOU, d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire.

Mes sincères et vifs remerciements vont au professeur Salah HADDAD, Enseignant et Chef du Département à l'Université de TIZI-OUZOU d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt, et de participer au jury de soutenance. Je le remercie sincèrement pour les conseils qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.

Je remercie Monsieur Mohamed MEGHERBI, Maître de Conférences et Vice Doyen à la faculté de Génie Electrique et Informatique de l'Université de TIZI-OUZOU, d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer, en tant que membre du Jury.

Mes remerciements vont également à Monsieur M'hemed RACHEK, Maître Assistant Chargé de Cours à l'Université de TIZI-OUZOU et Docteur en Electrotechnique, d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer, en tant que membre de Jury.

A cette occasion, je tiens à remercier tous les enseignants qui m'ont formé, et je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Que ce mémoire soit
Pour vous tous
Une preuve
De ma plus profonde et sincère
Reconnaissance !

nassima Habani

« Un ouvrage est fini quand on ne peut plus l'améliorer, bien qu'on le sache insuffisant et incomplet »

E.M. CIORAN

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE

Les actionneurs électriques à vitesse variable ont connu un développement croissant dans beaucoup d'applications industrielles, allant de la robotique (*servomoteurs*) jusqu'à l'entraînement des laminoirs en sidérurgie, en passant par le domaine des transports. Pour répondre convenablement aux exigences de ces systèmes, le moteur à courant continu est resté pendant très longtemps le plus utilisé et considéré comme l'actionneur électrique par excellence présentant l'avantage d'être simple à commander. Malheureusement, les nouvelles exigences ont restreint son utilisation à cause de son système balais-collecteur, limitant sa vitesse de rotation et nécessitant un entretien constant. Actuellement, suite à l'évolution technologique des semi-conducteurs de puissance, ouvrant la voie de la vitesse variable aux machines à courant alternatif, les moteurs à courant continu sont de plus en plus fréquemment remplacés par ces dernières offrant de nombreux avantages.
Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques très élevées, principalement, dans les systèmes embarqués tels que l'aéronautique ou le spatial, en raison de sa puissance massique élevée, son bon rendement ainsi que la simplicité de son mode de contrôle. Cependant, il présente aussi quelques inconvénients, à savoir son coût de fabrication qui est relativement important, la difficulté de son fonctionnement en affaiblissement de champs pour monter en vitesse, et sa sensibilité aux températures élevées de fonctionnement, ce qui limite par conséquent, son domaine d'application. C'est toutefois, la machine asynchrone à cage qui semble la plus intéressante, et qui a conquis un vaste domaine d'utilisation dans les entraînements électriques à vitesse variable, compte tenu de son coût réduit, sa robustesse et sa simplicité de conception ne nécessitant pratiquement pas d'entretien. Cependant, son modèle est complexe et la commande associée l'est également **[CAN00], [STU00].**
Actuellement, d'autres types de moteurs ont été mis en œuvre pour les systèmes d'entraînement (*servomoteurs*), et ont fait l'objet de différentes études particulièrement à vitesse variable se traduisant par un nombre important de publications, que sont les moteurs synchrones à réluctance variable (MSRV) **[LUB03]**. En effet, bien que leur principe de fonctionnement soit connu depuis longtemps, leur développement, surtout dans le sens de la commande a été freiné par les non linéarités qui les caractérisent; mais aujourd'hui, les puissants outils de calcul informatique et l'évolution des techniques modernes de commande (contrôle vectoriel), permettent de les dimensionner rapidement, et par conséquent, les applications deviennent de plus en plus nombreuses.
L'analyse comparative effectuée dans **[RAM06], [LUB03]** entre les différentes machines, a montré que l'on pouvait obtenir avec ces machines des performances comparables voire meilleures que celles obtenues avec la machine asynchrone, si elles sont bien optimisées, en partageant la même robustesse et en offrant, à pertes égales, un couple plus élevé, donc un meilleur rendement. Elles constituent aussi une solution plus robuste et meilleur marché comparée à la MSAP, qui est désavantagée par le risque de démagnétisation. Elles ne sont pas donc limitées en courant, ce qui leur permet d'autoriser des surcharges temporaires relativement importantes et conviennent de ce fait, aux applications de levage ou de traction. En outre, elles peuvent fonctionner à des températures élevées et présentent un meilleur comportement en court circuit que la MSAP, du fait de l'absence d'excitation, car leur courant de court circuit est largement plus faible que celui de cette dernière. Cela permet de diminuer le coût du système de protection et la taille du convertisseur d'alimentation.
Les machines synchrones à réluctance variable conviennent donc aux applications à forte puissance et à haute vitesse, un domaine qui est largement occupé actuellement par la machine asynchrone et couvrent une large gamme de puissance 750W à 100KW et de vitesse : de3000trs/min à 48000trs/min, **[RAM06]**.
Plusieurs problèmes restent encore posés et de nouveaux chemins de recherches s'ouvrent dans le but de développer des systèmes d'entraînement performants mettant en œuvre ce type de machines à savoir **[LUB03]** :

- ✓ L'Optimisation de la structure du rotor afin d'augmenter le rapport de saillance (L_d/L_q) et donc l'amélioration des performances de la machine en terme de facteur de puissance et de rendement **[RAM06]**, **[MOR05];**

- ✓ Développement de différentes stratégies de commande, vu le caractère fortement non linéaire de ce type de machines **[BET93], [VIS02]**;

- ✓ Amélioration des modèles théoriques tenant compte de la saturation magnétique et de l'effet croisé de saturation **[TOU97], [LUB03].**

Cependant, la MSRV présente aussi quelques inconvénients non négligeables, comme pour le cas des autres machines à courant alternatif, liés à la saillance du rotor qui provoque des ondulations sur la valeur du couple développé, se traduisant par des vibrations et du bruit acoustique, ainsi que sa sensibilité à la saturation magnétique ayant pour effet de diminuer la valeur du couple en fonction du courant**.**

Afin d'améliorer les performances de ces machines, plusieurs méthodes d'optimisations ont été développées dans la littérature, que ce soit du point de vue commande particulièrement à vitesse variable **[AMA05], [SHY00], [MOR00], [TOU97]** ou bien conception **[RAM06], [MOR05]**, du fait de la structure de leur rotor présentant un rapport de saillance faible, qui est en fait l'un des paramètres importants déterminant les performances intrinsèques de la machine.
La conception d'une structure optimale de rotor, peut être résolue en utilisant des méthodes numériques par éléments finis appliquées au calcul du champ magnétique ou bien des méthodes analytiques ou semi analytiques telle que l'optimisation par réseaux de permanences.
Notre travail consiste à chercher une structure de commande optimale pour un entraînement à base du moteur synchrone à réluctance variable présentant une cage au rotor, permettant la détermination d'une meilleure loi de commande aboutissant à de bonnes performances statiques et dynamiques en se fixant comme objectif le suivi de trajectoires en minimisant l'énergie mise en jeu, et la prise en compte de certaines limitations technologiques imposées à la machine. Le modèle proposé étant relativement simple et applicable à la simulation de la commande de cette dernière.

Le travail présenté dans ce mémoire est structuré comme suit :

Dans le premier chapitre, nous donnons une description générale des MRV et nous présentons les différentes structures de rotor qui ont été développées. Nous rappelons ensuite les équations classiques du modèle du moteur synchrone à réluctance variable afin de les utiliser pour la commande.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation et la mise en place de quelques notions importantes issues de la théorie de la commande optimale ainsi que les outils fondamentaux nécessaires en vue de son application à la commande de la MSRV.

L'objectif du troisième chapitre, est d'exploiter la notion de l'optimisation pour avoir un fonctionnement optimal de la machine, en proposant différentes stratégies de commande, permettant l'amélioration de ses performances. Nous commençons par la présentation de la commande vectorielle. En effet, cette technique classique qui permet de découpler et linéariser le modèle du moteur est celle qui donne les meilleures performances dynamiques, en se plaçant dans le repère de Park où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes de courants suivant les deux axes (*direct et en quadrature)*. Pour déterminer la loi de commande, la synthèse des correcteurs sera basée sur la commande Linéaire Quadratique (LQ).
Afin d'améliorer les performances du moteur en régime permanent, la stratégie de commande à couple maximal sera développée en se basant sur la commande Linéaire Quadratique Modifiée (LQM).
Lors de la commande du MSRV, pour suivre une trajectoire de vitesse imposée par le processus industriel dans lequel il est inséré, on doit respecter certaines limites technologiques (saturation du circuit magnétique, fréquence de commutation des semi-conducteurs, gradient

de vitesse et de courant,....), et particulièrement le respect des grandeurs électriques et mécaniques nominales mentionnées par le constructeur (vitesse, tension, courant, ...).
Pour cela deux méthodes de limitation sont étudiées ; la limitation directe et la limitation indirecte. Cependant, l'introduction de ces limitations conduit au phénomène d'emballement (*windup*) qui entraîne des dépassements gênants sur la réponse du système et pénalise par conséquent les performances des régulateurs qui ne peuvent pas tenir compte explicitement de ce phénomène de saturation, car ils sont conçus pour obtenir des performances spécifiques sans se soucier des saturations en entrée du système. Afin de contrer ces effets néfastes, des compensations anti–windup sont ajoutées.

Enfin, dans le dernier chapitre, une simulation du système constitué de l'ensemble source de tension-onduleur MLI-MSRV dans le cas de la commande du moteur à couple maximal utilisant la méthode (LQM), est effectuée.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale en proposant des perspectives de recherches liées à ce sujet.

CHAPITRE 1

1.1 Introduction

L'avènement récent des éléments de l'électronique de puissance et l'émergence des techniques de commande modernes (contrôle vectoriel), ont permis actuellement aux moteurs à réluctance variable de connaître un regain d'intérêt dû à la diversité des applications que permettent leur différentes structures géométriques et leurs nombreuses variantes d'alimentation **[MUL94], [MUL95a], [MUL95b].**
Pour mettre en évidence le fonctionnement de ces machines, nous entamerons ce premier chapitre par une étude générale des machines à réluctance variable, en présentant les principes élémentaires de conversion électromécanique de l'énergie. Nous donnerons ensuite une description des différentes structures de base de ces machines, ainsi que celles de leurs rotors, leur mode d'alimentation, et les méthodes de commande. Nous terminons par la modélisation du moteur synchrone à réluctance variable en vue de sa commande.

1.2 Principes élémentaires de conversion électromécanique de l'énergie [DES05]

Considérons un système électromécanique, supposé déformable ou constitué d'éléments en mouvement, caractérisé par (k) circuits électriques d'indice (j), $j \in [1,k]$ auxquels sont associés respectivement, les intensités et tensions figure (1.1).

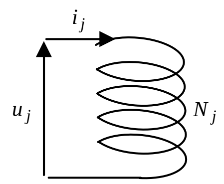


Fig (1.1)

Avec :

$$u_j = R_j i_j + \frac{d\phi_j}{dt} \qquad (1.1)$$

Ce système possède (L) degrés de liberté, caractérisé par (L) coordonnées généralisées(x_m), $x_m \in [1,L]$ pouvant être des lignes ou des angles.

- S'il y'a mouvement de translation on aura :

$$dw_{mec} = Fdx \qquad (1.2)$$

- S'il y'a rotation, alors :

$$dw_{mec} = C.d\theta \qquad (1.3)$$

1.2.1 Energie magnétique et force

L'énergie fournie par les sources est donnée par :

$$\sum_{j=1}^{k} i_j d\phi_j = dw_{mag} + \sum_{m=1}^{L} F_m dx_m \qquad (1.4)$$

Ou bien :

$$\sum_{j=1}^{k} i_j d\phi_j = dw_{mag} + \sum_{m=1}^{L} C_m d\theta_m \qquad (1.5)$$

$$dw_{mag} = \sum_{j=1}^{k} i_j d\phi_j - \sum_{m=1}^{L} F_m dx_m \qquad (1.6)$$

$$dw_{mag} = \sum_{j-1}^{k} \frac{\partial w_{mag}}{\partial \phi_j} d\phi_j + \sum_{m-1}^{L} \frac{\partial w_{mag}}{\partial x_m} dx_m \qquad (1.7)$$

Avec :

$$\phi_j = \phi_j(i_1, i_2, ..., i_j, i_k, x_1, x_2, ...x_m, ..., x_L)$$
$$w_j = w_j(\phi_1, \phi_2, ..., \phi_j, ...\phi_k, x_1, x_2, ...x_m, ..., x_L)$$

Par identification avec (1.6) :

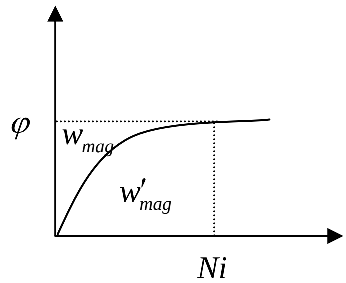
$$\begin{cases} i_j = \dfrac{\partial w_{mag}}{\partial \phi_j} \\ F_m = -\dfrac{\partial w_{mag}}{\partial x_m} \end{cases} \qquad (1.8)$$

1.2.2 Coénergie et force

La coénergie magnétique est définie à partir de l'énergie magnétique emmagasinée dans le convertisseur et de l'état du circuit magnétique caractérisé par les vecteurs flux et courants **[STU00]**. Rappelons que la coénergie est définie par w'_{mag} telle que :

$$w_{mag} + w'_{mag} = \varphi \times Ni = \phi i \qquad (1.9)$$

La figure (1.2) permet de représenter les surfaces correspondantes à w_{magn} et w'_{mag} .



Fig(1.2) coénergie et énergie magétique

Pour un système au repos comprenant k circuits couplés la coénergie est définie par $w_{mag} + w'_{mag} = \sum_{j=1}^{k} i_j \phi_j$.

$$dw_{mag} + dw'_{mag} = \sum_j i_j d\phi_j + \sum_j \phi_j di_j \qquad (1.10)$$

Le deuxième terme de l'équation (1.10) est la coénergie.

Sachant que :

$$dw'_{mag} = dw'_{mag}(i_1, i_2, ...i_j, ...i_k, x_1, x_2, ...x_m, ...x_L) \qquad (1.11)$$

Et : $$\sum_{j-1}^{k} i_j d\phi_j = \sum_{m-1}^{L} F_m dx_m + dw_{mag}$$

On obtient :

$$dw'_{mag} = \sum_{m=1}^{L} F_m x_m + \sum_{j=1}^{k} \phi_j di_j \tag{1.12}$$

L'expression de la coénergie devient :

$$dw'_{mag} = \sum_{m} \frac{\partial w'_{mag}}{\partial x_m} dx_m + \sum_{j} \frac{\partial w'_{mag}}{\partial i_j} w'_{mag} di_j \tag{1.13}$$

De (1.12) et (1.13) on obtient :

$$\begin{cases} F_m = \dfrac{\partial w'_{mag}}{\partial x_m} \\ \phi_j = \dfrac{\partial w'_{mag}}{\partial i_j} \end{cases} \tag{1.14}$$

Les notions de l'énergie et de la coénergie magnétique pour un système électromagnétique à (q) phases (q *circuits électriques*) et un degré de liberté mécanique (l'angle rotorique θ par exemple) sont définies comme suit :

$$w_{mag} = \sum_{k=1}^{q} \int_0^{\phi_k} i_k d\phi_k \tag{1.15}$$

$$w'_{mag} = \sum_{k=1}^{q} \int_0^{i_k} \phi_k di_k \tag{1.16}$$

1.2.3 Exemple du moteur à réluctance variable

En s'appuyant sur les résultats précédents, et en se basant sur les montages ci-dessous, nous allons essayer d'illustrer le fonctionnement d'un moteur à réluctance variable et de calculer le couple électromagnétique développé.

a. Production de mouvement

Le principe de fonctionnement d'une machine à réluctance variable est basé sur la variation d'énergie entre deux positions remarquables : la position de conjonction ou alignée (position du flux maximal), et la position d'opposition où le flux est minimal et la réluctance est maximale, figure (1.3). Ainsi, si le circuit est alimenté entre les deux positions, le rotor se déplace vers la position de conjonction pour faciliter le passage du flux. Ce principe de fonctionnement est aussi valable dans le cas d'une machine à plusieurs pôles. En effet, l'alimentation successive de chaque phase permet l'obtention d'un mouvement de rotation continu figure (1.4).

Fig (1.3) Principe de fonctionnement d'une machine élémentaire **[BOU06]**

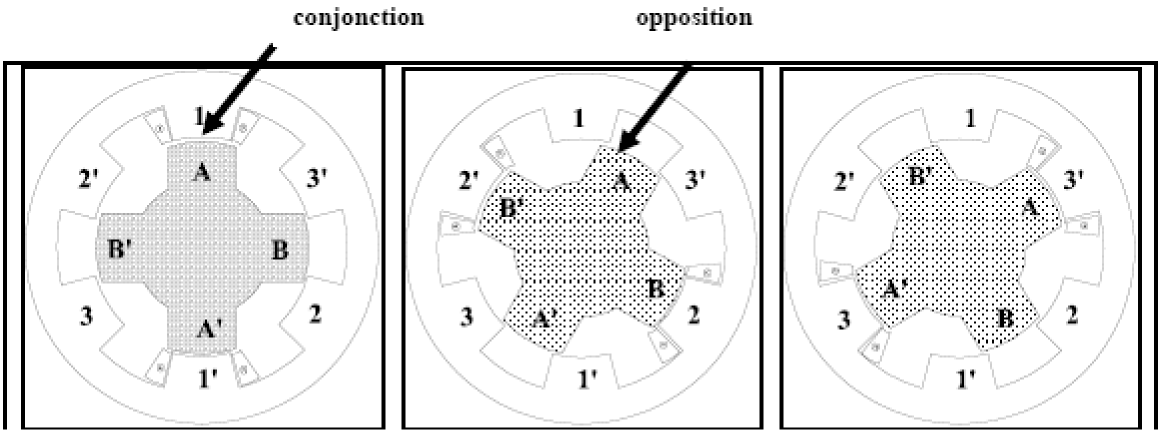


Fig. (1.4) Principe de fonctionnement d'une machine triphasée de type 6/4 **[BOU06]**

L'alimentation de la phase 1 aligne AA' avec 11'.
L'alimentation de la phase 2 aligne BB' avec 22'.
L'alimentation de la phase 3 aligne AA' avec 33'.

b. Production d'effort

Contrairement aux moteurs où les conducteurs se déplacent dans un champ magnétique et dont l'effet moteur est régit par la loi de Laplace donnée par :

$$d\vec{F} = i.d\vec{l} \wedge \vec{B} \qquad (1.17)$$

L'effet moteur des MRV résulte de la variation d'énergie magnétique qui est associée au déplacement. Ainsi, l'expression du couple électromagnétique développé, peut être obtenue en dérivant l'énergie magnétique, ou plus pratiquement, la coénergie par rapport à la variation angulaire du rotor θ.

$$C_{em} = -\frac{\partial w_{mag}}{\partial \theta}\Big|\phi = constant \qquad (1.18)$$

$$C_{em} = \frac{\partial w'_{mag}}{\partial \theta}\Big|i = constant \qquad (1.19)$$

En régime linéaire, l'expression du couple devient :

$$C_{em}(i,\theta) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \qquad (1.20)$$

Ou bien

$$C_{em}(\phi,\theta) = -\frac{1}{2} \phi^2 \frac{d\Re(\theta)}{d\theta} \qquad (1.21)$$

$\Re$ Étant la réluctance.

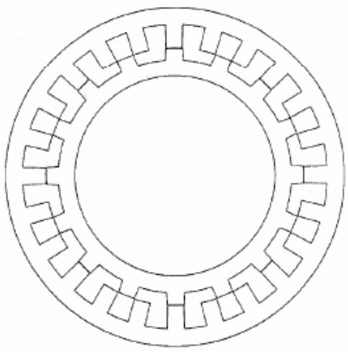
En se basant sur l'expression (1.20), on peut conclure qu'un système réluctant est caractérisé par les propriétés suivantes **[MAI05], [MOR05]** :

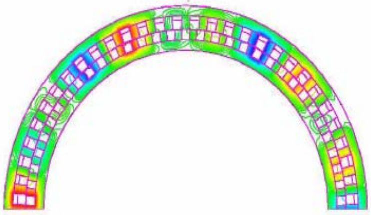
- Proportionnalité du couple au carré du courant; le système n'est pas donc linéaire dans sa conversion électromécanique.
- Afin d'obtenir un couple important, la variation d'inductance doit être la plus grande possible; il est donc nécessaire de recourir à des circuits ferromagnétiques présentant une grande perméabilité.
- Les grandes variations de flux entraînent la saturation de certaines zones du circuit magnétique.
- Le couple électromagnétique ne dépend pas du signe du courant. Il est dû à la variation de l'inductance en fonction de la position, qui est une conséquence de la saillance du rotor et du stator. Il est moteur (positif) sur la phase croissante de l'inductance ($\partial L(\theta)/\partial\theta \rangle 0$) et générateur (*négatif*) sur la phase décroissante ($\partial L(\theta)/\partial\theta \langle 0$).

1.3 Structures de base des Moteurs à Réluctance Variable

Selon les contraintes de fonctionnement et le principe d'alimentation retenu, différents types de moteurs réluctants avec diverses structures, sont apparus. Ils sont soit de type pas à pas, soit autopilotés, soit synchrones **[MUL95a].** Les structures étant très variées, ce qui permet de proposer des possibilités d'utilisation de la réluctance variable pour résoudre différents problèmes techniques comme les machines rapides à rotor massif, ou les moteurs pas à pas ayant un grand nombre de pas par tour, etc.

Trois principales structures de base sont distinguées **[MAI05]**; MRV pures (*ou non excitées*), MRV excitées et les MRV hybrides. Les MRV pures présentent une structure saillante au rotor et au stator (*le stator étant actif où sont situés les bobinages et le rotor est passif*). Elles sont destinées principalement aux applications à grandes vitesses de rotation, tels que les systèmes de démarreur-alternateur ou les systèmes de générateur d'électricité. L'un des inconvénients de ces machines est le facteur de puissance qui est médiocre, pour l'améliorer on utilise les MRV excitées (*vernier par exemple*) dont le fonctionnement est similaire à celui des machines à rotor lisse. Quant aux MRV à structures hybrides, elles utilisent les aimants permanents pour améliorer les performances de la machine. Les figures (1.5), (1.6) et (1.7) montrent des exemples de ces trois types de structures **[MOR05].**





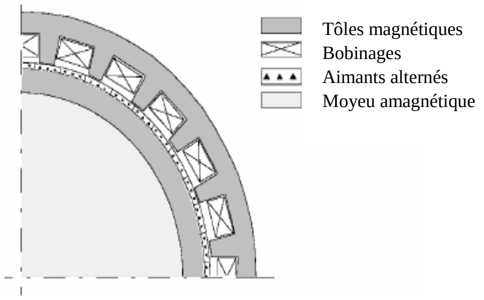


Fig (1.5) **Fig (1.6)** **Fig (1.7)**

Fig (1.5) MRV triphasé 24/16 basses vitesses
Fig (1.6) MRV excitée à effet Vernier
Fig (1.7) MRV Hybride à effet Vernier

1.4 Modes d'alimentation

L'alimentation des machines à réluctance variable, peut être réalisée en tension (*pleine onde*) ou en courant. Cette dernière est souvent préférée, car elle permet d'imposer un courant dans la phase, et par conséquent contrôler le couple de la machine. Dans ce cas, deux formes de courants d'alimentation sont distinguées :

1.4.1 Alimentation par des courants rectangulaires

Classiquement, les phases d'un moteur réluctant sont alimentées par un variateur de courant continu unidirectionnel en imposant un courant de forme rectangulaire en fonction de la position du rotor. La figure (1.8) montre un exemple de fonctionnement d'une machine triphasée, dont le couple moyen est exprimé par :

$$C_{moy} = -q\frac{N_r}{2\pi}L_1 I_m^2 \qquad (1.22)$$

Avec : $L(\theta_m) = L_0 + L_1\cos(N_r\theta_m + \frac{2\pi}{qN_r}(j-1)$ est l'inductance de la phase (j) correspondante au premier harmonique. I_m , N_r , q sont respectivement, le courant maximum d'alimentation, le nombre de dents au rotor et le nombre de phases.

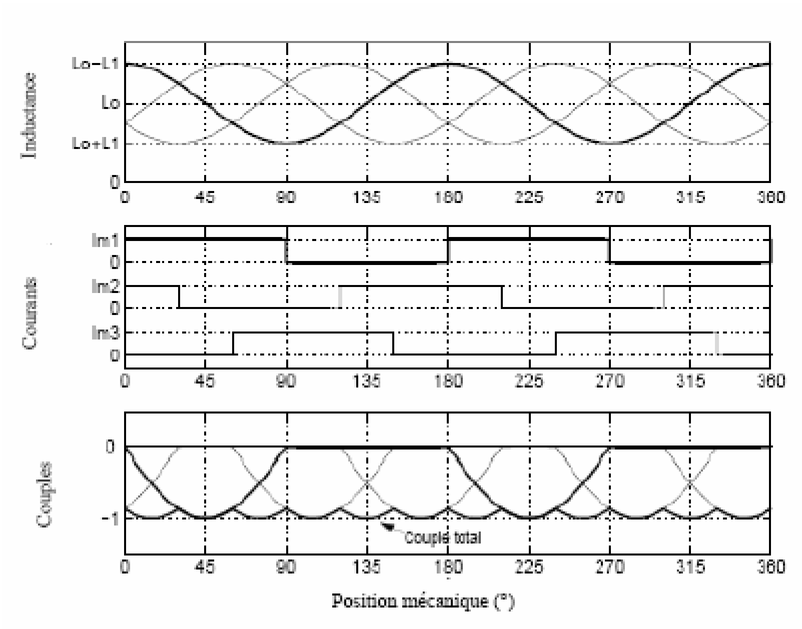


Fig (1.8) Alimentation avec des courants triphasés rectangulaires **[MOR05]**

On note, que les formes de courant parfaitement rectangulaires ne peuvent être obtenues en pratique à cause du caractère inductif des phases de la MRV. De plus, le couple total pulsatoire est caractéristique de ce type d'alimentation.

1.4.2 Alimentation par des courants sinusoïdaux

La figure (1.9) représente les inductances, les courants, les couples de phases et le couple total pour une machine triphasée.

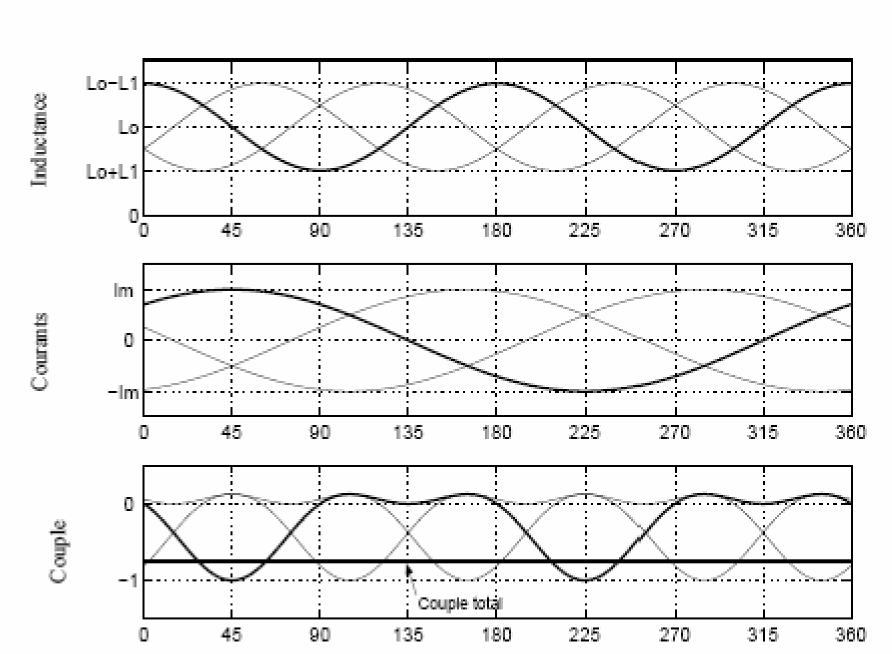


Fig (1.9) Alimentation avec des courants sinusoïdaux triphasés **[MOR05]**

Le couple moyen est donné par :

$$C_{moy} = -q\frac{N_r}{8}L_1 I_m^2 \sin 2\theta \qquad (1.23)$$

Il est maximisé pour $\theta = \pm\pi/4$:

$$\left|C_{moy}\right| = q\frac{N_r}{8}L_1 I_m^2 \qquad (1.24)$$

L'intérêt principal de cette alimentation est que le couple obtenu est constant comme le montre la figure (1.9). L'ondulation de ce dernier sera nulle, si seulement et si, l'inductance est parfaitement sinusoïdale, ce qui est difficile à obtenir pour une machine réelle. De plus, le couple moyen est $4/\pi$ fois plus grand avec des courants rectangulaires.

1.5 Commande du moteur à réluctance variable

On distingue principalement trois types de commande qui peuvent être utilisés pour un moteur réluctant **[GIR00], [BON99]**:

1.5.1 Commande d'axe en boucle ouverte (mode pas à pas)

C'est une méthode très simple, dont le fonctionnement est assuré par un pilotage du type unipolaire et qui suppose que le moteur suit chaque impulsion par l'exitation tour à tour d'une paire de pôles, d'où l'avance du rotor**.** Cependant, cette méthode ne permet pas d'exploiter tout le potentiel des moteurs réluctants, car il se peut que le moteur n'arrive pas à suivre tous les pas lorsque la fréquence de commutation devient trop élevée ou bien l'inertie de la charge est trop grande. En outre, la rotation avec ce type de commande dénote un caractère oscillatoire.

1.5.2 Commande classique (boucle fermée)

Les performances du moteur réluctant peuvent être améliorées par l'utilisation d'une contre réaction de position permettant un fonctionnement adéquat et optimal **[ZER05],** basée généralement sur l'alimentation séparée de chacune des trois phases du moteur par un variateur de courant de forme rectangulaire en fonction de la position du rotor de manière à produire un couple éléctromagnétique maximal. Cette méthode trés répandue dans le domaine des entrainements avec moteurs réluctants permet non seulement de moduler la forme du courant de phase en fonction de la position du rotor, mais aussi présente l'avantage de garantir le synchronisme entre la commutation et la position du rotor. Les figures (1.10) et (1.11) illustrent l'allure du courant de phase et celle de la force radiale et du couple. L'inconvenient de cette commande réside dans la commutation d'une phase à l'autre provoquant des variations rapides de courant, et par conséquent, de grandes variations d'amplitude pour les forces radiales qui sont source du bruit acoustique.

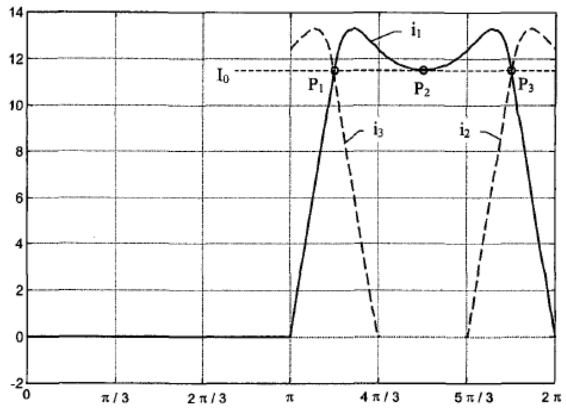


Fig (1.10) Allure du courant de phase **[GIR00]**

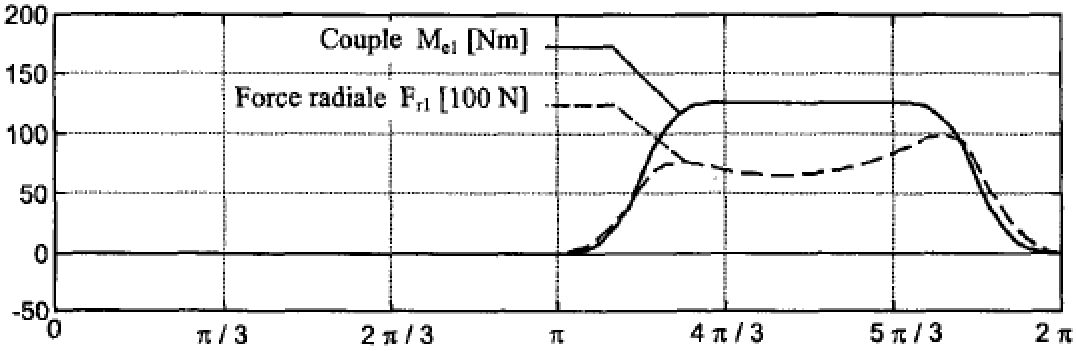


Fig (1.11) Allure du couple et de la force radiale dans une phase**[GIR00]**

1.5.3 Commande avec couplage des phases en étoile

Le principe de cette commande est basé sur la connexion des trois phases du moteur réluctant en étoile de la même manière que les autres types de moteur triphasés, figure (1.12). Trois principaux avantages sont apportés par ce changement de topologie à savoir :

- La réduction du bruit acoustique, car la connexion des trois phases du moteur en étoile permettront de réduire les brusques variations de courant lors de la commutation d'une phase à l'autre.
- Possibilité d'alimentation par un onduleur classique.
- Suppression de la composante homopolaire des courants de phases, ce qui offre la possibilité de travailler dans un référentiel tournant permettant la simplification des équations et l'utilisation des mêmes concepts théoriques que pour l'étude des moteurs asynchrones ou des moteurs brushless. La figure (1.13) montre l'allure de la force radiale et du couple dans une phase.

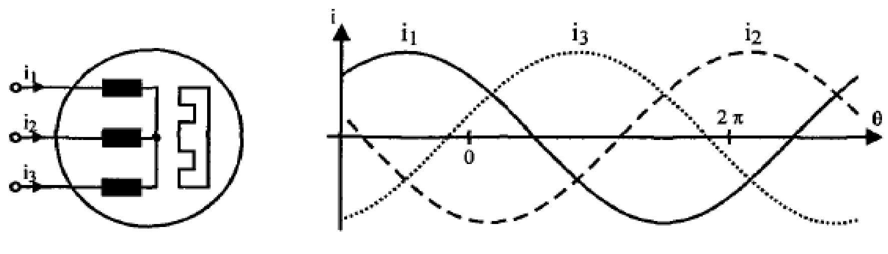


Fig (1.12) Allures des courants de phases

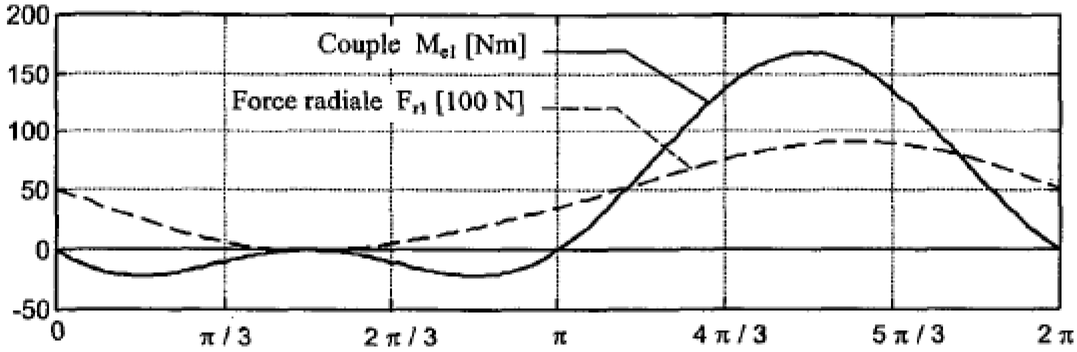


Fig (1.13) Allures du couple et de la force radiale dans une phase

Après avoir examiné le principe de fonctionnement des machines à réluctance variable dans le cas général, on se base pour la suite de notre étude, sur la machine synchrone à réluctance variable appelée aussi machine synchro-réluctante.

1.6 Principe de fonctionnement et constitution de la machine synchrone à réluctance variable

La machine synchrone à réluctance variable est structurellement, une machine synchrone à pôles saillants dépourvue d'excitation. Elle possède un stator ayant la même structure que celui des machines à courant alternatif ordinaires. Son couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance **[LUB03], [RAM06]**.

1.6.1 Fonctionnement

L'alimentation du bobinage triphasé avec (P) paires de pôles du stator par un système triphasé équilibré de courants de pulsation (ω) crée une force magnétomotrice (f.m.m) tournante avec une vitesse angulaire égale à ω/P. Le rotor saillant présentant une dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature 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 (f.m.m) entraîne le rotor à la même vitesse (ω/P).

1.6.2 Influence du rapport de saillance ($\alpha = L_d / L_q$) sur les performances de la machine

Une étude de l'influence du rapport de saillance sur les performances de la machine synchrone à réluctance variable est présentée dans **[LUB03].** Cette étude a montré que l'optimisation de ses performances nécessite la conception d'une structure de rotor telle que l'inductance d'axe direct (L_d), ait la valeur la plus grande possible et telle que le rapport ($\alpha = L_d / L_q$) soit le plus grand possible. En effet l'expression du couple électromagnétique en régime permanent est donnée par la relation suivante :

$$Cem = P(L_d - L_q)I_{sd}I_{sq} \tag{1.25}$$

Où, P représente le nombre de paires de pôles de la machine, I_{sd} , I_{sq} sont les composantes du courant statorique dans le repère d-q lié au rotor, L_d et L_q sont respectivement les inductances statorique d'axe (d) et d'axe (q). La relation précédente montre bien que le couple

électromagnétique dépend directement de la différence $(L_d - L_q)$ pour un courant donné et donc, sa production dépend de la saillance du rotor. Le facteur de puissance dépend aussi du rapport (α) comme le montre les relations (1.26) et (1.27).
L'expression du facteur de puissance en négligeant les pertes dans le modèle de la machine est donnée par :

$$\cos\varphi = \frac{(\frac{L_d}{L_q} - 1).\sin\gamma}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 + \tan^2\gamma}} \quad (1.26)$$

En posant : $\tan\gamma = \sqrt{\frac{L_d}{L_q}}$, le facteur de puissance est maximisé, et son expression est donnée par :

$$(\cos\varphi)_{\max} = \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\frac{L_d}{L_q} + 1} \quad (1.27)$$

On note que, la valeur maximale théorique de (L_d) étant celle obtenue avec un rotor cylindrique présentant un entrefer équivalent à celui de l'axe direct 'd' (*faible entrefer*) et la valeur minimale théorique de l'inductance d'axe en quadrature (L_q) est celle obtenue lorsqu'on enlève le rotor. Elle correspond à peu prés à l'inductance de fuite d'un enroulement statorique.
Pratiquement, (L_d) est maximisé en facilitant le passage des lignes de champs suivant l'axe direct en créant des chemins de faible réluctance et (L_q) est minimisé, en se plaçant suivant l'axe en quadrature des barrières de flux présentant une forte réluctance aux lignes de champ magnétique.

1.6.3 Différentes structures du rotor de la MSRV

La possibilité de pouvoir se passer de la cage lorsque la machine est commandée (associée à un convertisseur statique et un capteur de position) pour assurer le démarrage, a fait émerger de nouvelles structures pour le rotor, dont l'objectif est d'obtenir un rapport de saillance (α) aussi grand que possible. On trouve actuellement trois structures principales de rotor: massive, avec barrière de flux et axialement laminée.

1.6.3.1 Rotor massif

Le rotor massif est en général, un cylindre sur lequel ont été faites des découpes pour créer la saillance du rotor. Cette structure est la plus économique et la plus robuste, car elle est constituée d'un seul bloc non assemblé, sa bonne tenue mécanique la destine pour un fonctionnement à haute vitesse. Son rapport de saillance de l'ordre de 4.5 qui est relativement faible constitue son principal défaut.

1.6.3.2 Rotor avec barrière de flux

L'un des dispositifs permettant l'augmentation du rapport de saillance jusqu'à environ 13 est les barrières de flux. Le rotor dans ce cas, est un assemblage de segments ferromagnétiques et non magnétiques. En jouant sur les largeurs relatives des segments, on règle le rapport de saillance de manière à augmenter la réluctance du chemin du flux d'axe en quadrature dans le rotor.

1.6.3.3 Rotor axialement laminé

Le rotor dans ce cas est constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et se comporte comme un matériau homogène assurant la dissymétrie entre l'axe direct et en quadrature. Cette structure de rotor est limitée aux faibles vitesses et puissances, compte tenu du nombre élevé d'éléments assemblés et de la faible tenue mécanique qui en découle, mais ses performances sont plus élevées que les deux premières. Les figures (1.14), (1.15), (1.16) illustrent des exemples pour chaque cas.

Le tableau (1.1) rassemble quelques caractéristiques des machines à Réluctance Variable avec leurs structures, puissances, vitesses, rendements et facteurs de puissance.

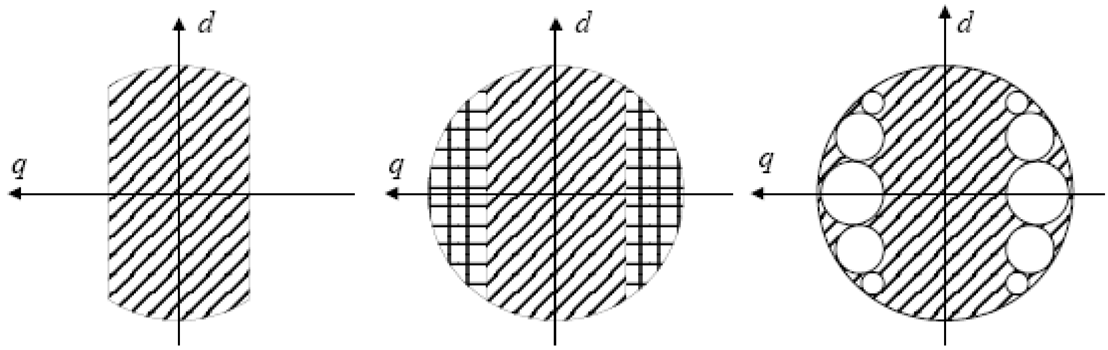


Fig (1.14) Rotor massif **[RAM06]**

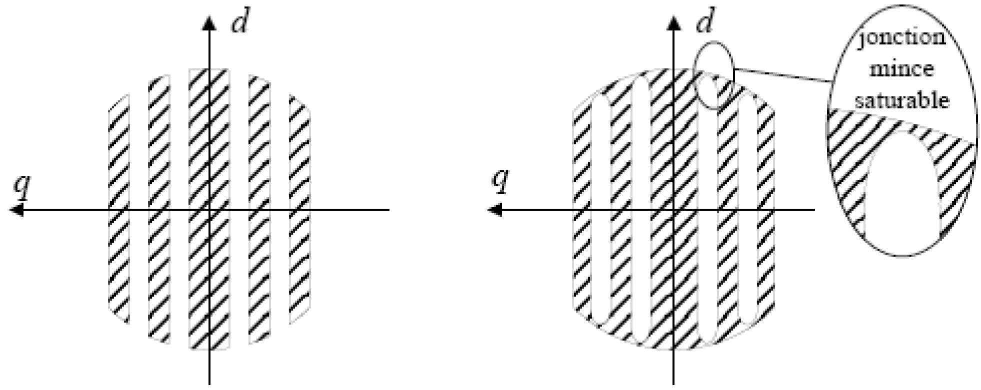


Fig. (1.15) Rotor avec barrières de flux **[RAM06]**

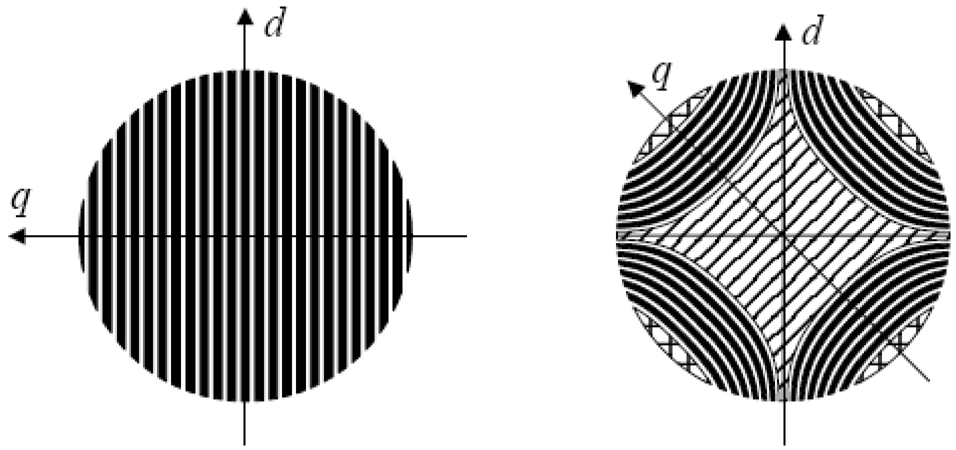


Fig. (1.16) Rotor axialement laminé **[RAM06]**

Année	Puissance	Vitesse	Structure du rotor	η[%]	FP
1986	100kW	3000tr/min	Rotor massif	90	0.63
1994	1.5kW	N.C	Rotor axialement laminé	89	0.91
1998	60 kW	48000tr/min	Barrières de flux	96	N.C
1999	750 W	1800tr/min	Barrières de flux	N.C	N.C
2000	10 kW	10000tr/min	Barrières de flux	91	N.C
2001	1.8 (Nm) 750 W	4000tr/min	Rotor axialement laminé	91	0.6
2001	1.8 (Nm) 750 W	4000tr/min	Barrières de flux et assistance par aimants	94.5	0.7
2001	250 W	3000tr/min	Barrières de flux et assistance par aimants	80	N.C
2002	5 kW	8000tr/min	Barrières de flux et assistance par aimants	N.C	N.C
2002	550 W	N.C	Rotor axialement laminé	N.C	N.C
2005	3.6 kW	1500tr/min	Barrières de flux	81.5	0.76
2005	2.1 kW	1500tr/min	Barrières de flux	77.5	0.76

Tableau (1.1) Ordre de grandeur de puissance et de vitesse **[RAM06]**

N.C signifie « *Non Communiqué* ».

1.7 Modélisation du moteur Synchrone à réluctance variable

Dans le souci de simplification des algorithmes de commande, il est préférable de modéliser la machine dans le repère de Park, car les commandes dans le repère abc donnent des performances limitées aussi bien du point de vue statique que dynamique**.** Cette modélisation étant élaborée à partir des équations électriques de la machine en tenant compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

1.7.1 Hypothèse et mise en équation [LUB03], [BOU06]

- Les f.m.m d'entrefer créées par les bobinages statorique et rotorique sont considérées à répartition spatiale.
- Les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique sont négligés.
- Les pertes dans le fer de la machine sont négligées.
- L'effet de peau ainsi que l'effet de la température sur la valeur des résistances sont négligés.

Pour alléger la présentation, nous avons rapporté en **annexe A** la structure ainsi que les caractéristiques de la machine qui fait l'objet de notre étude. La figure (1.17), donne la représentation de la machine bipolaire équivalente.

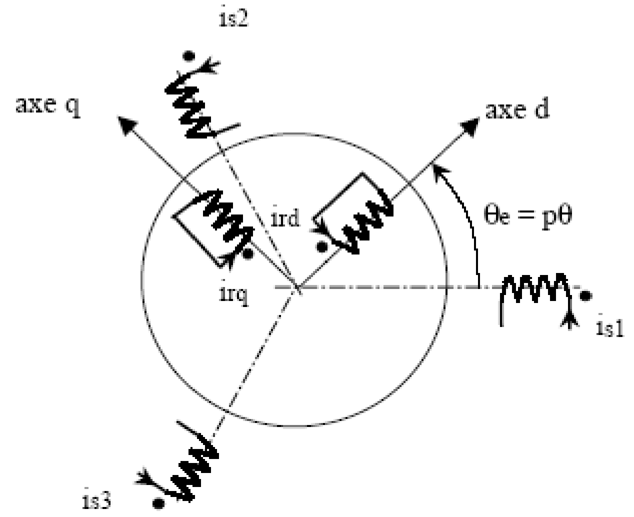


Fig (1.17) Représentation schématique de la machine bipolaire équivalente **[LUB03]**

La machine synchrone à réluctance variable est constituée de trois bobinages déphasés de $2\pi/3$ 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.

1.7.2 Modèle de la machine dans le repère du stator

Les flux à travers les bobinages statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s_2} \\ \varphi_{s_3} \\ \varphi_{s_4} \\ \varphi_{s_5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1(\theta_e) & L_{12}(\theta_e) & L_{13}(\theta_e) & L_{1rd}(\theta_e) & L_{1rq}(\theta_e) \\ L_{21}(\theta_e) & L_2(\theta_e) & L_{23}(\theta_e) & L_{2rd}(\theta_e) & L_{2rq}(\theta_e) \\ L_{31}(\theta_e) & L_{32}(\theta_e) & L_3(\theta_e) & L_{3rd}(\theta_e) & L_{3rq}(\theta_e) \\ L_{1rd}(\theta_e) & L_{2rd}(\theta_e) & L_3 rd(\theta_e) & L_{rd} & 0 \\ L_{1rq}(\theta_e) & L_{2rq}(\theta_e) & L_{3rq}(\theta_e) & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ i_{s_3} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \tag{1.28}$$

- Les expressions des inductances propres et mutuelles du stator sont respectivement :

$$\begin{cases} L_1(\theta_e) = L_0 + L_2\cos(2\theta_e) \\ L_2(\theta_e) = L_0 + L_2\cos\left(2(\theta_e - \dfrac{2\pi}{3})\right) \\ L_3(\theta_e) = L_0 + L_2\cos\left(2(\theta_e + \dfrac{2\pi}{3})\right) \end{cases} ; \begin{cases} L_{12}(\theta_e) = M_0 + M_2\cos\left(2(\theta_e + \dfrac{2\pi}{3})\right) \\ L_{23}(\theta_e) = M_0 + M_2\cos(2\theta_e) \\ L_{31}(\theta_e) = M_0 + M_2\cos\left(2(\theta_e - \dfrac{2\pi}{3})\right) \end{cases} \tag{1.29}$$

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

$$\begin{cases} L_{1rd}(\theta_e) = M_{srd}\cos(2\theta_e) \\ L_{2rd}(\theta_e) = M_{srd}\cos\left(2(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{3rd}(\theta_e) = M_{srd}\cos\left(2(\theta_e + \frac{2\pi}{3})\right) \end{cases} ; \begin{cases} L_{1rq}(\theta_e) = M_{srq}\sin(2\theta_e) \\ L_{2rq}(\theta_e) = M_{srq}\sin\left(2(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{3rq}(\theta_e) = M_{srq}\sin\left(2(\theta_e + \frac{2\pi}{3})\right) \end{cases} \quad (1.30)$$

En écrivant la loi de Faraday pour chacun des enroulements, et en considérant la chute de tension Ohmique, on obtient les équations générales des tensions suivantes :

$$\begin{cases} V_{s1} = R_s i_{s1} + \frac{d\varphi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_s i_{s2} + \frac{d\varphi_{s2}}{dt} \\ V_{s3} = R_s i_{s3} + \frac{d\varphi_{s3}}{dt} \end{cases} \quad (1.31)$$

Les enroulements rotoriques équivalant à la cage sont en court-circuit, la tension appliquée est donc nulle :

$$\begin{cases} 0 = R_{rd} i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_{rq} i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (1.32)$$

En dérivant la coénergie, l'expression du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{1}{2}[i]^t \frac{\partial[L]}{\partial(\theta_e)}[i] \quad (1.33)$$

1.7.3 Modèle de la machine dans le repère de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution aux enroulements réels par des enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q comme le montre la figure (1.18). Ainsi, on transforme l'enroulement triphasé a, b, c en trois enroulements orthogonaux d, q, o dénommés respectivement : axe direct (*indice d*), axe en quadrature (*indice q*) et axe homopolaire (*indice o*).

Le modèle électrique équivalent de la machine dans le repère commun lié au rotor est représenté par la figure (1.18).

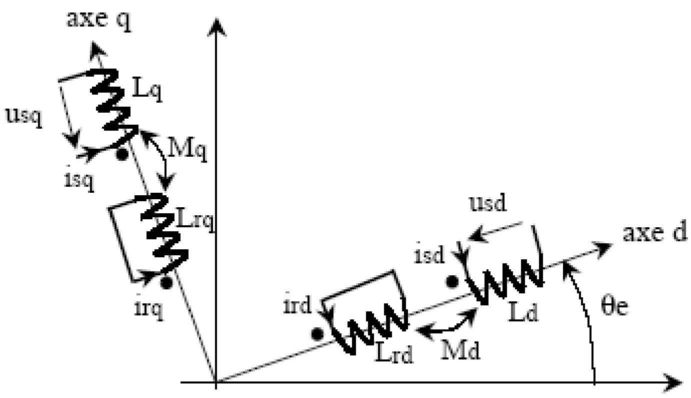


Fig (1.18) Modèle équivalent dans le repère (d-q)

En appliquant cette transformation, les grandeurs statoriques sont ramenées dans le repère du rotor et les équations des tensions statoriques aux bornes des bobinages équivalent d'axes (d) et (q) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \dfrac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_e \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \dfrac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_e \varphi_{sd} \end{cases} \tag{1.34}$$

La transformation mathématique de Park pour les courants est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \tag{1.35}$$

Les flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques sont donnés respectivement par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_d i_{sd} + M_d i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_q i_{sq} + M_q i_{rq} \end{cases} \tag{1.36}$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_{rd} i_{rd} + M_d i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_{rq} i_{rq} + M_q i_{sq} \end{cases} \tag{1.37}$$

Les équations des tensions rotoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned} 0 &= R_{rd} i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 &= R_{rq} i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{aligned} \qquad (1.38)$$

A ces équations, s'ajoutent l'équation du couple électromagnétique développé par le moteur qui est donnée par :

$$C_{em} = P\left(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}\right) \qquad (1.39)$$

Et l'équation mécanique est exprimée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \qquad (1.40)$$

Où J est le moment d'inertie des parties tournantes, C_r le couple de charge, f le coefficient du frottement visqueux et Ω la vitesse de rotation du rotor.

La machine utilisée pour notre étude comporte une cage de démarrage au rotor. Cependant, pour la suite de notre travail nous négligerons sa présence. Ainsi, les équations du système (1.34) deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \dfrac{di_{sd}}{dt} - \omega_e L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \dfrac{di_{sq}}{dt} + \omega_e L_d i_{sd} \end{cases} \qquad (1.41)$$

Les expressions des inductances L_d et L_q sont les suivantes :

$$\begin{cases} L_d = \dfrac{1}{2} L_2 + M_2 + L_0 - M_0 \\ L_q = -\dfrac{1}{2} L_2 - M_2 + L_0 - M_0 \end{cases} \qquad (1.42)$$

Le calcul du couple électromagnétique (1.33) en considérant l'harmonique de rang 3 des forces magnétomotrices nous donne :

$$C_{em} = P.\begin{Bmatrix} (L_2 + 2.M_2).i_{sd}.i_{sq} + (L_4 + 2.M_4).\left(\sin(6\theta_e).i_{sq}^2 - \sin(6\theta_e).i_{sd}^2 - 2.\cos(6\theta_e).i_{sd}.i_{sq}\right) \\ -\sqrt{2}.(L_2 + 2.L_4 - M_2 - 2.M_4).\sin(3\theta_e).i_{so}.i_{sd} \\ -\sqrt{2}.(L_2 - 2.L_4 - M_2 + 2.M_4).\cos(3\theta_e).i_{so}.i_{sq} \end{Bmatrix} \qquad (1.43)$$

Dans le cas d'un couplage en étoile sans neutre la composante homopolaire du courant statorique est nulle. Comme le terme $L_4 + 2M_4$ est théoriquement nul, alors, l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = P.(L_2 + 2.M_4)i_{sd}.i_{sq} = P.(L_d - L_q)i_{sd}i_{sq} \tag{1.44}$$

Avec
$$\begin{cases} i_{rd} = i_{rq} = 0 \\ \varphi_{sd} = L_d i_{sd} \\ \varphi_{sq} = L_q i_{sq} \end{cases}$$

Sous forme matricielle, le système (1.41) peut s'écrire comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \tag{1.45}$$

Avec

$\Omega = \frac{d\theta}{dt}$ Et $\omega_e = P\frac{d\theta}{dt}$

1.8 Conclusion

L'étude effectuée dans ce chapitre nous a permis de mettre en évidence le principe de conversion d'énergie dans les machines à réluctance variable, et a montré l'intérêt d'utilisation de la machine synchro-réluctante qui constitue une alternative intéressante par rapport aux autres types de motorisation (machine asynchrone ou synchrone à aimants) si elle est bien optimisée, car l'un de ses inconvénients majeurs est la structure géométrique de son rotor présentant un rapport de saillance faible et donc des performances médiocres en terme du couple, rendement et facteur de puissance. Pour cela, différentes structures ont été proposées dans la littérature dans le but de minimiser l'inductance en quadrature tout en essayant de garder une inductance directe la plus élevée possible.

Après avoir examiné le principe de fonctionnement de la MSRV, 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.

CHAPITRE 2

2.1 Introduction

Les machines électriques jouent un rôle important dans les systèmes de conversion électromagnétique, principalement dans les processus industriels tels que la robotique. L'exploitation de ces machines exige un fonctionnement optimal (vitesse maximale, accélérations meilleures,..) pour qu'elles restent compétitives et rentables. L'objectif de pouvoir définir la meilleure commande, tenant compte de ces exigences, constitue la *commande optimale*. En effet, le recours à cette dernière par rapport à un critère de qualité imposé, permet de répondre à deux préoccupations principales de l'utilisation de l'énergie électrique :
- Le système électrique considéré doit répondre aux performances désirées (rapidité, précision,..), en utilisant le minimum d'énergie
- La possibilité d'utiliser des convertisseurs de moyenne puissance, car la conception des convertisseurs statiques surdimensionnés est onéreuse, pour cela, il suffit d'introduire des contraintes sur le flux de la machine utilisée.

Une des grandes applications de cette commande a été l'application du programme spatial Apollo pour la stabilisation de lanceurs dans les années 1960 **[LAR05]** et le problème du contrôle optimal à flux libre d'un moteur asynchrone **[BIE92].**

Dans ce chapitre, nous présentons quelques concepts de base de la théorie de la commande optimale en vue de son application à la machine synchrone à réluctance variable. Nous exposerons ensuite les différents critères de performances, ainsi que les conditions d'optimalité, puis nous traiterons particulièrement le cas des systèmes linéaires où le critère à minimiser est quadratique, cas connu sous le nom de commande Linéaire Quadratique (LQ), qui est en fait un retour d'état, dont l'horizon d'optimisation choisi est infini avec l'objectif de poursuite de trajectoire.

2.2 Définition du concept de l'optimisation [BER01], [CUL94]

Le besoin d'optimiser découle directement du besoin d'organiser. Optimiser consiste à identifier une configuration optimale, ou un optimum d'un système, au sens large du terme. D'un point de vue mathématique, l'optimisation est l'ensemble de techniques qui consiste à chercher le minimum ou le maximum d'une fonction avec ou sans contraintes.

2.2.1 Formulation du problème d'optimisation et principaux critères de performances

La recherche d'une commande permettant d'atteindre un certain nombre d'objectifs tout en minimisant ou maximisant, un critère donné, constitue le problème fondamental de la commande optimale. Connaissant la fonction de coût à optimiser, l'état, le modèle et les paramètres du système, le problème est de déterminer la meilleure stratégie de commande qui minimise la fonction de coût donnée. Ainsi, trois fonctions importantes sont à considérer pour la commande optimale **[CAN00], [RAC97]**:
- Le critère à minimiser; il s'agit de l'objectif général de base de la commande.
- Les degrés de liberté pour l'optimisation.
- Les contraintes de la commande et du système.

La forme la plus générale du critère à optimiser correspond à l'expression suivante :

$$J = r_0(x_0, t_0, x_f, t_f) + \int_{t_0}^{t_f} r(x(t), u(t), t)dt \qquad (2.1)$$

Dont la partie terminale ($r_0(x_0, t_0, x_f, t_f)$) permet la prise en compte dans le critère des états initiaux et finaux. On distingue :

- Problème de Mayer :

$$J = r_0(x_0, t_0, x_f, t_f) \qquad (2.2)$$

- Problème de Lagrange :

$$J = \int_{t_0}^{t_f} r(x(t), u(t), t)dt \qquad (2.3)$$

- Problème de Bolza :

$$J = r_0(x_0, t_0, x_f, t_f) + \int_{t_0}^{t_f} r(x(t), u(t), t)dt \qquad (2.4)$$

2.2.2 Exemples d'applications pratiques importantes [NAS69], [LAR05], [BER01]

- Commande à temps minimum (bang-bang) : conduire le système d'un état initial (x_0) à l'état final (x_f) en minimisant le temps. Le critère utilisé s'écrit :

$$\int_{t_0}^{t_f} dt = t_f - t_0 \qquad (2.5)$$

On parle de commande bang-bang parce que la commande est toujours saturée, alternativement à sa valeur minimale ou à sa valeur maximale **[LAR05]**.

- Commande terminale : il s'agit de minimiser à l'instant final (t_f) une certaine fonction des variables d'état.

$$J = \left[x(t_f) - x_d(t_f)\right]^t H \left[x(t_f) - x_d(t_f)\right] \qquad (2.6)$$

Avec

$$H = H^T \quad ; \quad H \geq 0$$

- Commande à énergie minimale : conduire le système d'un état initial (x_0) à l'état final (x_f) en minimisant l'effort de commande.

$$J = \int_{t_0}^{t_f} [u(t)]^t Ru(t)dt \qquad (2.7)$$

Ou bien

$$J = \int_{t_0}^{t_f} u^2 dt \qquad (2.8)$$

Avec

$$R = R^t \quad ; \quad R \rangle 0$$

- Commande à consommation minimale : le critère correspond à l'intégrale d'un débit.

$$J = \int_{t_0}^{t_f} u(t)dt \qquad (2.9)$$

- Poursuite et régulation : maintenir l'état $x(t)$ du système très proche de l'état désiré (x_d) dans l'intervalle de temps $\lfloor t_0, t_f \rfloor$.

$$J = \int_{t_0}^{t_f} \left[x(t_f) - x_d(t)\right] Q \left[x(t) - x_d(t)\right] dt \qquad (2.10)$$

Avec

$$Q = Q^t \quad ; \qquad Q \geq 0$$

Dans le cas où (x_d) est un point de fonctionnement, on parle alors de la régulation ($x_d(t) = 0$ avec $t \in \lfloor t_0, t_f \rfloor$).

$$J = \int_{t_0}^{t_f} \left[x(t)\right]^t Q x(t) dt \qquad (2.11)$$

Avec

$$Q = Q^t \quad ; \qquad Q \geq 0$$

A partir de ces critères de base, on peut former d'autres critères à minimiser selon les objectifs désirés.

2.3 La commande LQ [TOS05], [LAR05]

La commande Linéaire Quadratique (LQ) ou (LQR) pour *Linear Quadratic Regulator* est une commande optimale au sens de la minimisation du critère quadratique, sous la contrainte que $x(t)$ vérifie l'équation d'état à chaque instant :

$$\begin{cases} J = 1/2 \int_{t_0}^{t_1} \left[x(t)^t Q x(t) + u(t)^t R u(t)\right] dt \\ \dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \end{cases} \qquad (2.12)$$

Où Q et R sont des matrices symétriques de pondération semi définie positive et positive donnant un poids différent à chaque composante du vecteur d'état et de commande respectivement dans le critère et doivent être spécifiées, car les performances de la commande dépendent fortement des valeurs numériques des coefficients de ces matrices.

La condition finale sur t_1 peut être :

- Un horizon de commande fini et imposé (instant final t_1 imposé).
- Un horizon de commande fini et libre (l'instant t_1 non imposé).
- Un horizon infini $t_1 \rightarrow \infty$.

2.3.1 Spécification des matrices de pondération

Les coefficients de pondération ne sont pas des données physiques liées au système, mais peuvent être assimilés à des paramètres d'ajustement, permettant de définir les performances de la structure de commande **[FOU77].** Ces pondérations peuvent être choisies symétriques, et en général diagonales.
Une des méthodes simples de choix de ces pondérations permettant leur modification en vue d'obtenir un correcteur satisfaisant, se résume comme suit **[LAR05] :**

- On choisit généralement au départ des pondérations égales aux matrices identité.
- Dans la seconde étape, on accélère (ou décélère) globalement le système en multipliant la matrice Q par un scalaire, jusqu'à l'obtention d'une dynamique moyenne adaptée.
- Dans le cas où la dynamique de certains états est trop lente par rapport à d'autres, on augmente la pondération de Q correspondant aux premiers.
- Lorsque certains actionneurs sont trop sollicités par rapport à d'autres, on augmente alors la pondération de R leur correspondant. Ainsi, les étapes 2, 3 et 4 peuvent êtres réitérées dans l'ordre souhaité jusqu'à l'obtention d'un correcteur satisfaisant le cahier des charges.

2.3.2 Conditions d'optimalité

Afin de trouver une loi de commande optimale $u(t)$, minimisant un critère de performance, certaines conditions doivent être prises en compte, selon le problème à traiter et l'objectif souhaité. L'obtention de ces conditions d'optimalité étant présentées dans **l'annexe B**.

2.3.2.1 Principe de Bellman

Sous sa forme discrète, le principe de Bellman conduit à la programmation dynamique (qui est une méthode d'optimisation dynamique adaptée aux problèmes d'optimisation séquentielle) et à l'équation fonctionnelle de Bellman **[CUL94].** Sous sa forme continue, il conduit à l'équation Hamilton-Jaccobi et au principe du minimum (maximum) de Pontriaguine.
Le principe d'optimalité de Bellman énonce : « *Si (C) est un point intermédiaire de la trajectoire optimale allant de l'état A à l'état B, la portion terminale (CB) de cette trajectoire constitue la trajectoire optimale reliant l'état intermédiaire C à l'état final B* » **[NAS69].**

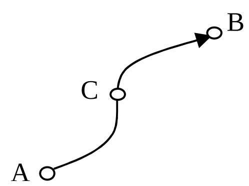


Fig (2.1) Trajectoire optimale- Principe de Bellman

2.3.2.2 Principe du maximum de Pontriaguine [NAS69], [CUL94]

Le principe du maximum admet une forme Lagrangienne et une forme Hamiltonienne. Cette dernière étant la plus utilisée et présentée comme le principe du maximum.
La forme Hamiltonienne, appelée aussi fonction de Pontriaguine, est définie par la relation suivante :

$$H(x,u,\lambda,t) = r(x,u,t) + \lambda^t f(x,u,t) \qquad (2.13)$$

Avec : $\frac{dx}{dt} = f(x,u,t)$ est l'équation d'état, $J = \int_{t_0}^{t_f} r(x,u,t)dt$ est le critère à optimiser et λ le vecteur adjoint qui constitue une variable intermédiaire permettant de simplifier les calculs.

L'expression du **principe du maximum de Pontriaguine**, connu aussi sous le nom de **principe du minimum** est donnée par :

$$H^* = \min_u H \qquad (2.14)$$

Ce principe constitue seulement une *condition nécessaire d'optimalité* ; la commande optimale, si elle existe, minimalise l'hamiltonien. En notant (V_β), la dérivée partielle première d'une fonction (V) par rapport à un vecteur (β), les équations de *Hamilton-Pontriaguine* s'écrivent :

$$\dot{x} = H_\lambda = \frac{\partial H^*}{\partial \lambda} \qquad (2.15)$$

$$\dot{\lambda} = H_x = -\frac{\partial H^*}{\partial x} \qquad (2.16)$$

La solution de ces équations, avec des conditions aux limites convenables, fournit la loi de commande optimale.

2.4 Satisfaction de contraintes

Pour un système industriel, les entrées de commande et/ou les sorties, sont pratiquement toujours soumises soit à des limitations physiques (saturation d'actionneurs), soit à des restrictions concernant le bon fonctionnement du système (limite sur la vitesse de variation des entrées par exemple), d'où la nécessité de prendre en compte ces contraintes. En principe, elles sont classées en deux groupes :

✓ Contraintes dures, qui sont les limites imposées soit par les caractéristiques du système à commander, ou bien pour des raisons de protection et doivent être respectées à chaque instant.
✓ Contraintes douces, qui doivent être respectées, si c'est possible. En général, elles sont imposées dans le but de maximiser les performances.
Le second groupe définit la quantité ou le signal à considérer comme contrainte dans le système. En effet, si les contraintes sont imposées de façon à ne pas saturer les actionneurs, les contraintes sont simplement appelées les contraintes d'entrées, tandis que si elles sont imposées sur l'état ou les variables de sorties, elles sont alors appelées contraintes d'état ou de sortie respectivement.
Pour notre application, qui est le moteur synchrone à réluctance variable, les contraintes dures sont la tension limite et le courant limite à ne pas dépasser.

En général, les contraintes sont exprimées par des inégalités de la forme :

$$q(x,u,t) \leq 0 \qquad (2.17)$$

Avec : $q \in \Re^{n_q}$

En introduisant des variables supplémentaires, on peut ramener ces contraintes à des contraintes égalités. En notant, $V^2 = \left[V_1^2, V_2^2, ...V_{n_q}^2\right]^t$, il vient :

$$q(x,u,t) \leq 0 \Leftrightarrow q(x,u,t) + V^2 = 0 \qquad (2.18)$$

Ou bien de type égalité de la forme :

$$g_i(x) = 0 \qquad (2.19)$$

Avec : $i = 1,......p \prec n, x \in \Re^n$

Plusieurs approches ont été proposées dans la littérature pour traiter les problèmes d'optimisation en présence de contraintes, la méthode la plus utilisée est celle basée sur les multiplicateurs de Lagrange pour chercher le minimum d'un critère défini par des contraintes de type égalité (ou inégalité). Cette technique, permet par l'intermédiaire des *multiplicateurs de Lagrange* de ramener le problème posé avec contraintes, à un problème sans contraintes mais avec un degré de liberté en plus, ce qui permet donc d'appliquer la méthode de résolution que nous allons présenter ci-dessous.
Pour notre étude, on se limite à l'application de la stratégie anti-windup, car le réglage que nous allons effectuer sera basé sur l'utilisation d'un régulateur PI optimal nécessitant la correction du terme intégrale après avoir introduit des limitations .

2.5 Solution générale pour un système linéaire avec critère quadratique et horizon d'optimisation infini [NAS69], [BOR90b]

Pour déterminer la loi de commande dans le cas d'un problème d'optimisation avec critère quadratique et poursuite de trajectoire, en considérant un horizon infini, on procède comme suit:

Définissons l'erreur de poursuite par :

$$e = x_{ref} - x \qquad (2.20)$$

Où x_{ref} est l'état désiré.

Considérons de plus l'équation d'état donnée par (2.12) et le critère de performance donné par :

$$J_{LQ} = \int_0^{\infty} (e^t Q e + u^t R u) dt \qquad (2.21)$$

Les matrices symétriques Q et R étant supposées définies positives.

L'Hamiltonien s'écrit :

$$H = e^t Q e + u^t R u + \lambda^t (Ax + Bu) \qquad (2.22)$$

Il est maximal pour :

$$H_u = Ru + B^t \lambda = 0 \qquad (2.23)$$

La commande optimale est alors donnée par :

$$u = -R^{-1}B^t\lambda \tag{2.24}$$

Les équations de Hamilton-Pontriaguine s'écrivent :

$$H_x = -A^t\lambda + Q(x_{ref} - x) \tag{2.25}$$

$$H_\lambda = Ax - S\lambda \tag{2.26}$$

Avec

$S = BR^{-1}B^t$ (Symétrique)

Sous forme matricielle, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -S \\ -Q & -A^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \lambda \end{bmatrix} + Q \begin{bmatrix} 0 \\ x_{ref} \end{bmatrix}$$

Les vecteurs x et λ sont liés par une transformation linéaire de la forme :

$$\lambda = Kx - v \tag{2.27}$$

La dérivée de λ par rapport au temps est donnée par l'équation :

$$\dot{\lambda} = \dot{K}x + K\dot{x} - \dot{v} \tag{2.28}$$

En général, la matrice K et le vecteur x sont fonction du temps. En égalisant les deux formes (2.25) et (2.28) de $\dot{\lambda}$ et en remplaçant $\dot{x}$ par sa valeur (2.26), on obtient les deux équations suivantes :

$$\dot{K} + KA + A^tK - KSK + Q = 0 \tag{2.29}$$

$$\dot{v} + (A^t - KS)v + Qx_{ref} = 0 \tag{2.30}$$

Ces équations définissent K et v. La première est appelée équation matricielle de Ricatti et la seconde représente la condition nécessaire pour la résolution du problème de poursuite. L'horizon d'optimisation considéré étant infini et les matrices A, B, Q et R sont constantes, alors la loi de commande est invariante, puisque chaque instant est identique à l'instant suivant et les matrices de bouclage sont calculées hors ligne**[ARA99].** Il en résulte que l'équation matricielle de Ricatti devient un système d'équations algébriques, dont la résolution fournit les coefficients de réaction constante. De ces considérations, on peut alors écrire :

$$\begin{cases} \dot{K} = 0 \\ \dot{v} = 0 \end{cases} \tag{2.31}$$

La loi de commande devient :

$$u = -R^{-1}B^t(Kx - v) \tag{2.32}$$

Avec K est la solution de l'équation algébrique de Ricatti et (v) le vecteur constituant la condition nécessaire pour la résolution du problème de poursuite. La structure du système de commande optimale ainsi définie est conforme au schéma fonctionnel de la figure (2.2).

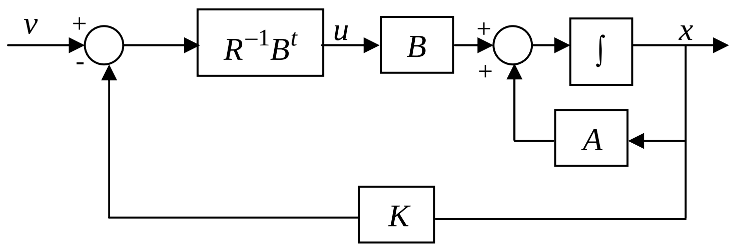


Fig (2.2) Schéma général de la commande linéaire quadratique

La commande optimale obtenue comporte un terme de correction par retour d'état qui est particulièrement intéressant, puisqu'on se trouve ramenés, en quelque sorte, à une structure comparable aux traditionnels régulateurs (boucle fermée). L'avantage de ces compensations en réaction est, bien sûr le fait de tenir en compte en permanence de l'état réel du système physique, et donc de réagir sur lui en conséquence pour obtenir le comportement souhaité.
Dans le cas du recalage à l'origine, on a ($x_{ref} = 0$) et, par conséquent ($v = 0$). L'équation (2.30) disparaît et il ne reste plus que l'équation de Ricatti (2.28). Ainsi l'expression de la loi de commande devient :

$$u = -R^{-1}B^t K x \qquad (2.33)$$

2.6 Conclusion

L'étude effectuée dans ce chapitre, nous a permis de mettre en évidence l'intérêt et la nécessité d'utiliser la commande optimale qui découlent de la nature même de sa définition ; optimiser un critère de notre choix, tout en satisfaisant des conditions de fonctionnement données et des contraintes imposées basées sur la minimisation d'un critère d'intégrale, qui dépend généralement du vecteur d'état et de la grandeur de commande du système. Parmi les critères présentés, on a constaté que, la commande LQ constitue l'un des moyens de calcul intéressant pour parvenir à la détermination d'une structure de commande par retour d'état, exprimant d'une manière convenable les qualités globales recherchées par la commande, tout en assurant le meilleur compromis entre certaines exigences, représentées par des termes de pondération faisant intervenir les sorties, ou les variables d'états, et une économie d'énergie. Il faut noter, aussi, que le choix du critère est d'une importance vitale pour le succès de l'optimisation, car une commande qui minimise un critère donné n'est pas nécessairement intéressante, si ce dernier est mal choisi ou ne tient pas compte des contraintes physiques imposées au système.
Pour la majorité des applications pratiques en milieu industriel, il est particulièrement intéressant de considérer l'horizon d'optimisation comme infini, ou au moins comme très grand par rapport à l'échelle des temps des phénomènes physiques concernés, d'où notre choix pour cet horizon, pour notre application. De plus, la recherche d'une loi de commande à horizon fini, nécessite de calculer la matrice (K) et le vecteur (v) *on line,* ce qui peut être pénalisant pour une réalisation pratique.

CHAPITRE 3

3.1 Introduction

La mise en œuvre de lois de commande tenant compte du caractère fortement non linéaire des machines à réluctance variable, connaît un intérêt grandissant ces deux dernières décennies. Parallèlement, plusieurs méthodes ont été développées dans la littérature dans le but d'améliorer leurs performances **[VIS02]**.
Pour établir les lois de commande, un certain nombre d'objectifs bien précis sont fixés, à savoir, la meilleure dynamique possible, un bon rejet de perturbation, simplicité de l'algorithme de commande, faible sensibilité aux variations des paramètres et prise en compte des limitations en courant et en tension. Néanmoins, les techniques classiques de commande utilisant des régulateurs conventionnels PI, PID, etc. sont limitées. En effet, les études théoriques effectuées dans la littérature **[SIC97]**, ont montré les limites d'utilisation du réglage classique du point de vue robustesse de la commande avec la méthode de compensation de pôles (*rejet de perturbation très lent et sensibilité aux variations de paramètres*) et un compromis doit être réalisé avec la méthode de placement de pôles (*les performances dépendent du compromis réalisé entre le placement des pôles et des zéros*).

Dans ce chapitre, nous allons exploiter la théorie de l'optimisation pour élaborer une meilleure loi de commande dans le but d'aboutir à de bonnes performances dynamiques et statiques. Pour cela, la synthèse des régulateurs sera basée sur la commande Linéaire Quadratique (LQ). Afin d'assurer de bonnes performances dynamiques, on utilise la commande vectorielle permettant d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. Ensuite, les performances en régime permanent de ce dernier seront améliorées en le faisant fonctionner à couple maximal, et ceci par l'application de la méthode Linéaire Quadratique Modifiée (LQM). Puis, des fonctions d'anti-limitation (anti-windup) seront introduites dans l'algorithme de commande dans le but de garantir de bonnes performances dans la plage de fonctionnement délimitée par les grandeurs limites à respecter (courant maximal, tension maximale).

3.2 Stratégie de contrôle vectoriel

Dans le but d'obtenir un modèle découplé reposant sur le même principe que celui de la machine à courant continu à excitation séparée permettant de réduire la complexité de l'algorithme de commande; tout en gardant des performances acceptables, on utilise le contrôle vectoriel classique, dont le principe consiste à contrôler le couple en agissant sur les courants fictifs (direct et en quadrature) **[LUB03], [TOU97]**. Cependant, il faut se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q). Ainsi, la composante d'axe (d) du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine, tandis que la composante d'axe (q) joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple.

3.2.1 Analyse de la stratégie de commande vectorielle

Les équations électriques et mécaniques qui régissent le fonctionnement du moteur synchrone à réluctance variable développées dans le *chapitre 1,* sont rappelées ci- dessous :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

Le couple électromagnétique :

$$Cem = P(Ld - Lq) i_{sd} i_{sq} \tag{3.2}$$

Avec l'équation mécanique : $$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \qquad (3.3)$$

Afin de linéariser le modèle de la machine, la stratégie de commande vectorielle utilisée pour notre cas, qui est le moteur synchrone à réluctance variable consiste à maintenir le courant direct statorique (i_{sd}) à une valeur fixe, de manière à imposer le flux nominal dans la machine correspondant approximativement au coude de saturation de la caractéristique magnétique d'axe direct (d) quelque soit le régime de fonctionnement (*à vide ou en charge*) figure (3.1), ainsi le couple sera contrôlé uniquement par le courant en quadrature (i_{sq}).

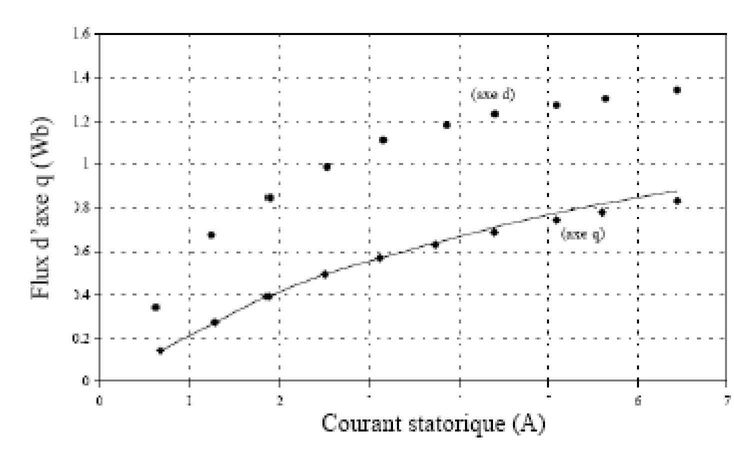


Fig (3.1) Caractéristique magnétique d'axe (d-q) **[LUB03]**

Cette valeur du courant direct statorique peut être déterminée comme suit :
Le couple électromagnétique développé par la machine en régime permanent est donné par l'expression :

$$Cem = P(Ld - Lq)I_{sdref}\,I_{sq} \qquad (3.4)$$

Sur la figure (3.2) on définit l'angle (γ) repérant la position du vecteur courant statorique (I_s) qui est fixe au régime permanent par rapport à l'axe direct (d) et dont le module est donné par la relation (3.5).

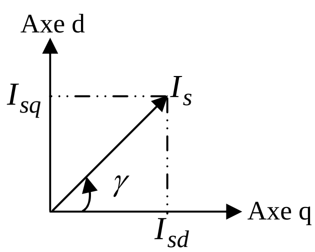


Fig (3.2) Position du courant statorique dans le repère (d-q)

La valeur du module du courant statorique s'exprime par :

$$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \qquad (3.5)$$

Moyennant la définition précédente, l'expression du couple électromagnétique en fonction de l'angle (γ) et du courant statorique (I_s) devient :

$$C_{em} = P(L_d - L_q)I_s^2 \sin 2\gamma \qquad (3.6)$$

Avec

$$\begin{cases} I_{sd} = I_s \cos\gamma \\ I_{sq} = I_s \sin\gamma \end{cases}$$

Le couple électromagnétique nominal peut s'exprimer par :

$$C_{em(no\min al)} = p(L_d - L_q) I_s \sin(2\gamma).I_s \approx \phi_n.I_s \tag{3.7}$$

Par identification, l'expression du flux nominal est donnée par :

$$\phi_n = p(L_d - L_q) I_s \sin(2\gamma) \tag{3.8}$$

La valeur du courant direct statorique de référence (I_{dsref}) autour du point nominal est obtenue par la détermination de l'angle (γ). Après calcul, on obtient : $I_{dsref} \approx 2.5A$, les paramètres de la machine étant rapportés en **annexe A**.
Une fois la valeur du courant direct est choisie, la commande de la machine consiste alors à déterminer la valeur du courant en quadrature statorique de référence (I_{sqref}) à partir de la boucle de vitesse. La dernière difficulté à surmonter est le couplage existant entre les courants directs et en quadrature. En effet, pour maintenir le courant direct à sa valeur de référence et pour pouvoir faire varier le courant en quadrature sans incidence sur ce dernier, on utilise un algorithme de découplage permettant de contrôler indépendamment les courants directs et en quadrature, et ce même durant les régimes transitoires. Cet algorithme de découplage se résume comme suit :
L'expression des courants en fonction des tensions, est obtenue par :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = [G] \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

Où

$$[G] = \frac{1}{\det} \begin{bmatrix} R_s + sL_q & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_d & R_s + sL_d \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Avec $\det = (R_s + sL_q)(R_s + sL_d) + \omega_e^2 L_d L_q$.

Afin de contrôler indépendamment les courants direct et en quadrature, on introduit une matrice $[T]$, appelée matrice de découplage, telle que le produit $[G].[T] = [H]$ soit diagonal **[KIY05], [TOU97]**. La matrice $[T]$ qui réalise ceci s'écrit :

$$T(\omega_e) = \begin{bmatrix} 1 & -\dfrac{\omega_e L_q}{R_s + sL_q} \\ \dfrac{\omega_e L_d}{R_s + sL_d} & 1 \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

Ce qui donne une matrice $[H]$ de la forme suivante :

$$[H] = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{R_s + sL_d} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{R_s + sL_q} \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

Ainsi, le schéma de la commande vectorielle se réduit à deux boucles de courants distinctes, et dès que le courant direct atteint sa valeur de référence (I_{sdref}), le couple électromagnétique est alors contrôlé par le courant en quadrature (I_{sq}).

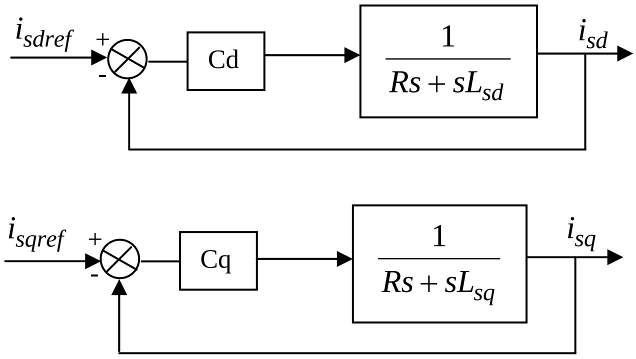


Fig (3.3) Boucles de régulation des courants

Avec (Cd) et (Cq) sont respectivement les correcteurs des boucles de régulation des courants direct et en quadrature.

3.2.2 Synthèse des correcteurs

La technique de réglage proposée pour faire la synthèse des correcteurs des courants et de la vitesse est une technique de réglage optimal, basée sur le principe de minimisation d'un critère quadratique. L'idée de base est de ramener la synthèse du correcteur PI classique à une structure de commande optimale identique permettant de trouver la valeur optimale des paramètres du régulateur dont la structure est fixée, en transférant ses actions au problème linéaire quadratique régulateur (LQR). La loi de commande optimale en boucle fermée ainsi obtenue, peut être exprimée comme celle de la commande classique **[SUH02], [HAB07]**.

3.2.2.1 Réglage optimal du régulateur PI

Considérons le système du premier ordre donné par l'équation suivante :

$$a\frac{dy(t)}{dt}+by(t)=u(t) \qquad (3.13)$$

Où $y(t)$ est la variable de sortie, $u(t)$ la variable de commande et a et b sont des paramètres liés au modèle du système. Le but de la commande est de conduire la variable de sortie à l'état final supposé $y(\infty)=0$ (recalage à l'origine). Définissons le vecteur d'état $x(t)$ comme suit :

$$x(t)=\begin{bmatrix} y(t) \\ \int_0^t y(\tau)d\tau \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \qquad (3.14)$$

L'équation (3.13) peut se mettre sous la forme d'état standard suivante :

$$\dot{x}(t)=\frac{dy(t)}{dt}=Ax(t)+Bu(t) \qquad (3.15)$$

Avec
$$\begin{cases} A = \begin{bmatrix} -\dfrac{b}{a} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{a} \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases}$$

Pour la formulation de la commande (LQR), on considère la minimisation du critère quadratique de l'équation (3.16) suivante :

$$J = \frac{1}{2}\int_0^\infty (x^t Q x + u^t R u) dt \qquad (3.16)$$

(Q) Étant une matrice symétrique semi-définie positive et (R) une matrice symétrique définie positive. En posant l'Hamiltonien, on obtient :

$$H = \frac{1}{2}(x^t Q x + u^t R u) + \lambda^t (Ax + Bu) \qquad (3.17)$$

IL est maximal si :

$$H_u = Ru + \lambda B^t = 0 \qquad (3.18)$$

Le problème considéré est un problème de régulation d'où, l'expression de la loi de commande donnée par :

$$u(t) = -Gx(t) \qquad (3.19)$$

Avec
$$\begin{cases} \lambda = Kx(t) \\ G = R^{-1} B^t K \end{cases}$$

(G) et (K) sont respectivement, la matrice gain de commande et la matrice de gain optimal solution de l'équation de Riccati. En se basant sur les équations de *Hamilton Pontriaguine* et les équations canoniques de Hamilton, on obtient :

$$\dot{\lambda} = -H_x = -Qx - \lambda A^t \qquad (3.20)$$

$$\dot{x} = (A - BR^{-1} B^t K)x \qquad (3.21)$$

$$\dot{\lambda} = \dot{K}x + K\dot{x} \qquad (3.22)$$

Le système considéré étant à temps invariant, donc $\dot{K} = 0$. En égalant les équations (3.20) et (3.22) et après calcul on aboutit à l'équation algébrique de Riccati suivante :

$$KA + A^t K + Q - KBR^{-1} B^t K = 0 \qquad (3.23)$$

Il existe différentes possibilités pour résoudre l'équation (3.23) et qui ne seront pas exposées dans ce chapitre (voir **[NAS69], [BOR90a]**). Pour notre étude nous avons fait appel à un programme de résolution automatique sous *Matlab*, utilisant la fonction are (*Algebric Riccati Equation* -voir annexe B-). Pour cela, il suffit de poser $K = are(A,S,Q)$ et on aura les coefficients de la matrice (K), avec $S = BR^{-1}B^t$.

Ainsi les coefficients de la matrice K solution de l'équation (3.23) sont donnés par :

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{21} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} \tag{3.24}$$

De la loi de commande optimale (3.19) vient la commande PI suivante :

$$u(t) = -\frac{1}{R}\left(k_{11}y(t) + k_{21}\int_0^t y(\tau)d\tau \right) \tag{3.25}$$

Cette loi de commande optimale est appelée commande **LQ-PI**, dont les coefficients proportionnel et intégral sont respectivement :

$$\begin{cases} kp = \dfrac{k_{11}}{R} \\ ki = \dfrac{k_{21}}{R} \end{cases} \tag{3.26}$$

Considérons la commande PI conventionnelle suivante :

$$u(t) = -k_c\left(y(t) + \frac{1}{\tau_I}\int_0^t y(\tau)d\tau \right) \tag{3.27}$$

Par identification des équations (3.26) et (3.27), on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} k_{11} = Rk_c \\ k_{21} = \dfrac{Rk_c}{\tau_I} \end{cases} \tag{3.28}$$

3.2.2.2 Contrôle de la vitesse et du couple du MSRV par le régulateur PI optimal

Pour que la synthèse des correcteurs soit aisée, le modèle du MSRV est décomposé sous forme de trois équations d'états identiques à l'équation (3.15) pour les boucles de régulation des courants et de vitesse (structure par boucle imbriquée qui est classiquement très utilisée, puisqu'elle permet de contrôler le courant et la vitesse **[SIC97]**). Les grandeurs de couplage entre les deux axes (d-q) qui apparaissent dans le système (3.1) seront considérées dans la suite comme des perturbations tel que :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \dfrac{di_{sd}}{dt} - e_d \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q\dfrac{di_{sq}}{dt} + e_q \end{cases} \tag{3.29}$$

Avec

$$\begin{cases} e_d = \omega_e L_q i_{sq} \\ e_q = \omega_e L_d i_{sd} \end{cases}$$

Les équations d'état du MSRV sont données par :

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{ds}(t), i_{qs}(t), \Omega(t) \\ \int_0^t i_{ds}(\tau), i_{qs}(\tau), \Omega(\tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Avec
$$\begin{cases} Ai_{sd} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_s}{L_d} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ Ai_{sq} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_s}{L_q} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ A\Omega = \begin{bmatrix} -\dfrac{f}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} , \quad \begin{cases} Bi_{sd} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_d} \\ 0 \end{bmatrix} \\ Ai_{sq} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \\ A\Omega = \begin{bmatrix} \dfrac{P(L_d - L_q) i_{sdref}}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{et} \quad u(t) = [V_{ds}, V_{qs}, i_q]^t$$

En considérant le problème de minimisation du critère quadratique de l'équation (3.16) et par la résolution des équations appropriées, on obtient les lois de commande LQ-PI pour chaque boucle :

$$ui_{sd}(t) = -\frac{1}{R.L_d}\left(k_{11} i_{sd}(t) + k_{21}\int_0^t i_{sd}(\tau) d\tau \right) \quad ; \quad (3.31)$$

$$ui_{sq}(t) = -\frac{1}{R.L_q}\left(k_{11} i_{sq}(t) + k_{21}\int_0^t i_{sq}(\tau) d\tau \right) \quad ; \quad (3.32)$$

$$u\Omega(t) = -\frac{P(L_d - L_q).i_{sdref}}{R.J}\left(k_{11}\Omega(t) + k_{21}\int_0^t \Omega(\tau) d\tau \right). \quad (3.33)$$

Les gains k_{11}, k_{21} sont déterminés à partir de la matrice K de l'équation (3.24) correspondant aux valeurs données par identification avec ki_{sd}, ki_{sq}, $k\Omega$ suivantes :

$$\begin{cases} ki_{sd} = \begin{bmatrix} 3131/239 & 81/5 \\ 81/5 & 326355/313 \end{bmatrix} \\ ki_{sq} = \begin{bmatrix} 30311/26 & 2310 \\ 2310 & 423944/3 \end{bmatrix} \\ k\Omega = \begin{bmatrix} 0.0210 & 0.0206 \\ 0.0206 & 1.0204 \end{bmatrix} \end{cases}$$

Les paramètres du régulateur optimal sont obtenus par les relations suivantes :

PI optimal pour la boucle (i_{sd}) :

$$\begin{cases} kpi_{sd} = \dfrac{k_{11}}{R.L_d} \\ kii_{sd} = \dfrac{k_{21}}{R.L_d} \end{cases} \tag{3.34}$$

PI optimal pour la boucle (i_{sq}) :

$$\begin{cases} kpi_{sq} = \dfrac{k_{11}}{R.L_q} \\ kii_{sq} = \dfrac{k_{21}}{R.L_q} \end{cases} \tag{3.35}$$

PI optimal pour la boucle de vitesse (Ω) :

$$\begin{cases} kp_{\Omega} = \dfrac{P(L_d - L_q).i_{sdref}.k_{11}}{R.J} \\ ki_{\Omega} = \dfrac{P(L_d - L_q).i_{sdref}.k_{21}}{R.J} \end{cases} \tag{3.36}$$

Les valeurs de ces paramètres sont données dans le tableau (3.1) ci-dessous :

Paramètres de réglage			
	i_{sd}	i_{sq}	Ω
kp	26,9556	5,0468	1,0188
ki	33,3333	10,0000	1,0000

Tableau (3.1) Valeur des paramètres de réglage

3.2.3 Résultats de Simulation et interprétation

Les courbes des figures (3.4) et (3.5) représentent les performances du réglage dans l'espace d'état de la vitesse et du couple avec un régulateur *PI optimal*. L'analyse des courbes de simulation obtenues permet de tirer les résultats suivants :

Avec un démarrage à vide et une inversion de vitesse figure (3.4), on constate une bonne régulation de cette dernière et un suivi presque parfait de la consigne de vitesse au point qu'elle n'apparaît pas sur la figure (*consigne confondue avec la sortie*) et son inversion est sans aucun dépassement. Les courbes de la figure (3.5) représentent la réponse dynamique de la machine à une consigne de vitesse suivie d'une application d'un échelon de couple résistant nominal. Le rejet de perturbation s'effectue rapidement avec un rétablissement rapide de la vitesse. La courbe de la tension (Vq) montre une augmentation de sa valeur lors de l'application du couple de charge. On note aussi une augmentation significative du courant suivant l'axe (q) qui atteint une valeur de 4.3 A, nettement supérieur au courant nominal de la machine, qui est de 3 A (figure 3.5). Toutefois, même si ces valeurs sont dans les limites admissibles du fonctionnement de la machine, leur possibilité d'augmentation, notamment dans le cas de surcharges importantes, qui peuvent l'endommager, justifient la nécessité d'introduire des limitations en tension « limitation indirecte » ou d'intégrer des blocs de limitation de courant dans l'algorithme de commande « limitation directe ». Afin de vérifier les performances du réglage utilisé par rapport aux variations des paramètres de la machine, nous avons effectué une augmentation respective de chaque paramètre électrique (Rs, Ld, Lq) et mécanique (J) de 200%. L'analyse des courbes de simulation obtenues figure (3.6) montrent que la dynamique de poursuite reste la même et que le rejet de perturbation est assuré.

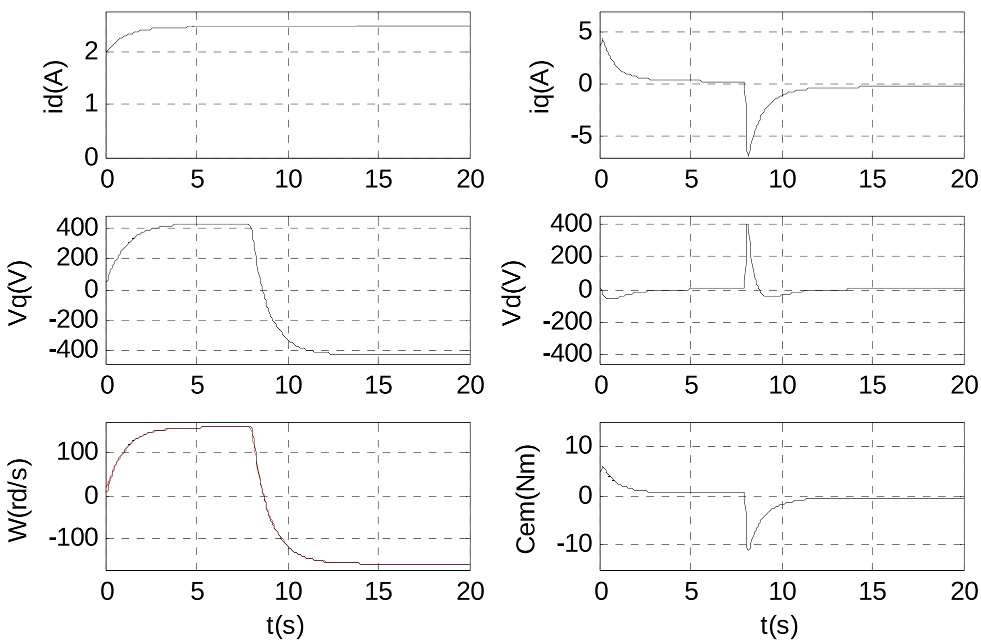


Fig. (3.4) Réponses dynamiques de la machine suite à une inversion de vitesse à t=8s
Et démarrage à vide

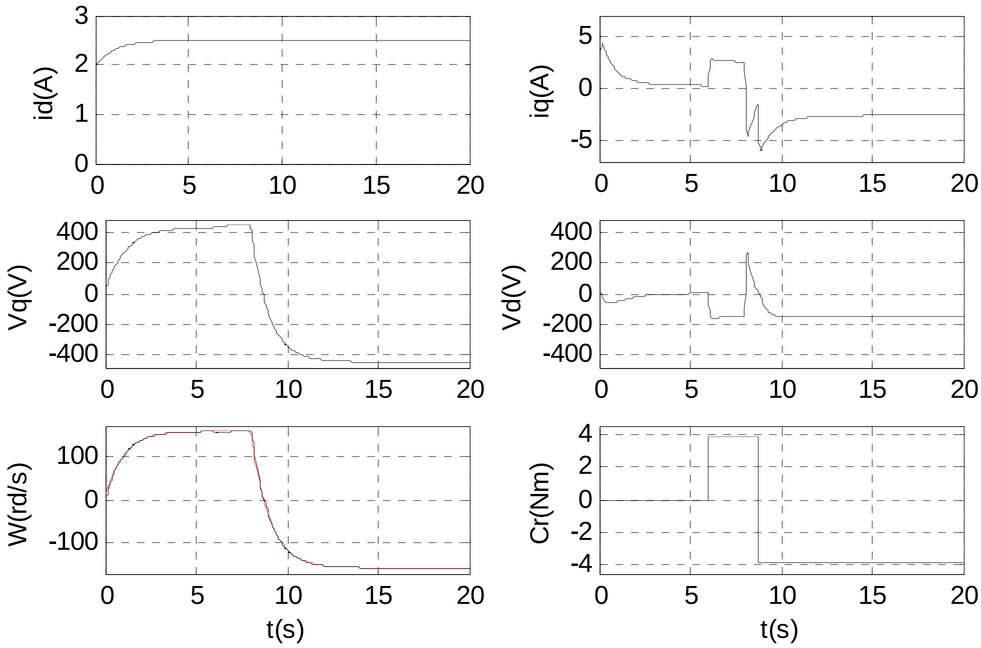


Fig. (3.5) Réponses dynamiques à un échelon de couple résistant de3.8 Nm à t=6s

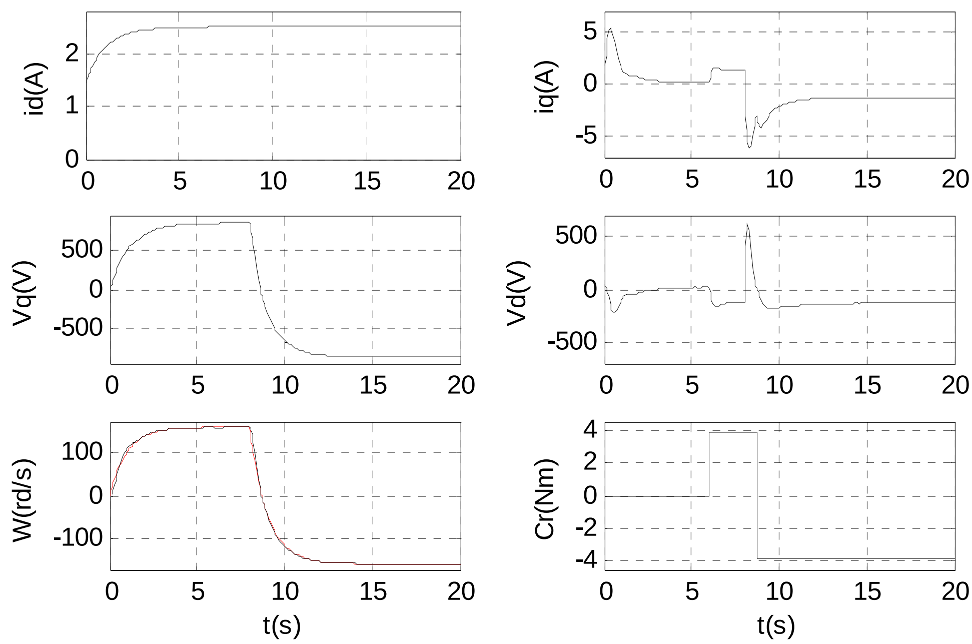


Fig (3.6) Test de robustesse avec une variation de 200% des paramètres (Rs, Ld, Lq et J)

3.3 Commande à couple maximal

La maximisation du couple des machines synchrones à réluctance variable est l'un des problèmes les plus importants à résoudre dans le domaine des entraînements électriques. En effet, en régime permanent, le couple électromagnétique de ces machines dépend du produit des courants direct et en quadrature, cela nous permet donc de disposer d'un degré de liberté sur le choix de la valeur de ces courants pour une charge donnée, ce qui n'est pas le cas pour la commande vectorielle puisque le courant d'axe direct statorique est imposé constant quelque soit le régime de fonctionnement et par conséquent la valeur du courant d'axe en quadrature ne dépend que du couple résistant appliqué sur l'arbre. Ce type de fonctionnement basé sur le contrôle vectoriel assure de bonnes performances dynamiques, mais les performances en régime permanent ne sont pas optimisées (facteur de puissance, rendement, courant absorbé). Afin d'améliorer ces performances, nous allons développer la stratégie de commande à couple maximale qui est l'une des stratégies pour laquelle plusieurs lois de commande ont été proposées dans la littérature, parmi lesquelles, on peut citer celles qui ont été déterminées à partir des équations du modèle non saturé (ou saturé avec ou sans l'effet croisé de saturation) ou bien déterminées à partir du relevé expérimental du couple en fonction du courant statorique **[LUB03]**. La stratégie de commande que nous allons proposer pour faire fonctionner le moteur synchrone à réluctance variable à couple maximal pour notre étude, est la commande *Linéaire Quadratique Modifiée* (*LQM*). Il s'agit de déterminer la valeur des courants direct et en quadrature de manière à obtenir le maximum de couple pour une valeur donnée du courant statorique, en se basant sur la synthèse d'un régulateur optimal résultant de la minimisation d'un critère quadratique exprimant le suivi de ces deux courants . En outre, afin d'éliminer les erreurs au régime permanent, la détermination de la loi de commande se fera en construisant un système élargi composé d'un vecteur des états du modèle du moteur et de la dérivée de sa commande.

3.3.1 Définition de la loi de commande à couple maximal [LUB03], [SHY00], [BET93]

Pour déterminer la loi de commande à couple maximal, nous allons d'abord définir l'angle de commande (γ) repérant la position du vecteur courant statorique $\underline{Is}$ dans le repère d-q fixé au rotor qui est fixe et à une norme constante au régime permanent (figure (3.7)).

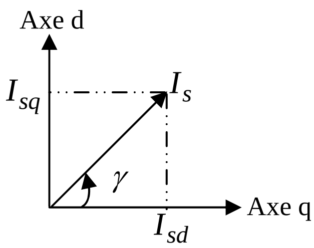


Fig (3.7) Définition de l'angle de commande (γ)

Définissons aussi la variable (ρ) comme étant le rapport entre les courants fictifs (direct et en quadrature).

$$\rho = \tan\gamma = \frac{I_{sq}}{I_{sd}} \qquad (3.37)$$

Le problème à résoudre consiste à déterminer la valeur de (γ) ou bien la valeur de (ρ) de façon à obtenir le maximum de couple pour une valeur donnée du courant statorique. Pour cela, nous rappelons l'expression du couple électromagnétique.

$$C_{em} = P(L_d - L_q)I_{sd}.I_{sq} \qquad (3.38)$$

La valeur efficace du courant dans une phase du stator est donnée par la relation **[LUB03], [MOR00]** :

$$I_s = \sqrt{\frac{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}{3}} \qquad (3.39)$$

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer en fonction de la relation (3.37) et la variable défini précédemment comme suit :

$$(C_{em})_{\max} = 3P(L_d - L_q)I_s^2 \frac{\rho}{\rho^2 + 1} \qquad (3.40)$$

Le moteur développe le maximum de couple pour un courant statorique donné, si la condition suivante est respectée :

$$\forall I_s \quad \rho = 1 \text{ ; soit } I_{sd} = I_{sq} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_s$$

D'où

$$(C_{em})_{\max} = \frac{3}{2} P(L_d - L_q)I_s^2 \qquad (3.41)$$

L'angle de commande optimum ($\gamma_{\max}$), à pour valeur (45°), ce qui correspond à l'égalité des courants fictifs ($I_{sd} = I_{sq}$). Il suffit donc d'imposer cette condition dans l'algorithme de commande pour faire travailler le moteur à un couple maximal.

3.3.2 Synthèse de la Commande Linéaire Quadratique Modifiée (LQM)

La méthode que nous allons utiliser pour faire la synthèse des correcteurs des boucles de courants et de la vitesse déterminant les coefficients de réglage, est la méthode Linéaire Quadratique Modifiée (*LQM*). En effet, l'utilisation de la commande LQ classique appelée aussi placement de pôles robuste **[SIC97]**, nous permet la détermination aisée du gain de retour désiré en satisfaisant la dynamique du système en boucle fermée ainsi que sa stabilité. Malheureusement, l'utilisation de ce type de commande avec poursuite de trajectoire n'assure pas un bon rejet de perturbation car l'erreur en régime permanent causée par cette dernière n'est pas forcément nulle **[SHY00], [PEL90], [BOR90b] [RAC97], [WAH94].** Afin de pallier à ce problème, on construit un système élargi constitué du vecteur d'état du système et de la dérivée de sa commande tel que représenté sur la figure (3.8).En considérant le système augmenté de la figure (3.8), le critère de performance à minimiser s'écrit comme suit :

$$J = \int_0^{\infty} ((x_{ref} - x)^2 q + ru^2 + \mu \dot{u}^2) dt \qquad (3.42)$$

Où μ, r et q sont des constantes positives, x_{ref} est l'état désiré et ($e = x_{ref} - x$) est l'erreur de poursuite. Le système considéré étant à temps invariant et du premier ordre tel que défini par l'équation suivante :

$$\dot{x} = Ax + bu \qquad (3.43)$$

Avec (A) est la matrice d'état de dimension ($n \times n$), b est un vecteur de dimension ($n \times 1$), (x) est le vecteur d'état de dimension $n \times 1$ et u le scalaire de commande.

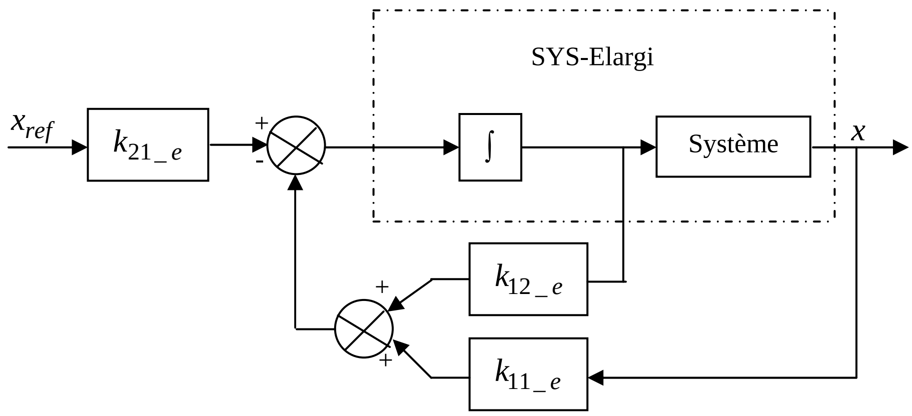


Fig. (3.8) Commande LQ modifiée avec rétroaction intégrale

La loi de commande minimisant le critère (3.42) sous contraintes du système élargi, nous conduit à des calculs complexes. Pour contourner ce problème, on définit le nouveau vecteur d'état et la nouvelle commande comme suit :

$$\begin{cases} x_e = \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} \\ u_e = \dfrac{du}{dt} \end{cases} \tag{3.44}$$

Les nouvelles matrices deviennent alors :

$$F = \begin{bmatrix} A & b \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad , \quad g = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad , \quad Q = \begin{bmatrix} q & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \tag{3.45}$$

En se basant sur ces variable nouvellement définies, le système modifié et le critère (3.42) peuvent être réécrits respectivement comme suit :

$$\dot{x}_e = Fx_e + gu_e \tag{3.46}$$

$$J_e = \int_0^{\infty} \left((x_{ref} - x)^t Q (x_{ref} - x) + \mu u_e^2 \right) dt \tag{3.47}$$

En s'appuyant sur les équations développées dans le chapitre 2 (*§ 2.5*), on aboutit à la loi de commande donnée par :

$$u_e = -\mu^{-1} g^t (k_e x_e - v) \tag{3.48}$$

Cette loi de commande est obtenue, par la résolution de l'équation algébrique de Riccati suivante :

$$F^t k_e + k_e F - k_e g \mu^{-1} g^t k_e + Q = 0 \tag{3.49}$$

Et en tenant compte de la condition nécessaire de résolution du problème de poursuite exprimée par :

$$\left(F^t - k_e g \mu^{-1} g^t \right) v + Q x_{ref} = 0 \tag{3.50}$$

Où k_e est la solution de l'équation (3.48).
Après calcul, on obtient la loi de commande suivante :

$$u_e = -k_{11-e} x + k_{21-e} x_{ref} - k_{12-e} u \tag{3.51}$$

$$\begin{cases} k_{1e} = \mu^{-1} g^t k_e = \begin{bmatrix} k_{11-e} & k_{12-e} \end{bmatrix} \\ k_{2e} = -\mu^{-1} g^t \left(F^t - k_e g \mu^{-1} g^t \right) Q = \begin{bmatrix} k_{21-e} & k_{22-e} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{3.52}$$

3.3.3 Application de la commande LQ modifiée au MSRV

Le modèle représentant le MSRV est décomposé sous forme de trois équations d'états identiques à l'équation (3.43) pour les boucles de régulation des courants et de la vitesse.

En posant : $\begin{cases} x_1 = i_{sd} \\ x_2 = i_{sq} \\ x_3 = \Omega \end{cases}$

On obtient les équations d'états du MSRV suivante :

$$\begin{cases} \dfrac{dx_1}{dt} = A_1 x_1 + b_1 x_1 \\ \dfrac{dx_2}{dt} = A_2 x_2 + b_2 u_2 \\ \dfrac{dx_3}{dt} = A_3 x_3 + b_3 u_3 \end{cases} \quad (3.53)$$

Avec

$$\begin{cases} A_1 = -\dfrac{R_s}{L_d} \\ A_2 = -\dfrac{R_s}{L_q} \\ A_3 = -\dfrac{f}{J} \end{cases} \quad , \quad \begin{cases} b_1 = \dfrac{1}{L_d} \\ b_2 = \dfrac{1}{L_q} \\ b_3 = \dfrac{P(L_d - L_q) i_{sdref}}{J} \end{cases}$$

En s'appuyant sur les équations (3.44),(3.45),(3.46), (3.47), (3.48) et (3.51) développées précédemment, on obtient respectivement les lois de commande pour chacune des boucles de régulation des courants et de vitesse suivantes :

$$\begin{cases} u_{1e} = -k_{11-de} x_1 + k_{21-de} x_{1ref} - k_{12-de} u_1 \\ u_{2e} = -k_{11-qe} x_2 + k_{21-qe} x_{2ref} - k_{12-qe} u_2 \\ u_{3e} = -k_{11-\Omega e} x_3 + k_{21-\Omega e} x_{3ref} - k_{12-\Omega e} u_3 \end{cases} \quad (3.54)$$

Les gains des équations (3.54) sont donnés dans le tableau (3.2) et sont déterminés en réajustant les matrices de pondération μ , Q pour chaque boucle.

	i_{sd}	i_{sq}	Ω
k_{21-e}	10^7	$3,5.10^6$	8.10^2
k_{11-e}	10^7	$3,5.10^6$	8.10^2
k_{12-e}	10^{-5}	6	80

Tableau (3.2) Valeurs des coefficients de réglage

3.3.4 Simulation et interprétation des résultats

Pour assurer le fonctionnement du MSRV à couple maximal nous avons élaboré la loi de commande classique correspondant à l'imposition de l'égalité des deux courants direct et en quadrature ($I_{sd} = I_{sq}$). Afin de déterminer cette loi de commande exprimant le suivi de ces deux courants, nous nous sommes basés sur la méthode *LQ Modifiée*.
Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants et montrent l'efficacité de l'approche proposée, permettant de résoudre le problème important de poursuite et l'élimination de l'erreur en régime permanent causée par la perturbation de charge, figure (3.10), ainsi qu'un suivi parfait de consigne de vitesse avec un bon rejet de perturbation figure (3.9). Comme le découplage de ce genre de machines passe systématiquement par l'imposition du courant de référence en l'occurrence (i_{sd}) constant et que la stratégie proposée repose sur l'égalité des deux courants fictifs, les paramètres du régulateur de la boucle de vitesse sont réajustés en ligne indépendamment du choix de (i_{sd}).

Afin de tester la robustesse de la commande utilisée, nous avons effectué la variation de 200% des paramètres du MSRV et les résultats obtenus, figure (3.11) montrent que la variation de ces paramètres n'a pas affecté les performances de la commande. La figure (3.12) montre que comparée à la stratégie de commande vectorielle classique, la commande à couple maximal apporte un gain relativement important en courant. En effet, le courant statorique I_s passe de 3.9A en contrôle vectoriel à 3.4A avec la commande à couple maximal, ce qui correspond à une économie de courant de 12% à mesure qu'on s'éloigne du point de fonctionnement nominal et cela pour la même puissance utile demandée. La commande à couple maximal permet donc d'optimiser le courant demandé pour répondre à une même sollicitation de charge avec la même vitesse de rotation.

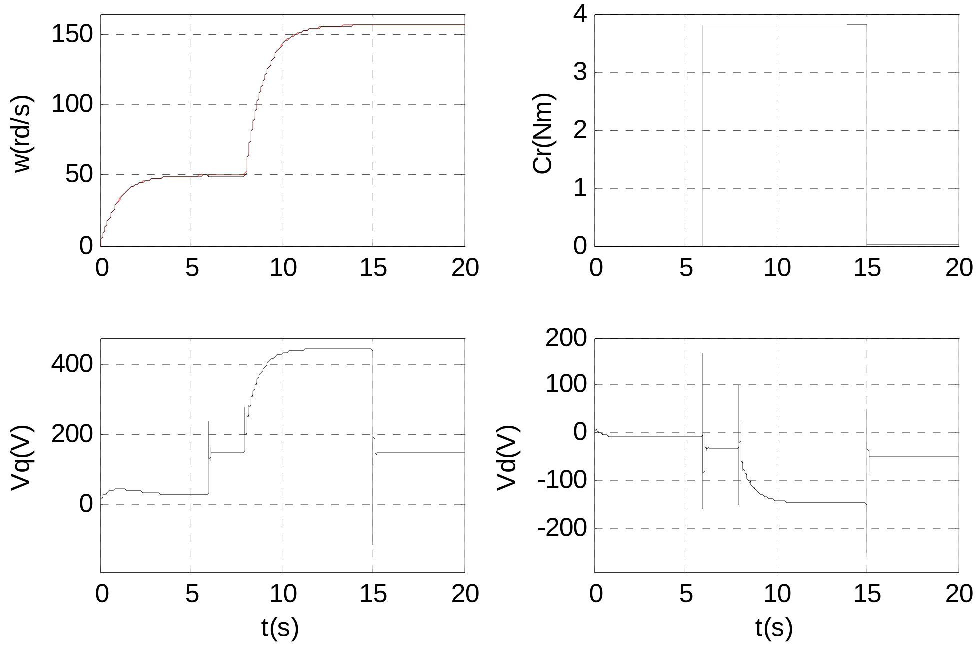


Fig (3.9) Réponses du système pour une perturbation de charge de 3.8Nm appliquée à t=6s

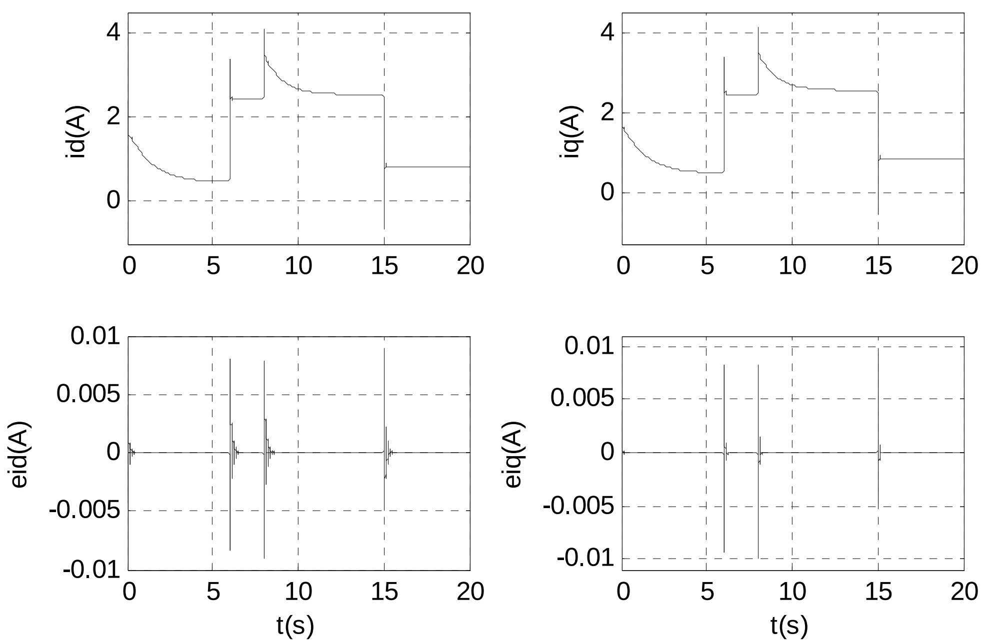


Fig (3.10) Allures des courants et l'erreur de poursuite pour une perturbation de charge de 3.8 Nm à t=6s

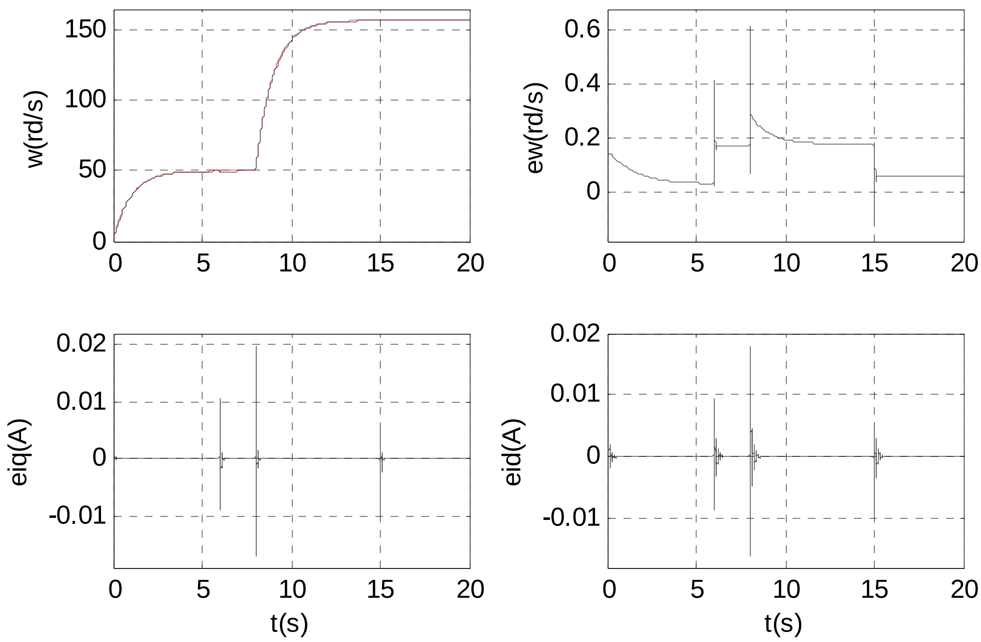


Fig (3.11) Test de robustesse pour une variation de 200% des paramètres de la machine (Rs, Ld, Lq et J)

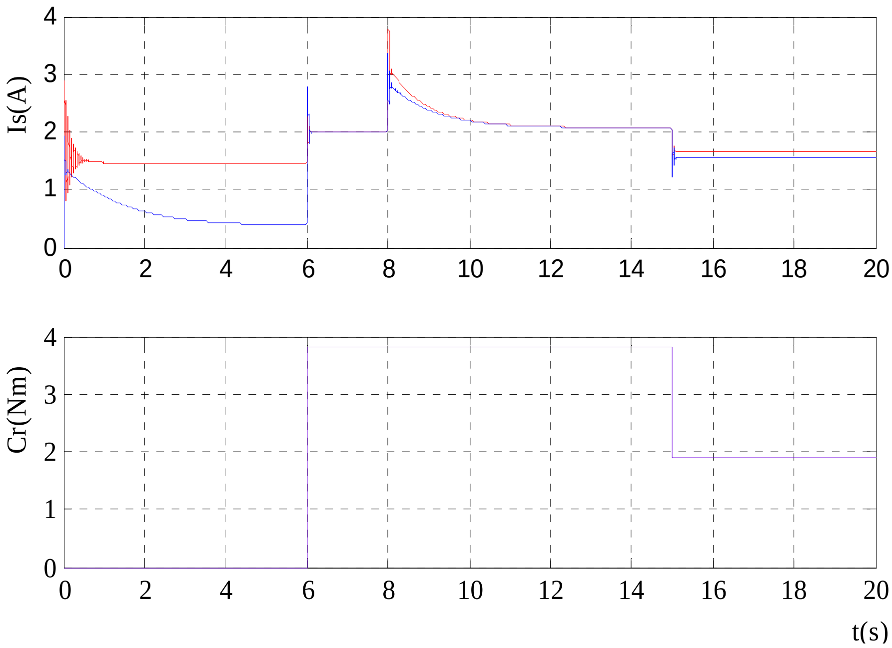


Fig (3.12) Allures des courants statoriques pour deux stratégies de commande (- Couple nominal/- Couple maximal)

3.4 Régulation du MSRV sous contraintes de saturation

3.4.1 Introduction

Compte tenu des performances souhaitées pour le système et les spécifications du cahier de charge qui se font de plus en plus précises et exigeantes, le concepteur, armé des techniques classiques d'analyse et de synthèse, est amené à développer des régulateurs nécessitant des efforts de commande importants. En effet, les hautes performances dynamiques imposent des commandes dépassant les valeurs maximales. Or, en raison des contraintes physiques, technologiques ou même des normes de sécurité imposées, les commandes des actionneurs ne peuvent pas délivrer des signaux d'amplitude illimitée ni réagir avec des dynamiques infiniment rapides **[LAN03], [SIC97]**. Ce qui signifie que les systèmes sont soumis à des contraintes de saturations correspondant aux limites à respecter et aux seuils à ne pas dépasser. Malheureusement, l'introduction de ces limitations, pénalise les performances des régulateurs qui ne peuvent pas tenir compte explicitement des phénomènes de saturation, car ils sont conçus de façon linéaire pour satisfaire certains objectifs de commande. Cela, se traduit généralement par des dégradations de la dynamique prescrite, des dépassements gênant en sortie ou même la violation des contraintes imposées **[EGG90]**. De plus, si le régulateur possède un intégrateur, les composantes lentes du système peuvent atteindre des valeurs qui conduisent à des niveaux de commande plus importants que les limites de saturation, pouvant conduire au phénomène windup appelé windup du régulateur ou (Controller windup). En général le plus connu et causé par la composante intégrale. Cependant, un autre type de windup peut être distingué, aussi, qui est le windup du système (Plant windup), c'est-à-dire, le régulateur est sans éléments dynamiques (régulateur d'état par exemple), dans ce cas le windup peut être provoqué par une limitation d'amplitude, conduisant à un mauvais amortissement des phénomènes transitoires. Pour faire face à ces problèmes, des mesures structurelles (stratégie anti-windup classique) sont utilisées pour le premier cas et un élément dynamique additionnel est introduit pour le second cas **[HIP07].** On se limite pour notre étude, au premier type de réglage, tout en respectant les limites admissibles en terme de courant et de tension. Deux méthodes de limitation sont étudiées; la première est une limitation directe basée sur la limitation de la grandeur commandée qui est le courant i_{sqref} à la sortie du régulateur de vitesse, et la seconde est une limitation indirecte du courant qui consiste à limiter la tension V_{sq} à partir de l'équation électrique en régime permanent, ensuite la correction de l'action intégral est élaborée pour parer au phénomène d'emballement.

3.4.2 Les régulateurs anti-windup

3.4.2.1 Principe de limitation

La fonction de saturation est une fonction vectorielle non-linéaire permettant de décrire le comportement non linéaire du système saturé. Elle est définie par :

$$Sat_{u_{\max}}\big(u(t)\big)=\begin{cases} u_{\max} & si \quad u(t)\succ u_{\max} \\ u_1 & si \quad -u_{\max}\le u(t)\le u_{\max} \\ -u_{\max} & si \quad u(t)\prec -u_{\max}\end{cases} \tag{3.55}$$

Et satisfait la relation suivante :

$$Sat_{u_{\max}}\big(u(t)\big)=0 \Leftrightarrow u(t)=0\,, \quad \forall t\ge 0 \tag{3.56}$$

Avec $u_{\max}$ est le seuil de saturation.

En général, la saturation est placée à la sortie de chaque régulateur (figure 3.13). Moyennant la définition (3.55), le principe est donc le suivant : Si la commande (u) ne dépasse pas le seuil de saturation alors $u' = u$, si non $u' = \pm u_{\max}$.

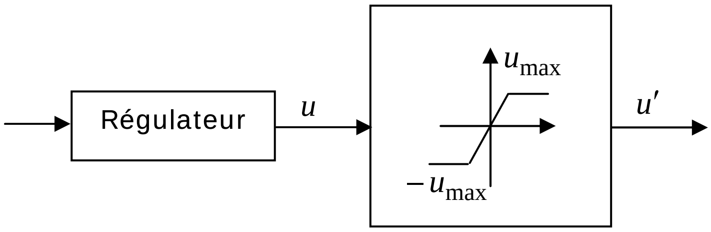


Fig (3.13) Limitation de la commande

Avec cette saturation un dépassement peut être observé sur la sortie, ceci est dû au fait que la commande (u) en sortie du régulateur peut continuer à augmenter au delà du seuil de saturation, bien que celle du système (u') soit restée bloquée à la valeur ($u_{\max}$), tandis que lorsque la commande (u') diminue, le système ne réagit, qu'après que cette dernière repasse sous le seuil de saturation. Si le régulateur possède un intégrateur, le dépassement de la sortie est dû au fait que l'action intégrale dépasse son régime permanent.

3.4.2.2 Définition du phénomène windup

Le phénomène d'emballement (windup) est interprété comme une différence entre la sortie et les états du régulateur, lorsque la commande se sature. En effet, si l'on considère le système de la figure (3.14), dont le régulateur (R) est conçu pour obtenir des performances spécifiques, par exemple, maintenir l'erreur assez faible en dépit des changements intervenants sur la consigne, (y_{ref}), l'entrée du système linéaire (u') sera en général différente de la sortie du contrôleur (u) en raison des limitations de l'actionneur, cette erreur ($u - u'$) est continuellement intégrée d'où l'apparition du phénomène windup .

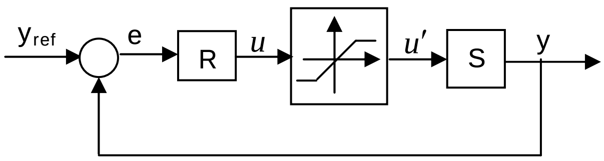


Fig (3.14) Schéma de commande avec saturation

Afin d'éviter la saturation de la commande, un correcteur anti-windup peut être introduit dans le schéma de commande pour minimiser les effets néfastes des non linéarités en sortie du limiteur et de se rapprocher des performances du système linéaire en boucle fermée, c'est-à-dire, à chaque fois que la commande (u) dépasse les seuils de saturation, le correcteur anti-windup la ramène à la limite de fonctionnement linéaire ($Z_1; Z_2$) tel que représenté par la figure (3.15).

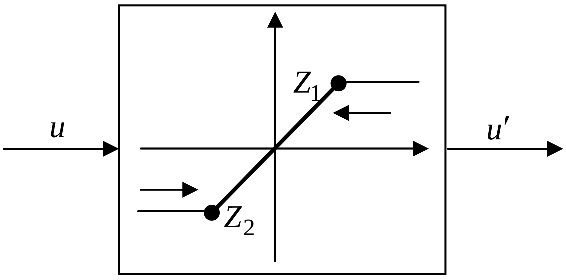


Fig (3.15) Principe de la fonction d'anti reset-windup

3.4.3 Réglage PI optimal avec correction de la composante intégrale

Comme on a vu précédemment, afin de pallier aux problèmes liés au phénomène windup, il est nécessaire de gérer intelligemment la composante intégrale du régulateur au moyen de mesure anti reset-windup (ARW). Considérons le schéma de la figure (3.14) dont le correcteur à utiliser est le PI optimal défini par :

$$C_{op}(s) = k_p\left(1+\frac{1}{\tau_i s}\right) \tag{3.57}$$

La sortie du régulateur PI optimal est de la forme :

$$u = k_p\left(e+\frac{1}{\tau_i}\int_0^t e\,d\tau\right) \tag{3.58}$$

Et la sortie de l'actionneur saturé est :

$$u' = Sat_{u_{\max}}(u) \tag{3.59}$$

Avec, $\tau_i = \dfrac{k_p}{k_i}$

Où $Sat_{u_{\max}}(.)$ est la fonction de saturation classique définie précédemment en (3.55). Si l'erreur (e) est positive pendant un temps suffisamment long, alors le signal de commande est saturé à la limite supérieure et si elle continue d'être positive durant la saturation, l'erreur est continuellement intégrée et le signal de commande demeure saturé à cause des grandes valeurs de l'intégrale. Cet effet windup provoquera une réponse inacceptable en sortie du système. De plus, le signal de commande ne quitte pas les limites de saturation tant que le signal de l'erreur n'est pas redevenu négatif et le demeure pendant une période suffisamment importante, pour permettre de diminuer la valeur de l'intégrale. En ajoutant une boucle rétroactive supplémentaire tel que représenté par la figure (3.16) **[LAN03],** l'effet windup est évité. Ainsi, la sortie de l'actionneur est mesurée en créant un signal d'erreur correspondant à la différence entre la sortie du correcteur et celle de l'actionneur saturé. Cette erreur étant ramenée à l'entrée de l'intégrateur à travers un gain ($\frac{1}{\tau}$) de poursuite. Ceci permet une remise à une valeur appropriée de la valeur de l'intégrateur, où ($0.1\tau_i \prec \tau \prec 0.5\tau_i$) **[BOU94].** L'équation en sortie du correcteur sera donc modifiée comme suit :

$$u = k_p\left[e+\frac{1}{\tau_i}\int_0^t e-\frac{\tau_i}{k_p}(u-u')d\tau\right] \tag{3.60}$$

Avec cette compensation, lorsque l'actionneur sature, le terme anti *reset-windup* permet de modifier la valeur de l'intégrale de telle sorte que la sortie du régulateur soit exactement aux limites de saturation, ce qui fait tendre l'erreur $(u-u')$ vers zéro et donc d'éviter l'effet *windup* tout en maintenant un certain niveau de performance.

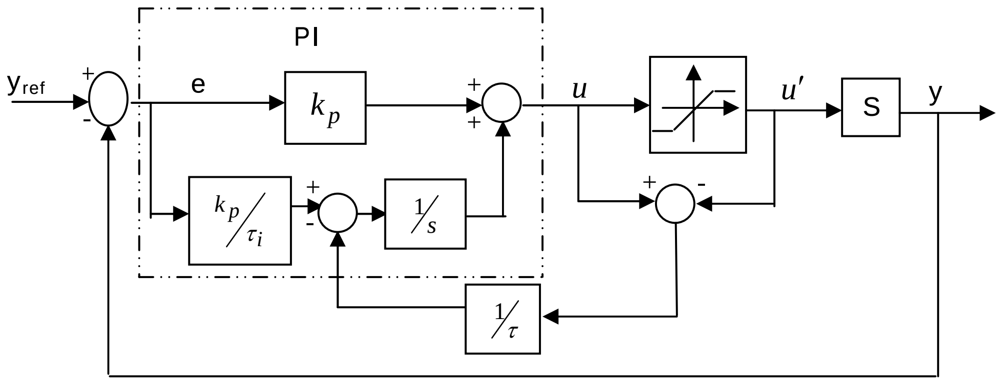


Fig (3.16) Système bouclé saturé avec correcteur PI optimal et compensation anti reset - windup

3.4.3.1 Limitation des grandeurs

La tension fictive V_{sd} sur l'axe direct (d) est limitée à $V_{sd\max}$, qui est en général inchangée puisque le courant fictif de référence i_{sdref} est fixé à la valeur de 2.5A (fonctionnement à flux nominal), tandis que sur l'axe en quadrature (q), on considère les limitations du courant $i_{sq_{ref}}$ et la tension V_{sq}.

a. Valeurs de saturation des tensions statoriques (limitation indirecte)

La tension statorique V_s est limitée à $V_{s\max}$, le couple ne dépend que du seul courant en quadrature i_{sq} puisqu'on travaille à flux nominal, ce qui nous permet de laisser libre la tension fictive d'axe direct V_{sd} et de ne limiter que la tension V_{sq} **[SIC96],[SIC97]** . V_{sq} étant limitée au résidu de la tension V_{sql} tel que :

$$V_{sql} = V_{sq\max} = \sqrt{V_{s\max}^2 - V_{sd}^2} * signe(Vsq) \qquad (3.61)$$

Si un dépassement est observé :

- ✓ V_{sd} , I_{sd} sont inchangés car ils fixent le couple nominale ($I_{sd} = 2.5$ A)
- ✓ V_{sq} est limitée au résidu de la tension V_{sql}.

b. Valeurs de limitation du courant statorique en quadrature (*limitation directe*)

Le courant statorique I_s est tel que : $I_s \in [-I_{s\max}, I_{s\max}]$

Le courant direct de référence I_{sdref} étant fixé à 2.5A, par conséquent, la valeur nominale du courant en quadrature sera :

$$I_{sqn} = I_{sq\max} = \sqrt{\left(\sqrt{3}I_{sn}\right)^2 - I_{sdref}^2} \qquad (3.62)$$

En général, lors de surcharges transitoires (*accélérations*), un dépassement du courant en quadrature de 20% environ est autorisé **[TOU97],** donc sa valeur de référence maximale sera limitée à $I_{sq\max} = 5.5A$.

3.4.3.2 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de simulation de la commande de la MSRV, en tenant compte des limitations en courant et en tension sont illustrés par les figures (3.17), (3.18), (3.19). Les courbes de simulation de la méthode directe figure (3.17), montrent la dégradation des performances dynamiques de la machine en terme de suivi de consigne de vitesse suite à l'introduction de la limitation en courant. En effet, un dépassement est observé lors de l'inversion de la vitesse due à l'emballement de l'action intégrale. Cependant, bien que le courant d'axe (q) soit limité à 5.5A, on voit que sa valeur est de (3.4 A) et que l'effet de la perturbation n'a pas affecté les performances de réglage. Les courbes de simulation de la méthode indirecte figure (3.18) pour un échelon de couple nominal, montrent que les performances de la machine sont maintenues malgré l'introduction de limitation en tension. Pour mettre en évidence l'effet de saturation en tension, nous avons appliqué un échelon de couple de charge de (6Nm) figure (3.19). Dans ce cas on observe une dégradation des performances se traduisant par une diminution de la vitesse puis un dépassement et des pointes importantes de tension et de courant mais d'une durée très courte. Avec la correction de l'action intégrale pour les deux méthodes de limitation figures (3.20) et (3.21), on constate que les performances de réglage sont maintenues à un certain niveau en terme du rejet de perturbation, du suivi de consigne et du temps de réponse.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploité la théorie de la commande optimale pour l'amélioration des performances du moteur synchrone à réluctance variable. Afin de linéariser le modèle de la machine et de contrôler le couple à partir du seul courant en quadrature, la stratégie de commande vectorielle basée sur le maintien du courant statorique direct à une valeur de référence constante correspondante au flux nominal de la machine grâce à un procédé de découplage spécifique est appliquée. Ainsi, le comportement dynamique du couple et de la vitesse de rotation est satisfaisant. Pour établir la loi de commande, la synthèse des correcteurs est effectuée en se basant sur le principe de minimisation d'un critère quadratique. Cette stratégie de commande s'est avérée intéressante dans la mesure où elle nous permet la détermination des coefficients de réglage lorsqu'ils sont mal connus et d'assurer une robustesse maximale en définissant le régulateur optimal autorisant les plus grandes erreurs de modélisation sur le système comparé à la régulation classique.
Afin de déterminer la loi de commande à couple maximal, on s'est basé sur la commande linéaire quadratique modifiée, cette dernière apporte une solution satisfaisante et efficace aux problèmes de robustesse et de rejet de perturbation. En effet, la construction du système élargi pour la détermination de la loi de commande s'avère intéressante pour résoudre le problème de poursuite de trajectoires en éliminant l'erreur en régime permanent. Après avoir défini ces deux stratégies de commande, nous avons exposé le problème de limitation, c'est-à-dire, l'introduction des contraintes technologiques dans la commande qui devra en principe respecter le maintien de bonnes performances dynamiques et statiques et particulièrement le respect des grandeurs électriques et mécaniques imposées par le constructeur (*vitesse, tension et courant*). Cependant, nous avons constaté que l'introduction de ces limitations dans la commande du MSRV conduit au phénomène d'emballement et pour faire face, une compensation de l'action intégrale s'impose.

L'utilisation des deux méthodes de limitation avec la correction de l'action intégrale sont satisfaisantes en terme de respect des limites technologiques imposées à la machine telles que, les dépassements en tensions et en courants. Néanmoins, on note une dynamique lente du système lors de l'inversion de la vitesse dans le cas de la limitation directe et un dépassement de vitesse dans le cas de limitation indirecte lors de l'augmentation du couple de charge.

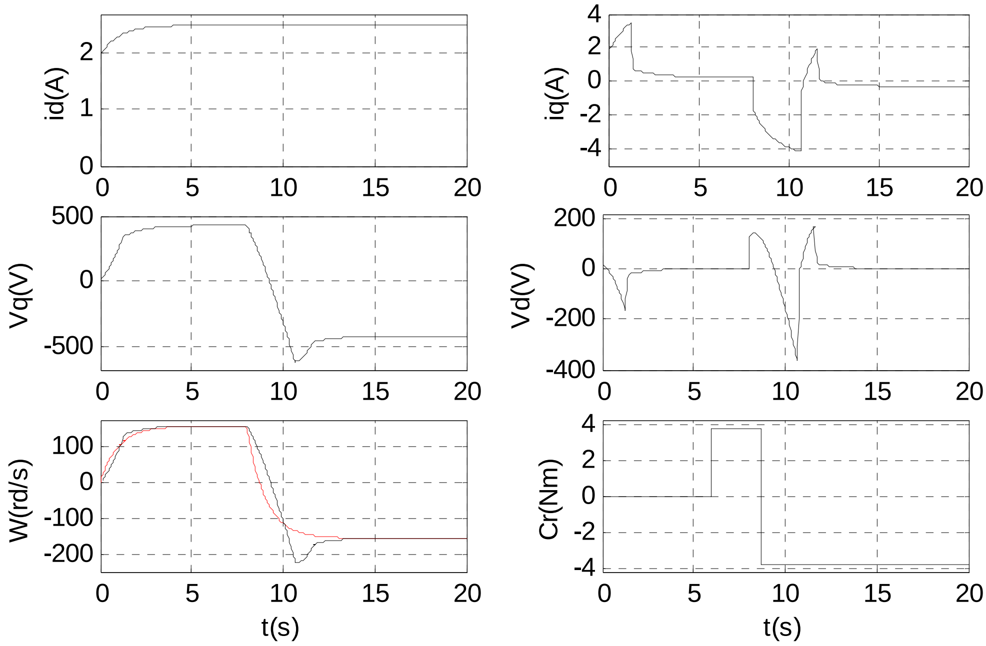


Fig (3.17) Réponses du système avec régulation dans le cas de limitation directe sans correction de l'action intégrale

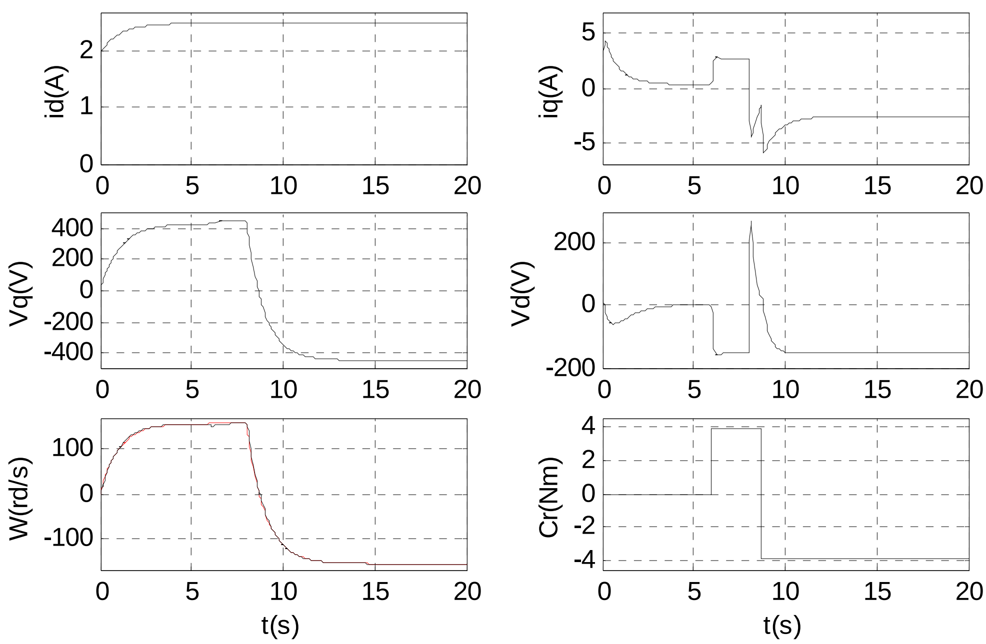


Fig (3.18) Réponses du système avec régulation pour le cas de limitation indirecte sans correction de l'action intégrale
et l'application d'un échelon de couple de 3.8Nm

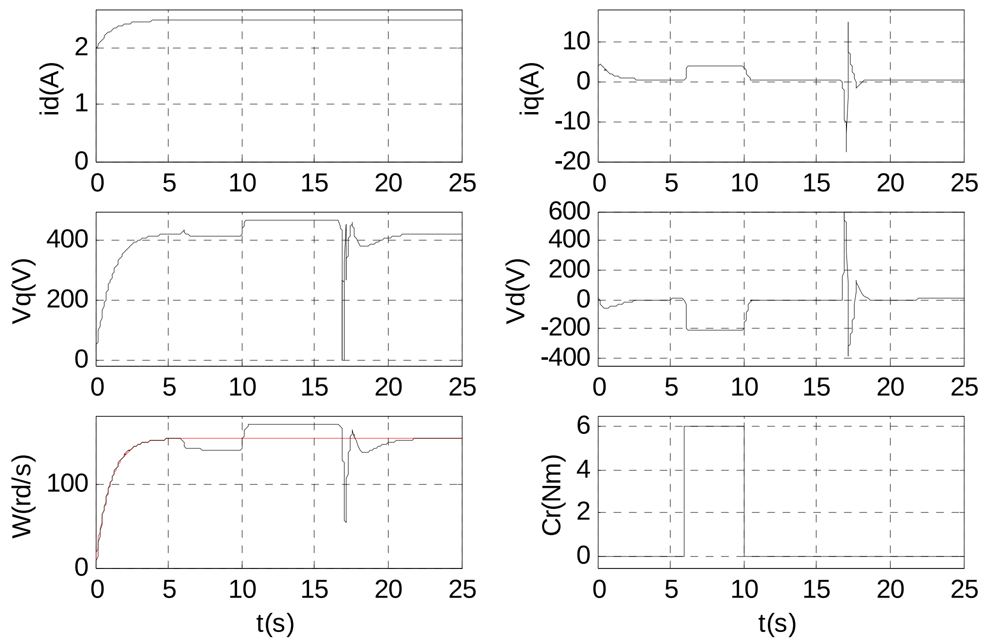


Fig (3.19) Réponses du système avec régulation pour le cas de limitation indirecte Sans correction de l'action intégrale et l'application d'un échelon de couple de 6 Nm à t=6s

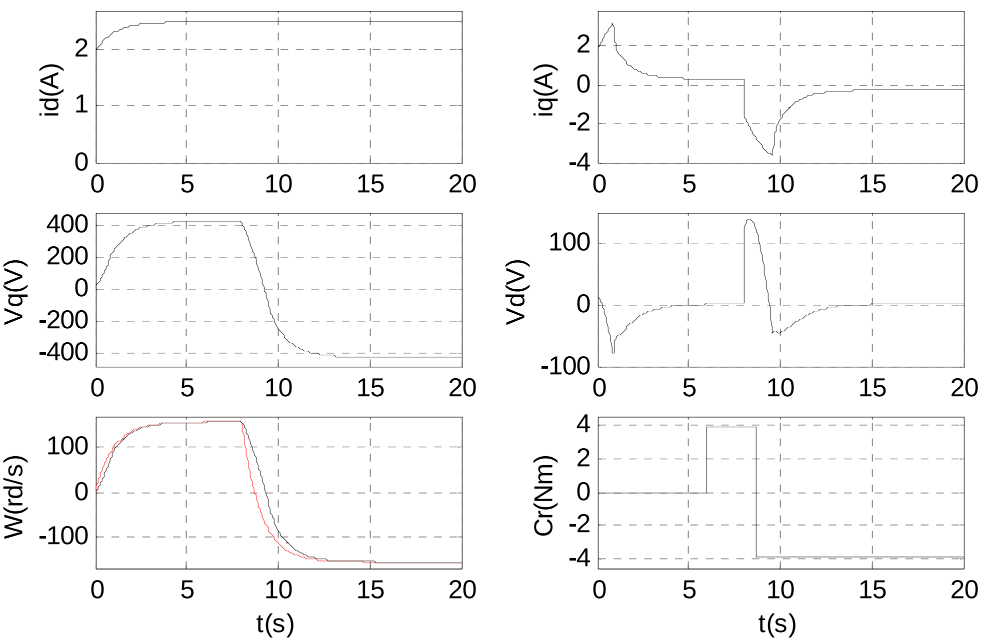


Fig (3.20) Réponses du système avec régulation limitation directe avec correction de l'action intégrale

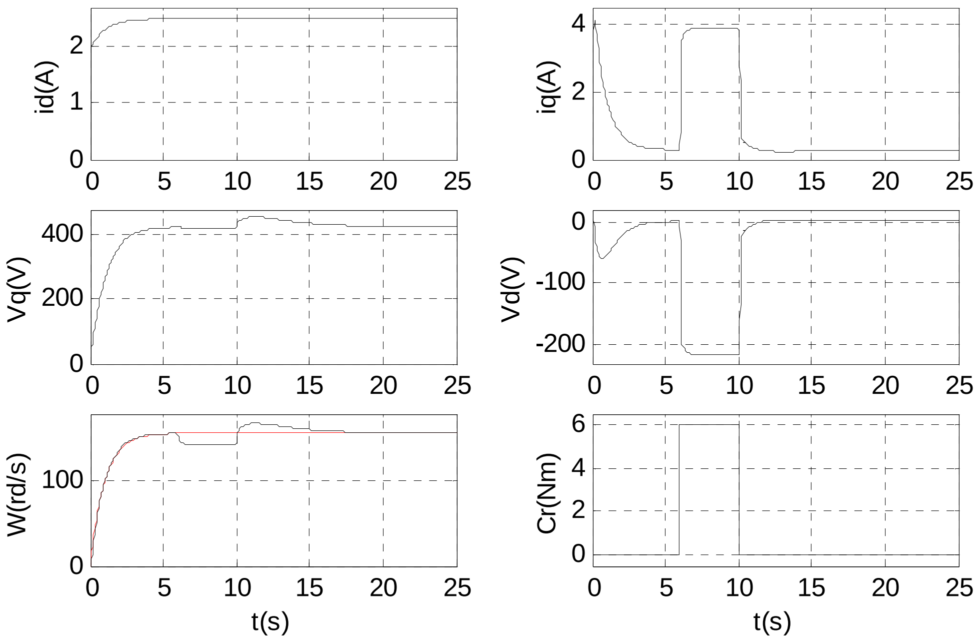


Fig.(3.21) Réponses du système avec régulation pour le cas de limitation indirecte et correction de l'action intégrale

CHAPITRE 4

4.1 Introduction

Pour se rapprocher plus de la réalité pratique, nous allons tester en simulation dans ce dernier chapitre, la validation de la commande (LQM) appliquée précédemment dans le cas idéal (*repère dq*), lorsque le moteur est associé à un convertisseur statique. Nous avons choisi l'alimentation par un onduleur de tension, commandé par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Cette dernière, est particulièrement intéressante dans la mesure où, elle permet d'offrir la possibilité de régler les tensions de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence, et de repousser les harmoniques vers les fréquences élevées **[LAR05], [SEI88], [IMA06], [BOU94], [EMA05]**.

4.2 Alimentation du MSRV par l'onduleur MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Il est le constituant principal de la plupart des variateurs de vitesse pour les moteurs à courant alternatif dans le domaine industriel. La gamme de puissance de ses applications est très étendue, de 100W à 10MW **[LAR05], [SEG99]**. Il permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine, des ondes de tension à amplitude et fréquence réglables, en agissant sur la commande de ses interrupteurs. En effet, les progrès technologiques récents dans le domaine des composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture particulièrement, les transistors de puissance, ont permis la conception des interrupteurs statiques fiables, rapides et de grande puissance. Ce qui a conduit actuellement à la commande de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsions, qui permet par découpage de la tension, d'obtenir un système triphasé équilibré d'amplitude et de fréquence variables.

4.2.1 Description du système

Le schéma global adopté pour la commande du moteur associé à son convertisseur, est représenté par la figure (4.1). Avec LQM (id), LQM (iq), LQM (Ω), sont respectivement les correcteurs des boucles des courants d'axes direct et en quadrature et de la vitesse.

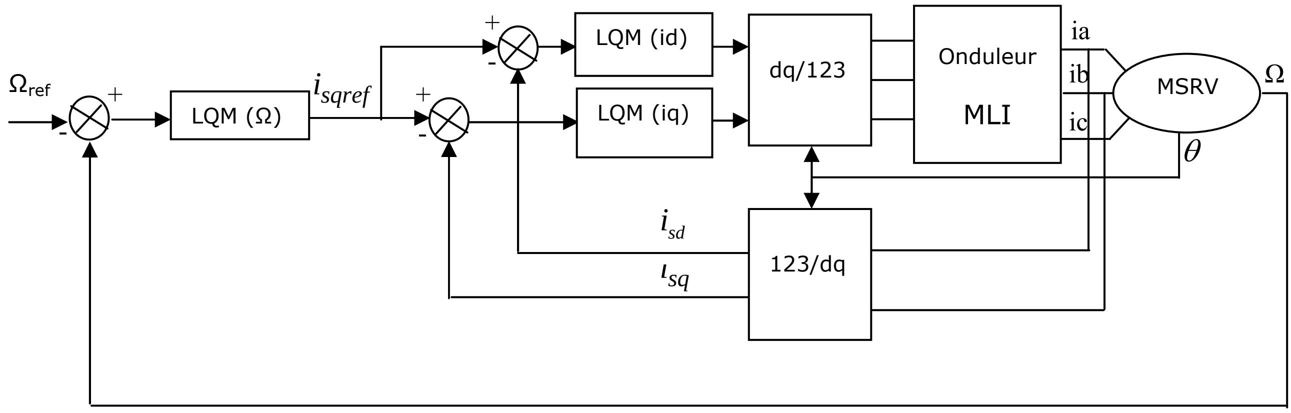


Fig (4.1) Représentation du système global

4.2.2 Modélisation de l'onduleur MLI

Le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé est donné dans la figure (4.2). Il est alimenté par une batterie E (*source de tension constante*), et composé de trois bras de deux interrupteurs bidirectionnels en courant. Les interrupteurs sont des transistors (T_j et T'_j) qui sont shuntés en antiparallèle par des diodes (D_j et D'_j) et commandés par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion. Cette dernière consiste à générer, par alternance de tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de manière que le fondamental de cette tension soit le plus proche de la référence.

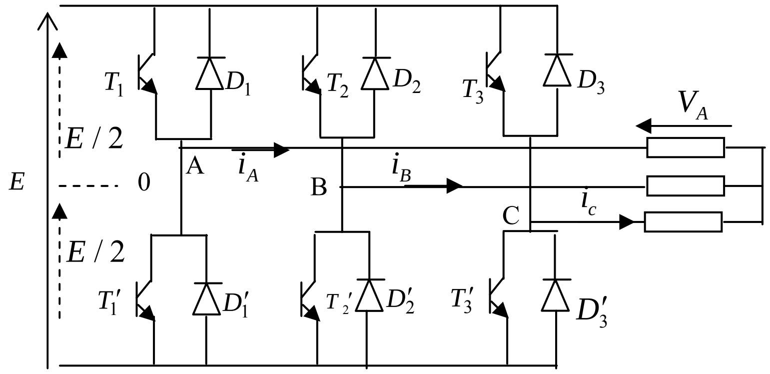


Fig (4.2) Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Le schéma équivalent de l'onduleur avec son circuit de commande simplifié est représenté par la figure (4.3).

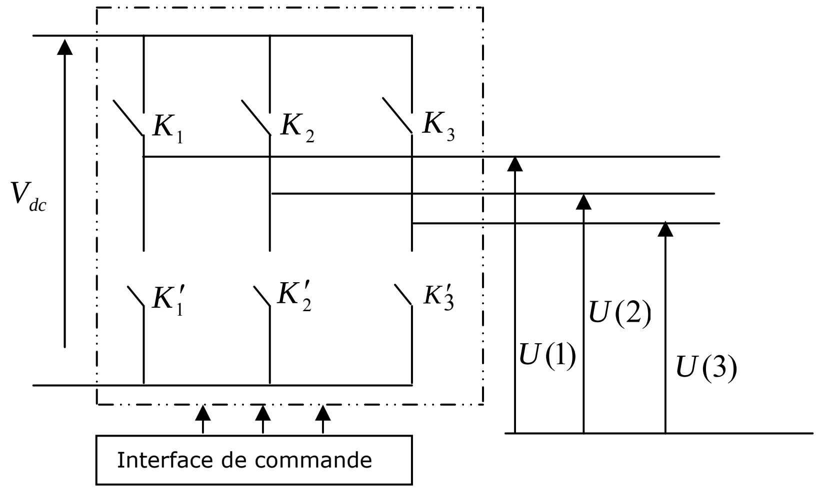


Fig (4.3) Schéma équivalent de l'onduleur avec son circuit de commande simplifié

4.2.2.1 Commande de l'onduleur

Plusieurs stratégies de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ont été proposées dans la littérature. La plus connue, et celle que nous allons appliquer pour notre étude, est la stratégie triangulo-sinusoïdale **[GUY95]**, **[BOS00]**, **[SHE04]**, **[IMA06]**. Cette dernière, est fréquemment utilisée à cause de sa souplesse d'implantation par des techniques analogiques ou même numériques. Son principe, consiste en général, à la comparaison d'un signal de référence d'amplitude et de fréquence variables appelé *référence*, à un signal triangulaire d'amplitude et de fréquence fixe, appelé *porteuse*, l'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs, (figure (4.4)).

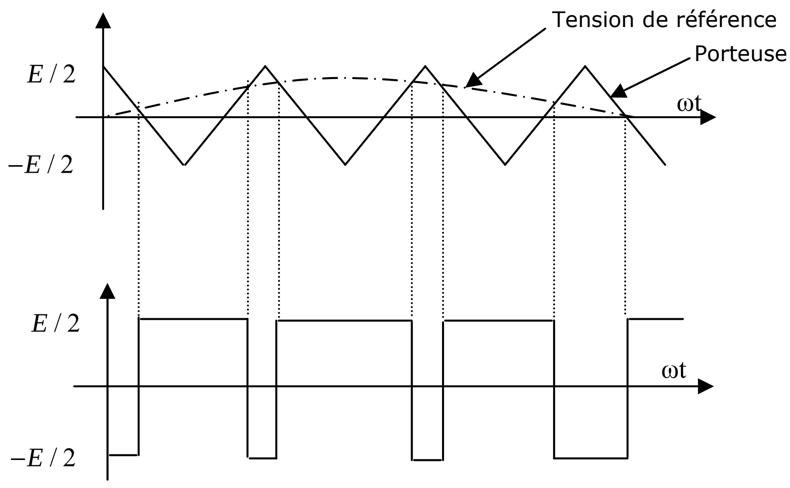


Fig (4.4) Principe de la MLI sinus-triangle

Comme les transistors peuvent fonctionner à des fréquences très élevées, alors, on peut opérer en modulation asynchrone dans toute la plage de variation, ce qui offre l'avantage de simplifier le circuit de commande**[CHA84].**
Les équations de la porteuse triangulaire pour les parties ascendante et descendante de la porteuse (u_p) sont respectivement exprimées par **[BOU94] :**

$$U_{pa} = V_{dc} / 2(-1 + 4.t.f_p) \qquad (4.1)$$

$$U_{pd} = V_{dc} / 2(3 + 4.t.f_p) \qquad (4.2)$$

Avec ($V_{dc} = E$) est la tension à l'entrée de l'onduleur

Les signaux de références appliqués au signal triangulaire ont pour expression **[SHE04], [BOU94] :**

$$V = V_m \sin(\omega t - (2j-1)\pi / 3) \qquad (4.3)$$

Avec : $j = 1,2,3$ indice des tensions de phases et f_p la fréquence de la porteuse.

Les fondamentales des trois tensions de phases ont les mêmes déphasages et fréquences que les tensions sinusoïdales de référence, leur amplitude est une fonction linéaire du rapport entre la porteuse et la modulatrice, donné par :

$$v_1 = m.\frac{V_{dc}}{2} \qquad (4.4)$$

La commutation des interrupteurs est supposée instantanée (*composants parfaits*). Afin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur, une fonction logique ($F_i(i = 1,2,3)$) qui est la sortie du modulateur MLI. Les fonctions logiques sont définies par :

$$F_i = \begin{cases} +1 & si \quad K_i \quad est \quad fermé \quad et \quad K_i^{'} \quad ouvert \\ -1 & si \quad K_i^{'} \quad est \quad fermé \quad et \quad K_i \quad ouvert \end{cases}$$

Ainsi, les tensions U(1),U(2), U(3) entre les bornes de sortie de l'onduleur et un point milieu fictif, sont données par :

$$U(1) = \begin{cases} E/2 & si \quad K_1 \quad est \quad allumé \\ -E/2 & si \quad K_1^{'} \quad est \quad allumé \end{cases} \tag{4.5}$$

$$U(2) = \begin{cases} E/2 & si \quad K_2 \quad est \quad allumé \\ -E/2 & si \quad K_2^{'} \quad est \quad allumé \end{cases} \tag{4.6}$$

$$U(3) = \begin{cases} E/2 & si \quad K_3 \quad est \quad allumé \\ -E/2 & si \quad K_3^{'} \quad est \quad allumé \end{cases} \tag{4.7}$$

Les tensions composées entre phases aiguillées par l'onduleur, sont données par:

$$\begin{cases} U_{13} = V_{dc}(F_1 - F_3) = V_1 - V_3 \\ U_{21} = V_{dc}(F_2 - F_1) = V_2 - V_1 \\ U_{32} = V_{dc}(F_3 - F_2) = V_3 - V_2 \end{cases} \tag{4.8}$$

La charge est équilibrée, et les tensions forment aussi un système triphasé équilibré, tel que :

$$\sum_{j=1}^{3} V_j = 0 \tag{4.9}$$

Les tensions simples s'écrivent alors :

$$[V] = V_{dc}[c][F] \tag{4.10}$$

Avec : $[V] = [V_1 V_2 V_3]^t$, $[F] = [F_1 F_2 F_3]^t$ et $[c]$ est la matrice de connexion définie par :

$$[c] = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

Dans le référentiel de Park, les tensions délivrées par l'onduleur s'écrivent :

$$[V_{dq}] = V_{dc}[p(\theta)][V] \tag{4.12}$$

Avec : $\left[V_{dq}\right]=\left[V_d V_q\right]^t$

Le courant (i_{dc}) à l'entrée de l'onduleur s'écrit :

$$i_{dc}=\sum_{j=1}^{3}F_j(t)i_j(t) \tag{4.13}$$

Avec : j=1, 2,3

4.2.2.2 Propriétés de la MLI

Le signal de référence est choisi sinusoïdal afin d'obtenir la meilleure neutralisation des harmoniques. Sa commande est donc caractérisée par **[CHA84], [MER01], [BOU94] :**

- Le signal de référence, qui est une tension sinusoïdale $V_{ref}(t)$ de fréquence (f_r) et d'amplitude (u_r).
- Le signal de modulation, qui est une tension triangulaire (u_p), de fréquence ($f_p \rangle\rangle f_r$) et d'amplitude ($u_m \geq u_r$).
- Le coefficient de réglage en tension (r), qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation. Il est donné par la relation suivante :

$$r=\frac{V_m}{V_{dc}/2} \tag{4.14}$$

Les temps de commutation des interrupteurs sont tributaires de ce coefficient.

- L'indice de modulation (m), est le rapport de la fréquence de la modulatrice (porteuse) sur celle de référence. Il est exprimé par :

$$m=\frac{f_p}{f_r} \tag{4.15}$$

Sa valeur découle du compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur.

- La valeur efficace du fondamental des tensions de sortie de l'onduleur est donnée par :

$$V'=\frac{1}{\sqrt{2}}r\frac{V_{dc}}{2} \tag{4.16}$$

On note que, suite aux limitations physiques apportées par les thyristors en terme de fréquence de commutation, le fonctionnement de l'onduleur MLI n'est pas identique dans toute la plage de réglage, car, le plus souvent, la nécessité d'un courant sinusoïdal dans le moteur n'apparaît que pour les fonctionnements aux basses vitesses où les fréquences de pulsation de couple peuvent être ressenties par la charge entraînée et par conséquent, un changement de mode de modulation s'impose. En effet, pour des fréquences faibles du fondamental de la tension de sortie, l'indice est grand et donc, la modulation sera asynchrone, par contre, lorsque le rapport s'affaiblit (<10), la modulation devient synchrone afin d'éviter l'apparition de tensions sous harmoniques, se traduisant par des perturbations sur le couple ainsi que sur la vitesse de la machine alimentée par ce type de montage de MLI à thyristors **[CHA84].**

4.3 Résultats de simulation et interprétation

L'analyse des résultas obtenus, nous a permis de tirer les conclusions suivantes :

- Les courbes de la figure (4.5) montrent un bon suivi de vitesse et des courants d'axe direct et en quadrature avec des ondulations autour de leurs valeurs de référence. Par contre, on note une très faible erreur de suivi de consigne de vitesse figure (4.6).

- La figure (4.7), illustre des ondulations faibles du couple électromagnétique provoquées par les composantes harmoniques présentes dans les courants de phases.

- Les courbes de la figure (4.8), montrent l'allure des tensions d'axe direct et en quadrature ainsi que le signal de commande d'un bras de l'onduleur en régime permanent pour un couple de charge nominal de la machine (*zoom autour de l'application du couple de charge*). On remarque que les tensions (V_d) et (V_q) ne sont pas constantes, car les tensions de phases à la sortie de l'onduleur s'écartent un peu de leur forme sinusoïdale. Cette déformation s'explique par un contenu en harmoniques.

- La figure (4.9), montre que l'onde de courant statorique est assez proche de la forme sinusoïdale, d'où l'intérêt de la technique de modulation MLI, et la figure (4.10), montre l'allure de la porteuse et de l'onde de tension de référence dans le cas idéal.

4.4 conclusion

Le but assigné dans ce chapitre, est de tester par simulation les performances de l*a commande à couple maxima*l basée sur la méthode (LQM), lorsque le moteur est associé à son convertisseur. Les résultats de simulation obtenus, montrent, que les performances de cette commande sont maintenues en terme du rejet de perturbation et de suivi consignes (c*ourants direct suit le courant de référence en quadrature issu du régulateur de vitesse*). En outre, la vitesse de rotation suit celle de référence. Les fluctuations des courants observées en simulation qui sont à l'origine des ondulations du couple électromagnétique, ne gênent pas le fonctionnement de l'ensemble. Cela, peut s'expliquer par le fait que ces fluctuations sont dues à la présence d'harmoniques repoussés vers des hautes fréquences qui sont naturellement filtrés.

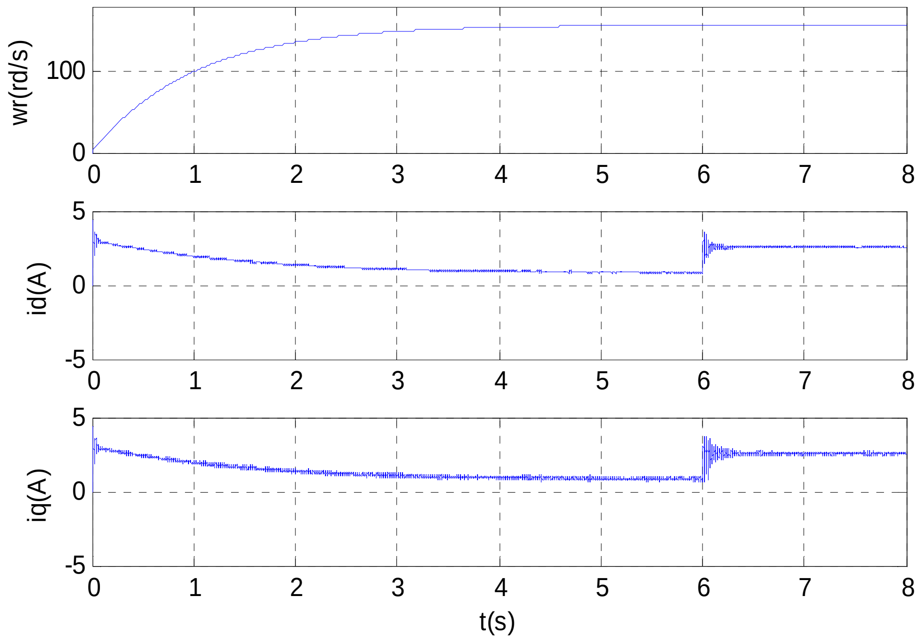


Fig (4.5) Allures de la vitesse et des courants d'axe direct et en quadrature avec l'application du couple de charge à t=6s

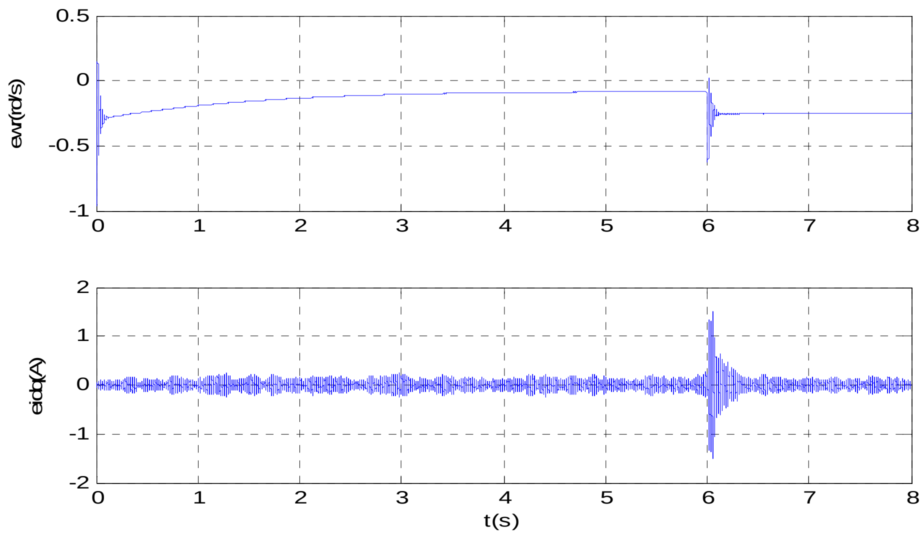


Fig (4.6) Allures des erreurs de vitesse et des courants d'axe direct et en quadrature

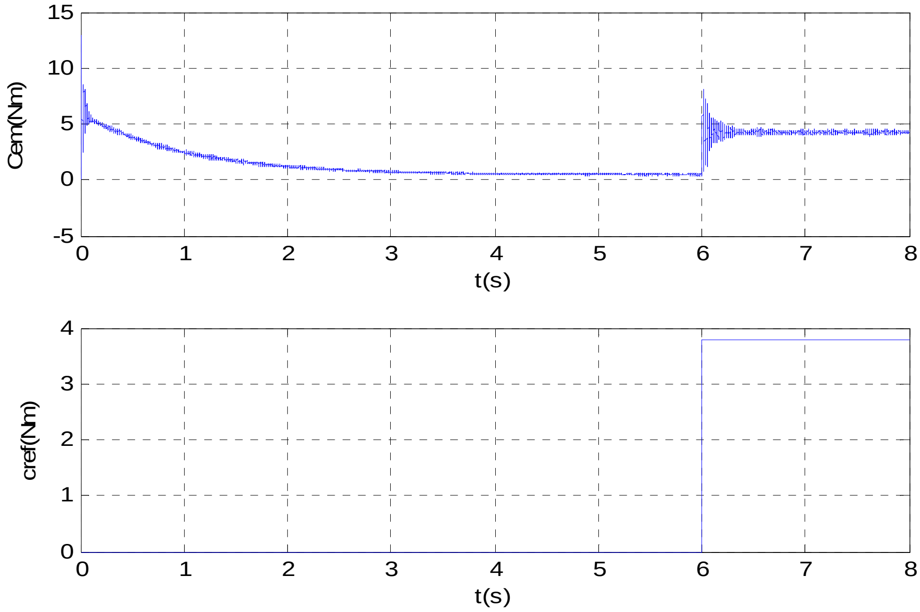


Fig (4.7) Allures du couple électromagnétique et du couple de charge

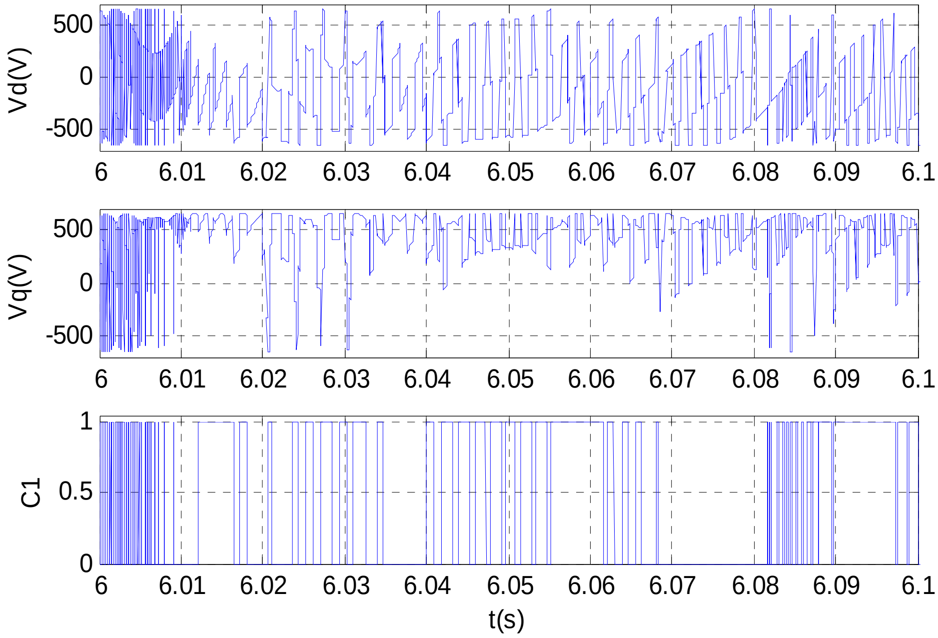


Fig (4.8) Zoom sur les tensions d'axe direct et en quadrature et le signal de commande d'un demi bras de l'onduleur à l'instant d'application du couple de charge

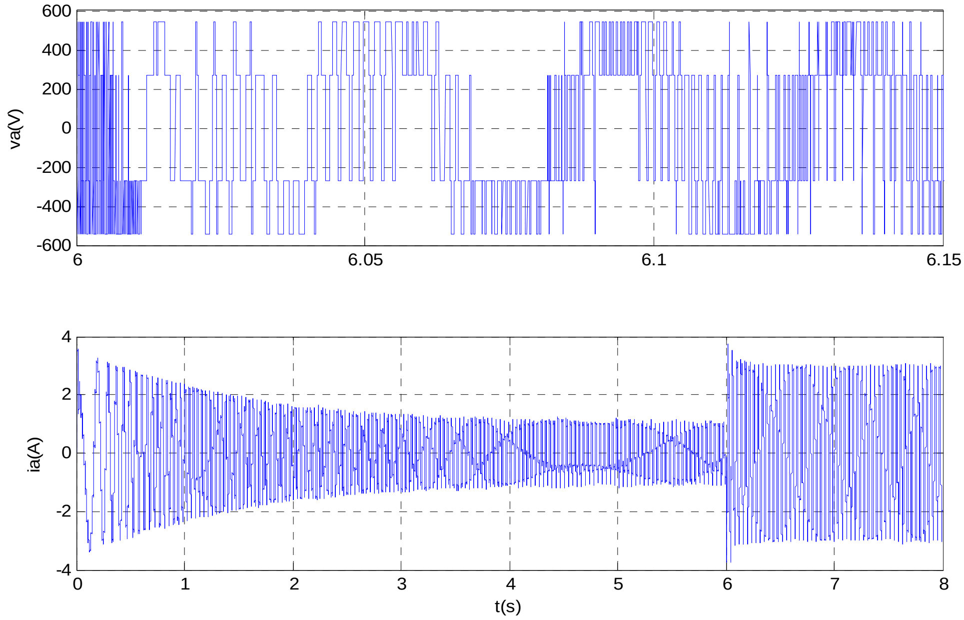


Fig (4.9) Allures du courant statorique et zoom sur la tension de sortie de l'onduleur à l'instant de l'application du couple de charge

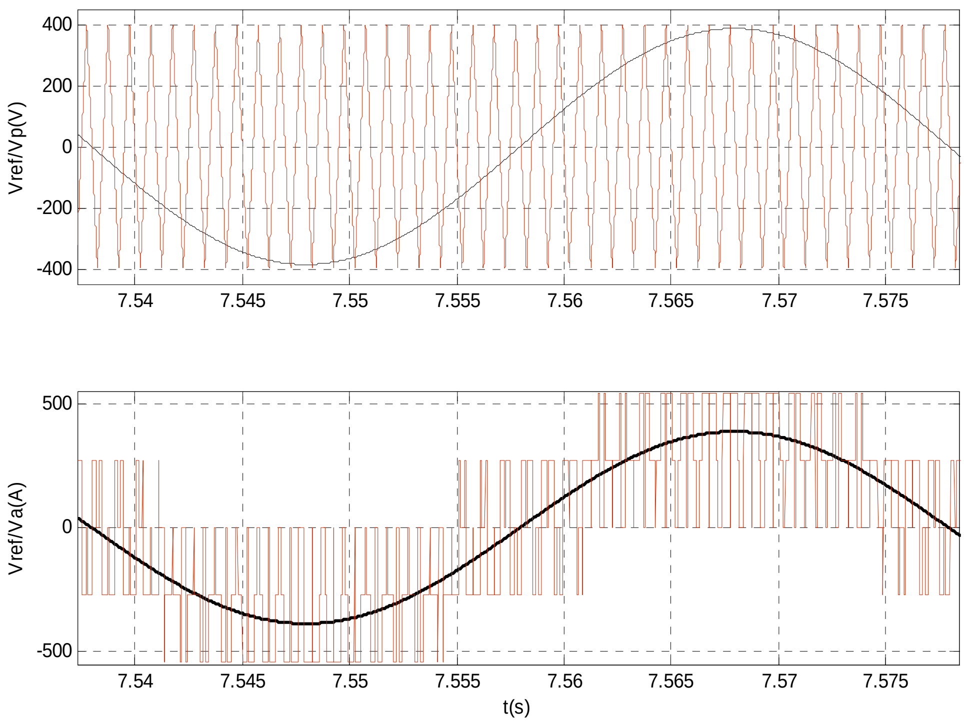


Fig (4.10) Allures de la tension à la sortie de l'onduleur
(Zoom sur la porteuse avec la tension de référence)

CONCLUSION GENERALE

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 optimale avec minimisation d'un critère quadratique permettant l'élaboration d'une loi de commande aboutissant à l'obtention d'un fonctionnement optimal en proposant deux stratégies de commande; la commande vectorielle et la commande à couple maximal. Afin d'établir les lois de commande, les régulateurs PI sont classiquement les plus utilisés et les mieux adaptés pour la commande des systèmes à base des actionneurs électriques, mais leur utilisation pour des entraînements à haute performances dynamiques souffrent de deux problèmes majeurs que sont; la prise en compte des contraintes imposées au système à commander, et la difficulté de réglage. Nous nous sommes donc intéressés à l'application d'une autre technique de réglage dans l'espace d'état, qui est la commande optimale avec minimisation d'un critère quadratique utilisant un régulateur PI optimal, dont l'idée de base est de ramener la synthèse du correcteur PI classique à une structure de commande optimale identique permettant de trouver la valeur optimale des paramètres du régulateur dont la structure est fixée, en transférant ses actions au problème Linéaire Quadratique Régulateur (LQR). La loi de commande optimale en boucle fermée ainsi obtenue, est exprimée comme celle de la commande classique. Cette approche a montré son intérêt et son efficacité permettant la détermination aisée de la commande par retour d'état, et son avantage qui réside dans le fait qu'elle permet d'assurer une robustesse maximale en définissant le régulateur optimal qui autorise les plus grandes erreurs de modélisation sur le système.

Pour assurer le découplage et la linéarisation du modèle de la machine, nous avons utilisé la stratégie de contrôle vectoriel, qui s'est avérée plus simple, comparée à celle des machines asynchrones et synchrones à aimants permanents.

Afin d'améliorer les performances de la machine en régime permanent, nous avons imposé au moteur un fonctionnement à couple maximal. Pour établir la loi de commande, nous nous sommes basés sur la commande optimale directe, en proposant une autre technique de réglage qui est la commande Linéaire Quadratique Modifiée (LQM). En effet, l'inconvénient majeur de la structure de commande (LQ) classique avec poursuite de trajectoire est l'élimination des erreurs en régime permanent dont la minimalisation du critère quadratique correspond à un compromis entre les amplitudes des actions et les amplitudes des écarts de consignes et de mesures. Cette caractéristique se révèle donc assez gênante pour une application industrielle, pour laquelle on désire en général que les consignes fixées soient effectivement atteintes. La commande (LQM) s'est avérée donc aussi efficace dans ce cas et apporte une solution intéressante pour la résolution de ce problème important d'utilisation pratique.

La comparaison entre les deux stratégies de commande (*passage du contrôle vectoriel à la commande à couple maximal*) à travers l'application en simulation, nous a montré que le fonctionnement du moteur avec cette dernière, permet un gain en courant.

Les problèmes de commande optimale considérés précédemment sont des problèmes d'optimisation sans contraintes pour satisfaire certains objectifs spécifiés; or dans une application réelle, nous devons protéger l'actionneur et la machine en imposant des limites maximales des tensions et des courants. Pour cela, nous avons développé la stratégie de limitation avec la correction *anti-windup* qui permet la prise en compte des contraintes sur le contrôle de la commande via la gestion du terme intégrale du régulateur utilisé et donc la remise à une valeur appropriée de l'intégrateur pour deux types de limitations; limitation directe et limitation indirecte. Ainsi, l'utilisation de cette stratégie de limitation a montré son intérêt dans le respect des contraintes technologiques imposées à la machine.

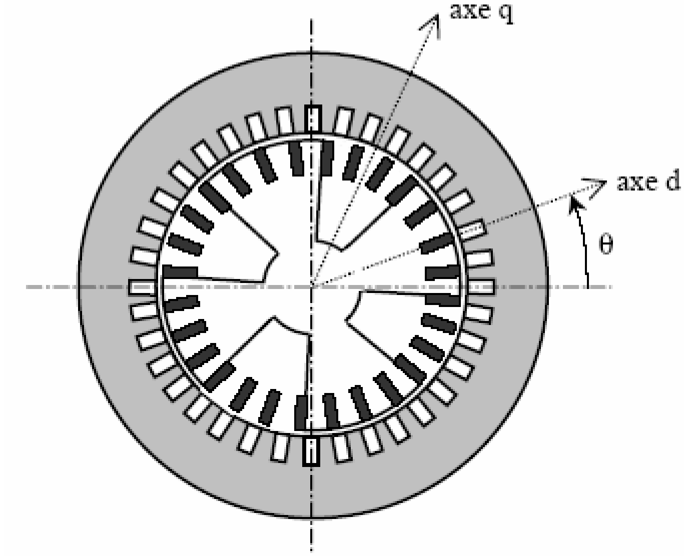
Enfin, pour se rapprocher plus de la réalité pratique, nous avons tester en simulation, la validation de la commande (LQM) appliquée pour le fonctionnement du moteur à couple maximal dans le cas idéal (repère dq), lorsque ce dernier est associé à un convertisseur statique (onduleur MLI).

Bien que l'approche proposée apporte des performances assez satisfaisantes, que se soit du point de vue dynamique que statique en assurant la robustesse de la commande, il nous semble intéressant qu'une étude plus approfondie serait faite avec le même principe de commande, en tenant compte du problème de satisfaction des contraintes par l'utilisation d'autres méthodes, notamment, celles basées sur les multiplicateurs de Lagrange ou bien l'utilisation de la commande linéaire quadratique gaussienne (LQG) permettant de synthétiser un correcteur dynamique dans le cas où l'état du système n'est pas mesuré ou sujet à des perturbations aléatoires.

ANNEXES

Caractéristiques, Structure et Paramètres de la machine [LUB03]

La machine sur laquelle ont été développées les différentes commandes étudiées dans ce mémoire, est une machine synchrone à réluctance variable dont la gamme de puissance est (400W-15KW). Cette dernière est destinée à être alimentée par un réseau de tensions triphasé sinusoïdal, ou par un onduleur fonctionnant à U/f constant. Grâce à la cage rotorique, elle démarre directement sur le réseau, une fois synchronisée (couple réluctant), elle conserve une vitesse constante jusqu'au couple nominal. Ses performances relativement médiocres en terme de facteur de puissance qui est de l'ordre de 0.5, et son rendement de 60% au régime nominal, sont dues à la géométrie de son rotor, ce qui limite par conséquent, son domaine d'application à quelques dizaines de Kilowatts. La structure de la machine est représentée sur la figure ci-dessous :



La cage de démarrage du rotor, comporte 28 barres en cuivre court-circuitées en permanence par des anneaux placés aux deux extrémités du rotor, leur profondeur est de 12 mm et leur épaisseur est de 2 mm. La longueur utile du rotor est de 70mm. La structure du stator est identique à celle d'une machine asynchrone, dont le nombre d'encoches statiques est de 36 et, le nombre d'encoches par pôles et par phase est 3.
Les paramètres de la machine sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Désignation	Symbole	Valeur	Unité
Puissance nominale	P_n	600	Watt
Tension d'alimentation	V/U	230/400	Volts
Vitesse de rotation (à f= 50 Hz)	Ω	1500	Tr/mn
Couple nominal	C_n	3.8	Nm
Courant nominal	In	3	Ampère
Nombre de pairs de pôles	p	2	-
Résistance d'un phase statorique	R_s	7.8	ohms
Inductance d'axe direct	L_d	0.54	Henry
Inductance d'axe quadrature	L_q	0.21	Henry
Moment d'inertie des masses tournantes	J	0.038	Kgm^2
Frottements visqueux	f	0.0029	Nm/rd.s

B.1 Généralités sur les matrices [BER01]

Définition B.1.1 (*Matrice symétrique*)

La matrice transposée d'une matrice carrée de $\mathrm{M}_n(k)$ $A=\left[a_{ij}\right]_{1\le i,\, j\le n}$ est $A^t=\left[a_{ij}\right]_{1\le i,\, j\le n}$.

On dit que A est symétrique si $A=A^t$. Avec $\mathrm{M}_n(k)$ est l'ensemble des matrices carrées $n\times n$ à cœfficients dans un corps commutatif (k).

Définition B.1.2 (*Matrice semi- définie positive ou définie non négative*)

Soit A une matrice carrée d'ordre (n) à cœfficients réels. On dit que A est semi-définie positive si : $\forall x\in\Re^n$ $\quad (Ax,x)=x^tAx\ge 0$

<u>Exemple</u> :

$$x=\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}\quad \text{et} \quad A=\begin{bmatrix}a_1 & 0\\0 & a_2\end{bmatrix}$$

$$x^t.A.x=\begin{bmatrix}x_1 & x_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}a_1 & 0\\0 & a_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}=a_1.x_1^2+a_2.x_2^2$$

Si on prend : $\begin{cases}a_1=1\\a_2=1000\end{cases}$; il vient : $x^t.A.x=x_1^2+1000x_2^2$

Et le critère peut s'écrire alors : $J_x\int_0^\infty x^t(t)Ax(t)dt=\int_0^\infty [x_1^2+1000x_2^2]dt$

Définition B1.3 (*Matrice définie positive*)

Soit (A) une matrice carrée d'ordre (n). On dit que (A) est définie positive si (A) est semi-définie positive et $(Ax,x)=0\Leftrightarrow x=0.$

B.2 Obtention des conditions d'optimalité [TOS05]

Soit $J(x)$ une fonction continue de $\Re^n\to\Re$ .Le développement en série de Taylor au premier ordre de $J(x)$ autour d'un point s'écrit :

$$J(x_0+\delta x)=J(x_0)+\left(\frac{\partial J}{\partial x}\right)_{x_0}^t\delta x \qquad \text{(B2.1)}$$

Avec : $\left(\dfrac{\partial J}{\partial x}\right)^t=\begin{bmatrix}\dfrac{\partial J}{\partial x_1} & . & . & . & \dfrac{\partial J}{\partial x_n}\end{bmatrix}$

La détermination des conditions d'optimalité, est basée sur la propriété suivante :

☞ Si x_0 correspond à un extremum, on aura $\left(\partial J \big/ \partial x\right)_{x=x_0} = 0$. Par conséquent, au voisinage d'un extremum, la variation $\delta J(x)$ de la fonction due à une variation δx de la variable est nulle au premier ordre. Le but recherché est de trouver le vecteur de commande $u(t)$ qui minimise un critère de performance J sous la contrainte que $x(t)$ vérifie l'équation d'état à chaque instant :

$$\begin{cases} J = \int_{t_0}^{t_1} L(x,u,t)dt \\ \dot{x} = f(x,u,t) \end{cases} \tag{B2.2}$$

C'est un problème d'optimisation sous contraintes qui peut être ramené au cas sans contraintes par l'introduction de la fonction augmentée suivante :

$$J = \int_{t_0}^{t_1} \left[L(x,u,t) + \lambda^t(t)(f(x,u,t) - \dot{x}) \right] dt = \int_{t_0}^{t_1} \psi(x,u,t)dt \tag{B2.3}$$

Avec $\psi(x,u,t) = L(x,u,t)dt + \lambda^t(t)(f(x,u,t) - \dot{x})$.

La variation du critère due aux variations $\delta u, \delta x, \delta\dot{x}$ des variables s'écrit :

$$\delta J = \int_{t_0}^{t_1} \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial x}\right)^t \delta x + \left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}}\right)^t \delta\dot{x} + \left(\frac{\partial \psi}{\partial u}\right)^t \delta u \right] dt \tag{B2.4}$$

Par intégration par partie de l'intégrale on obtient :

$$\delta J = \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}}\right)^t \delta x \right]_{t_0}^{t_1} + \int_{t_0}^{t_1} \left\{ \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial x}\right)^t - \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}}\right)^t \right] \delta x + \left(\frac{\partial \psi}{\partial u}\right)^t \delta u \right\} dt$$

D'où les conditions d'optimalité $(\delta J = 0)$:

$$\begin{cases} \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}}\right)^t \delta x \right]_{t_0}^{t_1} = 0 \\ \frac{\partial \psi}{\partial x} = \frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}}\right) \\ \frac{\partial \psi}{\partial u} = 0 \end{cases} \tag{B2.5}$$

On sait que : $\psi(x,u,t) = L(x,u,t)dt + \lambda^t(t)(f(x,u,t) - \dot{x})$

Posons :

$$H = L(x,u,t)dt + \lambda^t(t) f(x,u,t) \tag{B2.6}$$

H est dite fonction Hamiltonnienne et $\lambda(t)$ est le vecteur adjoint, ou vecteur des multiplicateurs de Lagrange. On a donc $\psi = H - \lambda^t \dot{x}$, d'où :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial \psi}{\partial u} = \dfrac{\partial H}{\partial u} \\ \left(\dfrac{\partial \psi}{\partial \dot{x}}\right) = -\lambda^t \\ \dfrac{\partial \psi}{\partial x} = \dfrac{\partial H}{\partial x} \end{cases}$$

Les conditions d'optimalité s'écrivent, alors comme suivent:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial H}{\partial u} = 0 \\ \dfrac{\partial H}{\partial x} = -\dot{\lambda} \\ \left[-\lambda^t \delta x\right]_{t_0}^{t_1} = 0 \end{cases} \qquad \text{(B2.7)}$$

Dont la première équation traduit les conditions aux limites. Finalement les conditions d'optimalité, s'écrivent :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial H}{\partial u} = 0 \\ \dfrac{\partial H}{\partial x} = -\dot{\lambda} \end{cases} \qquad \text{(B2.8)}$$

Avec les conditions aux limites suivantes : $\begin{cases} x(t_0) = 0 \\ \lambda(t_1) = 0 \end{cases}$

B.3 Solution de l'équation de Riccati sous Matlab-Simulink

ARE Algebraic Riccati Equation solution.

X = ARE(A, B, C) returns the stablizing solution (if it exists) to the continuous-time Riccati equation:

```
A'*X + X*A - X*B*X + C = 0
```

Assuming B is symmetric and nonnegative definite and C is symmetric.

BIBLIOGRAPHIE

[HIP07] P. Hippe « Prévention du Windup sous contraintes d'amplitudes et vitesses » *e-STA Vol. 4, N°1*, 2007.

[HAB07] N. Habani, N. Benamrouche et L. Arab " Control of variable Reluctance Motor by an Optimal PI regulator ". *International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies, Hammamet Tunisia, ICEEDT'07-JES*, 2007.

[IMA06] K. Imarazene, H. Chekireb et E.M.Berkouk « Commande de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC par la stratégie d'Elimination d'harmoniques Application à la commande d'une machine asynchrone » *4th Int. Conf. Elect. Eng., CEE'06*, 2006.

[RAM06] T. Raminosoa « Optimisation des performances des machines synchro-réluctantes par réseaux de perméance ». *Thèse de doctorat en Génie Electrique de l'Institut National Polytechnique de Lorraine*, 2006.

[BOU06] M. Boudouda « Commande de la machine à réluctance variable en vue d'une application altrno-démarreur intégré ». *Mémoire de magister en Electrotechnique Option commande Electrique*, Université de Batna, 2006.

[DES07] Y. Deshayes, J.C. Giaanduzzo et F. Cazaurang « Energie Magnétique et Conversion Electromécanique » *LST3 EEA Mention ingéierie-PEA 503, Cours de la Libération 33405 Talence Cedex, Université Bordeaux 1*, 2007.

[LAR05] Jacques Laroche « Electronique de puissance – Convertisseurs » *Edition DUNOD, Paris* 2005.

[MOR05] L. Moreau « Modélisation, Conception et Commande de génératrice à réluctance variable basse vitesse ». *Thèse de doctorat de l'Université de Nantes*,2005.

[LAR05] E. LAROUCHE « Commande Optimale ». *ENSPS, 3A-ISAV*, 2005.

[EMA05] A. Emadi "Energy-Efficient Electric Motors" *Third Edition, Illinois Institute of Technology Chicago,* Marcel Dekker, INC *NEW YORK* 2005.

[KIY05] B. Kiyyour S. Belkacem L. Laggoune .O. Bouakaz « Commande de la Machine à Réluctance Variable Comparaison entre deux Modèles avec et sans Amortisseurs ». *CEE'05, EMP, Hassen Badi, El Harrach, ALGER* 2005.

[MAI05] A. Mailfert « Machines à réluctance variable ». *Technique de l'ingénieur, Traité Génie électrique D550*, 2005.

[AMA05] Y. Amano, S. Ogasawara « Robust Current Control System of Synchronous Reluctance Motors Using Inverse LQ Design Method » *IEEE IAS,* 2005.

[TOS05] R. Toscano « Commande et diagnostic des systèmes dynamiques » *TECHNOSUP Automatique Ellipses Edition Marketing S.A.*, 2005.

[ZER05] H. Zeroug, A.K. Chembazi et H. Sahraoui « Développement d'un système de commande sans capteur appliqué à un moteur à réluctance variable » *CEE'05, ENP, Hassen Badi, El- Harrach, ALGER* 2005.

[SHE04] W. Shepherd, L. Zhang" Power Converter Circuits". Marcel Dekker, INC, *NEW YORK. BASEL*, 2004.

[LAN03] P. Langouet « Stabilité locale de systèmes linéaires soumis à des actionneurs limités en amplitude et en dynamique ». *Thèse de doctorat en Automatique de l'Université de Toulouse III- Paul Sabatier*, 2003.

[LUB03] T. Lubin « Modélisation et commande de la machine à reluctance variable. Prise en compte de la saturation magnétique ». *Thèse de doctorat en Génie Electrique de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I*, 2003.

[VIS02] C.Visa, G.Abba, F.Leonard « Asservissement de vitesse par commande non linéaire d'un moteur à reluctance variable ». *Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Nantes*,2002.

[SUH02] B. Suhl Suh "Tuning Of PID Regulators for a Second Order System via LQR Approach". *ICEM'02, BELGIQUE* 2002.

[BER01] M. Bergounioux « Optimisation et contrôle des systèmes linéaires ». *DUNOD Paris*, 2001.

[MER01] M. Merabtene « Techniques de commandes adaptatives d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel ». *Thèse de Magister en Electrotechnique de l'Université Mouloud Mammeri, TIZI- OUZOU*, 2001.

[STU00] G.Sturtzer, E.Smigiel « Modélisation et commande des moteurs triphasés- Commande vectorielle des moteurs synchrones- Commande numérique par contrôleurs DSP ». *TECHNOSUP, Edition Ellipses, Paris* 2000.

[GIR00] M.Girardin « Modélisation et réglage d'un entraînement à haute performance par un moteur reculant ». *Thèse de doctorat de l'Ecole Polytechnique Fédérale de LAUSANE*, 2000.

[BOS00] B.K. Bose « Power Electronics And AC Drives » *Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey*, 2000.

[SHY00] K.-K.Shyu, C.-K.Lai et Y.-W. Tsai « Optimal position control of synchronous reluctance motor via totally invariant variable structure control ». *IEE Pro-Control Theory Appl. Vol. 147. No. I., 2000.*

[MOR00] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda "Optimum Efficiency Operation of Synchronous Reluctance Motor Without Current Sensor". *Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No.475, IEE2000.*

[CAN00] C. Canudas de Wit « Optimisation, Discrétisation et Observateurs– Commande des moteurs asynchrones » *Edition Hermes ,Vol. 2*, 2000.

[SEG99] Guy Séguier « Electronique de puissance - Les fonctions de base et leurs principales application - » *Edition DUNOD, Paris* 1999.

[ARA99] L. Arab « Commande multi modèle d'une machine électrique- application au moteur synchrone autopiloté ». *Thèse de magister en Electrotechnique de l'Université Mouloud Mammeri, TIZI- OUZOU* 1999.

[BON99] M. Bonin « Moteur à Réluctance Variable ». *CE.RE.S.P.DIJON*, 1999.

[SIC96] L. Sicot, S. Siala et C. Bergmann "A state space control of Brushless DC Motor with current and voltage limitations" *ELECTRIMACS'96*, 1996.

[SIC97] L. Sicot « Contribution à l'introduction de limitations dans les lois de commande de la machine synchrone à aimants permanents: Approche théorique et réalisations expérimentales - Commande sans capteur mécanique » . *Thèse de doctorat en Génie Electrique de l'Ecole doctorale Sciences pour l'Ingénieur de Nantes*, 1997.

[TOU97] A. Tounzi, F. Meibody-Tabar, F.M. Sargos « Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse. Prise en comte de la saturation et de l'amortissement » *Journal. Phys. III France7*, 1997.

[RAC97] A. Rachid, D. Mehdi « Réalisation Réduction et commande des systèmes Linéaires » *Editions TECHNIP, Paris* 1997.

[MUL95a] Bernard Multon « Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable » *Revue 3E.I No 3, Juin* 1995.

[MUL95b] B. Multon, Francois Camus, Emmanuel Hoang, Jean-Yves le Chenadec, Jean-Claude Monchoux « Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27KW » *C-VELEC'95, GRONOBLE 1995*.

[GUY95] G. Guy, C. Guy « Actionneurs électriques/ Principes Modèle Commande » *Edition Eyrolles,* 1995.

[CUL94] J. C. Cultoli « Introduction à l'optimisation » *Edition Marketing, Paris* 1994.

[WAH94] A. Wahied Gharieb « Commande multimodel avec Anticipation ». *Thèse de doctorat en Automatique – Productique de L'Institut National Polytechnique de GRONOBLE,* 1994.

[MUL94] B. Multon « Nouvelles possibilités avec les moteurs à alimentation électrique » *REG-No 1/94-Janvier* 1994.

[BOU94] A. Boumediene « Etude par simulation numérique du réglage d'état échantillonné de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension ».*Thèse de Magister en machine électrique de l'Ecole National Polytechnique*, 1994.

[SIA93] P.SIARRY « Automatique de base » *Editions BERTI, ALGER* 1993

[BET93] R. E. Betz, T. J. E. Miller " Control of Synchronous Reluctance Machines". *IEEE Trans. Ind. Applicat.*,Vol. 29, No. 6, 1993.

[BIE92] J. M. Biedinger, S. Poullain et J.P. Yvon « Commande optimale à flux libre des machines asynchrones » *J. Phys. III France 2*, 1992.

[BOR90a] P. Borne et F. Rotella « commande optimale » *Techniques de l'ingénieur, traité Informatique industrielle R7 427*, 1990.

[PEL90] Piotr M. Pelczewski et Ulrich H. Kunz, « The Optimal Control of a Constrained Drive System With Brushless DC Motor » *IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 37, No. 5*, 1990.

[EGG90] M-A. Eggimann « Réglage sous contraintes de saturation par programmation linéaire ». *Thèse de doctorat de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne*, 1990.

[BOR90b] P. Borne, Geneviève Dauphin-Tanguy, R. Jean-Pierre, F. Rotella, I. Zambettakis « Commande et optimisation des processus ». *Edition TECHNIP,* 1990.

[SEI88] P. Seixax « Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée Méthode algébrique de Modulation de Largeur d'Impulsion. Algorithmes de contrôle et de régulation de courant ». *Thèse de doctorat en Génie électrique de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, 1988.

[CHA84] R. Chauprade, F. Milsant «Electronique de puissance- Commande des moteurs à courant alternatif » *Edition Eyrolles, Paris* 1984.

[FOU77] C. Foulard; S. Gentil; J.P. Sandraz « Commande et régulation par calculateur numérique » *Editions EYROLLES, Paris* 1977.

[NAS69] P. Naslin « Théorie de la commande et conduite optimale » *DUNOD Paris*, 1969.

Résumé

En se basant sur les études comparatives effectuées dans la littérature entre la machine asynchrone, la machine synchrone à aimants permanents et la machine synchrone à réluctance variable, notre choix s'est porté sur l'utilisation de cette dernière. En effet, la machine synchrone à réluctance variable, présente, intrinsèquement des avantages indéniables tels que la robustesse du rotor qui est de construction assez simple, et surtout un encombrement réduit, puisqu'il ne nécessite pas d'alimentation.
La commande de ce type de machines et leur alimentation demeureront pendant très longtemps problématiques, mais actuellement, avec le développement technologique récent de l'électronique de puissance, l'émergence des stratégies de commande modernes et l'apparition de nouvelles techniques de contrôle, ces dernières sont devenues de véritables concurrentes dans de nombreuses applications, tels que la traction électrique et la robotique. Cependant, malgré les avancées technologiques liées à leur utilisation, de nombreuses faiblesses restent encore à combler pour pallier aux nouvelles contraintes imposées aux entraînements électriques, telles que l'optimisation de l'énergie consommée et le fonctionnement avec un rendement optimal. Pour cela, plusieurs variantes d'investigations ont été proposées dans la littérature et mises en œuvre dans le domaine pratique, afin de permettre à la motorisation à base de la machine synchrone à réluctance variable de devenir un actionneur d'entraînement par excellence. Ainsi, deux axes se sont dégagés pour améliorer ses performances, le premier consiste en la recherche d'une structure de construction optimale afin d'obtenir une machine avec un rendement optimal, en agissant particulièrement sur le rapport de saillance qui est l'un des paramètres importants déterminant les performances intrinsèques de la machine, et le second est lié à l'investigation dans le sens de développer des stratégies de commandes dans le même but, qui est de faire fonctionner la machine avec des conditions optimales liées à l'utilisation de l'énergie et à la qualité de l'entraînement. Ce dernier point, était le pivot de notre travail où nous avons essayé d'appliquer un outil de commande puissant afin de trouver une meilleure structure de contrôle qui est la commande optimale du MSRV répondant aux critères d'optimalité au sens large du terme. Pour déterminer les lois de commande, les régulateurs PI sont classiquement les plus utilisés, en assurant des performances assez acceptables en dépit de leur simplicité de mise en œuvre. Toutefois, pour un entraînement à haute performances, ils souffrent de deux problèmes majeurs que sont : la difficulté de réglage et la prise en charge des contraintes imposées au système à commander, ce qui nous a conduit à utiliser un autre type de réglage dans l'espace d'état, qui est le réglage d'un PI optimal, dont l'idée de base est de ramener la synthèse du correcteur PI classique à une structure de commande optimale identique permettant de trouver la valeur optimale des paramètres du régulateur dont la structure est fixée, en transférant ses actions au problème Linéaire Quadratique Régulateur (LQR). La loi de commande optimale en boucle fermée ainsi obtenue, est exprimée comme celle de la commande classique. Cette loi étant établie pour assurer de bonnes performances dynamiques en utilisant le contrôle vectoriel. Pour faire fonctionner le moteur à couple maximal, nous avons proposé la commande Linéaire Quadratique Modifiée (LQM), cette dernière nous permettra d'assurer la poursuite de trajectoire et d'éliminer les erreurs au régime permanent, puisque la technique de commande à couple maximal impose le suivi des courants direct et en quadrature. Les deux stratégies de commande (contrôle vectoriel et la commande à couple maximal) ont fait l'objet d'une comparaison dont le résultat est que cette dernière apporte un gain en courant non négligeable proportionnel au couple de charge. Ensuite, afin de tenir compte des contraintes imposées au système nous avons adopté la stratégie de limitation Anti-Windup permettant de corriger l'action intégrale qui entraîne des dépassements gênants sur la sortie du système, et donc une dégradation des performances dynamiques de ce dernier. Enfin, pour se rapprocher plus de la réalité pratique, nous avons tester en simulation, la validation de la commande (LQM) appliquée pour le fonctionnement à couple maximal dans le cas idéal (repère dq), lorsque le moteur est associé à un convertisseur statique (onduleur MLI).

Mots clés

Moteur synchrone à réluctance variable, contrôle vectoriel, couple maximal, commande optimale, limitations.