

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electronique
Laboratoire Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque

Mémoire de Magister

En Electronique

Option : Electricité Solaire

Présenté par :

M^{elle} LARIBI Malika

Ingénieur d'Etat en Electronique, USTHB

THEME

Commandes robustes à structures variables et synergétique d'un moteur asynchrone

Soutenue devant le jury composé de :

M M .MEHENNI	Professeur, ENP	Président
M C. LARBES	Maître de Conférences, ENP	Rapporteur
M ^{elle} L. BARAZANE	Maître de conférences, USTHB	Rapporteur
M M. HADDADI	Professeur, ENP	Examineur
M S. AIT-CHEIKH	Chargé de Cours, ENP	Examineur
M A.MALEK	Maître de recherche, CDER	Examineur

Février 2008

ملخص : لقد أبرزت تقنيات التحكم الخطي محدوديتها بينما أبرزت تقنيات التحكم الغير خطي أنها الحلول المثلى للألة اللاتزامنية و لكن بعضها حساسة للاضطرابات الخارجية و تغير عوامل الألة في هذا الصدد, الهدف من هذا العمل يتمثل في مقارنة جودة تقنيتي التحكم المطبقتان للتحكم الشعاعي في الألة اللاتزامنية بغرض تخفيف الأهنزاز و عدم التأثير بالتغيرات الخارجية, و تغير عوامل الألة و هما :
التقنية السينرجتيك و التقنية المتغيرة البنية.
نتائج البرمجة المحصل عليها أظهرت أن تقنية التحكم سينرجيتيك هي التي تملك قدرات عالية بمختلف الأستراتيجيات المطروحة.

كلمات مفتاحيه الألة اللاتزامنية التحكم الشعاعي التحكم بتوجيه التدفق الموجه

Résumé : les techniques de commandes linéaires ont montré leurs limitations tandis que les stratégies de commandes non linéaires ont démontré qu'elles sont des solutions convenables pour traiter les non linéarités de la machine asynchrone mais certaines sont sensibles aux variations des paramètres et aux perturbations externes qui sont inhérentes à la machine asynchrone. Les commandes les plus appropriées doivent être donc robustes.

Dans ce contexte, l'objectif visé par ce mémoire consiste en la comparaison entre les performances obtenues avec deux techniques de contrôles robustes différentes à savoir : la commande à structures variables et la commande synergétique, appliquées à la commande vectorielle de la machine asynchrone du point de vue réduction de chattering et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et perturbations externes.

Après avoir modélisé la machine asynchrone nous avons, dans un premier temps appliqué et simulé la commande à structure variable ; ensuite nous nous sommes intéressés à l'application de la commande synergétique.

En effet, les résultats de simulation obtenus nous ont montré que l'approche synergétique est meilleure en termes de stabilité et robustesse.

Mots clés : Moteur asynchrone, Commande vectorielle, Contrôle par orientation du flux, Commande à structures variables, Commande synergétique.

Abstract: The techniques of linear control have shown their limitations while the strategies of non linear control have demonstrated that they are appropriate solutions to treat the non linearity of the asynchronous machine, but some are sensitive to the parametric variations and to the external perturbations which are inherent to the asynchronous machine.

Therefore, the most suitable control must be robust. In this context, the objective aimed by this work consists in the comparison between the performances of two different robust control techniques: the variable structure control and the synergetic control, applied to the vectorial control of an asynchronous machine, in terms of reduction of chattering and robustness toward parametric variations and external perturbations.

After having modelled the asynchronous machine, we have first applied and simulated variable structure control, and then the synergetic control.

The results of simulation obtained showed that the synergetic control is much better in term of stability and robustness.

Key words: Induction motor, Field orientation control, Variable structure control, Synergetic control.

Avant-propos

Le travail que nous présentons dans ce mémoire a été réalisé au sein du laboratoire des Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), sous la direction du Dr. Cherif LARBES, de l'Ecole Nationale Polytechnique et Linda BARAZANE de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene.

Ainsi, je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à mes deux encadreurs :

Monsieur Dr. Cherif LARBES, Maître de Conférence à l'Ecole Polytechnique d'Alger, de m'avoir proposé le sujet de ce mémoire. Je suis heureuse d'exprimer ma gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée. Je le remercie d'avoir accepté la direction de ce travail. Je le remercie pour la patience dont il a su faire preuve à notre égard et qu'il soit assuré de ma plus profonde reconnaissance.

J'adresse mes sincères remerciements à Mademoiselle Linda BARAZANE, Maître de Conférence à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene. Je vous remercie pour le temps que vous m'avez consacré ainsi que pour votre précieuse aide.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur M.MEHENNI, professeur à l'ENP pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury.

Mes remerciements vont également à Monsieur M. HADDADI, professeur à l'ENP, qu'il trouve ici l'expression de ma gratitude pour sa participation au jury, Monsieur S. AIT-CHEIKH, Chargé de Cours à l'ENP, Monsieur A.MALEK, Maître de recherche au CDER qui m'ont fait l'honneur de participer au jury.

Je ne pourrai jamais remercier suffisamment Madame Samia BOUTELDJA et Meriem KARAOUI, Naima HAOUFA et Fouzia, pour leurs gentillesse, leur soutien moral qu'elles trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude et ma grande reconnaissance pour leurs précieuse aide.

J'adresse tout particulièrement mes remerciements à Madame AIT DAOUD Siham, Madame SADI Nafissa, Monsieur AIT ALLALA et Monsieur HASNI.

Je ne peux terminer sans avoir une pensée pour mes parents, mes sœurs et mes frères. Ils m'ont toujours soutenue et encouragée. Le parcours que j'ai eu jusqu'à ce jour est en partie leur œuvre.

SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre I. Modélisation de la Machine Asynchrone	
Introduction	4
I.1. Description du moteur asynchrone à cage	5
I.2. Hypothèses simplificatrices	5
I.3. Mise en équation de la machine asynchrone triphasée	5
I.4. Transformation de Park	9
I.5. Equation de la machine biphasée équivalente	10
I.6. Modèle de la machine asynchrone exprimée dans les trois différents référentielle	12
I.6.1 Référentiel lié au stator	12
I.6.2 Référentiel lie au rotor	12
I.6.3 Référentiel lie au champ tournant	13
I.7. Représentation d'état du modèle de la MAS alimentée et commandée en tension	14
I.8. Tensions d'alimentation	16
I.9. Simulation numérique	16
Interprétation des courbes	20
I.10. Association onduleur machine asynchrone	20
I.10.1. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux	21
I.10.2. La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	22
I.10.3. Modélisation du redresseur	23
I.10.4. Modélisation du filtre	24
I.11. Simulation numérique	24
Interprétation des courbes	27
I.15 Conclusion	27
Chapitre II: Commande vectorielle de la machine asynchrone	
Introduction	28
II.1. Principe de la commande vectorielle	29
II.2. Théorie du flux orienté	30
II.2.1. Orientation du flux rotorique	31
II.2.2. Orientation du flux statorique	33
II.2.3. Orientation du flux d'entrefer	33
II.3. Différentes méthodes de commande vectorielle	33
II.3.1. Méthode directe	34
II.3.2. Méthode indirecte	34
II.4. structure d'un schéma de commande par orientation du flux rotorique	35
II.5. Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse.	37
II.6. Simulation numérique	39
Interprétation des résultats de simulation	43
II.7. Test de robustesse	43

Interprétation des résultats de simulation	47
II.8. Conclusion	48
Chapitre III: Commande par mode glissant de la machine asynchrone	
Introduction	49
III.1 Les systèmes à structures variables	50
III.2 Conception des régulateurs à structure variables	50
III.2.1 Choix des surfaces de glissement	51
III.2.2 Condition d'existence et de convergence	51
III.2.3 Détermination de la loi de commande	53
III.3 Inconvénient de la commande à structures variables	56
III.4 Réduction du phénomène de chattering	56
III.4.1 commande classique	57
III.4.2 commande adoucie à un seul	57
III.5 Application à la machine asynchrone	58
III.6 Conclusion	59
Chapitre IV : La commande synergétique	
Introduction	60
IV.1 Les avantages de la commande synergétique	61
IV.2 Les caractéristiques fondamentales des systèmes synergétique	61
IV.3 Principe des contrôleurs synergétiques	63
IV.4 Conception du contrôleur synergétique	64
IV.4.1 Les étapes de conception du contrôleur synergétique	64
IV.4.2 Application de la commande synergétique au moteur asynchrone	65
IV.5. Conclusion	69
Chapitre V: Présentation des résultats	
V.1 Simulation numérique de la commande à structure variable	70
Interprétation des résultats	74
V.2 Simulation numérique de la commande synergétique	75
Interprétation des résultats de simulation	82
V.3. Test de robustesse	82
Interprétation des résultats	86
Conclusion générale	88
Bibliographie	91
Annexe	95

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Moteur asynchrone à cage.	5
Figure I.2: Représentation spatiale des enroulements statoriques et rotoriques .	6
Figure I.3 : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée.	9
Figure I.4: Représentation spatiale de la transformation de Park.	11
Figure I.5 : Schéma bloc de la MAS alimentée et commandée en tension.	14
Figure I.6: Démarrage à vide de la MAS alimentée en tension.	17
Figure I.7: Démarrage à vide de la MAS suivi d'une application d'un couple résistant $C_r=10Nm$ entre 0.4s 0.6s.	18
Figure I.8: Démarrage avec charge nominale de la MAS.	19
Figure I.9 : Schéma de l'association onduleur-machine asynchrone.	21
Figure I.10: Représentation du signal de commande d'un interrupteur obtenu par le MLI triangulo-sinusoidal.	23
Figure I.11: Schéma du redresseur.	23
Figure I.12: Schéma du filtre.	24
Figure I.13: Résultat de simulation à vide de l'ensemble convertisseur-MAS	25
Figure I.14: Comportement dynamique de la MAS alimentée par onduleur avec application d'un couple résistant de 10 N.m entre 0.8s et 1.5s	26
Figure II.1: Principe de commande découplée.	30
Figure II.2: principe d'orientation du flux	30
Figure II.3 : Schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique	34
Figure II.4 : schéma de la structure d'une commande par flux orienté	35
Figure II.5 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte sans régulation de vitesse	37
Figure II.6 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	38
Figure II.7 : Structure de commande vectorielle avec régulation de vitesse d'une MAS contrôlée en tension	39
Figure II.8 : Simulation en boucle fermée de la commande vectorielle avec réglage de vitesse pour $\Omega_{r\ ref}= 100rd /s$.	40
Figure II.9: Simulation en boucle fermée de la commande vectorielle avec un couple résistant $C_r =5Nm$ entre 0.8 et 1.5 et pour une vitesse $\Omega_{r\ ref}= 100rad /s$.	41
Figure II.10: Résultats de la simulation pour une variation de vitesse de 100 à 0rad/s à l'instant $t=1.5s$.	42

Figures II.11: Commande par flux orienté avec une variation de R_r^* de 50% à 100% par rapport à la valeur nominale.	43
Figures II.12: Commande par flux orienté avec une variation de R_r^* de 120% à 150% par rapport à la valeur nominale.	44
Figures II.13: Comportement dynamique de la commande par flux orienté avec une variation des inductances de 5% à 10% par rapport à la valeur nominale.	45
Figure III.1: Aspect général d'une commande à structures variables	50
Figure III.2 : La valeur continue (U_{eq}) prise par la commande lors des commutations entre U_{min} et U_{max}	54
Figure III.3 : Définition de la fonction U_n	55
Figure III.4 : Mise en évidence de l'écart de poursuite lors de l'implémentation pratique.	56
Figure III.5 : Commande classique	56
Figure III.6 : Fonction signe de la commande adoucie	57
Figure III.7: Schéma de commande en utilisant un contrôleur par mode de glissement	58
Figure IV .1 : Tâche complète du régulateur.	62
Figure IV. 2: L'orientation des manifolds vers un état désiré.	64
Figure IV.3 : Interprétation géométrique de la loi de commande.	68
Figure IV.4 : Schéma de principe de la commande en utilisant un contrôleur synergétique	68
Figure V.1 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application de commande de type relais	71
Figure V.2 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s)	72
Figure V.3 : Réponse du système à un échelon de vitesse de 100 rd/s) avec application de la commande adoucie.	73
Figure V.4 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) avec variation de la résistance $R_r^* = 100\% R_r$	73
Figure V.5 : Résultats de simulation pour un système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) ($a=b=1$ et $T=0.05$).	76

Figure V.6 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s), $a=b=T=0.1$.	77
Figure V.7: Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec inversion de vitesse et application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) et $a=b=T=0.1$.	78
Figure V.8 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) et inversion de vitesse à l'instant 1.5s et une variation des inductances de 5% et 10% par rapport à la résistance nominale.	79
Figure V.9 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) et inversion de vitesse à l'instant 1.5s et une variation de résistance de 50% à 150%par rapport à la résistance nominale.	80
Figure V.10: Comportement de la machine lors d'une variation de R_r^* de 50% à 150% et une variation des inductances de 10% par rapport aux valeurs nominales.	81
Figure V.11 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) et inversion de vitesse à l'instant 1.5s et une variation des inductances de 5% et 10% par rapport l'inductance nominale	83
Figure V.12 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) et inversion de vitesse à l'instant 1.5s et une variation de résistance de 50% à 150%par rapport à la résistance nominale.	84
Figure V.13: Comportement de la machine lors d'une variation de R_r^* de 50% à 150% et une variation des inductances de 10% par rapport aux valeurs nominales.	85

NOTATIONS

a_s, b_s, c_s	: Les trois phases statoriques.
a_r, b_r, c_r	: Les trois phases rotoriques.
$[V_{abcs}] [V_{abcr}]$: Vecteur tensions appliquées aux phases statoriques et rotoriques
$[I_{abcs}] [I_{abcr}]$: Vecteur courants appliquées aux phases statoriques et rotoriques.
$[\phi_{abcs}] [\phi_{abcr}]$: Vecteur flux statoriques et rotoriques.
R_s, R_r	: Résistance d'une phase statorique et rotorique.
$[L_s] [L_r]$: Matrices des inductances des phases statorique et rotorique.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
d, q	: Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant.
α, β	: Indices correspondant au référentiel fixe.
Ω	: Vitesse mécanique.
ω_{sl}	: Vitesse de glissement.
ω_s, ω_r	: Pulsation statorique et rotorique.
θ_r	: position du rotor ($\Omega = d\theta_r / dt$)
θ	: Position du référentiel par rapport au stator.
P	: Nombre de paires de pôles.
J	: Moment d'inertie.
K	: Coefficient de frottement visqueux.
T_s, T_r	: Constante de temps statorique et rotorique. ($T_s = L_s / R_s$), ($T_r = L_r / R_r$)
σ	: Coefficient de dispersion magnétique: ($\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$)
FOC	: Flux oriented control
$\psi(x)$: Macrovariables
K_1, K_2	: Paramètres du régulateur synergétique
T	: Le temps de convergence au manifold invariable
X	: Un vecteur des variables d'état
$réf$: Indice indiquant la référence (la consigne).

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone à cage jusqu'alors très appréciée dans les milieux industriels pour sa robustesse, son couple massique important et son faible coût, apparaît maintenant comme un élément de base d'actionneurs électriques performants au même titre que les machines à courant continu. La dynamique de ce type de machine se trouve être non-linéaire, fortement couplée. En plus, certaines de ses variables d'état sont inaccessibles aux mesures directes (flux rotorique) et les paramètres de la machine (en particulier, la résistance rotorique) sont affectés par l'effet thermique et les conditions de fonctionnement, ce qui rend sa commande relativement difficile.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courant alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée.

La machine asynchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble du moteur – charge.

L'apparition des thyristors et, par la suite, des transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) a permis le développement d'onduleurs à modulation d'impulsion performants, fiables et proposés à un coût non prohibitif. Le problème de l'alimentation étant réglé.

De nos jours et vu l'intérêt porté à ces actionneurs, les techniques de commande synthétisées sont de plus en plus complexes du fait qu'elles doivent répondre à des exigences de plus en plus sévères. En effet, toute commande développée doit simplifier le modèle mathématique de la machine asynchrone tout en assurant non seulement le découplage entre ses deux principales dynamiques, à savoir : la vitesse et le flux, et une certaine robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres, mais aussi, permettre une mise en œuvre des lois de commande assez simples et assez souples pour une implémentation aisée et efficace. Toutefois, la commande de la machine asynchrone reste complexe et difficile à mettre en œuvre. Cela est dû, en particulier, au problème de couplage étroit entre les diverses variables, et aux fortes non-linéarités que présente le modèle de la machine, au risque d'aboutir à de mauvaises performances dynamiques, comparées à celles obtenues avec le moteur à courant continu.

L'une des premières commandes apportant une solution à ce problème, est la commande vectorielle, appelée également commande par flux orienté (CFO) [Fu91][Bar93][Trz94][Igo95]. Elle a été introduite pour la première fois, en Allemagne, par Blaschke [Bla71] [Bla72]. Le principe de cette méthode de commande consiste à ramener les performances du moteur asynchrone vers celles de la machine à courant continu, en orientant le vecteur flux sur un axe du référentiel lié au champ tournant. Cela a permis d'éliminer le problème de couplage entre les deux variables "couple et flux".

Malheureusement, les techniques de commande basées sur l'orientation du champ possèdent quelques inconvénients qui ont limité leurs performances. En effet, le découplage ciblé n'est assuré que dans les régimes statiques (permanents), c.-à-d., quant l'amplitude du flux rotorique est maintenue constante. Cette propriété présente une contrainte sérieuse tout particulièrement pour les machines de faible puissance et celles tournant à de grandes vitesses (supérieurs à la vitesse nominale) [Slo91]. Par ailleurs, si on réduit le module du flux pour faire fonctionner la machine asynchrone en dehors des limites de saturation du circuit magnétique et des tensions d'alimentation, la dynamique de la vitesse se dégrade considérablement. De plus, le découplage Couple-Flux est très sensible aux variations des paramètres de la machine, en particulier à la constante de temps rotorique très influencée par l'effet thermique.

D'autre part, les algorithmes de commande utilisés dans la commande vectorielle étaient au début basés sur des régulateurs classiques linéaires, qui s'appuient sur un modèle d'état à coefficients constants où les paramètres du système sont supposés connus avec précision. Alors qu'une des caractéristiques de la machine asynchrone à cage est de ne fournir aucun renseignement direct sur les courants développés au rotor (flux rotorique), ses paramètres, en particulier, la résistance rotorique, sont affectés par l'effet thermique, conduisant ainsi à des performances limitées. Une variation de ces paramètres entraîne inévitablement des incertitudes sur les coefficients du régulateur classique utilisé qui lui font perdre les qualités de réglage exigées. Cela est dû au fait que la robustesse des régulateurs linéaires n'est valide qu'au voisinage du point de fonctionnement, autour duquel le système est linéarisé.

Une autre technique appelée technique de contrôle à structures variables (CSV) [Sab89][Cha93][Sob96a][Bar98], connue par sa simplicité, sa rapidité et sa robustesse fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications. Elle consiste à changer la structure de commande en fonction de l'état du système, en assurant de bonnes performances du système et une robustesse vis à vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode de glissement [Utk93]. C'est à dire que la trajectoire d'état du système est amenée vers une hypersurface dite surface de glissement et commute autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre.

En dépit de ces nombreux avantages, ce type de contrôleur souffre d'un inconvénient majeur qui est le phénomène de chattering. En effet, dans la théorie des systèmes à structures variables, il est supposé que la commutation entre les structures de commande aura lieu instantanément. Cependant les limites physiques des interrupteurs de l'onduleur qui ne peuvent pas suivre la commutation imposée par la commande du fait que le système oscille autour de la surface au lieu de glisser sur cette surface. Afin de réduire ce phénomène de Chattering, on utilise d'autres techniques qui consistent à faire des approximations continues de la fonction discontinue au voisinage de la surface de commutation qui se fait au prix d'une perte de précision [Hun91] [Hun94].

Une quantité considérable de recherche a été consacrée à l'étude des stratégies de commande linéaires et non-linéaires et cela pour garantir l'efficacité, l'exactitude et la robustesse au moteur [San00] [San03] [Man03], Pour une commande de vitesse d'un moteur asynchrone hautement performante et précise, les techniques de commande linéaires et de linéarisation ont montré des limitations tandis que les stratégies non-linéaires de commande ont démontré qu'elles sont des solutions convenables pour traiter les non-linéarités des moteurs [Rah03] [Bai98].

Une nouvelle approche pour la commande des systèmes non-linéaires, est l'approche synergétique, présentée dans [Kol00a] [Kol00b]. Les travaux sur l'application du contrôleur synergétique [Kol02] [San00] [San03] [Man03], ont montré que ce dernier offre une meilleure robustesse vis-à-vis d'éventuelles variations paramétriques ainsi qu'un niveau de rendement élevé, une simplicité de conception et une flexibilité des contrôleurs synergétiques.

La théorie du contrôleur synergétique est très utilisée dans les cas de commandes numériques. Elle assure donc une diminution de chattering avec en plus une robustesse, elle fonctionne à une fréquence de commutation constante ce qui diminue la complexité de la conception de filtrage, et montre des vibrations faibles.

L'approche synergétique peut aider non seulement à diminuer la dimension d'un système modélisé, mais à assurer également la stabilité du système d'alimentation en générale.

Pour toutes ces raisons, l'approche synergétique peut être utilisée dans la modélisation des systèmes électroniques de puissance.

L'approche propose aussi l'avantage de conserver les performances de la commande indépendamment de la complexité du modèle en faisant seulement un bon choix des paramètres du régulateur

Par conséquent, et pour bénéficier des avantages que procure cette approche nous présentons le principe de la théorie de commande synergétique. Nous passons ensuite au procédé général de la conception de la commande synergétique. Par la suite, l'idée est de concevoir un contrôleur de vitesse synergétique pour une commande de vitesse précise d'un moteur asynchrone et qui est basée sur la commande vectorielle indirecte.

En outre, les caractéristiques de fonctionnement du contrôleur synergétique sont comparées avec le contrôleur en mode sliding. Plusieurs avantages et inconvénients dans chaque contrôleur vont être discutés et illustrés avec quelques résultats de simulation en utilisant un moteur à induction.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres :

➤ Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone et son alimentation en utilisant la transformation de Park. Le choix de la représentation complexe permet une simplification de l'écriture.

➤ Dans le deuxième chapitre, nous présentons la technique de commande par orientation de flux et l'implémentation d'un régulateur classique de type PI pour la régulation de la vitesse.

➤ La technique de commande à structures variables avec application pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone est développée dans le troisième chapitre.

➤ Dans la quatrième partie, nous présentons les concepts de base de la commande synergétique et l'application du contrôleur de vitesse synergétique pour une commande vectorielle d'un moteur à induction.

Une conclusion générale donnera une synthèse du travail effectué, et résumera les principaux résultats obtenus, ainsi que les perspectives envisagées pour d'éventuelles améliorations.

CHAPITRE I

Modélisation de la Machine Asynchrone

Introduction

L'utilisation des machines asynchrones à rotor à cage d'écurueil dans les entraînements industriels est en pleine expansion, du fait de leur robustesse, leur coût de fabrication relativement faible et la quasi-absence en entretien. Mais, depuis leur apparition, elles ont fait l'objet de nombreuses études basées, essentiellement, sur la méthode de schéma équivalent [Kan00]. D'autre part, le formidable progrès technologique des composants de l'électronique de puissance entraînant le développement des convertisseurs statiques a favorisé une large application des machines asynchrones.

Néanmoins, un inconvénient de taille la caractérise et consiste en son modèle mathématique constitué d'un système d'équations très complexe à étudier qui exige un recours aux calculs matriciels. Suite à cette complexité, nous devons développer un modèle plus simple ayant un comportement dynamique le plus proche possible de celui de la réalité, [Bar82] [Cha90]. Il est donc évident que cette étape est un passage inévitable non seulement pour l'étude, mais aussi pour la conception des systèmes de commande correspondants.

Etant donné, que ce type de machine n'est pas un système simple à modéliser du fait des nombreux phénomènes qui interviennent ou apparaissent dans son fonctionnement, à savoir : la saturation, les courant de Foucault, l'effet pelliculaire etc... Certaines hypothèses simplificatrices doivent être considérées pour pouvoir les modéliser [Bar82] [Cha90]. Le modèle qui en résulte se trouve être représenté par trois équations de tensions statoriques, trois équations de tensions rotoriques, et une équation mécanique.

Dans ce chapitre, nous présenterons le principe de modélisation et de simulation d'une machine asynchrone, en utilisant des hypothèses simplificatrices et le modèle biphasé équivalent.

Nous présenterons ensuite le modèle complet et réduit, dans le référentiel lié au champ tournant, sous forme de représentation d'état. L'alimentation de la machine est une source de tensions triphasées générées par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) contrôlé par la stratégie triangulo-sinusoidale. A la fin de ce chapitre, nous présentons la simulation de l'ensemble Convertisseur-Machine.

I.1 Description du moteur asynchrone à cage

Un moteur asynchrone à cage se présente sous la forme d'un carter (2) entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé (1) (figure I.1).

A l'intérieur de ce circuit magnétique qui se présente comme un cylindre creux séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique (3) qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique fabriqué en aluminium coulé ou en cuivre et qui sont court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques (4), (5) fixées au carter comme le montre la figure (I.1) [Gag01].

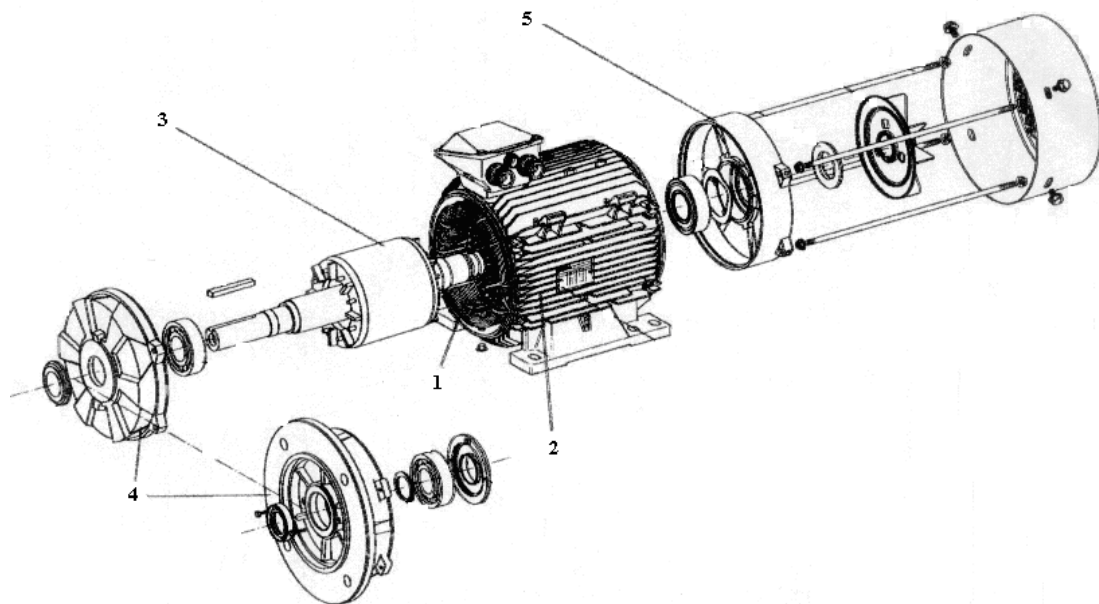


Figure I.1: Moteur asynchrone à cage

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant [Tran92]. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant.

I.2. Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser la machine asynchrone, un certain nombre d'hypothèses [Cha90] [Bar93] doit être pris en considération à savoir :

- La saturation dans le circuit magnétique est négligée, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté afin de négliger les courants de Foucault.
- Les pertes par hystérésis et l'effet de peau sont négligées.
- L'épaisseur de l'entrefer est considérée constante sur toute la périphérie de la machine, en négligeant en plus l'effet des encoches.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale, ce qui revient à ne considérer que la composante fondamentale. Ceci signifie que le flux d'enroulement à travers chaque phase et l'inductance mutuelle entre un enroulement rotorique et statorique suivent une loi sinusoïdale en fonction de l'angle rotorique.
- De plus, la machine est considérée comme symétrique et équilibrée.

I.3. Mise en équation de la machine asynchrone triphasée

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention de signe moteur, nous pouvons représenter la machine asynchrone schématiquement par les trois enroulements du stator a_s, b_s, c_s , ainsi que les trois enroulements du rotor a_r, b_r, c_r (figure I.2) [Bar82] [Cha90] [Car95].

L'angle θ , variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r pris comme axes de références.

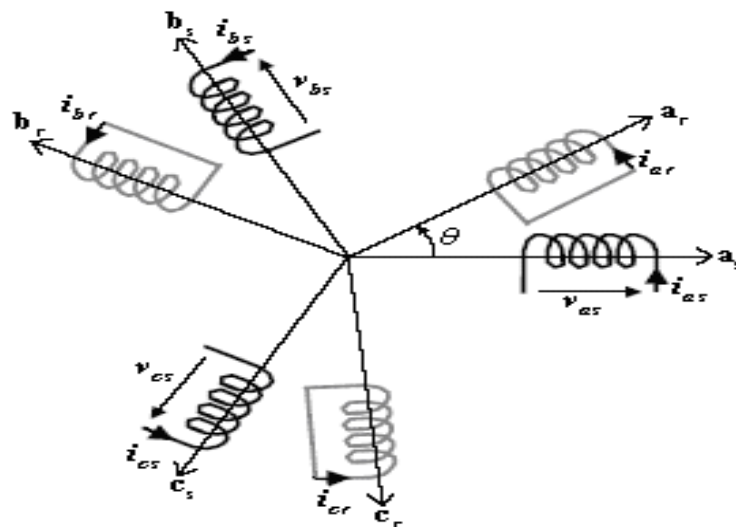


Figure I.2 : Représentation spatiale des enroulements statoriques et rotoriques

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en (Figure I.2). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire [Bag 05] :

$$V = RI + \frac{d\phi}{dt}$$

Les équations des tensions régissant le fonctionnement d'une machine asynchrone s'écrivent sous formes matricielles :

$$[V_{abcs}] = R_s [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (I.1)$$

$$[V_{abcr}] = R_r [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{abcs}] &= \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; & [I_{abcs}] &= \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; & [\Phi_{abcs}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}; & [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \\ [V_{abcr}] &= \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; & [I_{abcr}] &= \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; & [\Phi_{abcr}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}; & [R_r] &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

L'expression des flux résultants dans la machine s'expriment sous la forme suivante en prenant comme exemple la phase a statorique :

$$\phi_{as} = l_s I_{as} + m_s I_{bs} + m_s I_{cs} + m_1 I_{ar} + m_3 I_{br} + m_2 I_{cr} \quad (I.3)$$

En écriture matricielle :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & m_3 & m_2 \\ m_2 & m_1 & m_3 \\ m_3 & m_2 & m_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & m_3 \\ m_3 & m_1 & m_2 \\ m_2 & m_3 & m_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.4)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}; [M_{sr}] = \begin{bmatrix} m_1 & m_3 & m_2 \\ m_2 & m_1 & m_3 \\ m_3 & m_2 & m_1 \end{bmatrix}; [M_{sr}] = [M_{rs}]^t$$

Les coefficients instantanés mutuelles sont :

$$m_1 = m_{sr} \cos \theta_r$$

$$m_2 = m_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$m_3 = m_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right)$$

On aura donc:

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Avec:

l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : est l'induction propre d'une phase rotorique.

m_s : est l'induction mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : est l'induction mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.

θ_r : angle entre la phase a du stator et celle du rotor. ($\Omega = d\theta_r/dt$)

Sachant que le rotor est en court-circuit, ses tensions sont nulles. Les expressions deviennent:

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = R_s [I_{abcs}] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_{abcr}] \} \\ 0 = R_r [I_{abcr}] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_{abcs}] \} \end{cases} \quad (I.5)$$

D'après le système (I.5), il apparaît clairement que notre système d'équations est à coefficients variables dépendants de θ ; ce qui conduit à une résolution analytique complexe. Pour pallier à cet inconvénient, il est nécessaire d'introduire une transformation adéquate dite de Park susceptible de nous permettre d'aboutir à un système d'équation à coefficients constants et qui sera présentée au paragraphe suivant.

L'expression du couple est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^t \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L][I] \right\} \quad (I.6)$$

Avec : $[I]^t = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}, I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]$; $[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix}$

Nous aboutirons ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de résolution analytique.

I.4. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère $(\alpha\beta)$, puis vers le repère (dq) . Le repère $(\alpha\beta)$ est toujours fixe par rapport au repère abc , alors que le repère (dq) est mobile. Ce dernier forme avec le repère fixe $(\alpha\beta)$ un angle appelé angle de la transformation de Park ou angle de Park comme le montre la figure (I.3) [Bar02] [Bag05].

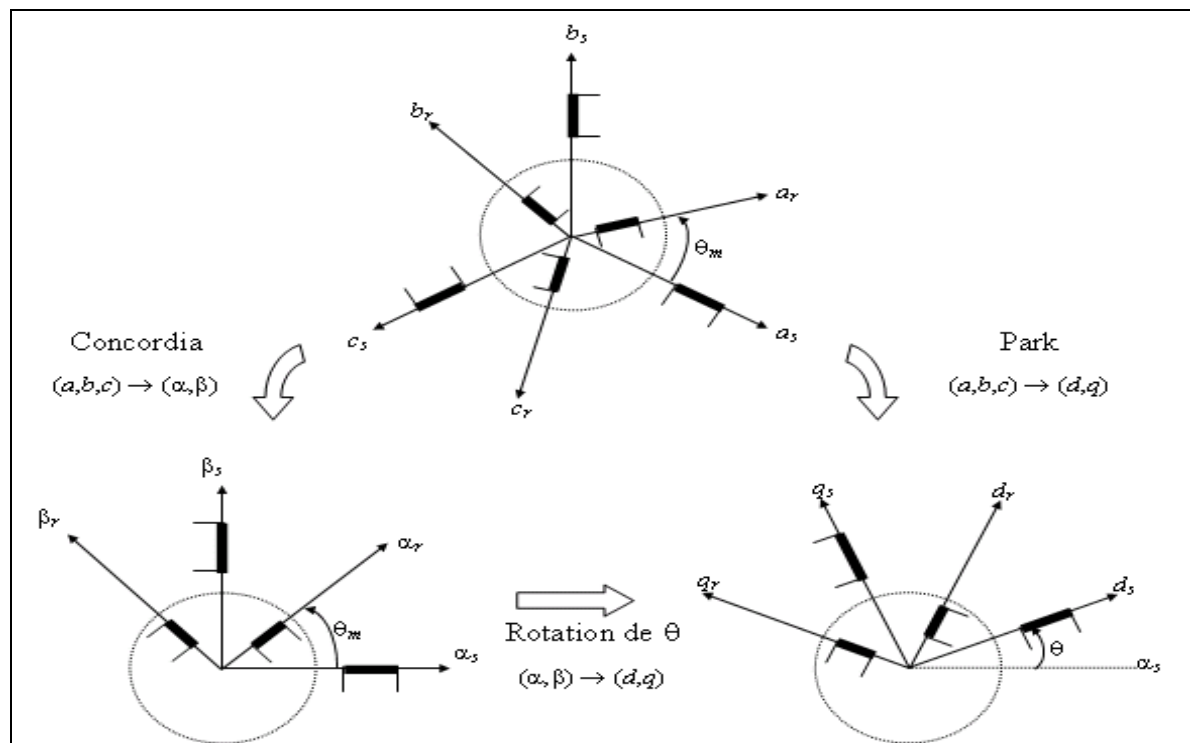


Figure I.3 : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée

Dans ce cas, il est donc possible de définir une matrice $[Park]$, permettant le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{dq0} du système biphasé tournant à la même vitesse [Sel01], telle que :

$$[\text{Park}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

θ : étant l'angle entre la phase a du stator et l'axe d du référentiel.

Les courants, tensions et flux dans le nouveau repère sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = [\text{Park}] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [\text{Park}] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = [\text{Park}] \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

1.5. Equation de la machine biphasée équivalente

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park. Les équations électriques et magnétiques donnent alors le système suivant :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

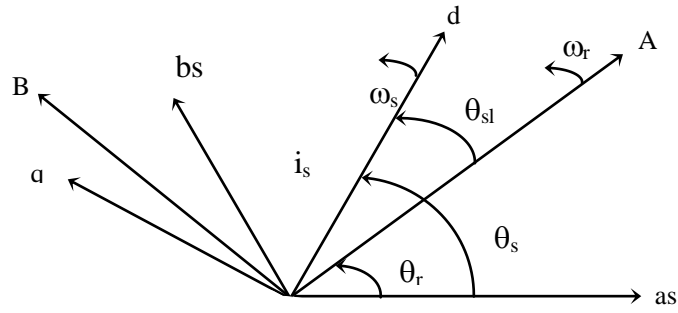


Figure I.4: représentation spatiale de la transformation de Park

θ_r : l'angle entre a et A.

θ_s : l'angle entre a et d.

$\theta_s - \theta_r$: l'angle entre A et d.

De même, en appliquant la même transformation aux équations du flux on aura [Gac03]:

Au stator :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Dans l'entrefer :

$$\begin{cases} \phi_{dm} = L_m (I_{ds} + I_{dr}) \\ \phi_{qm} = L_m (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: La vitesse de rotation du référentiel.

$\omega_r = p \cdot \Omega = p \cdot \frac{d\theta_r}{dt}$: La vitesse électrique de rotation du rotor.

$L_s = l_s + m_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Equation du couple :

Le système d'équations électromagnétiques présente ainsi le modèle de connaissance partiel correspondant à la partie électromagnétique de la machine asynchrone. Afin de concevoir le modèle complet, il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique. Le couple électromagnétique développé par la machine s'exprime par:

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (I_{qs}\phi_{dr} - \phi_{qr}I_{ds}) \quad (\text{I.14})$$

I.6. Modèle de la machine asynchrone exprimée dans les trois référentiels

Il existe trois différents types de référentiels dont le choix est lié au type de problème à étudier. Parmi les relations que nous venons de présenter, les seules qui soient affectées par un tel choix sont les équations (I.11) et (I.12).

I.6.1. Référentiel lié au stator

C'est un repère immobile par rapport au stator et qui se traduit par les relations suivantes [Gac03] :

$$\theta_s = 0; \theta_{st} = -\theta_r$$

Dans ce cas les équations électriques s'écrivent comme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Ce référentiel est très intéressant dans le cas où l'on désire étudier la variation de la vitesse de rotation avec une fréquence d'alimentation fixe.

I.6.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor. Il est caractérisé par ($\omega_a = \omega_r$). Donc, il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un repère lié au rotor, et se traduit par les relations suivantes [Gac03]:

$$\theta_r = 0; \theta_{st} = \theta_s$$

Les équations électriques dans ce cas prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Ce référentiel est choisi en vue de l'étude des problèmes qui apparaissent durant les régimes transitoires où l'entraînement est à vitesse constante alors que la fréquence d'alimentation varie.

I.6.3. Référentiel lie au champ tournant

C'est un référentiel immobile par rapport au champ tournant avec $(\omega = \omega_s)$ et $(\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r)$. Dans ce cas, les équations électriques s'écrivent comme [Gac03] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{sl} \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{sl} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Il est à remarquer que ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par convertisseur statique de fréquence (fréquence d'alimentation constante), et lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné. Il est à noter que dans notre étude ce référentiel a été adopté.

I.7. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone alimentée et commandée en tension

Le schéma descriptif de la machine asynchrone alimentée en tension est représenté par la figure (I.5) [Bag05].

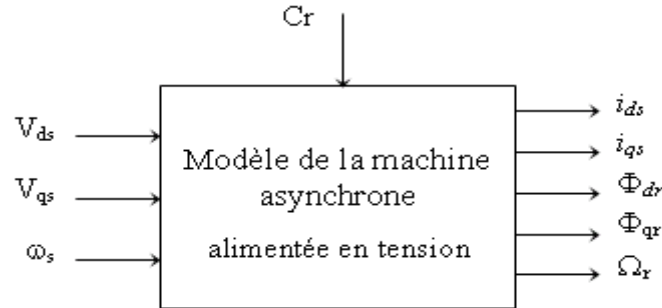


Figure I.5: Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée et commandée en tension

En considérant d'une part, les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}), et la pulsation ω_s comme variables de commande et d'autre part, les courants statorique (I_{ds}, I_{qs}), les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) et la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état, la représentation d'état du modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère lié au champ tournant est donnée par la forme matricielle suivante [Fu91] :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.21)$$

Avec:

$[X]$: Vecteur d'état, $X = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \Omega]^t$

$[U]$: Vecteur de commande, $U = [V_{ds} \ V_{qs} \ \omega_s]^t$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} R_{sm} & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} R_{sm} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Dans ce cas, l'équation mécanique s'écrira comme :

$$\frac{d}{dt}\Omega_r = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f_r \Omega_r)$$

$$\frac{d}{dt}\Omega_r = \frac{1}{J}\left(\frac{PL_m}{L_r}(\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) - C_r - f_r \Omega_r\right) \quad (I.22)$$

$$\text{Avec : } \Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = p \cdot \Omega_r$: pulsation de glissement

Où J représente le moment d'inertie de la machine étudiée, Ω sa vitesse rotorique, C_{em} son couple électromagnétique, C_r étant le couple résistant lequel est considéré comme une grandeur de perturbation externe. La combinaison des équations (I.11), (I.12), (I.19), (I.20), nous permet d'aboutir au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\phi_{dr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} = \frac{\phi_{qr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \\ \phi_{ds} = \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} + \left[L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right] I_{ds} \\ \phi_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} + \left[L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right] I_{qs} \end{cases} \quad (I.23)$$

Par conséquent, le système d'équations global s'écrira comme :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}\right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}\right) I_{qs} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} - \omega_r \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \\ C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{C_r}{J} - \frac{K}{J} \Omega_r \end{cases} \quad (I.24)$$

I.8. Tensions d'alimentation

Dans un premier temps, nous considérons que la machine est connectée en étoile et alimentée par un système de tension triphasé équilibré sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V\sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi) \\ \cos(\omega_s t + \varphi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_s t + \varphi - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

En appliquant la transformation de Park à ce système, nous obtenons le système diphasé de tension équivalent $[V_{ds}, V_{qs}]$ dans le repère de Park donné par :

$$\begin{cases} V_{ds} = V\sqrt{3} \cos \varphi \\ V_{qs} = -V\sqrt{3} \sin \varphi \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Pour $\varphi = 0$, nous avons $\begin{cases} V_{ds} = V\sqrt{3} \\ V_{qs} = 0 \end{cases}$

I.9. Simulation numérique

Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi lesquels MATLAB/SIMULINK, que nous allons utiliser pour la simulation du comportement dynamique de la machine asynchrone triphasée et ses commandes associées. Pour simuler le régime dynamique de la machine asynchrone dont les paramètres sont donnée en annexe [A], trois essais ont été considérés à savoir :

- Démarrage à vide du moteur,
- Démarrage à vide avec application d'un couple résistant $C_r=10\text{N.m}$ entre 0.4s et 0.6s,
- Démarrage avec charge nominale.

Les résultats de simulation sont représentés respectivement aux figures (I.6), (I.7), (I.8).

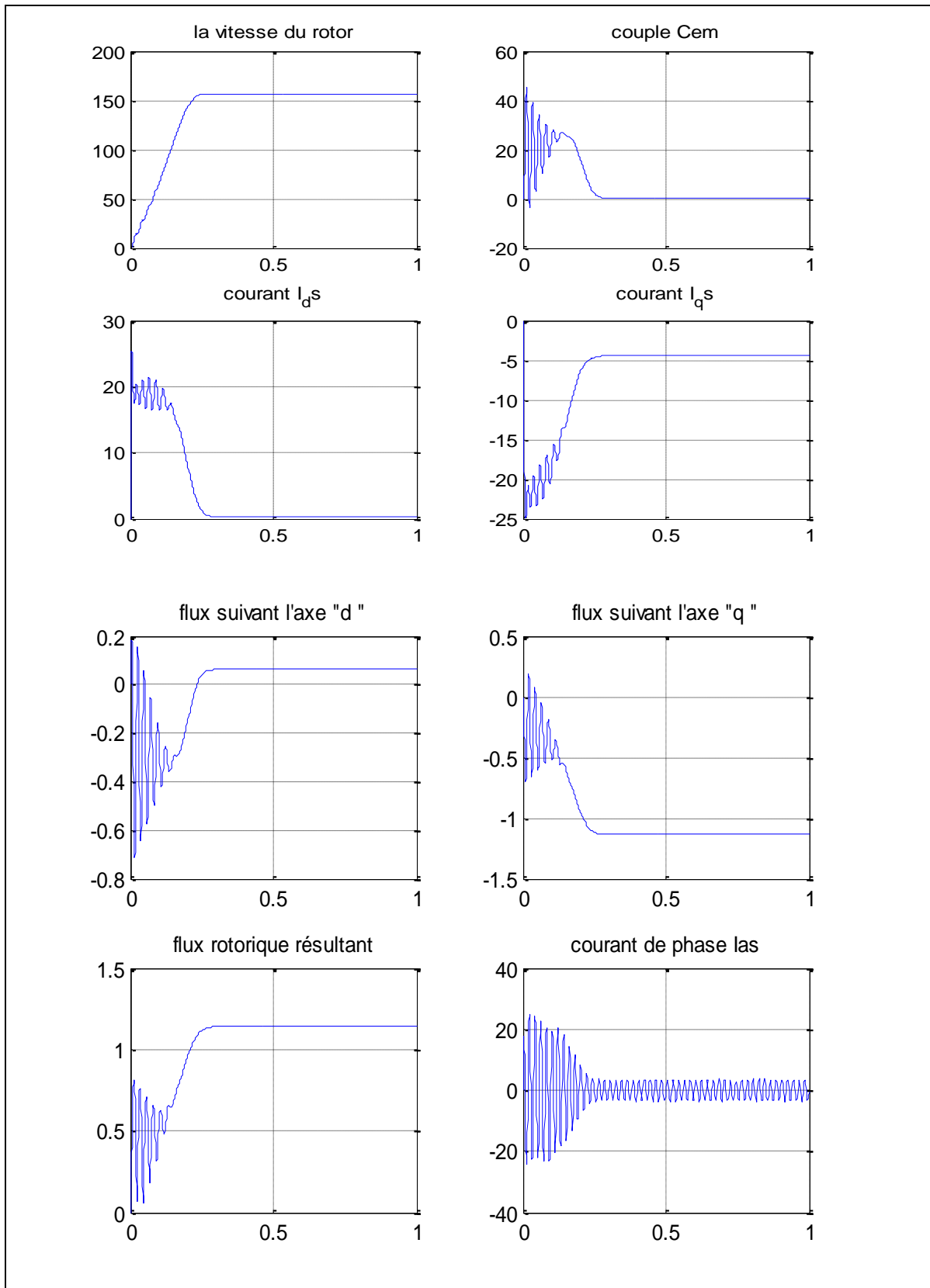


Figure I.6: Démarrage à vide de la MAS alimentée en tension

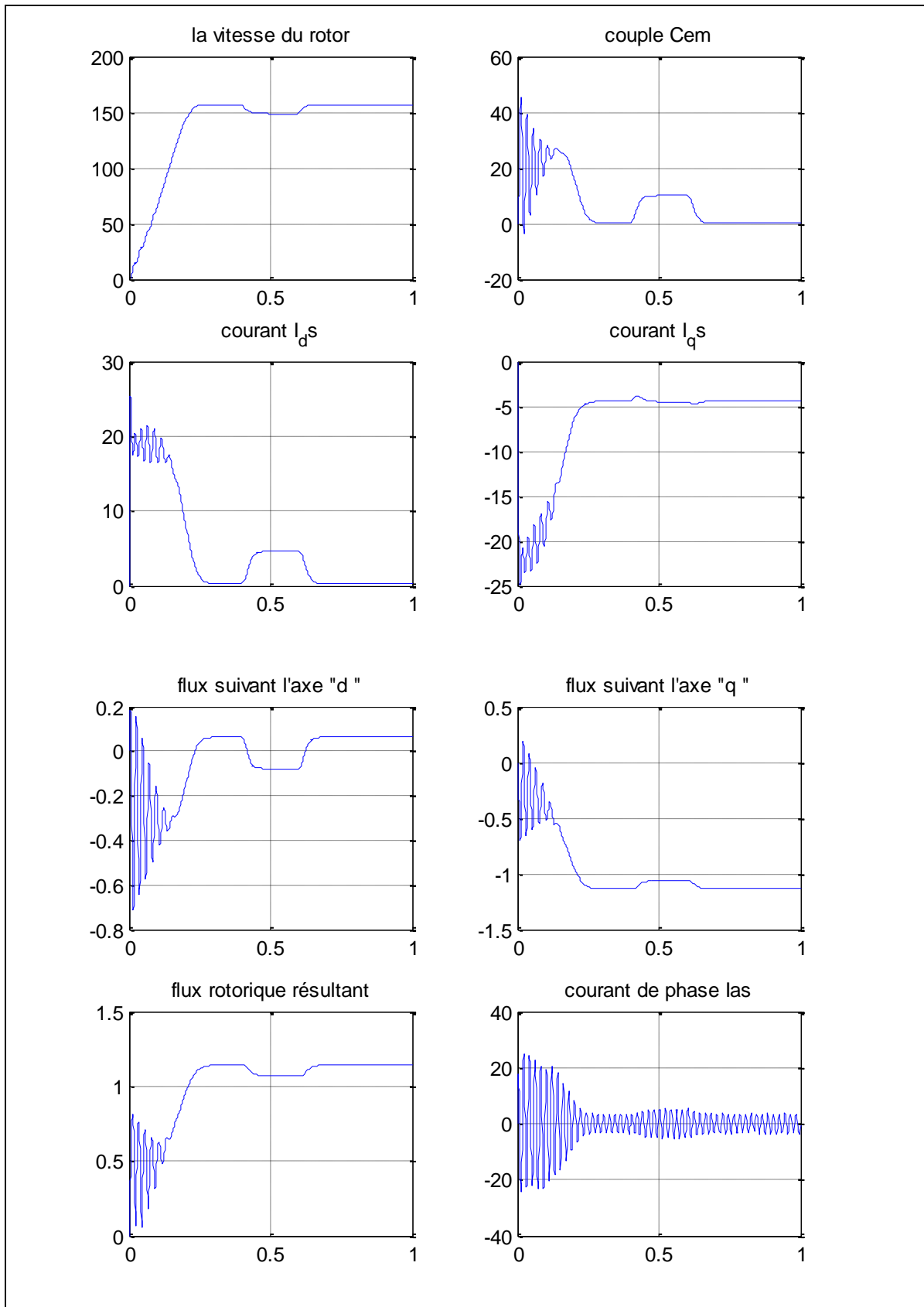


Figure I.7: Démarrage à vide de la MAS suivi d'une application d'un couple résistant $C_r=10N.m$ entre 0.4s et 0.6s

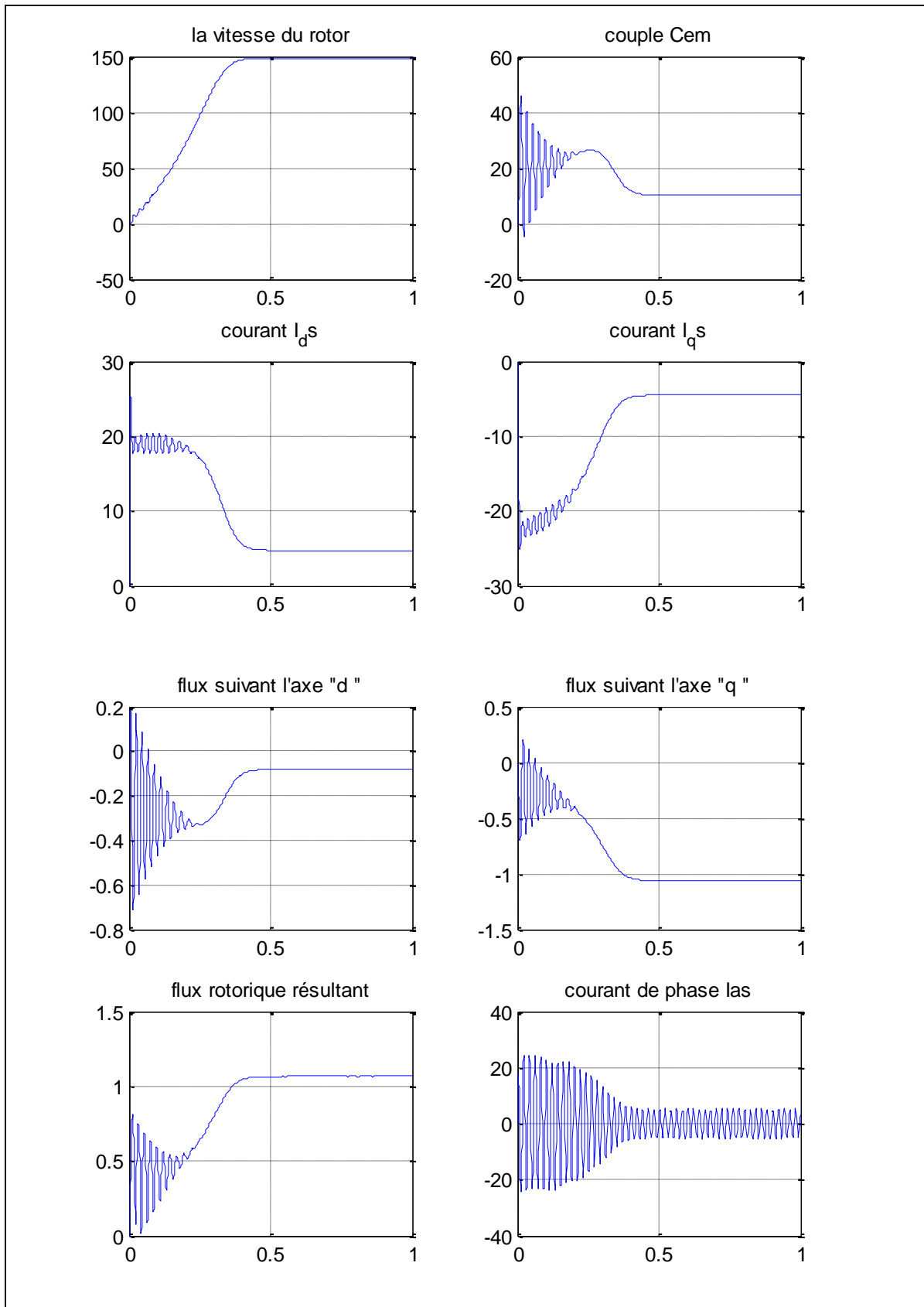


Figure I.8: Démarrage avec charge nominale de la MAS

Interprétation des courbes

Pour les trois types de fonctionnement, nous remarquons que le régime transitoire est oscillatoire pour les diverses grandeurs réelles de la machine. Il est clair que le démarrage à pleine tension permet d'avoir un établissement très rapide de ces grandeurs avec un temps de démarrage d'environ 0.2s.

Les réponses obtenues à la figure (I.6) montrent que la vitesse de rotation (Ω) atteint en régime permanent la valeur 157 rad/s et cela après la phase d'établissement du flux rotorique (ϕ_r). Le couple électromagnétique (C_{em}) quant à lui est fortement oscillatoire au démarrage et atteint sa valeur maximale de 45 N.m avant de se stabiliser à une valeur permanente qui correspond au couple résistant $C_r = 0$ N.m. On remarque également que les courants statoriques sont très importants au démarrage et cela afin de vaincre l'inertie de la machine. Le courant I_{ds} se stabilise à une valeur presque nulle.

La figure (I.7) montre que lors de l'application d'un couple résistant, une chute des deux composantes du flux rotorique apparaît, permettant ainsi au couple électromagnétique réel d'atteindre le couple résistant imposé en régime permanent dans le but de compenser les pertes par frottement et ventilation. De plus, ce qui est important à remarquer c'est que ces résultats mettent en évidence l'absence de découplage au sein de la machine asynchrone. En effet, l'application d'un couple résistant à cette machine entraîne automatiquement une variation des composantes du flux rotorique. La figure (I.8), montre clairement que le démarrage en pleine charge entraîne un rétablissement relativement lent des grandeurs de la machine par rapport au démarrage à vide.

I.10. Association onduleur machine asynchrone

L'alimentation directe de la machine asynchrone à partir du réseau ne permet pas la variation de la vitesse de rotation. A cet effet, nous devons faire appel à un convertisseur statique susceptible de faire varier la fréquence d'alimentation et par conséquent, la vitesse de rotation du moteur. Le schéma détaillé de l'onduleur de tension associée à la machine est représenté par la figure (I.9)

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs T_j et T'_j commandés à l'ouverture et à la fermeture, shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération D_j et D'_j . Le contrôle direct des signaux de commande de ces interrupteurs, permet d'imposer le profil désiré de la tension aux bornes du moteur [Seg89] [Abe97] [Bou99]. Les composants de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés (temps de commutation, chute de tension à l'état passant et courant à l'état bloqué nuls) [Hadd90]. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et au technique *M.L.I* (*Modulation de Largeur d'Impulsion*) par un découpage approprié de la tension continue autorise le réglage de la tension de sortie de l'onduleur, en amplitude et en fréquence. D'autre part, il est possible d'optimiser le fonctionnement du moteur (réduction des oscillations du couple et des courants) en choisissant la stratégie de commande MLI à utiliser. Le schéma de l'ensemble onduleur- machine asynchrone est illustré à la figure (I.9).

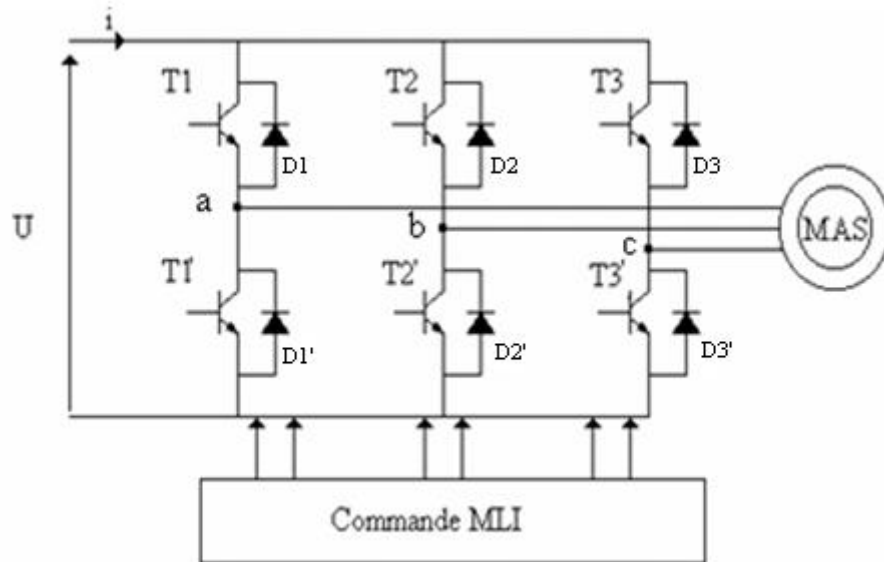


Figure I.9 : Schéma de l'association onduleur- machine asynchrone.

I.10.1. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il est constitué de six transistors ($T_1, T_2, T_3 ; T_1', T_2', T_3'$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ($D_1, D_2, D_3, D_1', D_2', D_3'$) qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur, dont le schéma de principe est donné par la figure (I.9).

On peut remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur K_j et K'_j ($j=1, 2, 3$) dont l'ouverture et la fermeture se trouve gérée par une fonction logique S_j qui définit son état (ouvert, fermé), tel que :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ est fermé et } K'_j \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K_j \text{ est ouvert et } K'_j \text{ est fermé} \end{cases}$$

Les différentes tensions fournies par l'onduleur sont exprimées en fonction de la matrice associée aux ordres de commutation des interrupteurs S_j suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{ac} \\ U_{ba} \\ U_{cb} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} +1 & 0 & -1 \\ -1 & +1 & 0 \\ 0 & -1 & +1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +1 & -1 & 0 \\ 0 & +1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ac} \\ U_{ba} \\ U_{cb} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

En combinant (I.33) et (I.34), nous obtenons les relations entre les tensions simples et les fonctions logiques suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_s}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

I.10.2. La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La MLI (ou PWM :Pulse Width Modulation) permet d'obtenir une tension de sortie formée de plusieurs créneaux. La multiplication des nombres d'impulsions formant chaque alternance présente deux avantages :

- Elle pousse vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage;
- Elle permet de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental de la tension de sortie.

Pour mettre au point une commande à MLI plusieurs techniques sont envisageables. Dans notre cas, nous utilisons la technique appelée triangulo-sinusoïdale. Le principe de fonctionnement d'une telle commande est illustré par les instants de commutation des interrupteurs qui sont déterminés par l'intersection du signal de référence appelé modulante d'amplitude V_{ref} avec un signal triangulaire de haute fréquence appelée porteuse d'amplitude V_p (Figure I.10).

La fonction logique S_j associée au signal de la commande est alors définie par :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{ref} < V_p \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Dans cette technique, on définit les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation « m » qui représente le rapport de la fréquence de la porteuse « f_p » et la fréquence de la référence « f » désirée ;
- Le taux de modulation ou le coefficient de réglage en tension « r » qui représente le rapport de l'amplitude de l'onde de référence et de la valeur de crête de l'onde porteuse.

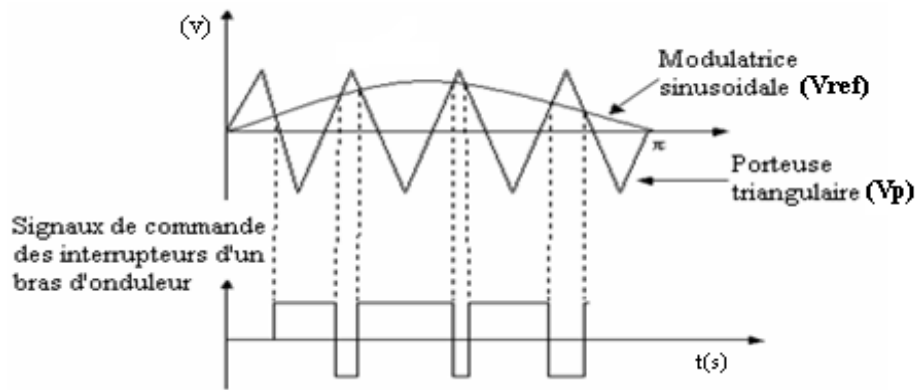


Figure I.10: Représentation du signal de commande d'un interrupteur obtenu par le MLI triangulo-sinusoidale

I.10.3 Modélisation du redresseur

Un redresseur est un convertisseur statique alternatif-continu. La tension continue obtenue par redressement n'est pas parfaitement continue. Elle contient des ondulations (composante alternative superposée au niveau continu).

Le redresseur utilisé comporte six diodes supposées parfaites présentées en pont de Graetz représenté par la figure (I.11).

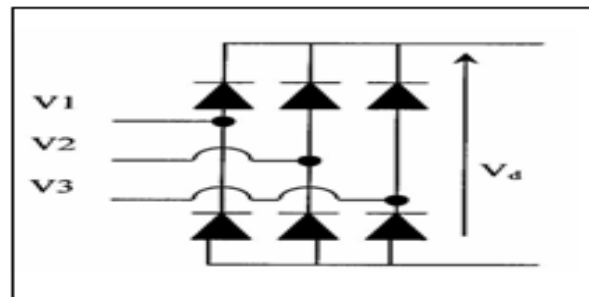


Figure I.11: Schéma du redresseur

Les diodes sont supposées parfaites, fonctionnant à commutation. A chaque bras du pont redresseur est associé une fonction logique de connexion D_{pj} et D_{nj} ($j=1, 2,3$) défini comme suit :

$$D_{pj} = 1 \text{ si } V_j \text{ est la plus positive sinon } D_{pj} = 0$$

$$D_{nj} = 1 \text{ si } V_j \text{ est la plus négative sinon } D_{nj} = 0$$

La tension redressée est donnée par :

$$V_d = \sum_{j=1}^3 (D_{pj} - D_{nj}) V_j \quad (\text{I.31})$$

En considérant les diodes de redressement comme des interrupteurs parfaits, la valeur moyenne de la tension redressée est donnée par l'expression suivante :

$$V_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{I.32})$$

I.10.4. Modélisation du filtre

Le filtre utilisé est du type passe-bas dont le rôle principal est d'atténuer les ondulations de la tension et du courant généré par le redresseur, le schéma du filtre est donné par la figure (I.12) :

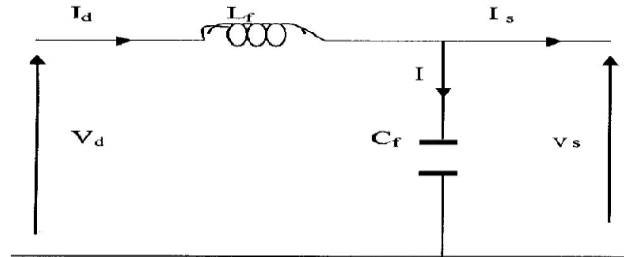


Figure I.12: Schéma du filtre

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d - V_s}{L_f} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{I_d - I_s}{C_f} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

La fonction de transfert correspondante s'exprime comme :

$$F(s) = \frac{V_s(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{L_f C_f \cdot s^2 + 1} \quad (\text{I.34})$$

Cette fonction de transfert est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I.35})$$

Ce filtre permet de filtrer la tension redressée il élimine les harmoniques d'ordre supérieurs et le condensateur C_f permet de générer la puissance réactive nécessaire pour le fonctionnement de la machine asynchrone. Elle peut aussi absorber le courant négatif restitué par la charge.

I.11. Simulation numérique

Dans ce travail, la machine asynchrone utilisée est alimentée en tension par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion avec la stratégie triangulo-sinusoidale. Pour les mêmes essais que ceux de la section (I.10). Les résultats obtenus sont représentés aux figures (I.13), (I.14).

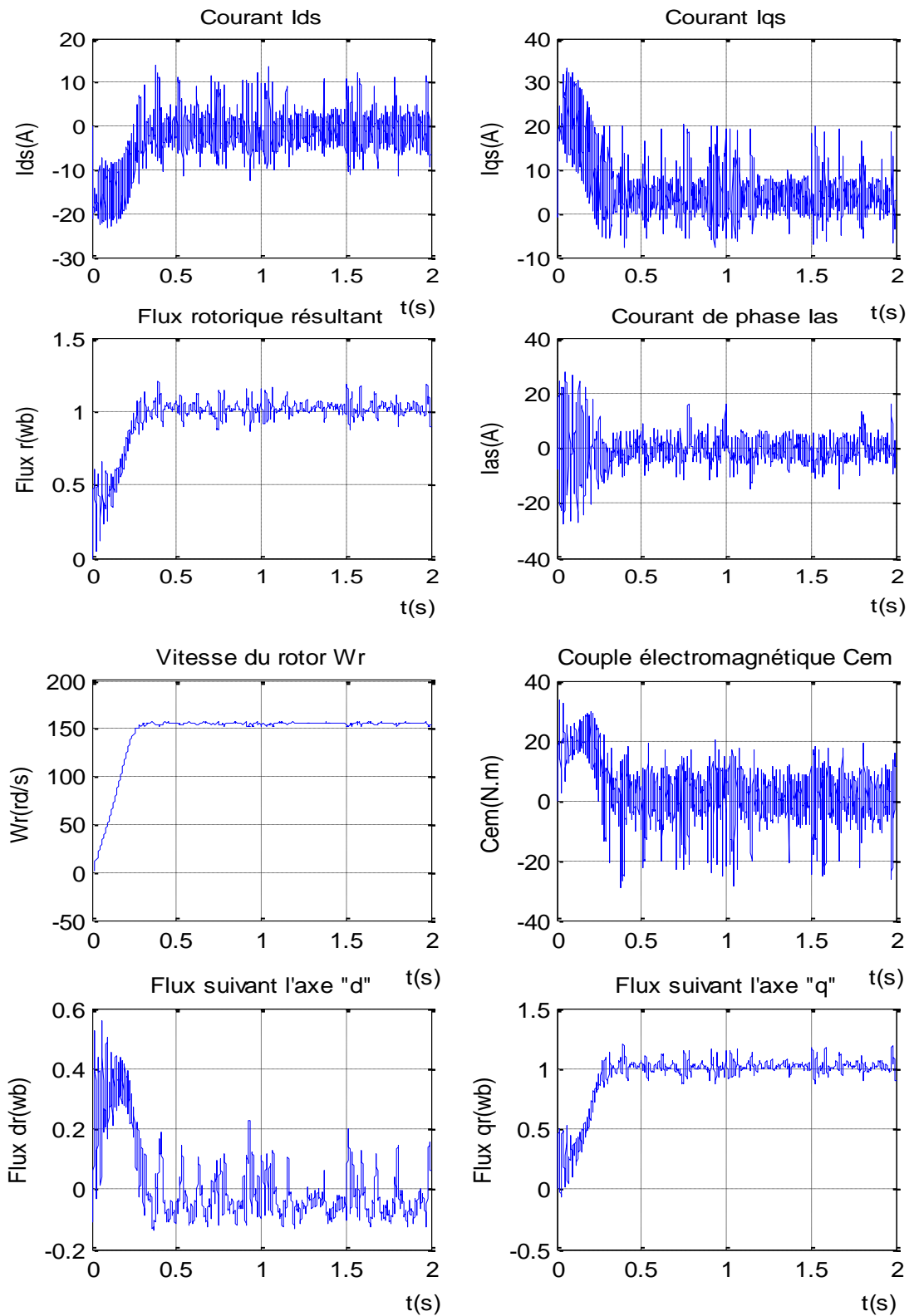


Figure I.13: Résultat de simulation à vide de l'ensemble convertisseur-MAS

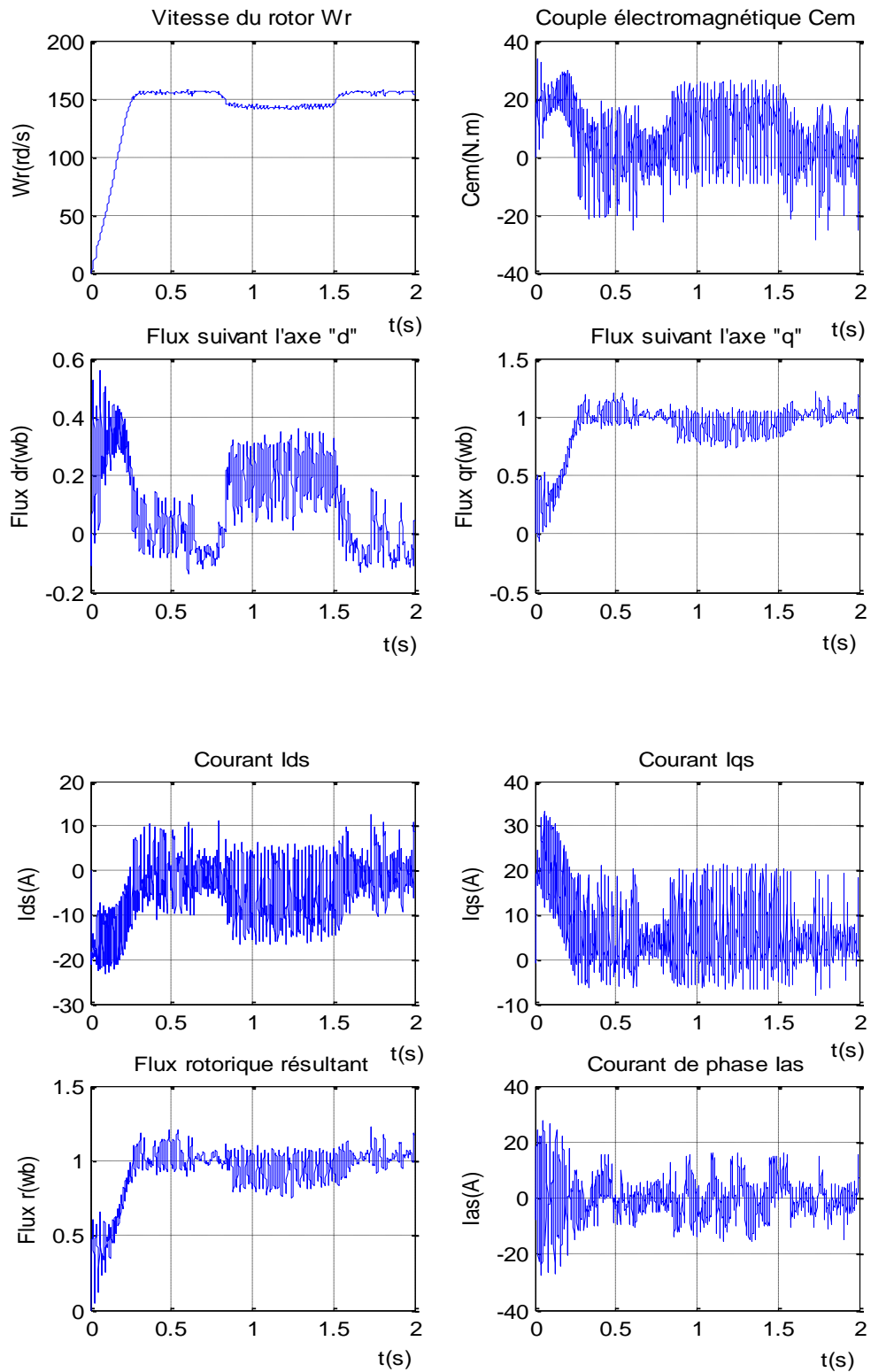


Figure I.14: Comportement dynamique de la MAS alimentée par onduleur avec application d'un couple résistant de 10 N.m entre 0.8s et 1.5s

Interprétation des courbes

La figure (I.13) présente la simulation numérique de l'association convertisseur statique-machine asynchrone avec un démarrage à vide. Le comportement de la machine est presque identique à celui d'une alimentation directe par réseau triphasé, sauf que les réponses des différentes grandeurs se présentent avec plus d'ondulations par rapport à ce dernier cas.

Nous remarquons également que la courbe de variation du couple électromagnétique présente de fortes oscillations lors du démarrage, puis continue avec des oscillations moins importantes dues à la modulation autour d'une valeur moyenne qui correspond aux pertes par frottements et ventilations. La même constatation est faite pour les réponses des courants I_{ds} , I_{qs} et I_a .

La figure (I.14) correspond à la simulation du comportement dynamique de la machine asynchrone associée à l'onduleur MLI dans le cas d'un démarrage à vide, suivie d'une perturbation appliquée par le couple résistant. Nous remarquons que la vitesse diminue entre $t=0.8s$ et $1.5s$ par rapport à la vitesse de synchronisme ($157rad/s$) avec une augmentation du couple électromagnétique à la valeur de $10N.m$ associée à une diminution des composantes du flux rotoriques.

I.12. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, le modèle diphasé de la machine asynchrone qui a permis une description mathématique de ses différentes grandeurs. Le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion fonctionnant avec la stratégie "triangulo-sinusoidale" a été présenté. Une simulation de la machine associée ou non à son convertisseur statique a été effectuée et à l'issue de laquelle, nous avons constaté un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Il serait donc très intéressant de rendre le contrôle de ces deux grandeurs indépendant afin d'améliorer les performances en régime dynamique. Dans le chapitre suivant, nous aborderons une technique de commande permettant le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique de la machine, appelée commande vectorielle ou par flux orienté.

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

Introduction

Parmi tous les types de machines électriques, la seule machine qui réponde le mieux aux exigences liées aux entraînements à vitesses variables est la machine à courant continu. Dans ce type de machine, le courant d'induit produit le couple et le courant d'induction engendre le flux. Ainsi, il est facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise, et d'assurer de ce fait des réponses dynamiques excellentes.

Toutefois, sa structure, par la présence du collecteur nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. D'autre part, alors que la commande d'une machine asynchrone est difficile à réaliser du fait qu'il existe un couplage complexe entre ses variables d'entrées, de sorties et internes se traduisant par des performances dynamiques relativement médiocres comparées à celles obtenues avec la machine à courant continu, mais ce type de machine est entrain de s'imposer dans l'industrie grâce aux divers avantages qui les caractérisent et les nouvelles commandes utilisées.

En effet, les recherches se poursuivent pour la commande des moteurs asynchrones à cage d'écureuil dans le but d'optimiser leurs performances dynamiques et d'élargir leurs domaines d'utilisation. Parmi les méthodes proposées, nous citons la méthode par flux orienté ou la commande vectorielle qui a été introduite par F.BLASCHKE et dont l'objectif consiste à assimiler le comportement dynamique de la machine à induction à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en se basant sur le découplage entre le flux et le couple de manière à pouvoir agir sur les deux indépendamment par l'intermédiaire des deux composantes du courant statorique dans le repère «d, q» [Bla72][Fu91][Bar93][Trz94].

Ce chapitre sera consacré en premier lieu à l'étude du principe de la commande vectorielle, ainsi que les différents procédés d'orientation du flux. Par la suite, nous présenterons les deux principales méthodes de commandes vectorielles : directe et indirecte, suivi par une simulation des schémas de commande proposés.

II.1. Principe de la commande vectorielle

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone susceptible d'assurer le contrôle séparé de la grandeur flux et de la grandeur courant, génératrice du couple électromagnétique. Il s'agira donc de retrouver dans ce type de machine la disposition spatiale en quadrature entre le courant et le flux, naturellement réalisée pour une machine à courant continu (courant d'excitation producteur de flux, et courant d'induit producteur de couple).

Cependant, la difficulté va résider dans le fait que pour une machine à induction, il est difficile de distinguer entre le courant producteur de couple et le courant producteur de flux, qui sont des grandeurs fortement couplées.

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (I_{qs}\phi_{dr} - \phi_{qr}I_{ds})$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\phi_{qr}I_{ds}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère dq de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir

$\phi_{qr} = 0$. Ainsi $\phi_r = \phi_{dr}$ uniquement (Figure II.1).

Le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} I_{qs} \quad (\text{II.1})$$

A travers cette expression, nous constatons clairement que d'une part le courant I_{qs} permet de contrôler le courant induit de la machine asynchrone, et par conséquent son couple électromagnétique et que d'autre part, le flux est lié à la composante I_{ds} . IL convient de régler le flux en agissant sur la composante I_{ds} du courant statorique et on régule le couple en agissant sur la composante I_{qs} . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu, ce qui représente l'objectif de ce type de commande.

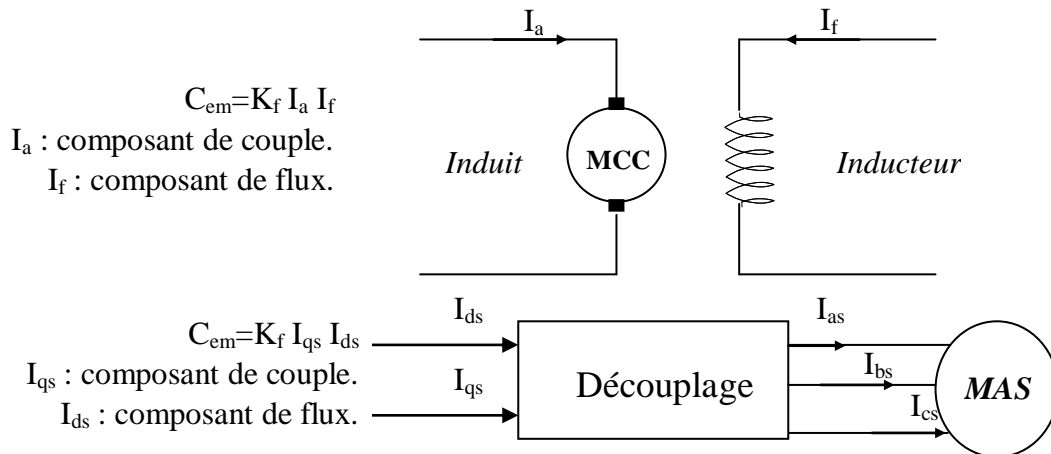


Figure II.1: Principe de commande découplée

II.2. Théorie du flux orienté

Dans le modèle de la machine asynchrone représenté par les équations biphasées dans un référentiel lié au champ tournant (I.25) et de (I.11) à (I.15), la direction de l'axe « d » est choisie de manière la coïncider avec la direction désirée du flux à orienter (rotorique, statorique ou d'entrefer).

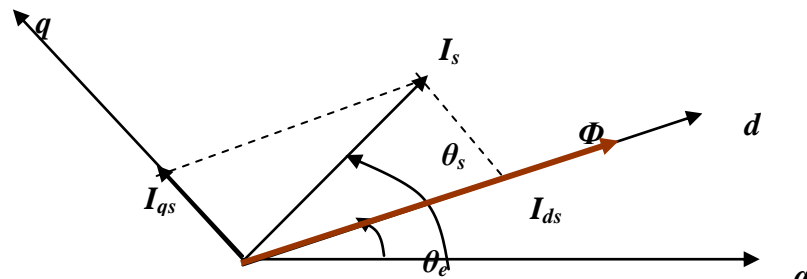


Figure II.2: principe d'orientation du flux.

Le flux Φ représenté à la figure (II.2), peut être considéré suivant le type d'orientation comme étant, le flux rotorique Φ_r , le flux statorique Φ_s ou le flux d'entrefer Φ_m :

- Le flux rotorique avec les conditions :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0 \quad (II.2)$$

- Le flux statorique avec:

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad ; \quad \phi_{qs} = 0 \quad (II.3)$$

- Le flux d'entrefer avec:

$$\phi_{dm} = \phi_m \quad ; \quad \phi_{qm} = 0 \quad (II.4)$$

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les composantes du courant statorique I_{ds} et I_{qs} respectivement. Dans le cas d'une alimentation en tension de la machine, ces deux composantes peuvent être contrôlées indépendamment par l'action sur les tensions V_{ds} et V_{qs} . Dans ce cas, il est évident que les grandeurs V_{ds} , V_{qs} et ω_s sont supposées être les variables de commande, alors que les grandeurs I_{ds} , I_{qs} , le flux à orienter et la vitesse mécanique Ω_r , sont les variables d'état.

II.2.1. Orientation du flux rotorique

En substituant la condition (II.2) dans les équations du modèle de la machine asynchrone (I.25), le modèle en tension dans le cas de la commande par orientation du flux rotorique est donné par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_r + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} I_{qs} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \omega_r \frac{L_m}{L_r} \phi_r + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\phi_r} \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} \phi_r I_{qs} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{C_r}{J} - \frac{K}{J} \Omega_r \end{array} \right. \quad (II.5)$$

$$\text{Avec : } R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}$$

D'après le système (II.5), il est clair que seule la composante directe du courant statorique I_{ds} commande le flux rotorique ϕ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature I_{qs} , si le flux rotorique est maintenu constant. Par contre, nous remarquons que le flux rotorique ne dépend que de la composante directe du courant statorique I_{ds} et est indépendant de la composante en quadrature I_{qs} , alors que le couple électromagnétique ne dépend que de celle-ci dans le cas où le flux est maintenu constant.

Les équations des tensions montrent l'existence d'un couplage indésirable lequel est minimisé en utilisant un circuit de découplage lors de l'implantation du circuit de commande [Bar93]. Ainsi, les équations qui régissent le système (II.5) peuvent être représentées par le schéma bloc de la figure (II.3).

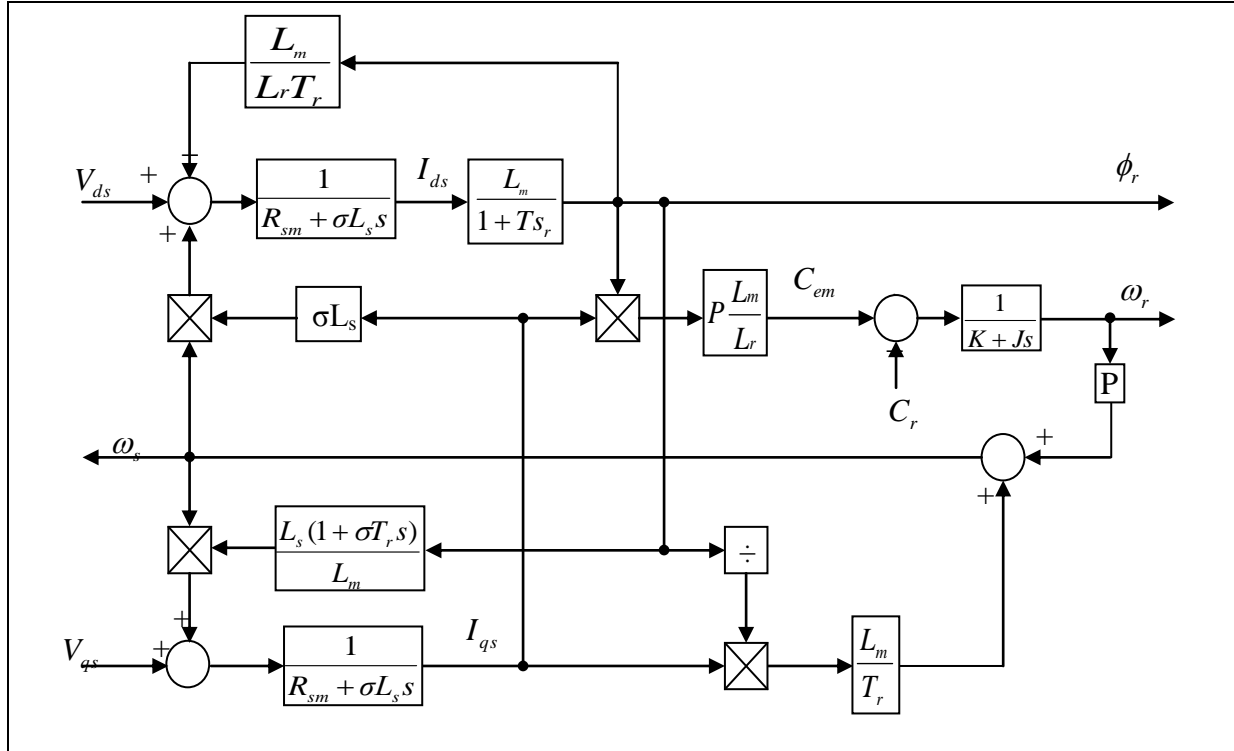


Figure II.3 : Schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique

II.2.2. Orientation du flux statorique

Par ailleurs, en appliquant les conditions d'orientation du flux statorique (II.3) aux équations correspondants au modèle de la machine asynchrone, nous aboutissons au système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-L_s \frac{T_s + T_r}{T_s T_r} I_{ds} + \omega_{sl} \sigma L_s I_{qs} + \frac{1}{T_r} \phi_s + V_{ds} \right) \\
 \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-L_s \frac{T_s + T_r}{T_s T_r} I_{qs} - \omega_{sl} \sigma L_s I_{ds} - p \Omega_r \phi_s + V_{qs} \right) \\
 T_r \frac{d\phi_s}{dt} + \phi_s = L_s \left(\sigma T_r \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} \right) - \sigma L_s T_r \omega_{sl} I_{qs} \\
 \omega_{sl} = \frac{L_s}{T_r} \left(\sigma T_r \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} \right) \frac{1}{(\phi_s - \sigma L_s I_{ds})} \\
 \omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \\
 C_{em} = p \phi_s I_{qs} \\
 J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K \Omega_r
 \end{array} \right. \quad (II.6)$$

Nous remarquons d'après le système (II.6), que le flux statorique Φ_s dépend simultanément des deux composantes du courant statorique I_{ds} et I_{qs} . Le couple électromagnétique quant à lui, ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique I_{qs} , si le flux statorique est maintenu constant. De la même manière que précédemment, le recours à un circuit de découplage entre les tensions V_{ds} et V_{qs} reste inévitable.

I.2.3. Orientation du flux d'entrefer

En appliquant les conditions d'orientation du flux d'entrefer (II.4) dans les équations du modèle de la machine asynchrone (I.23) et de (I.9) à (I.13), nous aurons le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_s - L_m} (-R_s I_{ds} + (L_s - L_m) \omega_s I_{qs} - \frac{d\phi_m}{dt} + V_{ds}) \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_s - L_m} (-R_s I_{qs} + (L_s - L_m) \omega_s I_{ds} - \frac{d\phi_m}{dt} + V_{qs}) \\ T_r \frac{d\phi_m}{dt} + \phi_m = L_m \left[(T_r - \frac{L_m}{R_r}) \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} - (T_r - \frac{L_m}{R_r}) \omega_{sl} I_{qs} \right] \\ \omega_{sl} = \frac{(T_r - \frac{L_m}{R_r}) \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs}}{\frac{T_r}{L_m} \phi_m - (T_r - \frac{L_m}{R_r}) I_{ds}} \\ \omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \\ C_{em} = p \phi_m I_{qs} \\ j \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K \Omega_r \end{array} \right. \quad (II.7)$$

II.3. Différentes méthodes de commande vectorielle

Le système balais-lames du collecteur de la machine à courant continu assure en permanence l'orthogonalité entre le flux inducteur et le courant d'induit quelque soit le régime de fonctionnement pour une machine asynchrone alimentée par un convertisseur statique, la commutation est réalisée électroniquement à l'extérieur de la machine, ce qui rend par conséquent sa commande beaucoup plus complexe car le flux à orienter n'est plus fixe mais tournant. Ainsi un contrôle de cette machine comparable à celui d'une machine à courant continu nécessite la connaissance exacte de la position du flux à tout instant et l'alignement de flux avec l'axe « d » du référentiel tournant [Bar93] [Bou99]. Pour y parvenir deux approches sont envisageables :

- 1- **La commande indirecte** : elle se base sur les équations régissant le fonctionnement de la machine asynchrone avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant a vitesse de glissement [Bar93][Abe97][Hes9][Bou99].
- 2- **La commande directe** : la position du flux à orienter est mesurée électriquement en utilisant un capteur physique de flux ou un modèle dynamique de flux [Bar93][Abe97][Hes96][Bou99].

II.3.1. Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, laquelle doit être vérifiée à tout instant et avec le maximum de précision possible de sorte à la faire coïncider avec la direction de l'axe d. De ce fait, afin de déterminer leurs valeurs, le recours à des outils de mesure de flux ou autres sont nécessaires. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées, à titre d'exemple nous pouvons citer:

- **Des capteurs à effet Hall**

Ces capteurs sont placés sous les dents du stator, mais malheureusement ils sont de construction mécanique fragiles et ne supportent pas les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, les signaux qu'ils génèrent doivent être traités avant d'être exploités afin d'éliminer les harmoniques dues à l'influence des encoches, ce qui rend cette méthode pas très commode.

- **Des bobinages supplémentaires**

Dans ce cas, des bobines sont placées sur les pôles statoriques susceptibles après mesures de donner une estimation du flux rotorique.

- **Les bobines statorique**

D'un autre côté, les tensions aux bornes de la machine peuvent donner une image du flux rotorique. Malheureusement, à basses vitesses, la résistance des bobinages statoriques est prédominante, ce qui exige une certaine compensation.

II.3.2. Méthode indirecte

Le principe de cette méthode de commande consiste à déterminer uniquement la position du flux à orienter et cela en calculant la vitesse de glissement ω_{sl} et en captant la position de rotor θ_r . Les grandeurs de références $\phi_{r\ ref}$ et $C_{em\ ref}$ nous permettent de calculer $I_{ds\ ref}$ et $I_{qs\ ref}$ à partir des équations (II.5) :

$$T_r \frac{d}{dt} \phi_{r\ ref} + \phi_{r\ ref} = L_m I_{ds} \quad (II.8)$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_{r\ ref} I_{qs} \quad (II.9)$$

Il est également possible d'estimer la vitesse du glissement ω_{sl} en utilisant la relation suivante:

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qsref}}{\phi_{rref}} \quad (\text{II.10})$$

La position du flux sera donnée par:

$$\theta_s = \int \omega_{sl} + \theta_r \quad (\text{II.11})$$

Avec θ_r : la position captée du rotor.

II.4. Structure d'un schéma de commande par orientation du flux rotorique

Afin de montrer qu'effectivement la commande vectorielle permet de rendre le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension découplé, le schéma bloc de la figure (II.4) est utilisé. Les variables de commande (V_{ds} , V_{qs} , ω_{sl}) de la machine sont générées par le bloc FOC (Field-oriented-control) et sont en fonction des grandeurs de consigne: Le flux ϕ_{rref} et le couple C_{emref} .

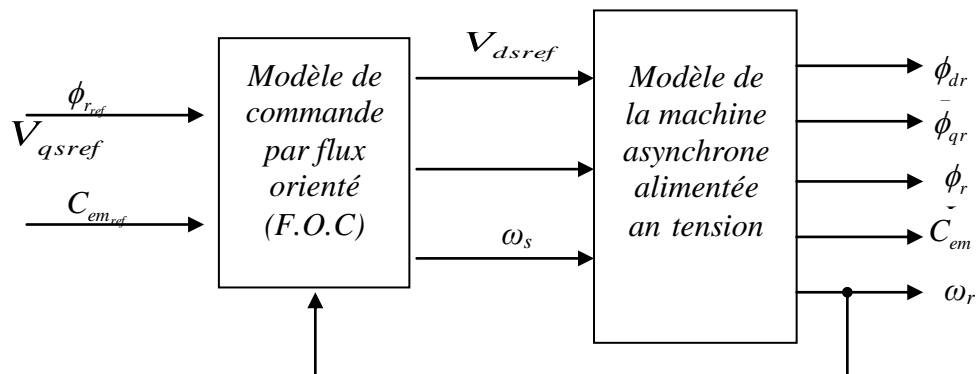


Figure II.4 : Schéma de la structure d'une commande par flux orienté.

En considérant le couple électromagnétique C_{em} et le flux rotorique ϕ_{ref} comme références de commande et en inversant le système (II.5), nous obtenons les équations de commande suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds}^* = \frac{1}{L_m} (T_r \frac{d}{dt} \phi_{r\ ref} + \phi_{r\ ref}) \\ I_{qs}^* = \frac{L_r}{pL_m} \frac{C_{em}}{\phi_{r\ ref}} \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\phi_{r\ ref}} \\ V_{ds} = R_{sm} I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{d\phi_{r\ ref}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_{sm} I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \left(\frac{L_m}{L_r} \phi_{r\ ref} + \sigma L_s I_{ds} \right) \end{array} \right.$$

Il est clair que cette méthode consiste à contrôler de manière indépendante le flux par l'intermédiaire de la composante I_{ds} et le couple par la composante I_{qs} . Cependant, nous remarquons à partir des deux dernières équations des tensions du système (II.12) qu'il existe un couplage indésirable entre les deux composantes du courant statorique [Mou98].

Pour remédier à ce problème, nous devons introduire des régulateurs de courant dont le rôle se résume à assurer le découplage des deux composants (I_{ds} et I_{qs}), tout en négligent les termes de couplage. Ces derniers seront évidemment rajoutés à la sortie des régulateurs du courant en vue d'une compensation afin d'obtenir les tensions de références V_{dsref} et V_{qsref} en maintenant le flux de référence constant [Slo01].

De ce fait, pour assurer le découplage entre les axes d et q, nous introduisons deux nouvelles grandeurs indépendantes V_{ds1} et V_{qs1} tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{sm} I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{d\phi_{r\ ref}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs1} = R_{sm} I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \left(\frac{L_m}{L_r} \phi_{r\ ref} + \sigma L_s I_{ds} \right) \end{array} \right. \quad (II.13)$$

Pour compenser l'erreur lors du découplage, les valeurs V_{ds1} et V_{qs1} sont ensuite corrigées pour générer les tensions statoriques de référence V_{dsref} et V_{qsref} à flux constant.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dsref} = V_{ds1} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qsref} = V_{qs1} - \omega_s \left(\frac{L_m}{L_r} \phi_{r\ ref} + \sigma L_s I_{ds} \right) \end{array} \right. \quad (II.14)$$

Dans le but d'avoir un découplage parfait, des boucles de régulation des courants (I_{ds} et I_{qs}) seront rajoutées dans le schéma de commande comme montre la figure (II.5) :

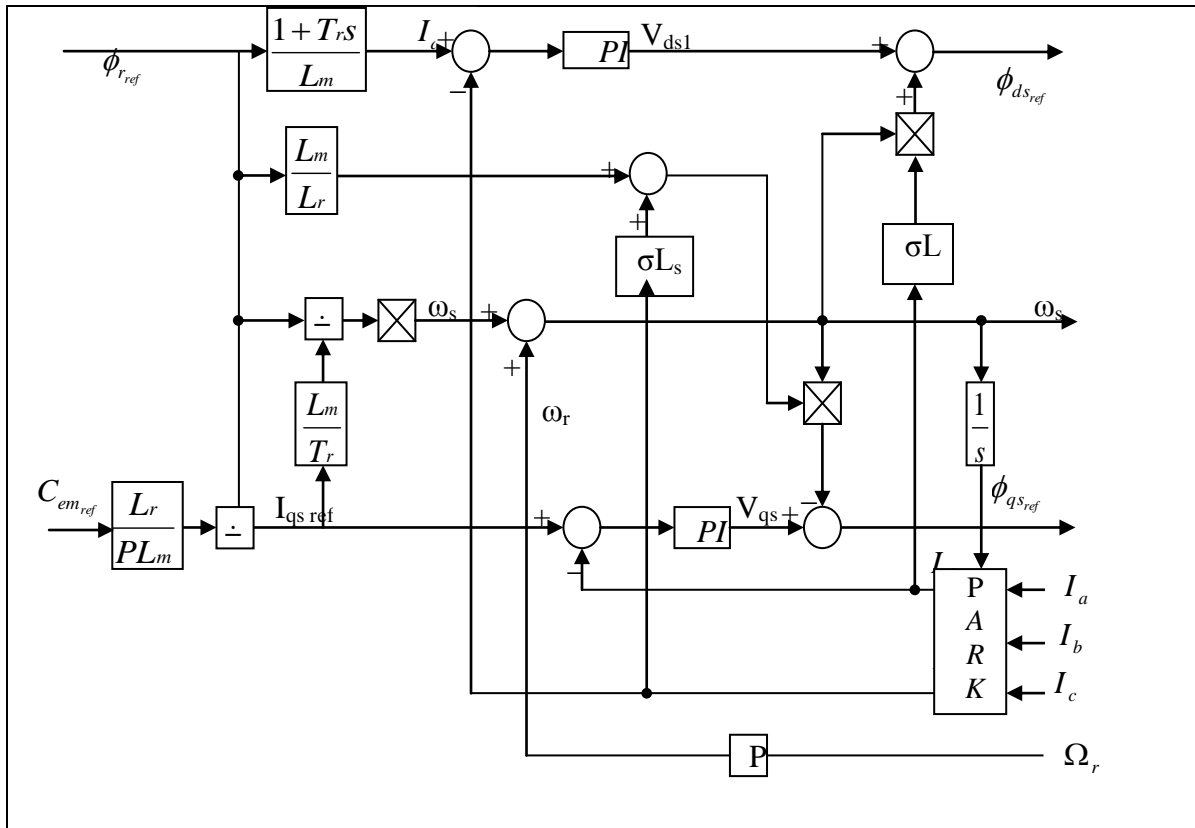


Figure II.5 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte sans régulation de vitesse

II.5. Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse

Dans le cas où une régulation de vitesse est envisagée, le couple de référence est obtenu à partir d'un régulateur proportionnel ($P.I$) [voir annexe B], lequel traite le signal d'erreur entre la vitesse de consigne et celle mesurée. Cependant, le flux de référence est obtenu à partir d'un bloc dit de défluxage ayant pour rôle de diminuer le flux dans la machine (par conséquent le couple) lors du fonctionnement à des vitesses supérieures à la vitesse nominale et de le maintenir constant pour des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale suivant la relation (II.15).

$$\phi_{r\ ref} = \begin{cases} \phi_r & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \frac{\phi_r \Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

ϕ_n : valeur nominale du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).

Ω_n : valeur nominale de la vitesse mécanique.

Le schéma bloc correspondant à la commande indirecte avec réglage de vitesse est donné par la figure (II.6) :

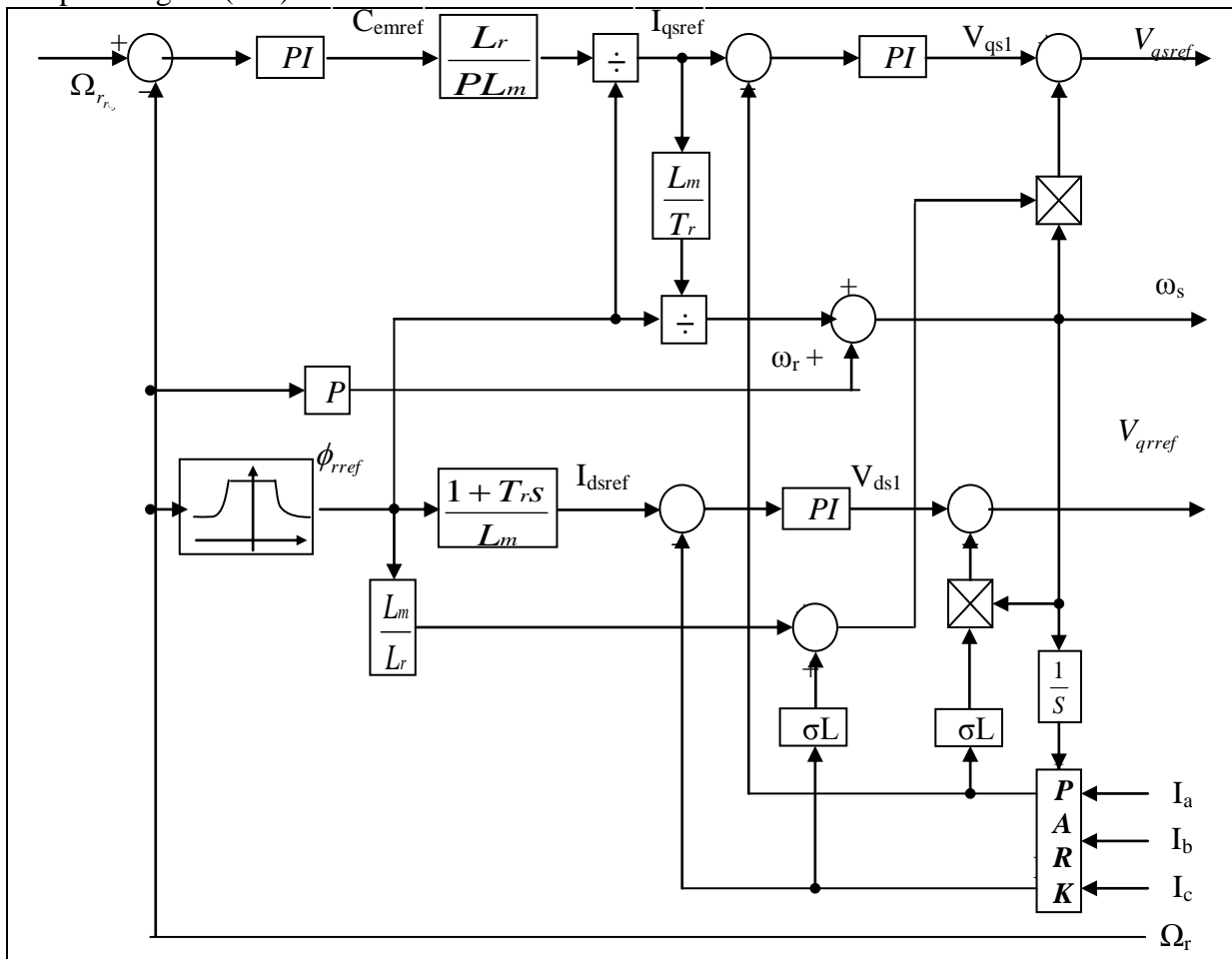


Figure II.6 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.

Dans notre cas, comme l'alimentation du moteur s'effectue à travers un onduleur de tension MLI commandé par la stratégie « triangulo-sinusoidale », les tensions de référence V_{dsref} et V_{qsref} illustrées à la figure (II.6) seront comparées à un signal triangulaire pour générer les fonctions logiques S_i qui commande l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'étage onduleur.

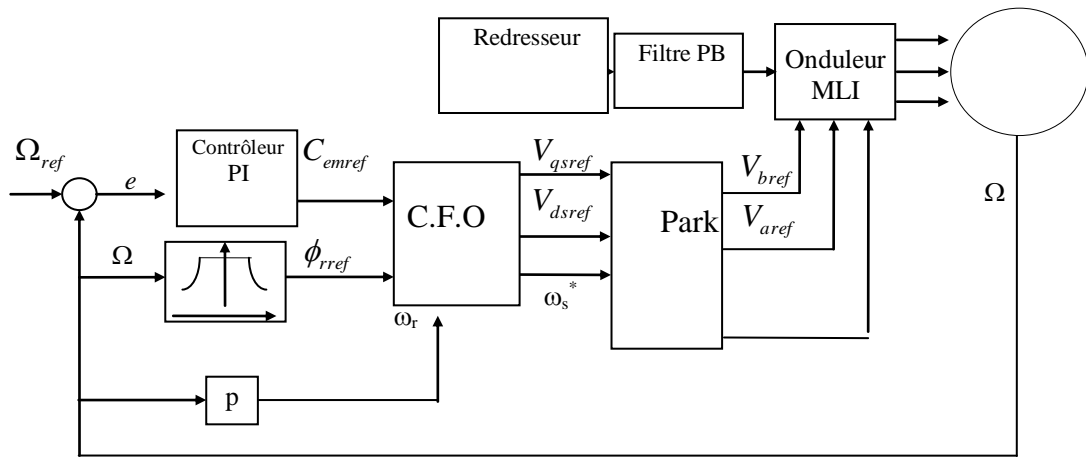


Figure II.7 : Structure de commande vectorielle avec régulation de vitesse d'une MAS contrôlée en tension.

II.6. Simulation numérique

Afin d'évaluer le comportement dynamique de la machine munie de sa commande vectorielle indirecte avec une régulation du couple C_{em} , nous avons testé les performances dans les conditions de l'essai suivant:

1- Une vitesse de référence inférieure à la vitesse nominale $\Omega_{ref} = 100$ rad/s, et un flux rotorique $\phi_{ref} = 1$ Wb. Cet essai est effectué pour les deux types de fonctionnements suivants :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone (figure II.8).
- Démarrage à vide de la machine asynchrone suivi d'une application d'un couple de charge de 10N.m entre 0.8s et 1.5s (figure II.9).

2- Puis un autre essai avec démarrage à vide du moteur pour une vitesse de référence supérieure à celle nominale $\Omega_{ref} = 157$ rd/s et une référence de flux de la forme :

$$\phi_{rref} = \frac{\phi_r \Omega_n}{|\Omega_r|}$$

Une réduction de vitesse de 100 rad/sec à 0 rad/sec est appliquée à l'instant $t = 1.5$ sec. Les résultats obtenus dans ce dernier essai sont illustrés à la figure (II.10). Les paramètres du régulateur PI sont calculés en fonction du point de fonctionnement, comme décrit dans [Bar93]. Pour un flux de référence de 1 Wb, les constantes sont : $K_p = 0.861$, $K_I = 0.005$ pour $C_r = 0$ et $K_p = 0.861$, $K_I = 0.10$ pour $C_r = 10$ Nm.

Les résultats de simulations obtenus sont illustrés par les figures suivantes:

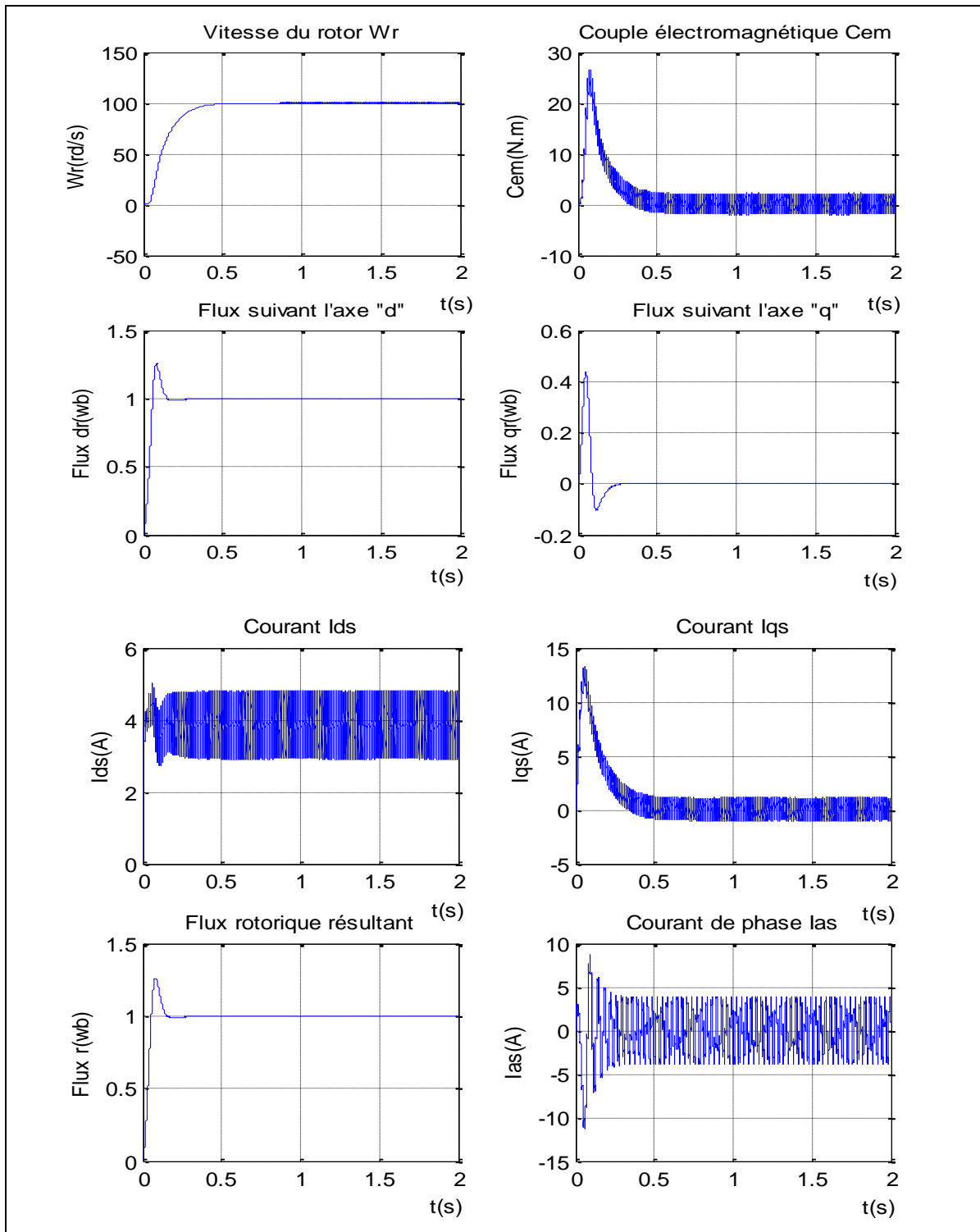


Figure II.8 : Simulation en boucle fermée de la commande vectorielle avec réglage de vitesse pour ($\Omega_{r\ ref} = 100\text{rd /s}$)

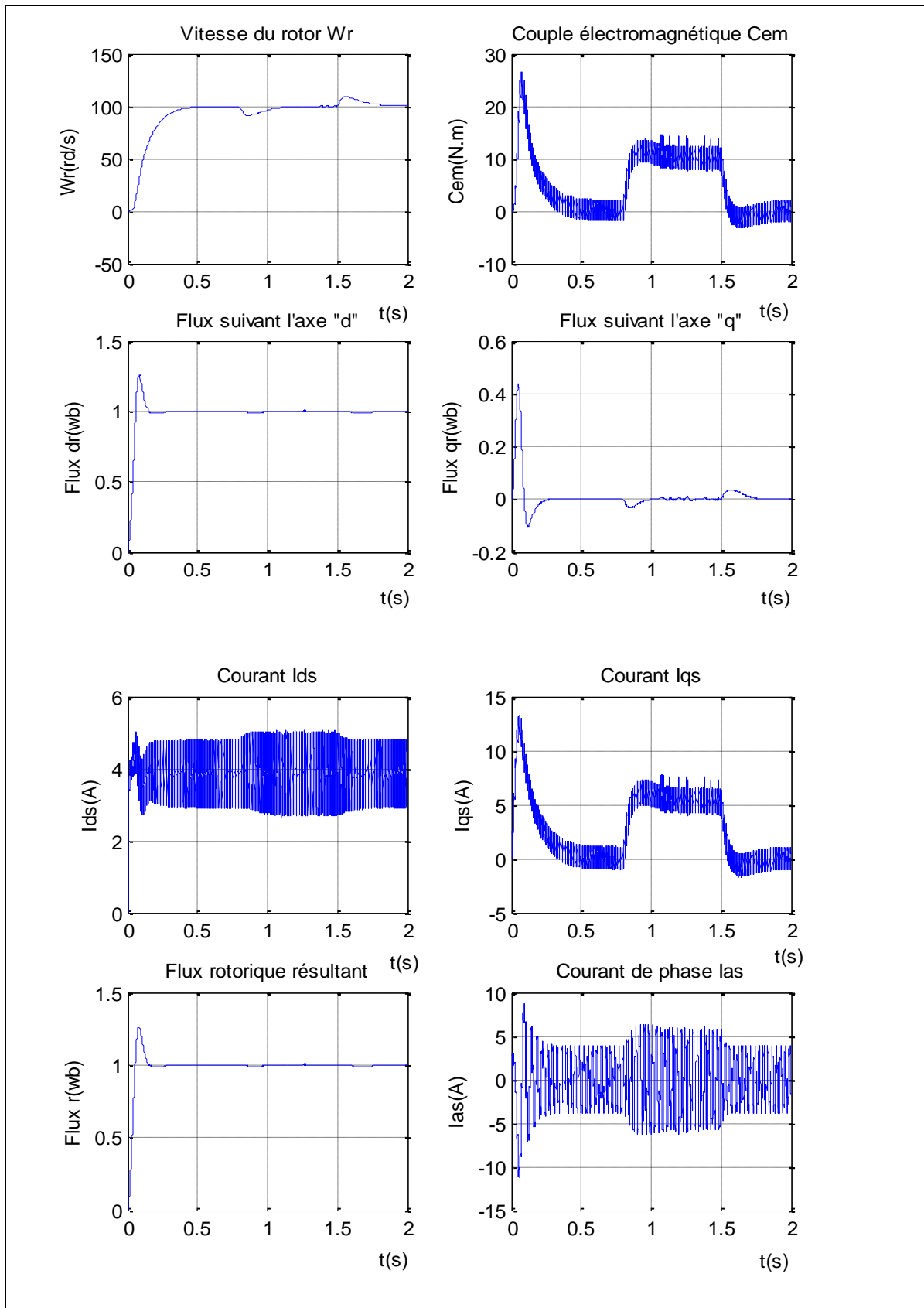
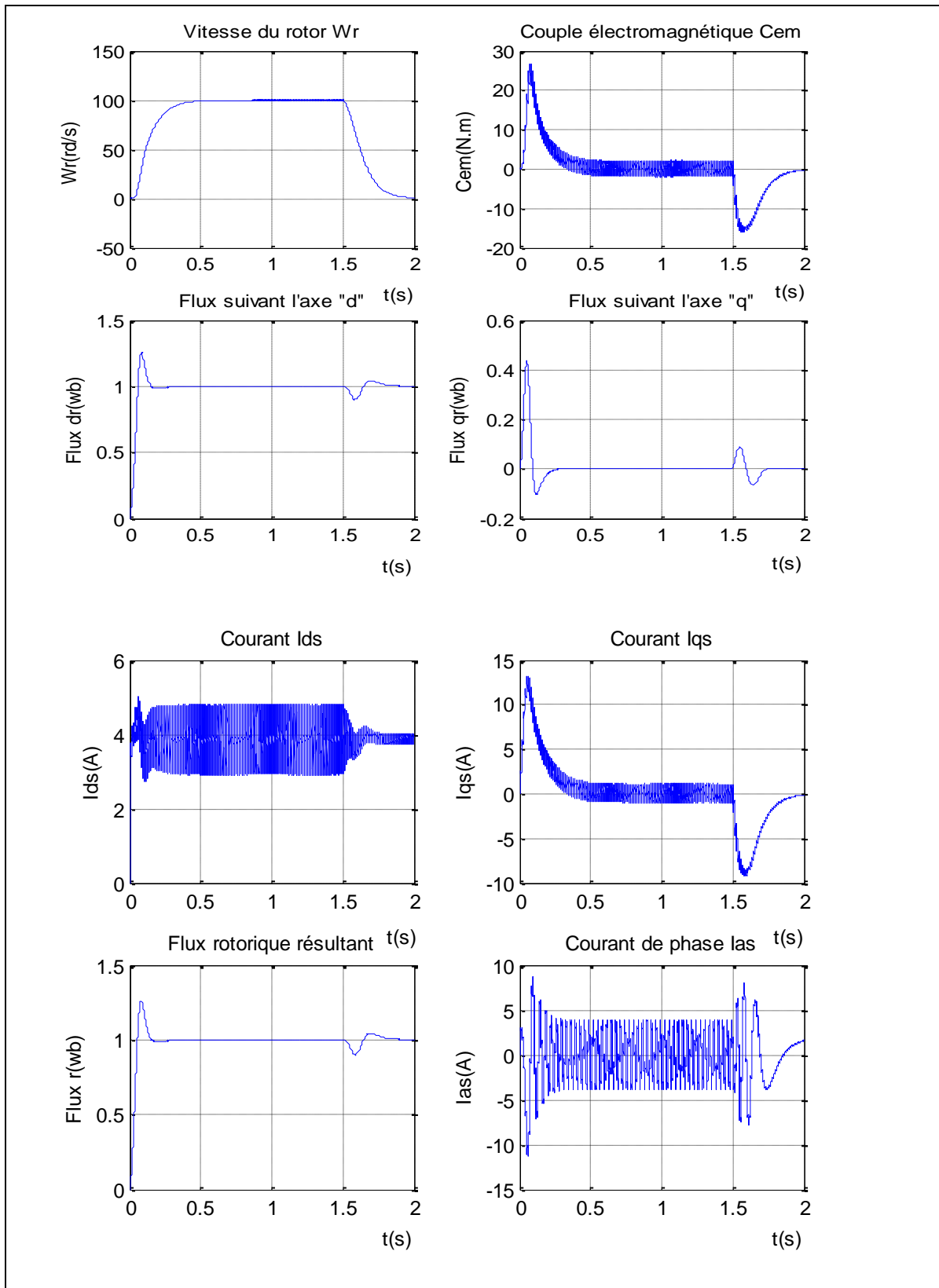


Figure II.9: Simulation en boucle fermée de la commande vectorielle avec un couple résistant $C_r = 10\text{Nm}$ entre 0.8 et 1.5s et pour une vitesse $\Omega_{r\text{ref}} = 100\text{rd/s}$.



Figures II.10: Résultats de la simulation pour une variation de vitesse de 100rad/s à 0 rd/s à l'instant $t=1.5$ s

Interprétation des résultats de simulation

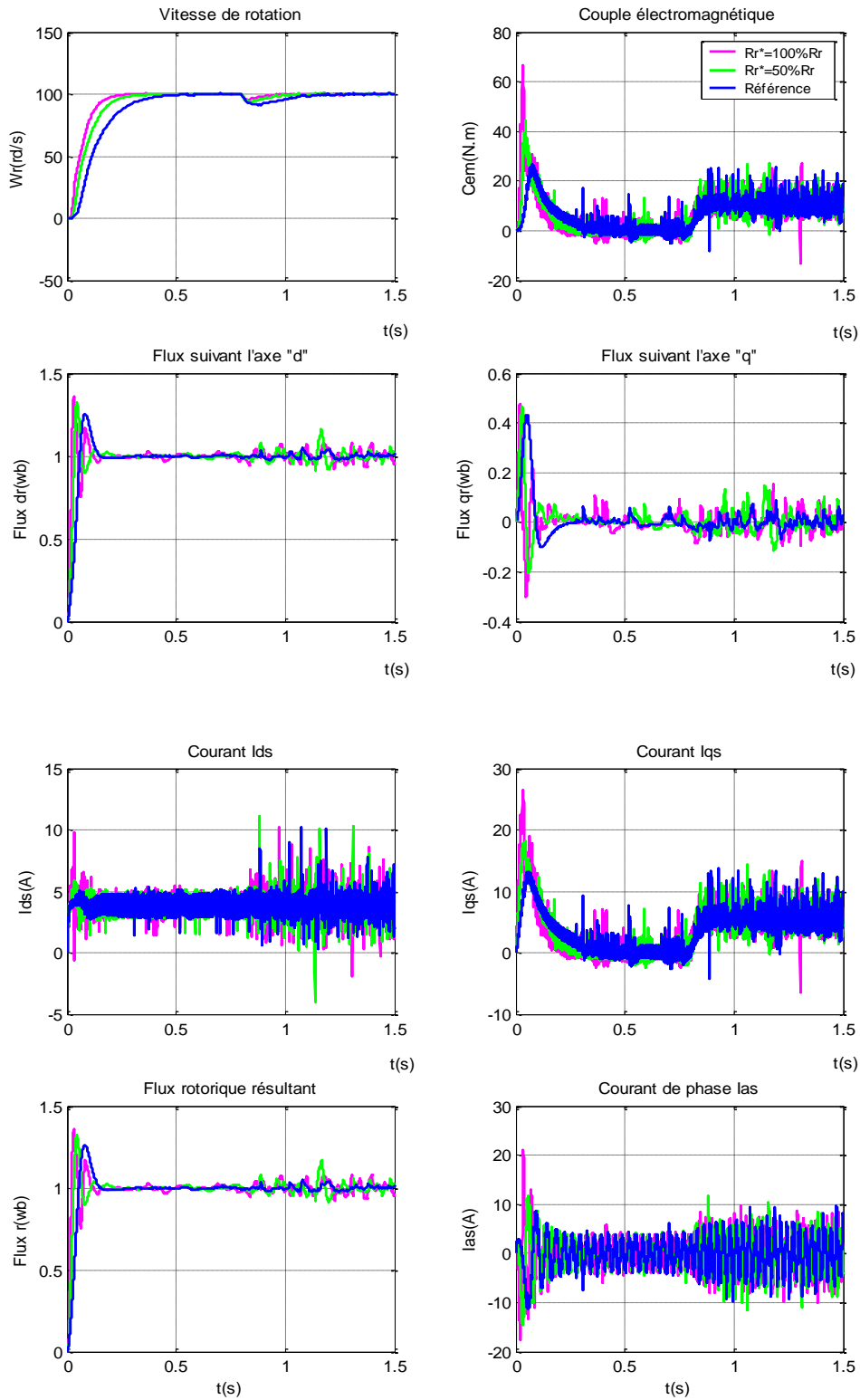
D'après ces résultats, nous remarquons que dans les deux essais (en dessous de la vitesse nominale et au dessus de celle-ci) la vitesse réelle du moteur suit parfaitement la valeur de référence imposée et que la stratégie de commande vectorielle est mise en évidence par l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique ($\Phi_{qr} = 0$). En effet, dans le premier cas, la poursuite par Φ_{dr} de la consigne de flux rotorique imposée à 1 Wb est obtenue et pour la vitesse de référence égale à 157 rad/s. De plus, nous constatons que le découplage "Couple-flux" est uniquement réalisé dans le premier essai ($\Omega_{ref}=100$ rd/s) étant donné que dans ce cas l'application d'un couple de charge à $t = 0.8$ sec n'affecte presque pas le flux rotorique. Cependant, l'allure du courant i_{qs} est proportionnelle à celle du couple électromagnétique dans les deux essais.

II.7. Test de robustesse

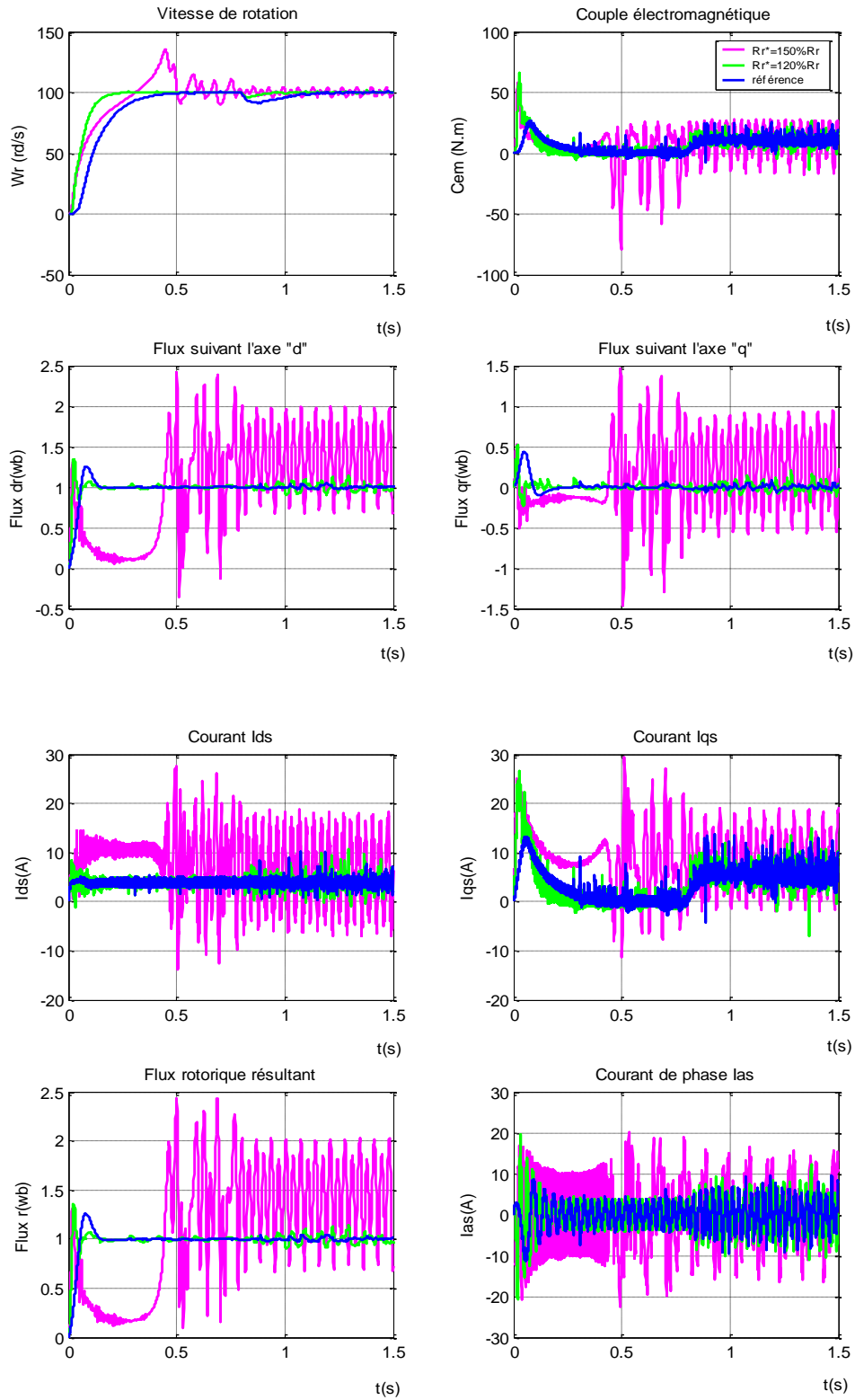
Afin de voir l'influence des incertitudes et des fluctuations des paramétriques, en particulier celles de la résistance rotorique sur le processus de commande, deux essais ont été effectués avec $\Omega_{ref}=100$ rd/s et $\Phi_{ref}=1$ Wb à savoir :

- Le premier consiste à faire varier la résistance rotorique par rapport à la résistance nominale R_r^* de 50% à 100% à partir de $t=0$ s
- Le second essai on fait varier la résistance rotorique par rapport à la résistance nominale R_r^* de 100% à 150%.
- Pour le troisième essai, les mêmes variations de la résistance rotorique sont maintenues avec une variation des inductances de 5%.

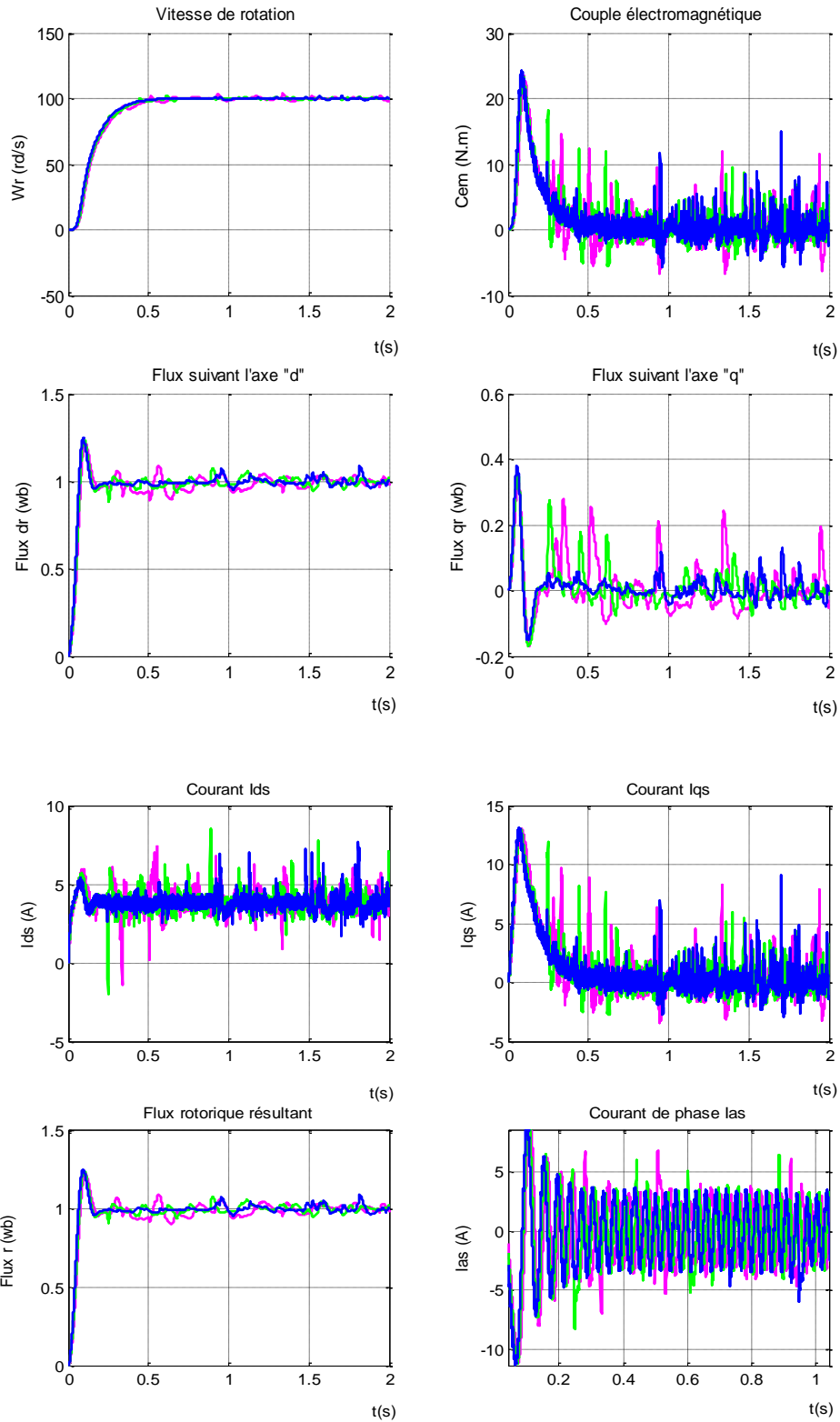
Les résultats de simulation obtenus sont représentés aux figures (II.11), (II.12) et (II.13). Nous remarquons que dans les deux cas une détérioration des performances dynamiques est d'autant plus notable que la variation de R_r augmente, ce qui se traduit par une perte totale du contrôle vectoriel ($\Phi_{qr} \neq 0$). Cette dégradation des réponses est plus accentuée dans le second essai.



Figures II.11: Commande par flux orienté avec une variation de R_r^* de 50% à 100% par rapport à la valeur nominale.



Figures II.12: Comportement par flux orienté avec une variation de R_r^* de 120% à 150% par rapport à la valeur nominale.



Figures II.13: Comportement dynamique de la commande par flux orienté avec une variation des inductances de 5% à 10% par rapport à la valeur nominale.

Interprétation des résultats de simulation:

D'après les résultats de simulation obtenus, il est clair que, le découplage est très sensible aux variations des paramètres de la machine (en particulier la constante de temps rotorique qui est très influencée par l'effet thermique). Nous remarquons également que dans les deux cas, la détérioration des performances dynamiques est d'autant plus notable que la variation de R_r augmente, ce qui se traduit par une perte du contrôle vectoriel ($\Phi_{qr} \neq 0$) et que le découplage entre les grandeurs "couple-flux" n'est plus réalisé, cette dégradation des réponses est plus accentuée dans le second essai.

D'une manière générale, la commande vectorielle indirecte est la plus utilisée. Ceci s'explique par le fait que dans la méthode indirecte, la connaissance de la position du flux rotorique n'est pas nécessaire. Toutefois, elle exige une bonne connaissance des paramètres de la machine, plus particulièrement la constante de temps rotorique T_r , qui varie considérablement avec la température et le niveau de la saturation. Souvent, nous rencontrons des difficultés pour identifier ces paramètres qui varient avec l'état de fonctionnement et qui se répercutent sur les performances dynamiques obtenues entraînant une mauvaise orientation du flux rotorique sur le repère choisi.

Par ailleurs, nous savons que pour assurer un bon découplage entre les variables à commander, toute boucle de régulation doit maintenir la sortie égale à sa référence en dépit des perturbations qui pourraient survenir, ou en d'autres termes que le système doit posséder d'aussi bonnes performances en mode de poursuite, qu'en mode de régulation. Malheureusement et comme il a été remarqué, le correcteur PI ne permet pas la réalisation simultanée de ces deux objectifs lorsque les paramètres du moteur varient ou en présence de perturbations externes.

L'autre inconvénient, concerne l'établissement de cette commande, qui est basée sur une approximation linéaire de la dynamique de la machine autour du point de fonctionnement. Ce qui ne permet pas d'avoir une bonne compensation des non-linéarités de la machine, en particulier, lors des régimes perturbés et des régimes transitoires. Par conséquent, et afin d'accorder un découplage quelque soit le régime de fonctionnement de la machine et trouver des solutions à certains problèmes de la commande vectorielle, le recours aux commandes non-linéaires s'avère approprié. Parmi les techniques non-linéaires qui sont largement utilisées nous citons la commande à structure variable qui fera l'objet du prochain chapitre

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, la commande vectorielle de la machine asynchrone a été synthétisée. La mise au point par simulation de cette commande a permis d'améliorer les performances dynamique et statique de la machine, et a rendu possible l'obtention d'un modèle dynamique équivalent à celui d'une machine à courant continu. Nous avons présenté le principe de la commande vectorielle et montré que la stratégie de commande par flux orienté présente l'inconvénient d'être très sensible aux variations des paramètres du moteur, en particulier la constante de temps rotorique T_r (R_r , L_r) qui sont souvent difficiles à identifier et varient avec l'état de fonctionnement du moteur, à cause de phénomènes divers tels que, l'effet de peau, la variation de la température ou la saturation magnétique. Une mauvaise estimation de la constante de temps rotorique implique donc une mauvaise orientation du flux rotorique sur le repère choisi. Et par conséquent une dégradation des performances de la commande qui se traduit par des oscillations au niveau du couple de la machine.

Commande par Mode Glissant de la MAS

Introduction :

La commande à structures variables (CSV) a été développée dans les années soixante par l'équipe du professeur Emelyanov [Eme62] à partir des études théoriques du mathématicien Fillipov [Fil60]. Cette technique fut d'abord développée pour un système linéaire du second ordre, et depuis, le champ de son utilisation fut élargi à une plus grande classe de systèmes comprenant les systèmes linéaires [Utk77], non-linéaires [Car95] discrets [You99], multivariables...etc. Les concepts de ce type de commande furent étendus, du problème de stabilisation à celui de la poursuite de trajectoires [Hun93], ou encore à celui de modèles [Bar02] à la commande adaptative et optimale [Utk93].

Par conséquent, elle a gagné une popularité certaine en raison de sa simplicité et de son efficacité lors de son application dans divers domaines tels que la commande des moteurs, l'aéronautique, robots mobiles, etc.... [Utk93]. Dans de tels systèmes, la commande en commutant, permet d'amener le point figuratif de l'évolution du système sur une hypersurface de glissement et de le contraindre à la suivre, ce qui constitue ce qu'on appelle un régime glissant, d'où l'objectif visé.

En raison des nombreux avantages de la commande à structure variable, tels que la robustesse, la rapidité de réponse, et la simplicité de mise en œuvre, ce type de commande semble tout à fait approprié pour les moteurs, très utilisés dans l'industrie pour lesquels de hautes performances sont requises. Par ailleurs, comme ces moteurs possèdent des paramètres pouvant varier en cours de fonctionnement et que les perturbations externes ne sont pas toujours connues, la commande devra rapidement les prendre en charge pour éviter une dégradation des performances.

Malheureusement, bien qu'ayant divers avantages, la commande à structure variable possède également un inconvénient majeur qui a limité sa mise en œuvre au début de son apparition. En effet, si dans la théorie tout semble possible et parfait, dans la pratique, les imperfections telles que les retards de commutation et l'hystérésis qui en découlent engendrent des oscillations autour de la surface de glissement pouvant exciter des dynamiques non modélisées, soumettant alors les organes de commande à une intense activité, ce qui peut être néfaste pour les actionneurs particulièrement les composants électroniques qui constituent le système ainsi que ceux de l'étage de l'onduleur. Ce phénomène est connu sous le nom de chattering.

Diverses techniques ont été proposées pour pallier à cet inconvénient dont les plus fréquemment utilisées consistent à approximer la fonction discontinue par une fonction continue au voisinage de la surface de commutation [Hun93]. Néanmoins, la réduction du chattering se fait au prix d'une perte de précision.

Ce chapitre est entièrement consacré à la commande à structure variable. A cet effet, après avoir introduit les principes fondamentaux de ce type de commande, nous l'appliquerons à la commande de vitesse de la machine asynchrone présentée au chapitre I. Des correcteurs classiques de type relais sont d'abord utilisés. Par la suite et afin de réduire le phénomène de chattering engendré dans ce cas, nous avons utilisé une nouvelle approche de commande adoucie qui consiste à faire des approximations continues de la composante discontinue de la logique de commande.

III.1. Les systèmes à structures variables

Contrairement aux correcteurs classiques (P, PI, PID) où la commande est fixe, les systèmes à structures variables possèdent une commande susceptible de commuter à tout instant d'une structure à une autre. Le fait de changer de structure et de basculer de l'une à l'autre, permet de combiner les avantages de chacune d'elles, et mieux encore, de doter le système à structure variable de nouvelles propriétés, inexistantes au niveau de toutes les structures utilisées. Ainsi, un système asymptotiquement stable peut être obtenu à partir de structures instables.

Cependant, le problème de commande qui en résulte dans ce cas se résume à la manière de déterminer les paramètres de chacune de ses structures et à définir la logique de commutation.

Le schéma représentatif de ce type de systèmes à structures variables est représenté à la figure (III-1).

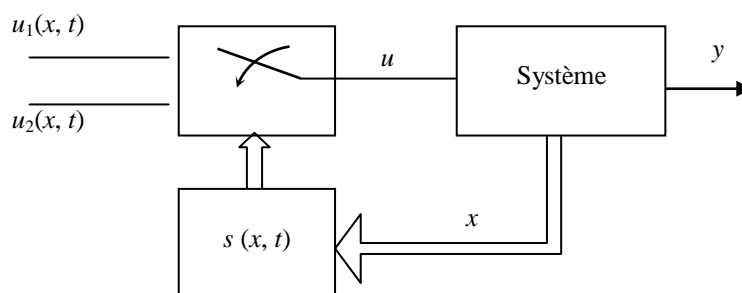


Figure III.1: Aspect général d'une commande à structures variables.

III.2. Conception des régulateurs à structure variable

La conception des contrôleurs à structure variable prend en considération les problèmes de stabilité ce qui conduit à de bonnes performances du système global à commander. Cette conception se fait en trois étapes, à savoir :

- Choix des surfaces de glissement.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence vers ces surfaces de glissement choisies.
- Détermination de la loi de commande.

III.2.1. Choix des surfaces de glissement :

Considérons un système décrit par la forme matricielle suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (\text{II.1})$$

où :

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_n \end{pmatrix} ; f(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ \dots \\ f_n(x) \end{pmatrix} ; g(x) = \begin{pmatrix} g_{11}(x) & \dots & g_{m1}(x) \\ \dots & & \dots \\ g_{1n}(x) & \dots & g_{mn}(x) \end{pmatrix} ; u = \begin{pmatrix} u_1(x) \\ \dots \\ u_m(x) \end{pmatrix}$$

D'après le système d'équations (II.1), nous pouvons remarquer qu'il peut exister m surfaces de glissement relatives à chaque commande u_i . Leur choix doit être fait de manière à ce que leur intersection, qui représente en réalité la surface de glissement S , permette d'avoir le comportement désiré du système ainsi qu'une bonne poursuite de cette surface S .

La surface de glissement S peut être définie par:

$$S = \bigcap_{i=1}^m S_i \quad (\text{II.2})$$

$$S_i = \{ x \in \mathbb{R}^n / s_i(x) = 0 \} ; i = 1, \dots, m$$

avec :

$$s(x) = \begin{pmatrix} s_1(x) \\ \dots \\ s_m(x) \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

S_i : surface de glissement correspondant à l'entrée u_i

$s_i(x)$: fonction de commutation

$s(x)$: vecteur des fonctions de commutation

Le degré relatif de chaque surface $s_i(x)$ doit être égal à 1, c.-à-d. la commande u_i doit apparaître dès la première dérivée de $s_i(x)$.

III.2.2 Condition d'existence et de convergence :

On réalise la condition de glissement afin de contraindre les points représentatifs de la trajectoire à rester sur la surface de glissement. Nous retenons dans la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

A- La fonction direct de commutation :

C'est la première condition de convergence, elle a été proposée par Emilyanov et Utkin [Utk77] elle est donnée par:

$$\dot{s}(x) > 0 \quad \text{Lorsque} \quad s(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

$$\dot{s}(x) < 0 \quad \text{Lorsque} \quad s(x) > 0$$

Autrement dit nous avons : $s(x)\dot{s}(x) < 0$

Dans cette condition, il faut introduire pour $s(x)$ et sa dérivée $\dot{s}(x)$ les valeurs juste à gauche ou à droite de commutation. Puisque $s(x)$ change de signe aux deux cotés de la droite de commutation.

B- Fonction de Lyapunov :

Il s'agit donc de formuler une fonction scalaire positive $V(x)$ appelée fonction de Lyapunov pour les variables d'état du système, et de choisir ainsi une loi de commande u qui fera décroître cette fonction. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande et l'étude de la robustesse, et garantir la stabilité des systèmes non linéaires [Slo91] [Utk93].

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{avec} \quad V(x) > 0 \quad (\text{III.5})$$

Cependant, il est important de déterminer la condition avec laquelle l'état x atteint et glisse sur la surface. Cette condition est dite *condition d'atteignabilité*. Pour satisfaire cette condition, une fonction de Lyapunov est utilisée ; elle est régie par :

$$V(x,t) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{II.6})$$

La condition d'atteignabilité de la surface de glissement S est :

$$\dot{V}(x,t) = s(x)\dot{s}(x) = \sum_{i=1}^m s_i(x) \cdot \dot{s}_i(x) \quad (\text{II.7})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0$$

Cette équation signifie que le carré de la distance, mesuré par $s^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers $s(x)=0$.

Cette condition de convergence suppose un régime glissant idéal. Dans le cas d'un régime glissant pratique la condition de convergence prend la forme suivante [Slo91] [Kha96].

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s(x)^2 \leq -\eta |s(x)| \quad (\text{III.8})$$

Où η est une constante positive, qui définira le temps de convergence vers la surface de glissement. La satisfaction de la condition (III.8), garantit que si la condition $x(t=0)$ n'est pas vérifiée exactement, ce qui revient à supposer que $x(t=0)$ en dehors de $x^*(t=0)$, la surface $s(x)$ sera atteinte en un temps t_r [Slo91].

$$t_r = \frac{S(t=0)}{\eta} \quad (\text{III.9})$$

Une fonction de commutation variable dans le temps peut être éventuellement utilisée pour éliminer la phase d'atteignabilité où le vecteur d'erreur initial est supposé nul. Cette méthode est utilisée dans le cas d'une commande à structures variables avec un élément intégrateur pour les systèmes du premier ordre [Chu95a] [Chu95b].

II.2.3 détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement choisie, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) tout en assurant la condition d'existence du mode de glissement [Slo91] [Utk93].

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structures variables est que la commande doit commuter entre les extremums de la loi de commande U_{max} et U_{min} instantanément (fréquence infinie) et cela en fonction du signe de la surface de glissement comme le montre le système suivant :

$$u_i(x,t) = \begin{cases} u_i^+(x,t) & \text{si } s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x,t) & \text{si } s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Le rôle de ces lois de commande est de faire en sorte que chaque vecteur d'état x , se trouvant en dehors de la surface de glissement régie par la condition $S_i(x) = 0$, est attiré vers cette même surface, en un temps fini. Une fois la surface atteinte, le mode de glissement a lieu, et les dynamiques désirées du système sont effectives. De ce fait, le système devient insensible aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes.

Il existe plusieurs types de systèmes de commandes à structures variables dont la plus fréquemment utilisée et qui a fait l'objet de notre travail est appelée commande équivalente.

La structure du contrôleur à structure variable dans ce cas est donnée par l'équation (III-11). Elle est constituée de deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est très importante dans la technique de commande non linéaire, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et les perturbations extérieures.

Dans ce cas, la loi de commande u est définie comme :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{II.11})$$

u_{eq} et u_n sont respectivement la commande équivalente et la commande d'atteignabilité. Ces deux commandes peuvent être obtenues à partir du développement de la dérivée de la loi de commutation $\dot{s}(x,t)$ [You98].

$$\dot{s}(x,t) = \left(\frac{\partial s}{\partial x} \right) \cdot \dot{x} + \frac{\partial s}{\partial t} = \left(\frac{\partial s}{\partial x} \right) \cdot \{ f(x) + g(x) \cdot u \} + \frac{\partial s}{\partial t} \quad (\text{II.12})$$

Ce qui nous permet d'écrire la loi de commande de la manière suivante :

$$\mathbf{u} = \left\{ \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right\}^{-1} \cdot \left\{ \dot{s}(\mathbf{x}, t) - \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \frac{\partial s}{\partial t} \right\} \quad (\text{II.13})$$

Avec la condition d'existence :

$$\text{Det} \left\{ \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right\} \neq 0 \quad (\text{II.14})$$

En se basant sur (II.12), la commande équivalente qui correspond au régime glissant idéal et qui vérifie la condition $\dot{s}(x, t) = 0$, sera donnée par :

$$\mathbf{u}_{eq} = - \left\{ \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right\}^{-1} \cdot \left\{ \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \frac{\partial s}{\partial t} \right\} \quad (\text{II.15})$$

Par conséquent, l'équation d'état du système en régime glissant est obtenue en remplaçant la commande \mathbf{u}_{eq} dans le système d'équations (II.1) :

$$\dot{\mathbf{x}} = \left\{ \mathbf{I} - \mathbf{g}(\mathbf{x}) \cdot \left\{ \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right\}^{-1} \cdot \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \right\} \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \mathbf{g}(\mathbf{x}) \cdot \left\{ \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right\}^{-1} \cdot \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \quad (\text{II.16})$$

Puisqu'en pratique le système réel présente des incertitudes paramétriques, non paramétriques et structurelles, et comme la phase d'atteignabilité représente une partie importante dans les dynamiques transitoires du système, la commande équivalente se trouve insuffisante à forcer la variable d'état à atteindre la surface de glissement. Il est donc important de spécifier une loi de commande susceptible de permettre au système de suivre une dynamique désirée. Cette dernière doit satisfaire la condition d'atteignabilité (II.7) qui garantit l'existence du mode de glissement et qui correspond à la commande u_n . La loi de commande, dans ce cas, peut être exprimée par :

$$\mathbf{u} = \left\{ \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right\}^{-1} \cdot \left\{ \dot{s}_d(\mathbf{x}, t) - \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \frac{\partial s}{\partial t} \right\} \quad (\text{II.17})$$

En d'autres termes, elle définit le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, elle est définie par :

$$\mathbf{u}_n = \dot{s}(\mathbf{x}) \quad (\text{III.18})$$

avec $\dot{s}_d(\mathbf{x}, t)$ la dynamique désirée de la fonction de commutation [Gha95b].

$$\mathbf{u}_n = \left\{ \left(\frac{\partial s}{\partial \mathbf{x}} \right) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right\}^{-1} \cdot \dot{s}_d(\mathbf{x}, t) \quad (\text{II.19})$$

Le plus souvent, la loi de commande discontinue relative à u_n est de type relais, elle est décrite par :

$$\dot{s}_d(\mathbf{x}) = -\mathbf{K} \cdot \text{sgn}(s(\mathbf{x})) \quad (\text{II.20})$$

\mathbf{K} : matrice diagonale des gains ; $\mathbf{K} = \text{diag}[K_1, \dots, K_m]$

sgn : un champ de vecteurs contenant des fonctions signe

$$s(x) = \begin{pmatrix} s_1(x) \\ \dots \\ s_m(x) \end{pmatrix}$$

En spécifiant cette dynamique, nous pouvons prévoir la vitesse de convergence de l'état du système vers la surface. Pour chaque fonction de commutation $s_i(x)$, ($i = 1, \dots, m$), la vitesse de convergence ainsi que la robustesse de la commande à structure variable sont fortement liées au gain K_i [Gha95b].

Le choix de la constante K est très important, car si la constante K est très petite le temps de réponse est trop long et si elle est trop grande, un phénomène indésirable appelé *chattering* apparaît.

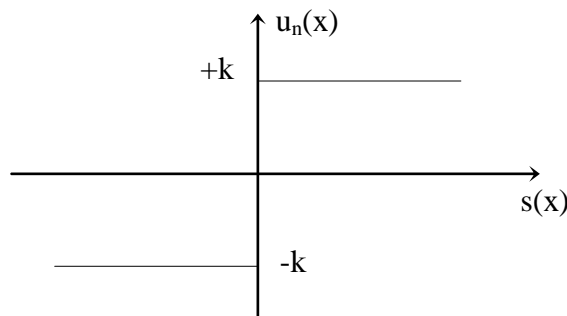


Figure III.3 : Définition de la fonction u_n .

III.3. Inconvénient de la commande à structure variable

Malgré les nombreux avantages de la commande à structure variable, cette dernière souffre de deux problèmes majeurs. Le premier réside dans le fait que la propriété de l'insensibilité n'est présente que si le système est dans la surface de glissement. Le comportement des états qui sont en dehors de la surface devient sensible aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes, et la robustesse de la commande n'est vérifiée que dans une plage limitée d'incertitudes [Utk92][Utk93]. Cependant, le système peut ne pas converger asymptotiquement, ou encore converger en un temps très grand, et la commande perdra ses avantages. En plus de la dynamique non-linéaire de la machine asynchrone, si on considère que certaines variables d'état sont mesurées, d'autres sont estimées ou observées et que certaines d'entre elles sont identifiées ceci introduit des erreurs qui compliquent l'analyse du système de commande.

Le second problème concerne le phénomène du *chattering*. Dans la conception et l'analyse de la commande à structures variables, il est supposé que la fréquence de commutation entre les structures est infinie. Mais en pratique, cela est impossible pour plusieurs raisons, parmi lesquelles, nous pouvons citer l'existence du temps de retard lié au calcul de la loi de commande, et la limitation physique des organes de commande qui ne peuvent pas suivre la commutation théorique des deux structures. Comme conséquence de cet inconvénient, le système va commuter autour de la surface au lieu de glisser sur cette surface comme montre la figure (III.4). Ce phénomène est indésirable, puisqu'il peut être une source d'excitation des dynamiques à hautes fréquences qui ne figurent pas dans la modélisation [Dec88] [Utk92].

Les inconvénients, cités ci-dessus, limitent la qualité des réponses dynamiques obtenues par la commande classique (en particulier dans les régimes perturbés et les régimes transitoires)

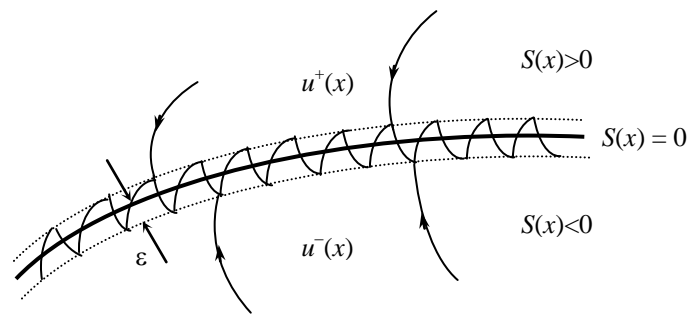


Figure III.4 : Mise en évidence de l'écart de poursuite lors de l'implémentation pratique.

III.4. Réduction du phénomène de chattering :

Le problème des régimes glissants est que la commande est discontinue sur la surface de glissement et par conséquent, elle va commuter régulièrement et ceci à chaque traversé de cette surface, ceci à une fréquence théoriquement infinie. Une telle commande, est difficile à réaliser en pratique. Pour remédier à ce problème, la fonction discontinue est remplacée par une fonction continue, ceci au voisinage de la surface de glissement, et on procédera à un lissage de la commande. Ainsi, on définira une condition d'équilibre qui doit remplacer toutes les fonctions discontinues apparaissant au voisinage de cette surface de glissement [Dec88] [Sab81] [Sab89].

Plusieurs solutions ont été adoptées lesquelles reposent sur la variation de la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement. Celles-ci consistent à encadrer la surface par une bande avec un seuil de façon à diminuer l'effet de la fonction relais responsable directe d'un tel phénomène.

III.4.1. Commande classique

Cette commande est caractérisée par un seuil, figure (III-5).

$$u_n = \begin{cases} 0 & \text{si } |s(x)| < \varepsilon \\ K \text{ signe}(s(x)) & \text{si } |s(x)| \geq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

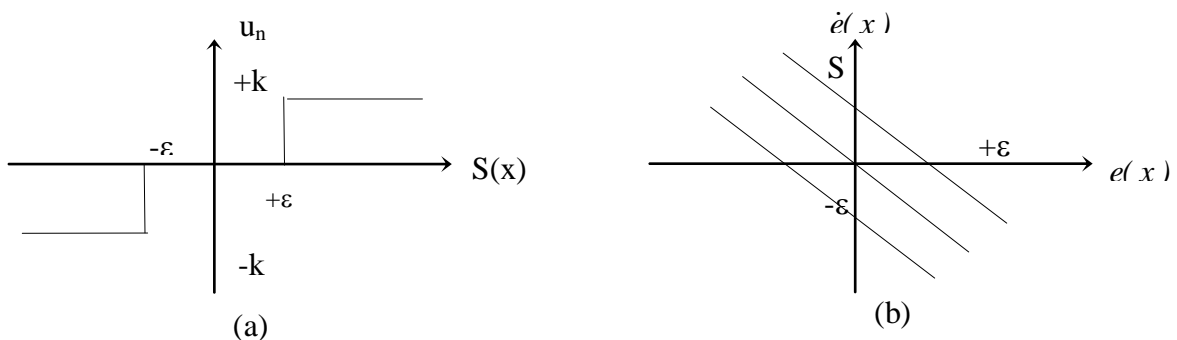


Figure III.5 : Commande classique : a) fonction signe, b) bande qui entoure la surface dans le plan de phase.

Il est à noter d'après la figure (III.5) que la commande annule l'effet de la fonction signe dans une bande autour de la surface, celle-ci a été délaissée pour deux raisons à savoir :

- D'une part en présence d'une perturbation, la dynamique du système quitte la surface de glissement ainsi que la bande qui l'entoure, par conséquent u_n intervient avec toute sa valeur pour ramener la dynamique sur la surface et le Chattering persiste dans le fonctionnement en régime permanent du système.
- D'autre part elle reste irréalisable dans la pratique où la limitation physique des interrupteurs intervient. Un adoucissement de la commande u_n s'avère donc nécessaire.

III.4.2. Commande adoucie à un seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande u_n . Elle est en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, suivant une pente qui passe par l'origine dans le plan $(s(x), u_n)$, figure (III.6).

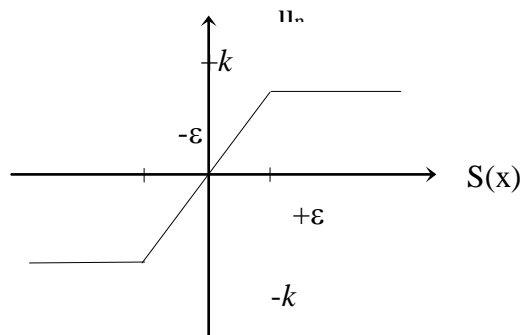


Figure III.6 : Fonction signe de la commande adoucie.

L'expression qui lui correspond est donnée par :

$$u_n = \begin{cases} +k & S(x) > +\varepsilon \\ (k/\varepsilon) \cdot S(x) & |S(x)| < +\varepsilon \\ -k & S(x) < -\varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

L'augmentation de k a pour effet une augmentation de la vitesse d'atteignabilité, mais cela présente l'inconvénient majeur d'induire un chattering important, c'est-à-dire un bruit ayant un spectre étendu et une amplitude élevée. Ce qui peut nuire aux organes de commande, et conduire à la présence de parasites indésirables dans les grandeurs de sortie.

L'absence de commutation ($k = 0$), par contre, a l'avantage de réduire le phénomène de chattering, mais au prix de la robustesse de la commande.

III.5. Application à la machine asynchrone :

L'application de la CSV dans la commande du moteur asynchrone a connu un intérêt remarquable [Utk93][Cha93][Pan94][Bar03][Utk99].

Dans cette partie de notre travail, nous avons remplacé uniquement le régulateur de vitesse classique (PI) de la figure (II.6) par un régulateur à structure variable, les régulateurs de courant n'ont pas changés car il sont indépendants de la constante rotorique T_r . La structure de commande est donnée par la figure (III.7). La surface de glissement est déduite de l'équation générale de Slotine, et le degré relatif est pris égal à un afin que la commande apparaisse implicitement dans sa dérivé.

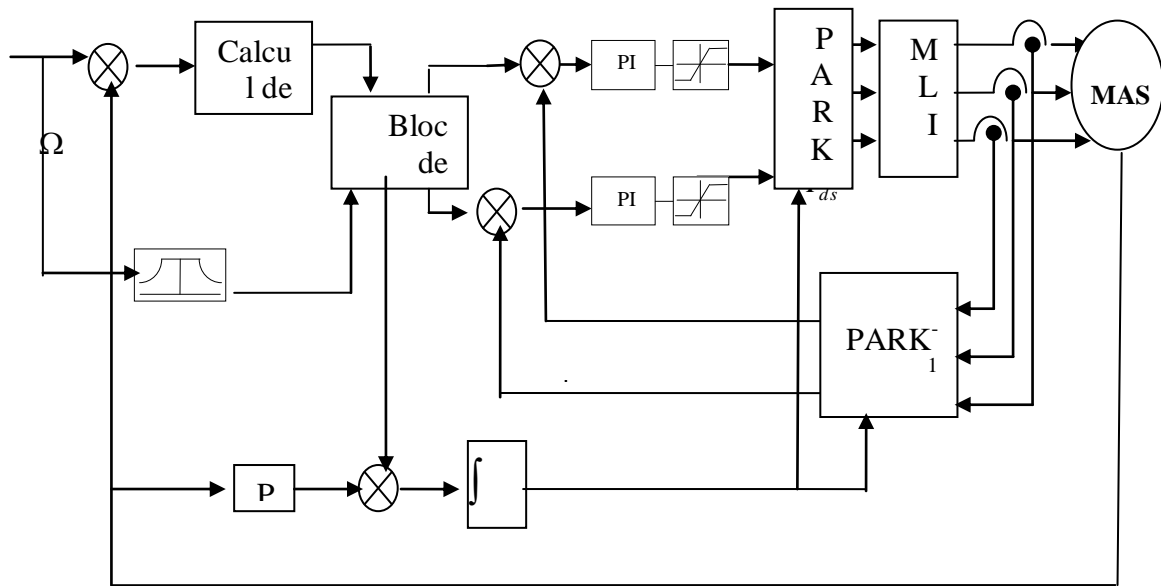


Figure III.7: Schéma de principe de la commande en utilisant un contrôleur par mode de glissement.

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse, donc on choisit une surface d'ordre 1 qui suffit à faire apparaître la commande :

$$S(\Omega_r) = \Omega_{rref} - \Omega_r \quad (III.23)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega_r) = \dot{\Omega}_{rref} - \dot{\Omega}_r \quad (III.24)$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$C_{em} - C_r - f.\Omega_r = J.\frac{d\Omega_r}{dt}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent nous avons :

$$S(\Omega_r) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\Omega_r) = 0 \quad (III.25)$$

$$D'où \dot{S}(\Omega_r) = -C_{emeq} + C_r + f.\Omega_r = 0 \Rightarrow C_{emeq} = C_r + f.\Omega_r \quad (III.26)$$

Et durant le mode de convergence nous avons : $S(\Omega_r) \cdot \dot{S}(\Omega_r) < 0$
D'où $C_{emn} = K_{\Omega} \cdot \text{sign}(S(\Omega_r))$ (III.27)

Donc la valeur de commande est : $C_{em} = C_{emeq} + C_{emn}$. (III.28)

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de régulation par mode de glissement, les résultats que nous avons obtenu montre les avantages de ce type de régulateurs surtout leur robustesse vis à vis de variations de paramètres. Les avantages de cette technique se trouvent dans le fait qu'elle utilise toute la force de la commande pour affronter les effets extérieurs qui pourraient s'avérer néfastes pour le bon fonctionnement du système. Malheureusement, et cette méthode de commande sollicite très fortement les organes de commande surtout ceux de l'étage « onduleur » avec une haute fréquence qui risque d'endommager ce dernier. Ce phénomène est appelé chattering.

En effet, plus le seuil est grand et plus le nombre de commutation diminué. Par contre s'il est trop élevé, il y aura un problème de précision. Cette technique est très intéressante si on peut réduire le problème de chattering.

CHAPITRE IV

La Commande Synergétique de la machine asynchrone

Introduction :

Les progrès technologiques dans le domaine des moteurs électriques ont permis à la recherche et au secteur industriel d'établir des exigences très demandées concernant l'efficacité des moteurs. Les moteurs asynchrones ont démontré des caractéristiques souhaitables dans une large gamme d'applications [Bai98] [Rah03].

Une quantité considérable de recherche a été consacrée à l'étude des stratégies de commande linéaires et non-linéaires et cela pour garantir l'efficacité, l'exactitude et la robustesse du moteur [Kim02].

La stratégie de commande par mode glissant, en raison de ses caractéristiques robustes, a été largement appliquée dans beaucoup d'applications industrielles comme les systèmes d'entraînement à vitesse variable fonctionnant sous des perturbations significatives. Les inconvénients de cette commande sont le phénomène de vibration, erreurs d'état d'équilibre causées par des actions de commutation à haute fréquence et le fait qu'elle exige des largeurs de bande assez élevées pour le contrôleur, qui rend des solutions de commande numériques impraticables.

Étant donné que l'entrée de commande du contrôleur conventionnel en mode glissant a des caractéristiques discontinues inhérentes, qui engendrent des vibrations de couple et donc du moteur. Par conséquent, pour éviter ces dernières et pour réduire l'erreur à l'état d'équilibre, une nouvelle approche pour la commande des systèmes non-linéaires, l'approche synergétique a été introduite [Kol00a] [Kol00b]. Des travaux ont été apportés sur l'application de la commande synergétique aux convertisseurs de puissance et la commande des moteurs, dans lequel le niveau élevé de rendement, la simplicité de conception et la flexibilité des contrôleurs synergétiques ont été démontrés par la simulation et les expériences [Kol02] [Man03] [San03].

Ce chapitre introduit la théorie de la commande synergétique. Dans un premier temps, les concepts de bases de cette technique sont présentés et suivi par les étapes de conception pour développer un contrôleur synergétique. Nous appliquons ici l'approche de la commande synergétique, qui est basée sur la commande vectorielle indirecte, pour le contrôle de la vitesse d'un moteur asynchrone. Le modèle mathématique du moteur asynchrone sous la forme d'espace d'état, présenté dans le chapitre I, est utilisé ici. Nous expliquons le procédé général pour concevoir ce contrôleur, ensuite nous présentons en détail les étapes de conception du contrôleur synergétique pour notre application.

IV.1. Les avantages de la commande synergétique :

L'approche classique, dans la plupart du temps échoue au contrôle des systèmes électroniques, pour différentes raisons telles que la non linéarité et leurs variations au cours du temps. D'où la proposition d'appliquer la théorie de la commande synergétique [San03] [Mon03] [Kol00a] [Kol00b] [Kol02] [San05]. Cette approche est purement analytique et est basée sur des modèles non linéaires. Les avantages attendus de cette théorie sont :

- Fournir une stabilité asymptotique.
- Invariance par rapport aux variations de la charge.
- Robustesse aux variations des paramètres.
- Efficacité supérieure par rapport aux régulateurs PI existant tout en respectant leurs caractéristiques dynamiques.
- Elle est bien convenue à la commande numérique.
- Elle fonctionne à une fréquence de commutation constante ce qui diminue le fardeau de la conception de filtrage.
- Montre des vibrations faibles.

La procédure de synthèse peut être implémentée rapidement comme un programme numérique qui nous permet la génération automatique de la loi de commande. Grâce à un choix adéquat de la macro-variable, le concepteur peut obtenir les avantages cités ci-dessus.

IV.2. Les caractéristiques fondamentales des systèmes synergétiques sont :

L'approche synergétique ouvre de nouveaux horizons pour la conception efficace des commandes pour les systèmes non-linéaires. La théorie de commande synergétique basée sur des idées des mathématiques, utilise les possibilités des systèmes ouverts pour l'auto-organisation [Kny98] [San03] [Mon03] [San05]. La commande synergétique est basée sur la commande dynamique de l'interaction de l'énergie et de l'information dans le système afin d'assurer la fonctionnalité optimale. En introduisant des structures dispersives virtuelles, elle induit un mouvement dirigé auto-organisé dans le système. Ce mouvement prend la commande des degrés de liberté du système et mène ce dernier à un état spécifique.

La théorie de commande synergétique fournit un procédé de conception de commande analytique pour les systèmes multi-dimensionnels, multi-connectés, non-linéaires. En conséquence, la théorie de commande synergétique permet aux concepteurs d'énoncer et puis de résoudre efficacement beaucoup de problèmes de commandes, jusqu'ici non résolus par les autres méthodes connues ni même indiqués en raison de leur complexité considérable.

Les systèmes synergétiques sont caractérisés par :

- L'échange d'énergie du système avec le milieu qui l'entoure (aussi un échange d'information)
- La relation qui lie tous les systèmes décomposés et qui fonctionnent en synergie d'où le nom de la commande synergétique [Kol02].

Il est préférable qu'à partir de ces deux principes fondamentaux de construire des lois de commandes, afin de contrôler n'importe quel système. Ceci tend à construire une nouvelle théorie qui est la 'synergetic control' [Kol00a] [Kol00b], qui veut dire une connaissance plus profonde sur le principe de l'auto-organisation dans les problèmes de contrôle. Cette approche est basée sur la caractéristique fondamentale de l'auto-organisation des systèmes dissipatifs naturels. Elle s'appuie sur deux principes fondamentaux de la nature qui sont:

- Principe de l'invariance.
- Principe d'expansion et contraction du volume de phase (variables d'état) dans les systèmes dynamiques de nature aléatoire [Kol00a] [Kol00b] [Kol02].

L'approche synergétique est développée afin de synthétiser des lois de commande pour des systèmes non-linéaires, multivariables et possédant plusieurs canaux de contrôle. Cette approche a trouvé beaucoup d'applications directes à des solutions de problèmes complexes pour la commande non linéaires (Avions, robots, alimentations à découpage, ...), aussi bien que dans le domaine de l'écologie et la biotechnologie etc....

Un système non linéaire est représenté sous la forme différentielle suivante :

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, u, y, M)$$

où :

$x(t)$: représente les variables d'état.

$u(t)$: la commande

$y(t)$: la consigne.

$M(t)$: les perturbations qui agissent sur le système.

La figure suivante schématise d'une façon générale, le concept de la commande synergétique.

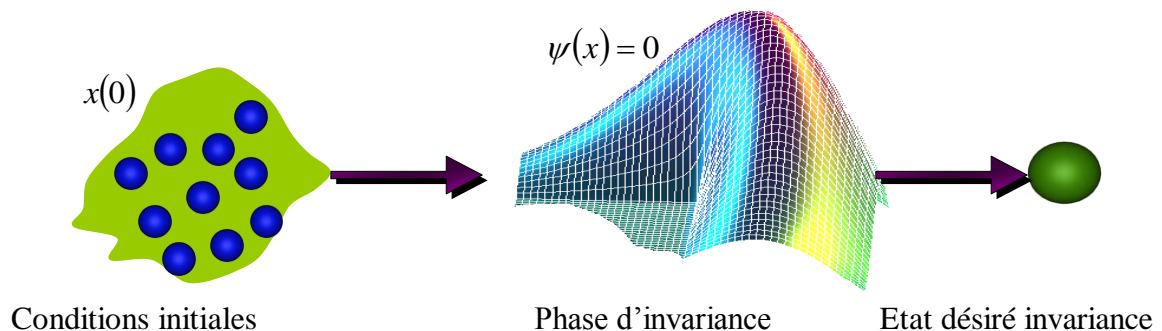


Figure IV .1 : Tâche complète du régulateur.

IV.3. Principe des contrôleurs synergétiques

Les systèmes de puissance sont des systèmes temps variables non-linéaires, ils représentent un grand défi pour la conception de commandes. Beaucoup d'efforts ont été fournis pour définir des approximations linéaires des cellules de puissance de sorte que la théorie de commande classique puisse être appliquée à la conception. Ces approches permettent d'employer un contrôleur linéaire simple, par exemple, un contrôleur PI (proportionnel-intégral), pour stabiliser le système. L'inconvénient le plus critique est que la commande appropriée à l'opération est déterminée seulement près d'un point spécifique de fonctionnement. L'analyse est alors nécessaire pour déterminer les caractéristiques de réponse du signal à des grandes variations [Mar99].

D'autres approches de conception essaient de surmonter le problème en employant la nature non-linéaire et temps-variable intrinsèque, dans le but de concevoir une commande optimale. Un exemple significatif de cette approche est la commande synergétique. Cette théorie de commande a été intensivement étudiée et appliquée aux systèmes de l'électronique de puissance et à la commande des moteurs [Kol02] [Kol00a] [Kol00b] [San03] [Mon03].

La commande synergétique présente des défis intéressants. Contrairement aux contrôleurs à structure variable qui ont besoin d'une largeur de bande assez élevée ce qui rend les solutions de commande numérique impraticables, et la variation de fréquence de commutation, qui introduit le chattering et un bruit indésirable dans le système, la commande synergétique essaye de surmonter ces problèmes et ceux, de la commande linéaire en employant explicitement un modèle du système pour la synthèse de la commande. La commande synergétique partage avec la commande en mode glissant les propriétés de la réduction de l'ordre et du découplage dans le procédé de conception [Kol02] [San03].

Cette nouvelle approche a été développée et proposée par le Professeur A.Kolesnikov, [Kol00a] [Kol00b] [Kol02]. La méthode est appelée en anglais Analytical Design of Aggregated Regulators (ADAR). Le principe de cette approche est basé sur l'idée de l'auto organisation et la décomposition dynamique des systèmes multi-variables non linéaires.

- Les attracteurs artificiels - manifolds invariables - sont formés dans l'espace d'état de l'objet. Sur ces attracteurs, nous assurons l'organisation des qualités dynamiques et statiques désirées des objets commandés. La formation des attracteurs est la réflexion d'un processus dirigé et auto organisé.
- Le principe primordial des méthodes de la synthèse synergétique est le principe de la compression-décompression de l'écoulement de phase des systèmes contrôlés.
- Les exigences du développeur sont présentées sous la forme d'un système des invariants (techniques, puissance, électromagnétique, etc..) qui décrivent les modes d'opération désirés des objets commandés.

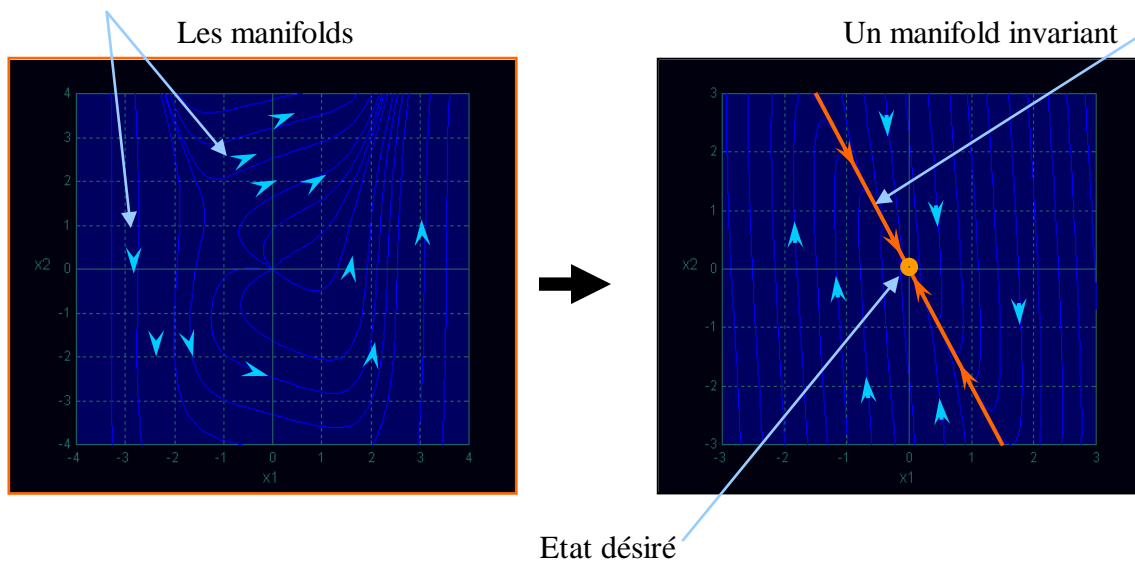


Figure IV. 2: L'orientation des manifolds vers un état désiré.

Les attracteurs créés dans l'espace d'état simplifient le processus de modélisation en assurant un abaissement de la dimension du modèle non-linéaire, qui décrit les caractéristiques dynamiques du sous-système contrôlé et du système de puissance en général. En effet, c'est possible de modéliser le système entier à travers un seul sous-système défini par le système d'équations décomposé, sa dimension peut être déterminée selon:

$$\dim A = n - k * m,$$

avec:

dim A: dimension du système décomposé;

n : dimension du système initial;

m : dimension du vecteur de commande;

k : nombre d'attracteurs séquentiellement utilisés.

IV.4. Conception du contrôleur synergétique :

Quelques étapes systématiques sont exigées pour accomplir la synthèse d'un contrôleur synergétique. Ce contrôleur est basé sur le principe de l'auto-organisation dirigée [Kny98]. La procédure de conception du régulateur synergétique suit la conception analytique de la méthode des régulateurs agrégats (ADAR: Analytic Design of Aggregated Regulators) [Kol02] [Kol00a] [Kol00b].

IV.4.1. Etapes de conception du contrôleur synergétique

Le procédé de conception de la commande synergétique suit la conception analytique de la méthode des régulateurs agrégats (ADAR) [Kol02]. Les étapes principales du procédé peuvent être récapitulées comme suit:

Le procédé exige que le système à commander soit décrit par un ensemble d'équations non-linéaires de la forme:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (\text{IV.1})$$

Où, x est le vecteur d'état, u est le vecteur d'entrée de commande et t est le temps.

- On commence par définir une macro-variable en fonction des variables d'état:

$$\psi = \psi(x) \quad (\text{IV.2})$$

La commande forcera le système pour opérer sur le manifold $\psi = 0$. Le concepteur peut choisir les caractéristiques de cette macro-variable selon les spécifications de la commande (Limitation de vitesse, régulation du couple, régulation du flux...). Dans un cas général, la macro-variable peut être une combinaison linéaire simple des variables d'état.

- Répéter le même processus, définissant ainsi autant de macro-variables que des canaux de commande.
- Fixer l'évolution dynamique des macro-variables selon l'équation :

$$T\dot{\psi} + \psi = 0 ; \quad T > 0, \quad (\text{IV.3})$$

Où, T est un paramètre de conception indiquant la vitesse de convergence au manifold $\psi = 0$ indiqué par les macro-variables.

La règle des différentiations donne :

$$\dot{\psi} = \frac{d\psi}{dx} \dot{x}, \quad (\text{IV.4})$$

En combinant (IV.1), (IV.3), et (IV.4) nous obtenons :

$$T \frac{d\psi}{dx} f(x, u, t) + \psi = 0 \quad (\text{IV.5})$$

Ce qui forcera le système à converger exponentiellement au manifold invariable, avec une constante de temps T . Équation (IV.5) est finalement employée pour synthétiser la loi de commande u . Par conséquent, chaque manifold présente une nouvelle contrainte sur le domaine de l'espace de l'état d'équilibre qui réduit l'ordre du système, fonctionnant dans la direction de la stabilité globale.

La théorie de commande synergétique garantit la stabilité globale sur le manifold: ceci signifie qu'une fois que nous atteignons le manifold, le système n'est pas censé partir de lui-même pour une grande variation du signal. Cette condition assure que le système gardera la caractéristique réduite d'ordre mais ne garantit pas la stabilité globale du système lui-même.

Il appartient au concepteur de choisir un manifold adéquat de sorte que le nouveau système restreint ait les caractéristiques exigées de stabilité. Ces résultats sont obtenus en travaillant sur un système complet non-linéaire, le concepteur n'a pas besoin de présenter des simplifications hors du processus de modélisation pour obtenir une description linéaire comme dans le cas de la théorie de commande classique. La particularité de la commande synergétique est la réduction d'ordre du système; en fait, des macro-variables sont présentées pour lier le modèle de l'espace de variables d'état réduisant de ce fait l'ordre du système.

IV.4.2. Application de la commande synergétique au moteur asynchrone :

La théorie de commande synergétique pour les applications de l'électronique de puissance est bien décrite dans [San03] [Lid05] [Kol02] [Mon03] [San05]; ici les mêmes concepts sont employés pour synthétiser un contrôleur pour la commande d'un moteur asynchrone, dont le modèle est représenté par le système d'équation (I.26).

Afin de trouver la loi désirée de commande, la première étape dans la conception de la commande synergétique est le choix d'une macro-variable appropriée; en général la macro-variable peut être une fonction des variables d'état.

Notre objectif est donc d'obtenir une loi de commande d'une fonction d'état de coordonnées Ω , ϕ qui fournit les valeurs de références exigées au moteur à savoir la vitesse de référence Ω_{ref} et un flux de référence ϕ_{ref} . Par conséquent un contrôle du couple doit être satisfait. Nous employons le procédé décrit ci-dessus pour résoudre le problème, c.-à-d., pour trouver une loi de commande u (Ω et ϕ). La première étape est le choix de la macro-variable. En général la macro-variable peut être n'importe quelle fonction (fonctions non-linéaires y compris) de variables d'état.

Nous limiterons notre recherche à une macro-variable qui est une fonction linéaire de la forme suivante.

$$\psi = ax_1 + bx_2 \quad (IV.6)$$

$$\psi = a(\Omega_{ref} - \Omega) + b(\phi_{ref} - \phi) \quad (IV.7)$$

Avec : $x_1 = \Omega_{ref} - \Omega$ et $x_2 = \phi_{ref} - \phi$

On remplace ψ de l'équation (IV.6) dans l'équation (IV.3) ce qui donne :

$$T(a\dot{x}_1 + b\dot{x}_2) + ax_1 + bx_2 = 0; \quad (IV.8)$$

Maintenant on remplace x_1 , x_2 et les dérivées \dot{x}_1 et \dot{x}_2 dans (IV.5), la loi de commande u suivante est obtenue :

$$T\left(a\frac{d\Omega}{dt} + b\frac{d\phi}{dt}\right) = a(\Omega_{ref} - \Omega) + b(\phi_{ref} - \phi) \quad (IV.9)$$

Avec

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - k\Omega)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{T_r}(I_{ds}L_m - \phi).$$

$$u = \frac{J}{Ta}\left[ax_1 + bx_2 - Tb\frac{d\phi}{dt}\right] + C_r + k\Omega \quad (IV.10)$$

$$u = A_1x_1 + A_2x_2 - A_3\frac{d\phi}{dt} + C_r + k\Omega \quad (IV.11)$$

$$\text{Avec } A_1 = \frac{J}{T}, A_2 = \frac{Jb}{Ta}, A_3 = \frac{Jb}{a}$$

Où a , b et T sont les paramètres du contrôleur.

L'expression u est l'action de commande du contrôleur synergétique. Le choix adéquat des macro-variables de commande permet de résoudre n'importe quelle sensibilité à l'incertitude des paramètres de système. La loi de commande (IV.11) force la trajectoire des variables d'état à satisfaire l'équation (IV.3) et (IV.4). Dans notre cas la trajectoire converge vers le manifold $\psi=0$ avec une constante de temps T et puis reste sur le manifold $\psi=0$, à partir de ce moment la trajectoire des variables d'état satisfait l'équation suivante:

$$\psi = a(\Omega_{ref} - \Omega) - b(\phi_{ref} - \phi) = 0 \quad (IV.12)$$

Cette équation établit une dépendance linéaire entre les deux variables d'état Ω et ϕ , réduisant de ce fait l'ordre du système. Se déplaçant sur ce manifold, la trajectoire converge par la suite à l'état d'équilibre : $\Omega = \Omega_{ref}$ et $\phi = \phi_{ref}$.

Une interprétation géométrique de la loi de commande est montrée par la figure (IV.3). Le point de fonctionnement est l'origine, où l'erreur tend vers zéro. L'équation de la commande (IV.12) représente une ligne droite qui passe par l'origine avec la pente $-a/b$. Le point de fonctionnement du système converge vers la droite (le manifold de commande) et puis se déplace le long de cette droite jusqu'à l'origine.

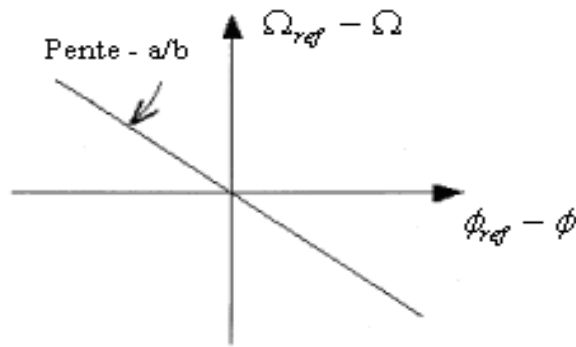


Figure IV.3 : Interprétation géométrique de la loi de commande.

La figure IV.4 montre le synoptique de la commande de vitesse du moteur asynchrone par le contrôleur synergétique obtenu.

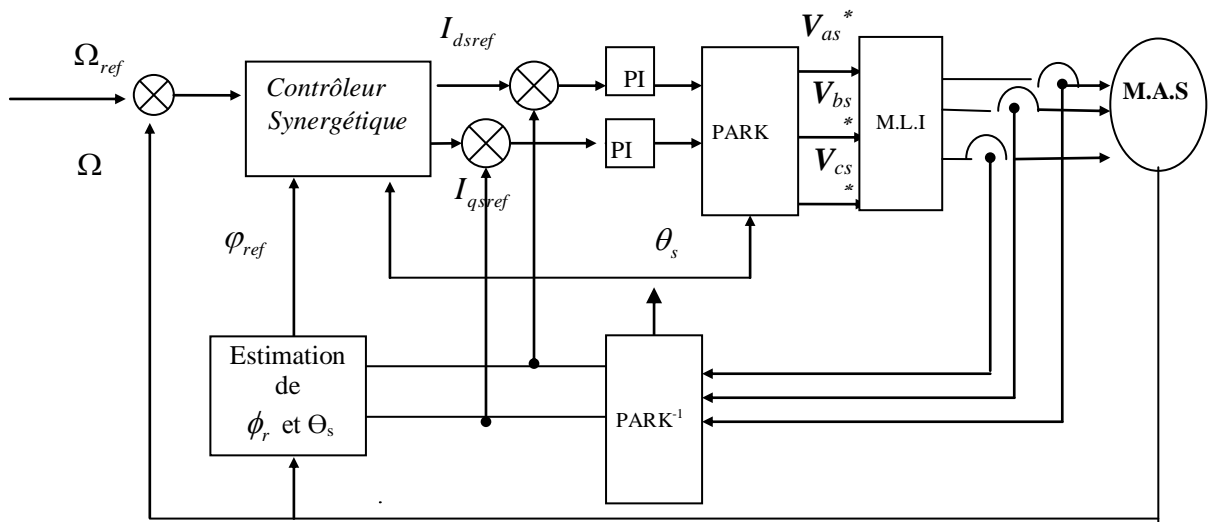


Figure IV.4 : Schéma de principe de la commande en utilisant un contrôleur synergétique

IV.5. Conclusion:

Aux termes de ce chapitre, on peut dire que la commande proposée présente des performances fortes intéressantes pour la réponse en vitesse en présence de variations paramétrique et de charge. La synthèse du régulateur par mode synergétique a offert plus de flexibilité à la commande et lui permet de s'adapter aux variations paramétriques et de réagir contre l'action d'éventuelles perturbations externes.

De plus, l'approche proposée permet de solutionner le problème de chattering de la commande de mode glissant.

L'avantage principal d'une commande robuste synergétique est qu'elle prend en charge toutes les incertitudes paramétriques et non paramétriques, ce qui n'est pas le cas dans plusieurs stratégies de commandes robustes. D'autre part, ceci nous a permis d'éviter le

calcul préalable des paramètres de la commande (par exemple le gain de la commande discontinue dans le cas de la commande à structure variable) en fonction de ces incertitudes

L'approche du contrôle synergétique appliquée à la commande de vitesse d'un moteur asynchrone est basée sur la commande vectorielle indirecte. La théorie du contrôleur synergétique présente donc plusieurs avantages et en plus, elle est très utilisée dans le cas des contrôles numériques.

CHAPITRE V

Simulations des commandes par mode glissant et synergétique

Introduction

Les algorithmes de la commande classique utilisant les régulateurs à action proportionnelle, intégrale et dérivée permettent de commander avec précision des processus linéaires non perturbés et à paramètres constants. Lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations et à des variations de paramètres du système, une solution auto adaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres. Cette solution présente l'inconvénient de nécessiter une mise en oeuvre souvent complexe.

Ainsi, il est possible d'enregistrer une autre solution plus simple, faisant appel à une classe particulière des systèmes de commandes, appelés systèmes à structures variables et synergétique.

Dans les chapitres précédents, nous avons établi les deux modèles de commandes de la machine asynchrone par mode glissant (chapitre III) et synergétique (chapitre IV).

L'objectif de ce chapitre est de faire une étude comparative par simulation des deux commandes précédentes par mode glissant et synergétique. Les simulations ont été faite sous MATLAB SIMULINK. Les deux commandes ont été soumises pratiquement aux mêmes tests.

Nous commençons par présenter les résultats obtenus avec la commande par mode glissant et leurs interprétations, suivi par ceux obtenus avec la commande synergétique et leurs interprétations.

V.1 Simulation numérique de la commande à structure variable

Présentation des tests

Nous avons simulé la commande par mode de glissement pour une consigne de vitesse de 100rad/s, et cela pour la commande de type relais ainsi que la commande adoucie.

- Démarrage à vide de la machine asynchrone à une vitesse de référence inférieure à la vitesse nominale $\Omega_{ref}=100$ rad/s, et un flux rotorique $\phi_{ref}=1$ Wb.
- Démarrage à vide de la machine asynchrone avec application d'une perturbation (charge $C_r=10$ N.m) entre 0.8s et 1.5s.

Résultats des tests

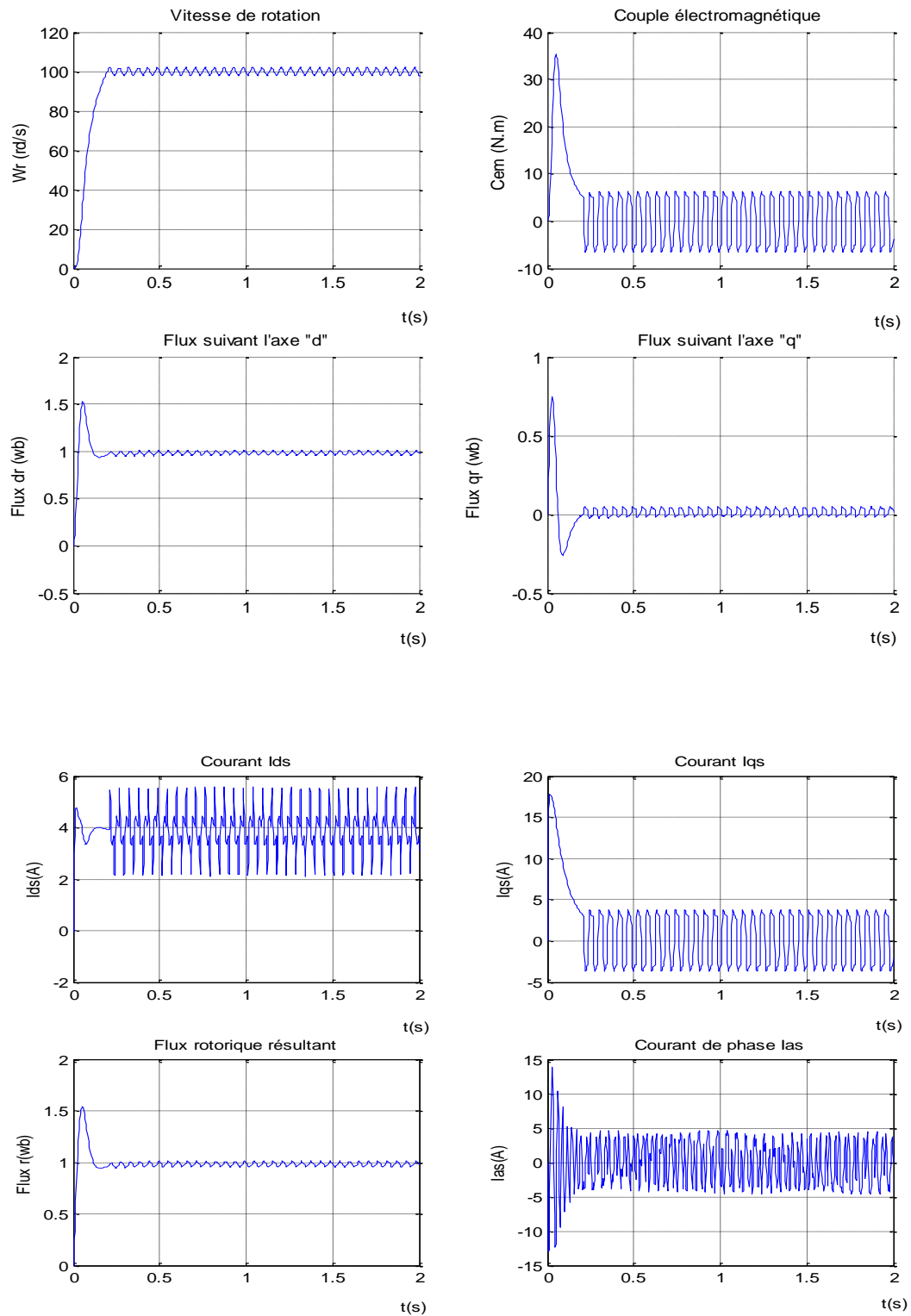


Figure V.1 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application de commande de type relais.

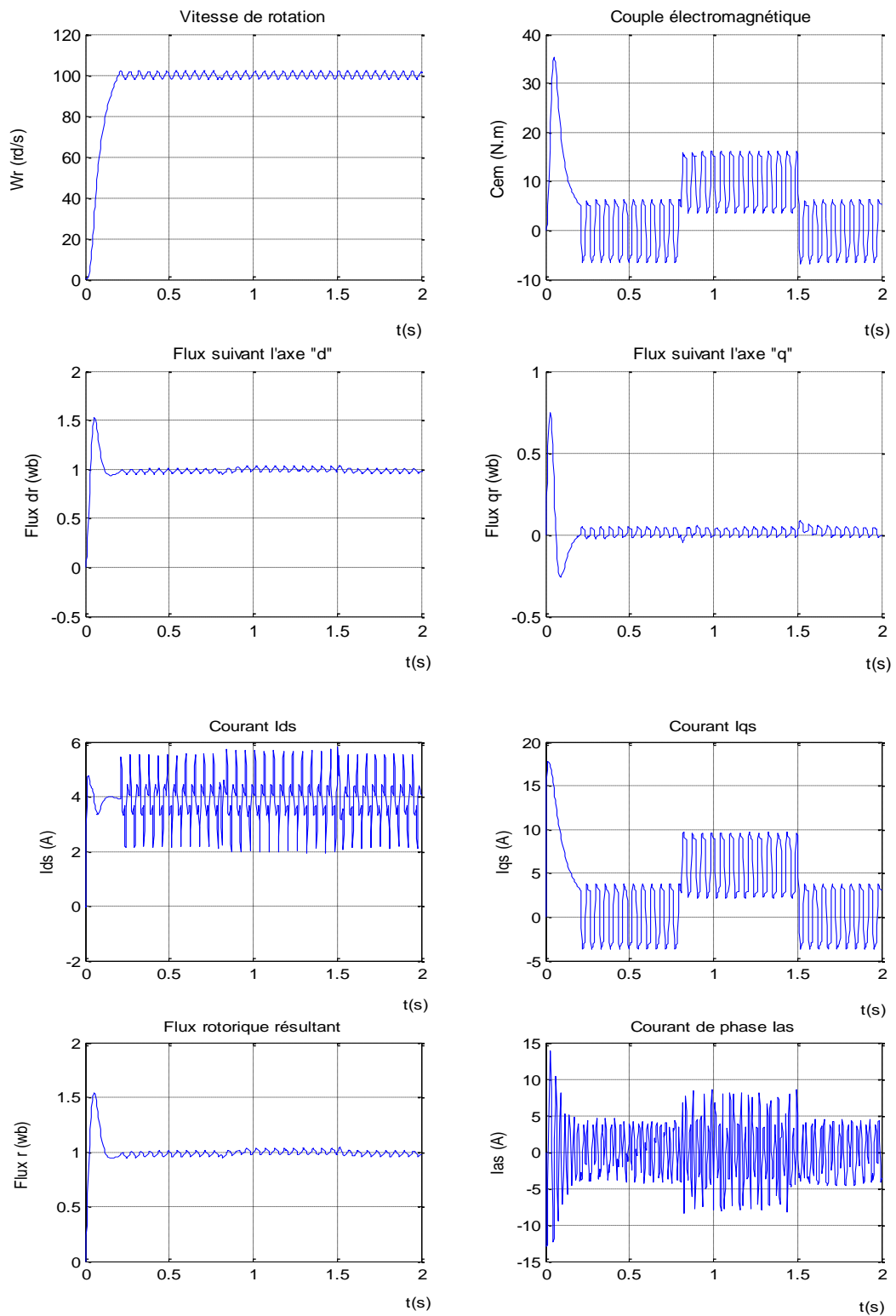


Figure V.2 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s)

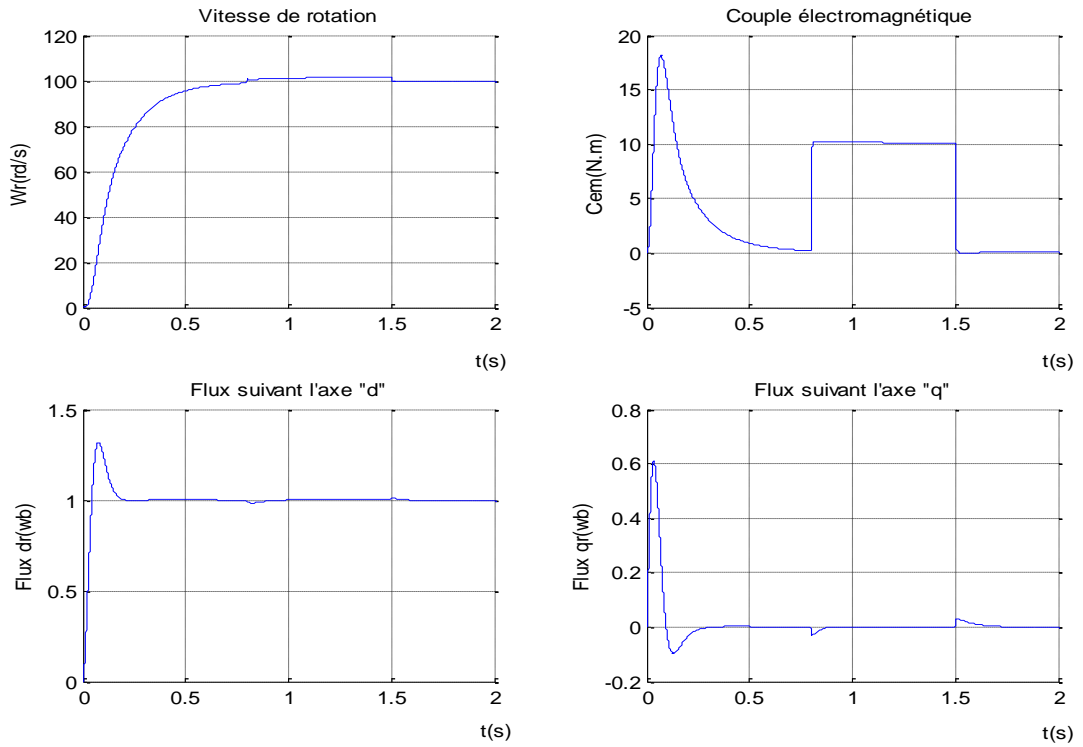


Figure V.3: Réponse du système à un échelon de vitesse de 100 rad/s avec application de la commande adoucie.

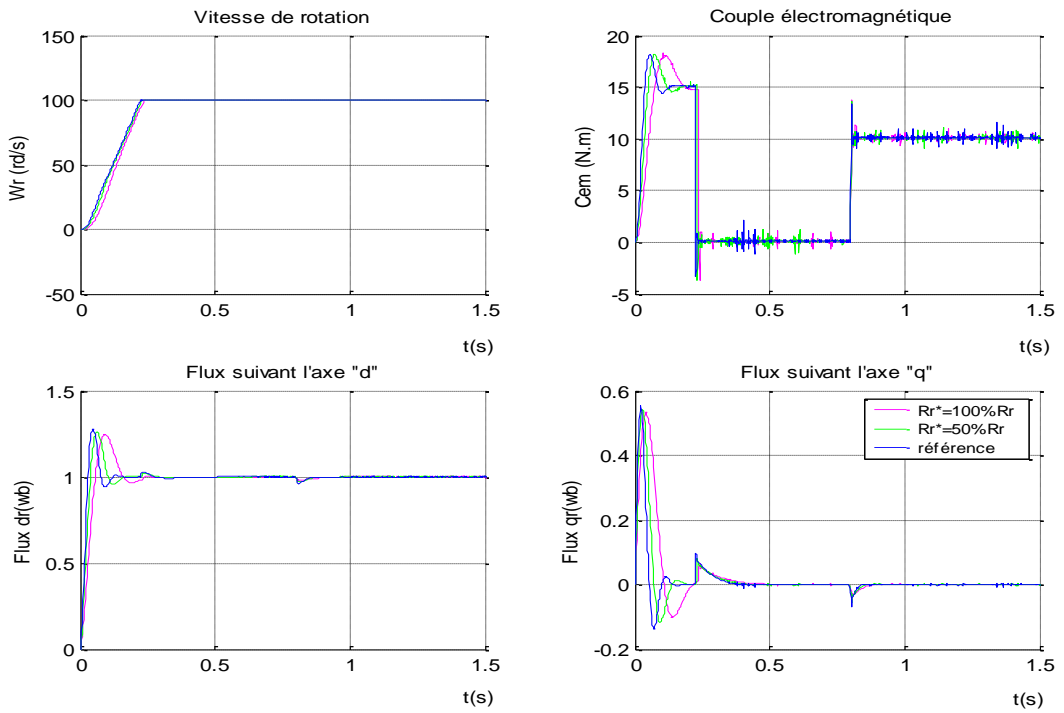


Figure V.4 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) avec variation de la résistance.

Interprétation des résultats de la commande par mode glissant

Les figures (V.1) et (V.2) représentent les résultats de simulation de la commande à structure variable de type relais, les résultats montrent l'efficacité de ce type de régulateurs, et l'existence de chattering dans toutes les réponses du système en effet ces figures montrent que:

- La vitesse de la machine s'établit après 0.2 s, donc le régulateur glissant est plus rapide.
- L'application de la charge n'a pas perturbé la vitesse car le couple l'a compensé instantanément.
- nous remarquons également une orientation du flux rotorique suivant l'axe d avec une composante en quadrature nulle donc la commande vectorielle est maintenue.
- Nous constatons de fortes oscillations du couple électromagnétique autour de sa valeur moyenne (chattering), cela est dû à la commutation rapide de la commande entre ses deux valeurs extrêmes ($+k$ et $-k$).

La figure (V.3) représente les résultats de simulation de la même commande que la précédente avec substitution de la fonction relais par la fonction saturation (commande adoucie) dans le but de réduire le problème de chattering. En effet, on remarque une nette diminution des oscillations du couple, cela est obtenu au prix d'une très légère perte de précision sur la vitesse.

Pour tester la robustesse de cette commande aux variations des paramètres, nous avons repris le même test précédent avec une variation de la résistance rotorique de 100% par rapport à sa valeur nominale, les résultats sont donnés par la figure (V.4). Cette dernière montre qu'il existe une influence de la variation des paramètres sur les performances du système. Néanmoins cette robustesse reste limitée dans le cas de très fortes oscillations qui provoquent le phénomène de "Chattering".

V.2 Simulation numérique de la commande synergétique

Présentation des tests

Des simulations ont été effectuées dans les mêmes conditions d'essais que précédemment à savoir :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone à une vitesse de référence inférieure à la vitesse nominale $\Omega_{ref} = 100$ rad/s, et un flux rotorique $\phi_{ref} = 1$ Wb. Cet essai est effectué pour les différents paramètres du régulateur tel que :
 - Les paramètres a et b constants et T variable (figures V.6 et V.7).
 - Les paramètres a et T constants et b variable (figure V.8).
- Démarrage à vide de la machine asynchrone avec application d'un couple résistant $C_r = 10$ N.m entre 0.8s et 1.5s (figure V.9).
- Démarrage à vide de la machine asynchrone avec application d'un couple résistant $C_r = 10$ N.m entre 0.8s et 1.5s et inversion de la vitesse à $t = 1.5$ s (figure V.10).

Résultats des tests:

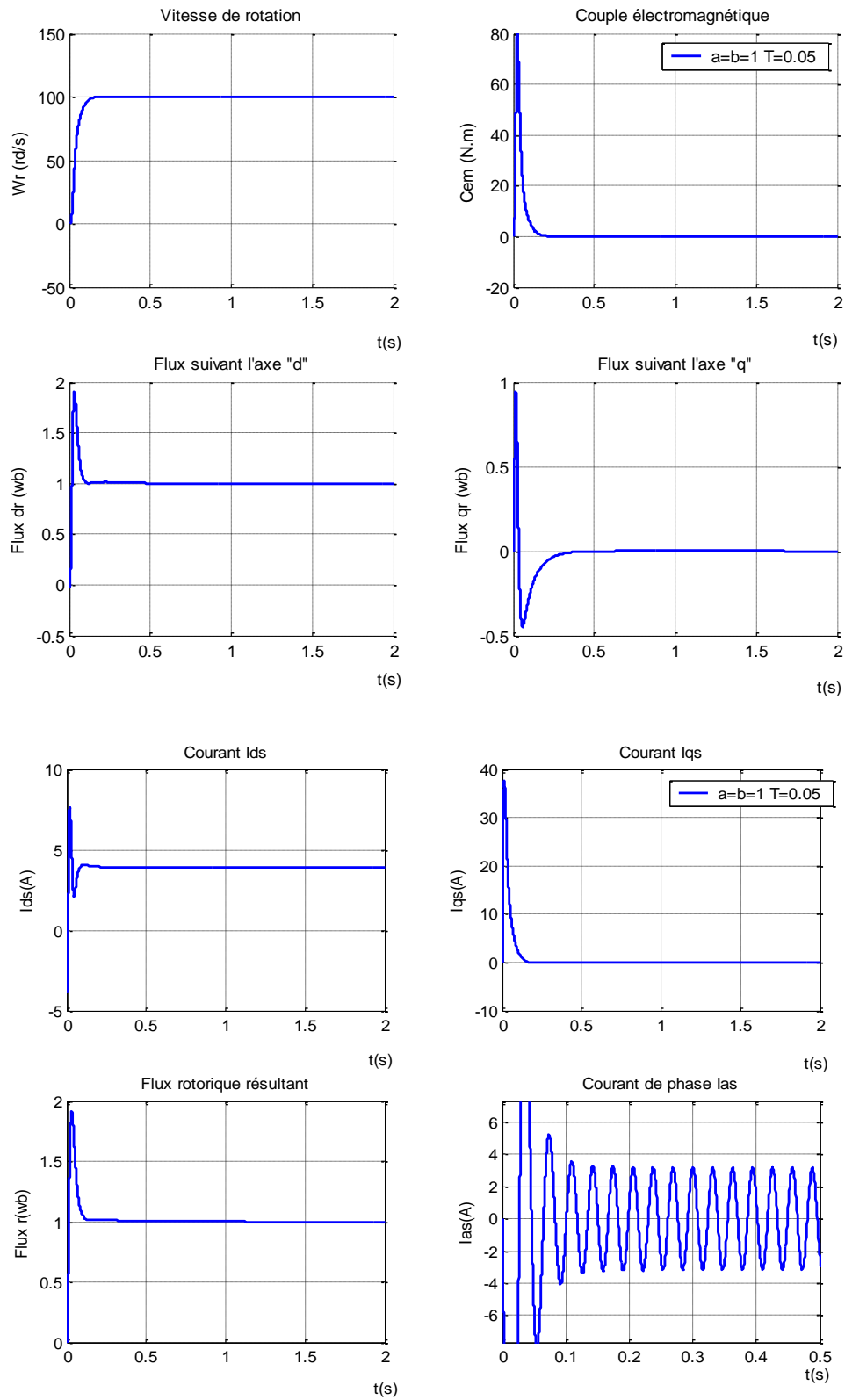


Figure V.5 : Résultats de simulation pour un système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) ($a=b=1$ et $T=0.05$)

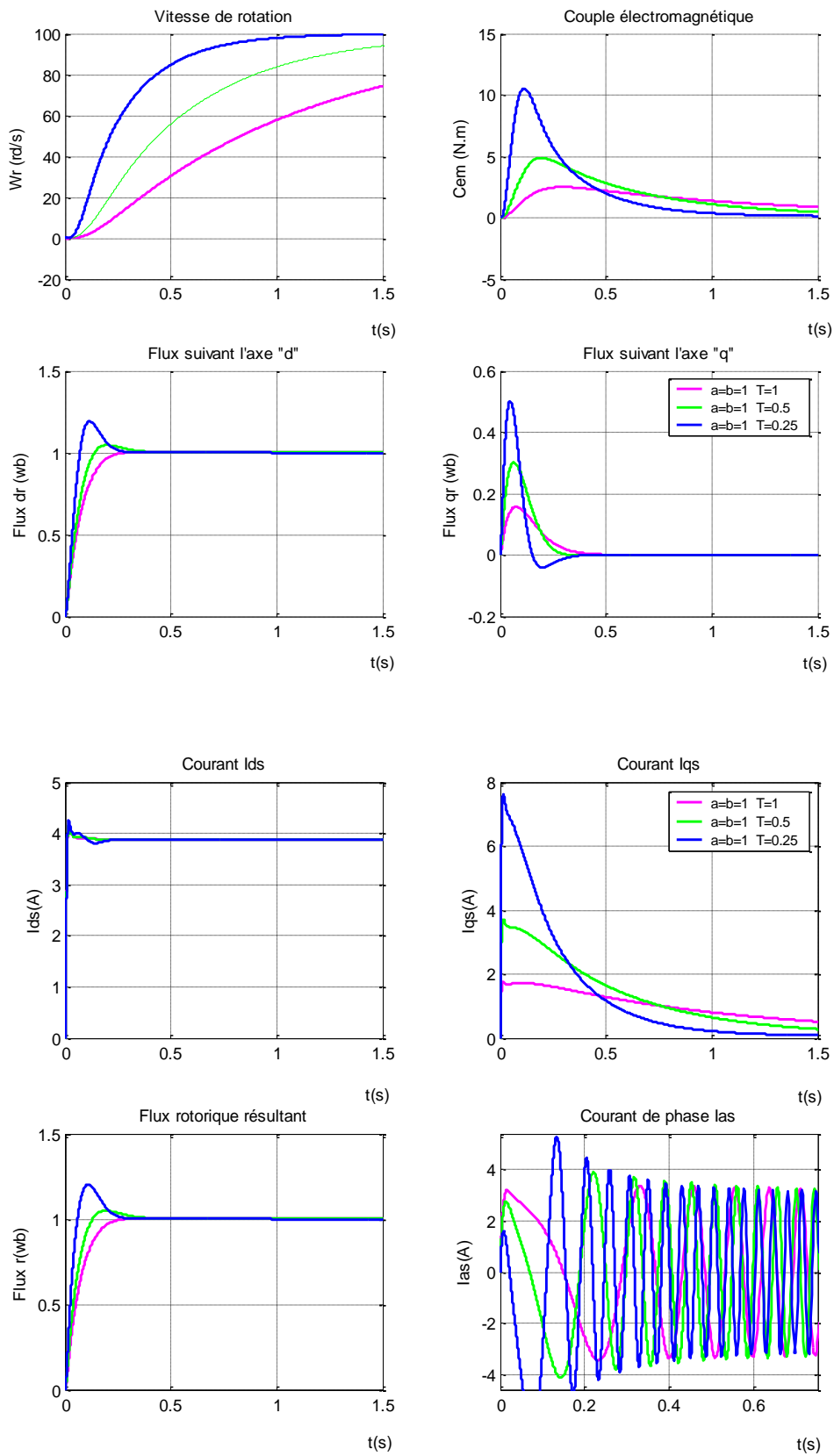


Figure V.6 : Résultats de simulation pour un système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec $a=b=1$ et T variable.

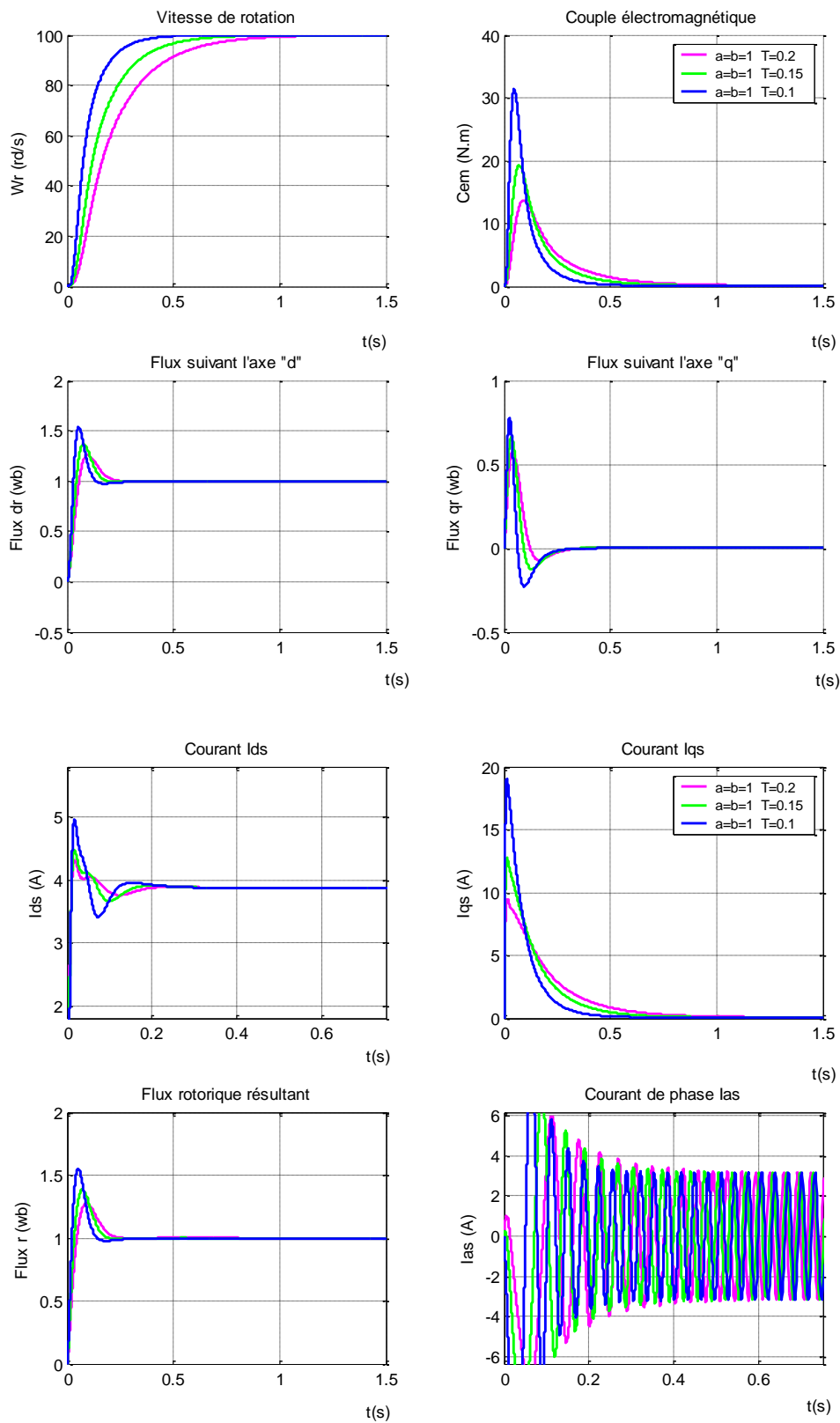


Figure V.7 : Résultats de simulation pour un système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec a et b constants et T variable.

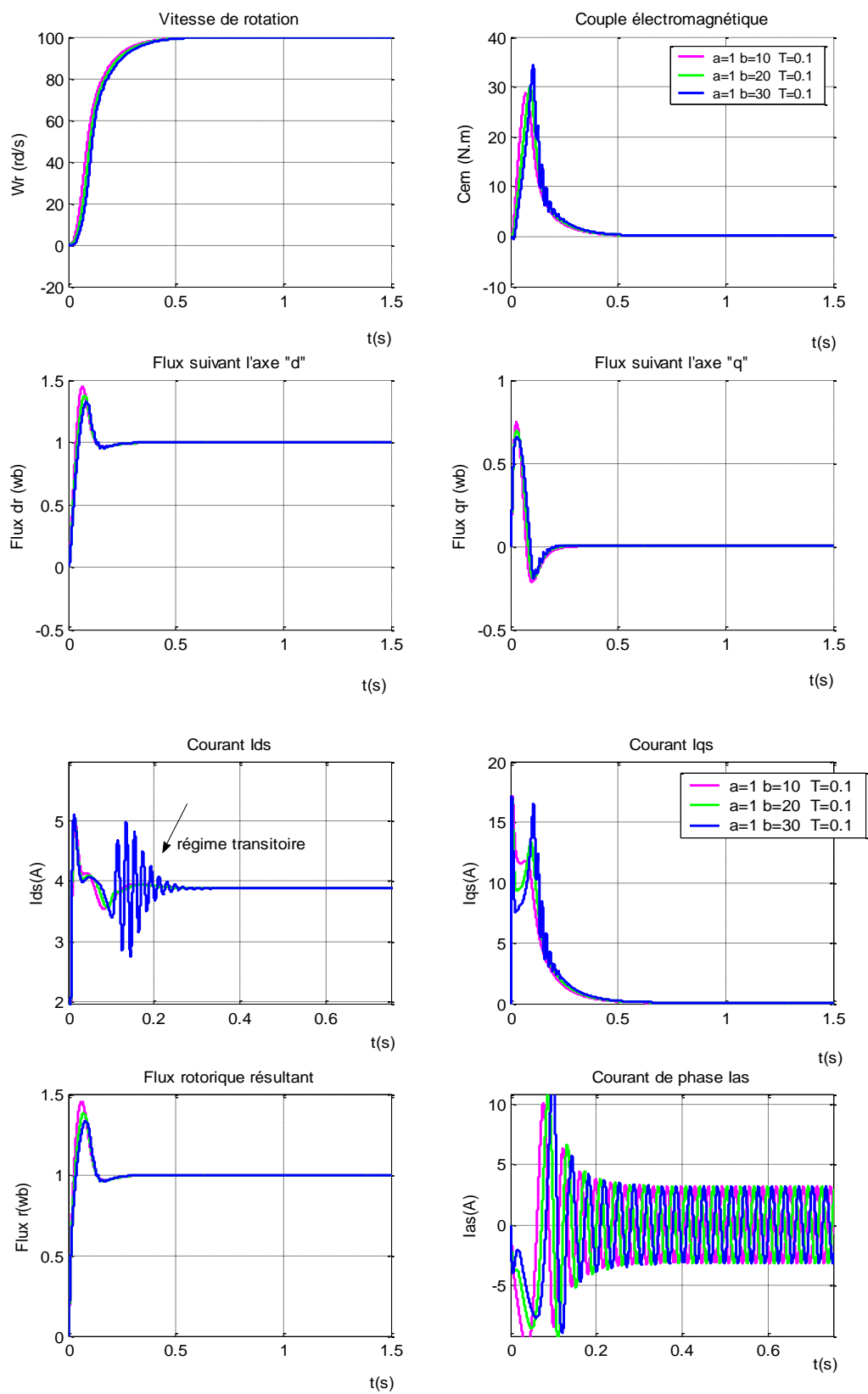


Figure V.8 : Résultats de simulation pour un système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec a et T constants et b variable.

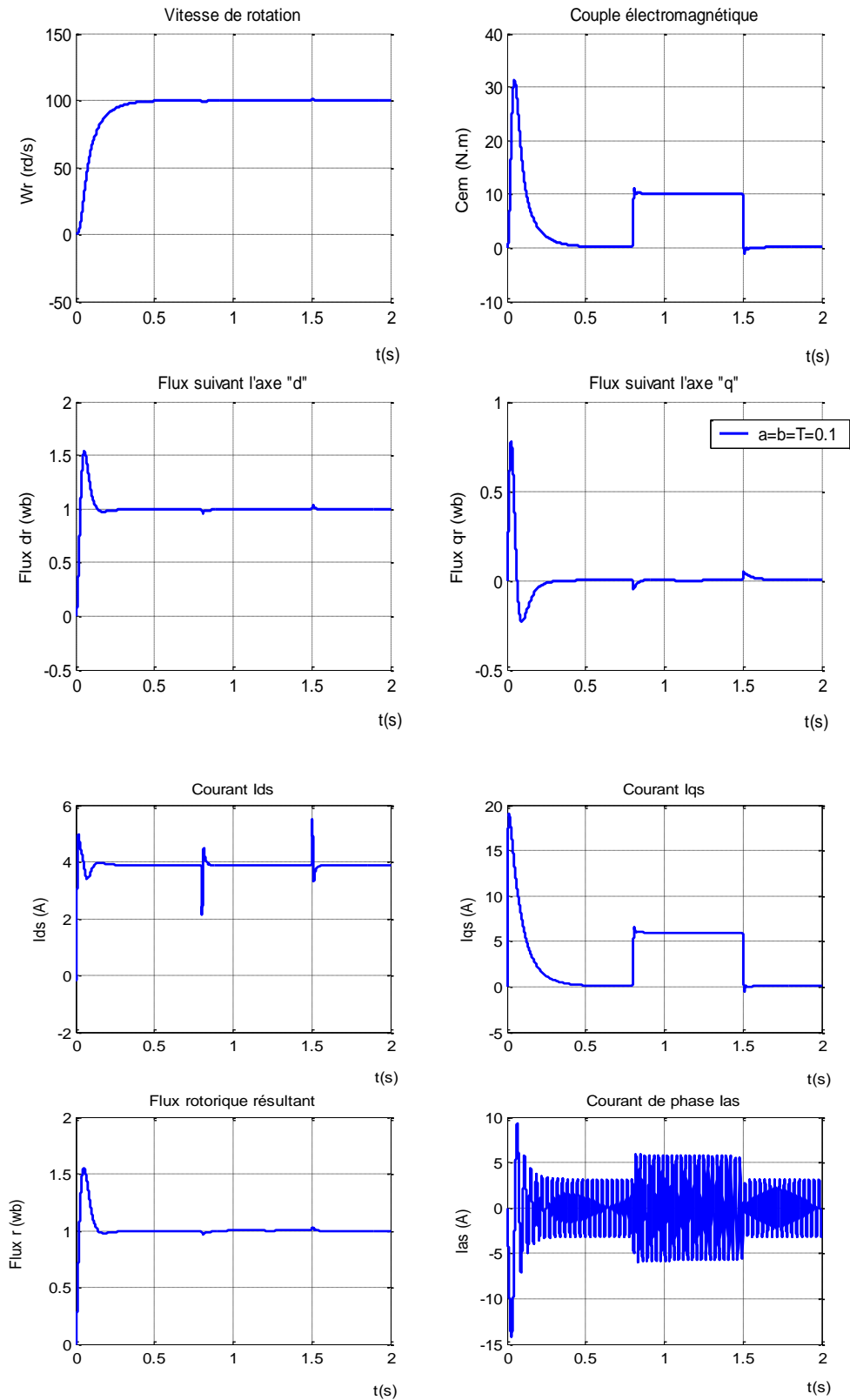


Figure V.9 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) et $a=b=T=0.1$.

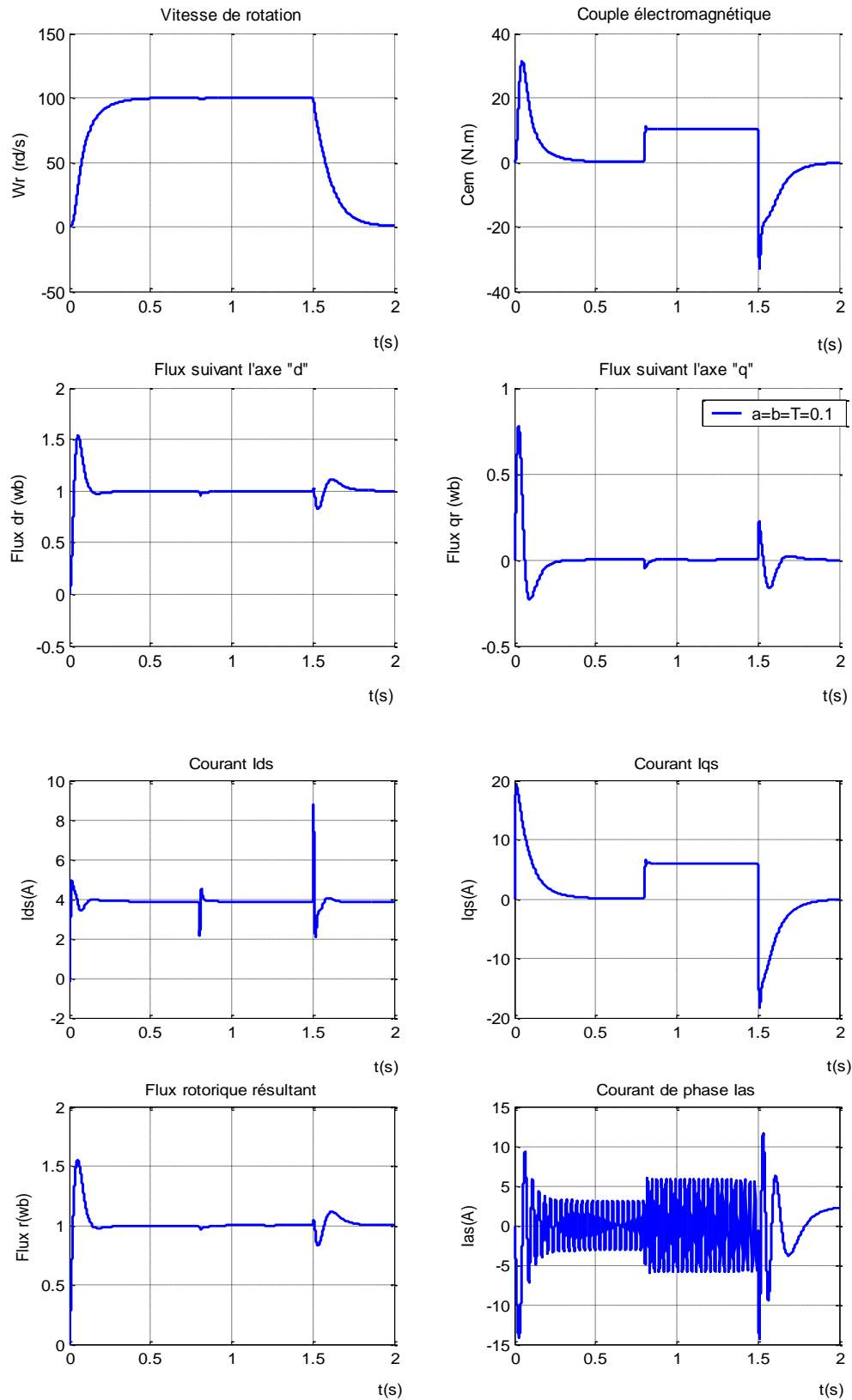


Figure V.10: Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec inversion de vitesse et application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) et $a=b=T=0.1$.

Interprétation des résultats de simulation de la commande synergétique

On constate en premier lieu que la condition d'orientation du flux est mise en évidence par l'annulation du flux ϕ_r et par des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée, et d'autre part que la commande synergétique donne des résultats satisfaisants même avec des variations de paramètres de la machine et l'inversion brusque de la vitesse.

Les résultats de simulation ainsi obtenus dans le cas de la commande synergétique sont représentés aux figures (V.5) à (V.10).

L'étude de la robustesse montre que la commande synergétique offre l'avantage d'être, insensible aux perturbations externes de la machine.

L'application de la commande synergétique à la machine asynchrone a permis de mettre en évidence sa simplicité de conception et la supériorité des performances obtenues, relativement à celles obtenues avec la régulation classique, ou un régulateur à structures variables.

Dans le but de diminuer le Chattering, la commande synergétique est appliquée, et il est à noter que le choix des paramètres (a, b, T) s'est fait par différents essais de simulation. Comme on a remarqué, plus le paramètre T est petit plus la vitesse de la machine s'établit rapidement, néanmoins s'il est trop petit, il y a une augmentation du couple. Ce dernier peut être réglé par le paramètre b, qui permet d'avoir une meilleure réponse de la machine.

Après plusieurs essais de simulations, on constate que le système ne répond que pour des valeurs des paramètres a/b supérieur à 0.02. Nous constatons également que pour des valeurs du paramètre a variant entre 10 et 10⁶, la réponse du système est plus rapide, donc il faut choisir les paramètres a et b tel que le rapport a/b soit grand, ainsi nous obtenons un régulateur synergétique très performant.

V.3. Test de robustesse :

L'objectif principal de ce travail porte sur la synthèse d'une loi de commande assurant la robustesse du comportement de la machine asynchrone vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations pour cela nous avons étudié la sensibilité de la commande synergétique aux variations paramétriques, en particulier la résistance rotorique, trois essais ont été effectués :

1. Le premier consiste à faire varier la résistance rotorique par rapport à la résistance nominale R_r^* de 50% à 150%. Avec $a=b=T=0.1$
2. Pour le second essai, avec une variation des inductances de 5% et 10% par rapport aux valeurs nominales.
3. Pour le troisième essai, les mêmes variations de la résistance rotorique sont maintenues avec une variation des inductances de 10% par rapport à la valeur nominale.

Les résultats de simulations obtenues sont respectivement représentés par les figures (V.11), (V.12) et (V.13).

Résultats des tests de robustesse de la commande synergétique:

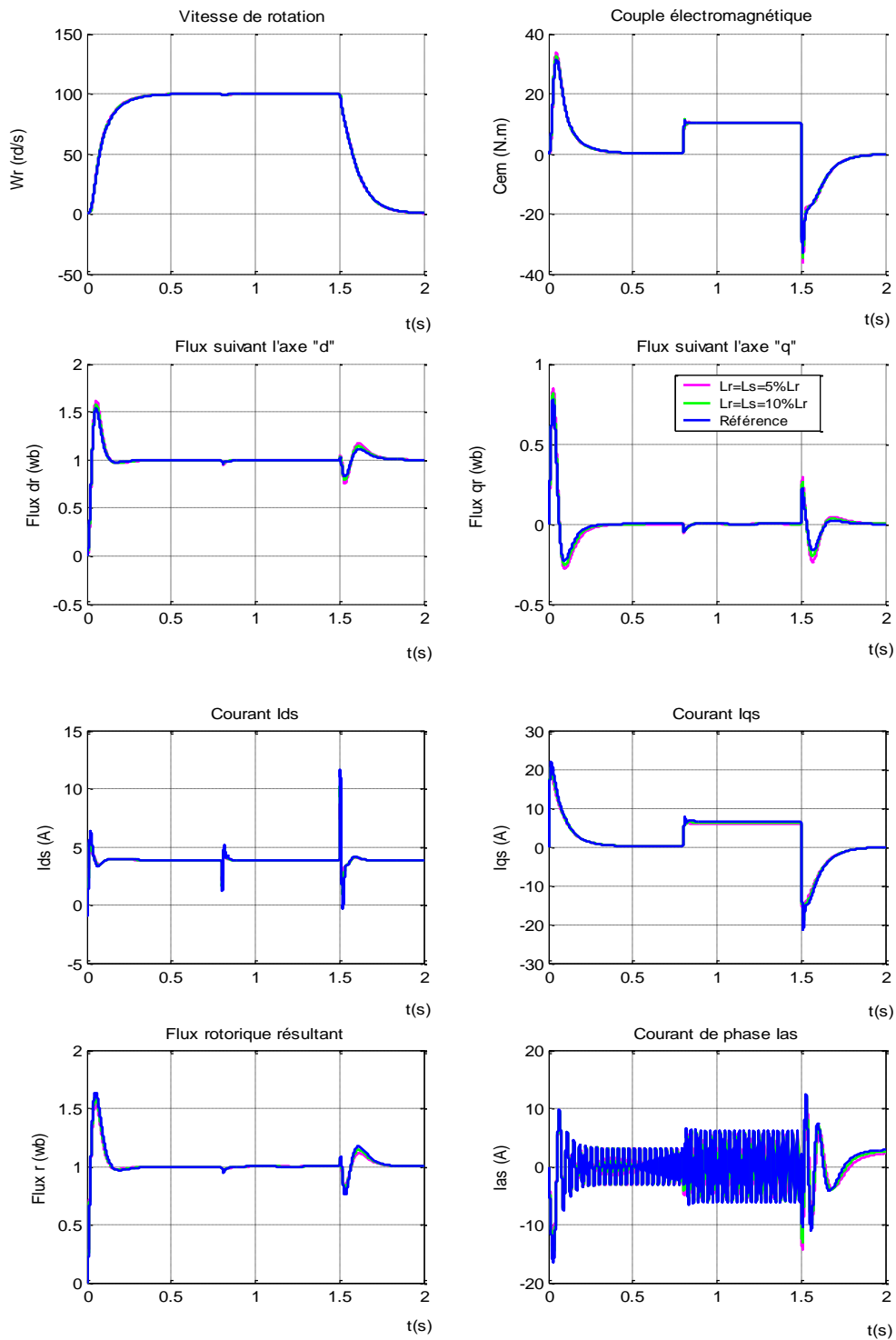


Figure V.11 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) et inversion de vitesse à l'instant 1.5s et une variation des inductances de 5% et 10% par rapport l'inductance nominale

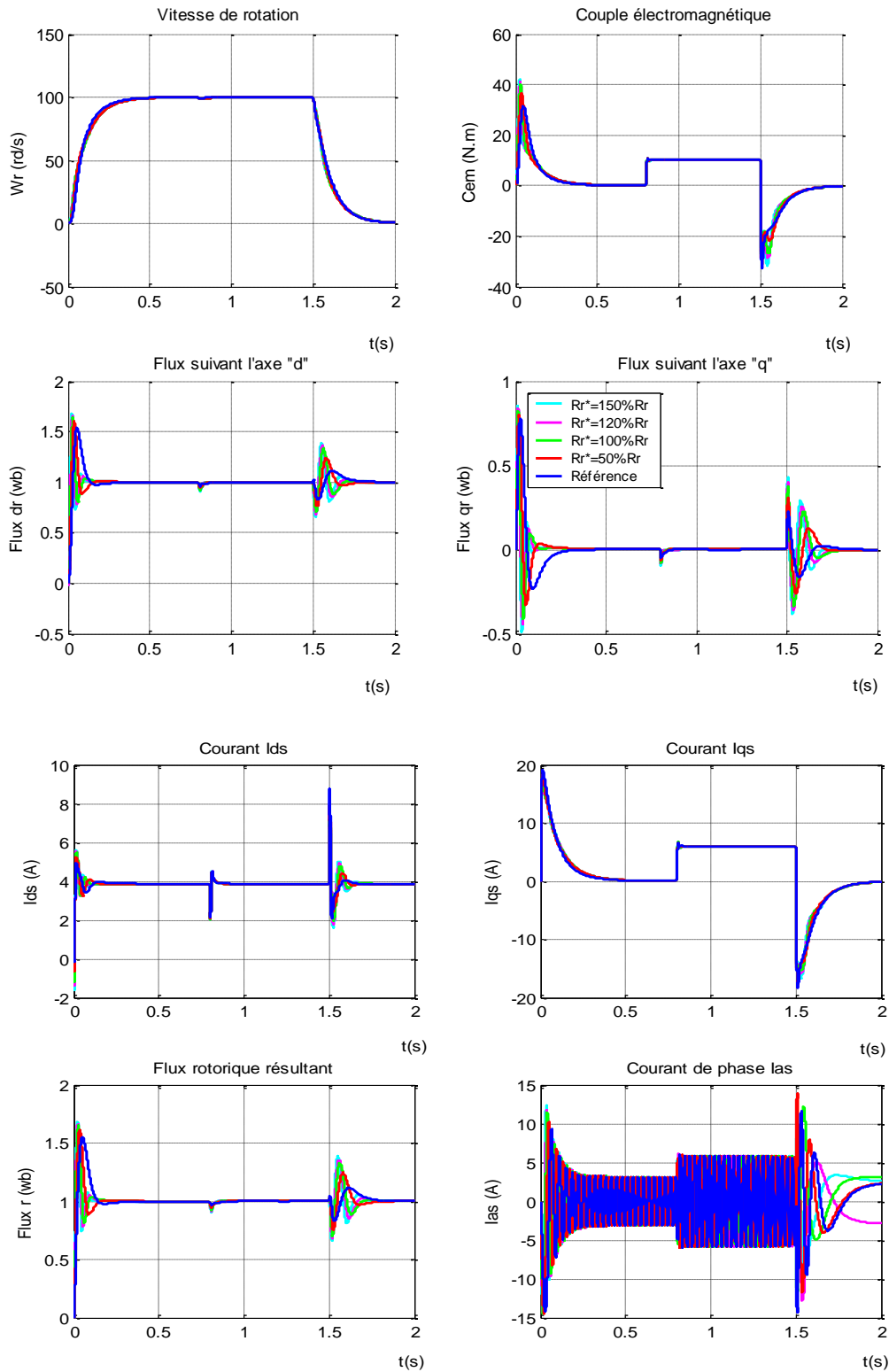


Figure V.12 : Réponses du système à un échelon de vitesse de 100(rad/s) avec application d'un couple résistant de (10N.m) dans l'intervalle (0.8_1.5s) et inversion de vitesse à l'instant 1.5s et une variation de résistance de 50% à 150% par rapport à la résistance nominale.

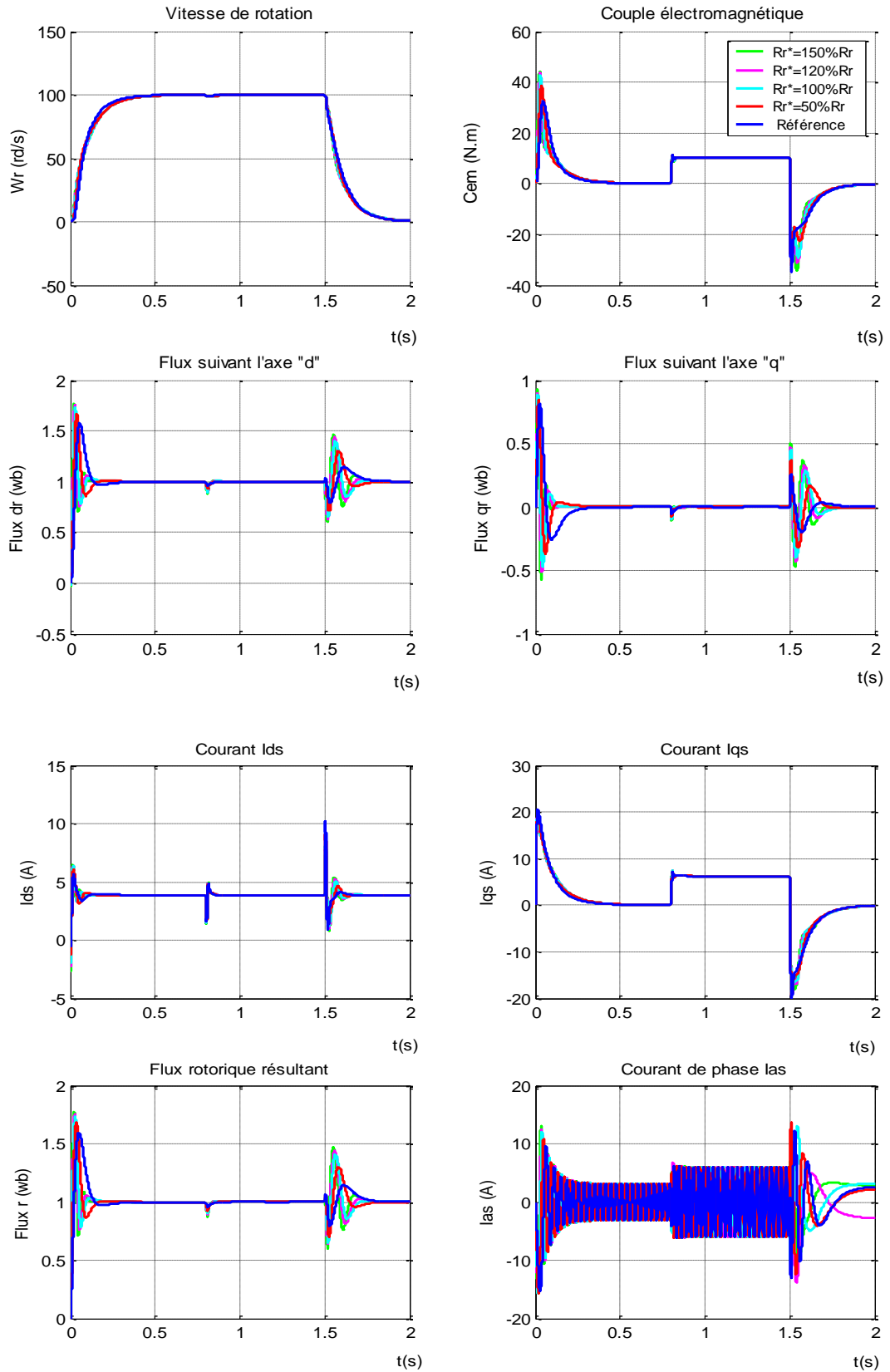


Figure V.13: Comportement de la machine lors d'une variation de R_r^* de 50% à 150% et une variation des inductances de 10% par rapport aux valeurs nominales.

Interprétation de ces résultats :

L'analyse des résultats obtenus montre de bonnes performances pour la poursuite de la consigne et le rejet des perturbations. Une concordance très bien a été trouvée entre la simulation et les valeurs de référence avec différentes variations de résistances rotoriques. D'après les réponses obtenues, on remarquera que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement ni erreur statique à l'issue d'un temps de réponse d'environ 0.3 sec.

Les résultats montrent clairement une meilleure robustesse par rapport aux autres commandes vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique R_r et de la perturbation externe. La commande vectorielle, quant à elle, est mise en évidence par l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique, ce qui se traduit par l'orientation du flux suivant l'axe d . On constate également que l'effet produit par la brusque variation du couple est négligeable sur les deux composantes du flux. L'inversion de la vitesse provoque un pic du couple électromagnétique, alors que les deux composantes du flux rotorique restent constantes et continuent à suivre leurs références.

Les figures (V.11), (V.12) et (V.13) montrent clairement la netteté des performances robustes obtenues d'après les références adoptées et cela malgré les variations de la charge. Il est important de noter que l'allure du courant I_{qs} est similaire à celle du couple électromagnétique, ce qui signifie qu'effectivement pour une référence du flux constant, le couple électromagnétique est contrôlé par le courant I_{qs} , ce qui est similaire au fonctionnement dynamique d'une machine à courant continu à excitation séparée. On note que, dans tous les cas, la variation du couple de charge n'affecte pas le flux en régime permanent, ce qui nous permet d'affirmer que le découplage entre les deux grandeurs, couple et flux rotorique est réalisé.

Conclusion

Les différentes simulations montrent que le système synergétique donne de meilleures performances. Les résultats de simulations de la commande synergétique proposée pour le pilotage d'un moteur asynchrone montrent clairement l'obtention de performances satisfaisantes exigées selon les profils de références et une dynamique de réglage de la vitesse avec le rejet de toute perturbation. La commande est parfaitement robuste, les courants et les flux sont dans les limites tolérables par la machine. Contrairement à la commande par mode glissant le contrôleur synergétique montre une bonne performance dans la rejection du couple de la charge et la réduction de vibrations de couple introduites par le chattering. Par conséquent, les résultats de simulation obtenus confirment la validité de ce schéma de commande robuste d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion. Le régulateur synergétique est ajusté par le biais des paramètres (a, b, T) afin de ramener les erreurs de poursuite à des valeurs infiniment petites.

Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé par la commande synergétique. Cette commande montre son efficacité même dans le cas où les paramètres

de la machine subissent des variations. La commande ainsi développée nous permet d'assurer une très bonne poursuite de la vitesse.

On remarque que la poursuite de la vitesse est robuste dans le cas où le couple de charge nominale subirait des variations. Les résultats ainsi obtenus, nous permettent de dire que notre système de régulation proposé est robuste surtout dans le cas où les perturbations sont connues contrairement à la commande par mode glissant où cette robustesse reste limitée dans le cas de très fortes oscillations qui provoquent le phénomène de "Chattering".

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été consacrés à l'étude de deux commandes robustes, par mode glissant et synergétique, appliquées à une machine asynchrone alimentée en tension et munie d'un contrôle vectoriel. Les divers travaux de recherche, ont montrés que la difficulté de la commande du moteur asynchrone résidait essentiellement dans son modèle mathématique caractérisé par :

- Une forte non-linéarité et un couplage étroit entre les variables internes (couple et flux).
- La présence des incertitudes et la variation des paramètres dues à l'effet thermique et au vieillissement de la machine.
- La difficulté d'accès aux variables d'état (flux rotorique).

Dans ce contexte, pour trouver des solutions à ces contraintes, plusieurs techniques de commandes ont été élaborées. Quelques stratégies de commandes classiques du moteur asynchrone ont été d'abord étudiées. Dans notre cas nous avons présenté la commande vectorielle (à flux orienté) associée à la commande linéaire (PI), pour mettre en évidence les difficultés de la commande liées aux problèmes du modèle et pour illustrer les effets dues aux variations paramétriques et perturbations externes.

L'inconvénient majeur de cette approche, concerne l'établissement de cette commande, qui est basée sur une approximation linéaire de la dynamique de la machine autour du point de fonctionnement. Ce qui ne permet pas d'avoir une bonne compensation des non-linéarités de la machine, en particulier, quand le point de fonctionnement change, lors des régimes perturbés et des régimes transitoires. Les limites du correcteur classique PI face aux changements du point de fonctionnement et aux perturbations externes (charge) et internes (variations paramétriques) ont été démontrées.

La commande par flux orienté a montré son efficacité du point de vue découplage des deux principales grandeurs Couple-Flux dans le régime permanent, à condition de maintenir le flux constant, ce qui permet de simplifier considérablement la structure de la commande. L'idée d'une commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone a été donc proposée et maintenue. Par ailleurs, pour assurer un bon découplage entre les variables à commander, toute boucle de régulation doit maintenir sa sortie égale à sa référence en dépit des perturbations qui pourraient survenir, le système doit donc posséder de bonnes performances en mode de poursuite, qu'en mode de régulation. Ceci justifie donc le recours aux techniques de commandes robustes.

Dans ce contexte, plusieurs approches de commande robustes existent. Nous avons d'abord étudié, en vue de la conception d'un régulateur de vitesse pour le contrôle de notre moteur, la commande à structure variable. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant des modèles imprécis. Elle consiste à amener la trajectoire du système vers la surface de glissement et de le faire commuter autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. Le choix de cette surface (une fonction) et d'une logique de commutation est primordial pour avoir un comportement désiré du système. La trajectoire d'état est amenée vers cette surface puis à l'aide de la logique de commutation elle est forcée à rester au voisinage de cette surface.

Les résultats de simulation obtenus ont montré une dynamique de poursuite de la consigne satisfaisante, un rejet des perturbations externes lors de la variation de la charge et une insensibilité aux variations des paramètres. Malheureusement, il a été constaté une présence d'oscillations dans l'allure du couple électromagnétique et du courant d'excitation, phénomène du chattering.

Un autre avantage appréciable est qu'elle ne nécessite, au préalable, ni l'estimation de la résistance rotorique, ni celle du couple résistant. Pour élaborer la commande à structures variables, la surface de glissement, ainsi que les lois de commande associées correspondant au régulateur ont été synthétisées. La loi de commande discontinue adoptée dépend de deux paramètres qui sont fonctions intégrantes des variations paramétriques et des perturbations externes.

Toutefois, ces paramètres ne peuvent être connus qu'après une identification adéquate ce qui constitue un inconvénient majeur. Un mauvais choix de ces paramètres peut se traduire par l'accentuation du phénomène de chattering. Pour réduire ce dernier, il est nécessaire de faire une adaptation du gain de la commande discontinue de la logique de commutation. De meilleures performances peuvent être obtenues dans le cas d'une non-linéarité de cette fonction, mais au prix d'une difficulté dans sa conception et dans sa réalisation. Ce qui nous a incité à introduire une nouvelle approche prometteuse, la commande synergétique.

L'approche proposée permet d'améliorer les performances du moteur asynchrone en particulier et de solutionner le problème de "Chattering" de la commande par mode glissant. L'avantage principal d'une commande synergétique robuste est qu'elle prend en charge toutes les incertitudes paramétriques, ce qui n'est pas le cas dans plusieurs stratégies de commande des systèmes probabilistes. D'autre part, ceci nous a permis d'éviter le calcul préalable des paramètres de la commande (par exemple le gain de la commande discontinue dans le cas de la commande à structure variable) en fonction de ces incertitudes.

Les résultats obtenus nous ont montré la faisabilité de cette commande. D'après ces résultats, nous pouvons affirmer que la commande synergétique est une technique fort intéressante étant donnée qu'elle apporte des améliorations importantes aux performances du moteur tout en assurant une bonne robustesse vis à vis des perturbations externes (charge) et internes (variation des paramètres) et en éliminant le problème du chattering qui constitue l'inconvénient majeur de la commande à structures variables conventionnelle présentée.

L'approche synergétique peut aider aussi à diminuer la dimension d'un système modelé, mais élimine également un certain nombre de problèmes standard typiquement rencontrés dans les processus de modélisation et de la simulation.

Perspectives:

Enfin ces travaux ouvrent de nombreuses voies de recherches et un certain nombre d'améliorations possibles pour la continuité de ce travail. On peut citer :

- Réalisation pratique des commandes proposées.
- L'introduction du modèle non linéaire du convertisseur.
- Utiliser la commande synergétique dans un système complet par exemple celui d'un véhicule électrique.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [Bag05] L. Baghli, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", IUFM de Lorraine – UHP, 2005.
- [Bai98] I.C. Baik, K.-H. Kim, and M.4 Yam, "Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using adaptive and sliding mode control techniques", in Proc. of IEE Electric Power Applications, Vol. 145, No. 4, pp. 369-376, 1998.
- [Bas04] J. Bastos, A. Monti, E. Santi, "Design and Implementation of a Nonlinear Speed Control for a PM Synchronous Motor using the Synergetic Approach to Control Theory," Proc. IEEE PESC 2004, pp. 3397-3402.
- [Bar82] P. Barret, "Régimes transitoires des machines tournantes électriques", Ed. Eyrolles, 1982.
- [Bar93] L. Barazane, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimenté en courant", Thèse de magister, ENP, Alger, 1993
- [Bla71] F. Blaschke, "A new method for the structure decoupling of AC induction machines", *Proc. 2nd IFAC Symp. Multivariable Techn. Control Systems*, Part 3, pp.11-13, oct.1971.
- [Bla72] F. BIASCHKE, "The principle of field orientation as applied to the new Tran vector", Siemens review, vol. 34, pp.217-222, 1972
- [Bog05] T. Bogani, A. Lidozzi, L. Solero, A. Di Napoli "Synergetic Control of PMSM Drives for High Dynamic Applications," Proc. IEEE IEMDC 2005, pp. 710-717.
- [Bou99] M. Boukhnifer, "Commande robuste H_{∞} d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux à structure NPC", Thèse de Magister, ENP, Algérie.1999
- [Car95] Caron, J. P.; Hautier, J. P., *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Ed Technip, 1995, 279p.
- [Cha90] J. Chatelain, "Machines électriques", Presses Polytechniques normandes, 1990.
- [Cha93] T.Y. Chang, C.M. Hong, C.T. Pan, "A no chattering discrete-time sliding mode controller for field acceleration method induction motor drives", 24th Annual IEEE Power Elect. Conference. PESC'93, pp.1158-1164, 1993.
- [Chu95a] S.K. Chung, J.H. Lee, J.S. Ko, M.J. Youn, "Current control of voltage-fed PWM inverter for AC machine integral variable structure control". Proc. of the 1995

IEEE IECON 21st Inter. Conf. on Ind. Electronics, Vol.1, pp.668-673, 1995.

- [Chu95b] S.K. Chung, J.H. Lee, J.S. Ko, M.J. Youn, "Robust speed control of brushless direct-drive motor using integral variable structure control", IEE Proc. Electric Power Applications, Vol.142-6, pp.361-370, Nov. 1995.
- [Dec88] R.A. De Carlo, S.H. Zak, G.P. Matthews, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial", *Proc. IEEE*, vol.76, n°3, pp.212-232, Mars 1988.
- [Don02] Donghong Li; Karthik Proddatur; Enrico Santi; Antonello Monti; "Synergetic Control of a Boost Converter: Theory and Experimental Verification" Proceedings IEEE SoutheastCon 2002
- [Edw91] Edward Y.Y. Ho, Paresh C. Sen "Control dynamics of speed Drive Systems Using Sliding Mode Controllers with Integral Compensations", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.27, No.3, pp.883-892, 1991.
- [Fu91] Y. Fu, "Commandes découplées et adaptatives de machines asynchrones", Thèse de doctorat, Univ. Montpellier II, Mars 1991.
- [Gab01] B. GABRIEL, "Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK", PFE, C.N.A.M. Mars 2001.
- [Had90] S.Haddad "Development of simulation environment of power electronics", MACS. Nancy. France. Vol.2, septembre, 1990, pp.399-403
- [Igo95] S. Igor, Z. Milan, "Direct field-oriented induction motor drive with nonlinear flux observer", IFAC Motion Control, Germany, pp.493-500, 1995.
- [Kan00] M. Kant "Machine asynchrone actionneur d'avenir", Revue Générale d'Electricité, N° 6, juin 1990.
- [Kaz96] M.P. Kazmierkowski, D.L. Sobczuk, "Sliding mode feedback linearized control of PWM inverter fed induction motor". IEEE IECON, 22nd Int. Conf. on Ind. Electronics, Control and Instrumentation, Vol.1, pp.244-249, 1996.
- [Kha96] S.Khalil, "Non linear control system". Principe Hall, 1996.
- [Kim02] K.-H. Kim, and M.J. Youn, "A Nonlinear Speed Control for a PM Synchronous Motor Using a Simple Disturbance Estimation Technique", IEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3, 2002.
- [Kol00a] Anatoly Kolesnikov, Gennady Veselov, Andy Kolesnikov, Roger A. Dougal, Igor Kondratiev "A Synergetic Approach to the Modeling of Power Electronic Systems", in Proc. of COMPE, Blacksburg VA, 2000.
- [Kol00b] A. Kolesnikov, G. Veselov, et al., "Modern applied control theory Synergetic Approach in Control Theory", Vol. 2, Moscow: TSURE press, 2000.
- [Kol02] A. Kolesnikov, G. Veselov, A. Monti, et al., "Synergetic Synthesis of DC-DC Boost Converter Controllers: Theory and Experimental Analysis", in Proc of the

IEEE Applied Power Electronics 2002, Dallas, pp. 409415, Texas, 2002.

- [Kon04a] I.Kondratiev, R. Dougal, E. Santi, and G. Veselov, "Synergetic control DC-DC buck converters with constant power load," in IEEE Power Electron. Specialist Conf Rec., 2004, pp.3758-3764.
- [Kon04b] I.Kondratiev, R. Dougal, E. Santi, and G. Veselov, "Synergetic control for m parallel-connected DC-DC Buck converters," in IEEE Power Electron. Specialist ConfRec., 2004, pp. 182- 188.
- [Kon05] I Kondratiev, "Synergetic control for parallel-connected DC-DC buck converters," PhD. Dissertation, Dept. Electron. Eng., Univ. of South Carolina, Columbia SC, 2005.
- [Lid05a] A.Lidozzi, L. Solero, P. Taddia "Synergetic Control for Axial-Flux PM Motor Drives" Mechanical and Industrial Engineering IEEE 2005Lidozzi, L. Solero, A.
- [Lid05b] A.Lidozzi, L. Solero, Di Napoli, F. Crescimbin, "Synergetic Control for Ultracapacitors Based High Dynamic Converters," Proc. IEEE APEC 2005,
- [Man03] A. Monti, R. Dougal, E. Santi, et al., "Compensation for Step-Load Variations when applying Synergetic Control", in Proc. IEEE APEC 2003, Vol. 1, Miami Beach, Florida. 2003, pp. 334-340.
- [Nic95] G. Nicolis, "Introduction to nonlinear science", Cambridge University 171 Press, 1995.
- [Pan94] C.T. Pan, T.Y. Chang, "A fixed structure sliding mode controlled induction motor drive", IEEE Trans. Energy Conversion, vol.94, pp.243-249, 1994.
- [Rah03] M. A. Rahman, M. Vilathgamuwa, et al., "Nonlinear Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol., No. 2, pp. 408416,2003.
- [Sab81] A. Sabanovic, D.B. Izosimov, "Application of sliding mode to induction motor control", IEEE Trans Ind. Applicat, Vol IA 17, n°1, pp.41-49, Jan / Feb 1981.
- [Sab89] A. Sabanovic, F. Bilalovic, "Sliding mode control of AC drives", IEEE Trans Ind. Applications, Vol 25, n°1, pp.70-75, Jan / Feb 1989.
- [San00] E. Santi, A. Monti, et al., "Synergetic Control for Power Electronics Applications: a Comparison with the Sliding Mode Approach, WSP Journal of Circuits, Systems and Computers, submitted for publication.
- [San03] E. Santi, A. Monti. et al., "Synergetic Control far Dc-Dc Boost Converter: Implementation Options ", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 6, pp. 1803-1813, 2003.
- [Slo84] J.J. Slotine, "Sliding controller design for nonlinear systems", IGC, vol.40, n°2, pp.421-434, 1984

- [Slo91] J.J. Slotine, W. Li, "Applied nonlinear control", *Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall*, 1991.
- [Tra92] B.Trannoy, " Modélisation des machines asynchrones, modèle de Park ", Notes de cours, INP Toulouse, 1992.
- [Trz94] A.M. Trzynadlowsky, "The field orientation principle in control of induction motor", Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [Utk77] V.I. Utkin, "VSS with sliding mode" *IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. AC-22*, no2, 1977, pp 212-222.
- [Utk92] V.I. Utkin, "sliding mode in optimization and control", New York, Springer Verlag.1992
- [Utk93] V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol 40, n°1, pp.23-36, Feb. 1993.
- [Utk99] V.I. Utkin, "Sliding modes applications in power electronics and motion control systems", *IEEE Conf., ISIE'99*, Bled, Slovenia, pp.TU22-TU31, 1999
- [You04] Young-Dae Son, Member, IEEE, Tae-Won Heo, Enrico Santi, Member, IEEE, Antonello Monti, "Synergetic Control Approach for Induction Motor Speed Control" *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, November 2004, Busan, Korea

Annexe A

Paramètres du Moteur Asynchrone

La simulation est effectuée sur une machine asynchrone à cage d'écureuil définie par les paramètres suivants :

Puissance nominale	1,5 KW
Tension nominale	220 / 380 V
Rendement nominal	0,78
Facteur de puissance nominal	0.8
Fréquence nominale	50 Hz
Vitesse nominale	1420 tr/min
Résistance statorique	3,805 Ω
Résistance rotorique	4,85 Ω
Inductance cyclique du stator	0,274 H
Inductance cyclique du rotor	0,274 H
Inductance mutuelle cyclique	0,258 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0,031 $\text{Nm}\cdot\text{s}^2 / \text{rad}$
Coefficient de frottement	0,008 $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$

1. Régulation

Dans une machine asynchrone l'asservissement des grandeurs électriques et mécaniques (courant, flux et vitesse) joue un rôle très important dans la commande. En effet, plus cet asservissement est efficace plus le couple délivré par la machine est proche de celui désiré, pour cela et pour conserver l'orientation du flux exigé par la commande vectorielle, nous devons étudier une boucle de régulation du courant et une autre de vitesse. Nous admettons au départ les hypothèses suivantes [Alm01], [Bar93] :

- Le système est complètement mesurable.
- Le modèle dynamique de la machine est valable dans toute la plage de fonctionnement.
- Le convertisseur statique qui exécute l'ordre fourni par la commande peut être assimilé à une source de tension sinusoïdale triphasée, dont nous pouvons piloter l'amplitude et la fréquence.

Nous proposons une méthode analytique de calcul des paramètres des différents régulateurs de type (PI) qui permettent d'avoir une précision, une rapidité et une stabilité du système. La fonction de transfert du régulateurs est données par :

$$R(s) = \frac{K_x (1 + T_x \cdot s)}{T_x \cdot s} \quad (\text{B.1})$$

Où :

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{B.2})$$

Avec :

$$\begin{cases} K_p = K_x \\ K_i = \frac{K_x}{T_x} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

s : opérateur de laplace.

La détermination des paramètres (K , T) du régulateur fait intervenir des méthodes classiques de calcul des régulateurs continus. Cette stratégie permet l'application de l'ensemble des outils de l'automatique linéaire au problème de régulation [Bar93], [Mou98].

2. Régulation des courants statoriques

L'asservissement des courants statoriques joue un grand rôle dans la commande. En effet, plus cet asservissement est efficace, plus le couple délivré par la machine est proche du celui désiré. Les correcteurs utilisés dans notre travail sont du type proportionnel-intégral (PI) puisque les courants peuvent être asservis dans le repère tournant du champ rotorique, nous pouvons considérer les équations statoriques de la machine exprimés dans ce repère pour modéliser les boucles des courants [Bar93], Mou98].

Le découplage effectué au deuxième chapitre nous permet de procéder à la régulation des courants I_{ds} et I_{qs} de même fonction de transfert.

$$R_c(s) = \frac{I_{ds}(s)}{V_{ds1}(s)} = \frac{I_{qs}(s)}{V_{qs1}(s)} = \frac{1}{R_s(1 + \sigma T_s \cdot s)} \quad (\text{B.4})$$

Le schéma global de la régulation des courants (I_{ds} , I_{qs}) est représenté sur la figure (B.1).

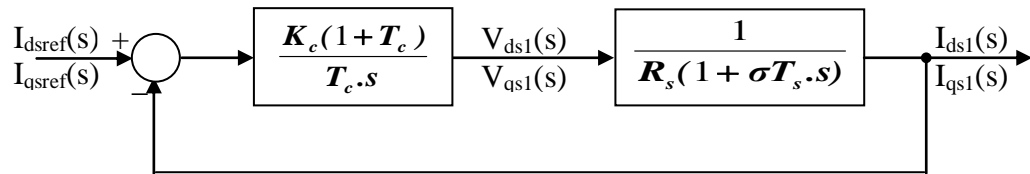


Figure (B.1): Schéma bloc de la régulation des courants statoriques

Pour ramener le système en boucle fermée à un système du premier ordre, nous choisissons l'action intégrale égale à la constante de temps du système en boucle ouverte ($T = \sigma T_s$). Le gain sera calculé de façon à avoir une meilleure dynamique du système caractérisé par le temps de réponse qui l'on choisit de trois plus petit que celui du système non corrigé, nous obtenons :

$$\begin{cases} K_c = 3R_s \\ T_c = \sigma T_s \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

D'où :

$$\begin{cases} K_p = 3R_s \\ T_i = \frac{3R_s}{\sigma T_s} \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

3. Régulation de vitesse

La boucle de régulation de vitesse nous permet de déterminer le couple de référence (C_{emref}). Pour le réglage de la vitesse de rotation nous admettons les hypothèses suivantes :

- La machine fonctionne à flux rotorique parfaitement réglé sur toute la plage de régulation.
- Nous ne considérons pas la régulation de la partie électrique du stator, car sa constante de temps apparente est beaucoup plus réduite que la constante de temps mécanique. La réponse des courant (I_{ds}, I_{qs}) à leurs valeurs de référence apparaît comme quasi-instantanée vis-à-vis de la partie mécanique du système.

Nous choisissons les équations rotorique (I.25) du modèle de la machine asynchrone avec l'équation du mouvement et celle du couple électromagnétique [Bar93], [Mou98].

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = L_m I_{ds} + T_r \omega_{sl} \phi_{qr} \\ T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{qr} = L_m I_{qs} + T_r \omega_{sl} \phi_{dr} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + K\Omega_r = C_{em} - C_r \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \end{array} \right. \quad (B.7)$$

Nous maintenons I_{ds} constant et I_{qs} est un signal de échelon :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{dsref} = \frac{\phi_{ref}}{L_m} \\ I_{qsref} = U \\ \omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qsref}}{\phi_{ref}} = \frac{L_m}{T_r} \frac{U}{\phi_{ref}} \end{array} \right. \quad (B.8)$$

Après arrangement des formules (B.7) et (B.8), nous obtenons :

$$\begin{cases} T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = L_m I_{ds} + \frac{L_m}{\phi_{ref}} U \phi_{qr} \\ T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{qr} = L_m U + \frac{L_m}{\phi_{ref}} \phi_{dr} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + K\Omega_r = C_{em} - C_r \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} U - \frac{\phi_{ref}}{L_m} \phi_{qr}) \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

Comme I_{qs} est un échelon, sa dérivation est égale à zéro en régime permanent. Nous développons (B.9) et nous obtenons :

$$\begin{cases} \left(T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} \right)^2 + 2T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + [1 + (T_r \omega_{sl})^2] \phi_{dr} = [1 + (T_r \omega_{sl})^2] \phi_{dref} \\ \left(T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} \right)^2 + 2T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + [1 + (T_r \omega_{sl})^2] \phi_{dr} = 0 \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + K\Omega_r = C_{em} - C_r \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} U - \frac{\phi_{dref}}{L_m} \phi_{qr}) \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Soit :

$$R_v(s) = \Omega(s) = \left[p \frac{L_m}{L_r} \frac{[1 + (T_r \omega_{sl}^2 \phi_{ref})^2] \phi_{ref}}{(T_r s)^2 + 2T_r s + [1 + (T_r \omega_{sl})^2]} U(s) - C_r(s) \right] \frac{1}{J.s + K} \quad (\text{B.11})$$

Comme :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_{ref} I_{qsref} \quad (\text{B.12})$$

Le schéma bloc de la vitesse en boucle ouverte est représenté sur la figure (B.2).

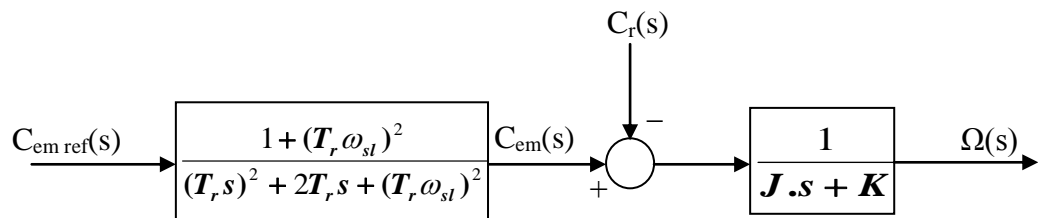


Figure (B.2): Schéma bloc de la vitesse en boucle ouverte

Le schéma bloc de la régulation de vitesse à l'aide d'un régulateur (PI) est représenté par la figure (B.3).

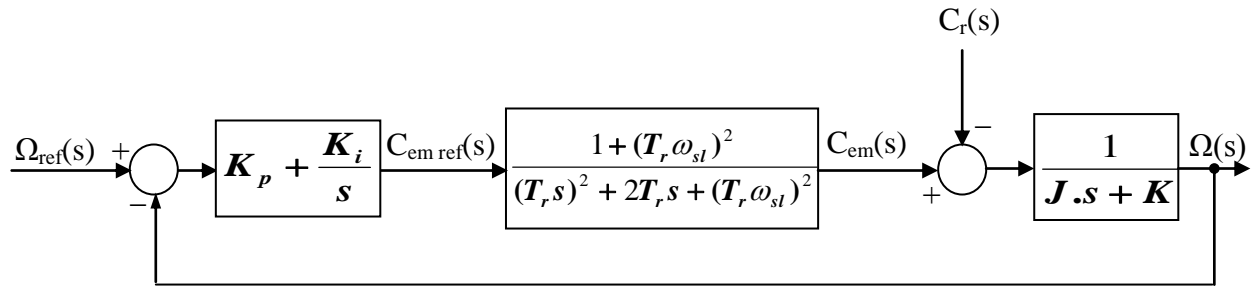


Figure (B.3): Schéma bloc de la régulation de vitesse

L'équation caractéristique de ce système est la suivante :

$$P(s) = JT_r \left[s^4 + \left(\frac{K}{J} + \frac{2}{T_r} \right) s^3 + \left(\frac{2K}{JT_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl} \right) s^2 + \frac{K + K_p [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} s + \frac{K_i [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} \right] \quad (\text{B.13})$$

Pour que ce système ait une réponse optimale il faut que :

$$\begin{cases} \frac{K + K_p [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} = \left(\frac{K}{J} + \frac{2}{T_r} \right) \omega_0^2 \\ \frac{K_i [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} = \omega_0^4 \end{cases} \quad (\text{B.14})$$

Nous posons :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{sl}^2 + \frac{1}{T_r^2}} = \sqrt{\left(\frac{L_m I_{qsref}}{T_r \varphi_{ref}} \right)^2 + \frac{1}{T_r^2}} \quad (\text{B.15})$$

Nous avons donc :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2J}{T_r} \\ K_i = \frac{J}{T_r^2} \end{cases} \quad (\text{B.16})$$