

MASTER AUTOMATIQUE ROBOTIQUE ET INFORMATIQUE APPLIQUEE

SPECIALITE : ARIA-ASI

Année 2018 / 2017

Rapport Bibliographique

Présenté et soutenu par :

Housseayne NADOOR

Le 01/02/2018

à L'Ecole Centrale de Nantes

TITRE

Modélisation, Commande et Simulation d'une MRV (Machine à Réluctance Variable)

JURY

Président : Pierre MOLINARO

Examineurs : Mohamed Assaad HAMIDA

Directeur de thèse : Malek GHANES

Laboratoire : LS2N

Remerciements

En préambule à ce travail de la recherche bibliographique, nous souhaiterions adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Je tiens remercier spécialement mon promoteur Mr Ghanes pour m'avoir suivi, pour les précieux conseils qu'ils nous ont donné, pour son aide et pour sa présence tout au long de ce projet.

Je remercie également tout nos enseignants de l'école Centrale de Nantes qui nous ont tant donné tout au long de notre cursus.

Enfin, nous souhaiterions remercier ma famille, plus particulièrement mes parents qui m'ont apporté un soutien sans failles et sans lesquels je ne serais jamais arrivés à ce stade.

Table des matières

Remerciements	i
Table des figures	
Abbréviations	
Introduction générale	7
I Principe de fonctionnement	9
1 Introduction :	10
2 Concept e de la réluctance :	10
3 Principe de fonctionnement :	11
4 Les différentes structures du rotor d'une machine á réluctance variable	13
4.1 Rotor massif	13
4.2 Rotor avec barrières de flux	14
4.3 Rotor avec assistance par aimants	15
4.4 Rotor avec isolateurs supraconducteurs	15
4.5 Les différentes méthode de modélisation :	16
5 Conclusion	17
II Modélisation des machines à reluctance variable (modèle unifié)	18
1 Introduction	19
2 Les hypothèses prise pour le modèle unifié :	19
3 La mise en équations du modèle :	19
4 Le modle de la machine dans le repère du stator	20
5 La transformation de Prack (Le modle de la machine dans le repère $d - q$)	23
5.1 Les équations rotoriques	24
5.2 L'équation du couple électromagnétique	24
5.3 L'équation de la partie mécanique :	24
6 Conclusion	25

III	Modèle saturé des machines à reluctance variable	26
1	Introduction	27
2	Le coefficient de saturation	27
3	Les équations du modèle saturé	30
3.1	Les équations électriques statoriques	30
3.2	Les équations électriques des courants magnétisants	31
3.3	Les coefficients de saturations	32
4	Conclusion	32
IV	Commande de la machine à réluctance variable	33
1	Principe de la commande en couple	34
2	Commande de la machine sans prendre en compte la saturation et le couplage (approximation à un system de premier ordre)	35
2.1	Commandee PI	37
2.2	Simulation sous SimuLink	38
3	commande en prenant en compte la saturation et les signaux du couplage	40
3.1	Observation des courants magnétisants i_{mrd} et i_{mrq}	40
3.2	commande PI avec un retour d'état linéarisant découplant	43
4	Conclusion	46

Table des figures

I.1	Principe de réluctance [1]	11
I.2	Schéma simplifié d'une MRV ([2] avec modification)	11
I.3	Schéma simplifié de MRV [3].	12
I.4	Rotor massif [3]	13
I.5	Rotor avec barrières de flux [4]	14
I.6	À gauche : rotor radialement laminé, À droite : rotor axialement laminé [5]	14
I.7	Rotor du type dovetail [3]	15
I.8	Assistance par aimants d'une machine synchro-réductante. Configurations à deux et à quatre pôles [3]	16
I.9	Rotor de MRV supraconductrice : (a) Type (Zebra) avec des plaques fines de YBCO, (b) Type (Zebra) avec des plaques larges de BSCCO, (c) Type (Pilz) avec deux bulks YBCO (d) Type (Zelz) avec trois bulks YBCO [6]	16
II.1	Représentation symbolique du système [7]	20
II.2	Schéma simplifié du système en repère $d - q$ [7]	23
III.1	Flux et courant magnétisants dans la machine à pôles saillants [7] .	28
III.2	Flux et courant magnétisants dans la machine à pôles lisses[7] . . .	29
IV.1	Principe de contrôle des courants i_d et i_q [2]	34
IV.2	Schéma bloc du système approximé à un système de premier ordre du circuit statorique sur l'axe d	35
IV.3	Schéma bloc du système approximé à un système de premier ordre du circuit statorique sur l'axe q	36
IV.4	Schéma bloc du système en boucle fermée, avec un régulateur PI . . .	37
IV.5	Schéma bloc du système en boucle fermée, avec un régulateur PI . . .	38
IV.6	Résultat de simulation (Le courant i_{sd})	38
IV.7	Résultat de simulation (Le courant i_{sq})	39
IV.8	Schéma bloc du système en boucle fermée, avec un régulateur PI . . .	43

TABLE DES FIGURES

IV.9 Régulateur PI appliqué sur le système linéarisé et découplé par un retour de courants estimés \hat{I}_{mrd} et \hat{I}_{mrq}	44
IV.10 L'observation du courant I_{mrd}	44
IV.11 L'observation du courant I_{mrq}	45
IV.12 L'observation du courant I_{mrd}	45
IV.13 L'observation du courant I_{mrq}	46

Abréviations

MRV	:	Machine á réductance variable
i_s	:	Courant statorique, sur l'axe d dans le repère rotorique d_q
i_q	:	Courant statorique, sur l'axe q dans le repère rotorique d_q
i_{rd}	:	Courant rotorique, sur l'axe d dans le repère rotorique d_q
i_{rq}	:	Courant rotorique, sur l'axe q dans le repère rotorique d_q
L	:	Matrice des inductances
L_d	:	Inductance statorique sur l'axe d dans le repère rotorique d_q
L_q	:	Inductance statorique sur l'axe d dans le repère rotorique d_q
K_s	:	Coefficient de saturation
K_{ds}	:	Coefficient de saturation dynamique
I_s	:	Vecteur du courant statorique
I_r	:	Vecteur du courant rotorique
u_{sd}	:	Tension statorique sur l'axe d
u_{sq}	:	Tension statorique sur l'axe q
U_s	:	Vecteur de tension statorique dans le repère rotorique
PI	:	Action intégrale

Introduction générale

De nos jours, la demande en rendement et compacité des actionneurs électriques est de plus en plus importante, et parmi les actionneurs électriques qui connaissent un regain d'intérêt on trouve les Machines à Réductance Variable (MRV).

C'est le motif pour que cette recherche bibliographique se focalise sur l'étude des telles machines, en commençant d'essayer de comprendre le principe de fonctionnement de cette machine qu'il s'agit de deux principes essentiels : l'existence d'un champs magnétique glissant induit par le stator, et le rapport de saillance du rotor qui joue un rôle important dans le rendement de la machine, cette importance nous a poussé à découvrir les différents rotors construits afin d'augmenter ce rapport de saillance, En suite, le deuxième chapitre cite brièvement les points essentiels de la modélisation générale des moteurs synchrones (le modèle unifié). En outre, la recherche durant ce chapitre nous a montré que ce modèle est contrait par beaucoup des hypothèses et ne décrit pas le fonctionnement réel de la machine, en faite, le fonctionnement de la machine se change largement en présence de la saturation magnétique de la machine, c'est un point qui a encouragé notre curiosité pour étudier la modélisation de la machine en prenant en compte la saturation magnétique (le chapitre 3), toute en se basant sur la thèse de L.Thierry qui a développé un modèle saturé pour une MRV.

En fin, ce travail a été fini par un chapitre consacré à la commande vectorielle en couple d'une MRV saturée, on a appliqué deux stratégies de commandes, la première stratégie est celle qui est appliquée par L.Thierry dans sa thèse, il a négligé les signaux du couplage et la saturation du système et les a considéré comme des perturbations afin d'avoir un modèle simple à commander, On a appliqué cette stratégie et on a remarqué les inconvénients de cette méthode à cause de l'effet du couplage et de saturation, *puis on a appliqué la deuxième méthode pour remédier à ce problem, qui se base à introduire un retour d'état découplant linéarisant. La difficulté pour réaliser un tel retour d'état s'agit d'exigence des signales et des paramètres non mesurés internes d'un système assez non-linéaire (les courants rotorique magnétisants et les coefficients de saturation), pour cela, ce chapitre a proposé une solution pour ce problem afin pouvoir observer les variables internes*

TABLE DES FIGURES

et appliquer un retour d'état linéarisant et découplant.

Chapitre I

Principe de fonctionnement

1. INTRODUCTION :

L'histoire du développement des machines synchrone à réluctance varibale revient au début des années 1920 pour répondre à des besoins industriels en vitesse constante [9]. Une MRV classique possède un rotor saillant muni d'une cage d'écuriel, qui permet d'assurer le démarrage direct sur le réseau et permet d'améliorer la stabilité de fonctionnement au synchronisme, Le stator est de même forme que celle de la machine asynchrone. Contrairement aux machines asynchrones, l'avantage de cette machine c'est qu'elle peut conserver une vitesse constante en charge jusqu'à une certaine valeur du couple résistant, (Les machines asynchrone ne permettent pas de cet avantage à cause du glissement) [7]. Néanmoins, les performances d'une MRV en terme de facteur de puissance et de rendement, comparée à une machine asynchrone de taille équivalente, sont relativement médiocres. d'où la limitation de son domaine d'application à quelques dizaines de kilowatts[7]. permettent

2. CONCEPT E DE LA RÉLUCTANCE :

Les machines électriques à reluctance variable reposent sur le principe du champs magnétique tournant (champ glissant), ce dernier agit sur le rotor grâce à sa géométrie non-isotopique (principe de réluctance)[10][5].

La figure I.1 illustre le principe de réluctance :

Deux objets magnétiques subissent un champs magnétique $\vec{\Psi}$, le premier objet a (sous forme circulaire) est isotrope (symétrique) et possède par conséquence des réluctances identiques sur les axes d et q , Aucun couple n'est créé.

Le deuxième objet b (sous forme rectangulaire) est anisotrope, les réluctances sur les axes d et q sont different, et puisque le l'axe d est non-collinaire avec le champs $\vec{\Psi}$, alors un couple τ tournant s'applique sur l'objet, ce qui entraine de ce dernier de tourner vers la position d'équilibre pour un angle nulle entre l'axe d et le champs appliqué [5].

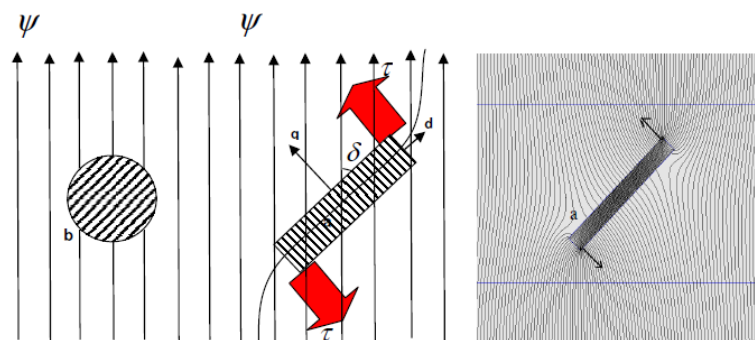


FIGURE I.1 – Principe de réluctance [1]

3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Le stator de la machine MRV et celui des machines synchrones ordinaires sont bobinés de la même façon. Il s'agit de trois bobines triphasé en espace de $\frac{2\pi}{3}$ avec p paires de pôles, ce system est alimenté par un système triphasé équilibré de courants de pulsation ω .

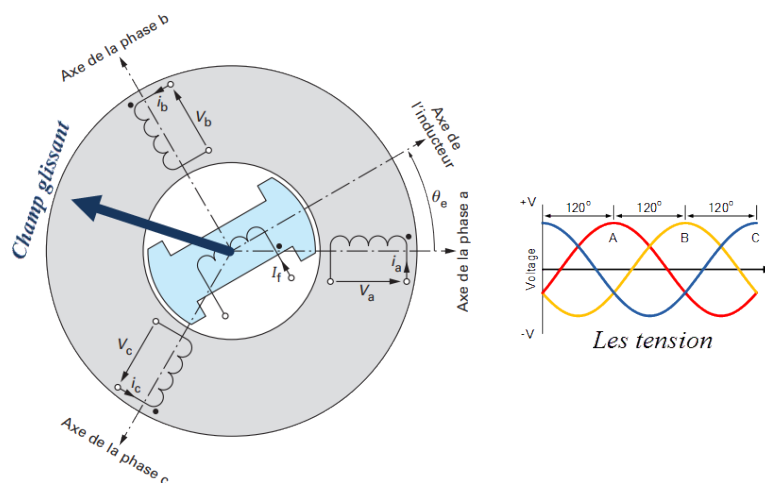


FIGURE I.2 – Schéma simplifié d'une MRV ([2] avec modification)

Le bobinage triphasé crée alors un champ magnétique tournant (champs glissant) avec une vitesse angulaire de $\frac{\omega}{p}$. [10] [11][12], c'est le premier principe qu'on parlé précédemment.

Le deuxième principe consiste à la dissymétrie du rotor, que signifie que sa réluctance sur l'axe d doit être différente de sa réluctance sur son axe q , dans ce cas le

rotor est dite rotor à pôle saillant [10][3][7].

Le rotor se positionne par rapport au champs magnétique tournante de telle manière 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 d'autre terme, si la réluctance sur l'axe q est plus faible alors il faut que la champs magnétique tournant soit aligné sur cet axe pour que le couple atteigne la plus grande valeur possible (L'ouvrage [10] explique bien le principe de reluctance)[3].

En réalisant ces deux principes, on obtient une force magnétomotrice qui entraîne le rotor à la même vitesse $\frac{\omega}{p}$.

L'angle θ_0 entre le maximum de la force magnétomotrice et l'axe d du rotor est appelé (angle de charge)[3].

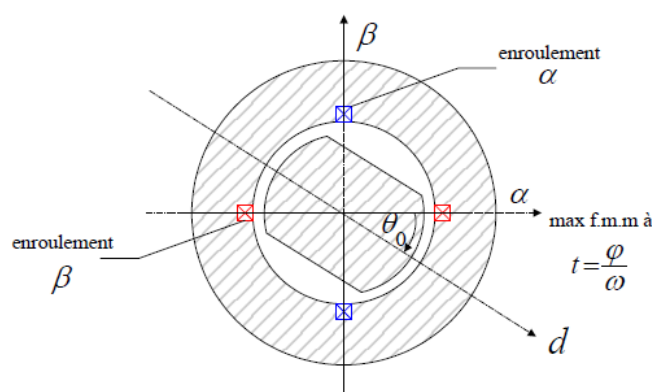


FIGURE I.3 – Schéma simplifié de MRV [3].

Dans le repere de Parke, la relation entre l'énergie magnétique et la variation du réluctance est équivalente à la relation suivante entre le couple et les courants d'axe d et d'axe q [10]

$$\Gamma_{em} = p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q$$

Cette relation reste vrai sous l'hypothese de premier harmonique (voir les ouvrages suivants [10],[11] et [12]).

Le nombre p est le nombre de paires de pôles, les terme i_d et i_q représentes les courants d'axes direct d et d'axe en quadrature q dans le repère du rotor, et L_d et L_q sont les inductances d'axe d et d'axe q .

L'équation précédente montre que pour augmenter le couple sans changer la valeur du courant, il est nécessaire d'augmenter la différence entre l'inductance de l'axe direct L_d et celle de l'axe en quadrature L_q . En d'autres termes, pour augmenter le couple, il est nécessaire d'augmenter le rapport de saillance défini

comme le rapport des inductances [10][11][7][3] :

$$\zeta = \frac{L_d}{L_q}$$

4. LES DIFFÉRENTES STRUCTURES DU ROTOR D'UNE MACHINE Á RÉLUCTANCE VARIABLE

Parmi les rotors des machine á réluctance variables les plus utilisés on trouve trois structures principales : rotors massives, rotors avec barrières de flux, et rotors axialement laminés [3][5][7].

4.1 Rotor massif

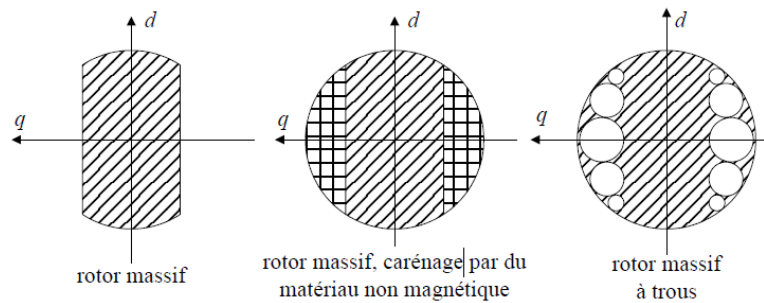


FIGURE I.4 – Rotor massif [3]

Le rotor massif est la plus simple structure trouvée dans la littérature, elle est constitué d'un bloc de matériau ferromagnétique.[13]

En général,c'est un rotor avec un assemblage de segments ferromagnétiques et de segments non magnétiques [13],dont la saillance est assuré par des coupes faites sur ce cylindre, cette structure est aussi économique parce qu'elle est simple á fabriquer et elle est la plus robuste car elle est constituée d'un seul bloc non assemblé. [5]

En autre elle est idéal pour les fonctionnement á hautes vitesse vue á sa caractéristiques mécaniques.

Par ailleurs, Ce genre de rotor est connue par sa section de passage du flux d'axe d qui est assez large pour diminuer la saturation du rotor.[3]

Le rotor peut être caréné par des matériaux non magnétiques ou á partir des trous (comme le montre la figure dessus) pour réduire les pertes aérodynamiques, par contre son principal défaut est la faiblesse relative du rapport de saillance ζ [5] [3].

4.2 Rotor avec barrières de flux

Ce genre du rotor est caractérisé par des espaces vides de matière introduits dans le bolc du rotor afin d'augmenter le rapport de saillance du moteur pour assurer la réaction du rotor au champs magnétique. On appelle ces trous barrières de flux, le but des ces barrière est de gêner la circulation du flux d'axe q sans le limiter dans l'axe d , avec cette astuce le rapport de saillance est apparu [3].

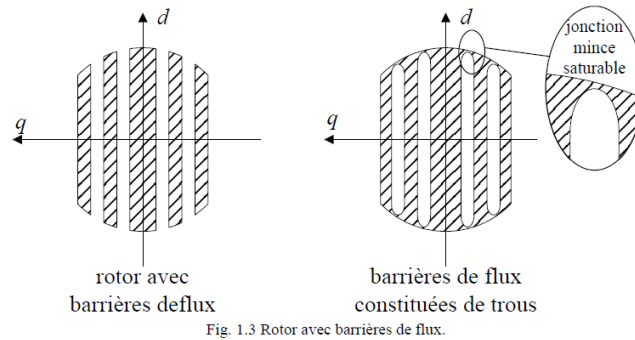


FIGURE I.5 – Rotor avec barrières de flux [4]

La Figure en dessous illustre deux types différents de rotor à barrières de flux radialement laminé, et axialement laminé.

La fabrication du type de rotor est très difficile. et son deuxième inconvénient est que sa faible tenue mécanique ne lui permet de tourner qu'à de faibles vitesses, et les puissances de fonctionnement ne dépassent pas 2 kW.[7][5]

Mais l'avantage fort de ce type de rotor c'est son rapport de saillance qui peut atteindre 20 dans un moteur à deux pôles et à 10 dans un moteur à quatre pôles [3].

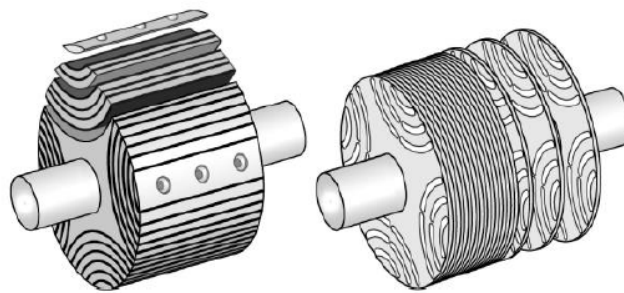


FIGURE I.6 – À gauche : rotor radialement laminé, À droite : rotor axialement laminé [5]

Le deuxième rotor à droite est un rotor axialement laminé. sa fabrication est plus aisée et plus simple que le premier type vu précédemment, il possède aussi une bonne tenue mécanique. Par contre en terme de performance, le rotor axialement laminé n'est pas mieux que celui radialement laminé, en effet son rapport de saillance est néanmoins moins élevé que celui du moteur radialement laminé, en effet, il peut atteindre une valeur de saillance égale à 13 pour le rotor à deux pôles (le rotor radialement laminé peut atteindre une valeur de saillance égale à 20)[5]. Les barrières de flux sont constituées d'air dans la plus parts des cas , comme il se peut aussi que ces barrières remplis par des matériaux amagnétiques [14] , et la forme suivante peut être utilisée pour augmenter la tennue mécanique pour atteindre une haute performance (fonctionnement à haute vitesse)[3]

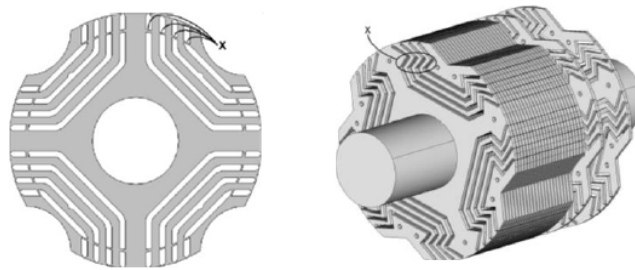


FIGURE I.7 – Rotor du type dovetail [3]

4.3 Rotor avec assistance par aimants

Pour objectif d'augmenter le rapport de saillance, des aimants permanents sont ajoutés pour empêcher la circulation du flux dans l'axe q , qui rend finalement L_q petit par rapport à L_d [13]

4.4 Rotor avec isolateurs supraconducteurs

Pour ce genre de rotors, la différence entre les inductions en direct L_d et en quadrature L_q est réalisée par le biais d'alternances entre des matériaux ferromagnétiques et amagnétiques (aluminium, air) comme le montre la Figure dessous. En remplaçant les matériaux amagnétiques par des matériaux massifs supraconducteurs, le rapport entre la perméabilité magnétique suivant les axes longitudinaux et transverses va augmenter. Ce qui se traduit par un meilleur découplage des axes d et q de la machine et par conséquent une augmentation de la différence entre l'inductance directe et l'inductance transverse [6].

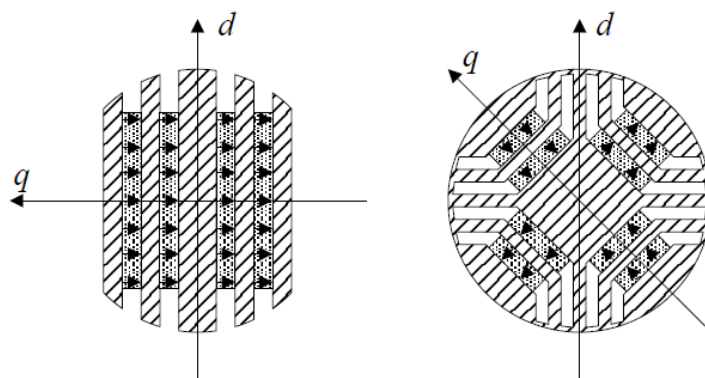


FIGURE I.8 – Assistance par aimants d’une machine synchro-réductante. Configurations à deux et à quatre pôles [3]

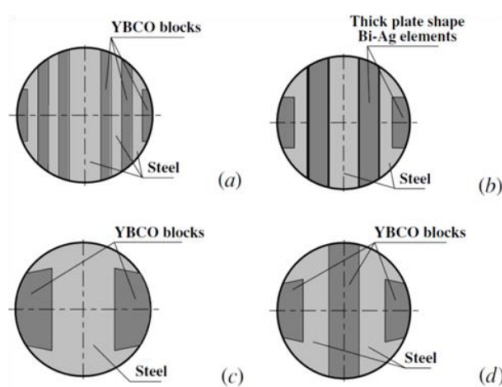


FIGURE I.9 – Rotor de MRV supraconductrice : (a) Type (Zebra) avec des plaques fines de YBCO, (b) Type (Zebra) avec des plaques larges de BSCCO, (c) Type (Pilz) avec deux bulks YBCO (d) Type (Zelz) avec trois bulks YBCO [6]

4.5 Les différentes méthode de modélisation :

Sans entrer dans détail, on cite brièvement les méthodes disponibles pour établir un modèle d’un actionneur électromagnétique et ces avantages et inconvénients.

Ces méthodes peuvent être numériques (en utilisant les éléments fini), analytiques ou encore par réseau de réluctances.

En terme de précision la meilleur méthode est la méthode des élément finis, contrairement à la méthode analytique qui comporte une mauvaise précision[5].

5. CONCLUSION

Durant ce chapitre on pu comprendre le principe de fonctionnement d'une machine à réluctance variable qu'il s'agit de deux principes essentiels, l'existence d'un champs magnétique glissant induit par le stator, et le rapport de saillance du rotor qui joue un rôle important dans le rendement de la machine, cette importance nous a poussé à découvrir les différentes rotors construits afin d'augmenter ce rapport de saillance.

Chapitre II

Modélisation des machines à reluctance variable (modèle unifié)

1. INTRODUCTION

L'étude complète de la machine alternative est assez fastidieuse, pour cette raison on trouve dans les ouvrages une présentation simplifiée des machines alternative pour des raisons indispensables pour une bonne compréhension [15], pour cela, dans ce chapitre on montre brièvement les équations simplifiées de la machine synchrone avec tous les hypothèses considérées.

2. LES HYPOTHÈSES PRISE POUR LE MODÈLE UNIFIÉ :

Pour pouvoir modéliser la machine électrique synchrone, il était indisponible de supposer que le champ magnétomotrices d'entrefer créée par les bobinages statoriques et rotoriques a une distribution sinusoïdale [15], et en plus on va négliger les points suivants [10][11][7] :

- Les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique .
- Les pertes dans le fer de la machine.
- L'effet de peau (en particulier dans les barres du rotor), qui augmente les résistances et diminue les inductances.
- L'effet de la température sur les valeurs des résistances.
- L'influence des pièces massives.

Sous ces hypothèses on va établir le modèle analytique de la machine synchrone, et dans le chapitre suivant on présente un modèle relativement complet en prenant en compte la saturation magnétique de la machine, c'est le fait qui va rendre les équations dynamiques de la machine assez fastidieuses et compliquées.

3. LA MISE EN ÉQUATIONS DU MODÈLE :

Nous trouvons un développement complet du modèle de la machine non saturée (dans le repère du stator et rotor) dans [7][11], mais il faut noter que ces ouvrages établissent les équations pour une machine à un pôle $p=1$ dont le rotor est alimenté en continu (pour présenter une explication simple pour le lecteur), donc il faut remplacer l'angle et la vitesse angulaires mécaniques (θ et ω) par l'angle et la vitesse angulaires électriques (θ_e et ω_e) respectivement dans les équations établis.

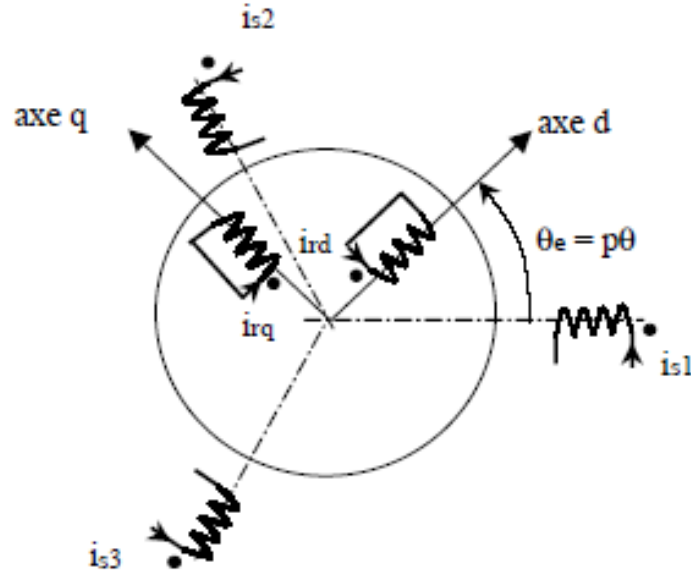


FIGURE II.1 – Représentation symbolique du système [7]

4. LE MODLE DE LA MACHINE DANS LE REPÈRE DU STATOR

Les flux statoriques et rotorique sont liées aux courant statoriques et rotoriques dans le repère triphasé par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \psi_{s1} \\ \psi_{s2} \\ \psi_{s3} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1(\theta_e) & L_{12}(\theta_e) & L_{13}(\theta_e) & L_{1rd}(\theta_e) & L_{1rq}(\theta_e) \\ L_{12}(\theta_e) & L_2(\theta_e) & L_{23}(\theta_e) & L_{2rd}(\theta_e) & L_{2rq}(\theta_e) \\ L_{13}(\theta_e) & L_{23}(\theta_e) & L_3(\theta_e) & L_{3rd}(\theta_e) & L_{3rq}(\theta_e) \\ L_{1rd}(\theta_e) & L_{2rd}(\theta_e) & L_{3rd}(\theta_e) & L_{rd}(\theta_e) & 0 \\ L_{1rq}(\theta_e) & L_{2rq}(\theta_e) & L_{3rq}(\theta_e) & 0 & L_{rq}(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

Cette relation peut être s'écrire comme suivant :

$$\Psi = L.I$$

Les coefficients de la matrice des inductances L sont fonctions de la position du rotor, Sous l'hypothèse du premier harmonique ([10][7]) on peut mettre les inductances sous les formes suivantes

CHAPITRE II. MODÉLISATION DES MACHINES À RELUCTANCE VARIABLE (MODÈLE UNIFIÉ)

— Les inductance propres statoriques :

$$L_1(\theta_e) = L_0 + L_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta_e)$$

$$L_2(\theta_e) = L_0 + L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e - \frac{\pi}{2}))$$

$$L_3(\theta_e) = L_0 + L_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e + \frac{\pi}{2}))$$

— Les inductances mutuelles statoriques :

$$L_{12}(\theta_e) = M_0 + M_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e + \frac{\pi}{2}))$$

$$L_{23}(\theta_e) = M_0 + M_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e))$$

$$L_{31}(\theta_e) = M_0 + M_2 \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e - \frac{\pi}{2}))$$

— Les inductions mutuelles entre les enroulements du stator et les enroulement rotorique :

$$L_{1rd}(\theta_e) = M_{srd} \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e))$$

$$L_{2rd}(\theta_e) = M_{srd} \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e - \frac{\pi}{2}))$$

$$L_{3rd}(\theta_e) = M_{srd} \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e + \frac{\pi}{2}))$$

$$L_{1rq}(\theta_e) = M_{srd} \cdot \sin(2 \cdot (\theta_e))$$

$$L_{2rq}(\theta_e) = M_{srd} \cdot \sin(2 \cdot (\theta_e - \frac{\pi}{2}))$$

$$L_{3rq}(\theta_e) = M_{srd} \cdot \sin(2 \cdot (\theta_e + \frac{\pi}{2}))$$

La relation entre les coefficients d'inductance mutuelle (entre L_0 et M_0 , et entre L_1 et M_1) qui se représente par :

$$\frac{M_0}{L_0} = \frac{-1}{2}$$

$$\frac{M_1}{L_1} = \frac{-1}{2}$$

CHAPITRE II. MODÉLISATION DES MACHINES À RELUCTANCE VARIABLE (MODÈLE UNIFIÉ)

En utilisant les lois de Faraday sur chaque enroulement on obtient les équations générales des tensions.

Il faut noter que les enroulements rotoriques sont équivalents à des circuits en court-circuit, et par conséquence les tensions appliquées sont nulles :

$$\begin{aligned}V_{s_1} &= R_s \cdot i_{s_1} + \frac{d\psi_{s_1}}{dt} \\V_{s_2} &= R_s \cdot i_{s_2} + \frac{d\psi_{s_2}}{dt} \\V_{s_3} &= R_s \cdot i_{s_3} + \frac{d\psi_{s_3}}{dt} \\0 &= R_{r_d} \cdot i_{r_d} + \frac{d\psi_{r_d}}{dt} \\0 &= R_{r_q} \cdot i_{r_q} + \frac{d\psi_{r_q}}{dt}\end{aligned}$$

Et finalement l'équation qui relie les equations électriques de la machine avec ses équations mécaniques c'est l'équation du couple électromagnétique :

$$T_{em} = \frac{1}{2} I^T \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta_e} \cdot I$$

telle que I représente le vecteur du courant, et L représente la matrices des inductions.

5. LA TRANSFORMATION DE PRACK (LE MODLE DE LA MACHINE DANS LE REPÈRE $d - q$)

La transformation de Park a pour objective de simplifier les équations de la machine, cette transformation sert à transformer les équations vers un repère bi-phasé $d - q$, c'est un repère lié au rotor, et par conséquence, quand on fait la transformation de Park on ramène les équations du stator au rotor, pour avoir des équation plus simple [10][12][11].

$$\begin{bmatrix} 1s_d \\ 1s_q \\ 1s_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} is_1 \\ is_2 \\ is_3 \end{bmatrix}$$

Après cette transformation on obtient les circuits électriques suivants, qui sont simple par rapport aux premier système qui est représenté en triphasé :

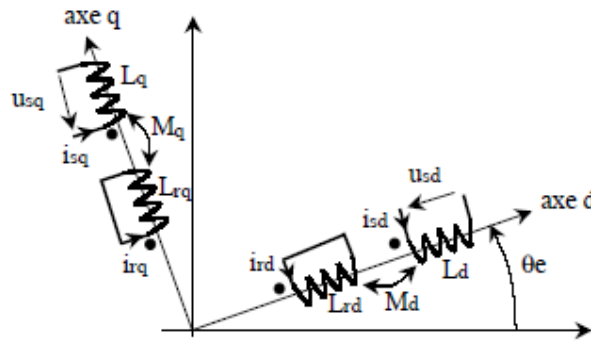


FIGURE II.2 – Schéma simplifié du système en repère $d - q$ [7]

Ce modèle obtenu est représenté par deux enroulement, une sur l'axe d et l'autre sur l'axe q .

On présente par la suite les équations aux bornes des bobinages équivalents d'axe d et d'axe q .

Les équations statoriques

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_e \cdot \psi_{sq} \\ U_{sq} &= R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_e \cdot \psi_{sd} \end{aligned}$$

La non-linéarité du système et le couplage entre les circuits rotoriques et ceux statorique a apparu à cause de la vitesse angulaire électrique ω_e .

Les flux magnétiques statoriques ont la forme suivante :

$$\begin{aligned}\psi_{s_d} &= L_d \cdot i_{s_d} + M_d \cdot i_{r_d} \\ \psi_{s_q} &= L_d \cdot i_{s_q} + M_q \cdot i_{r_q}\end{aligned}$$

5.1 Les équations rotoriques

Les tensions rotorique sont nulles (court de circuits) :

$$\begin{aligned}0 &= R_{r_d} \cdot i_{r_d} + \frac{d\psi_{r_d}}{dt} \\ 0 &= R_{r_q} \cdot i_{r_q} + \frac{d\psi_{r_q}}{dt}\end{aligned}$$

Et le flux qui embrasse chaque bobinage rotorique s'écrivent :

$$\begin{aligned}\psi_{r_d} &= L_d \cdot i_{r_d} + M_d \cdot i_{s_d} \\ \psi_{r_q} &= L_q \cdot i_{r_q} + M_q \cdot i_{s_q}\end{aligned}$$

5.2 L'équation du couple électromagnétique

Dans le livre [10], Il est montré que l'expression du couple électromagnétique prend la forme suivante :

$$T_{em} = p \cdot (\psi_{s_d} \cdot i_{s_q} - \psi_{s_q} \cdot i_{s_d})$$

5.3 L'équation de la partie mécanique :

$$\dot{\theta} = -\frac{f}{J}\theta - \frac{1}{J}(T_{em} - T_r)$$

telle que :

θ représente l'angle mécanique du rotor.

T_r est le couple de la charge.

J représente le moment d'inertie du rotor.

f est la constante du frottement.

Le système obtenu est non-linéaire à cause de la vitesse angulaire qui ramène à l'apparition du couplage non linéaire entre les circuits d'axe d et ceux d'axe q .

6. CONCLUSION

Dans chapitre on a cité brièvement les points essentiels de la modélisation générale des moteurs synchrones (le modèle unifié).

En outre, la recherche durant ce chapitre nous a montré que ce modèle est contrait par beaucoup des hypothèses, et par conséquence il ne décrit pas le fonctionnement réel de la machine, en faite, le fonctionnement de la machine se change largement en présence de la saturation magnétique de la machine, pour cela, dans le chapitre suivant on va citer un modèle plus précis (relativement).

Chapitre III

Modèle saturé des machines à reluctance variable

1. INTRODUCTION

L.Thierry a développé dans sa thèse [7] un modèle relativement plus précis pour les machine à réluctance variable, il a modélisé la phénomène de saturation à partir deux méthodes, modélisation à fuites séparés, et un modèle à fuites totalisés, Dans ce chapitre on va s'appuyer sur le modèle à fuite totlisé pour établir les équations de la machines et pour synthétiser des différentes commandes dans le chapitre suivant.

Notre choix a été apporté sur le modèle à fuite totalisé parce que comme il est montré dans la these de L.Thierry, le modèle saturé à inductances de fuites séparées present un inconvénient major, c'est le fait qu'il comporte des paramètres électriques non mesurables, en effet, comme la machine possède une cage en court-circuit au rotor, il est impossible d'avoir accès aux courants rotoriques. Par contre le deuxiem modele est un modèle saturé pour la machine synchrone à réluctance ne faisant apparaître que des paramètres mesurables.[7] Par la suite on va citer les points du développement de ce modele brievement (le développement est bien détaillé dans la thèse).

2. LE COEFFICIENT DE SATURATION

Le flux totale qui magnétise les enroulements rotoriques :

$$\begin{aligned}\psi_{r_d} &= M_d \cdot I_{mrd} \\ \psi_{r_q} &= M_q \cdot I_{mrq}\end{aligned}$$

Tel que les courants magnétisants rotoriques I_{mrd} et I_{mrq} valent :

$$\begin{aligned}I_{mrd} &= i_{s_d} + \frac{L_{r_d}}{M_d} \cdot i_{r_d} \\ I_{mrq} &= i_{s_q} + \frac{L_{r_q}}{M_q} \cdot i_{r_q}\end{aligned}$$

Les flux statoriques peuvent s'écrire en fonction de courants magnétisants rotorique comme suivant :

$$\begin{aligned}\psi_{s_d} &= \sigma_d \cdot L_d \cdot i_{s_d} + L_d(1 - \sigma_d) \cdot I_{mrd} \\ \psi_{s_q} &= \sigma_q \cdot L_q \cdot i_{s_q} + L_q(1 - \sigma_q) \cdot I_{mrq}\end{aligned}$$

Ou bien en fonction de flux magnitisant rotorique comme suivant :

$$\begin{aligned}\psi_{s_d} &= \sigma_d \cdot i_{s_d} + \psi_{msd} \\ \psi_{s_q} &= \sigma_q \cdot i_{s_q} + \psi_{msq}\end{aligned}$$

CHAPITRE III. MODÈLE SATURÉ DES MACHINES À RELUCTANCE VARIABLE

Tel que les coefficients de dispersion σ_d et σ_q égalent à :

$$\sigma_d = 1 - \frac{M_d^2}{L_d \cdot L_{r_d}}$$

$$\sigma_q = 1 - \frac{M_q^2}{L_q \cdot L_{r_q}}$$

Et les flux rotorique s'écrivent comme suivant :

$$\psi_{rd} = \frac{L_{r_d}}{M_d} \cdot \psi_{msd}$$

$$\psi_{rq} = \frac{L_{r_q}}{M_d} \cdot \psi_{msq}$$

Il faut noter que les coefficients d'induction M_d , M_q , L_{r_d} , L_{r_q} et les coefficients de dispersion ne sont plus considérés comme constantes. En effet, dans le cas de saturation de la machines, la relation entre le courant le le champs n'est plus linéaire.

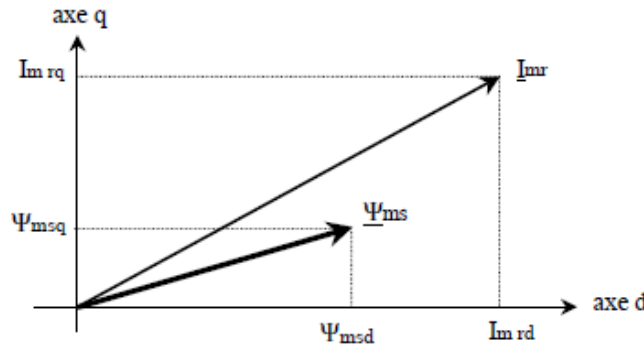


FIGURE III.1 – Flux et courant magnétisants dans la machine à pôles saillants [7]

Il est remarquable que le flux ψ_s et le courant I_{mr} ne sont pas colinéaires, donc on ne peut pas définir un coefficient de saturation entre ces deux grandeurs.

Néanmoins, on peut faire une transformation vers un système à pôles lisses équivalent parce que le flux magnétisant et le courant magnétisant sont colinéaire dans le cas des machines à pôles lisses.

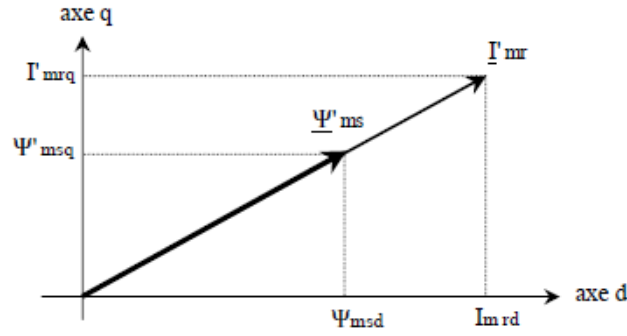


FIGURE III.2 – Flux et courant magnétisants dans la machine à pôles lisses[7]

$$\begin{bmatrix} I'_{mrd} \\ I'_{mrq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{mrd} \\ I_{mrq} \end{bmatrix}$$

et

$$\begin{bmatrix} \psi'_{mrd} \\ \psi'_{mrq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{mrd} \\ \psi_{mrq} \end{bmatrix}$$

Tel que :

$$k_1 = \sqrt{\frac{L_q(1 - \sigma_q)}{L_d(1 - \sigma_d)}}$$

$$k_2 = \frac{1}{k_1}$$

Dans ce cas il est possible de définir un coefficient de proportionnalité entre le flux magnétisant rotorique et le courant magnétisant rotorique, En effet ψ'_{mr} et I'_{mr} sont colinéaires, Il résulte donc :

$$I'_{mr} = \sqrt{I_{mrd}^2 + k_1^2 \cdot I_{mrq}^2}$$

Où bien :

$$\overrightarrow{\psi'_{mr}} = K_s \cdot L_d \cdot (1 - \sigma_d) \cdot \overrightarrow{I'_{mr}}$$

K_s est le coefficient de saturation, il dépend du courant de magnétisation équivalent.

3. LES ÉQUATIONS DU MODÈLE SATURÉ

Par la suite on va citer directement les équations du modèle saturé sans passer par les étapes intermédiaires (On trouve les détails dans la thèse [7]), et le modèle considéré est celui dont les courants sont choisis comme variables d'état.

3.1 Les équations électriques statoriques

— L'équation électrique statorique sur l'axe d

$$\begin{aligned} \frac{i_{sd}}{dt} = & - \left(\frac{R_s}{\sigma_d \cdot L_d} + \frac{1 - \sigma_d}{\sigma_d \cdot T_{rd}} \right) i_{sd} + \left(w_e \cdot \frac{1 - \sigma_q \cdot L_q}{\sigma_d \cdot L_d} \right) i_{sq} \\ & + \left(\frac{1 - \sigma_d}{\sigma_d \cdot T_{rd}} \right) I_{mrd} + \left(K_s \cdot w_e \cdot \frac{L_q \cdot (1 - \sigma_q)}{\sigma_d \cdot L_d} \right) I_{mrq} \\ & + \left(\frac{1}{\sigma_d \cdot L_d} \right) \cdot U_{sd} \end{aligned}$$

L'équation électrique statorique sur l'axe q

$$\begin{aligned} \frac{i_{sq}}{dt} = & - \left(\frac{R_s}{\sigma_q \cdot L_q} + \frac{1 - \sigma_q}{\sigma_q \cdot T_{rq}} \right) i_{sq} - \left(w_e \cdot \frac{1 - \sigma_d \cdot L_d}{\sigma_q \cdot L_q} \right) i_{sd} \\ & + \left(\frac{1 - \sigma_q}{\sigma_q \cdot T_{rq}} \right) I_{mrq} - \left(K_s \cdot w_e \cdot \frac{L_q \cdot (1 - \sigma_d)}{\sigma_q \cdot L_q} \right) I_{mrd} \\ & + \left(\frac{1}{\sigma_q \cdot L_q} \right) \cdot U_{sq} \end{aligned}$$

— Les équations prétendantes sont de la forme suivante :

$$\begin{aligned} \frac{i_{sd}}{dt} &= a_1 \cdot i_{sd} + b_1 \cdot i_{sq} + c_1 \cdot I_{mrd} + d_1 \cdot I_{mrq} + e_1 \cdot U_{sd} \\ \frac{i_{sq}}{dt} &= a_2 \cdot i_{sd} + b_2 \cdot i_{sq} + c_2 \cdot I_{mrd} + d_2 \cdot I_{mrq} + e_2 \cdot U_{sd} \end{aligned}$$

Tel que :

$$\begin{aligned}
 a_1 &= -\left(\frac{R_s}{\sigma_d \cdot L_d} + \frac{1 - \sigma_d}{\sigma_d \cdot T_{rd}}\right) & a_2 &= -(w_e \cdot \frac{1 - \sigma_d \cdot L_d}{\sigma_q \cdot L_q}) \\
 b_1 &= (w_e \cdot \frac{1 - \sigma_q \cdot L_q}{\sigma_d \cdot L_d}) & b_2 &= -\left(\frac{R_s}{\sigma_q \cdot L_q} + \frac{1 - \sigma_q}{\sigma_q \cdot T_{rq}}\right) \\
 c_1 &= \left(\frac{1 - \sigma_d}{\sigma_d \cdot T_{rd}}\right) & c_2 &= -(K_s \cdot w_e \cdot \frac{L_q \cdot (1 - \sigma_d)}{\sigma_q \cdot L_q}) \\
 d_1 &= (K_s \cdot w_e \cdot \frac{L_q \cdot (1 - \sigma_q)}{\sigma_d \cdot L_d}) & d_2 &= \frac{1 - \sigma_q}{\sigma_q \cdot T_{rq}} \\
 e_1 &= \left(\frac{1}{\sigma_d \cdot L_d}\right) & e_2 &= \left(\frac{1}{\sigma_q \cdot L_q}\right)
 \end{aligned}$$

Le système est fastidieusement non-linéaire et fortement couplé.

3.2 Les équations électriques des courants magnétisants

$$\frac{dI_{mrd}}{dt} = \frac{1}{K_s \cdot (K_s + K_{sd} \cdot I'_{mr})} \left\{ \frac{L_{qq}}{T_{rd} \cdot L_q (1 - \sigma_q)} (i_{sd} - I_{mrd}) + \frac{k_1^2 \cdot M_{dq}}{T_{rq} \cdot L_q \cdot (1 - \sigma_q)} (I_{mrq} - i_{sq}) \right\}$$

$$\frac{dI_{mrq}}{dt} = \frac{1}{K_s \cdot (K_s + K_{sd} \cdot I'_{mr})} \left\{ \frac{M_{dq}}{T_{rd} \cdot L_q (1 - \sigma_q)} (I_{mrd} - i_{sd}) + \frac{L_{dd}}{T_{rq} \cdot L_d \cdot (1 - \sigma_d)} (i_{sq} - I_{mrq}) \right\}$$

Ces deux équations sont de la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \frac{I_{mrd}}{dt} &= a_3 \cdot i_{sd} + b_3 \cdot i_{sq} + c_3 \cdot I_{mrd} + d_3 \cdot I_{mrq} \\
 \frac{I_{mrq}}{dt} &= a_4 \cdot i_{sd} + b_4 \cdot i_{sq} + c_4 \cdot I_{mrd} + d_4 \cdot I_{mrq}
 \end{aligned}$$

Tel que :

$$\begin{aligned}
 a_3 &= \frac{1}{K_s \cdot (K_s + K_{sd} \cdot I'_{mr})} \frac{L_{qq}}{T_{rd} \cdot L_q (1 - \sigma_q)} & a_4 &= -\frac{1}{K_s \cdot (K_s + K_{sd} \cdot I'_{mr})} \frac{M_{dq}}{T_{rd} \cdot L_q (1 - \sigma_q)} \\
 b_3 &= -\frac{1}{K_s \cdot (K_s + K_{sd} \cdot I'_{mr})} \frac{k_1^2 \cdot M_{dq}}{T_{rq} \cdot L_q \cdot (1 - \sigma_q)} & b_4 &= \frac{1}{K_s \cdot (K_s + K_{sd} \cdot I'_{mr})} \frac{L_{dd}}{T_{rq} \cdot L_d \cdot (1 - \sigma_d)} \\
 c_3 &= -a_3 & c_4 &= -a_4 \\
 d_3 &= -b_3 & d_4 &= -b_4
 \end{aligned}$$

Tel que :

$$\begin{aligned} L_{dd} &= L_d (1 - \sigma_d) \left(K_s + K_{sd} \frac{I_{mrd}^2}{I'_{mrd}} \right) \\ L_{qq} &= L_q (1 - \sigma_q) \left(K_s + k_1^2 \cdot K_{sd} \frac{I_{mrq}^2}{I'_{mrd}} \right) \\ M_{dq} &= L_q (1 - \sigma_q) \cdot K_{sd} \cdot \frac{I_{mrd} \cdot I_{mrq}}{I'_{mrd}} \end{aligned}$$

3.3 Les coefficients de saturations

On rappelle que

$$I'_{mr} = \sqrt{I_{mrd}^2 + k_1^2 \cdot I_{mrq}^2}$$

Le coefficient de saturation K_s est une fonction du courant magnétisant du modèle à pôle lisse équivalent I'_{mr} . La méthode pour calculer ce coefficient est bien détaillé dans la thèse [7], ce coefficient prend la forme suivante :

$$K_s = \frac{1 + a.I'_{mr} + b.I_{mr}^2 + c.I_{mr}^3 + d.I_{mr}^4}{1 + e.I'_{mr} + f.I_{mr}^2 + g.I_{mr}^3 + h.I_{mr}^4}$$

Et sa dérivé partielle K_{sd} s'appelle le coefficient de saturation dynamique :

$$K_{sd} = \frac{dK_s}{dI'_{mr}} = \frac{(a + 2.b.I'_{mr} + 3.c.I_{mr}^2 + 4d.I_{mr}^3).D - N(e + 2f.I'_{mr} + 3.g.I_{mr}^2 + 4.h.I_{mr}^3)}{D^2}$$

Tel que N et D sont le numérateur et le dénominateur du K_s .

4. CONCLUSION

Dans ce chapitre a cité brièvement un modèle d'une machine à réluctance variable en prenant en compte la saturation magnétique, toute en se basant sur la thèse de L.Thierry qui a développé un modèle saturé pour une MRV, Ce modèle est assez non-linéaire et fortement couplé.

Chapitre IV

Commande de la machine à réductance variable

1. PRINCIPE DE LA COMMANDE EN COUPLE

Ce chapitre a pour objective de commander le couple à partir ue commnad victorielle qui consiste à contrôler le couple en contrôlant les courants i_d et i_q [8][7]. nous maintenons le courant i_d à une valeur fixe et nous contrôlons le couple uniquement par le courant i_q .

Le choix de maintenir le courant i_d constant et de contrôler le couple à partir du courant i_q , plutôt que le contraire, est dû aux différents raisons cité dans [8].

D'après [7], L.Thierry a appliqué une commande PI en négligeant tous les signaux

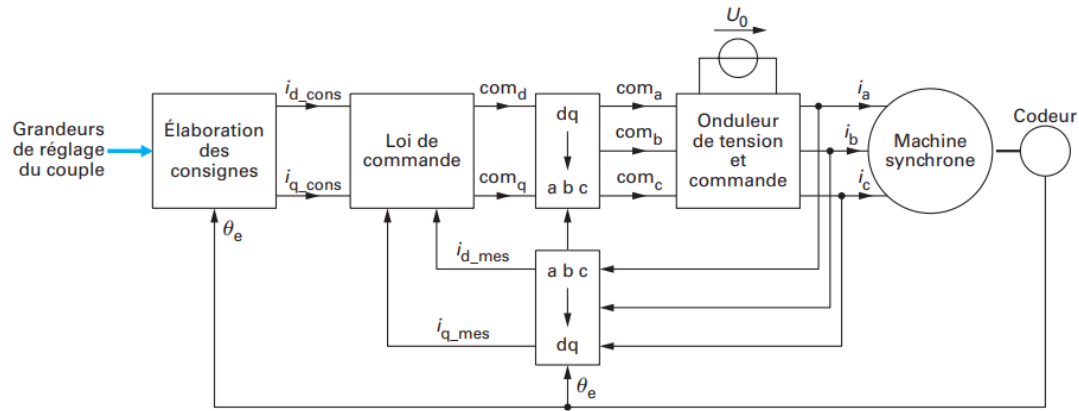


FIGURE IV.1 – Principe de contrôle des courants i_d et i_q [2]

du couplage et de non-linéarité et *il a considéré ces signaux comme des perturbations*, Dans ce chapitre on va appliquer la même stratégie, puis on essaye d'aller un peu loin et en prenant en compte tous les signaux, et la saturation du system en appliquant un retour d'état linéarisant découplant, qui peut transformer le system (qui est fortement couplé et fastidieusement non-linaire) vers un system découplé et linéaire (deux sous systèmes linéaires de premier ordre). puis on compare entre les deux stratégies de commande.

2. COMMANDE DE LA MACHINE SANS PRENDRE EN COMPTE LA SATURATION ET LE COUPLAGE (APPROXIMATION À UN SYSTEM DE PREMIER ORDRE)

On reprend les équations électriques du stator dans le repère $d - q$:

$$\begin{aligned}\frac{i_{sd}}{dt} &= a_1 \cdot i_{sd} + b_1 \cdot i_{sq} + c_1 \cdot I_{mrd} + d_1 \cdot I_{mrq} + e_1 \cdot U_{sd} \\ \frac{i_{sq}}{dt} &= a_2 \cdot i_{sd} + b_2 \cdot i_{sq} + c_2 \cdot I_{mrd} + d_2 \cdot I_{mrq} + e_2 \cdot U_{sd}\end{aligned}$$

Ce système est fortement couplé et non-alignée. Par ailleurs, dans le cas de saturation, les coefficients a_1, b_1, c_1, d_1, e_1 , et a_2, b_2, c_2, d_2, e_2 , ne sont pas des constantes, mais des fonctions de courants eux-même, dans cette première étape on va essayer d'approximer le modèle pour le simplifier le plus possible.

On va supposer que :

- Le system n'est pas saturé, et par conséquence le coefficient de saturation $K_s = 1$.
- On considère les courants magnétisants I_{mrd} et I_{mrq} comme des perturbations de commande.

Par conséquence le modèle considéré prend la forme suivante :

$$\begin{aligned}\frac{i_{sd}}{dt} &= a_1 \cdot i_{sd} + e_1 \cdot U_{sd} \\ \frac{i_{sq}}{dt} &= b_2 \cdot i_{sq} + e_2 \cdot U_{sd}\end{aligned}$$

Ces sont deux systèmes découplés, linaires de premier ordre.

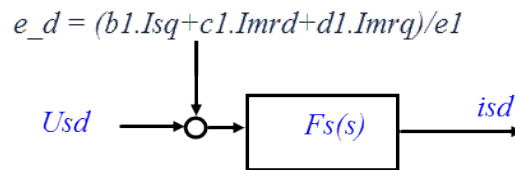


FIGURE IV.2 – Schéma bloc du system approximé à un system de premier ordre du circuit statorique sur l'axe d

Les deux fonctions de transfert prend les formes suivantes :

$$F_d(s) = \frac{e_1}{s + a_1} = \frac{k_d}{1 + T_d \cdot s}$$

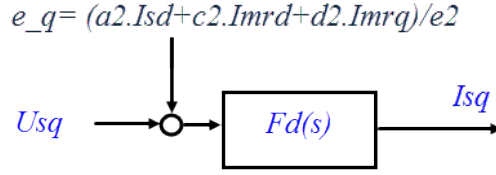


FIGURE IV.3 – Schéma bloc du system approximé à un system de premier ordre du circuit statorique sur l'axe q

$$F_q(s) = \frac{e_2}{s + a_2} = \frac{k_q}{1 + T_q \cdot s}$$

Tel que

$$\begin{aligned} k_d &= \frac{T_{rd}}{R_s + L_d(1 - \sigma_d)} & k_q &= \frac{T_{rq}}{R_s + L_q(1 - \sigma_q)} \\ T_d &= \sigma_d \cdot T_d \cdot k_d & T_q &= \sigma_q \cdot T_q \cdot k_q \end{aligned}$$

2.1 Commande PI

En introduisant un régulateur classique simple de type PI, on obtient un système en boucle fermé comme suivant :

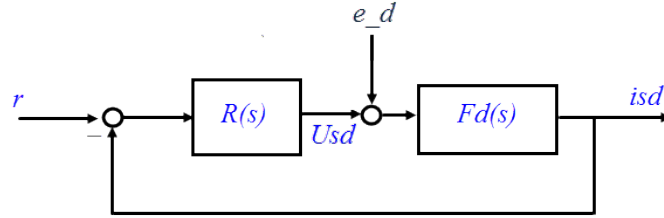


FIGURE IV.4 – Schéma bloc du système en boucle fermée, avec un régulateur PI

Le régulateur est de la forme suivante :

$$R(s) = P + \frac{K_I}{s} = \frac{P \cdot s + K_I}{s}$$

Et par conséquent la boucle ouverte devient :

$$L(s) = R(s) \cdot F_d(s) = \frac{P \cdot s + K_I}{s} \frac{k_d}{1 + T_d s}$$

On élimine le pôle du système en choisissant :

$$P = T_d \cdot K_I$$

On obtient :

$$L(s) = \frac{k_d \cdot K_I}{s}$$

En boucle fermée le système devient :

$$G_{bf} = \frac{L(s)}{1 + L(s)} = \frac{k_d \cdot K_I}{s + k_d \cdot K_I} = \frac{1}{\frac{s}{k_d \cdot K_I} + 1}$$

On veut un système trois fois plus rapide, donc on choisit un pôle égale à $\frac{-3}{T_d}$, donc soit :

$$k_d \cdot K_I = \frac{3}{T_d}$$

Il résulte que :

$$K_I = \frac{3}{T_d \cdot k_d}$$

$$P = \frac{3}{k_d}$$

2.2 Simulation sous SimuLink

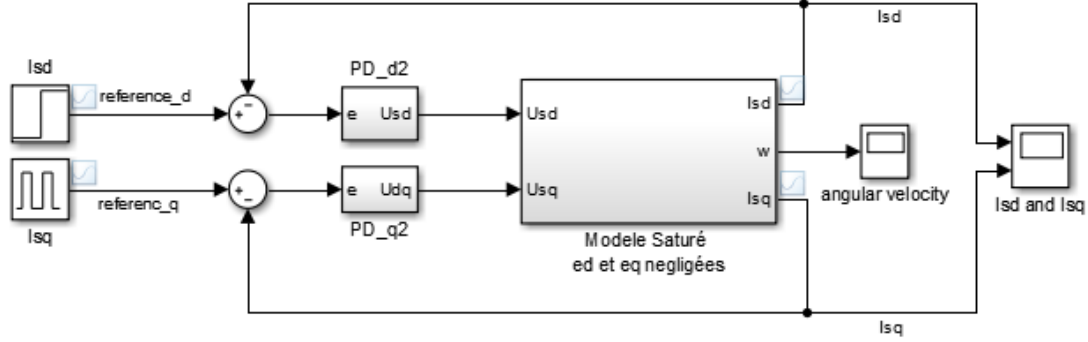


FIGURE IV.5 – Schéma bloc du system en boucle fermé, avec un régulateur PI

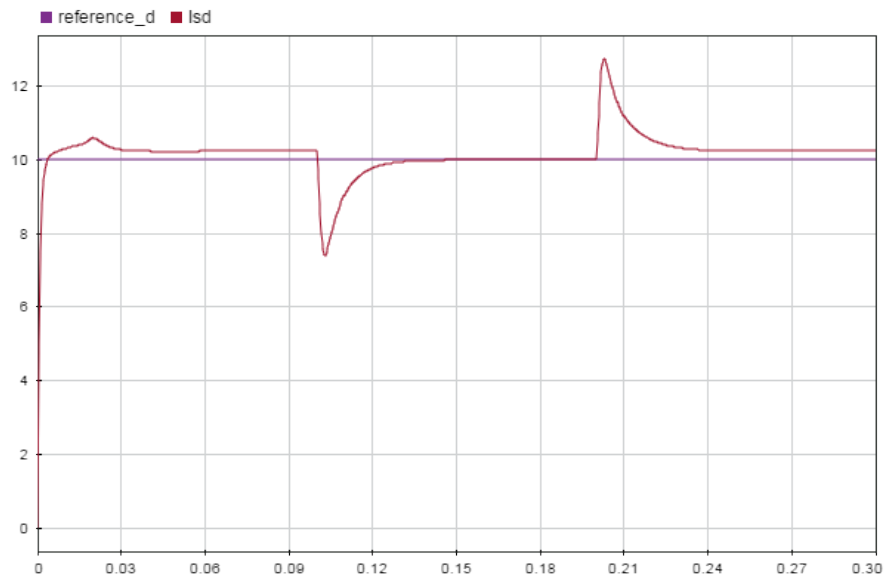


FIGURE IV.6 – Résultat de simulation (Le courant i_{sd})

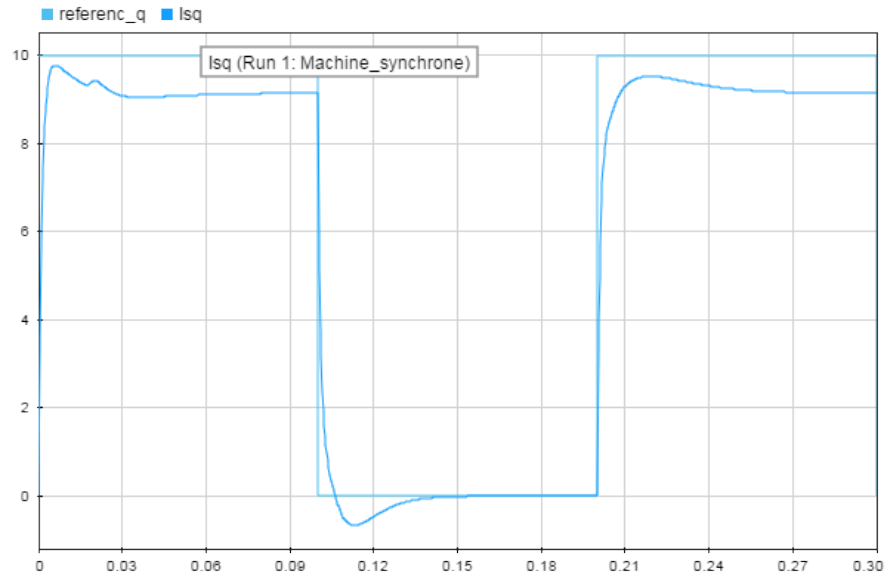


FIGURE IV.7 – Résultat de simulation (Le courant i_{sq})

Remarque

- Le régulateur a réussi de rejeter les deux tensions e_d et e_q considérées comme des perturbations sur la commandee, mais l'effet de ces deux dernier reste toujours, en effet, quand le courant i_{sq} change sa valeur, alors le courant i_{sd} est influencé brusquement, et d'où l'influence du couplage qui n'est pas rejeté parfaitement par le régulateur.
- Le régulateur qui contient un intégrateur est bien connue par sa performance en poursuite (pour les systèmes dont l'intégration d'un intégrateur n'est pas déstabilisant), Néanmoins, dans ce cas, le contrôleur n'est plus performant en terme de poursuite, en effet, on voit qu'il y a toujours une erreur statique entre les courants à contrôler et ses références.

3. COMMANDE EN PRENANT EN COMPTE LA SATURATION ET LES SIGNAUX DU COUPLAGE

On a vu dans la partie précédente que le contrôleur n'était pas performant contre les effets du couplage entre les courants, pour remédier au problème on va essayer de découpler le système tout en annulant les deux termes du couplage (e_d et e_q) en ajoutant à la commande $-e_d - e_q$.

Cette technique s'appelle commande par retour d'état linéarisant découplant. cependant, les termes e_d et e_q sont des fonctions de courants magnétisants i_{mrd} et i_{mrq} , et par conséquent, il faut tout d'abord observer les valeurs des courants magnétisants i_{mrd} et i_{mrq} pour réaliser ce découplage, parce que ces deux derniers ne sont pas mesurés.

3.1 Observation des courants magnétisants i_{mrd} et i_{mrq}

Rappelons les équations électriques du stator dans le repère $d - q$.

$$\begin{aligned}\frac{\dot{i}_{sd}}{dt} &= a_1 \cdot i_{sd} + b_1 \cdot i_{sq} + c_1 \cdot I_{mrd} + d_1 \cdot I_{mrq} + e_1 \cdot U_{sd} \\ \frac{\dot{i}_{sq}}{dt} &= a_2 \cdot i_{sd} + b_2 \cdot i_{sq} + c_2 \cdot I_{mrd} + d_2 \cdot I_{mrq} + e_2 \cdot U_{sd}\end{aligned}$$

Ces équations électriques du stator peuvent s'écrire sous la forme :

$$\frac{dI_s}{dt} = A_s \cdot I_s + A_{mr} \cdot I_{mr} + B \cdot U_s$$

Tel que :

$$\begin{aligned}I_s &= \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \\ I_{mr} &= \begin{bmatrix} i_{mrd} \\ i_{mrq} \end{bmatrix} \\ U_s &= \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \\ A_s &= \begin{bmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \end{bmatrix} \\ A_{mr} &= \begin{bmatrix} c_1 & d_1 \\ c_2 & d_2 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

CHAPITRE IV. COMMANDE DE LA MACHINE À RÉLUCTANCE VARIABLE

Et

$$B = \begin{bmatrix} e_1 & 0 \\ 0 & e_2 \end{bmatrix}$$

Les deux coefficients qui posent la difficulté d'observer les courants i_{mrd} et i_{mrq} sont d_1 et c_2 parce que :

$$d_1 = K_s \cdot w_e \cdot \frac{L_q \cdot (1 - \sigma_q)}{\sigma_d \cdot L_d} \quad c_2 = -K_s \cdot w_e \cdot \frac{L_q \cdot (1 - \sigma_d)}{\sigma_q \cdot L_q}$$

On voit que ces deux coefficients dépendent du coefficient de saturation K_s qui est une fonction nonlinéaire en i_{mrd} et i_{mrq} .

On définit la variable suivante :

$$y = \hat{A}_{mr}^{-1} (\dot{I}_s - A_s \cdot I_s - B \cdot U_s)$$

Tel que :

$$\hat{A}_{mr} = \begin{bmatrix} c_1 & \hat{d}_1 \\ \hat{c}_2 & d_2 \end{bmatrix}$$

Où :

$$\hat{d}_1 = \hat{K}_s \cdot w_e \cdot \frac{L_q \cdot (1 - \sigma_q)}{\sigma_d \cdot L_d} \quad \hat{c}_2 = -\hat{K}_s \cdot w_e \cdot \frac{L_q \cdot (1 - \sigma_d)}{\sigma_q \cdot L_q}$$

Si

$$\hat{K}_s \rightarrow K_s$$

Alors

$$\hat{A}_{mr} \rightarrow A_{mr}$$

.

On a besoin d'un algorithme qui rend $\hat{K}_s \rightarrow K_s$.

Les équations électriques de courants magnétisants :

$$\begin{aligned} \frac{I_{mrd}}{dt} &= a_3 \cdot i_{sd} + b_3 \cdot i_{sq} + c_3 \cdot I_{mrd} + d_3 \cdot I_{mrq} \\ \frac{I_{mrq}}{dt} &= a_4 \cdot i_{sd} + b_4 \cdot i_{sq} + c_4 \cdot I_{mrd} + d_4 \cdot I_{mrq} \end{aligned}$$

CHAPITRE IV. COMMANDE DE LA MACHINE À RÉLUCTANCE VARIABLE

Qui peut être écrit sous la from suivante :

$$\frac{dI_{mr}}{dt} = \alpha.I_{mr} + \beta.I_s$$

Tel que

$$\beta = \begin{bmatrix} a_3 & b_3 \\ a_4 & b_4 \end{bmatrix}$$

$$\alpha = \begin{bmatrix} c_3 & d_3 \\ c_4 & d_4 \end{bmatrix}$$

Soit l'observateur linéaire suivant :

$$\frac{d\hat{I}_{mr}}{dt} = -\lambda.\hat{I}_{mr} + \beta.\hat{I}_s + (\hat{\alpha} + \lambda).y$$

Tel que :

$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} > 0$$

$$\hat{\alpha} = \begin{bmatrix} c_3 & d_3 \\ c_4 & d_4 \end{bmatrix}$$

La dynamique de l'erreur entre l'état réelle I_{mr} et \hat{I}_{mr} vaut :

$$\Delta = I_{mr} - \hat{I}_{mr}$$

$$\dot{\Delta} = \dot{I}_{mr} - \dot{\hat{I}}_{mr}$$

$$= -\lambda(y - \hat{I}_{mr}) - \hat{\alpha}.y + \alpha.I_{mr}$$

Pour calculer K_s à l'instant t on utilise les courants magnétisants calculé à l'instant $t - dt$, et on prend $K_s(t \hat{=} 0) = 1$ qui correspond à l'état non saturé (la machine est non saturée avant le démarrage). On choisit λ relativement grande pour assurer la convergence de Δ vers zéro au début du calcul.

Et finalement, si $\hat{K}_s \rightarrow 0$ alors :

$$y \rightarrow I_{mr}$$

$$\hat{\alpha} \rightarrow \alpha$$

Il résulte que :

$$\Delta = I_{mr} - \hat{I}_{mr}$$

$$\dot{\Delta} = -\lambda(y - \hat{I}_{mr})$$

Qui signifie que l'erreur tend vers zéro : $\Delta \rightarrow 0$ sous la supposition que $\hat{K}_s \rightarrow 0$.

On applique le même régulateur PI qu'on a calculé précédemment sur le système découplé et linéarisé :

3.2 commande PI avec un retour d'état linéarisant découplant

On découple le système en annulant les deux termes du couplage en ajoutant un entrée constructive $-e_d - e_q$ à la commande qui sort du régulateur PI pour annuler (e_d et e_q), et par cette technique qui s'appelle commande par retour d'état linéarisant découplant, on obtient les systèmes de premier ordres montré dans la section précédente.

Simulation

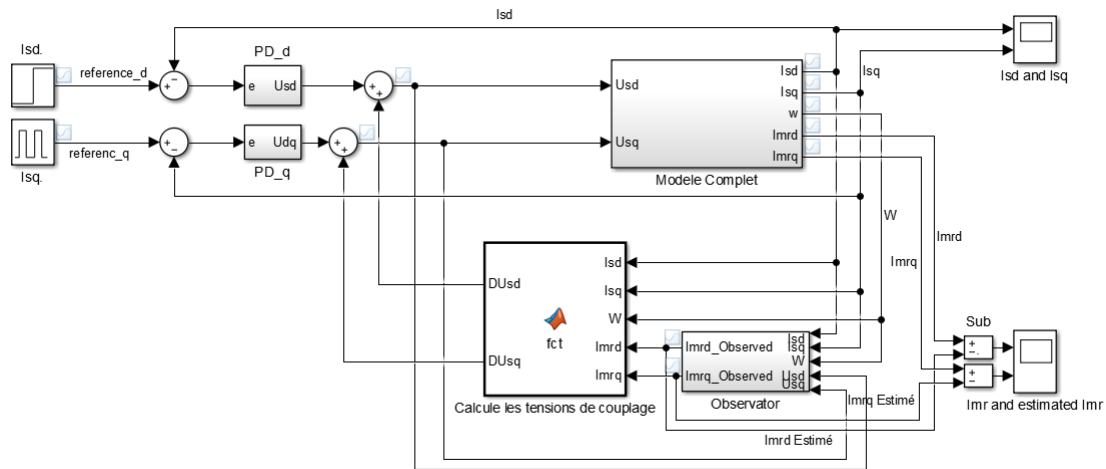


FIGURE IV.8 – Schéma bloc du system en boucle fermé, avec un régulateur PI

Les références choisies sont :

- Un échelon pour le courant i_{sd}
- Un signal carré (pulse generator) pour le courant i_{sq} :

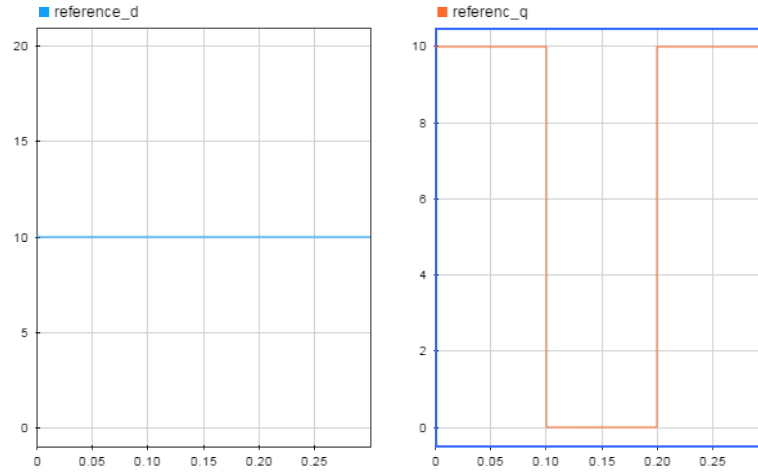


FIGURE IV.9 – Régulateur PI appliqué sur le système linéarisé et découplé par un retour de courants estimés \hat{I}_{mrd} et \hat{I}_{mrq}

La simulation a donné les résultats suivants :
L'observation du courant I_{mrd} :

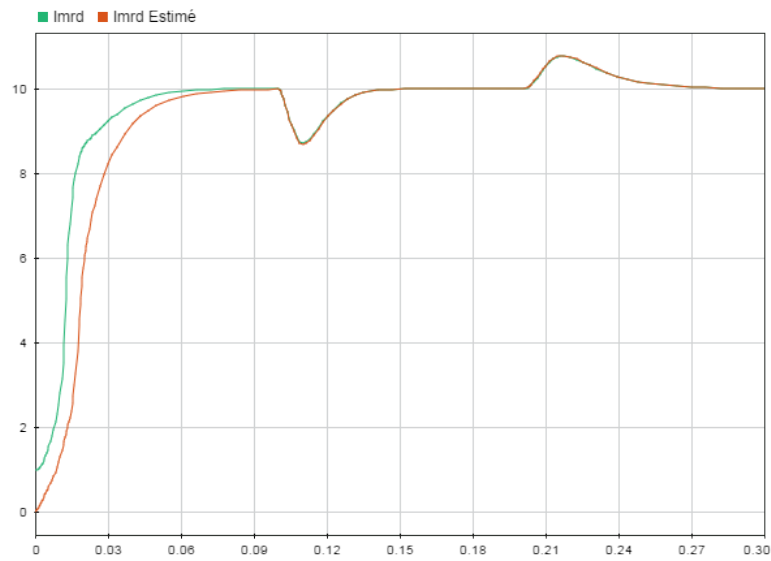


FIGURE IV.10 – L'observation du courant I_{mrd}

L'observation du courant I_{mrq} :

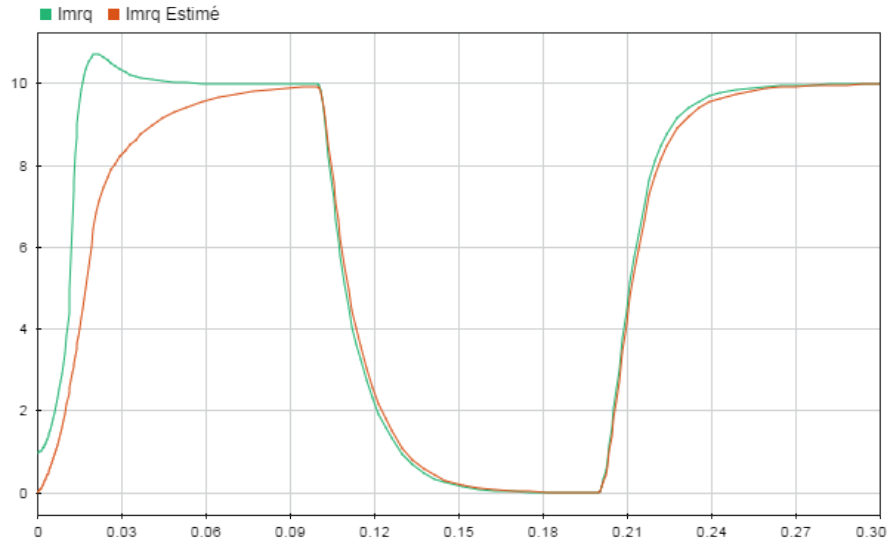


FIGURE IV.11 – L'observation du courant I_{mrqr}

Les courants magnétisants estimés \hat{I}_{mrd} et \hat{I}_{mrqr} tendent vers les états réelles (I_{mrd} et I_{mrqr}).

La commande de I_{sd} :

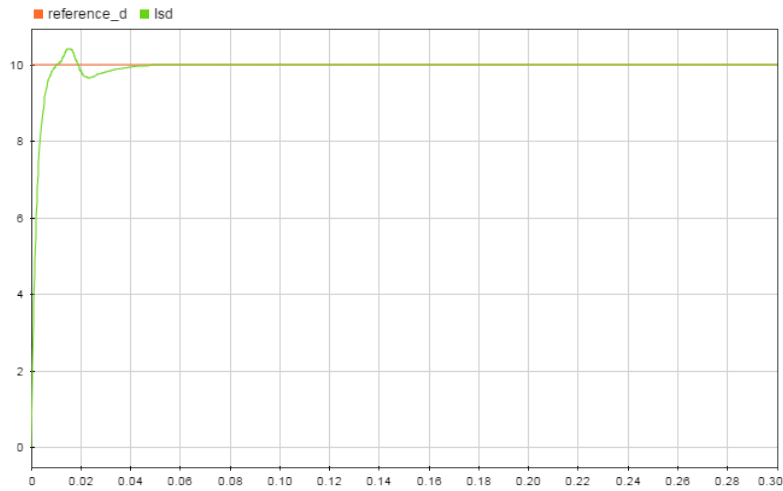


FIGURE IV.12 – L'observation du courant I_{mrd}

La commande de I_{sq} :

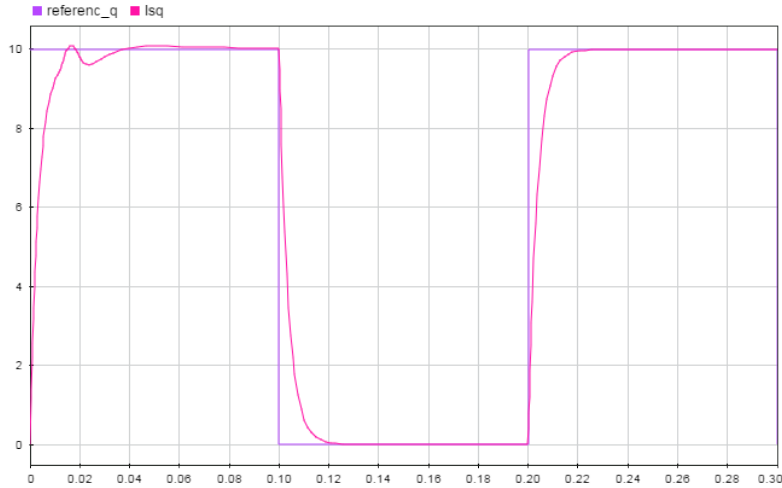


FIGURE IV.13 – L'observation du courant I_{mrq}

Remarque :

- On voit clairement maintenant que le système est découplé, en effet, une variation brusque sur le courant i_{sq} n'influence pas le courant i_{sd}
- La poursuite dans ce cas est très satisfaisante par rapport au premier régulateur ou on considère les termes de couplage comme des perturbations.
- Contrairement au premier régulateur, le système est plus rapide, et les réponses ne comportent des pics (des oscillations pour atteindre la référence)

4. CONCLUSION

Ce chapitre a été dédié à la commande vectorielle en couple, on a appliqué deux stratégies de commandes, la première stratégie est celle qui est appliquée par L.Thierry dans sa thèse, il a négligé les signaux du couplage et la saturation du système et les a considérés comme des perturbations afin d'avoir un modèle simple à commander, on a appliqué cette stratégie et on a remarqué les inconvénients de cette méthode à cause de l'effet du couplage et saturation, pour cela on a donné une méthode pour remédier à ce problème, qui se base à introduire un retour d'état découplant linéarisant. La difficulté pour réaliser un tel retour d'état était l'exigence des signaux et des paramètres internes non mesurés, pour cela on a proposé une solution pour cette difficulté, afin pouvoir observer les variables internes et appliquer un retour d'état linéarisant et découplant, les résultats montrent que cette

méthode proposée est assez performante par rapport à la première méthode.

Bibliographie

- [1] Reza Rajabi Moghaddam. Synchronous reluctance machine (synrm) design. *Stockholm : KTH Royal Institute of Technology*, 2007.
- [2] Hamid BEN AHMED, Nicolas Bernard, Gilles Feld, and Bernard Multon. Machines synchrones : Fonctionnement en régime autopiloté. *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, 6(D3524), 2010.
- [3] Tsaarafidy Raminosoa. *Optimisation des performances des machines synchro-réductantes par réseaux de perméances*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2006.
- [4] Floran Martin. *Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses*. PhD thesis, Nantes, 2013.
- [5] Guilherme Bueno Mariani. *Machine synchrone à réductance : modèles équivalents à réseau de réductances pour la simulation et l'optimisation*. PhD thesis, Université Grenoble Alpes, 2016.
- [6] Rada Alhasan. Etude et réalisation d'une nouvelle structure d'un moteur synchrone supraconducteur. *Génie Electrique, Université de Lorraine*, 2015.
- [7] Thierry Lubin. *Modélisation et commande de la machine synchrone à réductance variable : prise en compte de la saturation magnétique*. PhD thesis, Université Henri Poincaré ; Nancy I, 2003.
- [8] A Tounzi, F Meibody-Tabar, and FM Sargos. Commande vectorielle de la machine a réductance variable à stator lisse. prise en compte de la saturation et de l'amortissement. *Journal de Physique III*, 7(4) :909–926, 1997.
- [9] JK Kostko. Polyphase reaction synchronous motors. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, 42(11) :1162–1168, 1923.
- [10] Jacques Lesenne, Francis Notelet, and Guy Séguier. *Introduction à l'électrotechnique approfondie*. Technique et documentation, 1981.
- [11] Guy (1937-...) Grellet and Guy Clerc. *Actionneurs électriques : Principes, modèles, commande*. Eyrolles, 1997.

- [12] Rachid Abdessemed. *Modélisation et simulation des machines électriques*. Ellipses, 2011.
- [13] Zhenwei Wu. *Conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique : Co-conception des machines électriques, des convertisseurs de puissance et du réducteur planétaire*. PhD thesis, Université de Franche-Comté, 2012.
- [14] Dany Prieto Rodriguez. *Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique*. PhD thesis, Supélec, 2015.
- [15] André Genon and Willy Legros. *Machines électriques*. Hermès, 2000.

Résumé

Ce recherche bibliographique se focalise sur l'étude de la machine synchrone à réluctance variable, d'abord on a entamé ce travail en essayant de comprendre le principe de fonctionnement de cette machine et voir l'importance du rapport du saillance, qui nous a guidé à découvrir les différents rotors construits afin d'augmenter ce rapport de saillance.

En suite, le deuxième chapitre cite brièvement les points essentiels de la modélisation générales des moteurs synchrones (le modèle unifié), Néanmoins, le fonctionnement de la machine se change largement en présence de la saturation magnétique, pour cela le troisième chapitre introduit un modèle saturé pour une MRV développé par L.Thierry.

En fin, le dernier chapitre est consacré à la commande vectorielle en couple d'une MRV saturée, il montre l'effet de la saturation magnétique et le découplage sur la commande, et on a proposé une stratégie d'observation des signales et des paramètres internes non mesurés afin d'appliquer un retour d'état découplant linéarisant pour rejeter l'effet de la saturation magnétique et le découplage.