

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Supérieure Polytechnique

Département de Génie Electrique



MEMOIRE

préparé au Laboratoire de Commande des Processus
en vue de l'obtention du titre de

Magister

en Automatique

Option : Commande et Conduites des Systèmes d'Energie Electriques
par

Hamza AMROUS

Ingénieur en Electrotechnique de l'ENSP

Thème :

**COMMANDES ADAPTATIVES D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS**

Soutenu publiquement en Juillet 2009 devant le jury composé de :

| | | |
|-----------------|-------------------------------|------------|
| MM. L. NEZLI | Maître de Conférences à ENSP | Président |
| A. NAIT SEGHIR | Maître de Conférences à USTHB | rapporteur |
| B. HEMICI | Maître de Conférences à ENSP | Examineur |
| N. BALI | Maître de Conférences à USTHB | Examineur |
| K. YAZID | Maître de Conférences à USTHB | Examineur |
| M. S. BOUCHERIT | Professeur à ENSP | Invité |

Je dédie cette thèse

A ma mère et mon père qui m'ont donné le sens de la vie

A la mémoire de mon grand père

A toute ma famille

A tous mes enseignants

A tous mes amis

Avant propos

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Supérieure Polytechnique (E.N.S.P) sous la direction conjointe de M.S. Boucherit, professeur à ENSP, et A. Nait Seghir, maître de conférences à USTHB, qu'ils trouvent ici le témoignage de ma profonde reconnaissance, pour leur encadrement, leurs conseils avisés et l'encouragement constant qu'ils n'ont cessé de me prodiguer tout au long de cette étude.

Mes vifs remerciements les plus sincères sont adressés à Monsieur L. Nezli, Maître de conférences à l'ENSP, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury, sans oublier ses conseils, son encouragement et son souci de voir ce travail achevé.

Je tiens à exprimer mes remerciements à Messieurs B. Hemici, N. Bali et K. YAZID, qui ont bien voulu être membres du jury de soutenance.

J'exprime ma reconnaissance à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation à l'ENSP en particulier A. Mekhaldi, R. Ibtouen, O. Touhami, B. Hemici, M.O. Mahmoudi, E.M. Berkouk et R. Tahmi. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

Que mes amis soient aussi sincèrement remerciés pour leurs encouragements afin de mener à terme les travaux de ce mémoire.

COMMANDES ADAPTATIVES D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

RESUME

ملخص — تشهد الماكينة التزامنية ذات المغناطيس الدائم تطورا و استعمالا في مجالات عديدة بسبب تميزها بمرودية وكثافة عزمية كبيرين. إن استعمال التحكم الشعاعي مصحوب بمعدلات خطية يؤدي إلى نتائج محدودة بسبب الحالة اللاخطية و تغير العوامل في الماكينة. من أجل تحسين قدرات التحكم تمت دراسة ثلاث استراتيجيات من التحكم التلاومي و تطبيقها على الماكينة التزامنية ذات المغناطيس الدائم. الإستراتيجية الأولى: التعيين التلاومي لمواقع الأقطاب، وهي قائمة على الطريقة التلائمية غير المباشرة و مستمدة من إستراتيجية تعيين مواقع الأقطاب المعمل بها في الأنظمة الخطية. الإستراتيجيتين الأخرين قائمتان على الطريقة التلائمية المباشرة و هما إستراتيجية المتابعة و التعديل التلاومي مع منخل موزون، و هي تسمح بضبط مقدار طاقة التحكم، و استراتيجيتي الإنحراف الأدنى المعمم التي تحد من تأثير التشويش الإحتمالي على نوعية التحكم. نتائج المحاكاة أثبتت نجاعة و صلابة الإستراتيجيات المقترحة و تفوقها على المعدلات الخطية، من حيث ضمان متابعة الإشارة المرجعية و الحد من تأثير إشارات التشويش و التغيرات الطارئة على عوامل الماكينة.

كلمات مفتاحية — الماكينة التزامنية ذات المغناطيس الدائم، التحكم الشعاعي، التحكم التلاومي، تعيين مواقع الأقطاب، المتابعة و التعديل، الإنحراف الأدنى.

Résumé — La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est fréquemment utilisée dans différents domaines grâce à son rendement et son couple massique élevés. L'utilisation des commandes vectorielles associées à des régulateurs linéaires conduit souvent à des performances limitées à cause de la non-linéarité et des variations des paramètres du système. Pour améliorer les performances, trois stratégies de commande adaptative sont étudiées et appliquées à la MSAP, la première est la commande adaptative par placement de pôles (CAPP) réalisée par une approche indirecte et dérivée de la commande par placement de pôles (CPP). Les deux autres sont réalisées par une approche directe à savoir : la poursuite et la régulation adaptative avec pondération de l'entrée (PRAPE) qui permet d'introduire une pondération de l'énergie de commande, et la commande adaptative à variance minimale généralisée (CAVMG) introduite pour prendre en charge les effets des perturbations aléatoires. Les résultats de simulation confirment la supériorité de la commande adaptative par rapport à la commande linéaire par régulateur PI, et l'efficacité des stratégies de commandes proposées en performances et en robustesse dans l'entraînement à vitesse variable avec MSAP.

Mots clés — Machine synchrone à aimants permanents, commande vectorielle, commande adaptative, placement de pôles, poursuite et régulation, variance minimale.

Abstract — Permanent magnet synchronous machine (PMSM) is successfully used in different domains because of their high power density and efficiency. The use of vector control associated with linear regulators leads generally to limited performances because of the non linearity and the parameters variations in the system. In order to increase the performances, three adaptive control strategies are studied and applied to the PMSM. The first is adaptive pole placement control (APPC) realized by an indirect approach and derived from pole placement control (PPC). The tow others realized by a direct approach are: adaptive tracking and regulation with weighted input (ATRWI) which allows to achieve a compromise between the effort expended and bringing the system output to the desired reference, and adaptive generalized minimum variance (AGMV) introduced to minimize the effect of stochastic perturbations on the control system. The simulation results show the efficiency of the proposed strategies and their superiority over the linear regulator PI to achieve the required performances and robustness under various conditions.

Keywords — Permanent magnet synchronous machine, vector control, adaptive control, pole placement, tracking and regulation, minimum variance

Sommaire

| | |
|--|-----------|
| Introduction générale | 1 |
| Chapitre I | 5 |
| Modélisation et fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents | |
| I.1. Introduction | 5 |
| I.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents | 5 |
| I.2.1. Equations électriques | 6 |
| I.2.2. Puissance et couple électromagnétique | 8 |
| I.2.3. Équation mécanique | 8 |
| I.2.4. Modèle d'état non linéaire de la MSAP | 8 |
| I.3. Fonctionnement de la MSAP en régime permanent | 9 |
| I.3.1. Autopilotage de la machine synchrone | 9 |
| I.3.2. Equations de la MSAP en régime permanent | 10 |
| I.3.3. Contrôle du couple par réglage de la tension | 12 |
| I.3.4. Contrôle du couple par réglage du courant | 14 |
| I.4. Onduleur de tension | 15 |
| I.4.1. Modélisation de l'onduleur | 16 |
| I.4.2. Stratégie de commande de l'onduleur | 17 |
| I.4.2.1. Commande par hystérésis | 17 |
| I.4.2.2. Commande par MLI | 18 |
| I.5. Conclusion | 20 |
| Chapitre II | 21 |
| Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents | |
| II.1. Introduction | 21 |
| II.2. Principe de la commande vectorielle | 21 |
| II.3. Stratégies de commande vectorielle | 22 |
| II.3.1. Commande à $i_d=0$ | 22 |
| II.3.2. Commande à couple maximal | 23 |
| II.3.3. Commande à facteur de puissance unitaire | 25 |
| II.3.4. Comparaison entre les différentes stratégies | 26 |
| II.4. Structure de la commande vectorielle de la MSAP | 28 |
| II.5. Synthèse des régulateurs des courants et de vitesse | 29 |
| II.6. Méthode anti-windup | 30 |
| II.7. Simulation et interprétation des résultats | 31 |
| II.8. Conclusion | 35 |
| Chapitre III | 36 |
| Généralités sur la commande adaptative des processus | |
| III.1. Introduction | 36 |

| | |
|--|-----------|
| III.2. Principe de la commande adaptative | 36 |
| III.3. Techniques de commande adaptative | 37 |
| III.3.1. Commande adaptative à modèle de référence | 37 |
| III.3.2. Commande Auto ajustable | 38 |
| III.3.3. Commande adaptative directe et indirecte | 39 |
| III.4. Estimation des paramètres du modèle : | 39 |
| III.4.1. Principe de l'estimation paramétrique | 39 |
| III.4.2. Algorithmes d'adaptation paramétrique : | 40 |
| III.4.2.1. Formulation du problème | 40 |
| III.4.2.2. Algorithme du gradient | 41 |
| III.4.2.3. Algorithme des moindres carrés récursifs | 42 |
| III.4.2.3.1. Forme de base de l'algorithme des moindres carrés récursifs | 42 |
| III.4.2.3.2. Choix du gain d'adaptation | 43 |
| III.4.2.3.3. Gain d'adaptation initial | 44 |
| III.5. Conclusion | 44 |
| | |
| Chapitre IV | 45 |
| Commande adaptative par placement de pôles de la machine synchrone à aimants permanents | |
| IV.1. Introduction | 45 |
| IV.2. Commande par placement de pôles | 45 |
| IV.2.1. Loi de commande par placement de pôles | 45 |
| IV.2.2. Calcul des polynômes $S(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ | 47 |
| IV.3. Commande adaptative par placement de pôles | 48 |
| IV.3.1. Estimation des paramètres du modèle du système | 48 |
| IV.3.2. Calcul des paramètres du régulateur ajustable | 48 |
| IV.3.3. Stabilité du schéma de commande adaptative par placement de pôles | 50 |
| IV.4. Application à la machine synchrone à aimants permanents | 50 |
| IV.4.1. Estimation en ligne du modèle paramétrique du système | 51 |
| IV.4.2. Calcul du régulateur adaptatif par placement de pôles | 52 |
| IV.5. Simulation et interprétation des résultats | 53 |
| IV.6. Conclusion | 58 |
| | |
| Chapitre V | 59 |
| Poursuite et régulation adaptative de la machine synchrone à aimants permanents | |
| V.1. Introduction | 59 |
| V.2. Poursuite et régulation à objectifs indépendants | 59 |
| V.3. Poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants | 61 |
| V.4. Poursuite et régulation avec pondération de l'entrée | 63 |
| V.5. Poursuite et régulation adaptative avec pondération de l'entrée | 64 |
| V.6. Application de la commande poursuite et régulation adaptative à la MSAP | 66 |
| V.6.1. Application de la commande PRAOI | 67 |
| V.6.2. Application de la commande PRAPE | 68 |
| V.7. Simulations et interprétation des résultats | 68 |
| V.8. Conclusion | 79 |

| | |
|---|------------|
| Chapitre VI | 80 |
| Commande adaptative à variance minimale généralisée de la machine synchrone à aimants permanents | |
| VI.1. Introduction | 80 |
| VI.2. Commande à variance minimale | 80 |
| VI.2.1. Synthèse de la loi de commande à variance minimale | 80 |
| VI.2.2. Quelques remarques sur la commande à variance minimale | 82 |
| VI.2.3. Introduction des pôles additionnels | 83 |
| VI.3. Commande adaptative à variance minimale | 83 |
| VI.4. Commande à variance minimale généralisée | 85 |
| VI.4.1. Synthèse de la loi de commande à variance minimale généralisée | 85 |
| VI.4.2. Quelques interprétations de la commande à variance minimale généralisée | 87 |
| VI.5. commande adaptative à variance minimale généralisée | 87 |
| VI.5.1. Synthèse de la loi de commande adaptative à variance minimale généralisée | 87 |
| VI.5.2. Compensation de l'erreur statique | 89 |
| VI.5.2.1. Estimation explicite de la composante continue | 89 |
| VI.5.2.2. Utilisation d'un prédicteur différentiel | 90 |
| VI.6. Simulation et interprétation des résultats | 91 |
| VI.7. Conclusion | 101 |
| | |
| Conclusion générale | 102 |
| | |
| Annexe A | 105 |
| Annexe B | 106 |
| Annexe C | 108 |
| Annexe D | 110 |
| | |
| Bibliographie | 112 |

Liste des principaux symboles

| | |
|----------------------------------|--|
| a, b, c | axes a, b et c du repère triphasé |
| d, q | axes d et q du repère de Park |
| R_s | résistance statorique |
| L | inductance statorique |
| i | courant statorique |
| v | tension statorique |
| φ | flux à travers les bobines statoriques |
| θ_r | angle rotorique électrique |
| $P(\theta_r)$ | transformation de Park |
| φ_f | flux des aimants à travers le circuit équivalent direct |
| ω_r | pulsation électrique |
| Ω_r | la vitesse angulaire du rotor |
| p | nombre de paires de pôles |
| C_{em} | couple électromagnétique de la machine |
| C_r | couple de charge. |
| J | moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge |
| f_r | coefficient total de frottement visqueux |
| E | force électromotrice (f.e.m.) |
| ψ | déphasage courant - f.e.m. |
| δ | déphasage tension -f.e.m. (angle interne de la machine) |
| ϕ | déphasage courant-tension |
| T_s | période d'échantillonnage |
| T_p | période de la porteuse |
| t | temps discret |
| $u(t)$ | entrée du système |
| $y(t)$ | sortie du système |
| $e(t)$ | bruit blanc discret de moyenne nulle et de variance finie. |
| d | composante continue |
| $y_m(t)$ | sortie du modèle de référence |
| $e_m(t)$ | erreur de poursuite |
| $r(t)$ | consigne |
| $\psi(t)$ | sortie du système auxiliaire |
| q^{-1} | opérateur de retard |
| k | retard discret du système |
| θ | vecteur des paramètres |
| $\hat{\theta}(t)$ | vecteur des paramètres estimés |
| $\phi(t)$ | vecteur des mesures |
| $\hat{y}^\circ(t)$ | prédiction à priori de la sortie |
| $\hat{y}(t)$ | prédiction à posteriori de la sortie |
| $\varepsilon^\circ(t)$ | erreur de prédiction à priori |
| $\varepsilon(t)$ | erreur de prédiction à posteriori |
| $F(t)$ | gain d'adaptation |
| $\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ | facteurs d'oubli du gain d'adaptation |
| λ | paramètre de la pondération de l'entrée |

Introduction générale

Dans ces trente dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels ; sa commande est simple car seul un courant proportionnel au couple doit être contrôlé. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif. Ces machines possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement minimal, une fiabilité accrue, un coût de construction plus réduit et une vitesse de fonctionnement élevée. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Dans le passé, cette solution n'était pas possible à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines. Leurs modèles multivariables et non-linéaires, les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limité les performances. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision [Kad00] [Dja98] [Nai07][Bar92].

Parmi les machines à courant alternatif, les machines synchrones à aimants permanents se sont développées de manière importante ces dernières années, grâce à l'apparition d'aimants permanents de grande qualité (ferrites, terres rares-cobalt et plus récemment, néodyme-fer-bore). La mise au point de ces aimants a permis d'obtenir des machines synchrones qui présentent par rapport au autres types de machines : synchrone à excitation électrique, synchrone à réluctance et asynchrone beaucoup d'avantages, entre autre une inertie faible, un couple massique et un rendement élevés ; ce qui leurs a permis de s'imposer dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées plus particulièrement dans les domaines d'application tels que la robotique, l'aéronautique, spatial et la traction électrique [Bou98] [Lin99] [Lin97] [Hon03] [Yua01] [Bou06].

Les commandes vectorielles et par retour d'état appliquées à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ont montré de bonnes performances. Néanmoins, ces performances restent bien souvent limitées en raison de la non-linéarité et des variations des paramètres du système en question. A fin d'outre passer ces problèmes, et d'améliorer les performances, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes s'avère nécessaire. Parmi ces commandes, la commande adaptative qui a été utilisée avec succès pour un grand nombre d'applications et de procédés complexes et qui fera l'objet de notre travail dans cette thèse. [Nai97] [Mat06] [Kwo89] [Nou05] [Kad01] [Sil99] [Cer95].

La commande adaptative est définie comme une commande permettant au régulateur de s'adapter de lui-même aux changements du processus. En conséquence, l'objectif de la commande adaptative est l'ajustement automatique en ligne et en temps réel des régulateurs

des boucles de commande, afin de réaliser ou maintenir de façon identique un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à commander varient dans le temps. Un système adaptatif peut également s'envisager comme une structure à deux boucles, une boucle principale classique qui prend en compte les variations des signaux d'entrée et de sortie, et une boucle secondaire qui réagit aux variations des paramètres du processus : c'est elle qui rend le système adaptatif. Les différentes méthodes de commande adaptative se différencient par la structure choisie pour réaliser la remise à jour en temps réel des paramètres du régulateur en fonction des variations du processus à commander. Il existe dès lors différents types de schémas destinés à assurer des performances acceptables quand les paramètres du procédé varient dans le temps : seuls ceux qui possèdent une boucle de contre-réaction secondaire sur la mesure de performance sont réellement des schémas de commande adaptative [Ioa95] [Ram01] [Cha87].

Deux techniques ont été essentiellement considérées pour le développement des stratégies de commande adaptative destinées aux procédés à paramètres inconnus ou variables dans le temps : la commande adaptative avec modèle de référence (MRAC) et la commande auto-ajustable (STC). Le schéma de commande adaptative avec modèle de référence a été originalement proposé par Whitaker (1958) pour résoudre le problème de poursuite de signaux de référence dans un environnement déterministe. Le schéma de commande auto-ajustable a été proposé à l'origine par Kalman (1958) pour résoudre le problème de régulation autour d'une consigne dans un environnement stochastique. Les premières applications de ces techniques remontent au début des années 70. Depuis 1970, des contributions concernant la stabilité, la robustesse, la convergence paramétrique et la mise en œuvre des schémas de commande adaptative ont été fournies par plusieurs chercheurs. Les premières démonstrations étaient limitées aux systèmes à minimum de phase. Leur extension aux systèmes à non-minimum de phase a été obtenue au prix d'une hypothèse technique (commandabilité ou stabilisabilité du modèle estimé) dont le contournement a donné lieu à des études spécifiques. Le résultat essentiel à retenir de tous ces travaux est le résultat fondamental que la convergence paramétrique n'est pas une condition nécessaire à la stabilité inconditionnelle. Autrement dit, il n'est pas nécessaire d'exciter artificiellement le système pour obtenir la convergence paramétrique : même sans convergence paramétrique, l'erreur de performance deviendra petite [Pot86] [Lan86a] [Lan86b] [Bar92].

Bien que la commande adaptative soit traditionnellement classée en MRAC et STC, ces deux techniques présentent un nombre important de points communs et conduisent dans certains cas à des schémas identiques. Par ailleurs, nous pouvons distinguer deux types de schémas de commande adaptative : la commande adaptative indirecte et la commande adaptative directe [Ram01] [M'sa86].

La commande adaptative indirecte consiste à estimer en ligne les paramètres du modèle du processus et à les utiliser pour le calcul de la loi de commande. Toutes les stratégies de commande linéaire et les méthodes d'estimation peuvent être combinées pour la synthèse d'un schéma de commande adaptative de ce type, cependant le choix de cette combinaison doit conduire à la stabilité du système de commande adaptative [Fus81] [Lar86].

La commande adaptative directe conduit directement à l'estimation des paramètres de la loi de commande. La phase de calcul des paramètres du régulateur à partir des estimés des paramètres du processus est ainsi éliminée, ce qui diminue la complexité de l'algorithme de commande et facilite son implémentation [Yon90] [Lan86a].

En considération de ce qui précède, nous proposons dans cette thèse l'étude et la synthèse de quelques stratégies de commande adaptative et leur application à l'entraînement à vitesse variable avec MSAP. L'objectif de cette étude est de montrer l'apport et l'amélioration que procurent ces stratégies dans le comportement de cette machine en termes de poursuite des variations de la consigne de vitesse et de rejet de couple de charge, ainsi que de robustesse vis-à-vis des perturbations paramétriques et du bruit. Nous nous intéressons à différents types de commande adaptative : direct, indirect, à modèle de référence, auto-ajustable, destinées à un environnement déterministe ou stochastique. Ainsi nous montrons la richesse de ce domaine et la capacité de la commande adaptative à améliorer le comportement des procédés complexes tels que la MSAP.

Ce travail est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre présente une modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et de son onduleur de tension en vue de sa simulation et de sa commande. Nous présentons également les caractéristiques statiques de la machine en régime permanent et les deux techniques généralement utilisées pour commander les onduleurs de tension à savoir : la commande des courants par hystérésis et la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Le deuxième chapitre concerne le principe de la commande vectorielle et son application à la MSAP. Trois stratégies de commande vectorielle ont été étudiées à savoir : la commande à id nul, la commande à couple maximal et la commande à facteur de puissance unitaire. Ce chapitre présente aussi les performances du contrôle numérique des courants et de vitesse de la machine en utilisant des régulateurs linéaires de type PI.

Le troisième chapitre est une présentation des généralités sur la commande adaptative et l'estimation des modèles paramétriques des processus. Comme les stratégies de commande envisagées nécessitent une estimation en ligne, nous nous sommes intéressés aux algorithmes d'estimation récursive à savoir l'algorithme du gradient et l'algorithme des moindres carrés récursifs (MCR). L'étude effectuée a mis en évidence l'intérêt et la supériorité du l'algorithme des MCR en termes de rapidité, de précision d'estimation et de capacité de poursuite des paramètres variant dans le temps.

Les trois derniers chapitres sont consacrés respectivement à la synthèse et l'analyse des trois stratégies de commande adaptative suivantes : la commande adaptative par placement de pôles (CAPP), la poursuite et la régulation adaptative avec pondération de l'entrée (PRAPE) et la commande adaptative à variance minimale généralisée (CAVMG). Chacune de ces stratégies de commande est une extension adaptative pour le cas des paramètres inconnus ou variables dans le temps d'une stratégie de commande linéaire. Cette extension s'obtient en associant à la commande un algorithme d'adaptation paramétrique (AAP) de type moindres carrés récursifs et en se basant sur le principe d'équivalence certaine qui consiste à utiliser les paramètres estimés du système ou du régulateur comme s'ils étaient les vrais paramètres.

Les deux premières stratégies sont destinées à appliquer dans un environnement déterministe. La CAPP est dérivée de la commande par placement de pôles (CPP) qui consiste à placer les pôles du système dans les lieux désirés sans simplifier ses zéros. C'est la raison pour la quelle elle est applicable aux deux types de système minimum et non minimum de phase. L'extension adaptative est réalisée par une approche indirecte où les paramètres du système à commander sont estimés en ligne puis utilisés à chaque pas pour le calcul du

régulateur. L'avantage de cette stratégie est la facilité de synthèse de l'algorithme de commande et la flexibilité quant au choix de la forme et de la méthode de calcul du régulateur [Lar86] [Lan93] [Dja98]. La stratégie PRAPE est une généralisation de la stratégie Poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants (PRAOI) qui nécessite certaines hypothèses pour garantir la stabilité du système en boucle fermée. Elle peut être aussi utilisée pour fixer un compromis entre l'énergie de commande dépensée et la précision de poursuite d'une consigne de référence [Lan86a] [Lan93] [Dug90]. La stratégie PRAPE est réalisée par une approche directe basée sur un modèle de référence. Une erreur dite de performance qui exprime la différence entre les performances désirées et réelles est utilisée par un AAP pour ajuster directement les paramètres du régulateur afin de réaliser et maintenir les performances requises.

La commande adaptative à variance minimale généralisée est introduite pour prendre en charge l'effet des perturbations aléatoires dans un environnement stochastique [Nai07] [Ram01]. Toutes les stratégies de commande adaptative proposées sont appliquées à l'asservissement de vitesse d'une MSAP. Afin d'évaluer l'apport de ces stratégies sur le comportement de la machine, cette dernière est simulée à différents points de fonctionnement en appliquant des variations de consigne de vitesse et du couple résistant en présence des perturbations paramétriques et du bruit.

En fin, nous terminons notre travail par une conclusion générale qui donnera une synthèse des études effectuées, et résumera les principaux résultats obtenus, ainsi que les perspectives envisagées pour d'éventuelles améliorations.

Chapitre I

Modélisation et fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents

I.1. Introduction

La modélisation est souvent considérée comme la phase initiale de l'automatique moderne. Elle permet en effet de déterminer le modèle du procédé qui sera utilisé pour prédire son comportement futur, diagnostiquer ses évolutions de fonctionnement ou synthétiser son régulateur et sa loi de commande [Mer04] [Ama01].

Les machines synchrones peuvent être modélisées selon différentes méthodes en fonction de l'objectif recherché. Une modélisation en vue de la commande du couple, de vitesse ou de position peut s'effectuer soit dans le repère fixe abc ou dans un repère lié au rotor appelé repère de Park. Les modèles en abc découlent des équations différentielles à coefficients périodiques régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents. Les modèles issus de la transformation de Park sont utilisés pour l'étude des régimes permanents, transitoires et pour la commande vectorielle des machines [Stu00].

I.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) considérée dans notre étude comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec p paires de pôles. Les enroulements statoriques sont connectés en étoile à neutre isolé. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor. Ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de celle de l'air.

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses suivantes sont adoptées :

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

Un schéma équivalent de cette machine est illustré sur la Figure 1-1.

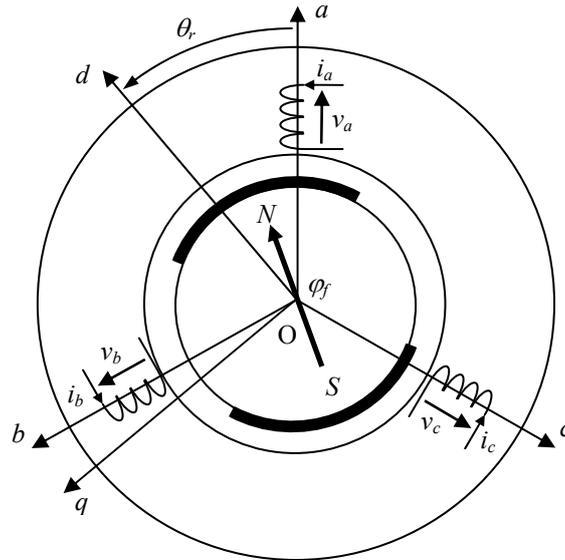


Figure 1-1: Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents

1.2.1. Equations électriques

Les équations électriques des machines électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

où:

R_s : la résistance des phases statoriques.

$[v_a \ v_b \ v_c]^T$: les tensions des phases statoriques.

$[i_a \ i_b \ i_c]^T$: les courants des phases statoriques.

$[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$: les flux totaux à travers les bobines statoriques.

Comme les enroulements statoriques sont montés en étoile à neutre isolé, la somme instantanée des courants statoriques est nulle, de sorte qu'il n'y a pas de courant homopolaire. Par conséquent, s'il existe une composante homopolaire de tension ou de flux, elle n'intervient pas dans le couple. Le comportement de la machine est donc représenté par deux variables indépendantes [Nah01].

En appliquant la transformation de Park $P(\theta_r)$ avec abstraction des composantes homopolaires au système d'équations électriques (1-1), tous les vecteurs peuvent être exprimés dans un repère lié au rotor. Si θ_r est l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator, nous avons :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} + \dot{\theta}_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

où:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_r)^{-1} = P(\theta_r)^T$$

$v_d, v_q, i_d, i_q, \varphi_d$ et φ_q sont respectivement les tensions, les courants et les flux d'axes direct et en quadrature.

Dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs, φ_d et φ_q sont fonctions linéaires des courants i_d et i_q [Stu00] :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \sqrt{3/2} \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1-3)$$

L_d et L_q sont les inductances directe et en quadrature et elles sont supposées indépendantes de θ_r . φ_f représente le flux des aimants à travers le circuit équivalent direct. En reportant les expressions des flux dans l'équation (1-2), nous aboutissons à :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \sqrt{3/2} \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (1-4)$$

où $\omega_r = p\Omega_r$, p étant le nombre de paires de pôles et Ω_r la vitesse angulaire du rotor.

La Figure 1-2 montre le circuit équivalent de la machine synchrone dans le repère de Park.

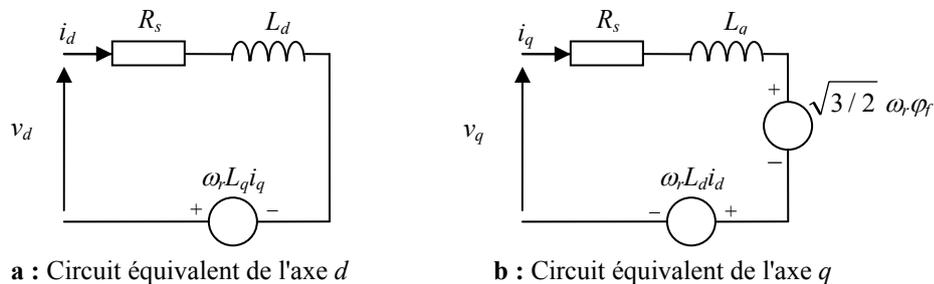


Figure 1-2: Circuit équivalent de la machine synchrone dans le repère de Park

I.2.2. Puissance et couple électromagnétique

L'expression du couple C_{em} est obtenue à partir de celle de la puissance instantanée absorbée par la machine [Laj91] [Lou98] :

$$P_a = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (1-5)$$

En reportant les transformations de Park des tensions et des courants, nous obtenons :

$$P_a = v_d i_d + v_q i_q = R_s (i_d^2 + i_q^2) + i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) i_q \quad (1-6)$$

Dans ce bilan se trouvent : les pertes Joule, la puissance électromagnétique emmagasinée dans les bobinages et la puissance électromagnétique convertie qui a pour expression :

$$P_m = \omega_r (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) i_q \quad (1-7)$$

l'expression du couple $\frac{P_m}{\Omega_r}$ est donc :

$$C_{em} = p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) i_q \quad (1-8)$$

ou encore :

$$C_{em} = p \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f + (L_d - L_q) i_d \right) i_q \quad (1-9)$$

Si le rotor est lisse ($L_d=L_q$), cette équation se simplifie en :

$$C_{em} = p \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f i_q \quad (1-10)$$

I.2.3. Équation mécanique

L'équation mécanique dépend de la charge. Son expression la plus simple est :

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega_r = J \frac{d}{dt} \Omega_r \quad (1-11)$$

où :

C_r : couple de charge.

J : l'inertie totale ramenée sur l'arbre de la machine.

f_r : coefficient total de frottement visqueux.

I.2.4. Modèle d'état non linéaire de la MSAP

La représentation du modèle d'état demande, dans un premier temps, la définition du vecteur d'état x , du vecteur d'entrée u et du vecteur de sortie y . Dans le cas fréquent du modèle (1-4) les entrées de la machine sont les tensions statoriques v_d et v_q et les courants statoriques i_d et i_q composent le vecteur de sortie.

Dans le cas d'une régulation du couple ou de vitesse angulaire, le vecteur d'état sera composé des courants statoriques et de la vitesse angulaire. Le modèle d'état non linéaire de la MSAP se déduit des équations (1-4), (1-9) et (1-11) comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\phi_f}{L_q} \omega_r \\ \sqrt{\frac{3}{2}} p^2 \frac{\phi_f}{J} i_q + \sqrt{\frac{3}{2}} p^2 \frac{\phi_f}{J} \omega_r + p^2 \frac{L_d - L_q}{J} i_d i_q - \frac{p}{J} C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

En appliquant la transformation de Laplace aux équations électriques (1-4) et mécanique (1-11), nous obtenons directement la représentation fonctionnelle de la MSAP dans le repère de Park donnée en Figure 1-3. Cette représentation est non linéaire à cause de couplage vitesse-courants.

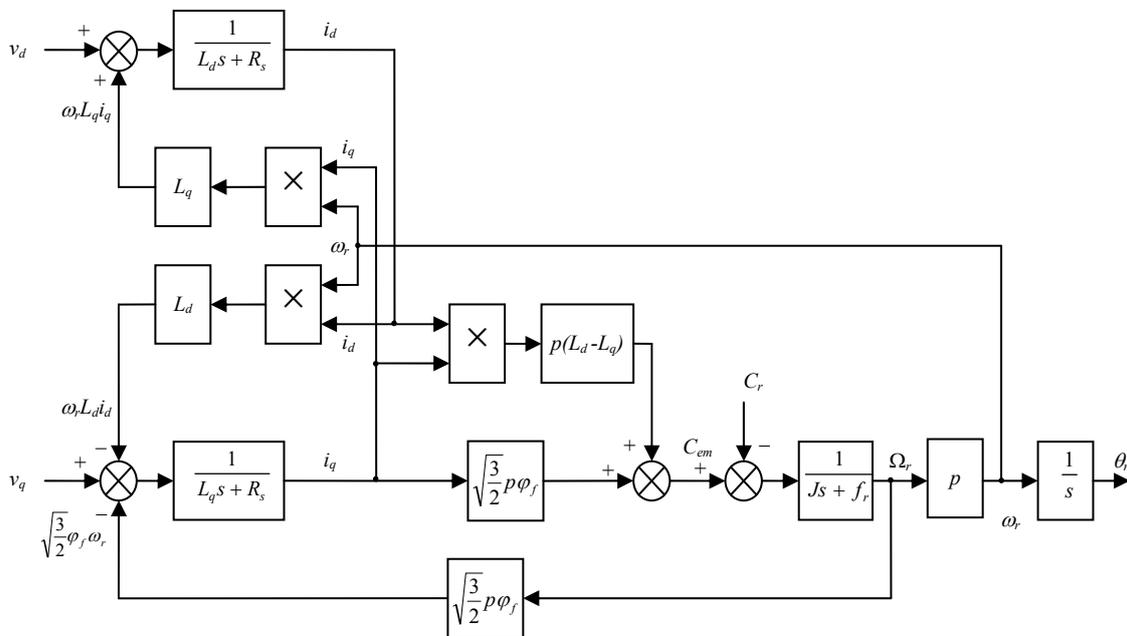


Figure1-3: Représentation fonctionnelle de la MSAP dans le repère de Park

I.3. Fonctionnement de la MSAP en régime permanent

I.3.1. Autopilotage de la machine synchrone

Par leur principe, les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable. Une première manière d'utiliser ces machines à vitesse variable consiste à les alimenter en boucle ouverte par un convertisseur statique fonctionnant à fréquence variable. Cependant, ce fonctionnement présente l'inconvénient d'une grande instabilité et d'un démarrage en charge problématique [Gre99].

De ce fait, quand l'entraînement à vitesse variable de la machine synchrone est envisagé, on doit faire appel à une alimentation dont laquelle la fréquence du convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation de manière que le synchronisme soit toujours assuré. Cet asservissement, analogue à celui réalisé par l'ensemble balais-collecteur dans les machines à courant continu, est connu sous le nom d'autopilotage [Gua98] [Laj91].

I.3.2. Equations de la MSAP en régime permanent

Le régime permanent des machines triphasées est atteint lorsque les grandeurs d'alimentation forment un système équilibré de courants et de tensions. Les grandeurs i_d , i_q , v_d et v_q sont constantes et les composantes homopolaires de tension et de courant sont nulles en régime permanent [Stu00], [Fu95].

A partir de l'équation (1-4), les équations statiques de la machine synchrone peuvent être déterminées en éliminant les termes de dérivée :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + \omega_r L_d I_d + \sqrt{3/2} \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (1-12)$$

Les vecteurs tension \underline{V} , courant \underline{I} et force électromotrice (f.e.m.) \underline{E} peuvent être représentés dans le plan complexe Odq , où l'axe d représente l'axe des réels et q l'axe des imaginaires.

$$\begin{aligned} \underline{V} &= V_d + jV_q \\ \underline{I} &= I_d + jI_q \\ \underline{E} &= j\sqrt{3/2} \omega_r \varphi_f \end{aligned} \quad (1-13)$$

En appliquant la transformation de Park inverse aux vecteurs \underline{V} , \underline{I} et \underline{E} , nous pouvons montrer que leurs amplitudes sont dans un rapport de $\sqrt{3}$ par rapport aux valeurs efficaces de leurs images dans le repère fixe (abc) :

$$\begin{aligned} V &= \sqrt{V_d^2 + V_q^2} = \sqrt{3} V_a \\ I &= \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = \sqrt{3} I_a \\ E &= \sqrt{3/2} \omega_r \varphi_f = \sqrt{3} E_a \end{aligned} \quad (1-14)$$

Les angles de déphasage entre les différents vecteurs sont :

$$\psi = \arctg\left(\frac{I_d}{I_q}\right) : \text{déphasage courant - f.e.m.}$$

$$\delta = \arctg\left(\frac{V_d}{V_q}\right) : \text{déphasage tension -f.e.m. (angle interne de la machine)}$$

$\phi = \psi + \delta$: déphasage courant-tension

notons que

$$\begin{aligned} I_d &= I \sin \psi & V_d &= -V \sin \delta \\ I_q &= I \cos \psi & V_q &= V \cos \delta \end{aligned} \quad (1-15)$$

Dans le plan complexe le vecteur tension peut s'exprimer :

$$\underline{V} = R_s \underline{I} - \omega_r L_q I_q + j \omega_r L_d I_d + \underline{E} \quad (1-16)$$

Le diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents en fonctionnement moteur est représenté sur la Figure 1-4.

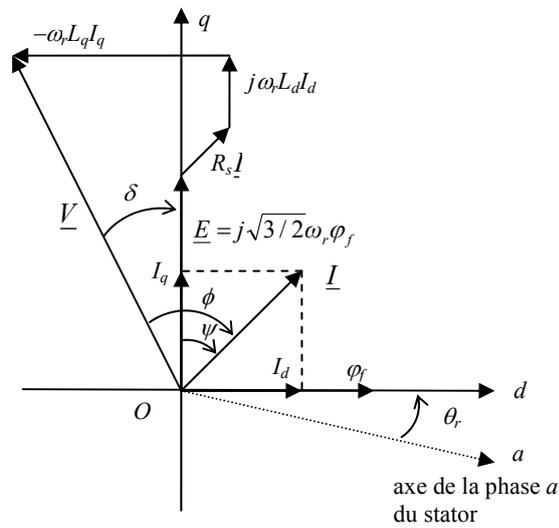


Figure 1-4: Diagramme vectorielle de la MSAP

Le couple de la machine en régime permanent est obtenu à partir de l'équation (1-9)

$$C_{em} = p \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f + (L_d - L_q) I_d \right) I_q \quad (1-17)$$

ou encore

$$C_{em} = p \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f I \cos \psi + p \frac{1}{2} (L_d - L_q) I^2 \sin 2\psi \quad (1-18)$$

En négligeant la résistance statorique, le couple peut s'exprimer en fonction des tensions par :

$$C_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\varphi_f}{L_d \Omega_r} V \sin \delta + \frac{V^2}{2p\Omega_r^2} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \sin 2\delta \quad (1-19)$$

Dans les expressions (1-18) et (1-19) le couple électromagnétique est la somme de deux couples élémentaires, le couple principale qui résulte de l'interaction entre le flux statorique et le flux rotorique et le couple réductant lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique. Ce dernier est d'autant plus grand que la saillance de la machine est grande et il est nul dans

les machines synchrones à pôles lisses. D'autre part le couple électromagnétique peut s'exprimer indifféremment en fonction de la tension V et de l'angle δ ou du courant I et de l'angle ψ . Deux types de contrôle du couple peuvent être envisagés. Suivant la nature et les procédés de commande des sources d'alimentation ainsi mises en œuvre, le couple peut être asservi en agissant sur la tension et son déphasage par rapport à la f.e.m. ou en réglant le courant et son déphasage par rapport à la f.e.m. [Ama01] [Gua98].

I.3.3. Contrôle du couple par réglage de la tension

Si la machine est alimentée en tension, la commande de couple électromagnétique peut s'effectuer en contrôlant l'amplitude de la tension d'alimentation et l'angle interne δ entre cette tension et la f.e.m. à vide.

A partir de l'expression (1-19), nous remarquons que le couple est proportionnel à V/Ω_r (donc à V/f si f est la fréquence des tensions de l'induit). En effet Le couple maximal diminue très vite quand la fréquence augmente. Il est nécessaire de garder un rapport V/f constant si l'on souhaite conserver un couple constant pour diverses valeurs de la vitesse de rotation Ω_r [Stu00].

Nous avons présenté en Figure 1-5 l'évolution du couple en fonction de l'angle interne δ . Pour un couple de charge donné deux points de fonctionnement sont possibles A et B. Si la machine n'est pas autopilotée le point de fonctionnement B correspond à un fonctionnement instable. Une augmentation du couple résistant induit une décélération. Cette décélération se traduit par une augmentation de l'angle interne δ et donc une réduction du couple électromagnétique moteur. La machine va ainsi décélérer et finalement décrocher. Seul le point A correspond à un point de fonctionnement stable [Ama01].

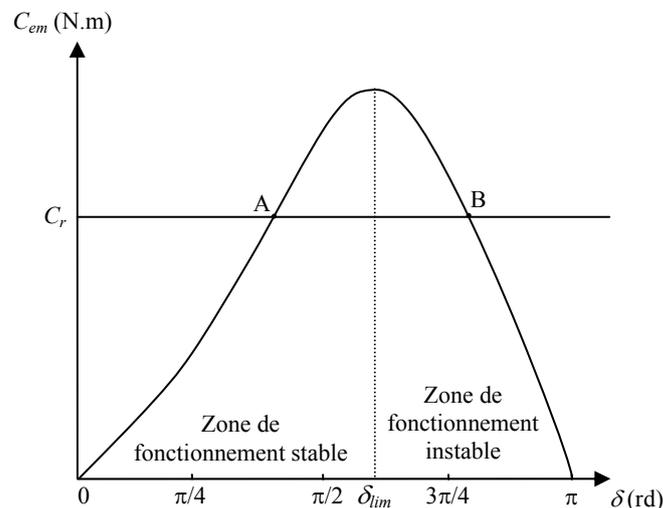


Figure 1-5 : Variation du couple de la machine synchrone en fonction de l'angle interne δ

La condition de stabilité est définie par :

$$\frac{dC_{em}}{d\delta} > 0 \quad (1-20)$$

L'angle de stabilité limite δ_{lim} est obtenu en résolvant l'équation $\frac{dC_{em}}{d\delta} = 0$

$$\delta_{lim} = \arccos \left(\frac{\sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f - \sqrt{\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f\right)^2 + 8 \left(\frac{V}{\Omega_r}\right)^2 \left(1 - \frac{L_d}{L_q}\right)^2}}{4 \left(\frac{V}{\Omega_r}\right) \left(1 - \frac{L_d}{L_q}\right)} \right) \quad (1-21)$$

Lors du fonctionnement à V/f constant, δ_{lim} correspond à une valeur maximale du couple. Donc il faut régler δ à une valeur proche de δ_{lim} afin d'assurer la stabilité de la machine toute en développant un couple important [Stu00].

Dans le cas de machine à pôles lisses, le couple électromagnétique donné par l'expression (1-19) se simplifie :

$$C_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\varphi_f}{L \Omega_r} V \sin \delta \quad (1-22)$$

Le couple maximal est :

$$C_{em \max} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\varphi_f}{L \Omega_r} V \quad (1-23)$$

Il est obtenu pour un angle interne :

$$\delta_{lim} = \pm \pi/2 \quad (1-24)$$

La Figure 1-6 représente la variation du couple en fonction de l'angle δ à vitesse nominale pour différentes valeurs de la tension d'alimentation ainsi que l'influence de la saillance sur la caractéristique couple-angle δ .

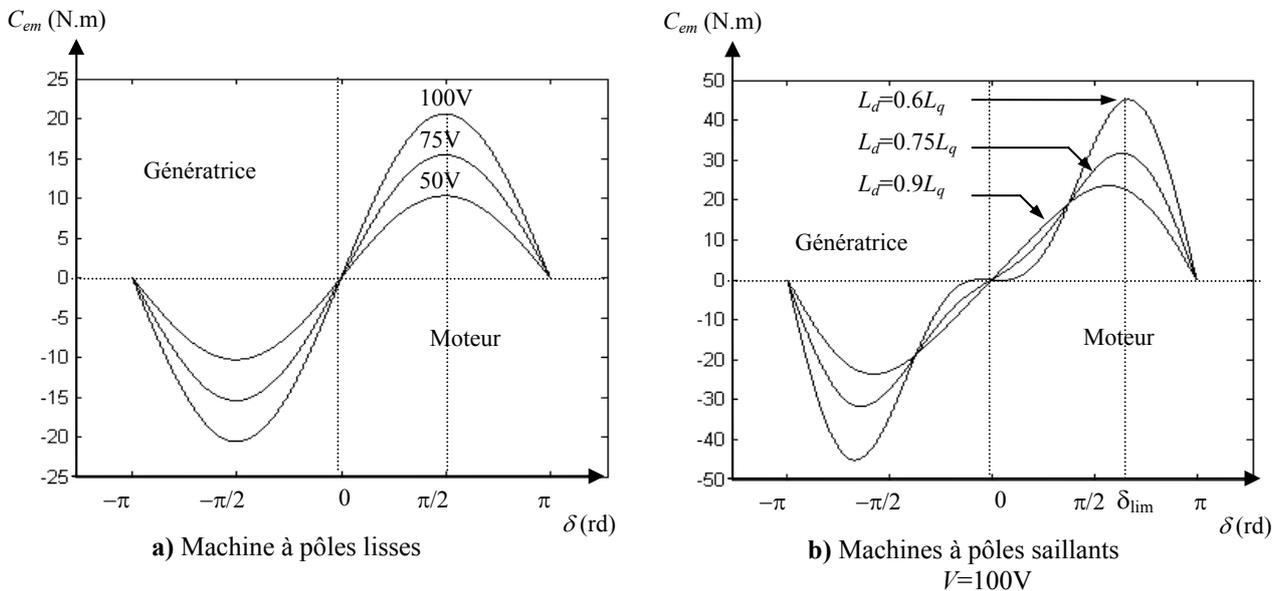


Figure 1-6: Evolution du couple en fonction de l'angle δ dans le cas d'un control du couple en tension

La machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants est caractérisée par $L_d < L_q$ ce qui fait que $|\delta_{lim}|$ sera supérieure à $\pi/2$ et donc la zone de stabilité s'élargie par rapport à la machine à pôles lisses. D'autre part, plus la saillance augmente, plus la zone de stabilité de la machine à aimants permanents augmente.

Dans ce mode de réglage du couple, les expressions (1-19) et (1-22) ne font pas intervenir les courants dans l'induit. Il faut alors veiller à ne pas régler de couple entraînant des valeurs de courants trop importantes et introduire des boucles de courant dans l'asservissement [Stu00] [Gua98].

I.3.4. Contrôle du couple par réglage du courant

$$C_{em} = p\sqrt{\frac{3}{2}}\phi_f I \cos\psi + p\frac{1}{2}(L_d - L_q)I^2 \sin 2\psi \quad (1-25)$$

Dans le cas d'une alimentation avec courant imposé ; soit par commutateur du courant soit par onduleur de tension avec contrôle du courant, les grandeurs du réglage du couple sont le courant I et l'angle ψ .

A un courant I imposé, l'angle optimale ψ_{opt} pour la quelle le couple est maximal est indépendante de la vitesse. Elle est obtenue en résolvant l'équation $\frac{dC_{em}}{d\psi} = 0$:

$$\psi_{opt} = \arcsin \left(\frac{-\sqrt{\frac{3}{2}}\phi_f + \sqrt{\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\phi_f\right)^2 + 8(L_d - L_q)^2 I^2}}{4(L_d - L_q)I} \right) \quad (1-26)$$

Dans le cas de la machine à pôles lisses l'expression (1-25) se simplifie :

$$C_{em} = p\sqrt{\frac{3}{2}}\phi_f I \cos\psi \quad (1-27)$$

Cette expression est analogue à celle de la machine à courant continu. Le couple est proportionnel à la composante quadrature du courant ($I_q = I \cos\psi$).

Le couple maximal est :

$$C_{em \max} = p\sqrt{\frac{3}{2}}\phi_f I \quad (1-28)$$

Il est obtenu pour un angle :

$$\psi_{opt} = 0 \quad (1-29)$$

A cause du couple réactant, les machines à pôles saillants développent un couple maximal plus élevé que la machine à pôles lisses et pour un angle optimal ψ_{opt} différent de zéro. En maintenant le déphasage courant-f.e.m. égal à ψ_{opt} , le couple maximal de la MSAP est obtenu pour un courant d'induit maximal. Ce dernier est imposé par des contraintes thermiques liées à la machine ou au convertisseur d'alimentation.

La Figure 1-7 représente la variation du couple en fonction de l'angle ψ pour différentes valeurs du courant ainsi que l'influence de la saillance sur la caractéristique couple-angle ψ .

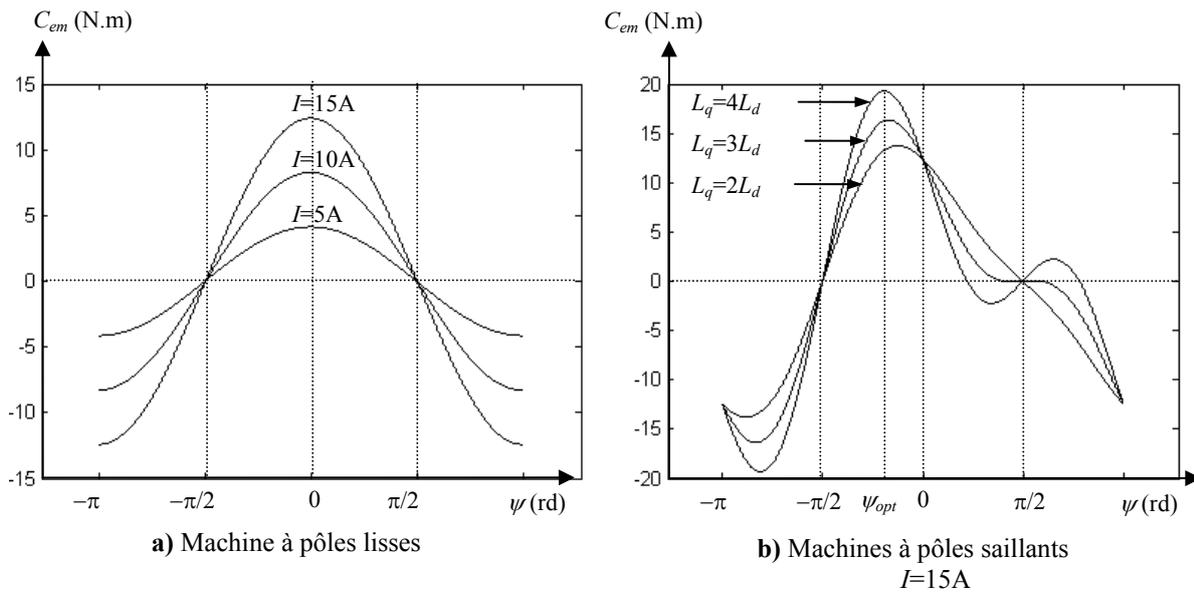


Figure 1-7: Evolution du couple en fonction de l'angle ψ dans le cas d'un contrôle du couple en courant

Pour un courant d'induit donné, la vitesse va être proportionnelle à la tension d'alimentation V . En négligeant la résistance R_s , Ω_r sera donné par :

$$\Omega_r = \frac{V}{p \sqrt{(L_q I \cos \psi_{opt})^2 + (\sqrt{1.5} \varphi_f - L_d I \sin \psi_{opt})^2}} \quad (1-30)$$

D'après l'équation (1-30), il est clair que la vitesse sera limitée par la tension maximale délivrée par le convertisseur d'alimentation. La vitesse atteinte pour la tension maximale en imposant le couple maximale est dite vitesse de base Ω_b . Pour pouvoir fonctionner au-delà de cette vitesse, il est nécessaire de défluxer (réduire le flux de) la machine. Pour les machines synchrones à aimants permanents, ceci est obtenu en imposant au courant i_d une valeur qui permet de créer un flux de signe contraire à celui des aimants de telle sorte que le flux résultant dans la machine soit inférieur au flux nominal. Cette technique permet d'élargir la plage de fonctionnement en vitesse tout en maintenant la tension statorique à une valeur acceptable [Ama01] [Nip99] [Nas00].

I.4. Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables par la commande [Nah01]. L'onduleur de tension considéré a trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle. L'alimentation en tension de l'onduleur sera considérée comme parfaite. Cela se traduit par le fait que quelque soit le courant délivré par cette alimentation, la tension à ces bornes reste toujours constante.

I.4.1. Modélisation de l'onduleur

Du fait que les constantes du temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs, nous pouvons faciliter la tâche et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux: c'est à dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué et réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode nommée "topologie restreinte" est la plus adaptée et la plus utilisée dans l'étude de l'ensemble commande-convertisseur-machine [Ara98]. La Figure 1-8 présente le schéma de cet onduleur et de son modèle.

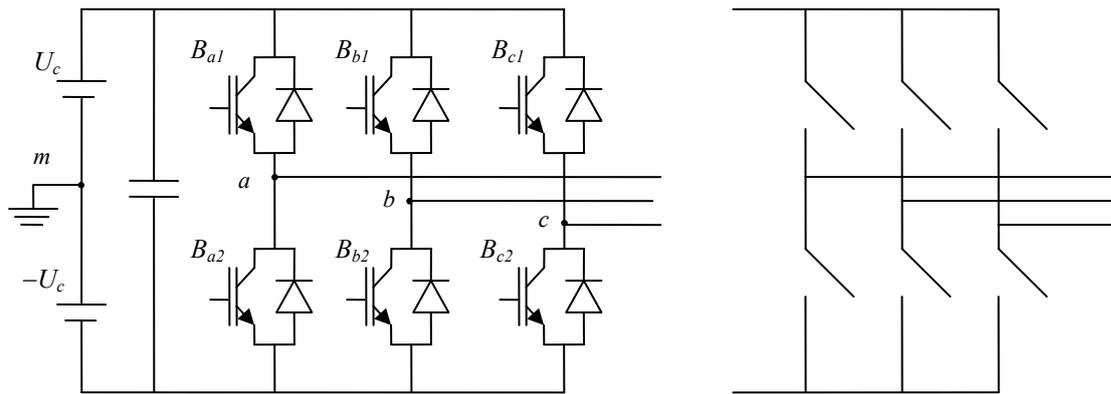


Figure 1-8: Schéma de l'onduleur de tension et son modèle

Les six interrupteurs de l'onduleur relient les deux bornes de la source de tension aux trois phases de la machine. L'état de conduction d'un interrupteur de l'onduleur peut être représenté par une fonction de connexion F_{js} :

$$\begin{aligned} F_{js} &= 1 && \text{lorsque l'interrupteur } K_{js} \text{ est passant} \\ F_{js} &= 0 && \text{lorsque l'interrupteur } K_{js} \text{ est bloqué} \end{aligned}$$

L'indice (j) indique le bras de l'onduleur ($j=a,b,c$) et l'indice (s) indique la partie supérieure ou la partie inférieure de l'onduleur ($s=1,2$). B_{js} est le signal de commande de l'interrupteur K_{js} .

Les tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu de la source m pris comme référence de potentiel sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a1} - F_{a2} \\ F_{b1} - F_{b2} \\ F_{c1} - F_{c2} \end{bmatrix} \cdot U_c \quad (1-31)$$

où U_c est la tension des bornes de la source continue par rapport au point milieu m .

En tenant en compte que les enroulements statoriques de la machine sont connectés en étoile à neutre isolé, nous pouvons exprimer les tensions simples aux bornes de ces enroulements en fonction des tensions de l'onduleur par rapport au point milieu m :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} \quad (1-32)$$

A partir des relations (1-31) et (1-32), nous obtenons les tensions simples appliquées à la machine en fonction des états de conduction des interrupteurs de l'onduleur.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{a1} - F_{a2} \\ F_{b1} - F_{b2} \\ F_{c1} - F_{c2} \end{bmatrix} \cdot U_c \quad (1-33)$$

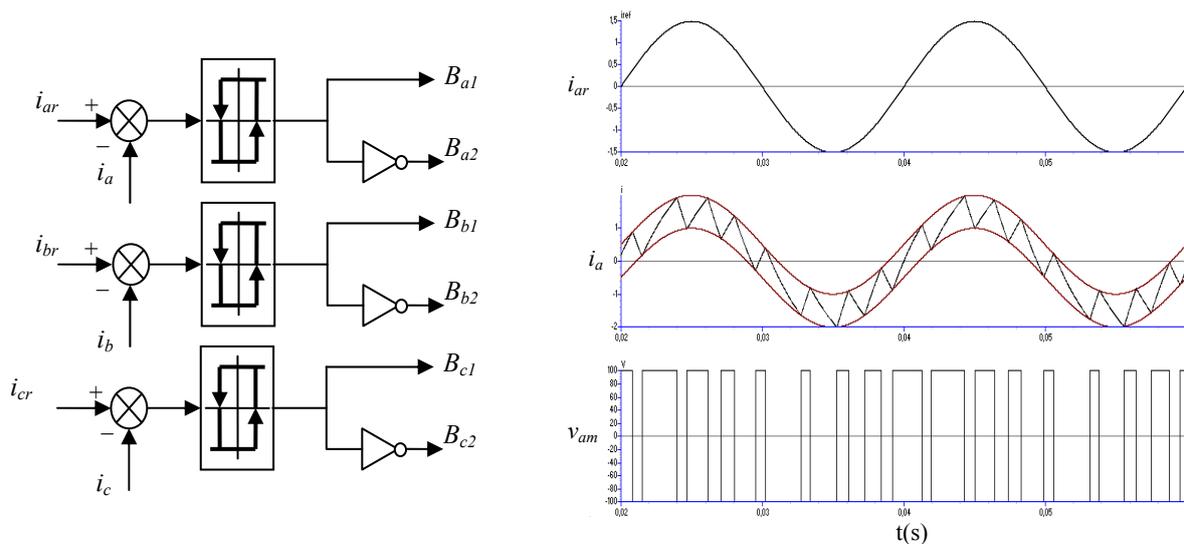
I.4.2. Stratégie de commande de l'onduleur

Les onduleurs de tension sont généralement commandés par l'une des deux méthodes : commande par hystérésis ou commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

I.4.2.1. Commande par hystérésis

La commande par hystérésis consiste à réguler les courants i_a , i_b et i_c à l'aide de comparateurs à hystérésis en les maintenant à l'intérieur d'une bande de largeur donnée. Cette bande est centrée sur les courants de références issus de la transformation de Park [Bou98] [Dja98]. Dans ce cas, les comparateurs à hystérésis génèrent directement les signaux de commande de l'onduleur B_{js} et il n'est plus nécessaire d'insérer des correcteurs. La simplicité de mise en œuvre et la sécurité de fonctionnement liée à la commande en courant font que ce type de commande est largement répandu [Stu00].

La Figure 1-9 montre une représentation schématisée de la commande par hystérésis.



a : Principe de la commande par hystérésis

b : Forme du courant i_a et sa référence i_{ar}

Figure 1-9 : Commande par hystérésis de l'onduleur de tension

I.4.2.2. Commande par MLI

La commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé "porteuse", ces tensions sont modulées en largeur d'impulsions afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué.

MLI échantillonnée symétrique et asymétrique

Lorsque le système de contrôle est réalisé par des outils numériques, nous utilisons la technique de la MLI échantillonnée. Dans ce cas, le signal de référence, généré par le circuit numérique, est sous une forme échantillonnée ayant des valeurs constantes pendant au moins une demi-période de la porteuse. Ce qui permet de calculer l'instant d'intersection du signal de référence avec la porteuse au début de chaque demi-période de cette dernière.

Lorsque le signal de référence varie à chaque demi-période, les signaux MLI générés ne sont pas symétriques. Cette méthode est nommée "MLI asymétrique". Si le signal de référence est constant pendant une période ou des multiples de la période de la porteuse les signaux MLI générés sont symétriques. Cette méthode est nommée "MLI symétrique" [Ara98].

Dans notre travail, pour simplifier l'étude nous avons choisi la MLI symétrique. Les deux types de MLI échantillonnée sont présentés sur la Figure 1-10.

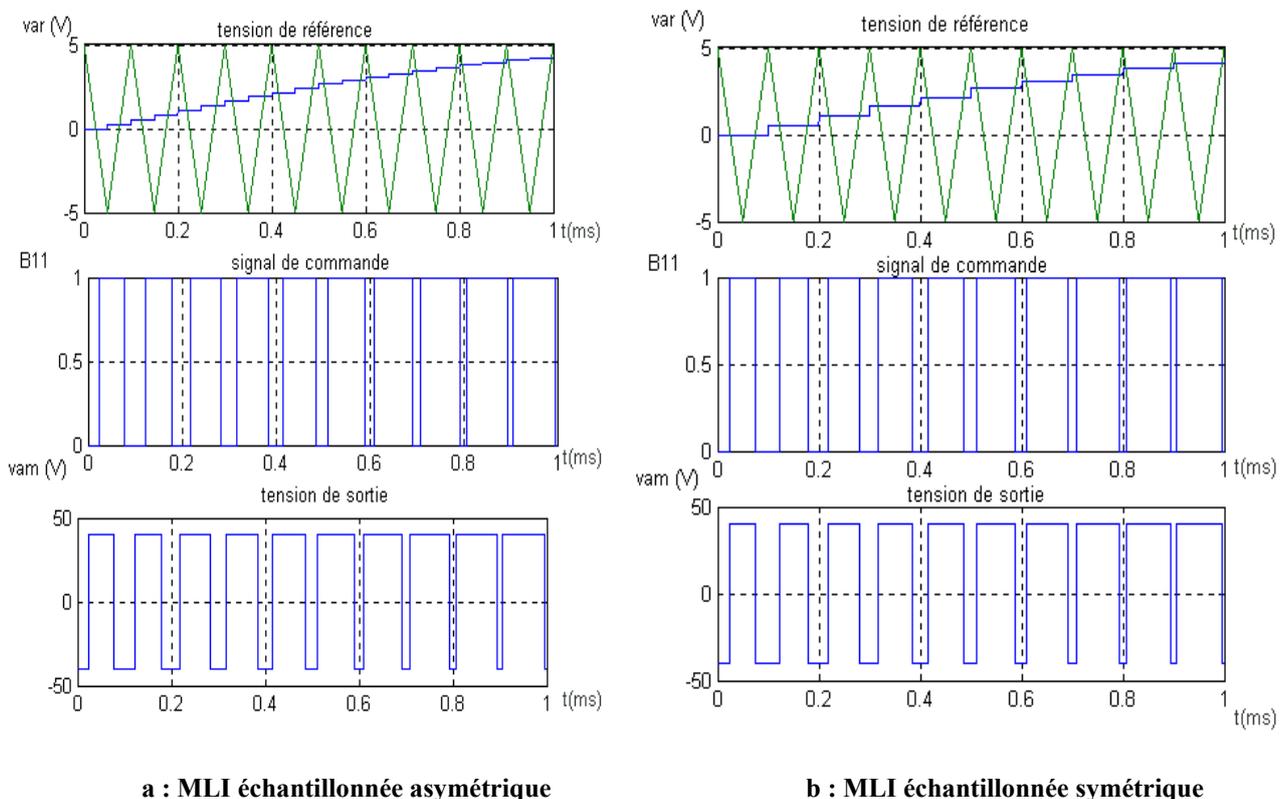


Figure 1-10 : Les deux types de la commande MLI échantillonnée

La Figure 1-11 montre le principe de la commande d'un bras de l'onduleur par la technique MLI échantillonnée symétrique. La porteuse u_p est un signal triangulaire d'amplitude U_p et de période T_p . La tension de référence v_{jr} ($j=a,b,c$) est constante sur une période de la porteuse. Les commandes logiques B_{j1} et B_{j2} sont déterminées à partir des intersections entre la porteuse et la référence comme suit :

$$\begin{aligned} B_{j1} &= 1 & \text{si} & \quad v_{jr} \geq u_p \\ B_{j1} &= 0 & \text{si} & \quad v_{jr} < u_p \\ B_{j2} &= \overline{B_{j1}} \end{aligned} \quad (1-34)$$

La tension v_{jm} a une forme symétrique dans l'intervalle de temps $[kT_p, (k+1)T_p]$. Donc les instants t_{k1} et t_{k2} de commutation des interrupteurs K_{j1} et K_{j2} peuvent être calculés au début de chaque période d'échantillonnages [Nah01]. Le rapport cyclique t_j est calculé comme suit :

$$t_j = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{jr}}{2U_p} \right) T_p \quad |v_{jr}| < U_p, \quad j = a, b, c \quad (1-35)$$

Dans le cas où les interrupteurs sont considérés idéaux, la tension moyenne de la phase j est :

$$\bar{v}_j = \left(\frac{2t_j}{T_p} - 1 \right) U_c \quad (1-36)$$

En substituant t_j par son expression (1-35) dans (1-36), nous obtenons le modèle de l'onduleur à MLI au sens des valeurs moyennes sur une période de hachage :

$$\bar{v}_j = G_{ond} v_{jr} \quad ; \quad G_{ond} = \frac{U_c}{U_p} \quad (1-37)$$

Ce modèle d'onduleur sera utilisé pour la synthèse des régulateurs des courants.

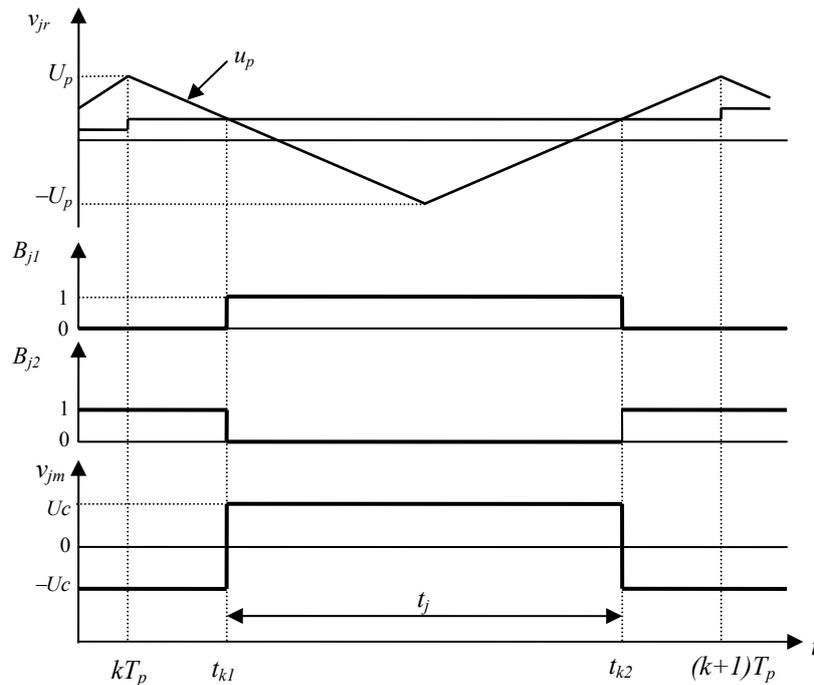


Figure 1-11: Principe de la commande MLI échantillonnée symétrique d'un bras de l'onduleur.

I.5. Conclusion

Ce chapitre est une présentation brève sur la modélisation et le fonctionnement de la MSAP. Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées, le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage entre ses équations. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. Nous avons ensuite étudié le fonctionnement de la machine en régime permanent. Cette étude nous a permis de conclure que la commande du couple en tension exige un réglage permanent de la tension et de l'angle interne en fonction de la vitesse, et nécessite des précautions pour éviter les forts dépassements des courants. Par contre, la commande par réglage des courants statoriques conduit à un contrôle direct du couple et elle permet le fonctionnement en sur vitesse de la MSAP par la réduction de son flux. En fin, nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. La commande par MLI échantillonnée symétrique nous a permis de calculer facilement les instants de commutations au début de chaque période d'échantillonnage et de déduire ainsi, un modèle de commande en valeurs moyennes de l'onduleur de tension qui va nous servir par la suite à la synthèse des régulateurs des courants.

Chapitre II

Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction

La commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux (*Field Oriented Control*) a été introduite en 1972 par Blaschke. Cependant elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en micro-électronique. Elle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Ainsi de nombreuses applications technologiques ont pu être développées et réalisées dans des secteurs industriels aussi variés que la production textile, les machines-outils et la traction électrique (ferroviaire et automobile) [Ame05].

Les techniques de commande vectorielle de machines à courant alternatif sont liées à la maîtrise de vecteur flux (amplitude et position instantanées) et correspondent de ce fait à un contrôle tant des régimes permanents que transitoires. Ils ont avantageusement remplacé les commandes dites "scalaires" basées sur la maîtrise de la seule amplitude du flux, ces dernières sont principalement performantes en régimes permanents [Vas90] [Mur90].

II.2. Principe de la commande vectorielle

Quel que soit le but de la commande de la machine (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple est nécessaire. La commande vectorielle consiste à contrôler le couple à travers les deux composantes i_d et i_q du courant statorique en imposant les tensions v_d et v_q qui conviennent. Ceci correspond à un contrôle du courant statorique en amplitude et en position instantanées d'où l'appellation du contrôle vectoriel [Stu00] [Ara98].

Le couple de la MSAP étant une fonction de deux variables i_d et i_q , nous laisse un degré de liberté qui peut être exploité afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application. Suivant le critère choisi, nous pouvant réaliser de différentes stratégies de commande qui consistent souvent à améliorer certaines caractéristiques de la machine. L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple d'une manière optimale selon un critère choisi [Nah01][Fu95].

Le schéma bloc du principe de la commande vectorielle des MSAP est représenté sur la Figure 2-1.

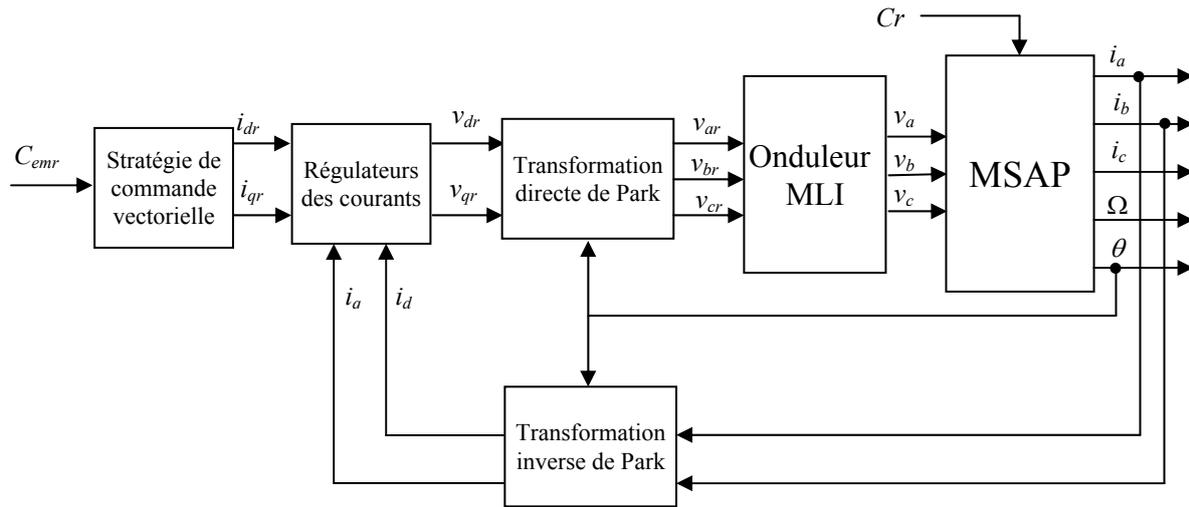


Figure 2-1: Schéma bloc du principe de la commande vectorielle d'une MSAP

II.3. Stratégies de commande vectorielle

Comme nous l'avons dit au paragraphe précédent, il existe différentes stratégies de commande vectorielle, qui diffèrent par la façon dont le couple de la machine est contrôlé. La suite de cette section décrit brièvement les conditions et les caractéristiques des trois principales stratégies de commande suivantes :

- 1- Commande à $i_d=0$.
- 2- Commande à couple maximal.
- 3- Commande à facteur de puissance unitaire.

II.3.1. Commande à $i_d=0$

C'est la stratégie la plus souvent utilisée dans l'industrie. Elle consiste à maintenir le courant i_d nul, ce qui revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux inducteur. L'avantage principal de cette stratégie est l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu (MCC). Ceci rend la stratégie de commande à $i_d=0$ très attrayante pour les concepteurs industriels qui sont habitués à commander des MCC [Mon00] [Bal90] [Pil90].

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = p \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f i \quad (2-1)$$

$$\begin{aligned} i_q &= i \\ i_d &= 0 \end{aligned}$$

Le courant i peut être calculé pour un couple donné:

$$i = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{C_{em}}{p \varphi_f} \quad (2-2)$$

Le flux total dans l'entrefer est donné par :

$$\varphi_T = \sqrt{\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_f\right)^2 + (L_q i)^2} \quad (2-3)$$

En régime synchrone le fonctionnement de la machine commandée en $i_d=0$ est représenté par le diagramme vectoriel de la Figure 2-2.

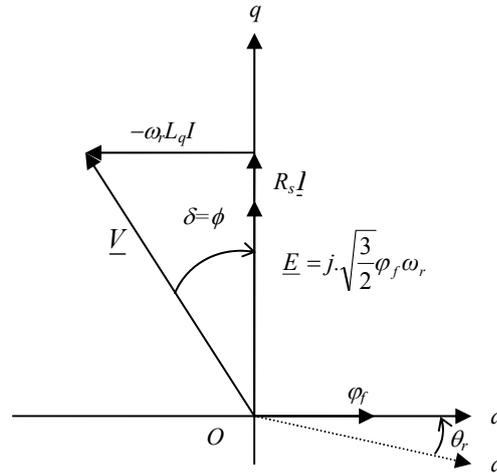


Figure 2-2 : Diagramme vectoriel d'une MSAP, commande vectorielle à $i_d=0$

Le facteur de puissance s'écrit :

$$\cos \phi = \frac{E + R_s I}{\sqrt{(E + R_s I)^2 + (\omega_r L_q I)^2}} \quad (2-4)$$

En négligeant la chute de tension $R_s I$ et en remplaçant la f.e.m. E par son expression (1.14), nous obtenons :

$$\cos \phi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_q I}{\sqrt{3/2}\varphi_f}\right)^2}} \quad (2-5)$$

L'expression (2-5) montre que le facteur de puissance diminue lorsque le courant (et par suite le couple) demandé croît. L'inconvénient de cette stratégie se trouve pour les machines ayant une fortes saillance. Dans ce cas l'absence du courant i_d ne permet pas d'atteindre le couple maximal que la machine peut développer car le courant i_d peut aussi servir à développer un couple réactant [Gua98]. Ainsi l'application de cette stratégie provoque un flux élevé dans l'entrefer et une force contre électromagnétique (f.c.e.m.) de retour importante, et par suite une saturation du circuit magnétique et de l'alimentation [Mon00].

II.3.2. Commande à couple maximal

La stratégie de commande à couple maximal est introduite pour réaliser un fonctionnement à couple maximal pour un courant donné. Ce fonctionnement permet d'utiliser au maximum les capacités de la machine, de minimiser les pertes joules et par suite l'échauffement de la machine pour un couple voulu [Stu00] [Mad01] [Zha97] [Ara98].

Afin de maximiser le couple pour un courant donné, nous imposons dans l'algorithme de commande une relation liant i_d et i_q . Cette relation s'obtient de la condition suivante :

$$\frac{dC_{em}}{d\psi} = 0 \quad (2-6)$$

En introduisant (1-17) dans (2-6) et en utilisant (1-15), nous obtenons la relation suivante :

$$(L_d - L_q)i_d^2 + \sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_f i_d - (L_d - L_q)i_q^2 = 0 \quad (2-7)$$

Pour calculer les courants i_d et i_q à partir d'un couple exigé, il faut résoudre l'équation (2-7) associée à l'expression du couple (1-9), ce qui conduit à une équation d'ordre élevé. Une telle opération ne peut être réalisée par un simple algorithme dans un système numérique et constitue un désavantage au niveau de l'implantation [Fu95].

Pour simplifier la commande, le courant i_d est souvent fixé de manière à ce que le couple soit proportionnel à i_q . Pour les machines à pôles saillants le courant i_d est fixé à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal (maximum maximorum) [Ara98].

$$i_d = \frac{-\sqrt{3/2}\varphi_f + (\sqrt{3/2}\varphi_f)^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{max}^2}{4(L_d - L_q)} \quad (2-8)$$

Certains auteurs introduisent cette commande simplifiée dans ce qu'ils ont nommé la stratégie à i_d constant. Toutefois, cette commande à i_d constant présente l'inconvénient de l'existence d'un courant non nul même si le couple est faible, ce qui va diminuer le rendement de la machine à faible charge [Fu95].

Pour la machine à pôles lisses, la stratégie de commande à couple maximal revient à celle de la commande à $i_d=0$. Le couple maximal atteint par cette stratégie est seulement limité par le courant maximal de la machine. La Figure 2-3 représente le diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents commandé en couple maximal.

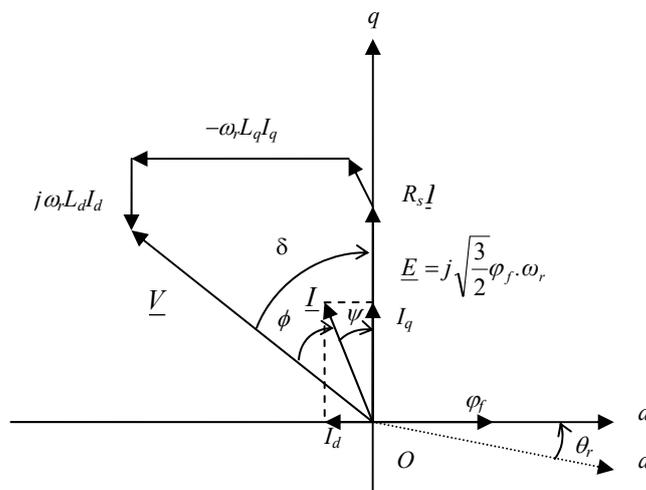


Figure2-3 : Diagramme vectoriel d'une MSAP, commande vectorielle à couple maximal

En résolvant cette équation, le courant I_{max} donnant le couple électromagnétique maximal C_{emax} sera donné :

$$I_{max} = \frac{\sqrt{3/2}\phi_f}{\sqrt{2}L} \tag{2-14}$$

$$C_{emax} = p \frac{(\sqrt{3/2}\phi_f)^2}{2L} \tag{2-15}$$

La Figure 2-5 montre l'évolution du couple en fonction du courant de charge pour une commande à $\cos\phi=1$ d'une machine synchrone à pôles lisses.

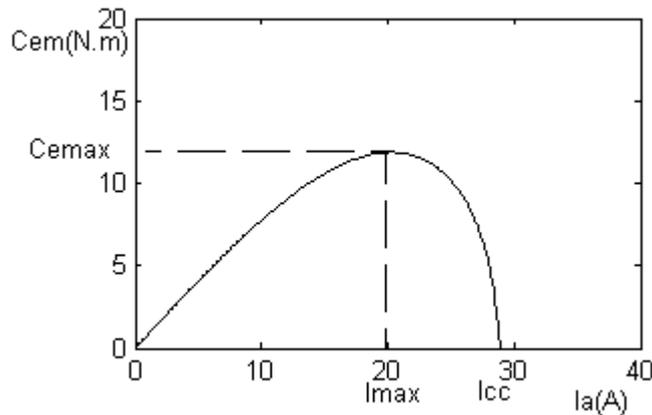


Figure 2-5 : Evolution du couple en fonction du courant d'une MSAP, commande à $\cos\phi=1$ machine à pôles lisses

II.3.4. Comparaison entre les différentes stratégies

Trois caractéristiques statiques à vitesse nominale en fonction du courant de phase sont considérées. Le couple, le facteur de puissance et la tension de phase appliquée à la machine. Les paramètres de la machine à pôles lisses utilisés sont ceux présentés dans l'annexe A. Dans le cas de machine à pôles saillants, les mêmes paramètres sont gardés à l'exception de L_q qui est modifiée de façon à avoir $\rho=L_q/L_d=2$ ou 5.

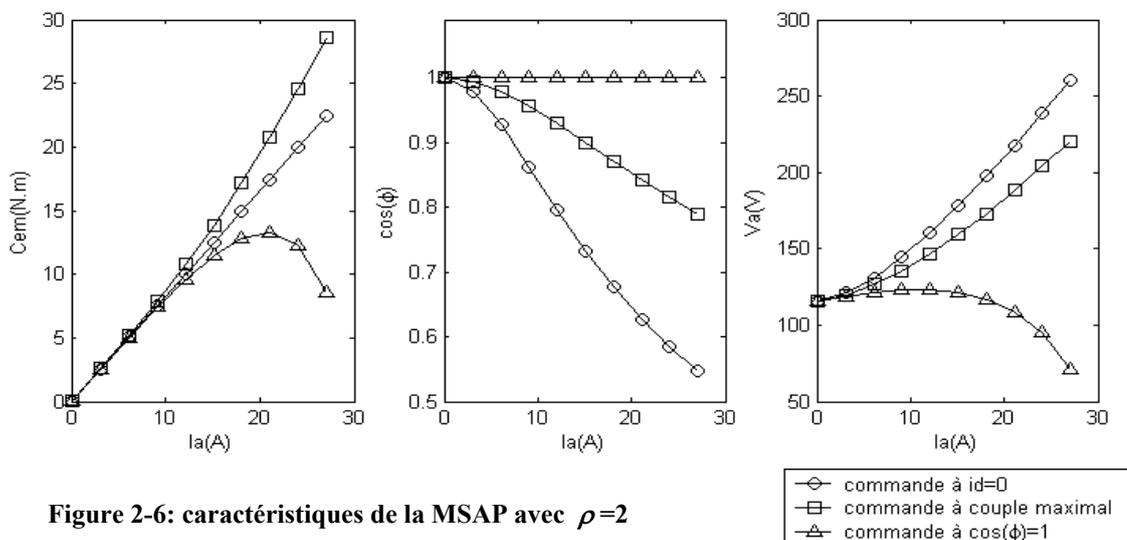


Figure 2-6: caractéristiques de la MSAP avec $\rho=2$

La Figure 2-6 montre les caractéristiques pour une MSAP avec un taux de saillance $\rho=2$. La commande à couple maximal se montre plus intéressante. La commande à $i_d=0$ présente une linéarité entre C_{em} et I_a . La surtension et la réduction de $\cos\phi$ constituent les inconvénients de cette commande. La commande à $\cos\phi=1$ assure un facteur de puissance unitaire, mais elle apparaît moins intéressante sur sa caractéristique du couple; le couple fourni par la machine est très limité. Cette commande est favorable dans le cas où la charge de la machine est faible.

La Figure 2-7 montre les caractéristiques de la machine avec un taux de saillance augmenté à 5. Dans ce cas, l'intérêt d'utiliser la commande à couple maximal est plus évident. En effet, ce type de commande exploite au maximum les capacités de la machine en utilisant son couple réductant. Les commandes à $\cos\phi=1$ et à $i_d=0$ ne constituent pas une bonne solution en raison d'une forte diminution du couple. La commande à $i_d=0$ présente une mauvaise caractéristique de facteur de puissance ($\cos\phi$ peut descendre à 0.2 dans ce cas). En plus, elle demande une tension très élevée en charge ce qui peut provoquer la saturation du circuit magnétique ou d'alimentation.

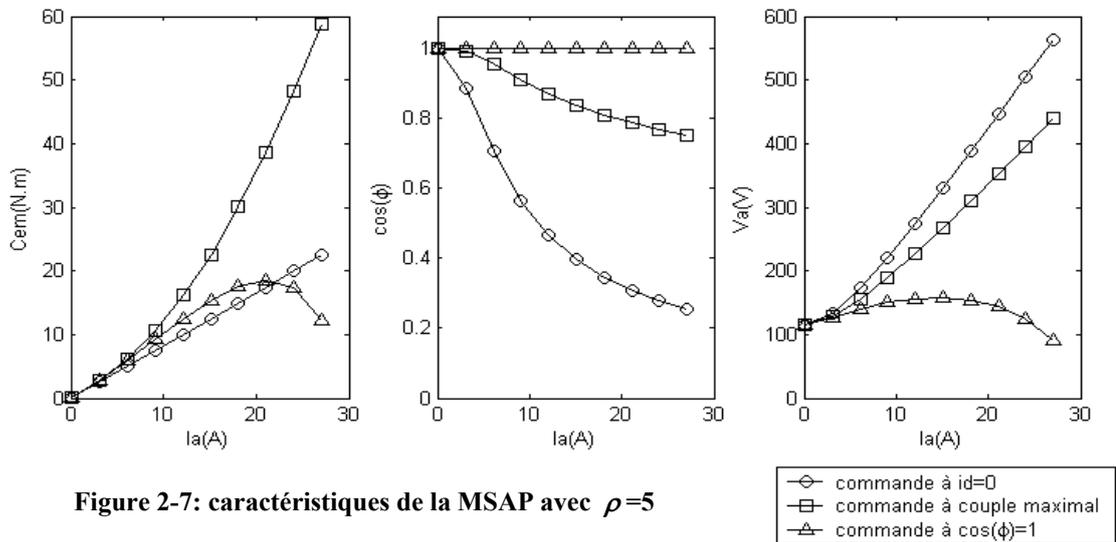


Figure 2-7: caractéristiques de la MSAP avec $\rho=5$

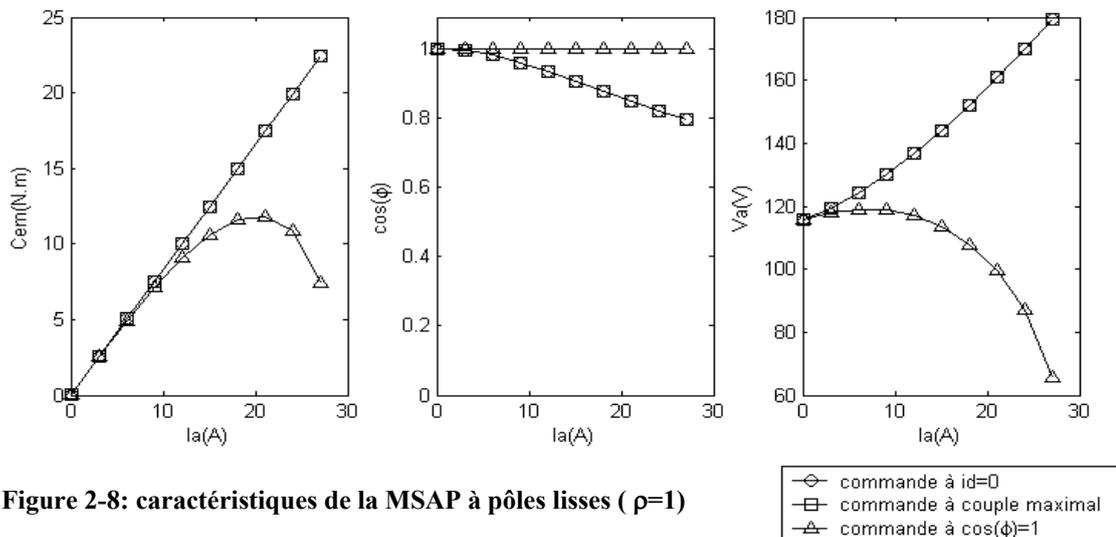


Figure 2-8: caractéristiques de la MSAP à pôles lisses ($\rho=1$)

Cependant, il faut noter que la commande à $i_d=0$ constitue une solution optimale pour la machine synchrone à pôles lisses. Le paragraphe précédent a montré que la commande à couple maximal revient à la commande à $i_d=0$ si $\rho = 1$. La Figure 2-8 montre les caractéristiques de la machine à pôles lisses.

II.4. Structure de la commande vectorielle de la MSAP

La stratégie de commande vectorielle adoptée est la commande à $i_d=0$. Cette commande est très adaptée pour les machines synchrones à pôles lisses. Elle permet, comme il a été montré auparavant, de développer un couple maximal pour une amplitude donnée des courants de phase. En plus, elle présente une grande simplicité au niveau de sa réalisation numérique : le modèle obtenu en imposant $i_d=0$ est similaire à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante.

La commande vectorielle est réalisée par une structure en cascade. Le régulateur de vitesse génère la référence du courant i_q qui est l'image du couple désiré. Les courants i_d et i_q sont contrôlés via les tensions v_d et v_q par des régulateur linéaire de type PI [Lou98].

Selon le sous système d'équations électriques (1-4), les courants i_d et i_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires ($L_q\omega_r i_q$ et $L_d\omega_r i_d$). La commande d'un courant est donc sensible à la variation de l'autre. La Figure 2-9 présente un exemple de la variation de i_d suite à la variation de i_q lorsqu'on impose à la MSAP des échelons de couple de charge. Nous avons utilisé le schéma de la Figure 2-11 sans le bloc de découplage.

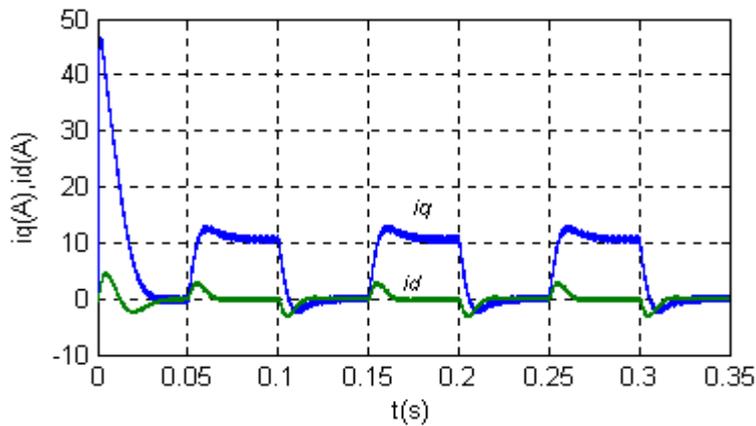


Figure 2-9 : Couplage du contrôle des courants direct et en quadrature

Afin de réaliser une commande indépendante de courants, nous introduisons dans l'algorithme de commande des actions de découplage pour compenser les termes non linéaires. Cette action permet d'améliorer le contrôle des courants et de simplifier la synthèse de leurs régulateurs [Fu95] [Nah01] [Md02] [Sen95]. Les nouvelles entrées du système découplé sont les suivantes :

$$\begin{cases} u_{dr} = v_{dr} + \frac{L_q \omega_r i_q}{G_{ond}} \\ u_{qr} = v_{qr} - \frac{L_d \omega_r i_d}{G_{ond}} - \frac{\sqrt{3/2} \varphi_f \omega_r}{G_{ond}} \end{cases} \quad (2-16)$$

où u_{dr} et u_{qr} sont respectivement les sorties des régulateurs des courants de i_d et de i_q . v_{dr} et v_{qr} sont les tensions de référence directe et en quadrature et G_{ond} est le gain de l'onduleur de tension. La Figure 2-10 présente le résultat de simulation du système découplé de la Figure 2-11. Nous constatons que pour les mêmes régulateurs des courants, le courant i_d ne varie presque plus lors des variations de i_q ou de ω_r .

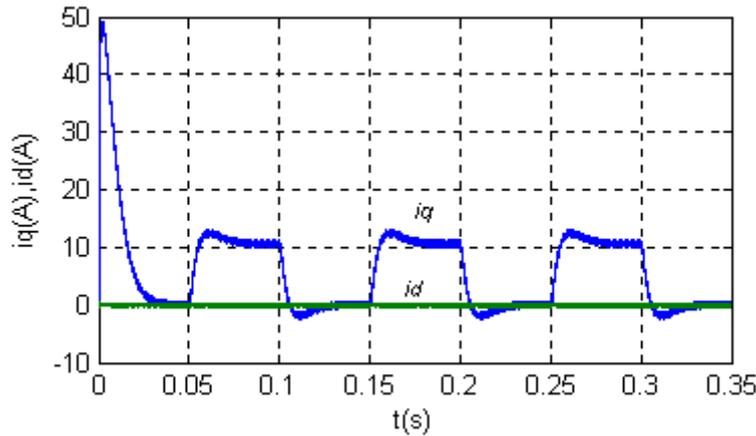


Figure 2-10 : Découplage par compensation du contrôle des courants i_d et i_q

Le schéma de la structure de commande vectorielle avec découplage de contrôle des courants est montré en Figure 2-11.

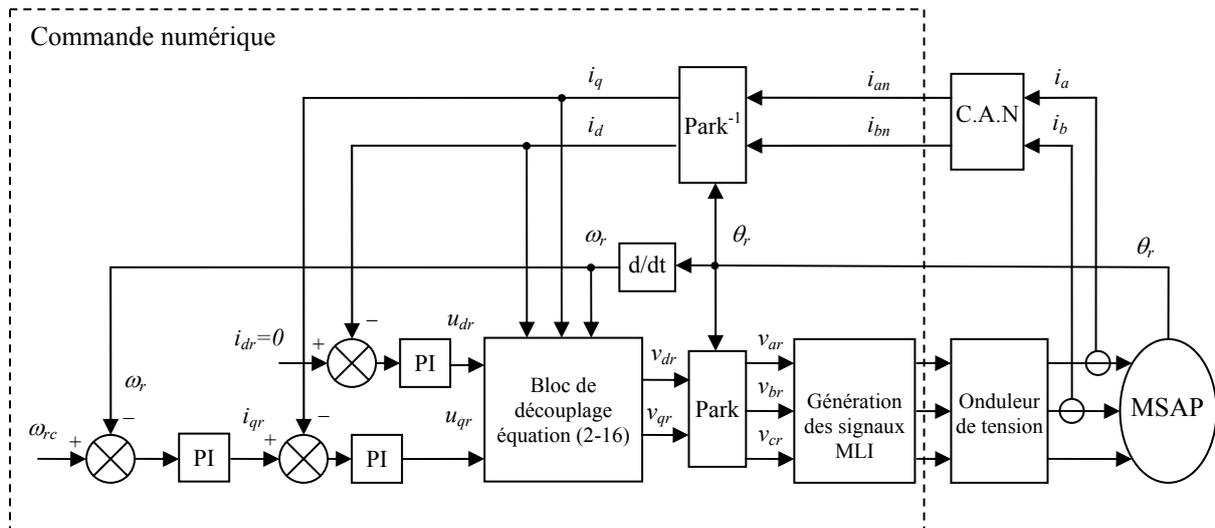


Figure 2-11 : Structure de commande vectorielle de la MSAP

II.5. Synthèse des régulateurs des courants et de vitesse

La structure adoptée permet de réguler séparément les grandeurs utiles du système : i_d , i_q et ω_r , en utilisant les régulateurs classiques de type Proportionnel-Intégrale (PI) suivants :

$$C_d(s) = K_d \left(1 + \frac{1}{T_{id}s} \right) \quad C_q(s) = K_q \left(1 + \frac{1}{T_{iq}s} \right) \quad C_\omega(s) = K_\omega \left(1 + \frac{1}{T_{i\omega}s} \right) \quad (2-17)$$

$C_d(s)$ et $C_q(s)$ sont les régulateurs des courants, direct et en quadrature (i_d et i_q) et $C_\omega(s)$ est le régulateur de vitesse angulaire ω_r . La synthèse des régulateurs des courants et de vitesse est détaillée dans l'annexe C. Ces régulateurs sont dimensionnés dans le plan de s puis transformés en z afin d'être implémenter par des outils numériques.

Le régulateur PI échantillonné à la période d'échantillonnage T_s a la forme suivante dans le plan de z :

$$C(z^{-1}) = \frac{r_0 + r_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (2-18)$$

où :

$$\begin{aligned} r_0 &= K \left(1 + \frac{T_s}{T_i} \right) \\ r_1 &= -K \end{aligned} \quad (2-19)$$

Avec K et T_i les coefficients du régulateur analogique.

II.6. Méthode anti-windup

Les boucles du courant et de vitesse sur la figure 2-11 comprennent des éléments limitant les sorties des régulateurs. Cette limitation produit une saturation qui perturbe le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître bien que la sortie du régulateur soit limitée. Le délai nécessaire pour réduire la composante intégrale excédentaire provoque un dépassement de la grandeur à réguler, dont l'amplitude est proportionnelle à la période de saturation.

De nombreuses méthodes dites mesures anti-windup ont été proposées pour la modélisation du circuit saturé et pour la correction de la composante intégrale. Nous utilisons ici une approche dynamique, qui consiste à limiter la consigne de telle sorte que la sortie du régulateur n'atteint pas la saturation [Nah01]. Le principe de cette approche est montré sur la Figure 2-12.

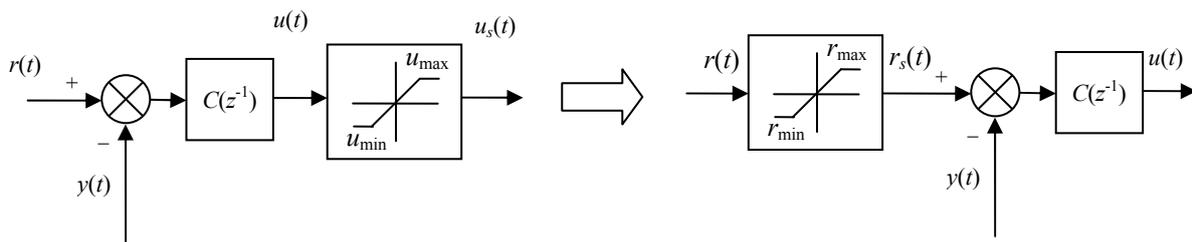


Figure 2-12 : principe de la méthode anti-windup

$r(t)$ est la consigne, $y(t)$ est la grandeur à réguler, $u_s(t)$ est la sortie limitée du régulateur, $C(z^{-1})$ désigne le régulateur numérique et $r_s(t)$ la référence limitée entre r_{max} et r_{min} . Ces valeurs de limitation sont calculées par :

$$\begin{aligned} r_{max} &= C^{-1}(z^{-1})u_{max} + y \\ r_{min} &= C^{-1}(z^{-1})u_{min} + y \end{aligned}$$

Notons que la limitation de la référence par cette approche représente une limitation dynamique qui doit être calculée à chaque pas d'échantillonnage. Elle permet d'avoir une boucle de régulation linéaire toute en respectant la limitation nécessaire due aux propriétés physique du système. Elle peut être également appliquée aux structures par boucles imbriquée grâce à une rétropropagation.

II.7. Simulation et interprétation des résultats

Afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à une MSAP, nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble Onduleur-Machine à l'aide de logiciel MATLAB/Simulink. Cette simulation utilise les modèles de la machine et de l'onduleur élaborés dans le chapitre précédent.

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont donnés à l'annexe A. L'onduleur de tension est commandé par MLI échantillonnée symétrique. La fréquence de commutation est de 20kHz et la période d'échantillonnage est choisie à 0.1ms. La structure de commande adoptée est celle de la Figure 2-11. Les paramètres des régulateurs de vitesse et des courants sont choisis de manière à avoir des réponses rapide, sans dépassement toute en assurant la stabilité du système.

La Figure 2-13 montre l'évolution des courants i_d et i_q et les tensions de référence u_{dr} et u_{qr} générées par les régulateurs des courants lors du démarrage. Le courant de référence i_{qr} est saturé à 20A et i_{dr} est fixé à zéro. Nous constatons que le courant i_q atteint sa référence au bout de 3ms et le courant i_d reste nul. Ce contrôle parfait des courant est du à la réaction rapide des régulateurs des courants et à l'introduction d'action de découplage dans l'algorithme de commande.

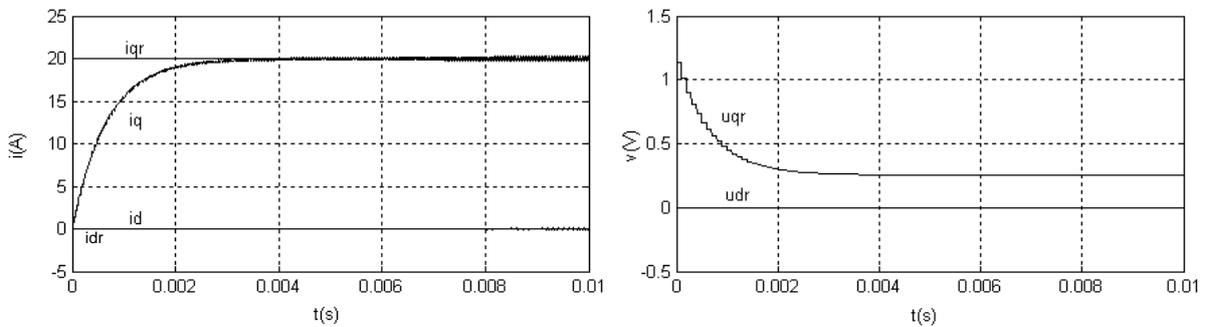


Figure 2-13 : composantes d-q de courant et de tension de référence lors du démarrage.

La Figure 2-14 présente les résultats d'un démarrage à vide par application d'une consigne de vitesse de 4000tr/min suivi d'une perturbation de charge de 5N.m. Nous constatons que le démarrage est parfaitement réalisé en moins de 30ms et la perturbation de charge est rapidement rejetée. Le courant i_d reste au voisinage de zéro et le courant i_q étant proportionnel au couple électromagnétique atteint très rapidement sa valeur de saturation, ce qui fait que la vitesse évolue suivant une forme de rampe pendant la quasi-totalité de la durée du démarrage, puis elle se stabilise à sa valeur de référence sans dépassement grâce à l'introduction du dispositif anti-windup. Cette figure montre également le courant de phase i_a et la tension de référence v_{ar} .

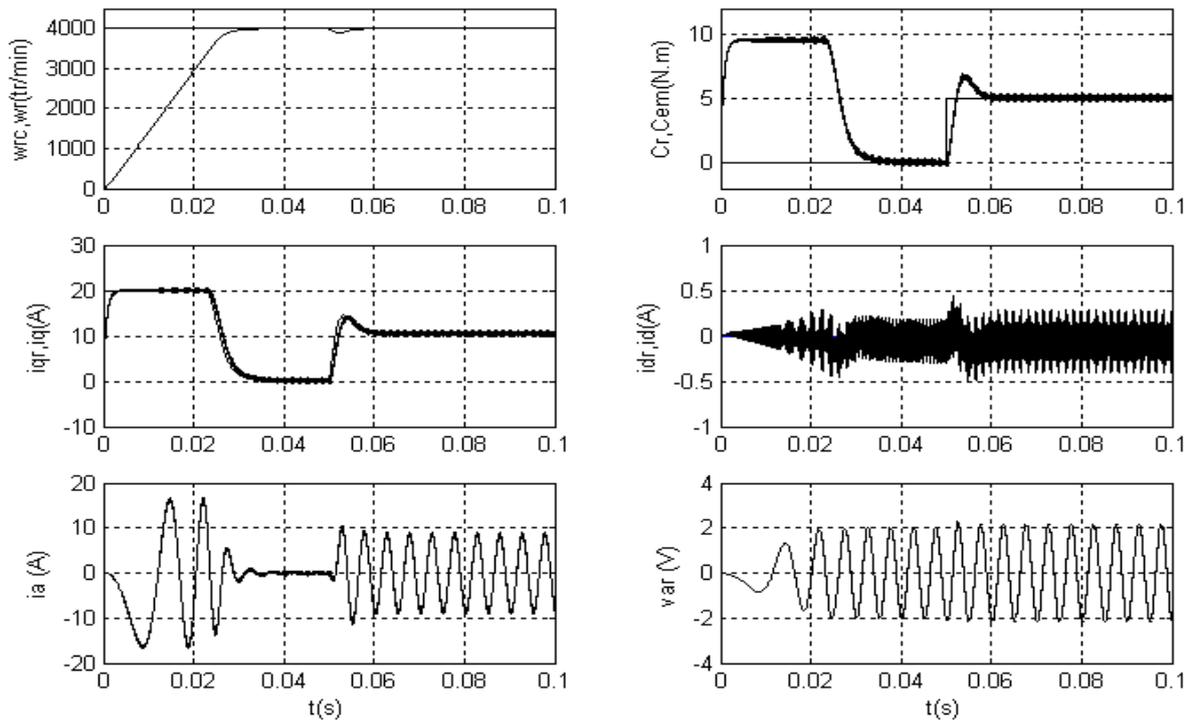


Figure 2-14 : Commande par régulateur PI : démarrage à vide suivi d'une perturbation de charge

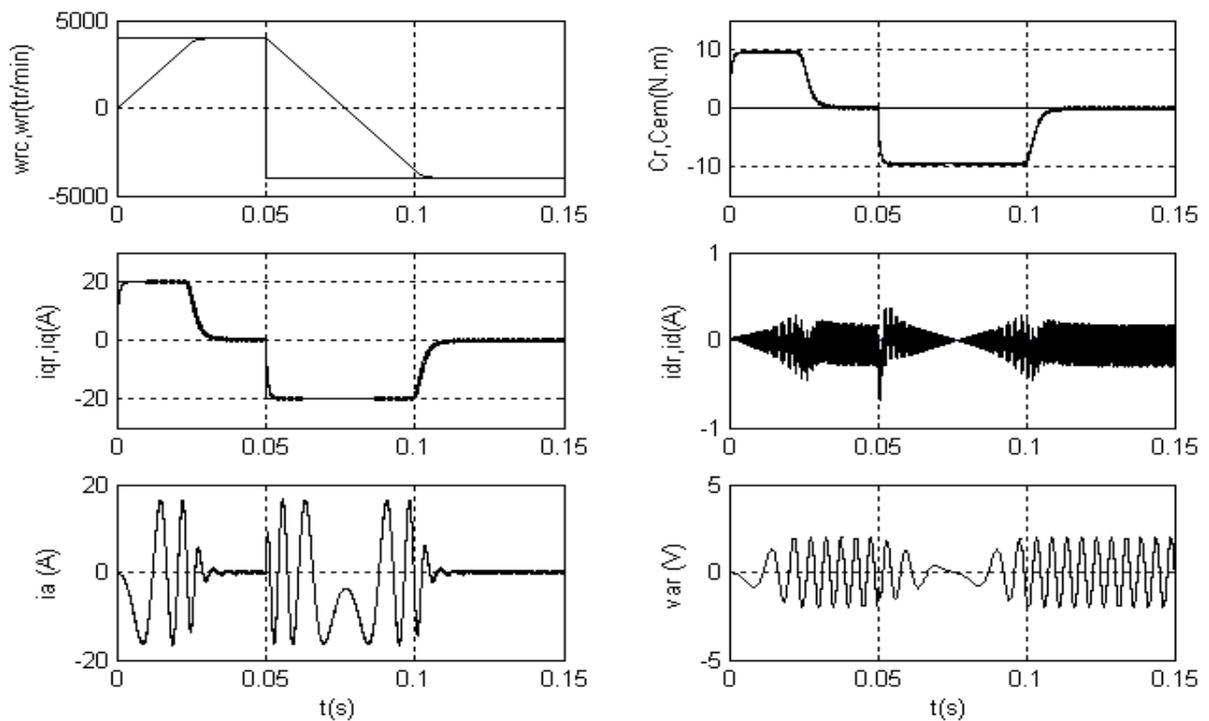


Figure 2-15 : Commande par régulateur PI : démarrage à vide suivi d'une inversion de sens de rotation

Les résultats d'un démarrage suivi d'une inversion de vitesse sont présentés sur la Figure 2-15. La vitesse angulaire poursuit sa référence ± 4000 tr/min et le contrôle du couple (image du i_q) est satisfaisant.

La Figure 2-16 illustre les résultats d'un fonctionnement de la machine à faible vitesse de rotation (10% de vitesse nominale). Les résultats sont satisfaisants en termes de poursuite de référence et de rejet de perturbation de charge. Les ondulations des courants i_d et i_q dues essentiellement à la non linéarité du convertisseur statique sont nettement réduites à faible vitesse.

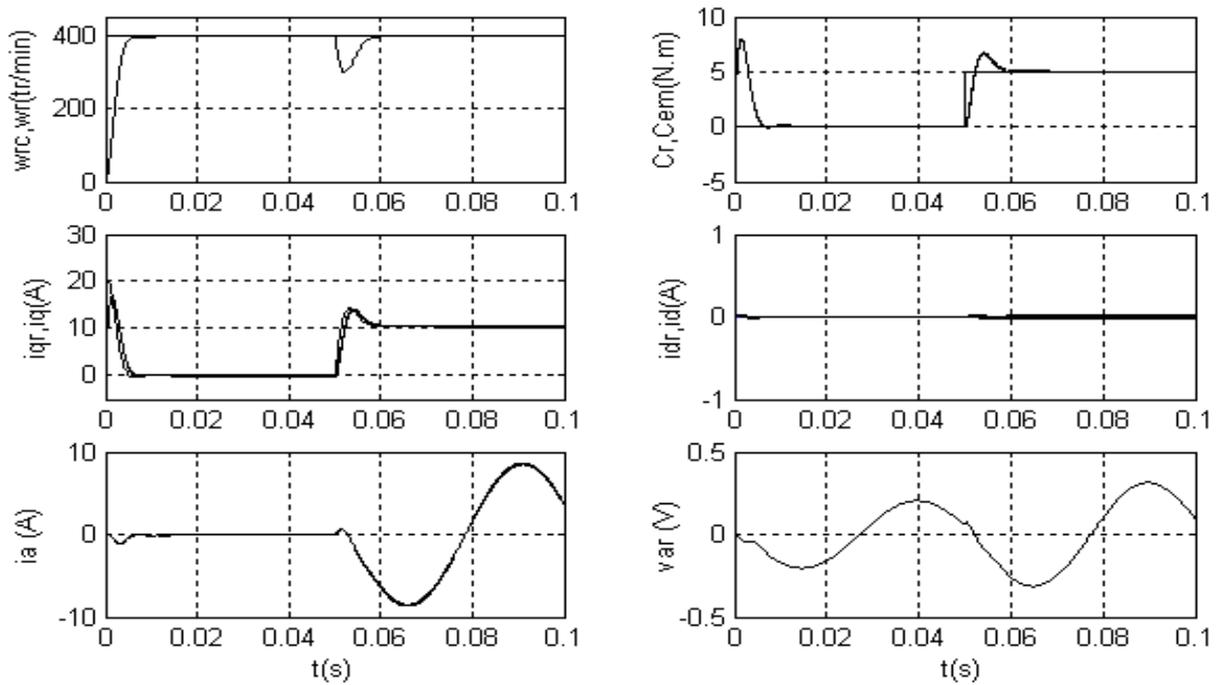


Figure 2-16 : Commande par régulateur PI : Fonctionnement à 10% de la vitesse nominale

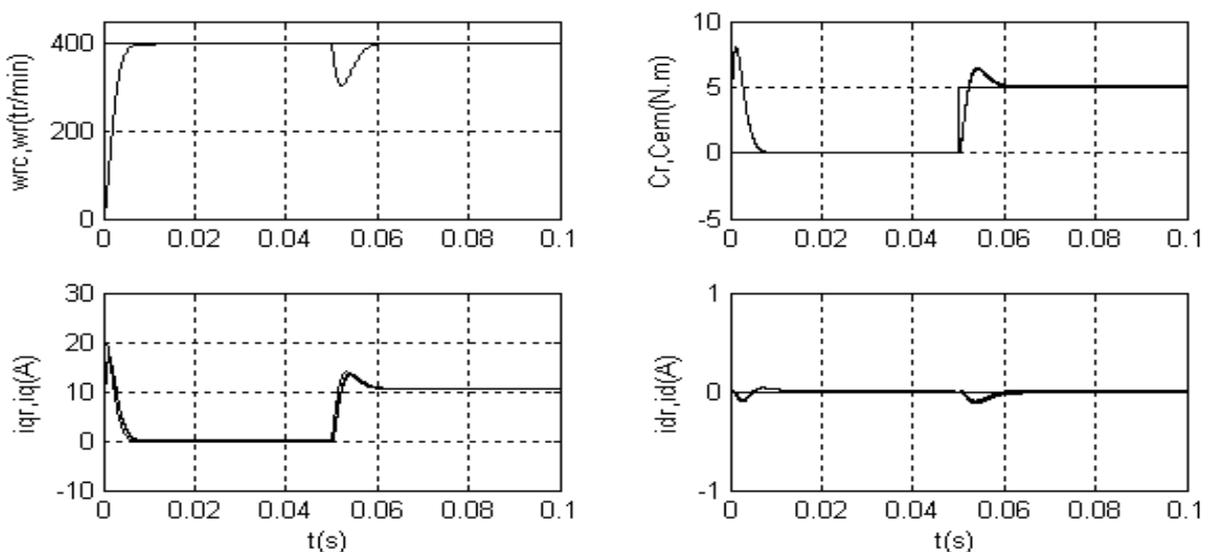


Figure 2-17 : Diminution des inductances L_d et L_q de 20%

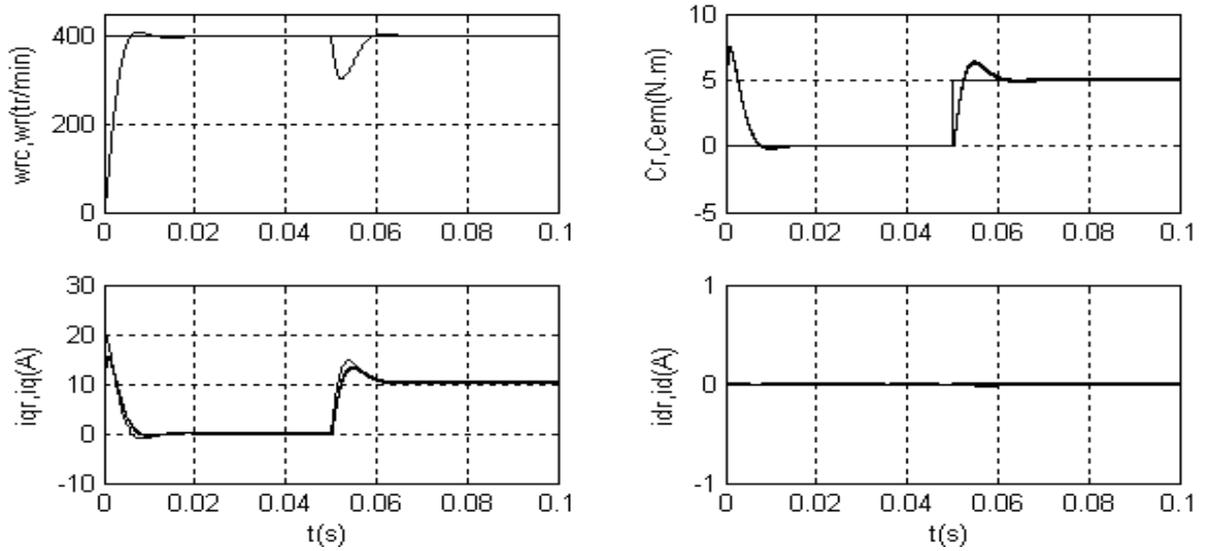


Figure 2-18 : Augmentation de la résistance statorique de 200%

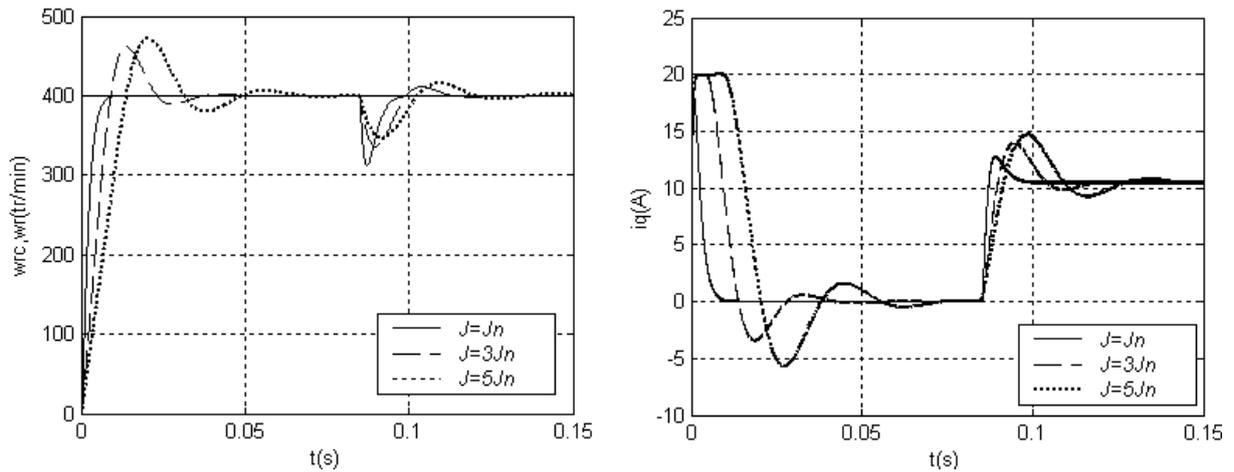


Figure 2-19 : Teste de variation du moment d'inertie

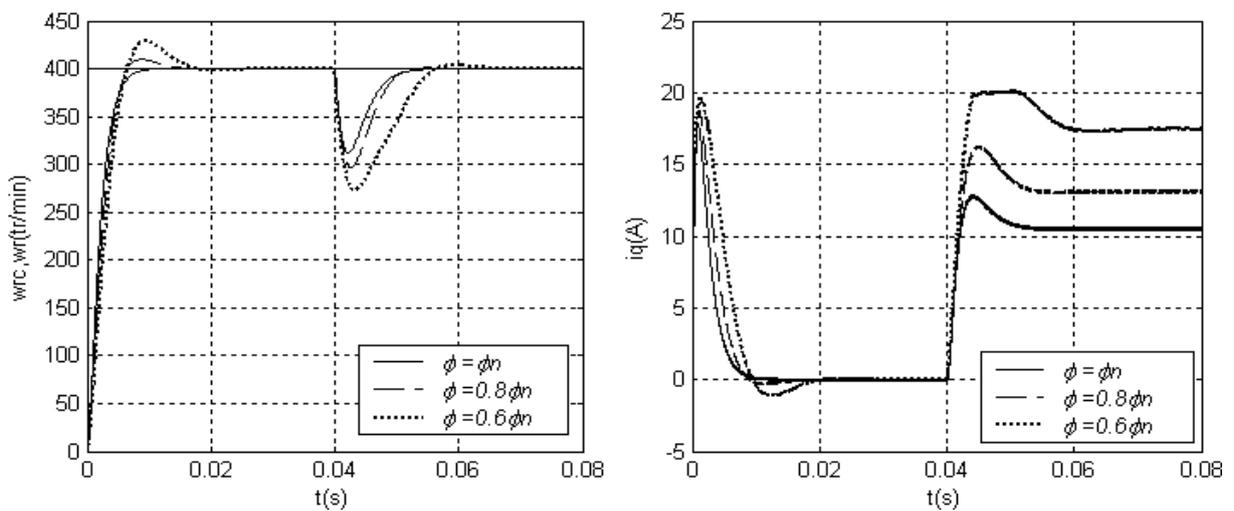


Figure 2-20 : Teste de variation du flux magnétique

La robustesse de la commande vis-à-vis aux variations paramétriques est testé pour une vitesse de consigne de 400tr/min suivie d'une perturbation de charge dans les figures 2-17, 2-18, 2-19 et 2-20. Les résultats obtenus montrent une robustesse de la commande vis-à-vis aux variations des paramètres électriques (la résistance et les inductances). La commande n'est pas robuste vis-à-vis aux variations du moment d'inertie et peu sensible aux variations du flux magnétique des aimants permanents.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle puis étudié trois stratégies de cette commande à savoir la commande à id nul, la commande à couple maximal et la commande à facteur de puissance unitaire. La commande à id nul présente une linéarité entre le couple et le courant. La loi de commande est simplifiée mais le couple réductant n'est pas utilisé. Pour certaines applications, il est souhaitable d'utiliser la commande à couple maximal ou la commande à $\cos\varphi = 1$, mais elles posent le même problème concernant la difficulté de l'implantation en raison de la non linéarité du modèle et la difficulté du calcul du i_d et i_q à partir d'un couple exigé. Nous avons également testé les performances des régulateurs linéaires de type PI dans le contrôle des courants et de vitesse de la MSAP. Les résultats de simulations ont montré des performances limitées à cause de la sensibilité de ces régulateurs aux variations des paramètres de la machine.

Chapitre III

Généralités sur la commande adaptative des processus

III.1. Introduction

La plupart des techniques de synthèse des systèmes de commande sont basées sur la connaissance du processus à commander et de son environnement. Dans la pratique, on est souvent amené à approcher la dynamique du processus à commander par un modèle paramétrique linéaire et stationnaire dans un domaine plus ou moins restreint autour de son point de fonctionnement. Ce type de modèle désigné dans la littérature par modèle de représentation ou de commande, établit une relation de cause à effet entre les variables auxquelles le fonctionnement du processus est le plus sensible, de manière à réaliser un meilleur compromis entre l'erreur de modélisation et la simplicité du système de commande [M'sa86] [Ram01].

Par ailleurs, le caractère stationnaire des modèles de commande dépend du point de fonctionnement du processus, de ses non linéarités et de l'influence de l'environnement sur ses paramètres. Les performances d'un régulateur linéaire à paramètres fixes se dégradent au fur et à mesure que l'écart entre la dynamique effective du processus et celle de son modèle de commande croît. Un réajustement des paramètres du régulateur en fonction des variations de la dynamique du processus pour maintenir les performances du système de commande est alors impératif. C'est ainsi qu'apparaît le concept de commande adaptative qui permet d'éliminer l'effet des perturbations, sur la dynamique du processus, qui affectent les performances alors que le régulateur à paramètres fixes ne permet d'éliminer que les perturbations d'état du processus [M'sa86].

III.2. Principe de la commande adaptative

La commande adaptative est basée sur l'ajustement en ligne des paramètres du régulateur. Suivants les régulateurs utilisés, les méthodes d'ajustement adoptées et les types des systèmes à commander, plusieurs stratégies de commandes adaptatives ont été développées et appliquées dans différents domaines. Toutes ces stratégies se basent sur le principe général des systèmes de commande adaptative montré dans la Figure 3-1.

Le système de commande adaptative mesure les performances du système à commander et les comparer avec les performances désirées. L'écart entre les performances désirées et les performances réelles sera traité par un mécanisme d'adaptation. La sortie du mécanisme d'adaptation va agir sur les paramètres du régulateur ou directement sur le signal de commande afin de modifier d'une manière appropriée les performances du système [Lan86a] [Cha87]. Nous déduisons qu'un système de commande adaptative doit comprendre deux boucles : une boucle interne qui est la boucle de contre réaction ordinaire. Elle est constituée

du processus et de son régulateur, et elle est utilisée pour réduire ou éliminer l'effet des perturbations agissant sur les variables à réguler, et une boucle externe, appelée aussi boucle d'adaptation, qui est une boucle de contre réaction sur la mesure de performances. Elle est constituée du mécanisme d'adaptation qui ajuste en ligne les paramètres du régulateur afin de prendre en charge les perturbations agissant sur la dynamique du processus [Ioa95].

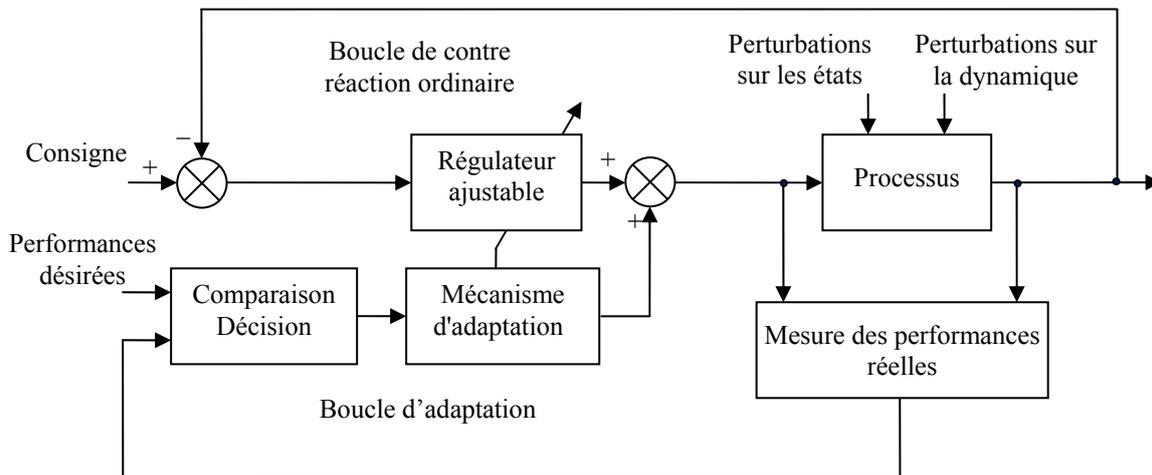


Figure 3-1: principe des systèmes de commande adaptative

III.3. Techniques de commande adaptative

Deux techniques ont été essentiellement considérées pour le développement des stratégies de commande adaptative destinées aux procédés à paramètres inconnus ou variables dans le temps : la commande adaptative avec modèle de référence (MRAC) et la commande auto-ajustable (STC).

III.3.1. Commande adaptative à modèle de référence

Dans la commande adaptative avec modèle de référence, les performances désirées sont exprimées en termes d'un modèle de référence qui indique comment la sortie du processus doit répondre idéalement à une variation de la consigne. La différence entre la sortie du processus et la sortie du modèle de référence, appelée erreur de poursuite, est utilisée par le mécanisme d'adaptation pour ajuster automatiquement les paramètres du régulateur [Mat06] [Ioa95] [Mos95].

La structure de MRAC est caractérisée par le mécanisme d'adaptation ou loi d'adaptation adoptée. A ce propos, il existe plusieurs stratégies. Nous pouvons cependant les séparer en deux groupes principaux. Le premier est fondé sur des fonctions de sensibilité. Leur but est de construire le mécanisme d'adaptation de manière à ce que l'ajustement de paramètres minimise un certain critère en fonction de l'erreur de poursuite. Les autres stratégies, alternativement, sont basées sur la méthode directe de Lyapunov, où le problème de définition de la loi d'adaptation est formulé du point de vue d'un problème de stabilité [Sil99]. Le

schéma donné dans la Figure 3-2 représente une commande adaptative avec modèle de référence.

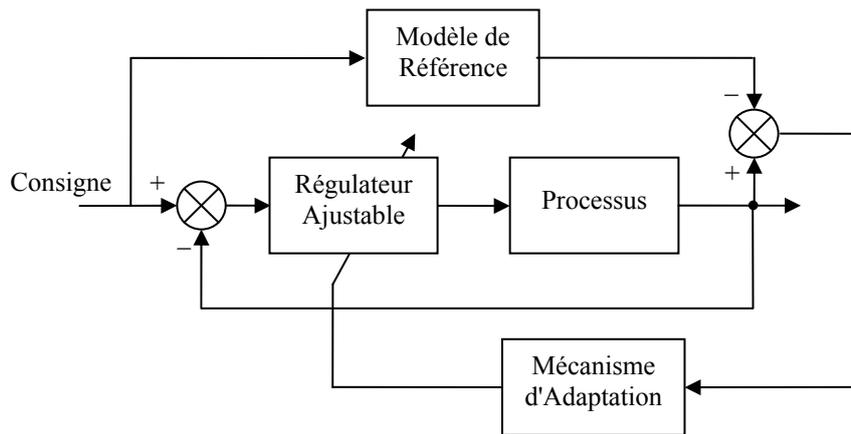


Figure 3-2: Schéma de commande adaptative avec modèle de référence

III.3.2. Commande Auto ajustable

La Figure 3-3 présente un schéma de commande auto ajustable. Le modèle servant pour le calcul du régulateur est estimé en ligne, en construisant un prédicteur ajustable de la sortie du processus. L'erreur entre la sortie du processus et le prédicteur ajustable appelée erreur de prédiction, est utilisée par un mécanisme d'adaptation qui ajuste en ligne les paramètres du prédicteur afin de minimiser cette erreur. Dans de nombreuses situations les performances désirées du système de commande à contre réaction peuvent être spécifiées en terme de fonction de transfert tant pour la poursuite que pour la régulation. Dans ce cas le régulateur est calculé à chaque instant de telle sorte que pour une estimation du modèle du processus donnée, le système en boucle fermée soit caractérisé par une fonction de transfert spécifiée à priori [Lan86a] [Mos95].

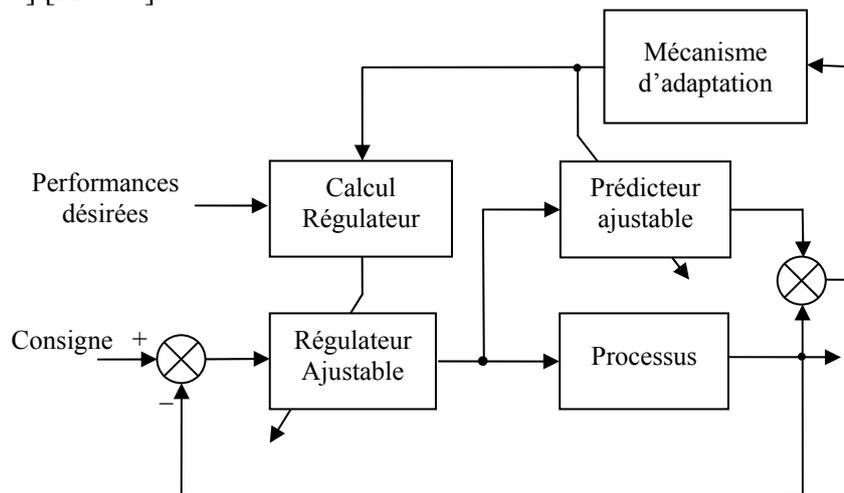


Figure 3-3 : Schéma de commande auto ajustable

Les schémas de commande auto ajustable sont élaborés selon deux principes très connus dans la théorie de la commande adaptative : le principe de séparation qui traduit le fait que l'estimation des paramètres du modèle du système est effectuée séparément de la conception du régulateur et le principe d'équivalence certaine qui consiste à utiliser les paramètres estimés du modèle pour le calcul du régulateur comme s'ils étaient les vrais paramètres du processus. Autrement dit toute erreur d'estimation nécessairement présente n'est pas prise en

compte dans la phase de la synthèse du régulateur et par suite la commande appliquée au processus est la commande optimale, au sens de la stratégie de commande utilisée, pour le modèle engendré par l'estimateur, elle n'est donc pas nécessairement optimale pour le processus considéré [M'sa86][Ram01].

III.3.3. Commande adaptative directe et indirecte

Le schéma de commande adaptative avec modèle de référence donné en Figure 3-2 est un schéma de commande adaptative directe, les paramètres du régulateur sont ajustés en une seule étape. Le schéma de commande auto ajustable donné en Figure 3-3 est un schéma de commande adaptative indirecte car l'adaptation des paramètres du régulateur se fait en deux étapes :

- Estimation en ligne des paramètres du modèle du processus.
- Calcul des paramètres du régulateur à partir des paramètres estimés.

Néanmoins dans de certains cas, par une reparamétrisation appropriée du prédicteur, le mécanisme d'adaptation utilisé dans le schéma de la Figure 3-3 pour ajuster les paramètres du prédicteur pourra estimer directement les paramètres du régulateur. L'idée de base dans la reparamétrisation est d'exprimer les équations du modèle du processus en termes de paramètres du régulateur et des performances désirées [Fus81] [Lan86a]. Nous obtenons alors le même schéma de la Figure 3-3 mais cette fois sans le bloc " Calcul Régulateur ".

III.4. Estimation des paramètres du modèle :

La disponibilité des calculateurs numériques permet de mettre en œuvre des algorithmes d'estimation récursifs performants qui conduit à l'élaboration des modèles paramétriques échantillonnés d'utilisation très générale. Ces algorithmes d'estimation récursifs présentent par rapport aux algorithmes non récursifs plusieurs avantages, entre autre une capacité d'estimation en ligne des paramètres du processus et une économie considérable dans la mémoire et la puissance du calcul [Lan93] [Mer04]. Ainsi, nous nous sommes intéressés aux algorithmes d'estimation récursifs des modèles paramétriques échantillonnés qui sont les plus appropriés pour la conception et l'ajustement des systèmes numériques de commande.

III.4.1. Principe de l'estimation paramétrique

Le principe de l'estimation des paramètres du modèle échantillonné d'un processus est illustré dans la Figure 3-4. Nous construisons un modèle (prédicteur) ajustable pour prédire la sortie du processus. L'erreur entre la sortie du processus et le prédicteur ajustable appelée erreur de prédiction, est utilisée par un algorithme d'adaptation paramétrique qui à chaque instant d'échantillonnage modifie les paramètres du prédicteur afin de minimiser cette erreur.

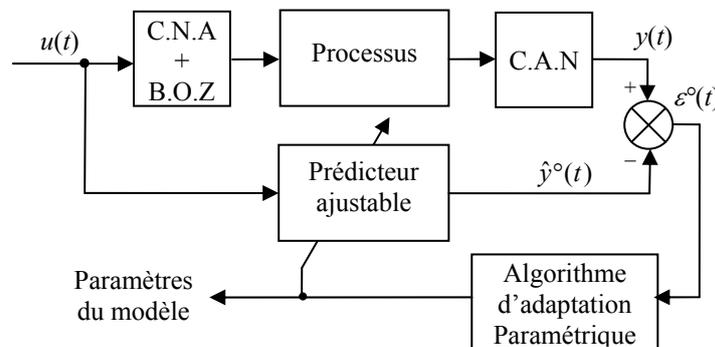


Figure 3-4 : Principe de l'estimation des paramètres d'un modèle du processus.

III.4.2. Algorithmes d'adaptation paramétrique :

Un des éléments clés pour la mise en œuvre d'une opération d'estimation est l'algorithme d'adaptation paramétrique (AAP) qui pilote les paramètres du prédicteur ajustable à partir des informations recueillies sur le système à chaque pas d'échantillonnage. Cet algorithme a une structure récursive, c'est à dire que la nouvelle valeur des paramètres égale à la valeur précédente plus un terme de correction qui dépendra des dernières mesures [Hue04] [Lan93]. La structure de base d'un algorithme d'adaptation paramétrique récursif est donnée ci-après :

$$\begin{bmatrix} \text{Nouvelle estimation} \\ \text{des paramètres} \\ \text{(vecteur)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Estimation précédente} \\ \text{des paramètres} \\ \text{(vecteur)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Gain} \\ \text{d'adaptation} \\ \text{(matrice)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Fonction} \\ \text{des mesures} \\ \text{(vecteur)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Fonction} \\ \text{del'erreur de prédiction} \\ \text{(scalaire)} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

III.4.2.1. Formulation du problème

Le concept d'erreur de prédiction joue un rôle fondamental pour la mise en œuvre des algorithmes d'adaptation paramétrique. Du fait que les paramètres sont adaptés à chaque pas, deux types d'erreur de prédiction sont rencontrés : erreur de prédiction à priori et erreur de prédiction à posteriori [Lan86b]. Nous illustrons ces concepts ci dessous :

Considérons un processus caractérisé par un modèle échantillonné de la structure suivante :

$$y(t) = q^{-k} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t) \quad (3-2)$$

où

$u(t)$ et $y(t)$ sont respectivement l'entrée et la sortie du processus.

q^{-1} : désigne l'opérateur de retard ($y(t-1) = q^{-1} y(t)$).

k est le retard du système échantillonné (retard pur du système continu en nombre entier de périodes d'échantillonnage plus un).

$A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont des polynômes en q^{-1} de degrés respectifs n et m donnés par :

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + \dots + b_m q^{-m} \end{aligned}$$

Le modèle (3-2) peut être représenté sous la forme suivante :

$$y(t+1) = \theta^T \phi(t) \quad (3-3)$$

où

$$\begin{aligned} \theta^T &= [a_1, \dots, a_n, b_0, \dots, b_m] \\ \phi^T(t) &= [-y(t), \dots, -y(t-n+1), u(t-k+1), \dots, u(t-k-m+1)] \end{aligned}$$

θ et $\phi(t)$ sont respectivement le vecteur des paramètres et le vecteur des mesures.

Le prédicteur ajustable à priori est définie par :

$$\hat{y}^o(t+1) = \hat{y}^o(t+1 / \hat{\theta}(t)) = \hat{\theta}^T(t) \phi(t) \quad (3-4)$$

où $\hat{\theta}(t)$ est le vecteur paramètres ajustable (estimé). Ce prédicteur est entièrement basé sur les informations disponibles à l'instant t . A l'instant $t+1$, $\hat{y}^0(t+1)$ permet de définir l'erreur de prédiction à priori :

$$\varepsilon^0(t+1) = y(t+1) - \hat{y}^0(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}^T(t)\phi(t) \quad (3-5)$$

Cette erreur à priori est utilisée pendant la période d'échantillonnage pour calculer la nouvelle estimation du vecteur paramètre $\hat{\theta}(t+1)$. En d'autre terme $\hat{\theta}(t+1)$ sera disponible durant cette période d'échantillonnage une fois le calcul de AAP sera terminé. Avec cette nouvelle valeur $\hat{\theta}(t+1)$, nous pouvons obtenir une nouvelle prédiction de $y(t+1)$ basée sur les informations contenues dans $\phi(t)$ et $\hat{\theta}(t+1)$ qui sera appelée prédiction à posteriori :

$$\hat{y}(t+1) = \hat{y}(t+1/\hat{\theta}(t+1)) = \hat{\theta}^T(t+1)\phi(t) \quad (3-6)$$

Nous aurons alors une erreur de prédiction à posteriori définie par :

$$\varepsilon(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}^T(t+1)\phi(t) \quad (3-7)$$

III.4.2.2. Algorithme du gradient

L'algorithme d'adaptation paramétrique du gradient a comme objectif de minimiser le critère quadratique suivant :

$$J(t+1) = [y(t+1) - \hat{\theta}^T(t+1)\phi(t)]^2 = [\varepsilon(t+1)]^2 \quad (3-8)$$

La forme de cet algorithme est donnée par :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) - F \frac{\partial J(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t+1)} \quad (3-9)$$

où F est le gain d'adaptation matriciel et $\frac{\partial J(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t+1)}$ est le gradient du critère de l'équation (3-8)

développé comme suit :

$$\frac{1}{2} \frac{\partial J(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t+1)} = \frac{\partial \varepsilon(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t+1)} \varepsilon(t+1) = -\phi(t)\varepsilon(t+1) \quad (3-10)$$

L'algorithme d'adaptation paramétrique de l'équation (3-9) devient :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F\phi(t)\varepsilon(t+1) \quad (3-11)$$

Cet algorithme dépend de $\varepsilon(t+1)$, qui est une fonction de $\hat{\theta}(t+1)$. Pour pouvoir mettre en œuvre cet algorithme, il faut exprimer $\varepsilon(t+1)$ en fonction de $\varepsilon^0(t+1)$ comme suit :

$$\varepsilon(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}^T(t+1)\phi(t) = y(t+1) - [\hat{\theta}(t) + F\phi(t)\varepsilon(t+1)]^T \phi(t) \quad (3-12)$$

En tenant compte de l'équation (3-5), nous obtenons :

$$\varepsilon(t+1) = \varepsilon^0(t+1) - \phi(t)^T F\phi(t)\varepsilon(t+1) \quad (3-13)$$

D'où la relation entre $\varepsilon(t+1)$ et $\varepsilon^0(t+1)$ est donnée :

$$\varepsilon(t+1) = \frac{\varepsilon^0(t+1)}{1 + \phi(t)^T F \phi(t)} \quad (3-14)$$

En rassemblant les équations (3-11) et (3-14) l'algorithme du gradient sera donné par la forme suivante :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + F \phi(t) \varepsilon(t+1) \\ \varepsilon(t+1) &= \frac{\varepsilon^0(t+1)}{1 + \phi(t)^T F \phi(t)} = \frac{y(t+1) - \hat{\theta}^T(t) \phi(t)}{1 + \phi(t)^T F \phi(t)} \\ F &> 0 \text{ (matrice définie positive)} \end{aligned} \quad (3-15)$$

La stabilité de cet algorithme a été prouvée dans la littérature quelque soit le gain F positif [Dug90] [Ram01]. La division par $1 + \phi(t)^T F \phi(t)$ introduit une normalisation qui réduit la sensibilité de l'algorithme par rapport à F et $\phi(t)$ toute en évitant la division par zéro [Lan93]. La mise en œuvre de cet algorithme est relativement simple à cause de son gain d'adaptation constant, mais sa convergence est très lente [Nai97].

III.4.2.3. Algorithme des moindres carrés récursifs

III.4.2.3.1. Forme de base de l'algorithme des moindres carrés récursifs

L'objectif de l'algorithme d'adaptation paramétrique des moindres carrés récursifs est d'estimer un vecteur paramètre $\hat{\theta}(t)$ pour qu'il minimise les carrés des écarts entre la sortie du processus et le prédicteur ajustable sur un horizon de t mesures.

Le critère à minimiser est donné par :

$$J(t) = \sum_{i=1}^t [y(i) - \hat{\theta}(t)^T \phi(i-1)]^2 \quad (3-16)$$

Le minimum s'obtient pour $\hat{\theta}(t)$ tel que :

$$\frac{\partial J(t)}{\partial \hat{\theta}(t)} = -2 \sum_{i=1}^t [y(i) - \hat{\theta}(t)^T \phi(i-1)] \cdot \phi(i-1) = 0 \quad (3-17)$$

ce qui donne comme estimation optimale :

$$\hat{\theta}(t) = F(t) \sum_{i=1}^t y(i) \phi(i-1) \quad (3-18)$$

$$F(t)^{-1} = \sum_{i=1}^t \phi(i-1) \cdot \phi(i-1)^T$$

qui correspond à l'algorithme des moindres carrés non récursif. En considérant l'estimation de $\hat{\theta}(t+1)$, nous pouvons tirer la formule récursive de mise à jour du vecteur paramètre:

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t+1) \phi(t) \varepsilon^0(t+1) \quad (3-19)$$

$$F(t+1)^{-1} = F(t)^{-1} + \phi(t) \phi(t)^T \quad (3-20)$$

En utilisant le lemme d'inversion matricielle donné dans l'annexe B, l'équation (3-20) peut se réécrire :

$$F(t+1) = F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi(t)^T F(t)}{1 + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \quad (3-21)$$

En remplaçant $F(t+1)$ par son expression (3-21) dans l'équation (3-19) et en tenant compte de l'équation (3-14), nous obtenons ci-dessous la forme de base de l'AAP des moindres carrés récursifs (MCR) :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t)\varepsilon(t+1) \\ F(t+1) &= F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi(t)^T F(t)}{1 + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \\ \varepsilon(t+1) &= \frac{\varepsilon^0(t+1)}{1 + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} = \frac{y(t+1) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t)}{1 + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \\ F(0) &> 0 \end{aligned} \quad (3-22)$$

L'algorithme d'adaptation de l'équation (3-22) a une forme récursive similaire à l'algorithme du gradient donné dans l'équation (3-15), avec la différence que la matrice de gain $F(t)$ est maintenant variable dans le temps. En effet, des oscillations peuvent se produire si le gain n'est pas assez faible au voisinage de l'optimum. D'autre part il est souhaitable d'avoir un grand gain pour accélérer la vitesse de convergence au début de l'estimation. L'algorithme des MCR offre en fait un tel profil de variation du gain d'adaptation [Lan93].

III.4.2.3.2. Choix du gain d'adaptation

Dans le cas de l'algorithme des moindres carrés récursifs (3-22), le gain d'adaptation $F(t)$ est décroissant, ce qui empêche de suivre les variations éventuelles des paramètres du modèle. Une formule plus générale du calcul du gain d'adaptation s'obtient en introduisant deux facteurs de pondération $\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ comme indiqué ci-après :

$$\begin{aligned} F(t+1)^{-1} &= \lambda_1 F(t)^{-1} + \lambda_2 \phi(t)\phi(t)^T \\ 0 < \lambda_1(t) &\leq 1 \quad 0 \leq \lambda_2(t) < 2 \quad F(0) > 0 \end{aligned} \quad (3-23)$$

En utilisant le lemme d'inversion matricielle donné dans l'annexe B, la forme générale de l'algorithme des MCR sera :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t)\varepsilon(t+1) \\ F(t+1) &= \frac{1}{\lambda_1(t)} \left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi(t)^T F(t)}{(\lambda_1(t)/\lambda_2(t)) + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \right] \\ \varepsilon(t+1) &= \frac{\varepsilon^0(t+1)}{1 + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} = \frac{y(t+1) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t)}{1 + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \\ 0 < \lambda_1(t) &\leq 1 \quad 0 < \lambda_2(t) < 2 \quad F(0) > 0 \end{aligned} \quad (3-24)$$

$\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ sont des facteurs introduits pour permettre de fixer un compromis entre la précision de l'estimation et la capacité de poursuite des paramètres dans le cas de systèmes variant dans le temps. En fait, ils introduisent des pondérations variables dans le critère $J(t)$ de l'équation (3-16) en définissant un critère d'oubli sur les mesures, donc permettent de moduler la capacité d'adaptation de l'AAP [Mer04] [Kou86] [Sam89]. Il est donc essentiel en pratique d'atteindre le bon équilibre entre capacité de poursuite et sensibilité aux bruits. De nombreux choix de valeurs des facteurs d'oubli $\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ ont été proposés dans la littérature. Une description précise des principaux algorithmes pondérés est réalisée dans [Lan93] et [Lan86a]. Nous ne présentons qu'un bref récapitulatif des alternatives possibles pour $\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ au sein du Tableau 3-1.

| Type du gain | Facteur d'oubli | Utilisation |
|---|--|--|
| Gain décroissant | $\lambda_1(t)=1$ et $\lambda_2(t)=1$ | Systèmes stationnaires |
| Facteur d'oubli fixe | $\lambda_1(t)=\lambda_1 \in]0,1[$ et $\lambda_2(t)=1$ | Système lentement variable |
| Facteur d'oubli variable | $\lambda_1(t)=\lambda_0\lambda_1(t-1)+1-\lambda_0$ et $\lambda_2(t)=1$ | Traitement des conditions initiales |
| Trace constante | $\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ tel que $\text{tr}(F(t))=\text{tr}(F(t-1))$ | Systèmes non stationnaires. Gain borné |
| Gain constant Algorithme du gradient | $\lambda_1(t)=1$ et $\lambda_2(t)=0$ | Convergence lente. Robustesse vis-à-vis des variations |

Tableau 3-1: Principaux choix pour $\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ pour la poursuite des systèmes variant dans le temps

III.4.2.3.3. Gain d'adaptation initial

Le gain d'adaptation initial $F(0)$ est de la forme suivante :

$$F(0)=GI [I] ; GI > 0$$

Dans le cas où aucune information initiale sur les paramètres n'est disponible, GI est choisi grand (valeur typique $GI=1000$). Par contre, si nous disposons d'une estimation initiale des paramètres, nous choisissons un gain initial faible. En générale, dans ce cas, $GI \leq 1$. $F(0)$ peut être interprété comme une mesure de la précision de l'estimation initiale [Dug90].

III.5. Conclusion

Ce chapitre est une présentation des généralités sur la commande adaptative des processus. Après une introduction qui illustre l'importance et l'avantage de la commande adaptative par rapport à la commande linéaire, nous avons présenté son principe et ces différentes techniques. Comme la commande adaptative nécessite une estimation en ligne des paramètres du modèle du processus ou de son régulateur, deux algorithmes d'estimation récursive ont été présentés à savoir l'algorithme du gradient et l'algorithme des moindres carrés récursifs (MCR). L'algorithme du gradient est caractérisé par son gain constant d'où une mise en oeuvre simple et une capacité de poursuite des variations paramétriques, mais sa convergence est très lente. Par contre, l'algorithme des MCR caractérisé par un gain variable permet, par un choix approprié des facteurs de pondération, d'obtenir une convergence rapide, une estimation précise et une capacité de poursuite des paramètres dans le cas de systèmes variant dans le temps. C'est pour ces avantages que nous le préférons pour la synthèse des schémas de commande adaptative dans les prochains chapitres.

Chapitre IV

Commande adaptative par placement de pôles de la machine synchrone à aimants permanents

IV.1. Introduction

La commande par placement de pôles (CPP) est très populaire dans le domaine de la commande linéaire. Elle permet de placer les pôles du système en boucle fermée dans les lieux désirés sans simplifier ses zéros. C'est la raison pour la quelle elle est applicable aux deux types du système: minimum et non minimum de phase [Zay04] [Lan 93]. La combinaison entre une loi de commande par placement de pôles et un estimateur en ligne des paramètres du système donne la commande adaptative par placement de pôles (CAPP). Cette stratégie peut être utilisée dans la commande d'une large classe de systèmes à paramètres variables ou inconnus [Ioa95] [Mos95]. Après une présentation générale de cette stratégie, nous nous intéressons à son application à la MSAP.

IV.2. Commande par placement de pôles

IV.2.1. Loi de commande par placement de pôles

Le système à commander est représenté par le modèle échantillonné suivant :

$$y(t) = \frac{q^{-k} B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t) \quad (4-1)$$

où $y(t)$ et $u(t)$ sont respectivement la sortie et l'entrée du système.

t : est le temps discret et q^{-1} représente l'opérateur du retard.

k : est le retard discret.

$A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont des polynômes en q^{-1} de degrés respectifs n et m de la forme :

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + \dots + b_m q^{-m} \end{aligned}$$

Nous considérons les hypothèses suivantes :

- * $r = \max(n, m + k)$ est connu (a_r ou b_{r-k} est non nul au moins).
- ** Les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ n'ont pas de facteurs communs.

La commande par placement de pôles permet de calculer un régulateur de la forme suivante :

$$u(t) = \frac{T(q^{-1})y_m(t+k) - R(q^{-1})y(t)}{S(q^{-1})} \quad (4-2)$$

où $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$ et $T(q^{-1})$ sont les polynômes du régulateur par placement de pôles. $y_m(t+k)$ est la sortie désirée du système après k pas d'échantillonnage.

Le système en boucle fermée est caractérisé par l'équation :

$$y(t) = \frac{q^{-k} B(q^{-1}) T(q^{-1})}{A(q^{-1}) S(q^{-1}) + q^{-k} B(q^{-1}) R(q^{-1})} y_m(t+k) \quad (4-3)$$

Avant de calculer la loi de commande par placement de pôles, notons d'abord que $y_m(t+k)$ peut être engendrée par un modèle de référence donné par :

$$y_m(t+k) = \frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} r(t)$$

où $B_m(q^{-1})$ et $A_m(q^{-1})$ sont des polynômes de degrés respectifs n_{B_m} et n_{A_m} et $r(t)$ est une consigne de référence.

Les performances en régulation sont spécifiées par le polynôme $P(q^{-1})$ de degré n_p et qui définit les pôles du système en boucle fermée :

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + \dots + p_{n_p} q^{-n_p}$$

Les polynômes $S(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ du régulateur par placement de pôles sont donc obtenus par résolution de l'équation polynomiale suivante:

$$A(q^{-1}) S(q^{-1}) + q^{-k} B(q^{-1}) R(q^{-1}) = P(q^{-1}) \quad (4-4)$$

appelée dans la littérature équation Diophantine.

Les performances en poursuite sont atteintes en assurant la relation suivante :

$$y(t) = B(q^{-1}) G y_m(t) \quad (4-5)$$

où :

$$G = \begin{cases} 1 & \text{si } B(1) = 0 \\ \frac{1}{B(1)} & \text{ailleurs} \end{cases}$$

A partir des équations (4-3), (4-4) et (4-5), le polynôme $T(q^{-1})$ est alors donné par :

$$T(q^{-1}) = P(q^{-1}) G \quad (4-6)$$

La loi de commande par placement de pôles aura l'expression suivante :

$$u(t) = \frac{GP(q^{-1})y_m(t+k) - R(q^{-1})y(t)}{S(q^{-1})} \quad (4-7)$$

Le schéma de la commande par placement de pôles est donné dans la Figure 4-1 :

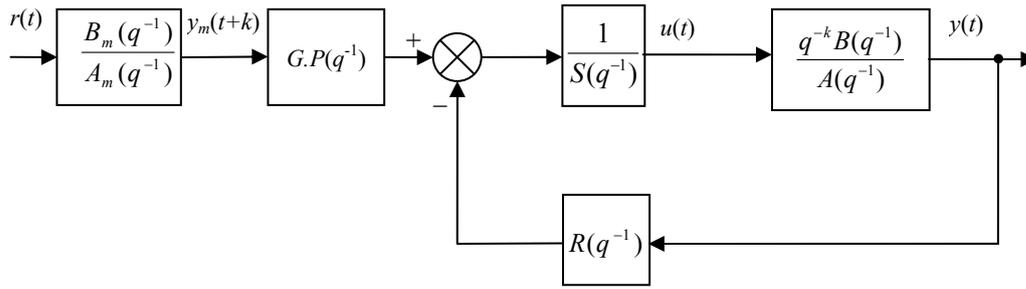


Figure 4-1 : Schéma de commande par placement de pôles

IV.2.2. Calcul des polynômes $S(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$

L'équation (4-4) a une solution unique en $S(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ si :

- $n_p \leq 2r-1$ avec $r = \max(n, m+k)$
- les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont premiers entre eux.

Les polynômes $S(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ ont la forme suivante :

$$\begin{aligned} S(q^{-1}) &= 1 + s_1 q^{-1} + \dots + s_{r-1} q^{-r+1} \\ R(q^{-1}) &= r_0 + r_1 q^{-1} + \dots + r_{r-1} q^{-r+1} \end{aligned}$$

L'équation (4-4) peut se mettre en forme matricielle comme suit :

$$Mx = P \quad (4-8)$$

où :

$$\begin{aligned} x^T &= [1 \ s_1 \ \dots \ s_{r-1} \ r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{r-1}] \\ P^T &= [1 \ p_1 \ \dots \ p_{r-1} \ p_r \ \dots \ p_{2r-1}] \end{aligned}$$

$$M_{2r \times 2r} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ a_1 & \ddots & \ddots & \vdots & b'_1 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & & \vdots \\ a_{r-1} & \dots & a_1 & 1 & b'_{r-1} & \dots & b'_1 & 0 \\ a_r & a_{r-1} & \dots & a_1 & b'_r & b'_{r-1} & \dots & b'_1 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & a_{r-1} & \vdots & \ddots & \ddots & b'_{r-1} \\ 0 & \dots & 0 & a_r & 0 & \dots & 0 & b'_r \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{aligned} b'_i &= \begin{cases} 0 & \text{pour } i = 0, 1, \dots, k-1 \\ b_{i-k} & \text{pour } i \geq k \end{cases} \\ a_i &= 0 \text{ pour } i > n \text{ et } b_i = 0 \text{ pour } i > m \end{aligned}$$

Sous les hypothèses (*) et (**), la matrice M est inversible et le vecteur paramètres du régulateur sera donné par :

$$x = M^{-1}P \quad (4-9)$$

IV.3. Commande adaptative par placement de pôles

La commande adaptative par placement de pôles est basée sur le principe de commande adaptative indirecte à savoir :

- 1- Estimation en ligne des paramètres du modèle du système
- 2- Calcul des paramètres du régulateur à partir des paramètres estimés du modèle du système

IV.3.1. Estimation des paramètres du modèle du système

La forme prédictive du modèle du système est :

$$y(t+1) = -a_1y(t) - \dots - a_ny(t-n+1) + b_0u(t-k+1) + \dots + b_mu(t-m-k+1) \quad (4-10)$$

En définissant le vecteur des paramètres du modèle du système θ et le vecteur des mesures $\phi(t)$:

$$\begin{aligned} \theta^T &= [a_1 \dots a_n \ b_0 \dots b_m] \\ \phi(t)^T &= [-y(t) \dots -y(t-n+1) \ u(t-k+1) \dots u(t-k-m+1)] \end{aligned}$$

L'équation (4-10) du modèle prédictive se réécrit :

$$y(t+1) = \theta^T \phi(t) \quad (4-11)$$

Un prédicteur ajustable s'obtient tout naturellement de l'équation (4-11) en remplaçant les vrais paramètres, par leur estimation à l'instant t . ceci nous donne :

$$\hat{y}^0(t+1) = \hat{\theta}^T(t) \phi(t) \quad (4-12)$$

où $\hat{y}^0(t+1)$ est la sortie à priori du prédicteur ajustable et $\hat{\theta}(t)$ est le vecteur des paramètres estimés :

$$\hat{\theta}^T(t) = [\hat{a}_1(t) \dots \hat{a}_n(t) \ \hat{b}_0(t) \dots \hat{b}_m(t)]$$

L'erreur de prédiction à priori est définie par :

$$\varepsilon^0(t+1) = y(t+1) - \hat{y}^0(t+1) \quad (4-13)$$

Pour estimer le vecteur des paramètres du système, nous utilisons l'algorithme d'adaptation paramétrique (AAP) des moindres carrés récursifs (MCR) de l'équation (3-24).

A chaque pas que nous obtenons $\hat{\theta}^T(t)$, les polynômes du modèle du système $\hat{A}(t, q^{-1})$ et $\hat{B}(t, q^{-1})$ sont donnés par :

$$\begin{aligned} \hat{A}(t, q^{-1}) &= 1 + \hat{a}_1(t)q^{-1} + \dots + \hat{a}_n(t)q^{-n} \\ \hat{B}(t, q^{-1}) &= \hat{b}_0(t) + \hat{b}_1(t)q^{-1} + \dots + \hat{b}_m(t)q^{-m} \end{aligned}$$

IV.3.2. Calcul des paramètres du régulateur ajustable

En se basant sur le principe d'équivalence certaine, les paramètres estimés du modèle du système sont utilisés dans le calcul de la loi de commande adaptative comme s'ils étaient les vrais paramètres. La structure du régulateur ajustable s'obtient de l'équation (4-7) :

$$u(t) = \frac{P(q^{-1})\hat{G}(t)y_m(t+k) - \hat{R}(t, q^{-1})y(t)}{\hat{S}(t, q^{-1})} \quad (4-14)$$

où :

$$\hat{G}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\hat{B}(t, 1)} & \text{si } \hat{B}(t, 1) \neq 0 \\ 1 & \text{si } \hat{B}(t, 1) = 0 \end{cases}$$

Les polynômes $\hat{S}(t, q^{-1})$ et $\hat{R}(t, q^{-1})$ s'obtiennent comme solution de l'équation (4-8) dans la quelle $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont remplacés par leurs estimés. Nous avons donc à résoudre à chaque pas l'équation :

$$\hat{A}(t, q^{-1})\hat{S}(t, q^{-1}) + q^{-k}\hat{B}(t, q^{-1})\hat{R}(t, q^{-1}) = P(q^{-1}) \quad (4-15)$$

Néanmoins pour résoudre l'équation (4-15) à partir des polynômes $\hat{A}(t, q^{-1})$ et $\hat{B}(t, q^{-1})$, il faut s'assurer que les conditions de solvabilité sont vérifiées, à savoir :

- i. $|\hat{a}_r(t)| \neq 0$ ou $|\hat{b}_{r-k}(t)| \neq 0$, où $r = \max(n, m+k)$
- ii. Les polynômes $\hat{A}(t, q^{-1})$ et $\hat{B}(t, q^{-1})$ n'ont pas de facteur commun

Des études ont montré que des facteurs communs peuvent apparaitre pendant les transitoires d'adaptation ou pour des modèles surparamétrisés (ex : retard inconnu), d'où la nécessité d'introduire dans l'algorithme de commande un organe de supervision qui vérifie ces conditions [Dug90] [Lan93].

Deux méthodes sont généralement utilisées pour résoudre l'équation (4-15). La première est la résolution directe qui consiste à mettre cette équation sous la forme matricielle (4-8), où les coefficients de la matrice M sont, dans ce cas, les paramètres estimés du modèle. Malgré sa simplicité, cette méthode présente deux désavantages : elle nécessite un temps de calcul important, à cause de l'inversion matricielle à chaque pas, et elle ne prend pas en compte les estimées précédentes des paramètres du régulateur. La deuxième méthode est la résolution récursive de l'équation (4-15). Du point de vue de la mise en œuvre, il s'agit d'implémenter deux algorithmes d'adaptation paramétrique, l'un servant à estimer $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ et l'autre servant à estimer $S(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$.

Le schéma de principe de la commande adaptative par placement de pôles est donné dans la Figure 4-2 :

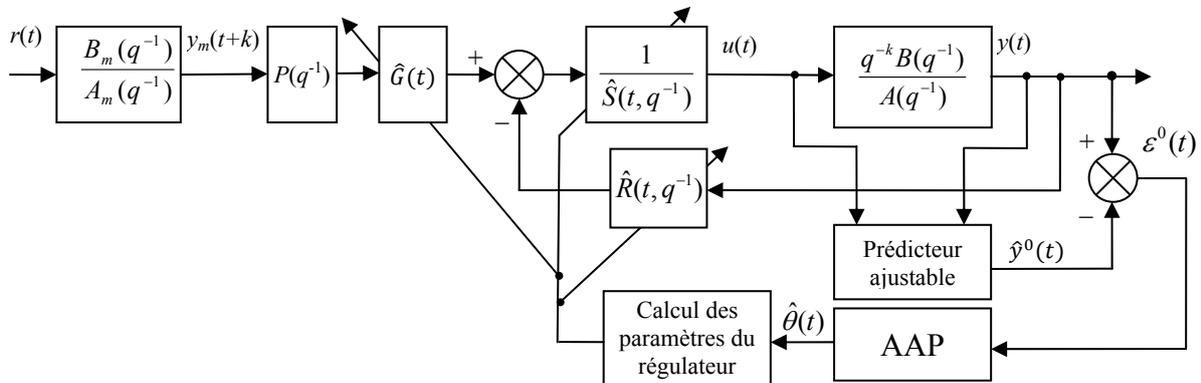


Figure4-2 : Schéma de la commande adaptative par placement de pôles

IV.3.3. Stabilité du schéma de commande adaptative par placement de pôles

Comme la commande adaptative par placement de pôles est réalisée par une approche indirecte, les conditions de stabilité du schéma de commande dépendent des propriétés de convergence de l'AAP et de la stabilisabilité du modèle estimé à savoir [Dug90] [Lar86] [Fus81] :

- 1- Bornitude des paramètres estimés : $\|\hat{\theta}(t)\| < N < \infty \forall t$
- 2- Variations faibles des paramètres estimés : $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\hat{\theta}(t+1) - \hat{\theta}(t)\| = 0$
- 3- Modèle estimé représentatif du comportement entrée/sortie :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{|\varepsilon^0(t+k)|}{[1 + \phi^T(t)F(t)\phi(t)]^{1/2}} = 0$$

- 4- Modèle estimé stabilisable : Conditions de solvabilité de l'équation (4-15)

IV.4. Application à la machine synchrone à aimants permanents

Dans cette partie nous appliquons la stratégie de commande adaptative par placement de pôles pour l'asservissement de vitesse d'une MSAP. Pour se faire nous remplaçons le régulateur PI de vitesse dans le schéma de la commande vectorielle par un régulateur adaptative à placement de pôles comme c'est montré dans la Figure 4-3. Les paramètres de ce régulateur sont ajustés en ligne en fonction des estimés du modèle du système à commander.

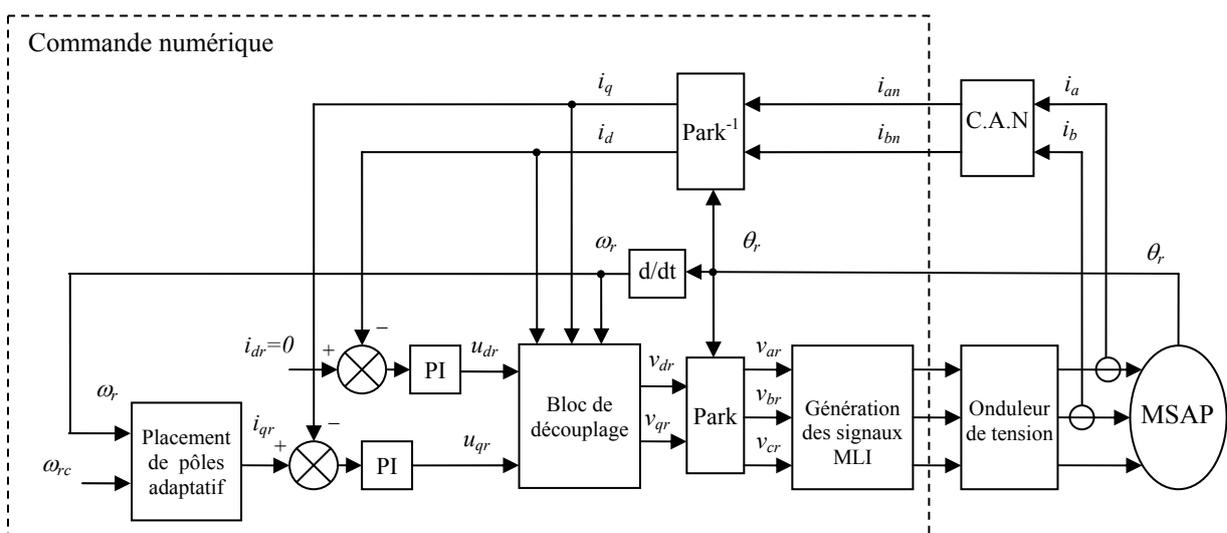


Figure 4-3 : structure de la commande adaptative par placement de pôles de la MSAP

IV.4.1. Estimation en ligne du modèle paramétrique du système

La détermination du modèle du système à commander et des performances en poursuite et en régulation est effectuée dans l'annexe C. Le modèle a la structure suivante :

$$\omega_r(t) = \frac{q^{-k} B(q^{-1})}{A(q^{-1})} i_{qr}(t) \quad (4-16)$$

où

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} \\ k &= 1 \end{aligned}$$

L'équation (4-16) se réécrit sous la forme suivante :

$$\omega_r(t+1) = \theta^T \phi(t) \quad (4-17)$$

où : θ et $\phi(t)$ sont respectivement le vecteur des paramètres et le vecteur des mesures. Ils sont donnés par :

$$\begin{aligned} \theta^T &= [a_1 \ a_2 \ b_0 \ b_1] \\ \phi^T(t) &= [-\omega_r(t) \ -\omega_r(t-1) \ -i_{qr}(t) \ -i_{qr}(t-1)] \end{aligned}$$

Dans le cas où le vecteur paramètres θ est inconnu ou variable dans le temps, nous le remplaçons par son estimé à l'instant t :

$$\hat{\theta}(t) = [\hat{a}_1(t) \ \hat{a}_2(t) \ \hat{b}_0(t) \ \hat{b}_1(t)]$$

Le prédicteur ajustable à priori du système (4-17) est :

$$\omega_r^0(t+1) = \hat{\theta}^T(t) \phi(t) \quad (4-18)$$

L'erreur de prédiction à priori est :

$$\varepsilon^0(t+1) = \omega_r(t+1) - \hat{\omega}_r^0(t+1) = \omega_r(t+1) - \hat{\theta}^T(t) \phi(t) \quad (4-19)$$

Pour estimer le vecteur θ à chaque pas d'échantillonnage, il ne reste qu'appliquer l'AAP des MCR de l'équation (3-24). Le profil du gain d'adaptation choisi est une combinaison entre le gain d'adaptation décroissant ($\lambda_1(t)=1$ et $\lambda_2(t)=1$) et le gain à trace constante ($\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ sont tel que $\text{tr}(F(t))=\text{tr}(F(t-1))$). Nous démarrons l'estimation avec un gain d'adaptation décroissant en choisissant $F(0)=GI[I]$ avec GI grand ($GI=100 : 10000$), ceci permet d'accélérer la convergence des paramètres au début de l'estimation. Quand la trace du gain sera égale ou inférieure à une certaine valeur ($\text{tr}(F(t))=0.1 : 1$), nous permutons vers le profil du gain à trace constante pour garantir une certaine capacité de poursuite des paramètres si ces derniers varient dans le temps.

Pour éliminer ou réduire l'effet d'une perturbation de charge sur les performances de la commande, il est préférable d'utiliser un modèle aux différences éventuellement filtré. C'est-à-dire nous remplaçons dans le modèle (4-16) $\omega_r(t)$ par $\Delta\omega_r(t) = \omega_r(t) - \omega_r(t-1)$ et $i_{qr}(t)$ par $\Delta i_{qr}(t) = i_{qr}(t) - i_{qr}(t-1)$ [M'sa86][Lan86a].

A chaque pas que nous obtenons $\hat{\theta}(t)$, les polynômes du modèle du système $\hat{A}(t, q^{-1})$ et $\hat{B}(t, q^{-1})$ sont donnés par :

$$\begin{aligned} \hat{A}(t, q^{-1}) &= 1 + \hat{a}_1(t)q^{-1} + \hat{a}_2(t)q^{-2} \\ \hat{B}(t, q^{-1}) &= \hat{b}_0(t) + \hat{b}_1(t)q^{-1} \end{aligned}$$

IV.4.2. Calcul du régulateur adaptatif par placement de pôles

La loi de commande adaptative par placement de pôles est donnée :

$$i_{qr}(t) = \frac{P(q^{-1})\hat{G}(t)\omega_m(t+1) - \hat{R}(t, q^{-1})\omega_r(t)}{\hat{S}(t, q^{-1})} \quad (4-20)$$

où :

$$\hat{G}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\hat{B}(t, 1)} & \text{si } \hat{B}(t, 1) \neq 0 \\ 1 & \text{si } \hat{B}(t, 1) = 0 \end{cases}$$

Les polynômes $\hat{R}(t, q^{-1})$ et $\hat{S}(t, q^{-1})$ sont solution de l'équation :

$$\hat{A}(t, q^{-1})\hat{S}(t, q^{-1}) + q^{-1}\hat{B}(t, q^{-1})\hat{R}(t, q^{-1}) = P(q^{-1}) \quad (4-21)$$

$P(q^{-1})$ est déterminé dans l'annexe C. Il a la forme suivante :

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2}$$

$\hat{R}(t, q^{-1})$ et $\hat{S}(t, q^{-1})$ sont donnés par :

$$\begin{aligned} \hat{R}(t, q^{-1}) &= \hat{r}_0(t) + \hat{r}_1(t)q^{-1} + \hat{r}_2(t)q^{-2} \\ \hat{S}(t, q^{-1}) &= \Delta(q^{-1})(1 + \hat{s}_1(t)q^{-1}) \end{aligned}$$

$\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$: Opérateur différence. Cet opérateur introduit une action intégrale qui permet d'obtenir une erreur statique nulle à une consigne ou perturbation en échelon.

L'équation (4-21) peut se mettre en forme matricielle comme suit :

$$\hat{M}(t)\hat{x}(t) = P \quad (4-22)$$

où :

$$\begin{aligned} \hat{x}(t)^T &= [1 \ \hat{s}_1(t) \ \hat{r}_0(t) \ \hat{r}_1(t) \ \hat{r}_2(t)] \\ P^T &= [1 \ p_1 \ p_2 \ 0 \ 0] \end{aligned}$$

$$\hat{M}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hat{a}_1(t) - 1 & 1 & \hat{b}_0(t) & 0 & 0 \\ \hat{a}_2(t) - \hat{a}_1(t) & \hat{a}_1(t) - 1 & \hat{b}_1(t) & \hat{b}_0(t) & 0 \\ -\hat{a}_2(t) & \hat{a}_2(t) - \hat{a}_1(t) & 0 & \hat{b}_1(t) & \hat{b}_0(t) \\ 0 & -\hat{a}_2(t) & 0 & 0 & \hat{b}_1(t) \end{bmatrix}$$

Si les conditions (i) et (ii) sont vérifiées à l'instant d'échantillonnage t , la matrice $\hat{M}(t)$ sera inversible et le vecteur des paramètres du régulateur sera donné par :

$$\hat{x}(t) = \hat{M}^{-1}(t)P \quad (4-23)$$

IV.5. Simulation et interprétation des résultats

La commande adaptative par placement de pôles est appliquée à la MSAP dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A. Le comportement de la machine est simulé en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink.

La Figure 4-4 représente les résultats de commande pour un test du démarrage suivi d'une application d'un couple de charge nominal. Les performances de la commande sont satisfaisantes. La vitesse suit bien sa référence (4000 tr/min) sans dépassement et la perturbation de charge est rapidement rejetée. Pour le même test, nous avons présenté les résultats d'estimation en ligne du modèle du système dans les figures 4-5, 4-6 et 4-7.

La Figure 4-5 présente la sortie réelle, la sortie estimée et l'erreur de prédiction à priori. Nous rappelons ici que nous avons estimé la différence de la vitesse $\Delta\omega_r$ et non pas la vitesse ω_r et ceci pour réduire l'effet de la perturbation de charge sur les performances de l'estimation. Nous constatons que la sortie réelle se coïncide avec celle estimée et l'erreur de prédiction tend vers zéro dès la première milliseconde. La Figure 4-6 montre l'évolution des paramètres estimés du modèle du système. Une convergence très rapide vers les paramètres réels est remarquée. Suite à une perturbation de charge, les paramètres estimés se modifient et convergent vers des valeurs différentes de celles des paramètres réels. Néanmoins cette différence entre les paramètres réels et ceux estimés n'influe pas sur l'erreur de prédiction qui reste au voisinage de zéro ni sur les performances de la commande. Nous déduisons que les perturbations de charge affectent les paramètres estimés mais la convergence de ces derniers vers les paramètres réels n'est pas une condition nécessaire pour garantir la stabilité du schéma de commande ou maintenir les performances désirées.

L'évolution du facteur de pondération $\lambda_1(t)$ et la trace du gain d'adaptation est présentée dans la Figure 4-7. Nous remarquons que l'estimation s'effectue en deux étapes : la première correspond à un gain d'adaptation décroissant. Le facteur $\lambda_1(t)$ est maintenu égal à 1 et la trace du gain d'adaptation décroît de 4000 jusqu'à 1. La période de cette étape qui est presque 1.5ms est suffisante pour assurer la convergence des paramètres comme c'est montré dans la Figure 4-6. La deuxième étape d'estimation correspond à un gain d'adaptation à trace constante, et elle entre en exécution dès que la trace du gain prend la première valeur inférieure ou égale à 1. La combinaison entre ces deux profils du gain d'adaptation a montré son efficacité en termes de rapidité et de précision d'estimation.

Les figures 4-8 et 4-9 présentent respectivement un test de poursuite de la consigne et un test d'inversion de sens de rotation. Les réponses montrent bien la capacité du régulateur adaptatif à faire suivre la vitesse angulaire les variations de la consigne sans dépassement ni agitation des grandeurs de la machine.

Les figures 4-10 et 4-11 illustrent respectivement l'influence des variations de l'inertie et du flux magnétique de la machine sur les performances de la commande. Pour montrer clairement l'influence de ces variations, la vitesse de consigne est choisie faible (10% de la vitesse nominale). Nous avons aussi introduit un couple de charge nominale ($C_r=5N.m$) à l'instant $t=0.4s$. Les deux tests montrent une augmentation du temps de réponse de la vitesse dans le cas d'une augmentation de l'inertie et une augmentation de l'amplitude du courant i_q dans le cas d'une diminution du flux magnétique ce qui est normal, mais ces variations n'influent pas sur l'action de la loi de commande qui assure un établissement sans dépassement de la vitesse et une rejection rapide de la perturbation de charge.

La Figure 4-12 présente une comparaison entre la commande linéaire par PI et la CAPP dans le cas des variations paramétriques. Les résultats de simulation confirment l'efficacité de la commande adaptative par placement de pôles en présence de ces variations ainsi que sa supériorité par rapport à la commande par PI en termes de poursuite de la référence et de rejection des perturbations de charge.

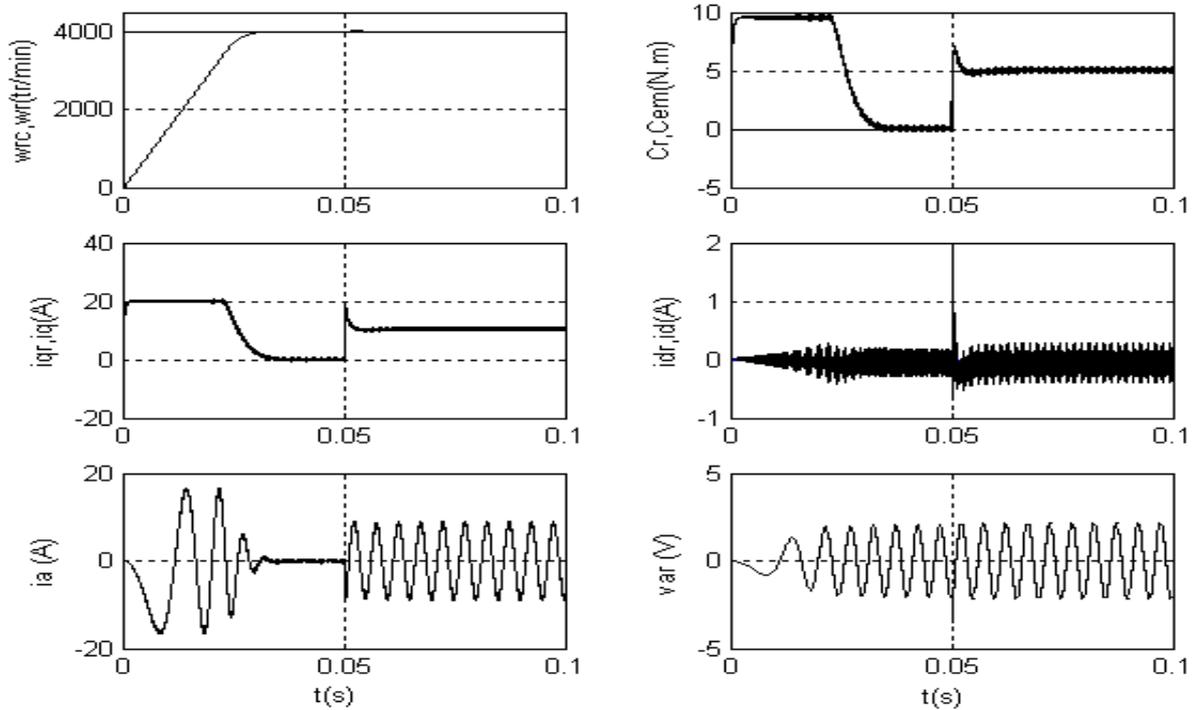


Figure 4-4 : Commande adaptative par placement de pôles : application du couple de charge

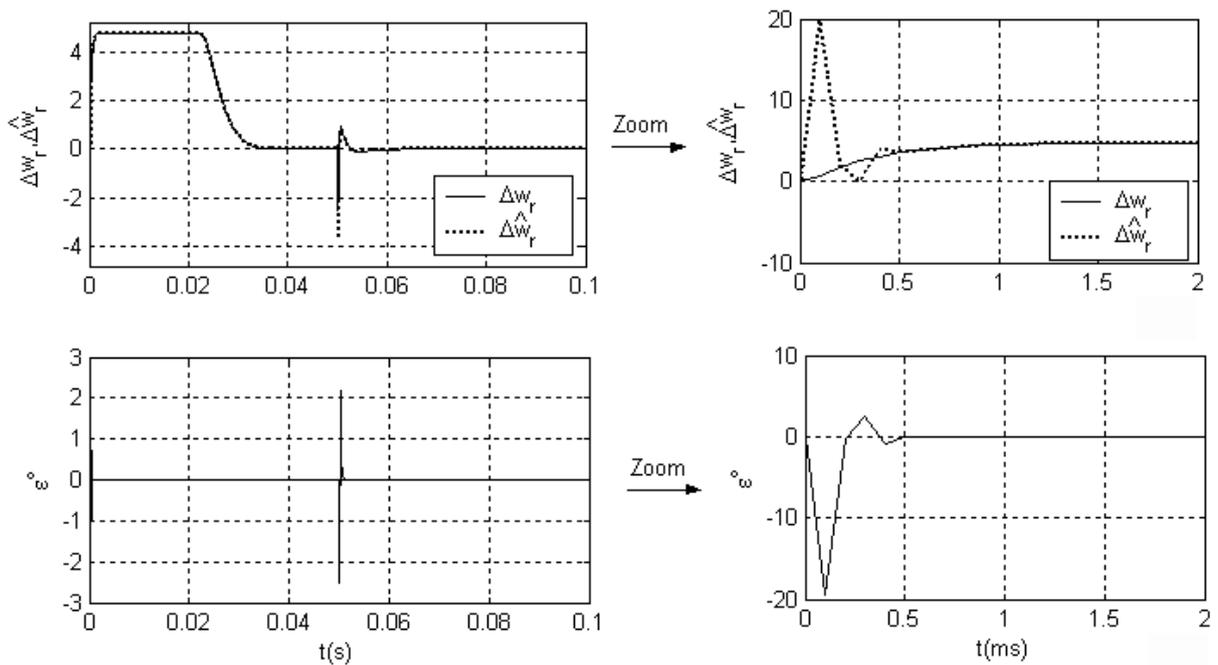


Figure 4-5 : Evolution de la sortie réelle, la sortie estimée et l'erreur de prédiction

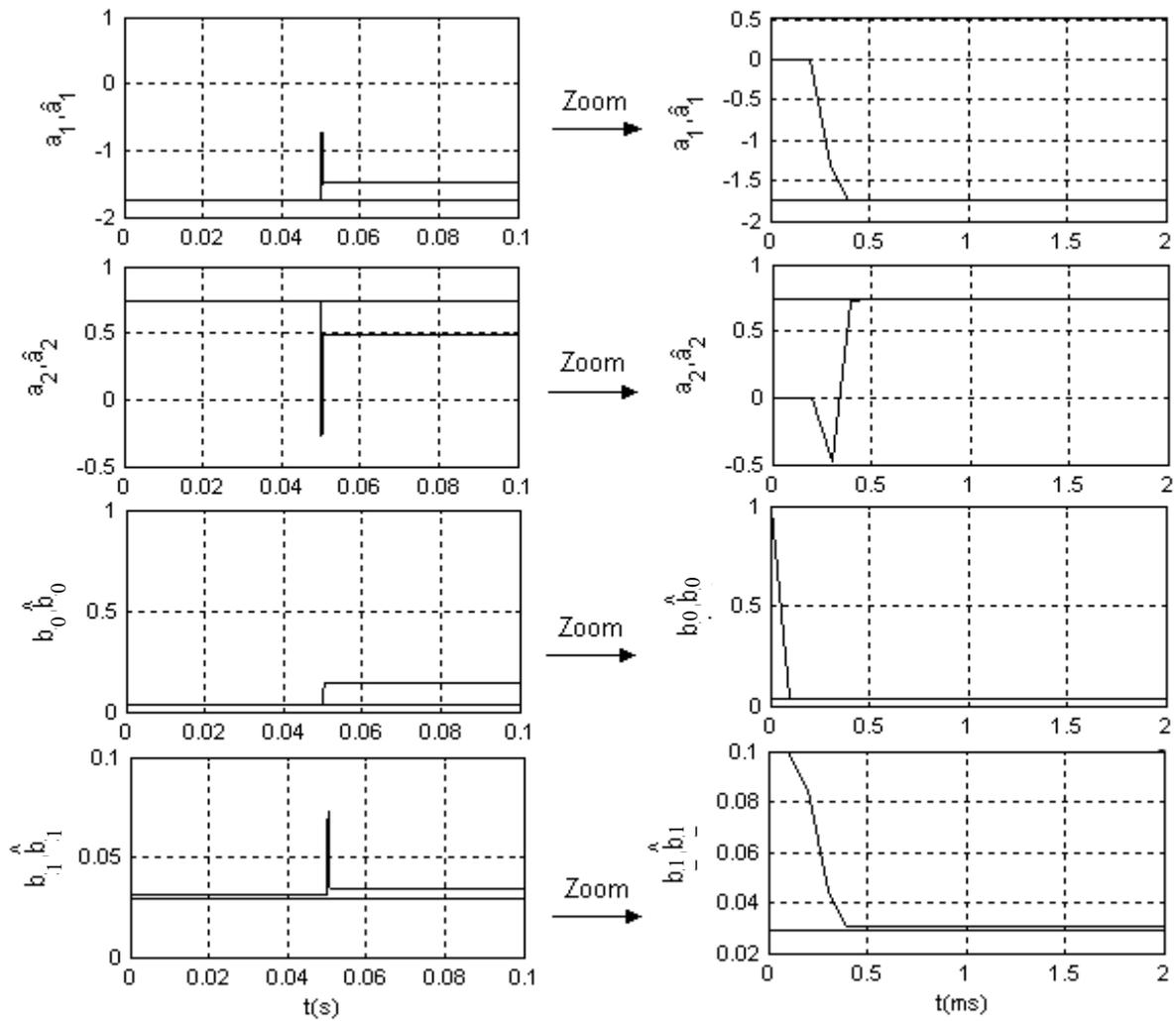


Figure 4-6 : Evolution des paramètres estimés

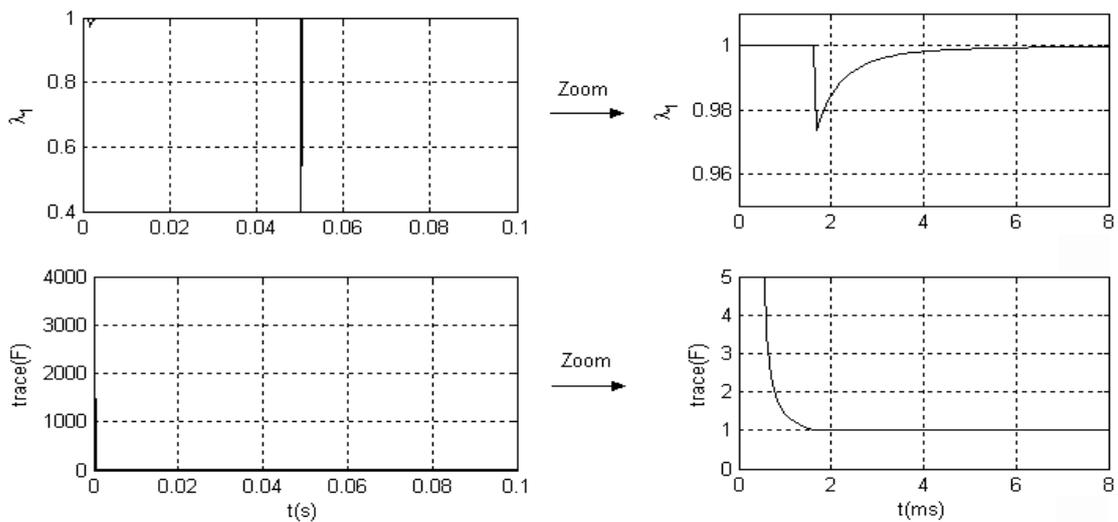


Figure 4-7 : Evolution du facteur de pondération $\lambda_1(t)$ et la trace du gain d'adaptation

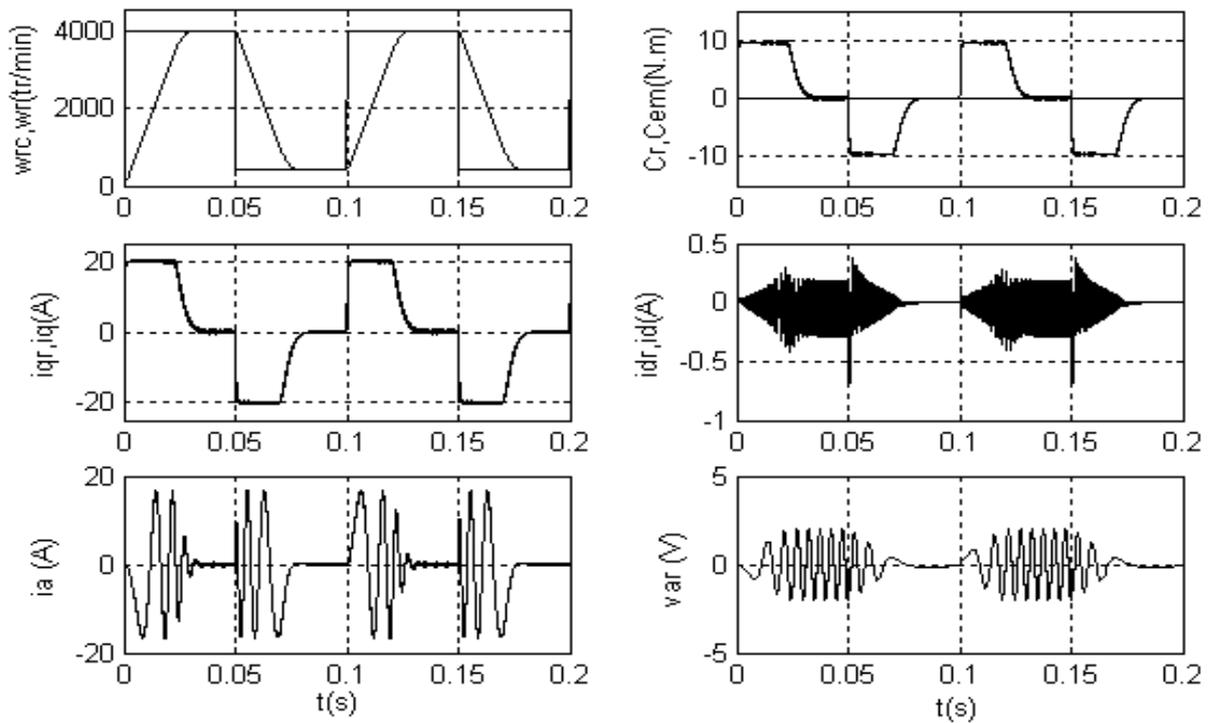


Figure 4-8 : Commande adaptative par placement de pôles : test de poursuite des variations de la consigne

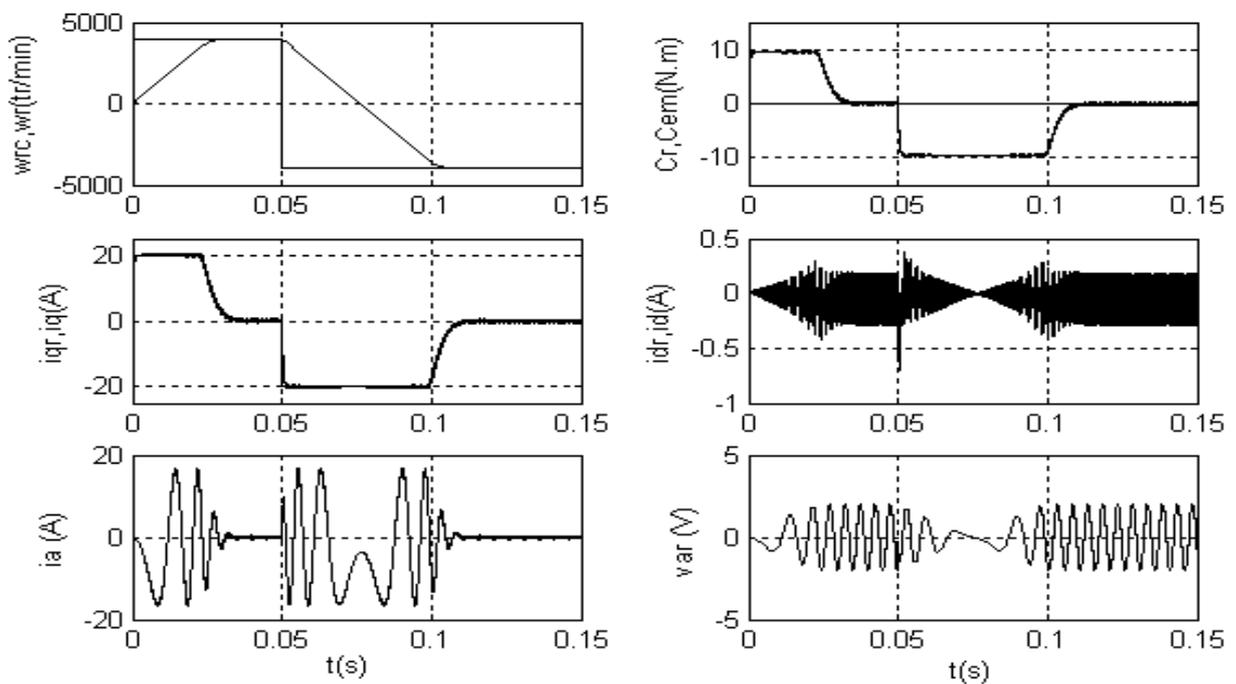


Figure 4-9 : Commande adaptative par placement de pôles : inversion de sens de rotation

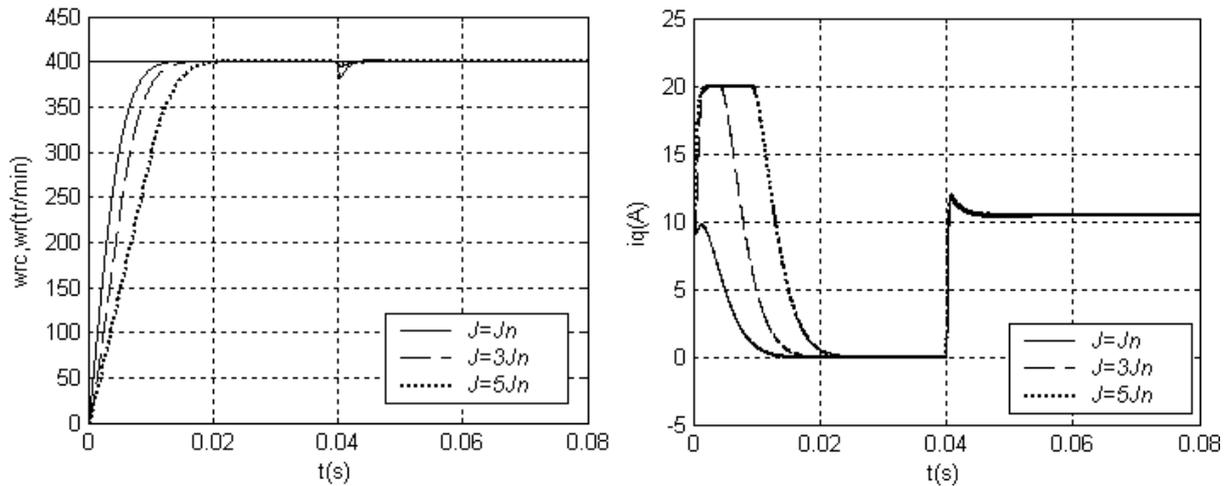


Figure 4-10 : Influence d'une augmentation de l'inertie sur la commande

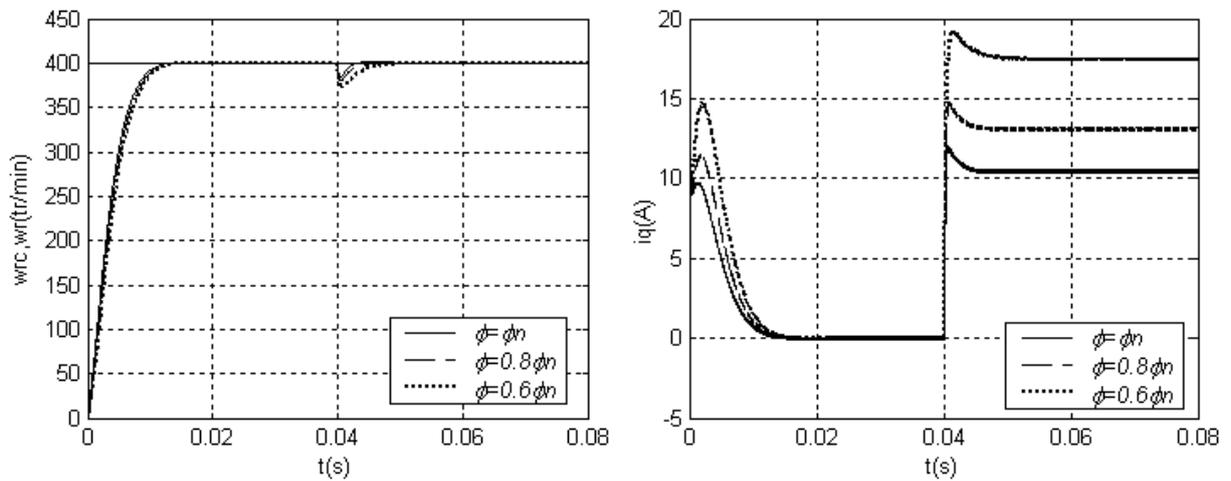
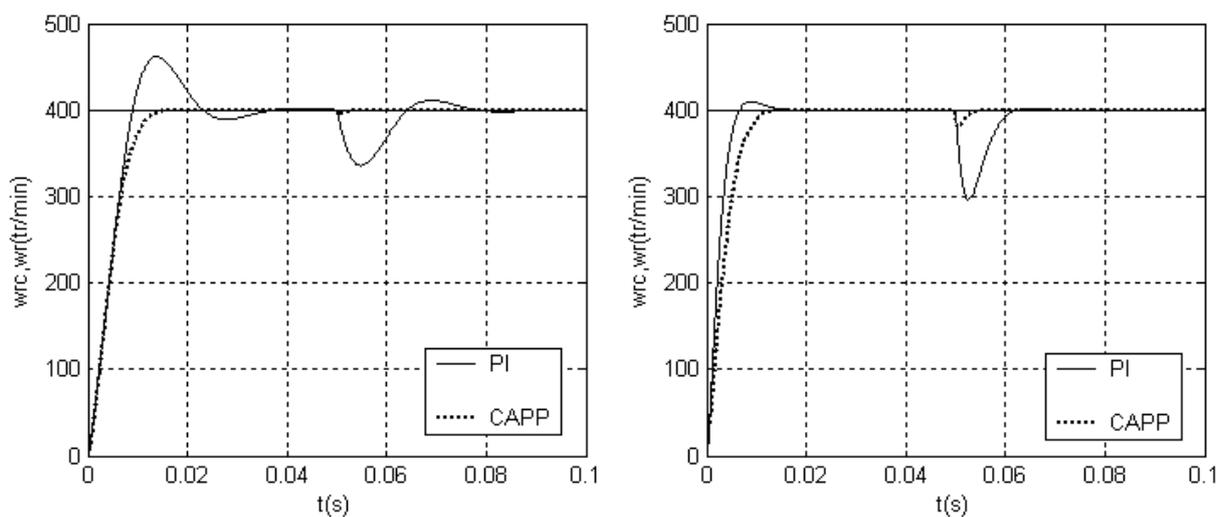


Figure 4-11 : Influence d'une diminution du flux magnétique sur la commande



a) Augmentation du moment d'inertie $J=3J_n$

b) Diminution du flux magnétique $\phi_f=0.8\phi_{fn}$

Figure 4-12 : Comparaison entre la commande par PI et la commande CAPP

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la stratégie de commande adaptative par placement de pôles et l'appliquée pour l'asservissement de vitesse d'une MSAP. Cette stratégie est une extension adaptative de la stratégie de commande par placement de pôles très connus dans le domaine de la commande linéaire. Elle est réalisée par une approche indirecte qui consiste à estimer en ligne les paramètres du modèle du système à commander puis les utilisés à chaque pas dans le calcul du régulateur. L'estimation est effectuée en utilisant l'algorithme des MCR avec une combinaison entre deux profils du gain d'adaptation à savoir : le gain décroissant et le gain à trace constante. Les résultats de simulation ont montré de bonnes performances en termes de poursuite de référence et rejection de perturbations de charge même dans le cas où les paramètres estimés convergent vers des valeurs différentes de celles des paramètres réels. Contrairement à la commande par PI, les performances désirées sont maintenues en présence des perturbations paramétriques ce qui confirme la supériorité et l'efficacité de la stratégie proposée. Notons, d'autre part que cette stratégie nécessite une puissance de calcul relativement importante notamment pour les systèmes surparamétrisés. Cependant, cet inconvénient tend à disparaître avec le développement de l'électronique digitale et la construction de micro-processeurs de grande vitesse.

Chapitre V

Poursuite et régulation adaptative de la machine synchrone à aimants permanents

V.1. Introduction

La commande adaptative par placement de pôles étudiée dans le chapitre précédent et réalisée par une approche indirecte nécessite une charge de calcul non négligeable puisqu'il est impératif de calculer le prédicteur en ligne puis les polynômes du régulateur. Pour palier ce problème, il est proposé dans ce chapitre une commande adaptative réalisée par une approche directe appelé Poursuite et régulation adaptative. L'objectif de cette commande est de réaliser asymptotiquement les performances désirées en poursuite et en régulation des systèmes variant dans le temps [Lan86a] [Dug90]. A ce propos, deux stratégies de commande adaptative sont étudiées et appliquées à l'asservissement de vitesse d'une MSAP à savoir : la poursuite et la régulation adaptative à objectifs indépendants (PRAOI) et la poursuite et la régulation adaptative avec pondération de l'entrée (PRAPE).

V.2. Poursuite et régulation à objectifs indépendants

La stratégie de commande Poursuite et régulation à objectifs indépendants (PROI) permet de calculer un régulateur en assurant un comportement désiré en poursuite (Poursuite d'une consigne) indépendamment du comportement désiré en régulation (rejet d'une perturbation). L'utilisation de cette stratégie demande que les zéros du système soient asymptotiquement stables [Lan93].

Le système à commander est représenté par le modèle suivant :

$$y(t) = \frac{q^{-k} B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t) \quad (5-1)$$

où $y(t)$ et $u(t)$ sont respectivement la sortie et l'entrée du système.

t : est le temps discret et q^{-1} représente l'opérateur du retard.

k : est le retard discret.

$A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont des polynômes en q^{-1} de degrés respectifs n et m de la forme :

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + \dots + b_m q^{-m} \end{aligned} \quad b_0 \neq 0.$$

Les objectifs de la commande sont spécifiés comme suit :

En poursuite, la commande $u(t)$ est calculée telle que :

$$y(t+k) = y_m(t+k) \quad (5-2)$$

$y_m(t+k)$ est la sortie désirée après k pas d'échantillonnage. Elle est engendrée par le modèle de référence suivant :

$$y_m(t+k) = \frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} r(t)$$

où $B_m(q^{-1})$ et $A_m(q^{-1})$ sont des polynômes de degrés respectifs n_{B_m} et n_{A_m} et $r(t)$ est une consigne de référence.

En régulation, la commande $u(t)$ est calculée telle que :

$$P(q^{-1})y(t+k) = 0 \quad (5-3)$$

$P(q^{-1})$ est un polynôme asymptotiquement stable de degré n_p et qui définit les pôles du système en boucle fermée :

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1q^{-1} + \dots + p_{n_p}q^{-n_p}$$

Les objectifs de poursuite (5-2) et de régulation (5-3) peuvent être mis ensemble sous la forme suivante :

$$P(q^{-1})[y(t+k) - y_m(t+k)] = 0 \quad (5-4)$$

Pour calculer la commande $u(t)$ qui vérifie l'objectif (5-4), nous devons établir le modèle de prédiction à k pas de la sortie filtrée suivante :

$$y_p(t+k) = P(q^{-1})y(t+k)$$

Pour se faire, l'identité polynomiale suivante est utilisée :

$$P(q^{-1}) = A(q^{-1})S'(q^{-1}) + q^{-k}R(q^{-1}) \quad (5-5)$$

L'équation (5-5) a une solution unique en $S'(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ quand leurs degrés respectifs sont $n_{S'} = k - 1$ et $n_R = \max(n, n_p - k)$. Ces polynômes auront les formes suivantes :

$$\begin{aligned} S'(q^{-1}) &= 1 + s'_1q^{-1} + \dots + s'_{k-1}q^{-k+1} \\ R(q^{-1}) &= r_0 + r_1q^{-1} + \dots + r_{n_R}q^{-n_R} \end{aligned}$$

En multipliant les deux membres de l'équation (5-5) par $y(t+k)$ et en tenant compte de l'équation (5-1), nous obtenons le modèle de prédiction suivant :

$$P(q^{-1})y(t+k) = S(q^{-1})u(t) + R(q^{-1})y(t) \quad (5-6)$$

où

$$S(q^{-1}) = S'(q^{-1})B(q^{-1}) = s_0 + s_1q^{-1} + \dots + s_{k+m-1}q^{-k-m+1}; \quad s_0 = b_0$$

En introduisant l'équation (5-6) dans l'équation (5-4), nous obtenons l'expression de la loi de commande assurant la poursuite et la régulation avec objectifs indépendants :

$$u(t) = \frac{P(q^{-1})y_m(t+k) - R(q^{-1})y(t)}{S(q^{-1})} \quad (5-7)$$

A cause de simplification des zéros du système (les racines du $B(q^{-1})$ inclus dans $S(q^{-1})$), la loi de commande assurant la poursuite et la régulation avec objectifs indépendants ne peut s'appliquer qu'aux systèmes ayant des zéros asymptotiquement stables connus sous le nom de systèmes à minimum de phase.

Nous définissons l'erreur de performance suivante :

$$\varepsilon^0(t+k) = P(q^{-1})[y(t+k) - y_m(t+k)] \quad (5-8)$$

Selon l'objectif de l'équation (5-4), $\varepsilon^0(t+k)$ est identiquement nulle si le régulateur est correctement ajusté. Cette erreur est donc une mesure de l'écart entre les performances désirées et réelles et sera utilisée ultérieurement pour l'adaptation automatique des paramètres du régulateur. Le schéma de la commande poursuite et régulation à objectifs indépendants est donné dans la Figure 5-1.

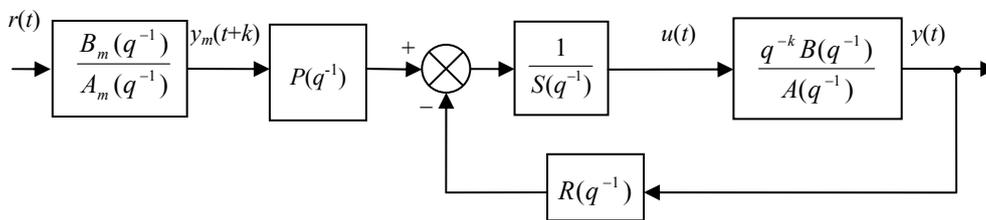


Figure 5-1 : Schéma de la commande poursuite et régulation à objectifs indépendants

V.3. Poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants

La stratégie poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants (PRAOI) est une extension adaptative pour le cas des paramètres inconnus ou variables dans le temps de la stratégie PROI. Elle permet de réaliser et maintenir les objectifs de poursuite et de régulation asymptotiquement [Lan86a]. La commande PRAOI peut être réalisée par une approche directe ou indirecte. Nous nous limitons dans ce travail à l'approche directe par modèle de référence car elle conduit à un algorithme de commande plus simple à mettre en œuvre et plus rapide en exécution.

En se basant sur le principe d'équivalence certaine, dans le cas adaptatif, le régulateur conserve la structure (5-7) mais les paramètres fixes vont être remplacés par des paramètres ajustables, ce qui nous conduit à une loi de commande :

$$u(t) = \frac{P(q^{-1})y_m(t+k) - \hat{R}(t, q^{-1})y(t)}{\hat{S}(t, q^{-1})} \quad (5-9)$$

où

$$\begin{aligned} \hat{R}(t, q^{-1}) &= \hat{r}_0(t) + \hat{r}_1(t)q^{-1} + \dots + \hat{r}_{n_R}(t)q^{-n_R} \\ \hat{S}(t, q^{-1}) &= \hat{s}_0(t) + \hat{s}_1(t)q^{-1} + \dots + \hat{s}_{k+m-1}(t)q^{-k-m+1} \end{aligned}$$

$\hat{R}(q^{-1})$ et $\hat{S}(q^{-1})$ sont des polynômes dont les coefficients variables dans le temps correspondront aux estimés des vrais paramètres du régulateur.

En définissant le vecteur des paramètres estimés du régulateur $\hat{\theta}(t)$ et le vecteur des mesures $\phi(t)$:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}^T(t) &= [\hat{s}_0(t) \dots \hat{s}_{k+m-1}(t) \hat{r}_0(t) \dots \hat{r}_{n_R}(t)] \\ \phi^T(t) &= [u(t) \dots u(t-k-m+1) y(t) \dots y(t-n_R)]\end{aligned}$$

l'équation (5-9) du régulateur se réécrit:

$$P(q^{-1})y_m(t+k) = \hat{\theta}^T(t+k-1)\phi(t) \quad (5-10)$$

En tenant compte de l'équation (5-10), l'erreur de performance de l'équation (5-8) devient :

$$\varepsilon^0(t+k) = P(q^{-1})y(t+k) - \hat{\theta}^T(t+k-1)\phi(t) \quad (5-11)$$

Dans ce cas $\varepsilon^0(t+k)$ est une fonction des paramètres estimés du régulateur. Les performances en poursuite et en régulation peuvent être réalisées asymptotiquement en imposant comme objectif :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon^0(t+k) = 0 \quad \forall \varepsilon^0(0), \hat{\theta}(0) \quad (5-12)$$

Pour calculer la commande, il ne reste qu'appliquer l'AAP des moindres carrés récursifs suivant :

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t-k+1)\varepsilon(t+1) \\ F(t+1) &= \frac{1}{\lambda_1(t)} \left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t-k+1)\phi(t-k+1)^T F(t)}{(\lambda_1(t)/\lambda_2(t)) + \phi(t-k+1)^T F(t)\phi(t-k+1)} \right] \\ \varepsilon(t+1) &= \frac{\varepsilon^0(t+1)}{1 + \phi(t-k+1)^T F(t)\phi(t-k+1)} \\ 0 < \lambda_1(t) \leq 1 \quad 0 < \lambda_2(t) \leq \lambda < 2 \quad F(0) > 0\end{aligned} \quad (5-13)$$

L'erreur de performance $\varepsilon^0(t+k)$ est utilisée comme erreur d'adaptation à priori pour estimer directement les paramètres du régulateur. En se basant sur le théorème de stabilité des AAP donné dans l'annexe B, l'algorithme (5-13) assure que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t+k) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\varepsilon^0(t+k)}{1 + \phi^T(t)F(t)\phi(t)} = 0 \quad (5-14)$$

Une analyse complémentaire permet de conclure que $\phi(t)$ est borné et donc (5-14) implique (5-12) [Dug90].

Le schéma du système de commande de poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants est donné dans la Figure 5-2.

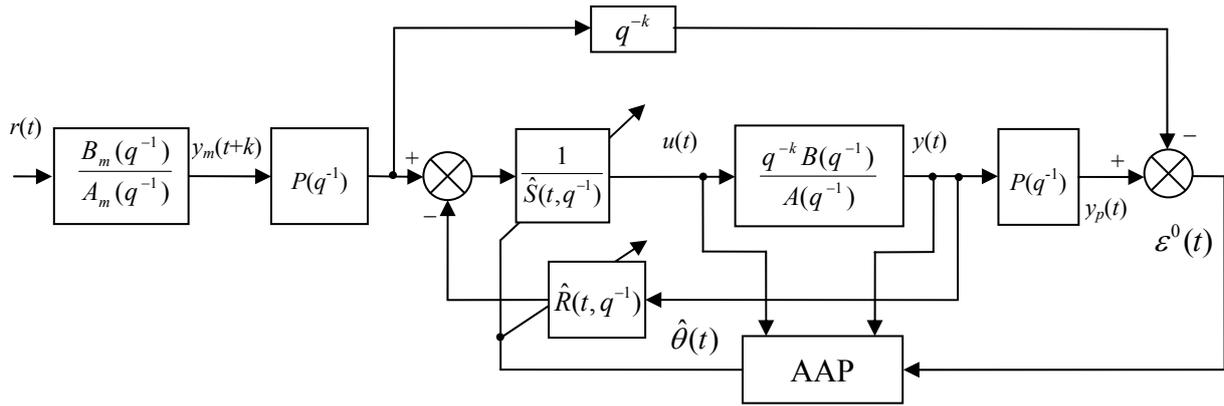


Figure 5-2 : Poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants de la MSAP

La stabilité globale de ce type de schéma est assurée moyennant les hypothèses suivantes :

- 1- les zéros de $B(q^{-1})$ sont dans $|q| < 1$ (à l'intérieur du cercle unité).
- 2- le retard k du procédé est connu
- 3- des bornes supérieures pour les degrés des polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont connues
- 4- $\hat{b}_0(t) > \varepsilon > 0 \quad \forall t$ pour éviter la division par zéro.

V.4. Poursuite et régulation avec pondération de l'entrée

Cette commande est une extension de la stratégie de "Poursuite et régulation à objectifs indépendants" aux modèles échantillonnés de systèmes ayant des zéros stables ou instables. Cette extension s'obtient par une pondération de l'énergie de commande [Fav86] [Ram01]. La stratégie PROI assure la satisfaction de l'objectif de commande spécifié par l'équation (5-4), mais elle peut aussi être vue comme une commande à minimisation du critère quadratique suivant :

$$J(t+k) = [P(q^{-1})[y(t+k) - y_m(t+k)]]^2 \quad (5-15)$$

En introduisant une pondération de l'énergie de commande dans le critère (5-15), nous obtenons le critère à minimiser par la stratégie Poursuite et Régulation avec Pondération de l'Entrée (PRPE) :

$$J_Q(t+k) = [P(q^{-1})[y(t+k) - y_m(t+k)] + Q(q^{-1})u(t)]^2 \quad (5-16)$$

$Q(q^{-1})$ est une fonction en q^{-1} choisie en générale de la forme suivante :

$$Q(q^{-1}) = \frac{\lambda(1 - q^{-1})}{1 + \alpha q^{-1}}$$

où λ pondère les variations de l'entrée (commande) du système et $(1 + \alpha q^{-1})$ introduit un filtrage.

En tenant compte de l'équation (5-6) le critère de l'équation (5-16) se réécrit :

$$J_Q(t+k) = [S(q^{-1})u(t) + R(q^{-1})y(t) - P(q^{-1})y_m(t+k) + Q(q^{-1})u(t)]^2 \quad (5-17)$$

La minimisation du critère de l'équation (5-17) s'obtient en cherchant $u(t)$ tel que :

$$\left. \frac{\partial J_Q(t+k)}{\partial u(t)} \right|_{u(t)=u_{opt}} = 0$$

ce qui nous conduit à la loi de commande PRPE suivante :

$$u(t) = \frac{P(q^{-1})y_m(t+k) - R(q^{-1})y(t)}{S(q^{-1}) + Q(q^{-1})} \quad (5-18)$$

Le système à commander en boucle fermée est caractérisé par les équations suivantes :

$$y(t) = \frac{q^{-k}B(q^{-1})}{Q(q^{-1})A(q^{-1}) + B(q^{-1})P(q^{-1})} P(q^{-1})y_m(t+k) \quad (5-19)$$

$$u(t) = \frac{A(q^{-1})P(q^{-1})}{Q(q^{-1})A(q^{-1}) + B(q^{-1})P(q^{-1})} y_m(t+k) \quad (5-20)$$

A partir des équations (5-18) (5-19) et (5-20), nous tirons les remarques suivantes :

- si $Q(q^{-1}) = 0$ la commande PRPE revient à celle d'une PROI.
- la loi de commande PRPE ne simplifie pas les zéros du système, elle est donc applicable aux systèmes à non minimum de phase.
- la stabilité du système en boucle fermée et la bornitude du signal de commande dépendent de la pondération $Q(q^{-1})$. Les paramètres de cette dernière doivent être choisis tels que le polynôme $[Q(q^{-1})A(q^{-1}) + B(q^{-1})P(q^{-1})]$ définissant les pôles du système en boucle fermée soit asymptotiquement stable.

Le schéma de commande Poursuite et régulation avec pondération de l'entrée est donné dans la Figure 5-3.

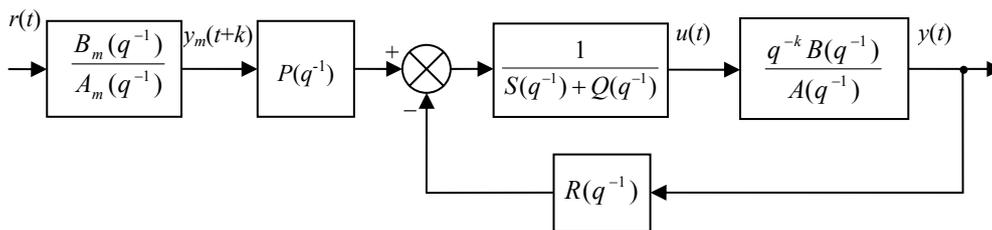


Figure 5-3 : Poursuite et régulation avec pondération de l'entrée

V.5. Poursuite et régulation adaptative avec pondération de l'entrée

Nous procéderons de la même manière que dans le cas de la stratégie PRAOI. Le régulateur garde la même structure de l'équation (5-18) et ses paramètres fixes qui sont dans ce cas inconnu seront remplacés par des paramètres estimés en ligne.

La loi de commande de la stratégie poursuite et régulation adaptative avec pondération de l'entrée (PRAPE) est donnée :

$$u(t) = \frac{P(q^{-1})y_m(t+k) - \hat{R}(t, q^{-1})y(t)}{\hat{S}(t, q^{-1}) + Q(q^{-1})} \quad (5-21)$$

où $\hat{R}(t, q^{-1})$ et $\hat{S}(t, q^{-1})$ sont des polynômes dont les coefficients sont les paramètres ajustés en ligne du régulateur adaptatif :

$$\begin{aligned} \hat{R}(t, q^{-1}) &= \hat{r}_0(t) + \hat{r}_1(t)q^{-1} + \dots + \hat{r}_{n_R}(t)q^{-n_R} \\ \hat{S}(t, q^{-1}) &= \hat{s}_0(t) + \hat{s}_1(t)q^{-1} + \dots + \hat{s}_{k+m-1}(t)q^{-k-m+1} \end{aligned}$$

Définissons une référence généralisée :

$$\tilde{y}_m(t+k) = P(q^{-1})y_m(t+k) - Q(q^{-1})u(t) \quad (5-22)$$

l'équation (5-21) du régulateur se réécrit:

$$\tilde{y}_m(t+k) = \hat{\theta}^T(t+k-1)\phi(t) \quad (5-23)$$

où $\hat{\theta}^T(t)$ et $\phi(t)$ sont respectivement le vecteur des paramètres estimés et le vecteur des mesures donnés par :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}^T(t) &= [\hat{s}_0(t) \dots \hat{s}_{k+m-1}(t) \hat{r}_0(t) \dots \hat{r}_{n_R}(t)] \\ \phi^T(t) &= [u(t) \dots u(t-k-m+1) y(t) \dots y(t-n_R)] \end{aligned}$$

Dans le cas des paramètres connus, l'erreur de performance donnée par :

$$\varepsilon^0(t+k) = P(q^{-1})y(t+k) - \tilde{y}_m(t+k) \quad (5-24)$$

est identiquement nulle si les paramètres du régulateur sont correctement ajustés. Dans le cas des paramètres inconnus, nous posons comme objectif :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon^0(t+k) = 0 \quad (5-25)$$

Pour l'ajustement en ligne des paramètres du régulateur, l'algorithme d'adaptation paramétrique donné par (5-13) est utilisé avec la variable $\varepsilon^0(t+k)$ comme erreur d'adaptation à priori. L'application du théorème de stabilité des AAP donné dans l'annexe B, conduit à la convergence de l'erreur d'adaptation à posteriori :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t+k) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\varepsilon^0(t+k)}{1 + \phi^T(t)F(t)\phi(t)} = 0 \quad (5-26)$$

Le schéma du système de commande poursuite et régulation adaptative avec pondération de l'entrée de la MSAP est donné dans la Figure 5-4.

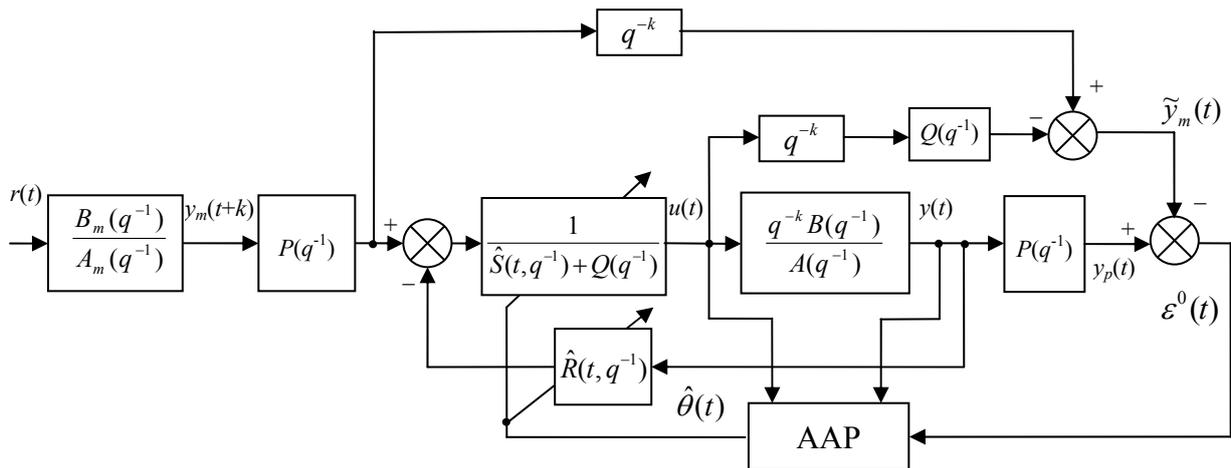


Figure 5-4 : Schéma de commande poursuite et régulation adaptative avec pondération de l'entrée

La stabilité globale de ce type de schéma est assurée moyennant les hypothèses suivantes [Lan86a] [Dug90][Nai97][Nai04] :

- les zéros de $[Q(q^{-1})A(q^{-1}) + B(q^{-1})P(q^{-1})]$ sont à l'intérieur du cercle unité.
- le retard k du système est connu.
- des bornes supérieures pour les degrés des polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont connues.

V.6. Application de la commande poursuite et régulation adaptative à la MSAP

Dans cette partie, nous allons appliquer les stratégies de poursuite et régulation adaptative étudiées dans ce chapitre pour l'asservissement de vitesse d'une MSAP. Pour se faire, la même structure de commande et les mêmes paramètres concernant le réglage des courants ou la commande de l'onduleur sont adoptés que dans le cas de la commande vectorielle de la MSAP (chapitre II), à l'exception que le régulateur PI de vitesse soit remplacé par un régulateur assurant la poursuite et la régulation adaptative de la vitesse. La structure de commande adoptée est montrée dans la Figure 5-5.

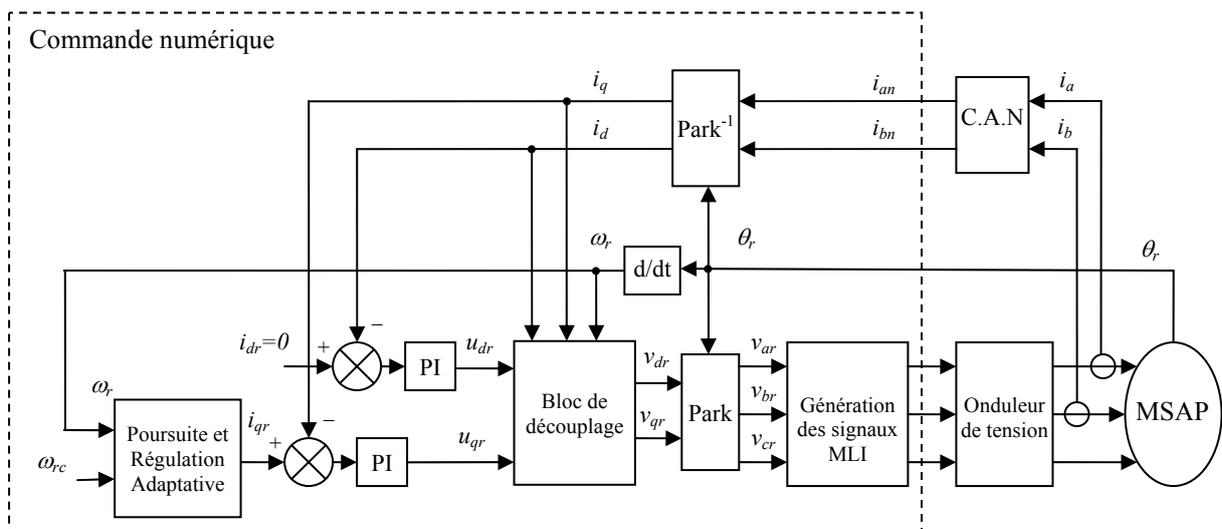


Figure 5-5 : structure de la commande Poursuite et régulation adaptative de la MSAP

L'élaboration du modèle échantillonné du système à commander et la spécification des performances désirées ont été effectuées dans l'annexe D.

Le modèle du système à commander est donné par :

$$\omega_r(t) = \frac{q^{-k} B(q^{-1})}{A(q^{-1})} i_{qr}(t) \quad (5-27)$$

où

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} \quad ; \quad b_0 \neq 0 \\ k &= 1 \end{aligned}$$

Nous supposons que a_1 , a_2 , b_0 et b_1 sont inconnus ou variables dans le temps.

V.6.1. Application de la commande PRAOI

La loi de commande PRAOI est donnée par l'expression :

$$i_{qr}(t) = \frac{P(q^{-1})\omega_m(t+1) - \hat{R}(t, q^{-1})\omega_r(t)}{\hat{S}(t, q^{-1})} \quad (5-28)$$

$\omega_m(t+1)$ est la vitesse désirée de la machine après un pas d'échantillonnage de l'application de la commande $u(t)$.

$P(q^{-1})$ est le polynôme spécifiant la dynamique de régulation, il est donné par :

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2}$$

$\hat{R}(t, q^{-1})$ et $\hat{S}(t, q^{-1})$ sont des polynômes dont les coefficients sont les paramètres ajustables du régulateur adaptatif. En introduisant l'opérateur de différence $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ afin d'annuler toute erreur statique vis à vis d'une consigne ou d'une perturbation échelon, nous aurons :

$$\begin{aligned} \hat{R}(t, q^{-1}) &= \hat{r}_0(t) + \hat{r}_1(t)q^{-1} + \hat{r}_2(t)q^{-2} \\ \hat{S}(t, q^{-1}) &= \Delta(q^{-1})(\hat{s}_0(t) + \hat{s}_1(t)q^{-1}) \end{aligned}$$

L'équation de la loi de commande (5-28) peut se mettre sous la forme :

$$P(q^{-1})\omega_m(t+1) = \hat{\theta}^T(t)\phi(t) \quad (5-29)$$

où $\hat{\theta}^T(t)$ et $\phi(t)$ sont respectivement le vecteur des paramètres estimés et le vecteur des mesures donnés par :

$$\hat{\theta}^T(t) = [\hat{s}_0(t) \hat{s}_1(t) \hat{r}_0(t) \hat{r}_1(t) \hat{r}_2(t)] \quad (5-30)$$

$$\phi^T(t) = [\Delta i_{qr}(t) \Delta i_{qr}(t-1) \omega_r(t) \omega_r(t-1) \omega_r(t-2)] \quad (5-31)$$

L'erreur de performance est :

$$\varepsilon^\circ(t+1) = P(q^{-1})[\omega_r(t+1) - \omega_m(t+1)] = P(q^{-1})\omega_r(t+1) - \hat{\theta}^T(t)\phi(t) \quad (5-32)$$

Pour estimer en ligne les paramètres du régulateur, il ne reste qu'à appliquer l'algorithme des MCR donné par (5-13) en utilisant $\varepsilon^\circ(t+1)$ comme erreur d'adaptation a priori.

L'initialisation du l'algorithme MCR est comme suit :

$$\begin{aligned}\hat{\theta}^T(0) &= [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\ F(0) &= GI \ [I] \ (GI=100 :10000)\end{aligned}$$

L'estimation est démarrée avec le profil du gain d'adaptation décroissant ($\lambda_1(t)=1$ et $\lambda_2(t)=1$) afin d'accélérer la convergence des paramètres du régulateur. Quand la trace du gain atteint une certaine valeur ($\text{tr}(F(t))=0.1 :1$), nous permutons vers le profil du gain à trace constante ($\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ sont tel que $\text{tr}(F(t))=\text{tr}(F(t-1))$) pour garantir une certaine capacité de poursuite quand les paramètres du système varient dans le temps.

V.6.2. Application de la commande PRAPE

La loi de commande PRAPE est donnée par l'expression :

$$i_{qr}(t) = \frac{P(q^{-1})\omega_m(t+1) - \hat{R}(t, q^{-1})\omega(t)}{\hat{S}(t, q^{-1}) + Q(q^{-1})} \quad (5-33)$$

où $Q(q^{-1})$ est donné par l'expression :

$$Q(q^{-1}) = \frac{\lambda(1 - q^{-1})}{1 + \alpha q^{-1}}$$

En définissant une référence généralisée :

$$\tilde{\omega}_m(t+1) = P(q^{-1})\omega_m(t+1) - Q(q^{-1})u(t) \quad (5-34)$$

l'équation (5-33) de la loi de commande PRAPE se réécrit:

$$\tilde{\omega}_m(t+1) = \hat{\theta}^T(t)\phi(t) \quad (5-35)$$

où $\hat{\theta}^T(t)$ et $\phi(t)$ sont respectivement le vecteur des paramètres estimés et le vecteur des mesures donnés par (5-30) et (5-31).

Pour estimer en ligne les paramètres du $\hat{\theta}(t)$ nous appliquons l'AAP des MCR donné par (5-13) en utilisant comme erreur d'adaptation à priori la variable suivante :

$$\varepsilon^\circ(t+1) = P(q^{-1})\omega_r(t+1) - \tilde{\omega}_m(t+1) \quad (5-36)$$

Nous adoptons le même choix du gain d'adaptation et les mêmes paramètres d'initialisation que dans le cas de la commande PRAOI.

V.7. Simulations et interprétation des résultats

Les stratégies de commande PRAOI et PRAPE sont appliquées pour l'asservissement de la vitesse de la MSAP dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A. le fonctionnement de la machine est simulé en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink et la structure de commande est celle de la Figure 5-5. L'onduleur de tension utilisé pour la conduite de la MSAP est commandé par MLI échantillonné symétrique. La fréquence de commutation est de 20kHz et la période d'échantillonnage est choisie à 0.1ms.

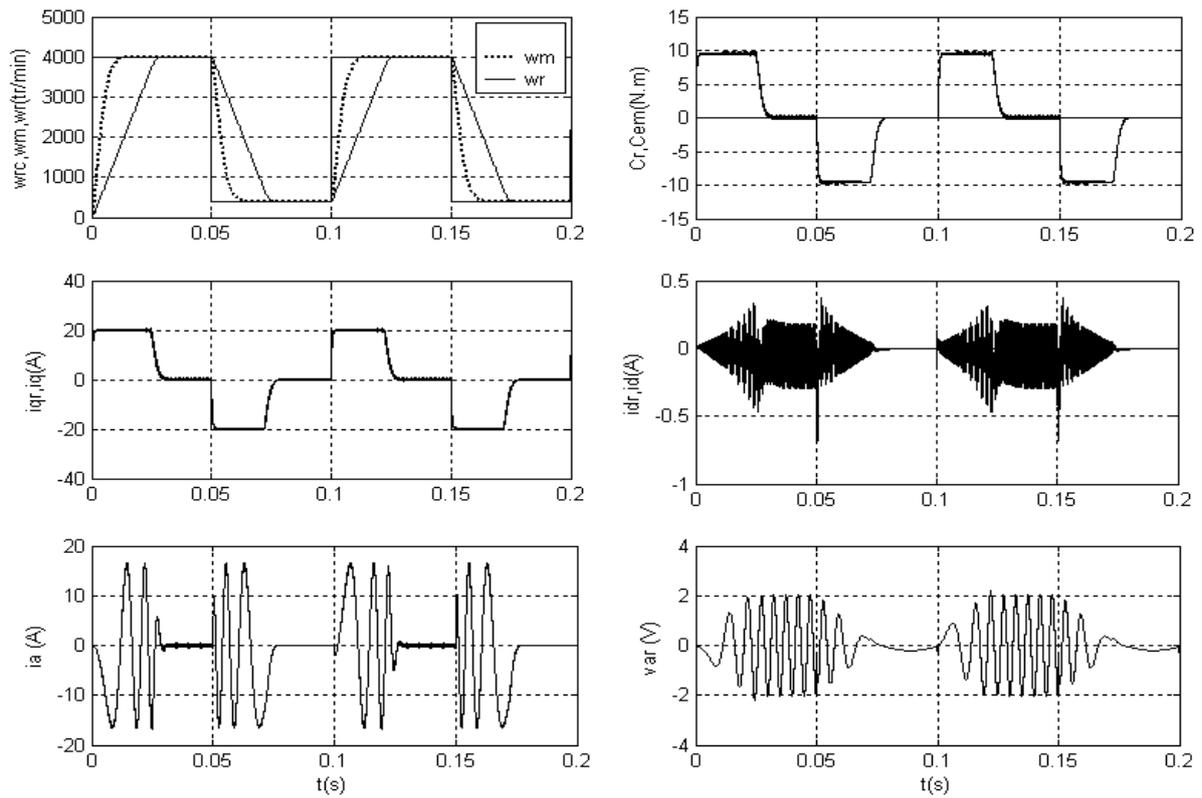


Figure 5-6 : Stratégie PRAOI : Test de poursuite des variations de la consigne

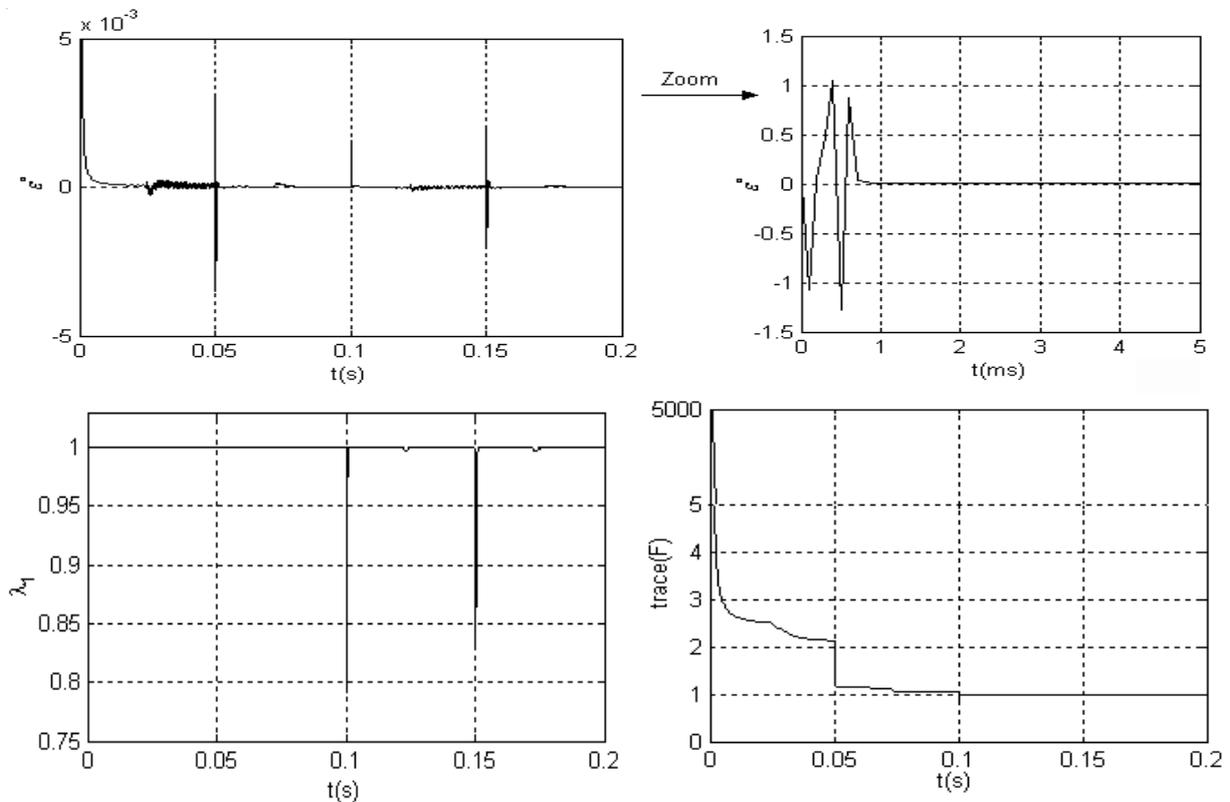


Figure 5-7 : Stratégie PRAOI : Evolution de l'erreur de performance, du facteur de pondération $\lambda_1(t)$ et de la trace du gain d'adaptation pour un test de poursuite de la consigne

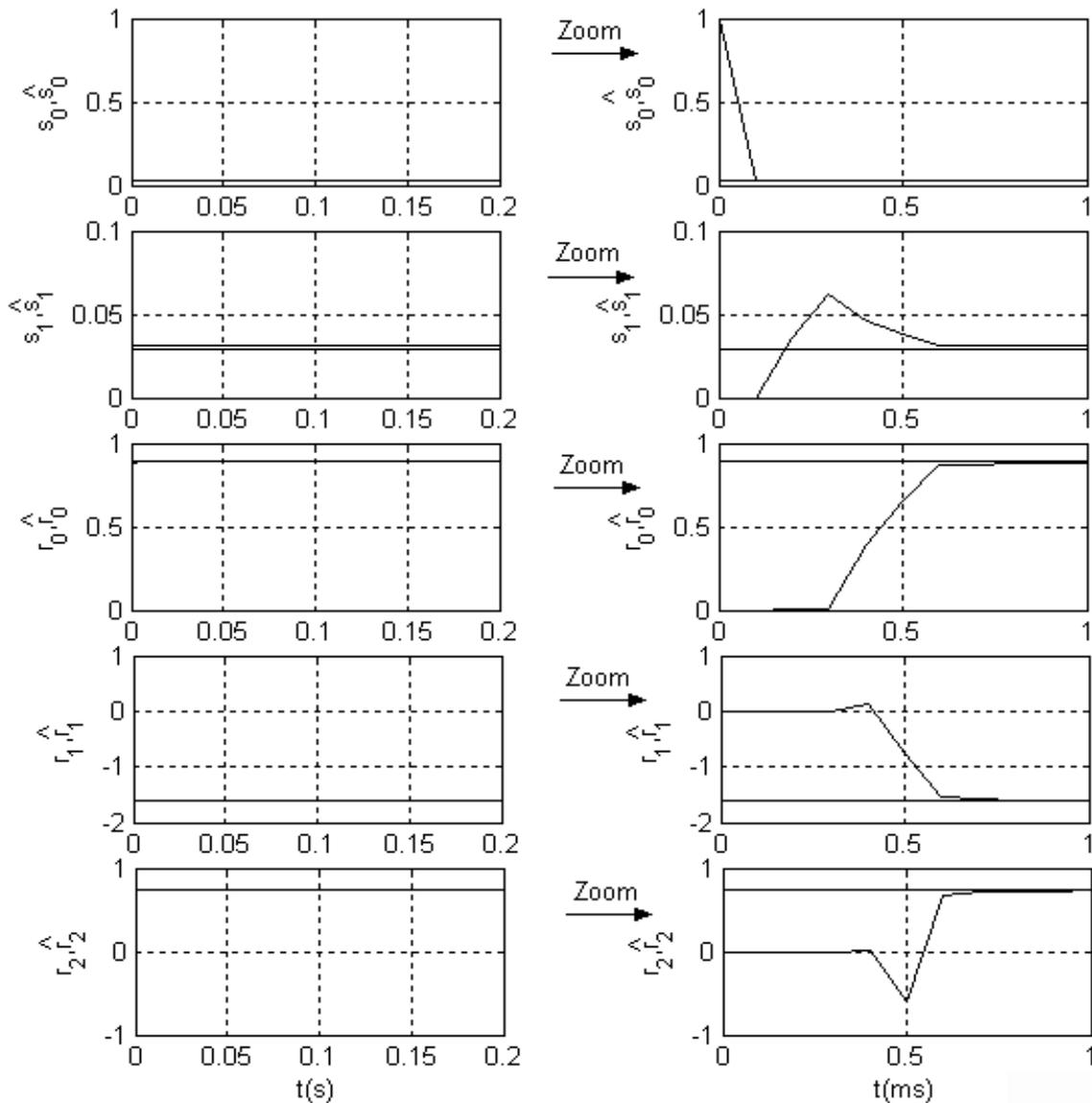


Figure 5-8 : Stratégie PRAOI : Evolution des paramètres estimés du régulateur pour un test de poursuite de la consigne

Les résultats de simulation de la stratégie PRAOI pour un test de poursuite des variations de la consigne sont présentés dans les figures 5-6, 5-7 et 5-8. Nous constatons que les grandeurs de la machine présentent une réponse acceptable et la poursuite des variations de la consigne de vitesse est satisfaisante. Le décalage entre la vitesse ω_r et sa référence ω_m en régime transitoire est dû à la saturation du courant i_q à 20 A. Le couple électromagnétique C_{em} est bien contrôlé et le courant i_d reste au voisinage du zéro. L'erreur de performance montrée dans la Figure 5-7 tend vers zéro et la trace du gain d'adaptation passe de 5000 à une valeur de 1 pendant une période de 0.1s. Cette période correspond à une estimation avec un gain d'adaptation décroissant ; le facteur $\lambda_1(t)$ est maintenu à 1. A partir de l'instant 0.1s, $\lambda_1(t)$ sera ajusté de façon à garder la trace du gain égale à 1 ce qui correspond à un gain d'adaptation à trace constante. La Figure 5-8 illustre l'évolution des paramètres estimés du régulateur pendant le test de poursuite de la référence. Nous remarquons que les paramètres

estimés convergent rapidement vers leurs vraies valeurs qui assurent la poursuite et la régulation à objectifs indépendants de la vitesse de la machine.

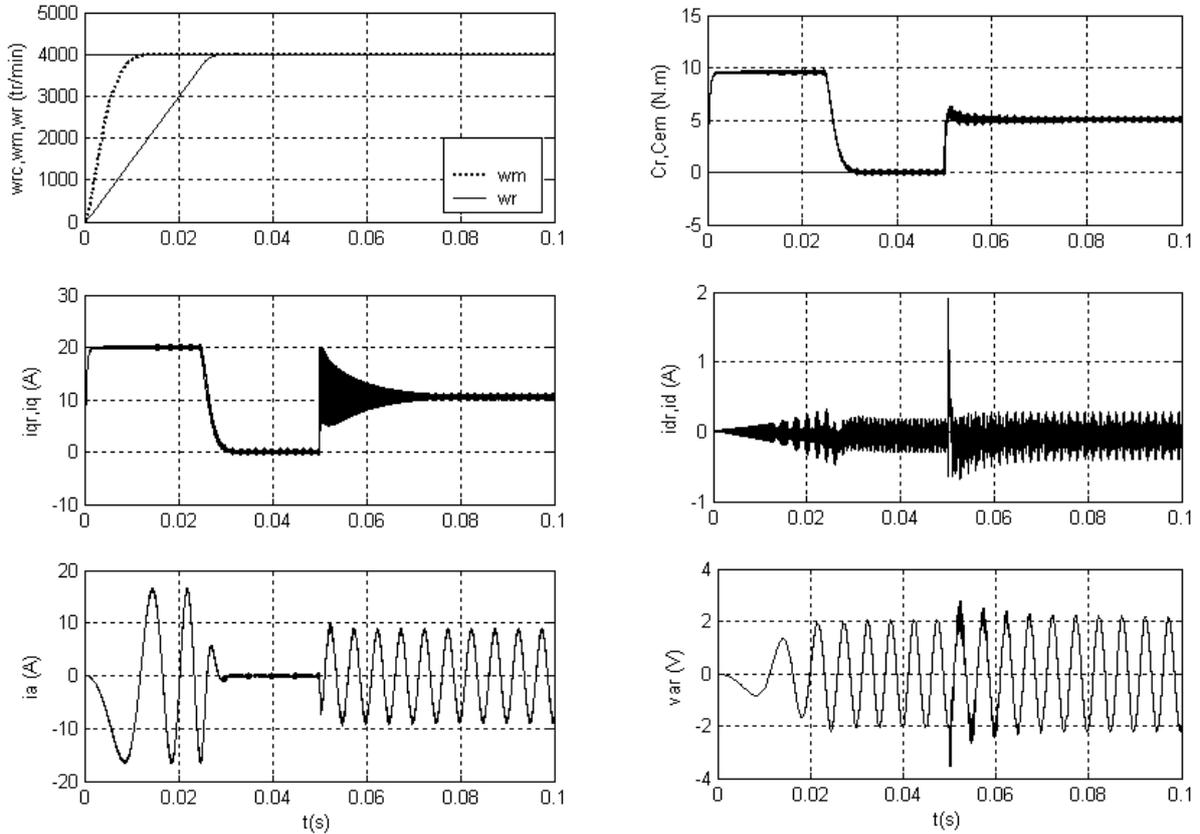


Figure 5-9 : Stratégie PRAOI : Test d'application du couple de charge

Les résultats de simulation d'un démarrage suivi d'une application d'un couple de charge est présentés dans la Figure 5-9. Nous remarquons que la perturbation de charge est rapidement rejetée mais l'agitation de la commande est très forte, ce qui produit des ondulations dans le couple électromagnétique et les courants de la machine. Ce résultat peut être expliqué par la nature de la commande PRAOI qui simplifie les zéros du système à commander et l'existence dans ce système d'un zéro du module proche de 1 (dans notre cas $z_0=b_1/b_0=-0.9049$) dont la simplification conduit à une commande fortement agitée.

Les résultats de la stratégie PRAPE pour un test de poursuite des variations de la consigne sont montrés dans les figures 5-10, 5-11 et 5-12. Les paramètres de la pondération $Q(q^{-1})$ sont choisis tels que $\lambda=0.01$ et $\alpha=1$. Nous constatons que les mêmes résultats sont obtenus que dans le cas de la stratégie PRAOI (figures 5-6, 5-7 et 5-8) que ce soit dans la poursuite parfaite des variations de la consigne ou la convergence rapide des paramètres du régulateur vers leurs valeurs réelles.

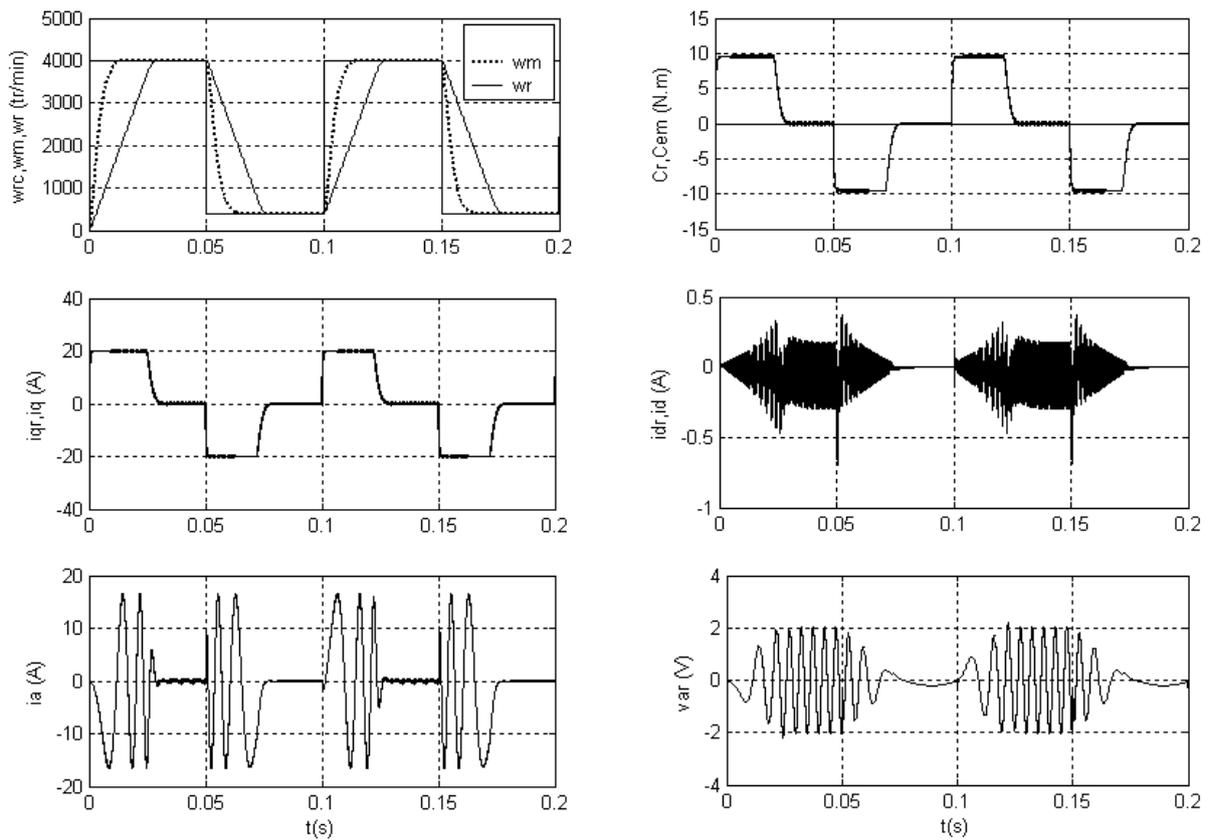


Figure 5-10 : Stratégie PRAPE ($\lambda=0.01, \alpha=1$) : Test de poursuite des variations de la consigne

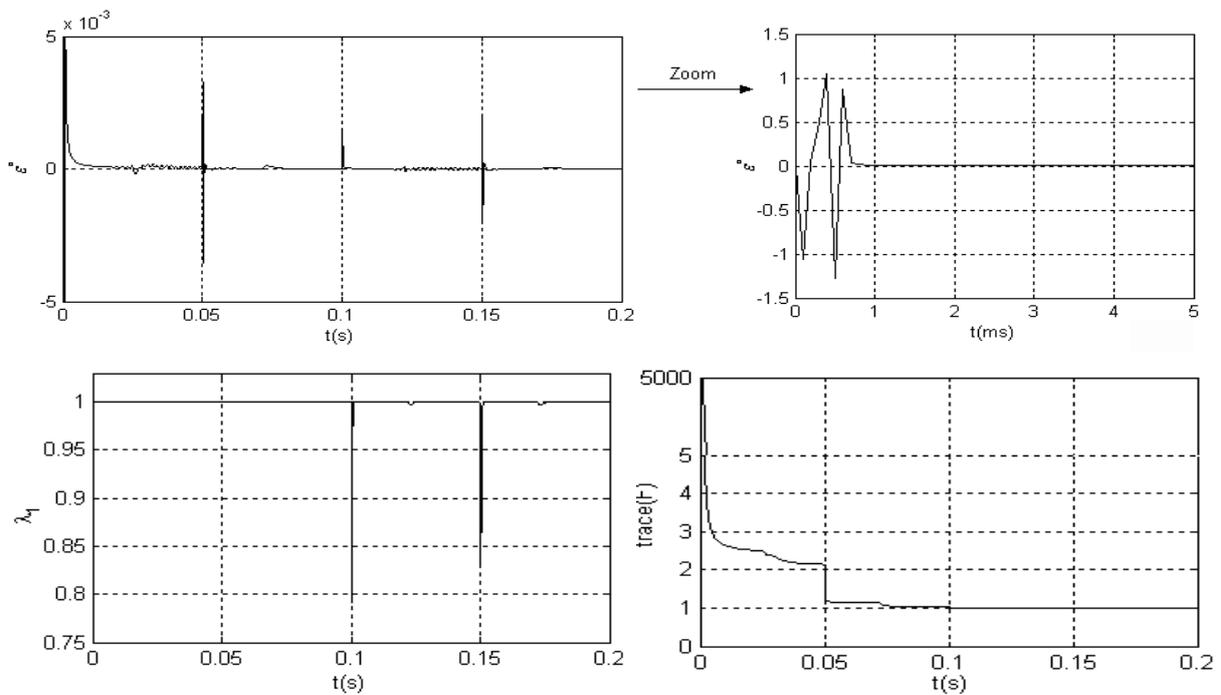


Figure 5-11 : Stratégie PRAPE : Evolution de l'erreur de performance, du facteur de pondération $\lambda_1(t)$ et de la trace du gain d'adaptation pour un test de poursuite de la consigne

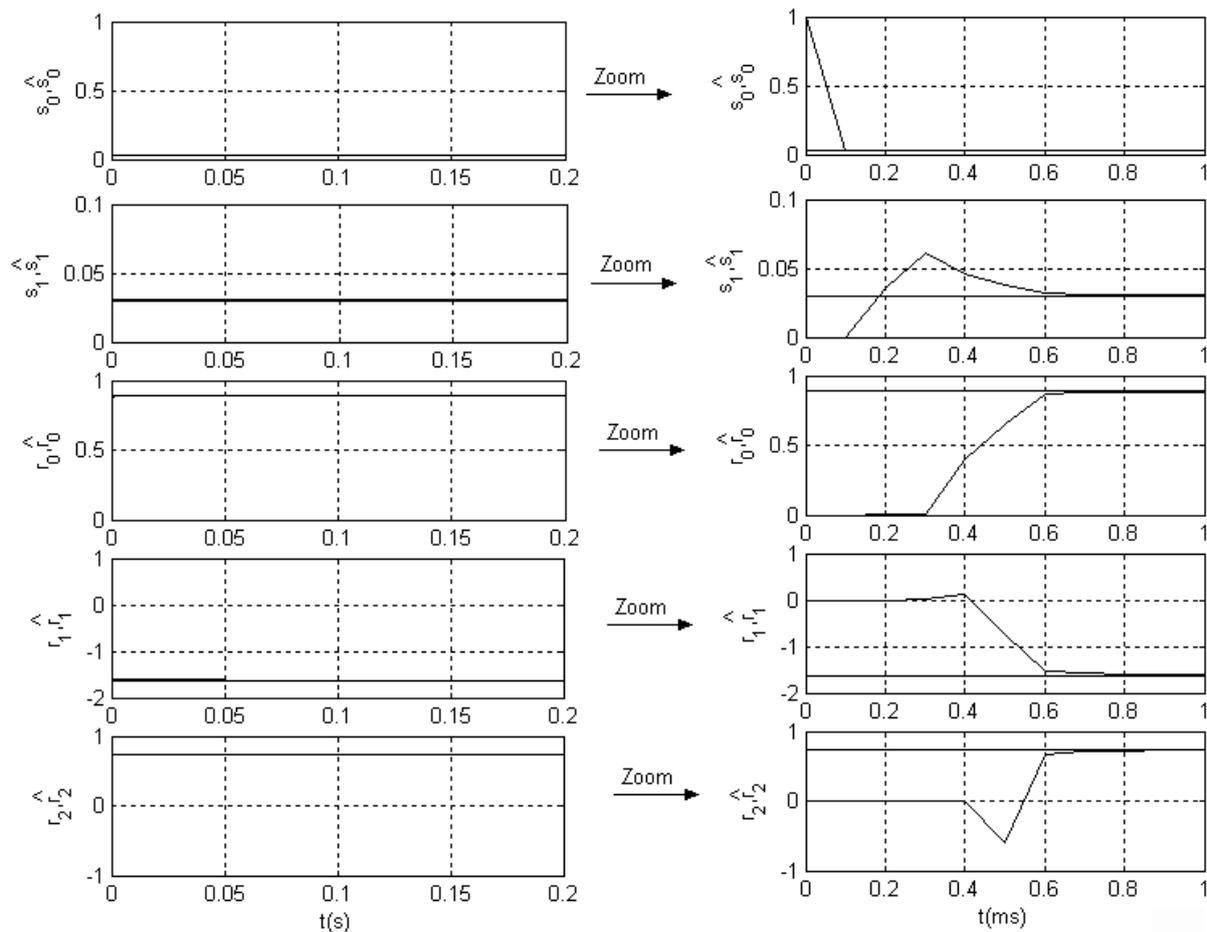


Figure 5-12 : Stratégie PRAPE : Evolution des paramètres estimés du régulateur pour un test de poursuite de la consigne

Les figures 5-13, 5-14 et 5-15 présentent les résultats de la stratégie PRAPE pour un test du démarrage suivi d'une application du couple de charge. Le démarrage est parfaitement réalisé et la perturbation de charge est rapidement rejetée. Pour ce test, la différence entre la stratégie PRAOI et PRAPE apparait clairement dans l'agitation de la commande et les ondulations des courants et du couple qui sont considérablement réduites grâce à l'introduction de la pondération de l'entrée. En effet, cette pondération a permis d'obtenir une variation douce de la commande pour agir sur le système et par conséquent une évolution sans agitation des grandeurs de la machine. A partir de la Figure 5-15, nous remarquons que la perturbation de charge affecte les paramètres estimés du régulateur qui se stabilisent à des valeurs différentes des paramètres réels. Ces nouvelles valeurs des paramètres estimés sont aussi considérées optimales de point de vue qu'elles réalisent les objectifs de la commande en assurant une erreur de performance au voisinage de zéro comme c'est montré dans la Figure 5-14 . La non unicité d'une solution optimale du vecteur des paramètres estimé du régulateur peut être expliquée par la pauvreté de signal d'excitation servant à l'estimation qui est dans ce cas le signal de commande

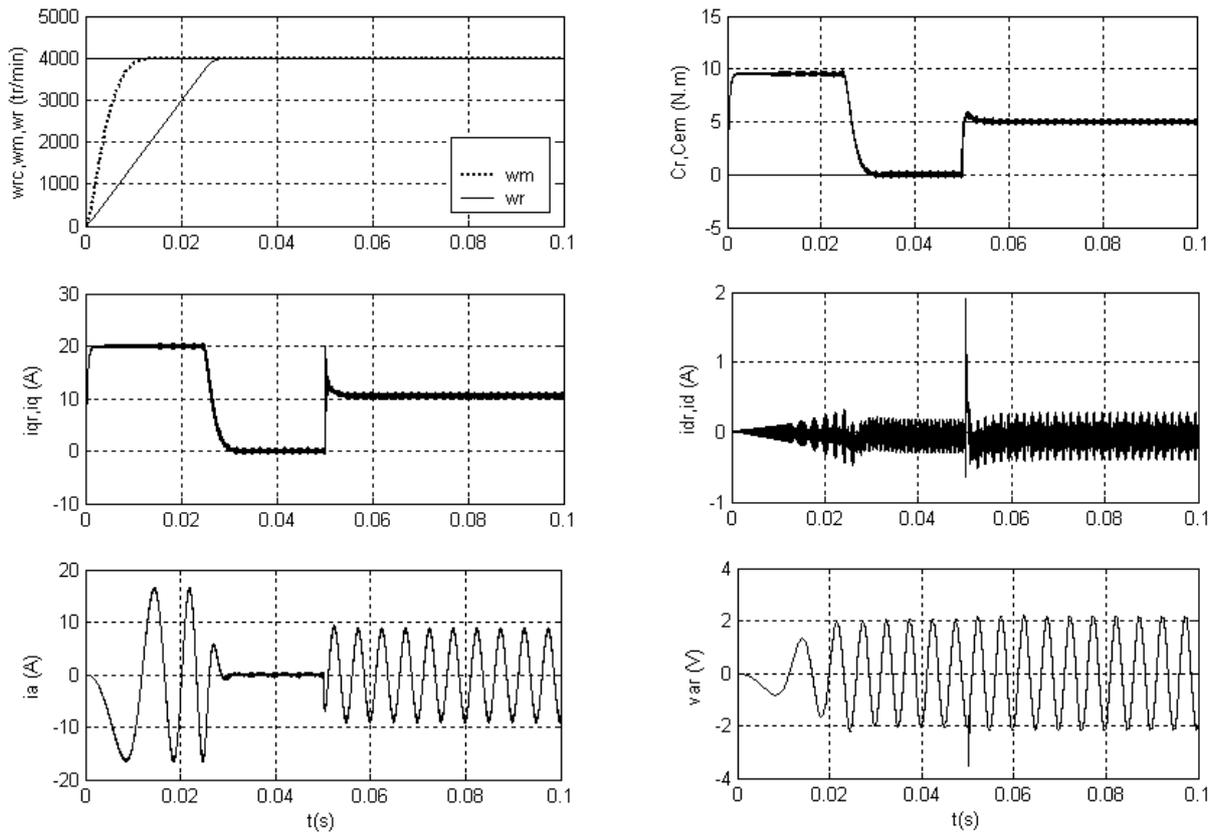


Figure 5-13 : Stratégie PRAPE : Test d'application du couple de charge

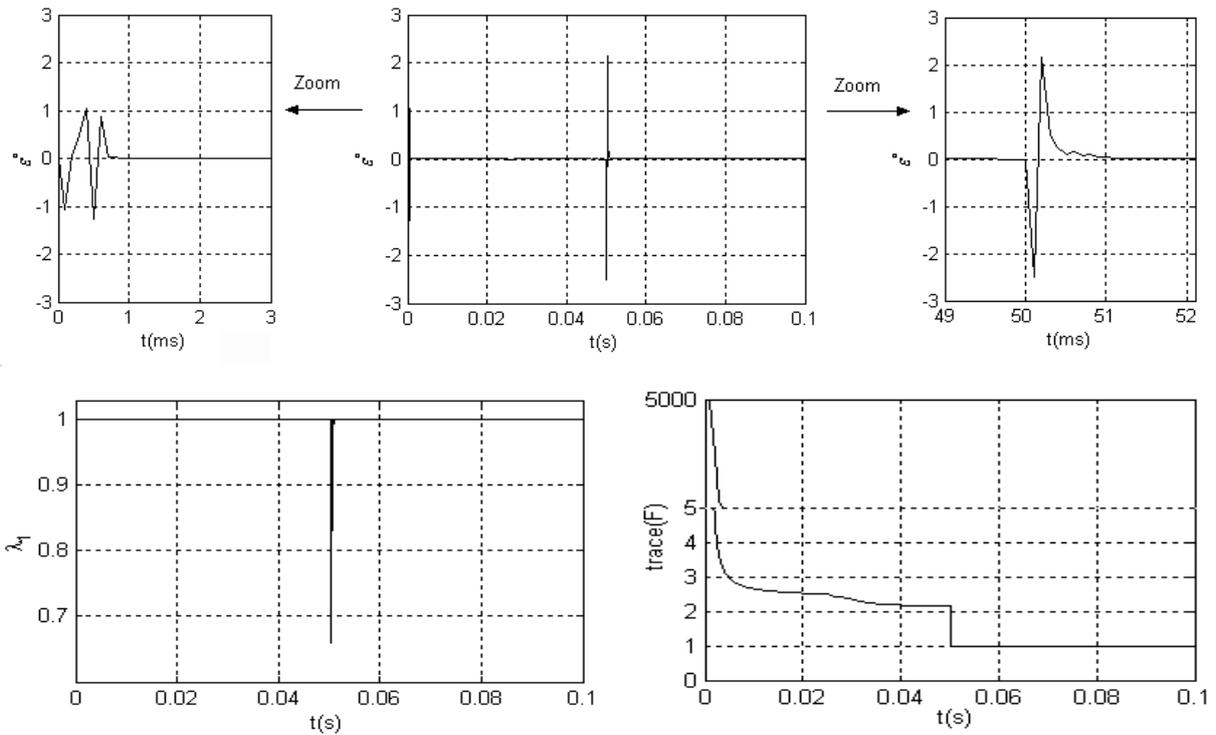


Figure 5-14 : Stratégie PRAPE : Evolution de l'erreur de performance, du facteur de pondération $\lambda_1(t)$ et de la trace du gain d'adaptation pour un test d'application du couple de charge

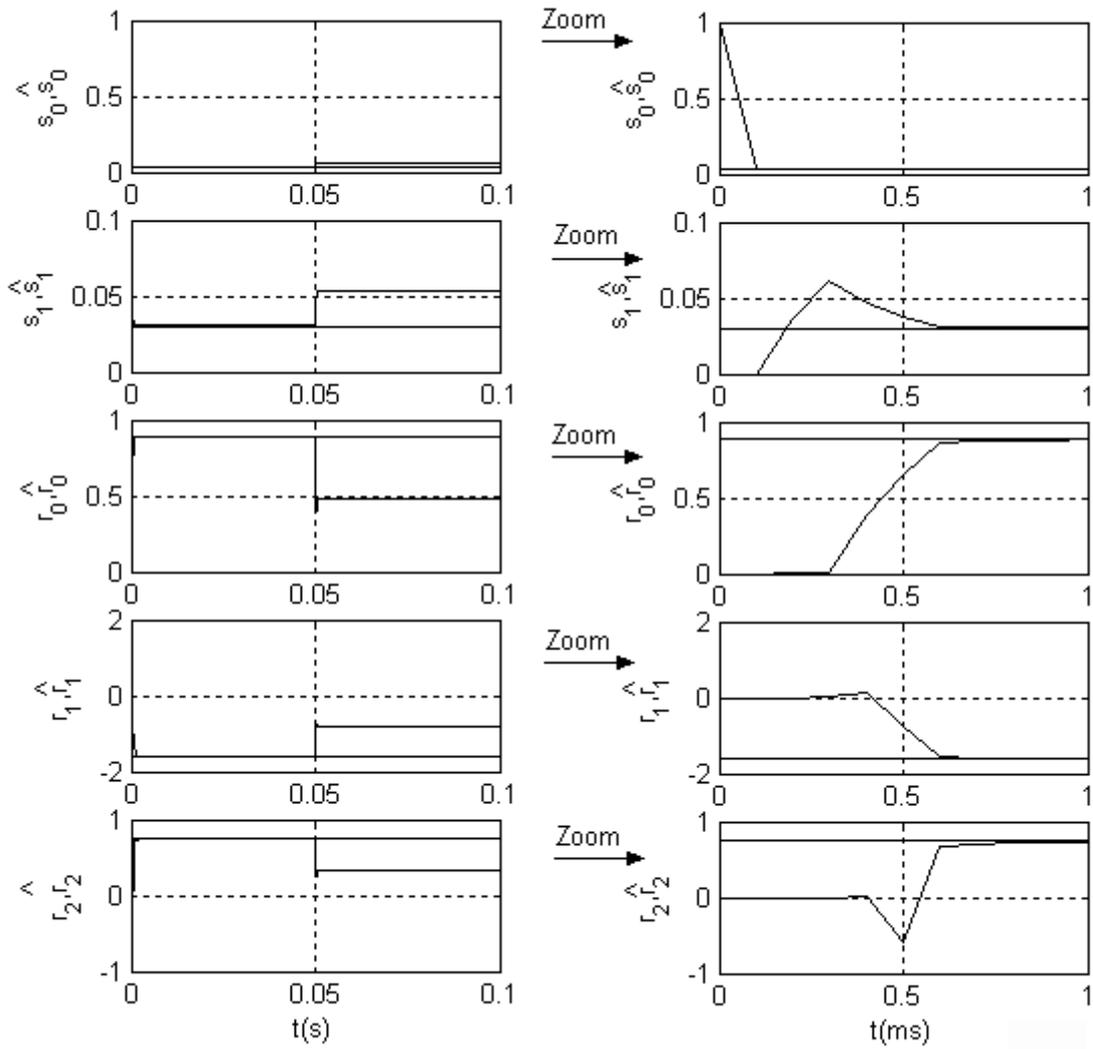


Figure 5-15 : Stratégie PRAPE : Evolution des paramètres estimés du régulateur pour un test d'application du couple de charge

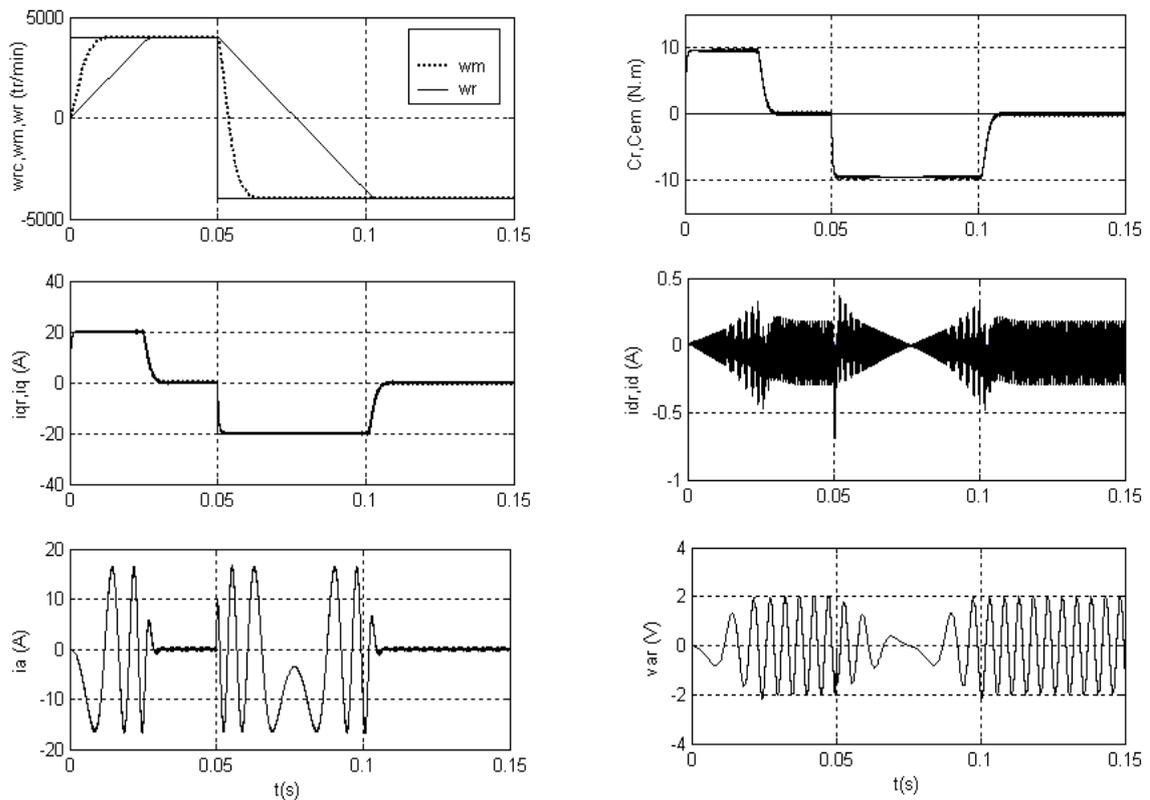


Figure 5-16 : Stratégie PRAPE : Test d'inversion de sens de rotation

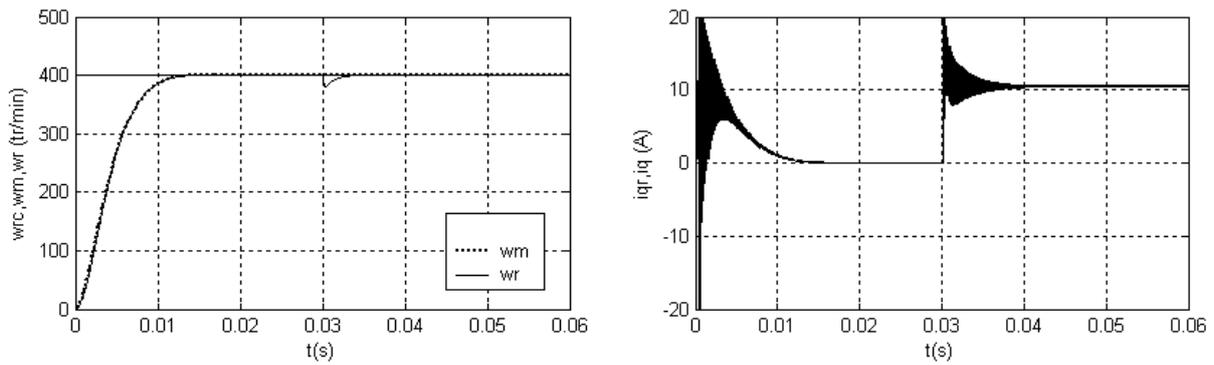
La figure 5-16 présente les résultats de la stratégie PRAPE pour un test d'inversion de sens de rotation. Les réponses obtenues montrent bien l'action de la commande à faire suivre la vitesse de rotation la variation brusque de la consigne sans dépassement ni agitation des grandeurs de la machine

La Figure 5-17 illustre l'influence du paramètre λ sur les performances de la commande PRAPE. Pour bien montrer cette influence, nous avons choisi une consigne de vitesse faible (10% de la vitesse nominale) et un couple résistant nominal ($C_r=5$ N.m). Les résultats montrent qu'une valeur très petite de λ permette d'obtenir une bonne précision de poursuite de la référence ω_m dans les régimes transitoires et une bonne régulation mais au prix d'une forte agitation de la commande. Par contre, moins de précision dans la poursuite et la régulation et moins d'agitation dans la loi de commande sont observées pour une valeur grande de λ . Nous déduisons donc que le paramètre λ permet de fixer un compromis entre la réduction de la variation de l'énergie de commande et la réalisation des l'objectifs de poursuite et de régulation parfaites de la vitesse de sortie.

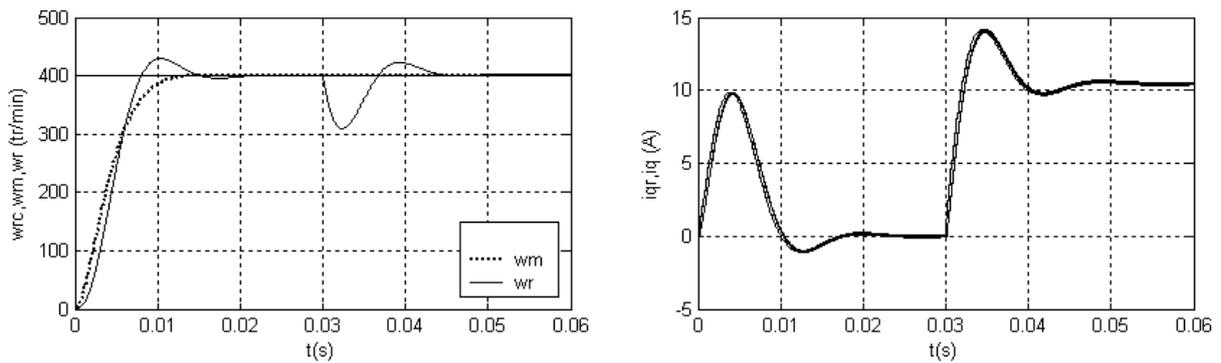
L'influence des variations paramétriques sur les performances de la commande PRAPE est montrée dans la figure 5-18. Les résultats obtenus montrent une robustesse vis-à-vis des variations du moment d'inertie et du flux magnétique de la machine.

La Figure 5-19 présente une comparaison entre la commande par PI, la CAPP et la PRAPE en présence des variations paramétriques. Nous avons supposé une augmentation de 3 fois du moment d'inertie dans le premier test et une diminution de 20% du flux magnétique dans le deuxième test. La différence en termes de dépassement et rejection de perturbation

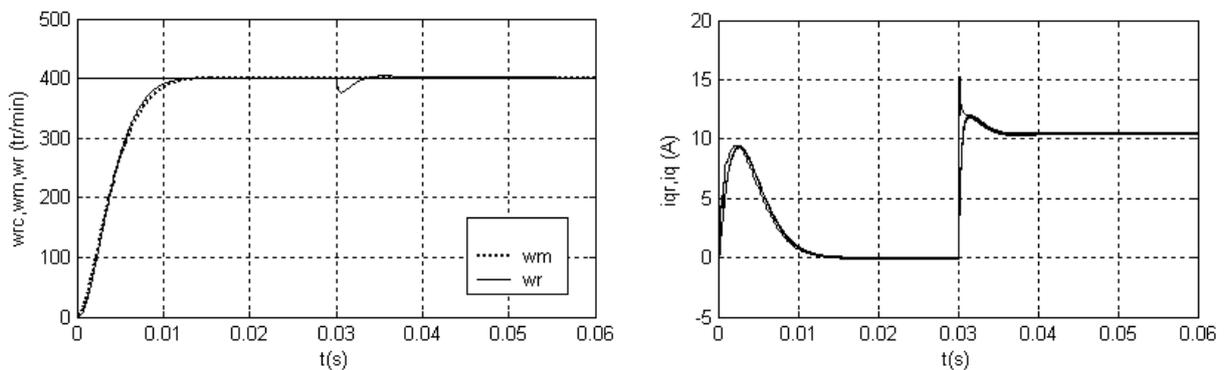
entre les stratégies de commandes adaptatives proposées et la commande linéaire par PI est incontestable. Les deux stratégies de commande adaptative CAPP et PRAPE donnent presque les mêmes résultats en ce qui concerne la poursuite et la régulation de la vitesse. L'avantage de la commande PRAPE est l'élimination de l'étape du calcul des paramètres du régulateur ce qui diminue le temps d'exécution de l'algorithme de commande et facilite son implémentation.



a : $\lambda=0.001$

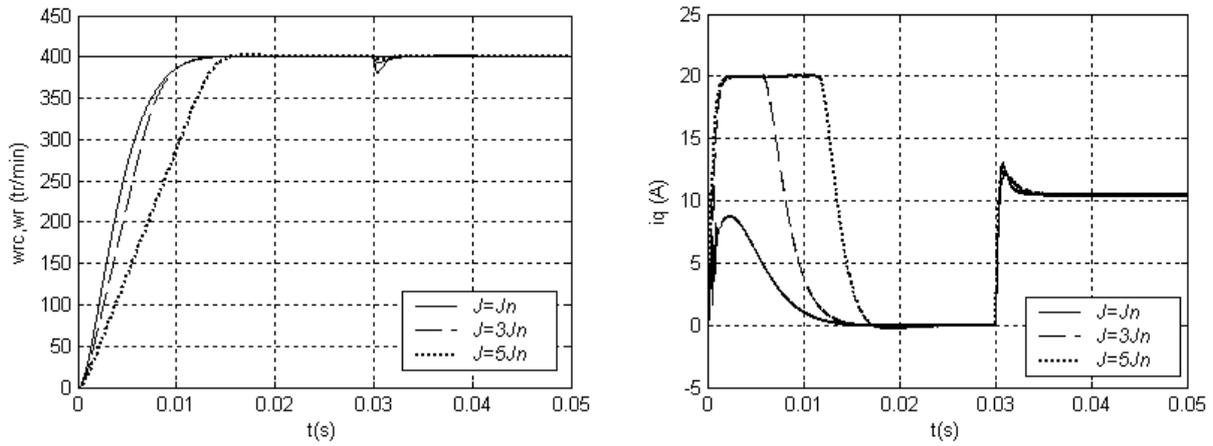


b : $\lambda=0.5$

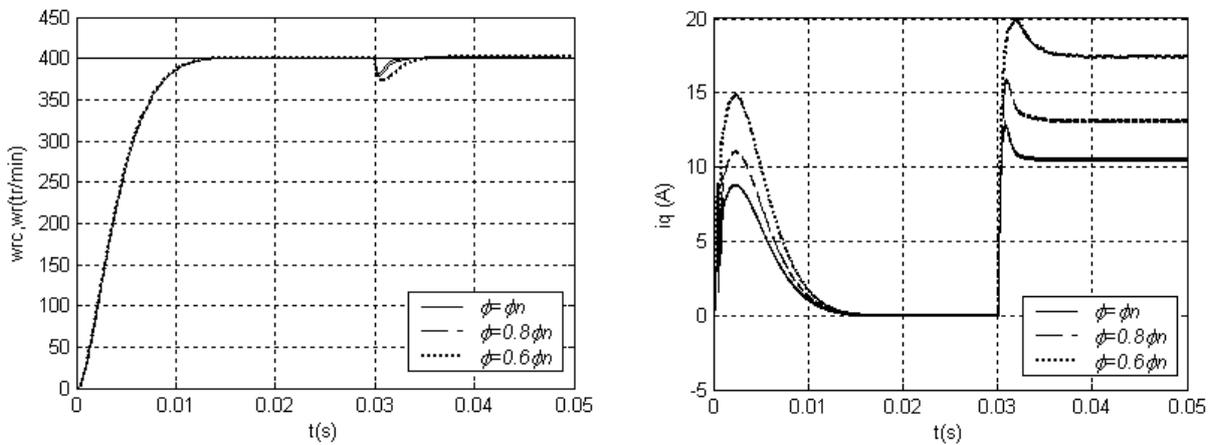


c : $\lambda=0.1$

Figure 5-17 : Stratégie PRAPE ($\alpha=1$) : Influence du paramètre λ sur les performances de la commande

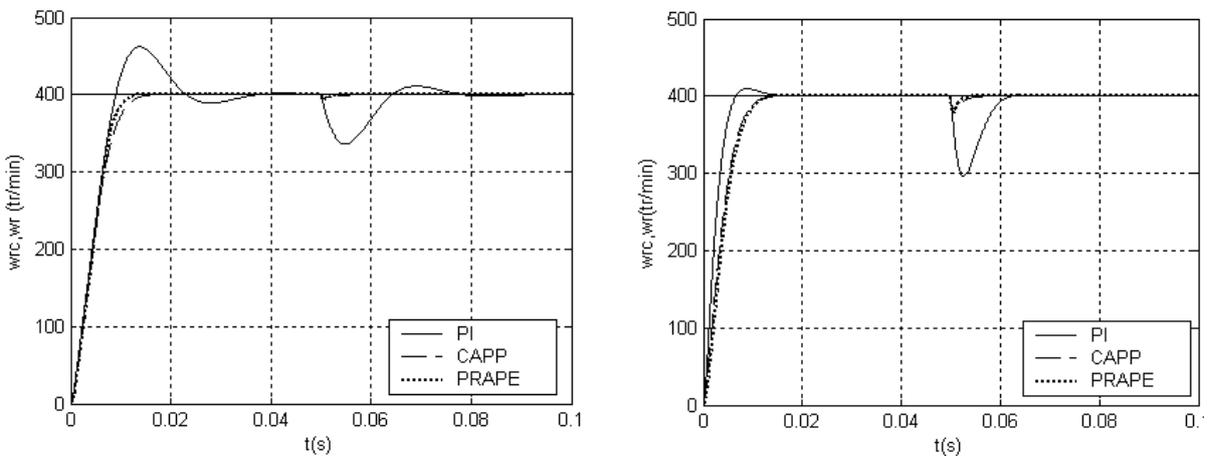


a : Influence d'une augmentation de l'inertie



b : Influence d'une diminution du flux magnétique

Figure 5-18 : Stratégie PRAPE : Influence des variations paramétriques sur les performances de la commande



a : Augmentation de l'inertie $J=3J_n$

b : Diminution du flux magnétique $\phi=0.8\phi_n$

Figure 5-19 : Comparaison entre les commandes PI, CAPP et PRAPE

V.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux stratégies de commande adaptative basées sur l'approche directe : la commande poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants (PRAOI) et la commande poursuite et régulation adaptative avec pondération de l'entrée (PRAPE). Ces deux commandes ont été appliquées à l'asservissement de vitesse d'une MSAP. Les résultats de simulation montrent de bonnes performances en terme de poursuite de la référence. La commande PRAOI s'est montrée moins intéressante à cause d'une forte agitation de la commande suite à une application du couple de charge. Cette agitation se traduit par des ondulations des courants de phase et par suite du couple électromagnétique. Par contre, la commande PRAPE, par un choix approprié des paramètres de la pondération, permet de réduire considérablement l'agitation de la commande tout en assurant une rejection satisfaisante du couple de charge. Une comparaison par simulation entre la commande PRAPE et la commande linéaire par PI a montré l'efficacité et la supériorité de la commande PRAPE en termes de poursuite de la référence, de rejection de la perturbation de charge et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

Chapitre VI

Commande adaptative à variance minimale généralisée de la machine synchrone à aimants permanents

VI.1. Introduction

Les stratégies de commande étudiées dans les chapitres précédents ne tiennent compte que des perturbations de type déterministe. Elles sont donc destinées à appliquer dans un environnement déterministe. En effet, plusieurs processus sont sujets à des perturbations de type aléatoire telles que les bruits de mesure et les fluctuations aléatoires des variables d'état qui ont des causes diverses et qui sont engendrées dans différents endroits du processus à commander. L'analyse des effets de ce type de perturbations et la synthèse des commandes permettant de les prendre en charge nécessitent une approche stochastique dans la quelle le modèle de la perturbation est défini au départ. L'objectif de la commande dans un environnement stochastique est souvent lié à la minimisation de la variance de la sortie régulée autour d'une trajectoire de référence [Lan93] [Lan86a] [Ben06] [Tan93]. Dans ce contexte, nous allons étudier deux stratégies de commande adaptative à savoir la commande adaptative à variance minimale (CAVM) et la commande adaptative à variance minimale généralisée (CAVMG). Ces deux stratégies seront appliquées à l'asservissement de la vitesse d'une MSAP et les résultats obtenus seront discutés.

VI.2. Commande à variance minimale

L'objectif de la commande à variance minimale est de minimiser la variance de la sortie régulée autour d'une consigne de référence quand le système à commander est sujet à des perturbations aléatoires.

VI.2.1. Synthèse de la loi de commande à variance minimale

Pour le calcul des régulateurs numériques en présence de perturbations aléatoires, nous considérons un modèle représentant simultanément l'effet de la commande et de la perturbation sur la sortie du processus. Ce modèle appelé ARMAX (Modèle Auto Régressif à Moyenne Ajustée et entrée eXogène) est donné par la forme suivante [Lan93] :

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-k}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) + d \quad (6-1)$$

où $y(t)$ et $u(t)$ sont respectivement la sortie et l'entrée du système.

$e(t)$ est un bruit blanc discret de moyenne nulle et de variance finie.

k : est le retard discret.

d est une composante continue représentant l'effet d'une perturbation de charge constante.

$A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ et $C(q^{-1})$ sont des polynômes en q^{-1} de degrés respectifs n , m et l de la forme :

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + \dots + b_m q^{-m} \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_l q^{-l} \end{aligned} \quad ; \quad b_0 \neq 0$$

La commande à variance minimale a comme objectif la minimisation du critère suivant :

$$J(t+k) = E\{[y(t+k) - y_m(t+k)]^2\} \quad (6-2)$$

$y_m(t+k)$ est la sortie désirée après k pas d'échantillonnage de l'application de la loi de commande $u(t)$. Elle est engendrée par le modèle de référence suivant :

$$y_m(t+k) = \frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} r(t)$$

où $B_m(q^{-1})$ et $A_m(q^{-1})$ sont des polynômes de degrés respectifs n_{B_m} et n_{A_m} et $r(t)$ est une consigne de référence.

Le modèle de prédiction à k pas du système (6-1) est obtenu en utilisant l'identité polynomiale suivante :

$$C(q^{-1}) = S'(q^{-1})A(q^{-1}) + q^{-k}R(q^{-1}) \quad (6-3)$$

qui a une solution unique pour les polynômes $S'(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ quand leurs degrés sont respectivement $n_{S'} = k - 1$ et $n_R = \max(l - k, n - 1)$. Ces polynômes auront la forme suivante :

$$\begin{aligned} S'(q^{-1}) &= 1 + s'_1 q^{-1} + \dots + s'_{k-1} q^{-k+1} \\ R(q^{-1}) &= r_0 + r_1 q^{-1} + \dots + r_{n_R} q^{-n_R} \end{aligned}$$

En multipliant les deux membres de l'équation (6-3) par $y(t+k)$ et en utilisant l'équation (6-1) nous obtenons le modèle de prédiction suivant :

$$y(t+k) = \frac{S(q^{-1})}{C(q^{-1})} u(t) + \frac{R(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + \frac{d'}{C(q^{-1})} + S'(q^{-1})e(t+k) \quad (6-4)$$

où

$$\begin{aligned} S(q^{-1}) &= S'(q^{-1})B(q^{-1}) \\ d' &= S'(q^{-1})d \end{aligned}$$

En introduisant l'équation du modèle de prédiction (6-4) dans l'équation (6-2) du critère à minimiser, nous obtenons :

$$\begin{aligned} J(t+k) &= E \left\{ \left[\frac{S(q^{-1})}{C(q^{-1})} u(t) + \frac{R(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + \frac{d'}{C(q^{-1})} - y_m(t+k) \right]^2 \right\} + E\{[S'(q^{-1})e(t+k)]^2\} \\ &+ 2E \left\{ \left[\frac{S(q^{-1})}{C(q^{-1})} u(t) + \frac{R(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + \frac{d'}{C(q^{-1})} - y_m(t+k) \right] [S'(q^{-1})e(t+k)] \right\} \end{aligned} \quad (6-5)$$

Le troisième terme du membre droit de l'équation (6-5) est nul car $S'(q^{-1})e(t+k)$ contient $e(t+1), e(t+2), \dots, e(t+k)$ qui sont tous indépendants de $y(t), y(t-1), \dots, u(t), u(t-1), \dots, y_m(t+k), y_m(t+k-1), \dots$. Le deuxième terme ne dépend pas de $u(t)$. La minimisation du critère $J(t+k)$ implique alors l'annulation du premier terme.

D'où la loi de commande à variance minimale est donnée :

$$u(t) = \frac{C(q^{-1})y_m(t+k) - R(q^{-1})y(t) - d'}{S(q^{-1})} \quad (6-6)$$

Le schéma de la commande à variance minimale est illustré dans la Figure 6-1.

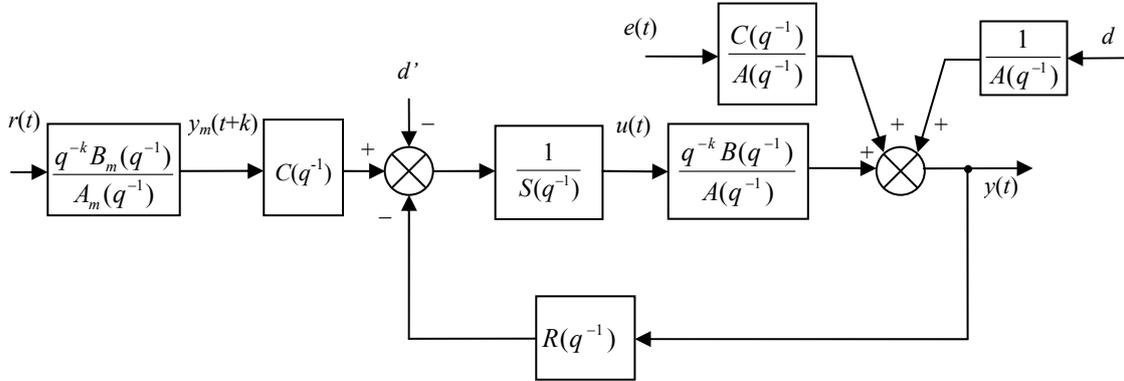


Figure 6-1 : Schéma de la commande à variance minimale

VI.2.2. Quelques remarques sur la commande à variance minimale

Nous définissons l'erreur de poursuite suivante :

$$e_m(t) = y(t) - y_m(t) \quad (6-7)$$

L'application de la loi de commande (6-6) conduit à un système en boucle fermée caractérisé par l'équation suivante :

$$y(t) = \frac{q^{-k}}{C(q^{-1})} C(q^{-1})y_m(t+k) + S'(q^{-1})e(t) \quad (6-8)$$

et une erreur de poursuite à l'instant $t+k$ donnée par :

$$e_m(t+k) = S'(q^{-1})e(t+k) \quad (6-9)$$

Les équations (6-6), (6-8) et (6-9) nous permettent de tirer les remarques suivantes :

- La structure de la loi de commande à variance minimale est la même que celle pour la poursuite et régulation à objectifs indépendants (PROI) dans le cas déterministe étudiée dans le chapitre précédent. Les deux lois de commande sont identiques si nous choisissons $P(q^{-1}) = C(q^{-1})$, d'où la dualité entre ces deux stratégies de commande.
- La commande à variance minimale implique la simplification des zéros du système à commander, d'où la condition que ce dernier doit être à minimum de phase.
- Les pôles du système en boucle fermée sont définis par le polynôme qui caractérise la perturbation aléatoire $C(q^{-1})$ qui doit être asymptotiquement stable. Aström et Wittenmark ont montré que $C(q^{-1})$ est toujours stable si la perturbation est stationnaire (théorème de la factorisation spectrale) [Lan93].

- En régime stationnaire, l'erreur de poursuite $e_m(t)$ est un bruit blanc si le retard $k=1$ et une moyenne mobile d'ordre $k-1$ Si $k > 1$.
- Si le retard k est connu, un test d'auto-corrélation sur l'erreur de poursuite e_m permet de tester l'optimalité du régulateur à variance minimal, et nous devons avoir :
 $E\{e_m(t).e_m(t - i)\} \approx 0$ pour $i \geq k$

VI.2.3. Introduction des pôles additionnels

Dans certaines applications les pôles du polynôme caractérisant la perturbation aléatoire $C(q^{-1})$ peuvent être très rapides par rapport à la dynamique désirée du système en boucle fermée. Cela conduit à une sollicitation trop importante de l'actionneur vis-à-vis d'une perturbation déterministe (variation de la charge par exemple). Pour palier ce problème nous introduisons des pôles additionnels en remplaçant dans la loi de commande le polynôme $C(q^{-1})$ par $C_p(q^{-1}) = C(q^{-1})P(q^{-1})$ où $P(q^{-1})$ représente le polynôme correspondant aux pôles additionnels [Lan93]. L'introduction des pôles additionnels modifie le critère (6-2) et il devient de la forme :

$$J(t+k) = E\{[P(q^{-1})[y(t+k) - y_m(t+k)]]^2\}$$

VI.3. Commande adaptative à variance minimale

La commande adaptative à variance minimale est une extension pour le cas des paramètres inconnus ou variables dans le temps de la commande à variance minimale. Elle permet de réaliser et maintenir les objectifs de commande asymptotiquement au sens probabiliste. Le calcul de la loi de commande adaptative se fait par l'approche directe. Il est basé sur le principe de l'équivalence certaine où les paramètres estimés du régulateur ajustable sont utilisés comme s'ils étaient les paramètres réels [Lan86a].

Dans le cas des paramètres connus, si le régulateur est correctement ajusté, l'erreur de poursuite est une moyenne mobile d'ordre k (ou un bruit blanc si $k=1$) :

$$e_m(t+k) = S'(q^{-1})e(t+k) \quad (6-9)$$

Dans le cas des paramètres inconnus ou variables dans le temps l'objectif (6-9) ne peut être atteint qu'asymptotiquement au sens probabiliste :

$$Prob\left(\lim_{t \rightarrow \infty} e_m(t+k) = S'(q^{-1})e(t+k)\right) = 1 \quad (6-10)$$

L'erreur de poursuite tend asymptotiquement vers une moyenne mobile d'ordre k avec probabilité 1.

La loi de commande adaptative est obtenue en remplaçant les paramètres fixes dans (6-6) par leurs estimés à l'instant t :

$$u(t) = \frac{\hat{C}(t, q^{-1})y_m(t+k) - \hat{R}(t, q^{-1})y(t) - \hat{d}'(t)}{\hat{S}(t, q^{-1})} \quad (6-11)$$

$\hat{C}(t, q^{-1})$, $\hat{R}(t, q^{-1})$ et $\hat{S}(t, q^{-1})$ sont des polynômes dont les coefficients variables dans le temps correspondront aux estimés des vrais paramètres du régulateur à variance minimale et $\hat{d}'(t)$ est une estimation de la composante continue d' .

L'équation (6-11) peut s'écrire sous la forme :

$$y_m(t+k) = \hat{\theta}^T(t+k-1)\phi(t) + \hat{d}'(t) \quad (6-12)$$

où $\hat{\theta}(t)$ et $\phi(t)$ sont respectivement l'estimé du vecteur des paramètres du régulateur et le vecteur des mesures donnés par :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}^T(t) &= [\hat{s}_0(t) \dots \hat{s}_{n_S}(t) \hat{r}_0(t) \dots \hat{r}_{n_R}(t) \hat{c}_1(t) \dots \hat{c}_l(t)] \\ \phi^T(t) &= [u(t) \dots u(t-n_S) y(t) \dots y(t-n_R) y_m(t+k-1) \dots y_m(t+k-l)] \end{aligned}$$

L'erreur de poursuite de l'équation (6-7) est utilisée comme erreur d'adaptation à priori et le vecteur paramètres θ est estimé en utilisant l'algorithme des MCR suivant :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t-k+1)v(t+1) \\ F(t+1) &= \frac{1}{\lambda_1(t)} \left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t-k+1)\phi(t-k+1)^T F(t)}{(\lambda_1(t)/\lambda_2(t)) + \phi(t-k+1)^T F(t)\phi(t-k+1)} \right] \\ v(t+1) &= \frac{e_m(t+1)}{1 + \phi(t-k+1)^T F(t)\phi(t-k+1)} \\ 0 < \lambda_1(t) \leq 1 \quad 0 \leq \lambda_2(t) \leq \lambda < 2 \quad F(0) > 0 \end{aligned} \quad (6-13)$$

Le schéma de la commande adaptative à variance minimale est donné dans la Figure 6-2.

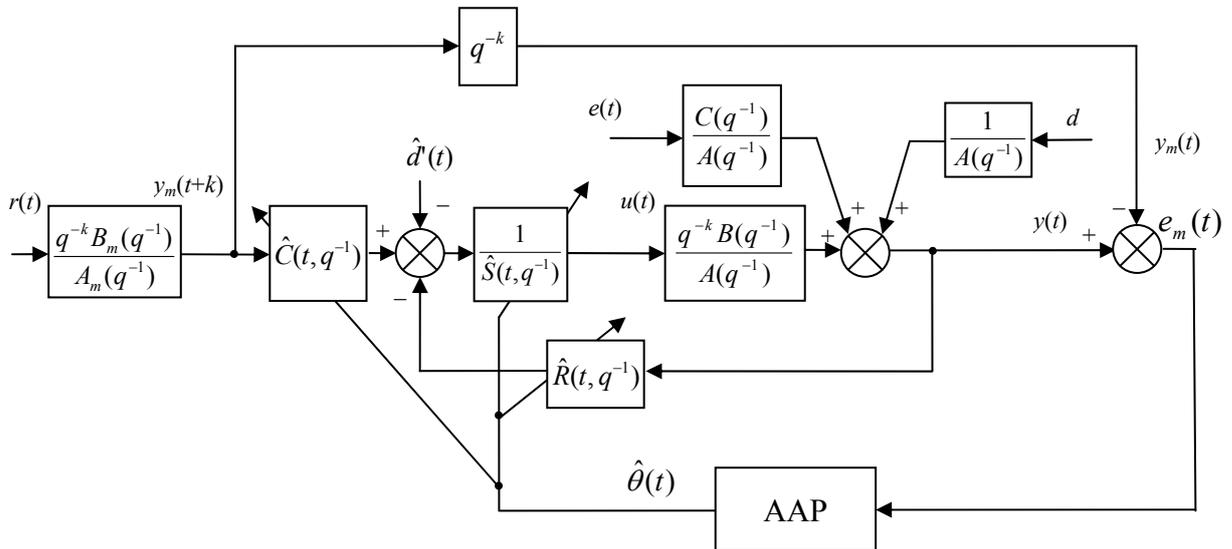


Figure 6-2 : Commande adaptative à variance minimale

La convergence du schéma de commande adaptative à variance minimale dépend dans une certaine mesure des caractéristiques du bruit [Lan86a]. Cette condition s'exprime comme suit :

$$\frac{1}{C(q^{-1})} - \frac{\lambda_2}{2} \text{ est une fonction strictement réelle positive (SRP)} \\ \text{pour } 2 > \lambda_2 > \max \lambda_2(t) \quad (6-14)$$

Pour avoir la convergence vers des paramètres constants, le gain d'adaptation doit tendre vers zéros. Nous devons donc utiliser des valeurs de $\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ permettant de vérifier cette propriété ; à savoir $\lambda_1(t)=1$ ou $\lim_{t \rightarrow \infty} \lambda_1(t) = 1$ et $0 < \lambda_2(t) < 2$.

Pour assoupir la condition (6-14) des filtres peuvent être introduits sur le vecteur de mesure ou sur l'erreur d'adaptation [Lan86a].

VI.4. Commande à variance minimale généralisée

La commande à variance minimale généralisée est une extension qui permet d'étendre l'algorithme de commande à variance minimale aux processus ayant des modèles échantillonnés avec des zéros instables. En plus, elle permet de fixer un compromis entre la minimisation de la variance de sortie du processus et l'énergie de commande dépensée [Lan93].

VI.4.1. Synthèse de la loi de commande à variance minimale généralisée

Cette stratégie permet de calculer une commande $u(t)$ qui minimise la variance de la sortie d'un système auxiliaire donné par :

$$\psi(t+k) = P(q^{-1})y(t+k) - T(q^{-1})y_m(t+k) + \frac{Q(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) \quad (6-15)$$

$P(q^{-1})$ et $T(q^{-1})$ sont des polynômes de pondération de degrés respectifs n_P et n_T et $Q(q^{-1})$ est une fonction de transfert de pondération.

La synthèse de la loi de commande est obtenue par application du principe de séparation en deux étapes [M'sa86] [Shi88] :

- 1- synthèse du prédicteur optimal du système auxiliaire
- 2- calcul de la commande qui annule la sortie du prédicteur synthétisé à l'étape 1

Le terme $(-T(q^{-1})y_m(t+k) + \frac{Q(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t))$ du système auxiliaire étant connu à l'instant t . Il en résulte que la prédiction de $\psi(t+k)$ se ramène à celle de la variable :

$$y_p(t+k) = P(q^{-1})y(t+k)$$

et l'on aura :

$$\psi^*(t+k) = y_p^*(t+k) - T(q^{-1})y_m(t+k) + \frac{Q(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) \quad (6-16)$$

où :

$\psi^*(t+k)$ est la sortie du prédicteur optimal de $\psi(t+k)$.

$y_p^*(t+k)$ est la sortie du prédicteur optimal de $y_p(t+k)$. Ce dernier doit minimiser la variance de l'erreur de prédiction suivante :

$$\varepsilon^*(t+k) = y_p(t+k) - y_p^*(t+k) \quad (6-17)$$

En utilisant le modèle du système à commander (6-1), la variable $y_p(t+k)$ peut être exprimée par :

$$y_p(t+k) = \frac{P(q^{-1})B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) + \frac{P(q^{-1})C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+k) + \frac{P(q^{-1})d}{A(q^{-1})} \quad (6-18)$$

Le terme $\frac{P(q^{-1})C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+k)$ peut être décomposé en deux termes. L'un fait intervenir $e(t+i)$, $i = 1, 2, \dots, k$ qui est imprédictible à l'instant t , et l'autre contient $e(t-j)$, $j = 0, 1, 2, \dots$ qui peut être reconstruit à partir des données entrées/sorties du processus.

Ces deux termes peuvent être séparés en utilisant l'équation polynomiale suivante :

$$C(q^{-1})P(q^{-1}) = S'(q^{-1})A(q^{-1}) + q^{-k}R(q^{-1}) \quad (6-19)$$

$S'(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ sont des polynômes de degrés respectifs $n_{S'} = k-1$ et $n_R = \max(n-1, np+l-k)$ et de forme suivante :

$$\begin{aligned} S'(q^{-1}) &= 1 + s'_1q^{-1} + \dots + s'_{k-1}q^{-k+1} \\ R(q^{-1}) &= r_0 + r_1q^{-1} + \dots + r_{n_R}q^{-n_R} \end{aligned}$$

En utilisant l'équation (6-19), le terme du bruit dans l'équation (6-18) sera exprimé par :

$$\frac{P(q^{-1})C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+k) = S'(q^{-1})e(t+k) + \frac{R(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+k) \quad (6-20)$$

Imprédictible Reconstructable

Ainsi le deuxième terme du membre droit de l'équation (6-20), peut être reconstruit à partir de (6-1) comme suit :

$$\frac{R(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+k) = \frac{R(q^{-1})}{A(q^{-1})} \left[y(t) - q^{-k} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) - \frac{d}{A(q^{-1})} \right] \quad (6-21)$$

En substituant les équations (6-21) et (6-20) dans l'équation (6-18), nous obtenons :

$$y_p(t+k) = \frac{S(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) + \frac{R(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + \frac{d'}{C(q^{-1})} + S'(q^{-1})e(t+k) \quad (6-22)$$

où $S(q^{-1}) = S'(q^{-1})B(q^{-1})$ et $d' = S'(q^{-1})d$

Il en résulte, en tenant compte de la nature du bruit $e(t)$, que le prédicteur $y_p^*(t+k)$ qui minimise la variance de l'erreur de prédiction (6-17) sera donné par :

$$y_p^*(t+k) = \frac{S(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) + \frac{R(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + \frac{d'}{C(q^{-1})} \quad (6-23)$$

Pour ce prédicteur optimal, l'erreur de prédiction sera égale :

$$\varepsilon^*(t+k) = S'(q^{-1})e(t+k) \quad (6-24)$$

Le prédictor optimal du système auxiliaire est obtenu en réécrivant l'équation (6-16) à la lumière de l'équation (6-23), soit :

$$\psi^*(t+k) = \frac{S(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) + \frac{R(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) + \frac{d'}{C(q^{-1})} - T(q^{-1})y_m(t+k) + \frac{Q(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(t) \quad (6-25)$$

La loi de commande à variance minimale généralisée est celle qui annule la sortie du prédictor optimal du système auxiliaire. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$u(t) = \frac{T(q^{-1})C(q^{-1})y_m(t+k) - R(q^{-1})y(t) - d'}{S(q^{-1}) + Q(q^{-1})} \quad (6-26)$$

VI.4.2. Quelques interprétations de la commande à variance minimale généralisée

La loi de commande (6-26) conduit à un système en boucle fermée caractérisé par les équations :

$$y(t) = \frac{B(q^{-1})T(q^{-1})C(q^{-1})}{\bar{B}(q^{-1})}y_m(t) + \frac{C(q^{-1})(S(q^{-1}) + Q(q^{-1}))}{\bar{B}(q^{-1})}e(t) + \frac{Q(q^{-1})}{\bar{B}(q^{-1})}d$$

$$u(t) = \frac{A(q^{-1})T(q^{-1})C(q^{-1})}{\bar{B}(q^{-1})}y_m(t+k) - \frac{R(q^{-1})C(q^{-1})}{\bar{B}(q^{-1})}e(t) - \frac{P(q^{-1})C(q^{-1})}{\bar{B}(q^{-1})}d$$

où :

$$\bar{B}(q^{-1}) = A(q^{-1})Q(q^{-1}) + B(q^{-1})P(q^{-1})C(q^{-1})$$

Ces équations mettent en évidence que la stabilité du système en boucle fermée et la bornitude du signal de commande dépendent du choix des fonctions de pondération $P(q^{-1})$ et $Q(q^{-1})$. En effet, ces dernières doivent être choisies de manière à ce que le polynôme $\bar{B}(q^{-1})$ soit asymptotiquement stable. Par ailleurs, la loi de commande à variance minimale généralisée a une structure générale. Elle englobe plus particulièrement les deux lois de commande suivante :

- La loi de commande à variance minimale qui correspond à :
 $P(q^{-1})=T(q^{-1})=1$ et $Q(q^{-1})=0$
- La loi de commande à variance minimale avec pôles additionnels
 $P(q^{-1})=T(q^{-1})=C_R(q^{-1})$ et $Q(q^{-1})=0$
où $C_R(q^{-1})$ est un polynôme asymptotiquement stable.

VI.5. Commande adaptative à variance minimale généralisée

VI.5.1. Synthèse de la loi de commande adaptative à variance minimale généralisée

Quand les paramètres du modèle du système à commander sont inconnus ou variables dans le temps, les paramètres du prédictor optimal ne peuvent pas être calculés. Nous synthétisons alors un schéma de commande adaptative en utilisons le principe des schémas de commande auto-ajustable [M'sa86] [Nai07] [Zay04]. Pour ce faire, nous procéderons comme dans le cas des paramètres connus en deux étapes :

- 1- Synthèse d'un prédicteur adaptatif qui consiste à estimer les paramètres du prédicteur et sa composante continue.
- 2- Calcul de la loi de commande par application du principe d'équivalence certaine qui consiste à utiliser le prédicteur adaptative dans la loi de commande (6-26) comme s'il était le prédicteur optimal.

Le prédicteur ajustable est obtenu en remplaçant les paramètres du prédicteur optimal par les paramètres estimés :

$$\hat{y}_p(t+k) = \frac{\hat{S}(t, q^{-1})}{\hat{C}(t, q^{-1})} u(t) + \frac{\hat{R}(t, q^{-1})}{\hat{C}(t, q^{-1})} y(t) + \frac{\hat{d}'(t)}{\hat{C}(t, q^{-1})} \quad (6-27)$$

L'équation (6-27) peut se mettre sous la forme :

$$\hat{y}_p(t+k) = \hat{\theta}^T(t+k)\phi(t) + \hat{d}'(t) \quad (6-28)$$

où :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}^T(t) &= [\hat{s}_0(t) \dots \hat{s}_{n_s}(t) \hat{r}_0(t) \dots \hat{r}_{n_r}(t) \hat{c}_1(t) \dots \hat{c}_l(t)] \\ \phi^T(t) &= [u(t) \dots u(t-n_s) y(t) \dots y(t-n_r) \hat{y}_p(t+k-1) \dots \hat{y}_p(t+k-l)] \end{aligned}$$

L'erreur de prédiction est donnée par :

$$\varepsilon(t+k) = y_p(t+k) - \hat{y}_p(t+k) \quad (6-29)$$

La synthèse du prédicteur ajustable consistera donc en l'estimation du vecteur paramètre θ et de la composante continue de manière à ce que la variance de l'erreur de prédiction soit minimale asymptotiquement. Pour ce faire, nous utilisons l'algorithme des MCR donné par :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t-k+1)\varepsilon(t+1) \\ F(t+1) &= \frac{1}{\lambda_1(t)} \left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t-k+1)\phi(t-k+1)^T F(t)}{(\lambda_1(t)/\lambda_2(t)) + \phi(t-k+1)^T F(t)\phi(t-k+1)} \right] \\ \varepsilon(t+1) &= \frac{y_p(t+1) - \hat{\theta}^T(t)\phi(t-k+1) - \hat{d}'(t)}{1 + \phi(t-k+1)^T F(t)\phi(t-k+1)} \end{aligned} \quad (6-30)$$

$$0 < \lambda_1(t) \leq 1 \quad 0 < \lambda_2(t) \leq \lambda < 2 \quad F(0) > 0$$

Le calcul de la loi de commande adaptative est basé sur le principe de l'équivalence certaine. La loi de commande est donc donnée :

$$u(t) = \frac{T(q^{-1})\hat{C}(t, q^{-1})y_m(t+k) - \hat{R}(t, q^{-1})y(t) - \hat{d}'(t)}{\hat{S}(t, q^{-1}) + Q(q^{-1})} \quad (6-31)$$

Le schéma de la commande adaptative à variance minimale généralisée est présenté dans la Figure 6-3.

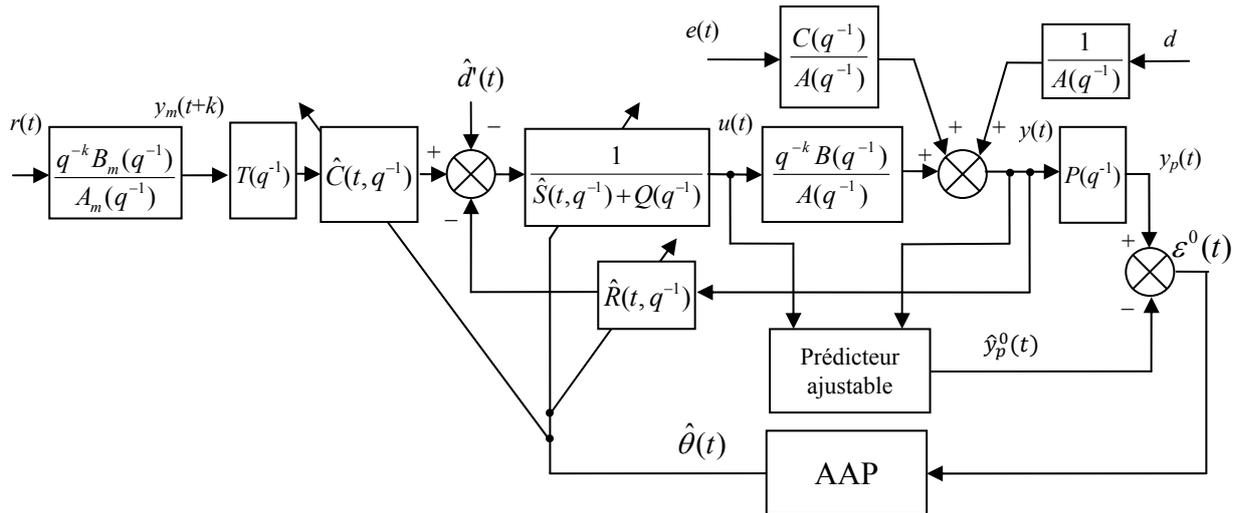


Figure 6-3 : Schéma de commande adaptative à variance minimale généralisée

VI.5.2. Compensation de l'erreur statique

Dans le système de commande considéré, deux sources d'erreur statique sont rencontrées : erreur statique de synthèse due aux fonctions de pondération $P(q^{-1})$, $T(q^{-1})$ et $Q(q^{-1})$ et erreur statique de prédiction due au biais du prédicteur adaptatif [M'sa86].

Pour surmonter le problème de l'erreur statique de synthèse, nous choisissons les fonctions de pondération tels que:

$$P(1) = T(1) \text{ et } Q(q^{-1}) = (1 - q^{-1}) Q'(q^{-1})$$

Le compensateur $1/Q(q^{-1})$ de l'erreur de prédiction aura donc une action intégrale qui assure une erreur statique nulle dans le cas où le prédicteur n'est pas biaisé [Lan93]. En pratique, $Q(q^{-1})$ prend généralement la forme suivante :

$$Q(q^{-1}) = \frac{\lambda(1 - q^{-1})}{1 + \alpha q^{-1}}$$

Le problème de l'erreur statique de prédiction est résolu par une estimation explicite de la composante continue ou par l'utilisation d'un prédicteur différentiel.

VI.5.2.1. Estimation explicite de la composante continue

La composante continue peut être estimée soit comme un paramètre de la dynamique du système soit comme une variable d'état du système [M'sa86] [Shi88].

- L'estimation de la composante continue comme un paramètre de la dynamique du système est obtenue en réécrivant l'équation (6-28) sous la forme :

$$\hat{y}_p(t+k) = \hat{\theta}_e^T(t+k) \phi_e(t) \quad (6-32)$$

avec

$$\hat{\theta}_e^T(t) = [\hat{\theta}^T(t) \hat{d}'(t)]$$

$$\phi_e^T(t) = [\phi^T(t) 1]$$

- L'estimation de la composante continue comme un état du système est basée sur le fait que si les conditions de convergence de l'algorithme d'adaptation paramétrique sont vérifiées, alors nous aurions :

$$E\{\varepsilon(t+1)\} = E\{y_p(t+1) - \hat{\theta}^T(t)\phi(t-k+1)\} = d'$$

d'où l'algorithme d'estimation de la composante continue :

$$\begin{aligned} \varepsilon(t+1) &= y_p(t+1) - \hat{\theta}^T(t)\phi(t-k+1) + \hat{d}'(t) \\ \hat{d}'(t+1) &= \hat{d}'(t) + \beta\varepsilon(t+1) \\ 0 < \beta < 1 \end{aligned} \quad (6-33)$$

β est le gain d'estimation, plus que β est grand plus que l'estimation est rapide, mais elle augmente aussi l'influence de l'erreur de prédiction sur l'estimation de d' [Shi88].

VI.5.2.2. Utilisation d'un prédicteur différentiel

Le prédicteur différentiel est basé sur le modèle différentiel du système (6-1) donné par :

$$A'(q^{-1})y(t) = q^{-k}B(q^{-1})\Delta u(t) + C(q^{-1})\Delta e(t) \quad (6-34)$$

où $A'(q^{-1}) = \Delta(q^{-1})A(q^{-1})$

$\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ est l'opérateur différence.

Ce prédicteur est donné par l'expression suivante :

$$y_p^*(t+k) = \frac{S(q^{-1})}{C(q^{-1})}\Delta u(t) + \frac{R(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) \quad (6-35)$$

où $S(q^{-1}) = S'(q^{-1})B(q^{-1})$; $S'(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ sont des polynômes vérifiant l'équation (6-19) avec $A(q^{-1})$ est remplacé par $A'(q^{-1})$.

Nous constatons que la composante continue disparaît du prédicteur et ne nécessite pas une estimation explicite [M'sa86] [Shi88]. Dans le cas des paramètres inconnus ou variables dans le temps, nous construisons le prédicteur différentiel ajustable suivant :

$$\hat{y}_p(t+k) = \hat{\theta}^T(t+k)\phi_d(t) \quad (6-36)$$

Le vecteur des mesures $\phi_d(t)$ aura la forme suivante :

$$\phi_d^T(t) = [\Delta u(t) \dots \Delta u(t-n_S) \ y(t) \dots y(t-n_R) \ \hat{y}_p(t+k-1) \dots \hat{y}_p(t+k-l)]$$

Pour estimer les paramètres du prédicteur différentiel, l'AAP (6-30) est utilisé en remplaçant $\phi(t)$ par $\phi_d(t)$.

Le prédicteur différentiel conduit généralement à une estimation biaisée. Pour pallier ce problème, une modification est apportée à l'erreur d'adaptation de l'algorithme (6-30) comme suit [M'sa86] :

$$\varepsilon(t+1) = y_p(t+1) - \hat{y}_p(t+1) + \varepsilon(t) \quad (6-37)$$

VI.6. Simulation et interprétation des résultats

Pour tester les performances de la commande adaptative à variance minimale et la commande adaptative à variance minimale généralisée, nous les avons appliquées à l'asservissement de vitesse d'une MSAP dont les paramètres sont donnés à l'annexe A. Comme c'est montré dans la Figure 6-4, la structure de commande adoptée est la même que celle de la commande vectorielle à $i_d=0$ à l'exception du régulateur PI de vitesse qui est remplacé ici par un régulateur adaptatif à variance minimale ou à variance minimale généralisée. Les autres paramètres de commande concernant le réglage des courant ou la commande de l'onduleur sont les mêmes que dans le cas de la commande vectorielle de la MSAP (Chapitre II).

La machine est simulée en appliquant des échelons de consigne de vitesse variant entre 10 et 100% de la vitesse nominale en présence d'un échelon du couple résistant nominal introduit puis éliminé pour chaque niveau de vitesse. Nous avons aussi superposé au couple résistant une perturbation bruit blanc de moyenne nulle et d'écart type de 5% de sa valeur nominale. Pour chaque stratégie de commande, nous visualisons l'évolution des grandeurs utiles de la machine à savoir : la vitesse de rotation ω_r , le couple électromagnétique C_{em} , les courants de Park i_d et i_q , le courant de phase i_a et la tension de phase de référence v_{ar} .

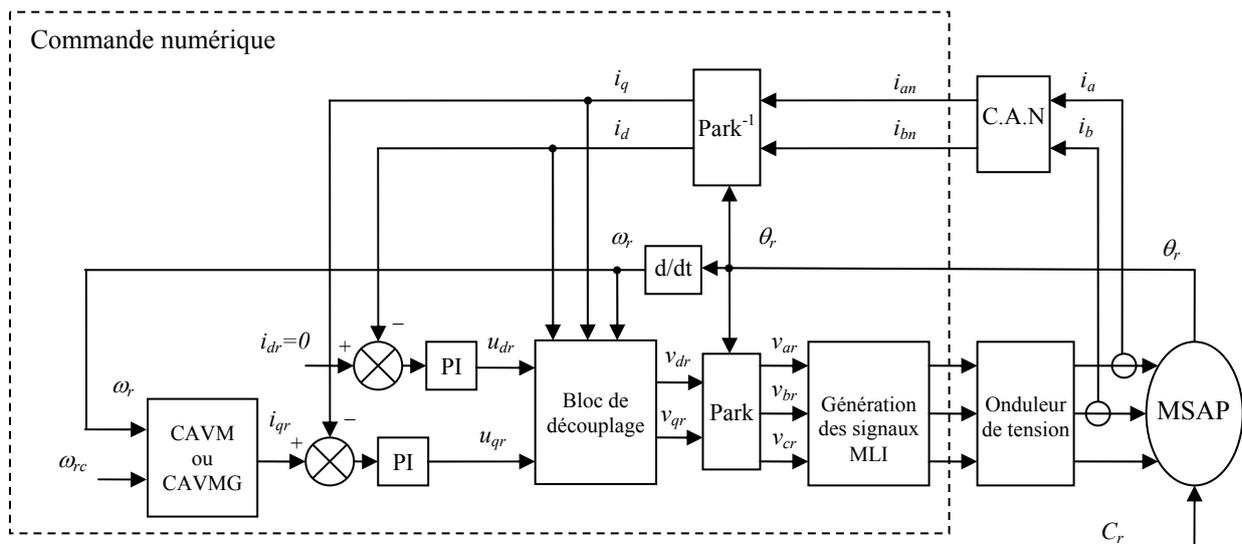


Figure 6-4 : structure de la commande adaptative à variance minimale généralisée de la MSAP

La Figure 6-5 présente les résultats de simulation de la commande adaptative à variance minimale (CAVM). Nous obtenons une bonne réponse de vitesse en ce qui concerne la poursuite de la référence et la rejection de perturbation aléatoire, mais cela est payé par une forte agitation de la commande et un courant de phase très ondulé. Nous essayons de régler ce problème en utilisant la commande à variance minimale avec pôles additionnels. Comme c'est déjà mentionné, ces pôles additionnels sont introduits afin de réduire les sollicitations de la commande quand les pôles du polynôme caractérisant la perturbation $C(q^{-1})$ sont trop rapides par rapport à la dynamique de régulation désirée. Le polynôme qui correspond aux pôles additionnels est choisi $P(q^{-1}) = 1 - 1.7115q^{-1} + 1.7364q^{-2}$. La méthode du calcul de $P(q^{-1})$ est décrite dans l'annexe D. Les résultats obtenus (Figure 6-6) montrent une petite amélioration mais la réduction de l'agitation des grandeurs de la machine n'est toujours pas

suffisante. Ceci peut être expliqué comme dans le cas de la commande PRAOI dans un environnement déterministe, c'est-à-dire par la simplification d'un zéro du module proche de 1 dans le système à commander, ce qui conduit à une commande fortement agitée. Dans notre cas le système à commander possède effectivement un zéro du module proche de 1 qui est $z_0=b_1/b_0 = -0.9049$ (Annexe D).

Les résultats de la commande adaptative à variance minimale généralisée (CAVMG) sont illustrés dans la Figure 6-7. Les paramètres de la commande sont choisis tels que $P(q^{-1}) = T(q^{-1}) = 1-1.7115q^{-1}+1.7364q^{-2}$ et $Q(q^{-1}) = 0.1(1-q^{-1})$. Nous constatons que l'apport de cette extension est très bénéfique. En effet, la commande assure bien une poursuite des variations de la consigne, une rejection de la perturbation de charge et une minimisation de l'effet du bruit sur les différentes grandeurs. L'introduction de la pondération a réduit d'une façon considérable les oscillations des grandeurs de la machine et permis d'obtenir des réponses plus ou moins douces.

Les résultats d'estimation des paramètres du régulateur ajustable pour la CAVMG sont présentés dans les figures 6-8, 6-9, 6-10 et 6-11. Nous constatons que la sortie du prédicteur ajustable qui est l'estimée de la vitesse filtrée ω_{rp} reste au voisinage de cette dernière et que l'erreur de prédiction $\varepsilon(t)$ tend asymptotiquement vers le bruit blanc $e(t)$ car le retard du système en question égale à 1. Nous remarquons aussi que l'application du couple de charge perturbe momentanément l'opération de l'estimation. Ceci est bien montré sur la figure 6-9 où la variance de l'erreur de prédiction s'éloigne de celle du bruit blanc à chaque fois que le couple de charge est appliqué ou enlevé de la machine. Les paramètres estimés du régulateur ajustable convergent vers un domaine qui garantit la convergence de l'erreur de prédiction vers le bruit blanc. La vitesse de convergence et la précision d'estimation dépendent des paramètres du l'AAP des MCR utilisé. Ces paramètres sont choisis pour assurer une estimation à deux étapes : la première correspond à un gain d'adaptation décroissant ($\lambda_1(t)=1$) dont le but est d'accélérer la convergence des paramètres estimés supposés inconnus et la deuxième correspond à un gain d'adaptation à trace constante ($\lambda_1(t)$ variable) qui est nécessaire pour garantir une certaine capacité de poursuite des paramètres si ces derniers varient dans le temps. La figure 6-11 montre les deux étapes de l'opération d'estimation.

L'influence du paramètre λ de la pondération d'entrée sur les performances de la CAVMG est examinée dans La figure 6-12. Pour bien montrer cette influence, nous avons fait fonctionner la machine à faible vitesse en imposant des échelons de consigne variant entre 1 et 10% de la vitesse nominale en présence des échelons du couple résistant. Nous remarquons que λ a presque le même effet que dans le cas de la commande PRAPE dans un environnement déterministe, ce qui illustre la similitude entre les deux stratégies de commande. En effet, une valeur très petite de λ diminue la variance de la vitesse autour de sa consigne en sollicitant d'avantage l'actionneur ce qui engendre des ondulations des courants et du couple, par contre une valeur grande de λ réduit ces oscillations en assurant des réponses très douces qui peuvent dégrader la réponse de la vitesse. C'est dans ce cas qu'apparaît la nécessité de réaliser le compromis entre la minimisation de la variance de la sortie régulée autour de sa consigne et la réduction de la variation de l'énergie de commande dépensée.

Les figures 6-13 et 6-14 illustrent respectivement le comportement de la CAVMG vis-à-vis de variations du moment d'inertie et du flux magnétique de la machine. Nous remarquons que la variation du moment d'inertie n'affecte que le temps de réponse dynamique de la vitesse. Notons, toutefois que l'augmentation de ce paramètre améliore la rejection des perturbations de charge, comme c'est montré dans la Figure 6-13, grâce à l'augmentation de

la constante de temps mécanique. Nous remarquons aussi que la variation du flux magnétique n'influe que sur l'amplitude du courant i_q , et ceci pour assurer le couple nécessaire pour l'action de commande et compenser la variation du flux. Nous déduisons donc que ces variations paramétriques n'influencent pas sur l'action du régulateur adaptatif qui maintient les performances requises en termes de poursuite de la consigne, de rejection des perturbations de charge et de minimisation des effets du bruit.

Les figures 6-15, 6-16 et 6-17 présentent respectivement les résultats de simulation des trois solutions de compensation de la composante continue dans le système à savoir : l'estimation de la composante continue comme un paramètre de la dynamique du système, l'estimation de la composante continue comme une variable d'état du système et l'utilisation d'un prédicteur différentiel. Les deux premières solutions n'assurent pas une rejection satisfaisante de la perturbation de charge car elles conduisent généralement à une estimation pauvre et lente de la composante continue face à la variation brusque du couple de charge. Par contre, la solution du prédicteur différentiel qui ne nécessite pas une estimation de la composante continue est très efficace. Elle permet d'obtenir une rejection satisfaisante de la perturbation de charge et de diminuer l'effet du bruit tout en assurant le suivi de la consigne de référence.

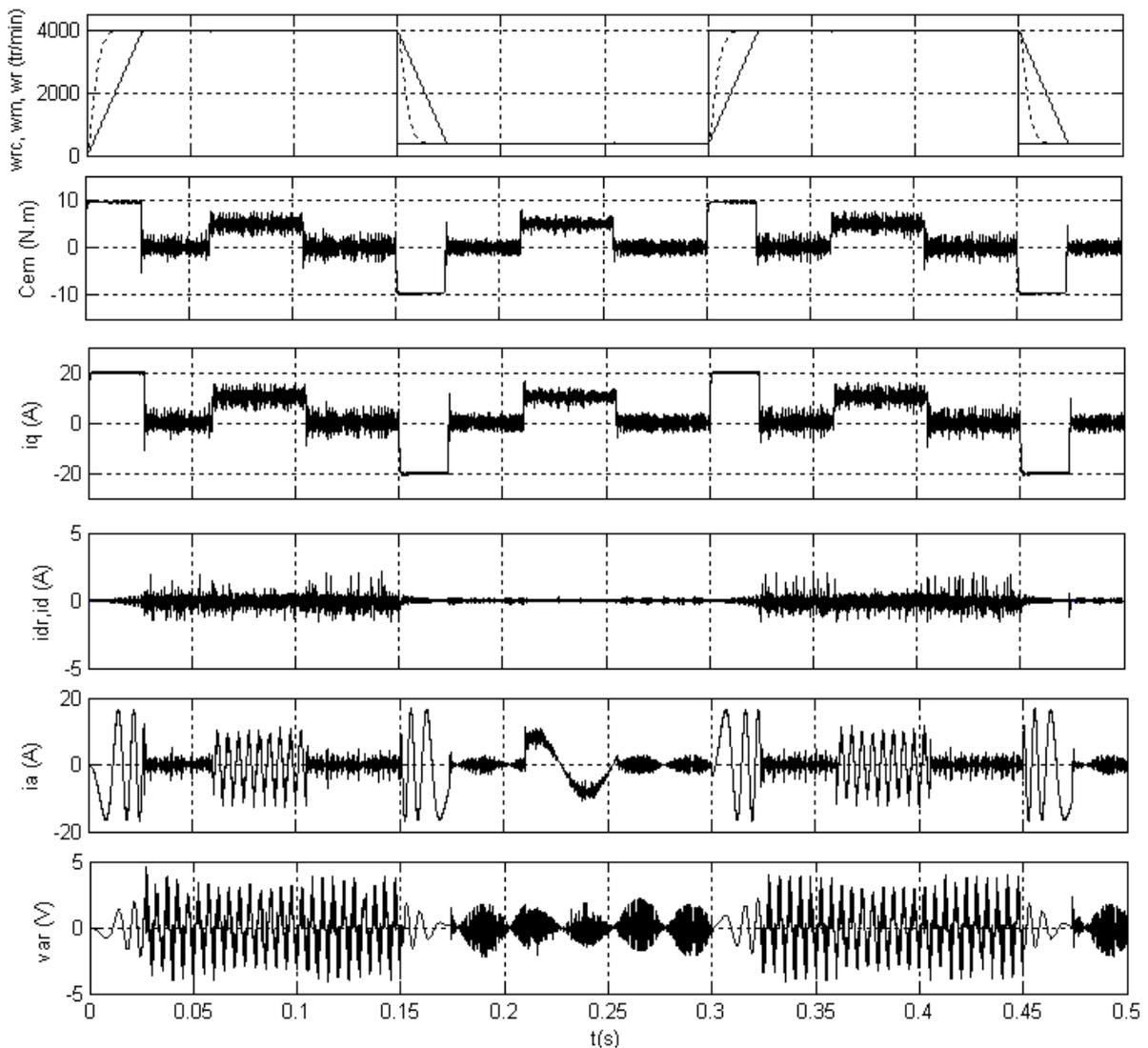


Figure 6-5 : Commande adaptative à variance minimale de la MSAP

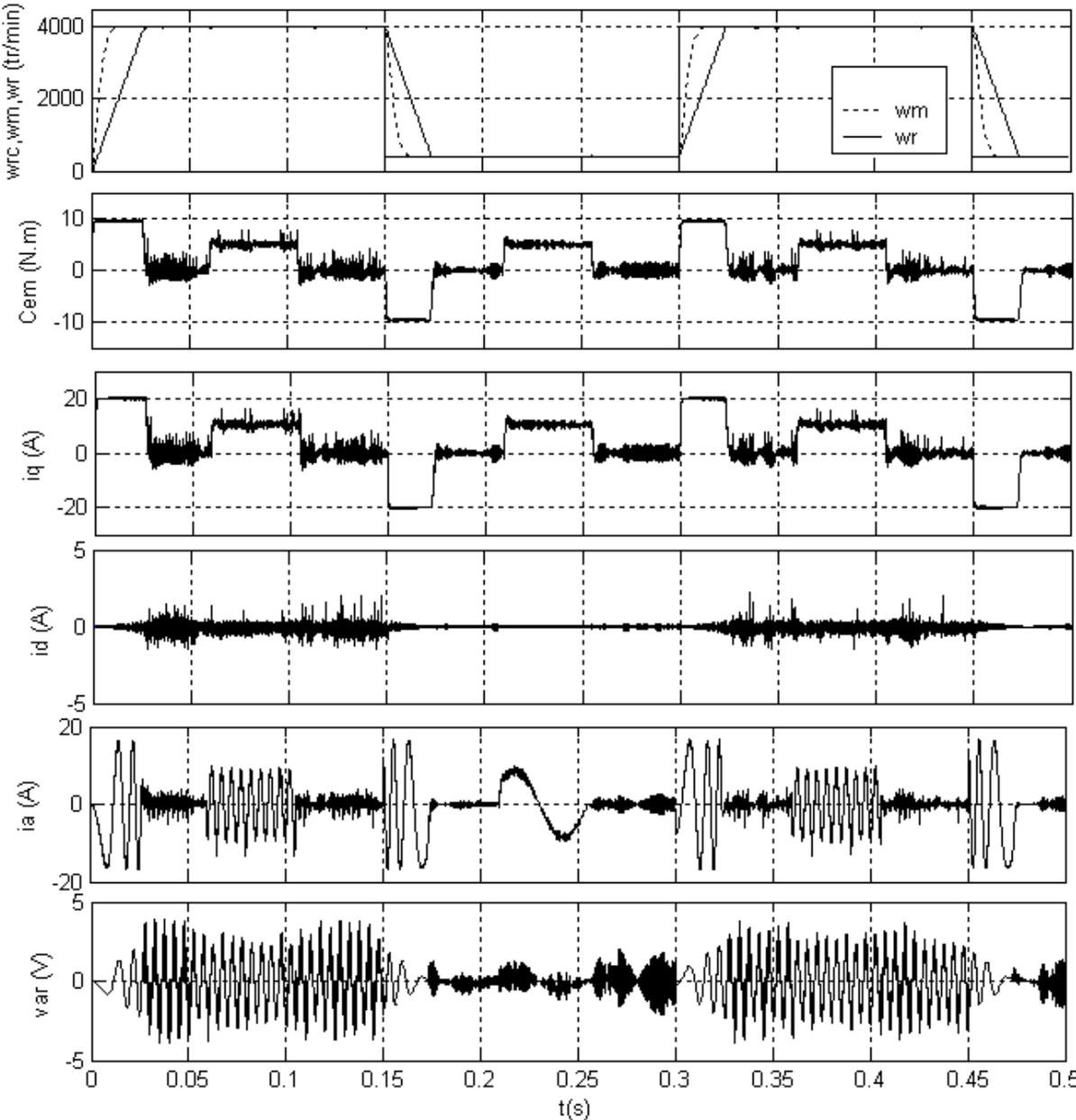


Figure 6-6 : Commande adaptative à variance minimale avec pôles additionnels de la MSAP

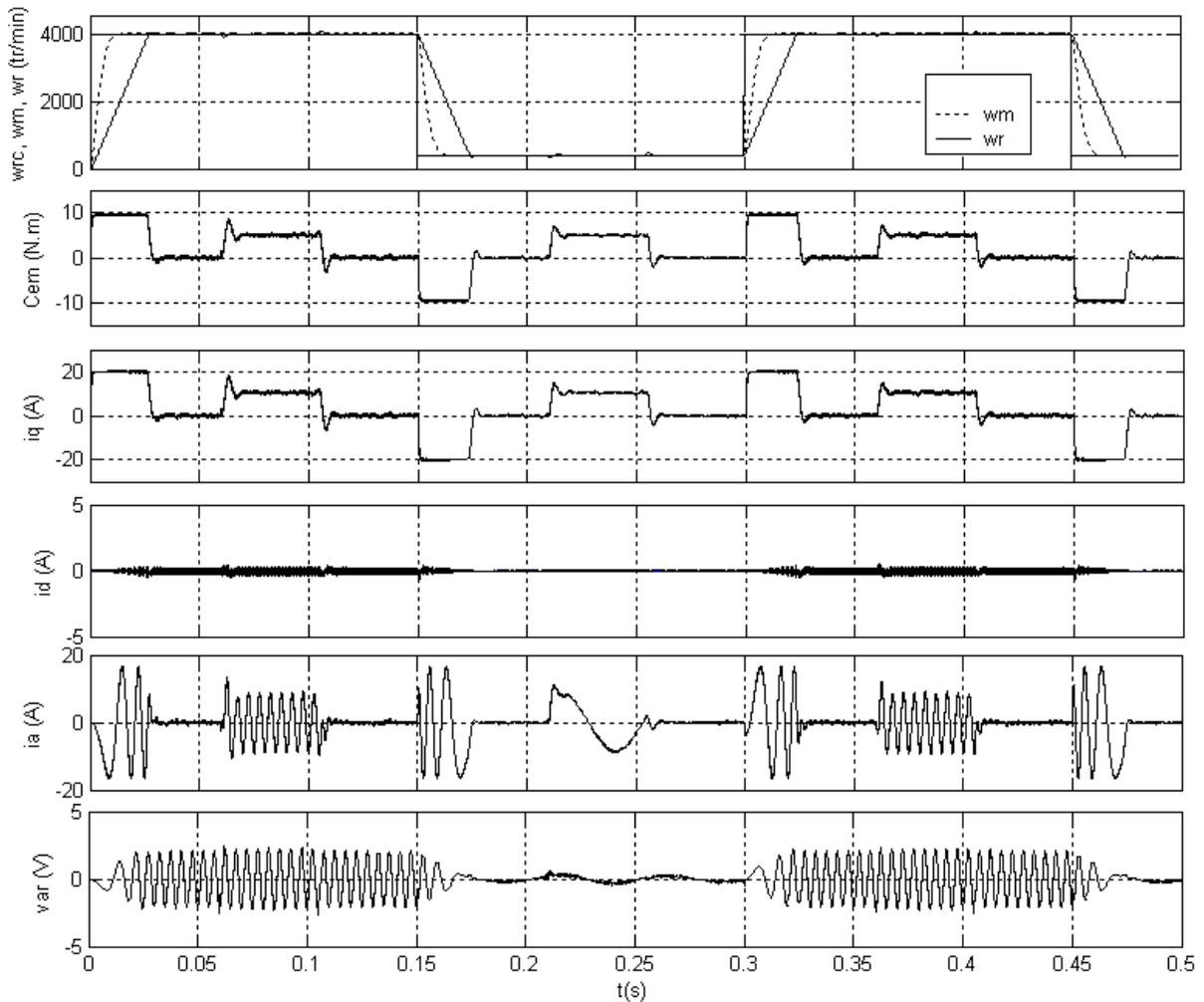


Figure 6-7 : Commande adaptative à variance minimale généralisée ($\lambda=0.1, \alpha=1 P=T \neq 1$)

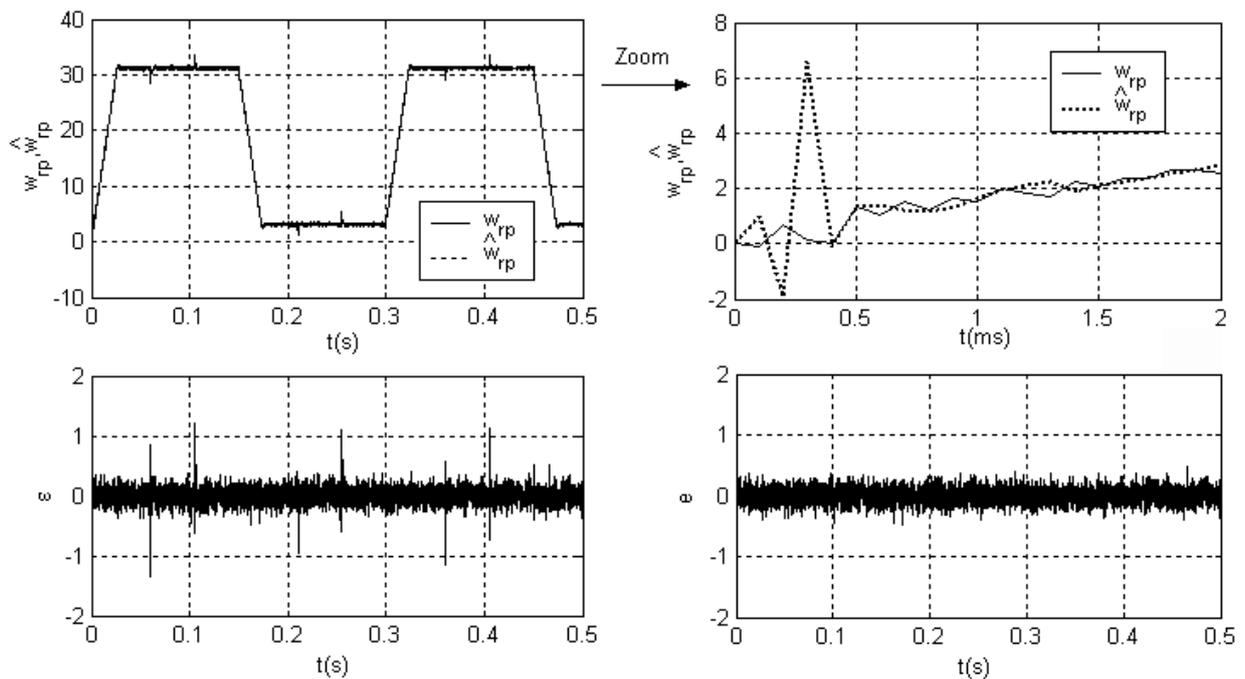


Figure 6-8 : CAVMG: Evolution de la vitesse filtrée ω_{rp} , son estimation $\hat{\omega}_{rp}$, l'erreur de prédiction ε et le bruit blanc discret e

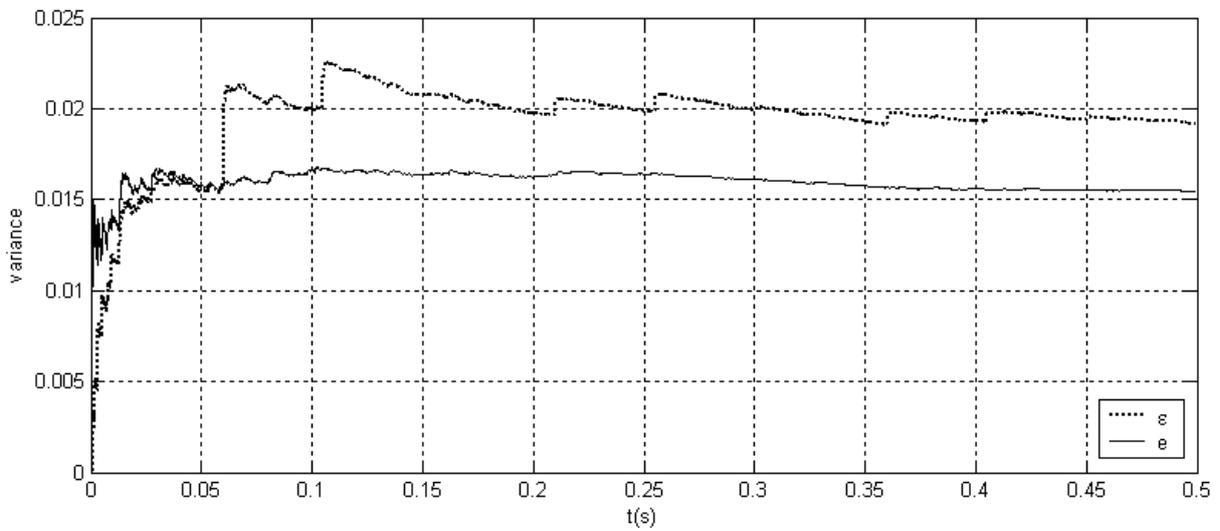


Figure 6-9 : CAVMG: Variance de l'erreur de prédiction ε et du bruit blanc discret e

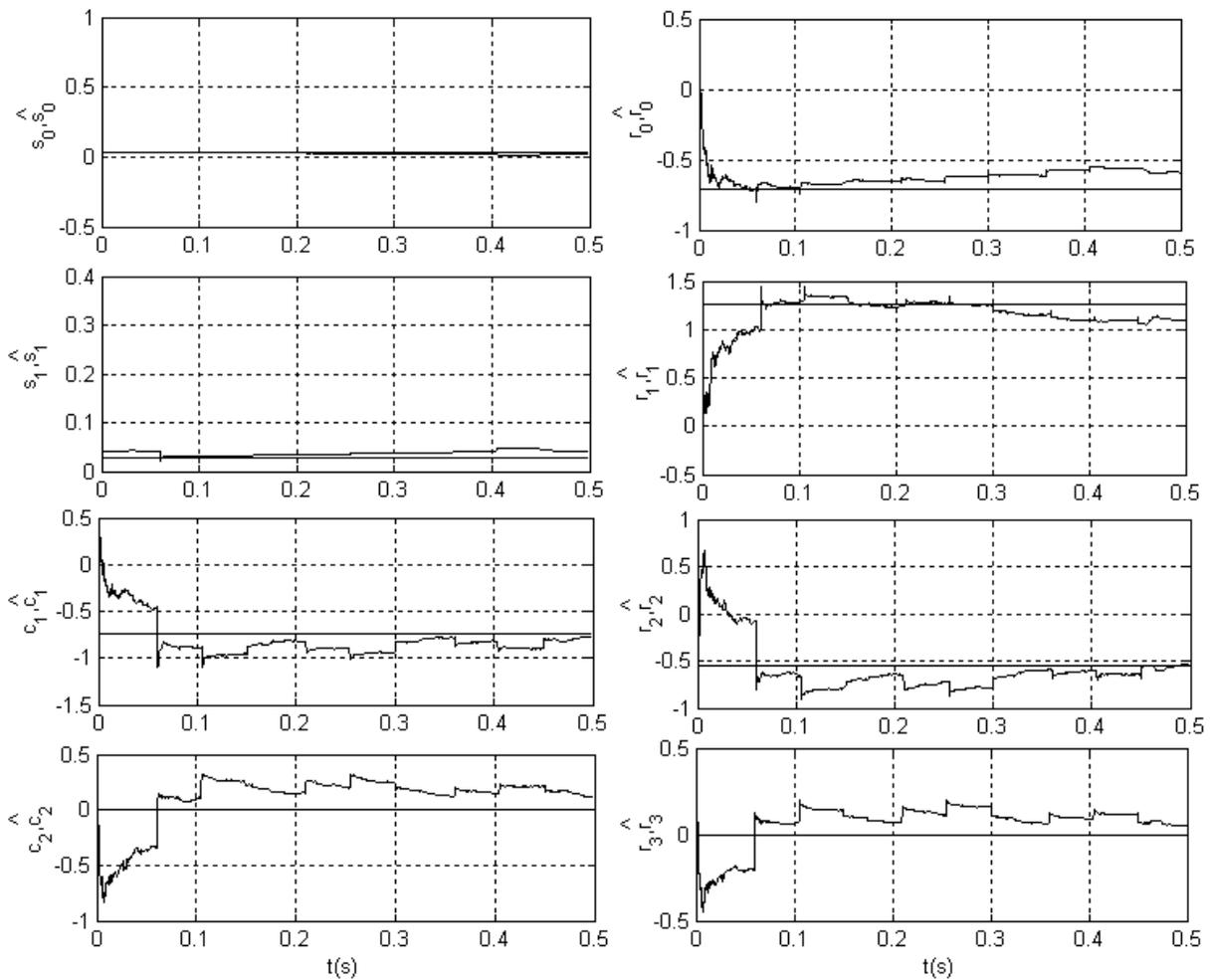


Figure 6-10 : CAVMG : Evolution des paramètres estimés du régulateur adaptatif

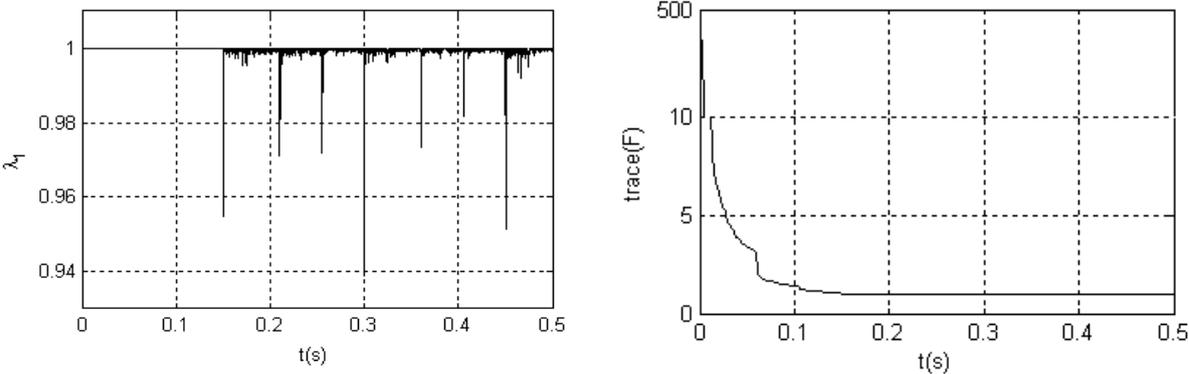
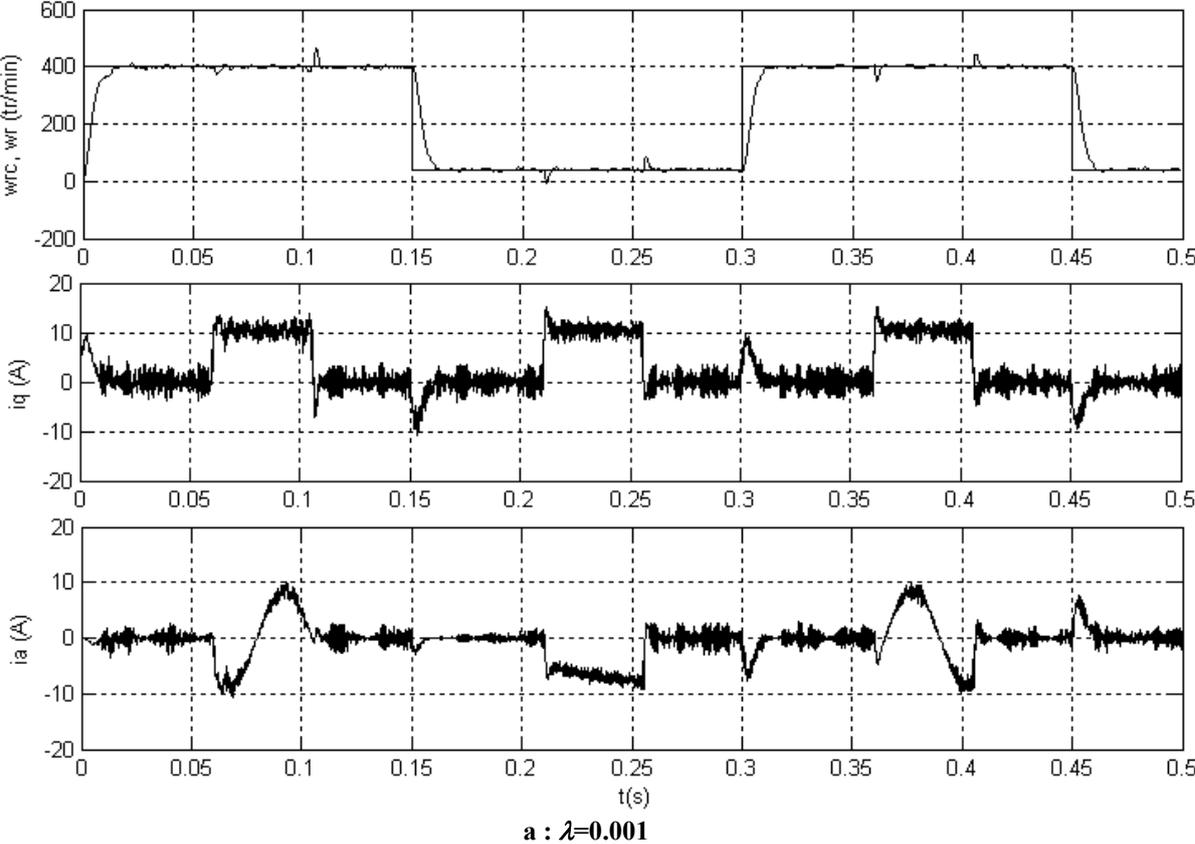
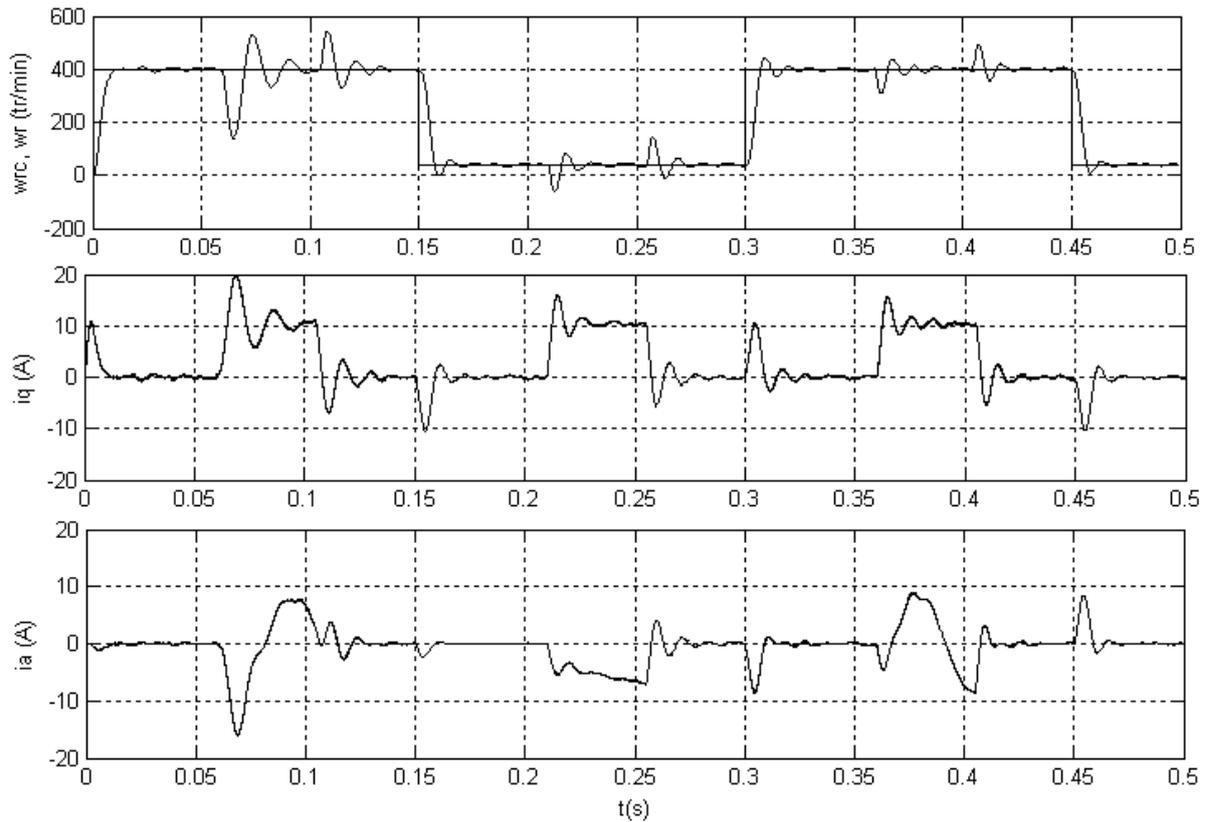
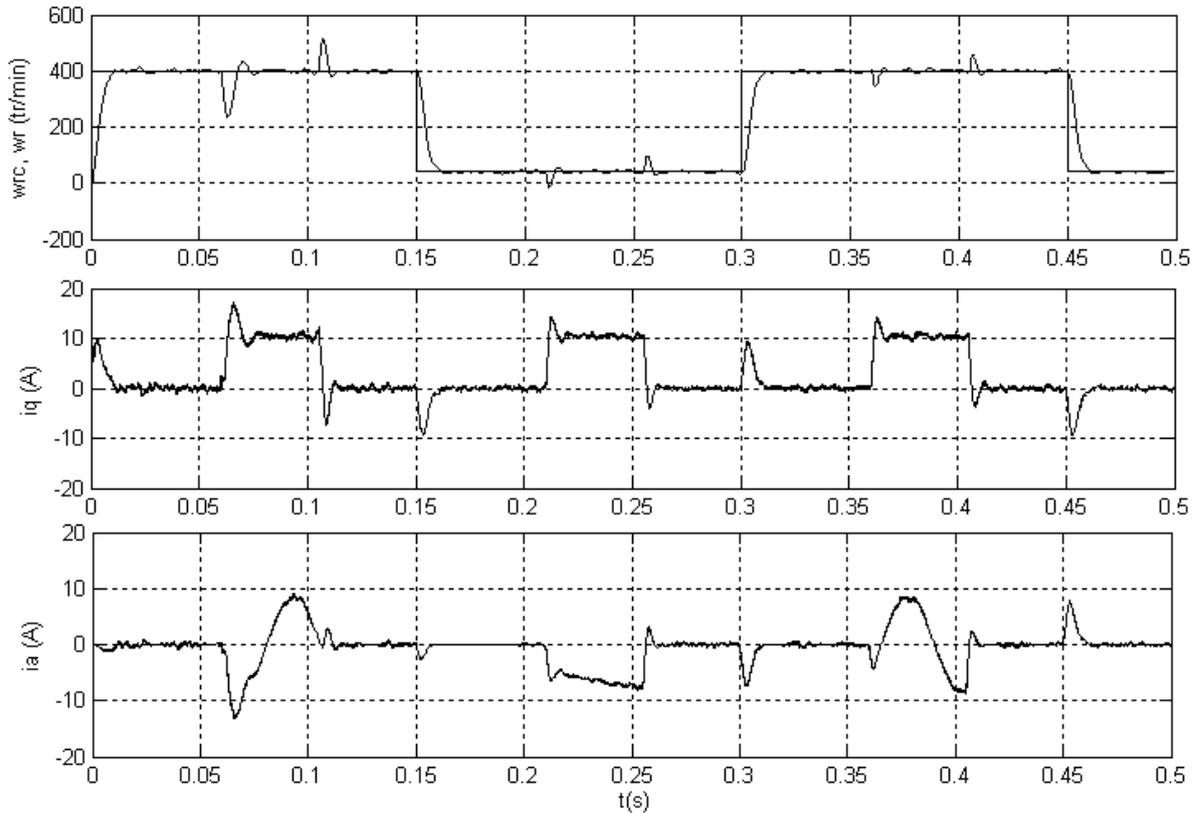


Figure 6-11 : CAVMG: Evolution du facteur de pondération $\lambda_1(t)$ et de la trace du gain d'adaptation $F(t)$





b : $\lambda=0.5$



c : $\lambda=0.1$

Figure 6-12 : Stratégie CAVMG : Influence du paramètre λ sur les performances de la commande

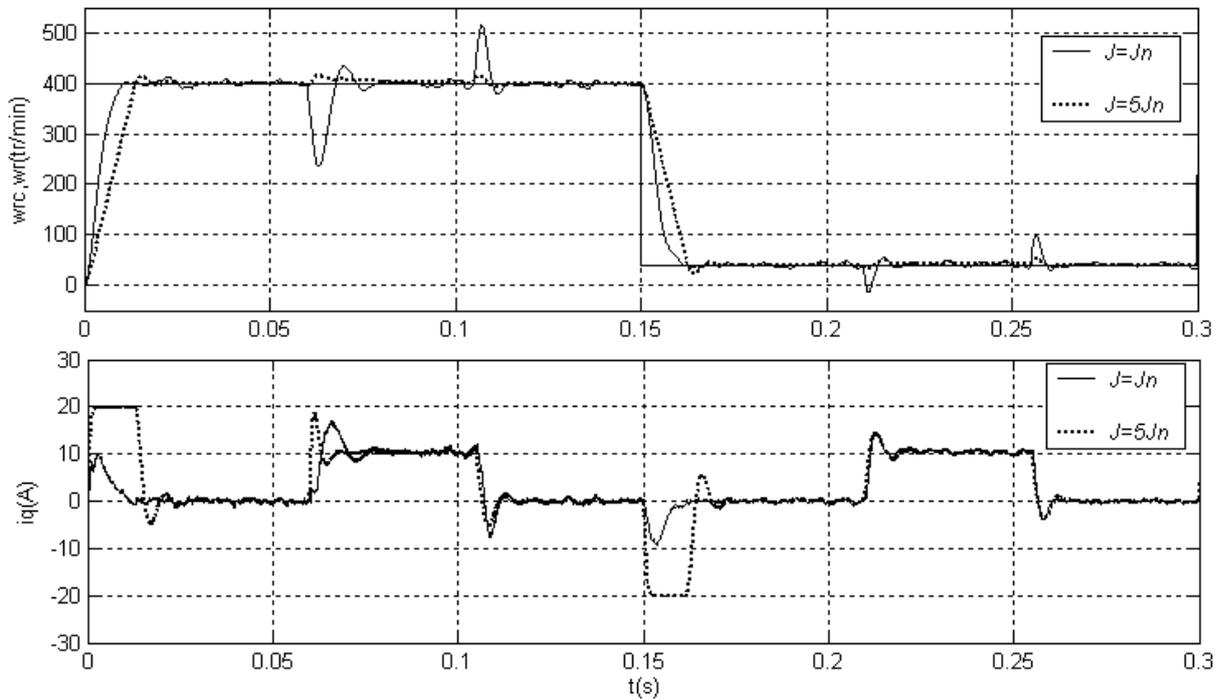


Figure 6-13 : CAVMG : Influence d'une augmentation du moment d'inertie sur les performances de la commande

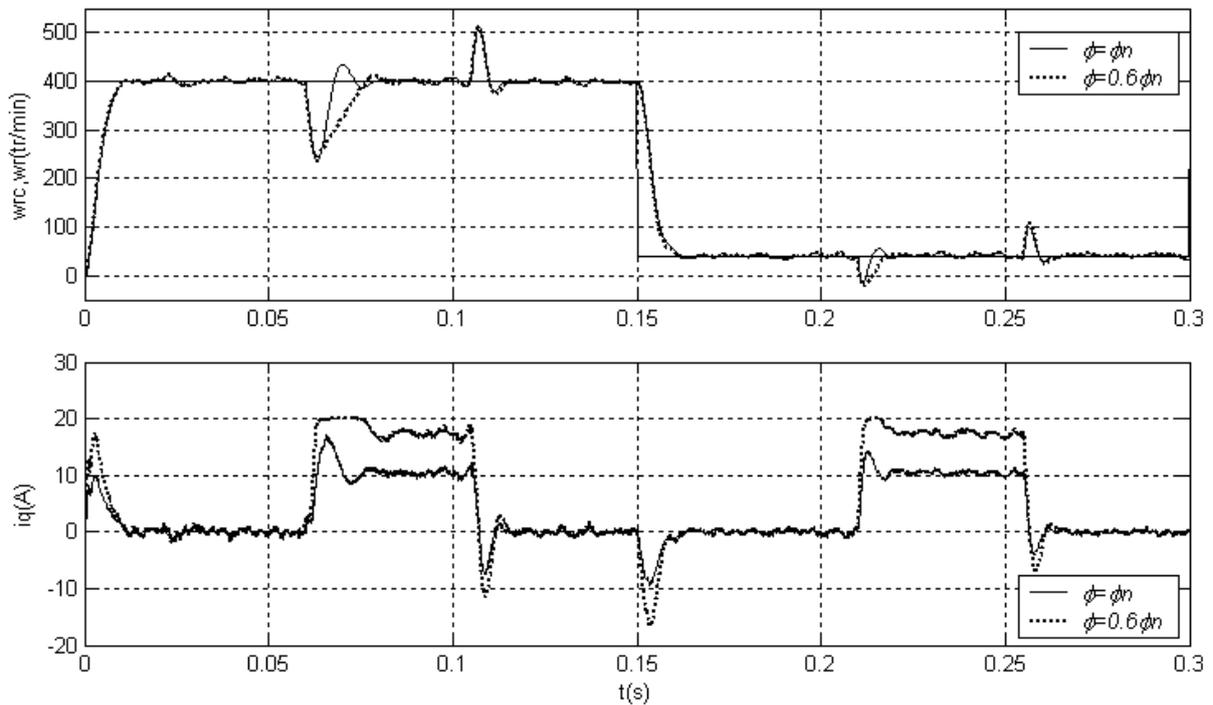


Figure 6-14 : CAVMG : Influence d'une diminution du flux magnétique sur les performances de la commande

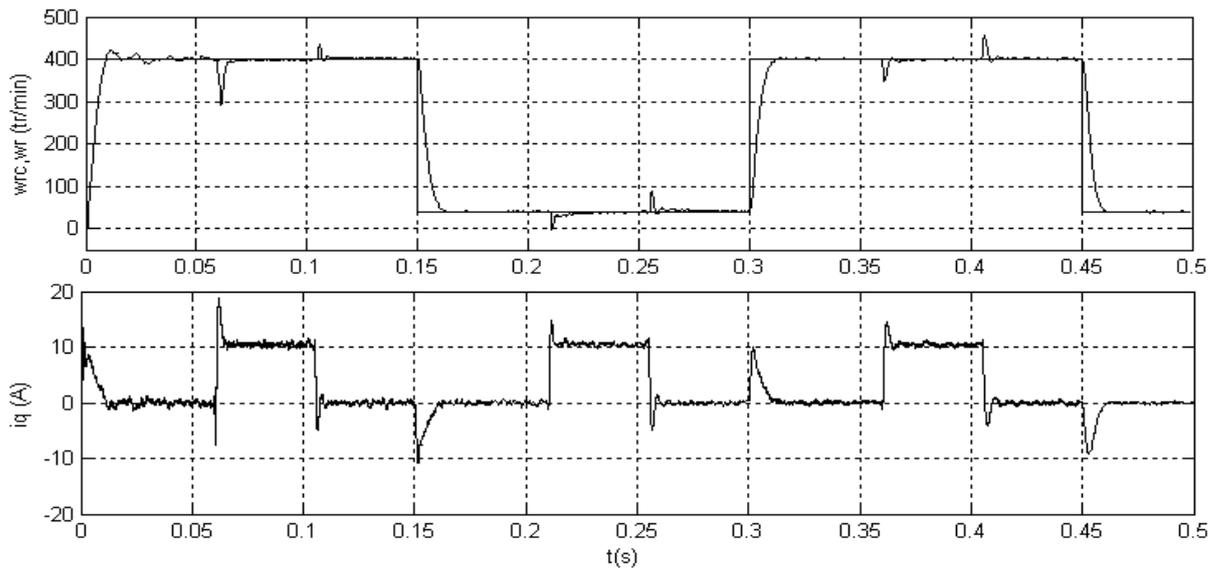


Figure 6-15 : CAVMG avec estimation de la composante continue comme un paramètre du système

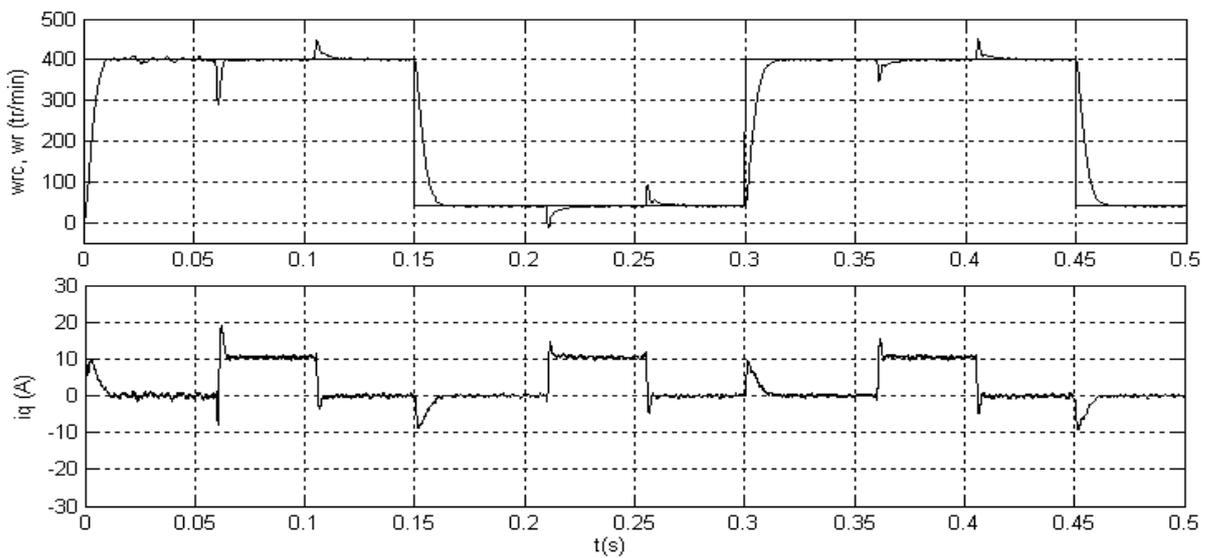


Figure 6-16 : CAVMG avec estimation de la composante continue comme une variable du système

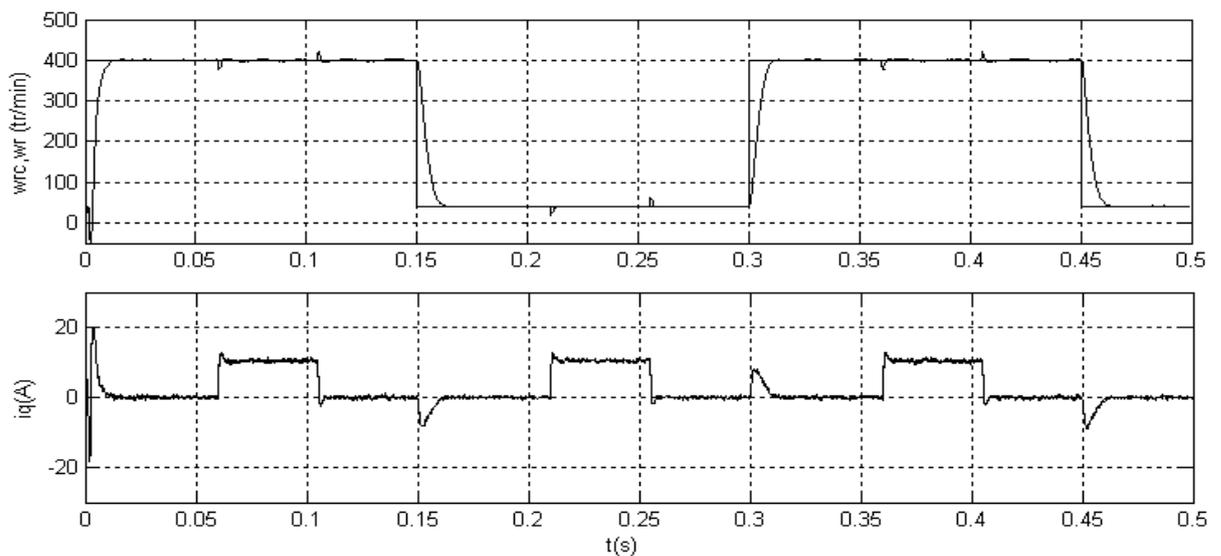


Figure 6-17 : CAVMG en utilisant un prédicteur différentiel

VI.7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre deux stratégies de commande adaptative destinées à prendre en charge les effets des perturbations aléatoires sur le fonctionnement des processus, à savoir : la commande adaptative à variance minimale (CAVM) et la commande adaptative à variance minimale généralisée (CAVMG). Ces stratégies de commande ont été appliquées à l'asservissement de vitesse d'une MSAP en présence du bruit. La CAVM qui a comme objectif la minimisation de la variance de la sortie réglée du système à commander a montré de mauvaises performances à cause d'une forte agitation des grandeurs de la machine. Par contre, la CAVMG a permis d'obtenir des résultats meilleurs. Les grandeurs de la machine sont plus ou moins douces et les performances en termes de poursuite de la référence et la rejection du couple de charge sont maintenues en dépit de la présence du bruit et des variations paramétriques. Un problème très répandu dans les schémas de CAVMG est celui de la composante continue. En effet, cette dernière peut engendrer une erreur statique de synthèse dans la commande ou une erreur de biais dans l'estimation des paramètres si elle n'est pas prise en compte. Le problème de l'erreur statique de synthèse est pris en charge par un choix approprié des fonctions de pondération tandis que le problème de l'erreur de biais peut être résolu par l'une des trois méthodes suivantes : estimation de la composante continue comme un paramètre du système, estimation de la composante continue comme une variable du système et utilisation du prédicteur différentiel. Les résultats de simulation de la MSAP ont montré que les deux premières méthodes ne constituent pas une solution efficace à cause d'une estimation pauvre et lente de la composante continue par rapport à la variation brusque du couple de charge. Par contre l'utilisation du prédicteur différentiel a donné des résultats meilleurs grâce à l'élimination de la composante continue du modèle de prédiction.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude de la commande adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur de tension et munie d'un control vectoriel. La machine a été modélisée dans le repère de Park, puis une étude détaillée des caractéristiques statiques est effectuée dans le régime permanent afin d'optimiser le fonctionnement de la machine et assurer sa stabilité.

La stratégie de commande vectorielle la plus souvent utilisée pour la commande de la MSAP est celle à id nul. Cette stratégie conduit à une loi de commande simplifiée et linéaire du couple en fonction du courant mais elle ne profite pas du couple réluctant qui peut être développé par les machines à pôles saillants, c'est pour cela que les performances de cette commande se dégradent en fait et à mesure que la saillance de la machine augmente. La stratégie de commande à couple maximal est très attrayante puisqu'elle permet d'obtenir un couple maximal pour un courant donné et donc diminuer les pertes joules. La commande à facteur de puissance unitaire peut être appliquée à la MSAP pour limiter la puissance de la source et de variateur associé à la machine. Donc pour certaines applications, il est très intéressant d'utiliser une commande à couple maximal ou une commande à $\cos\phi = 1$. Cependant, ces deux stratégies posent le même problème concernant la difficulté de l'implantation en raison de la non linéarité du modèle et la difficulté du calcul du couple (i_d , i_q) à partir d'un couple électromagnétique exigé.

La commande vectorielle de la MSAP associée à des régulateurs linéaires de type PI a montré de performances limitées en terme de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine. Pour résoudre ce problème, nous avons opté à l'application de quelques stratégies de commande adaptative pour permettre au régulateur de prendre en charge les éventuels changements dans la dynamique du système en question.

Après avoir présenté les principaux concepts de la commande adaptative et de l'estimation récursive des modèles des processus, trois stratégies de commande adaptative ont été analysées et appliquées à l'asservissement de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents à savoir : la commande adaptative par placement de pôles (CAPP), la poursuite et la régulation adaptative avec pondération de l'entrée (PRAPE) et la commande adaptative à variance minimale généralisée. Chacune de ces stratégies de commande est une extension adaptative pour le cas des paramètres inconnus ou variables dans le temps d'une stratégie de commande linéaire. Cette extension s'obtient en associant à la commande linéaire un algorithme d'adaptation paramétrique (AAP) de type moindres carrés récurrents (MCR) et en se basant sur le principe d'équivalence certaine qui consiste à utiliser les paramètres estimés du système ou du régulateur comme s'ils étaient les vrais paramètres. Les paramètres de l'algorithme MCR sont choisis pour assurer une estimation à deux étapes : la première correspond à un gain d'adaptation décroissant dont le but est d'accélérer la convergence des paramètres estimés supposés inconnus et la deuxième correspond à un gain d'adaptation à trace constante qui est nécessaire pour garantir une certaine capacité de poursuite des paramètres si ces derniers varient dans le temps. La combinaison entre ces deux profils du gain d'adaptation a montré son efficacité dans le plan de rapidité et de précision d'estimation. Les résultats d'estimation obtenus nous a permis de déduire que les perturbations de charge affectent les paramètres estimés mais la convergence de ces derniers vers les paramètres réels n'est pas une condition nécessaire pour garantir la stabilité du schéma de commande adaptative ou maintenir les performances désirées.

La CAPP est dérivée de la commande par placement de pôles (CPP) très populaire dans le domaine de la commande linéaire. Le calcul de la loi de commande revient souvent à résoudre en ligne une équation polynomiale appelée équation Diophantine où les paramètres du régulateur sont obtenus en fonction des paramètres estimés du système et des performances désirées. Les conditions de stabilité de cette stratégie de commande dépendent des propriétés de convergence de l'AAP et des conditions de solvabilité de l'équation Diophantine. Des études ont montré que ces dernières peuvent être violées pendant les régimes transitoires ou si le modèle du système est surparamétrisé, d'où la nécessité d'introduire dans l'algorithme de commande un organe de supervision qui vérifie ces conditions [Dug90]. Les résultats de simulation obtenus ont montré des performances très satisfaisantes de la CAPP en termes de poursuite des variations de la consigne, de rejection de la perturbation du couple de charge ainsi qu'une robustesse incontestable vis-à-vis des variations des paramètres de la machine. Comme cette stratégie est réalisée par une approche indirecte, elle nécessite une puissance de calcul relativement importante. Cependant, cet inconvénient tend à disparaître avec le développement de l'électronique digitale et la construction de micro-processeurs de grande vitesse.

Dans le but de diminuer le temps de calcul de l'algorithme de commande adaptative, nous avons fait appel à une approche directe basée sur un modèle de référence. Nous avons présenté en premier temps, la stratégie Poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants (PRAOI). L'objectif de cette stratégie est d'assurer asymptotiquement une poursuite parfaite de la référence et une dynamique désirée en régulation sans tenir compte de l'énergie de commande dépensée. La réalisation de cet objectif nécessite la simplification des zéros du système à commander, ceci limite l'application de la commande PRAOI aux systèmes à minimum de phase et il peut causer une forte agitation de la commande et par suite une sollicitation importante de l'actionneur. Afin de surmonter ce problème, nous avons introduit la commande PRAPE qui est une extension de la commande PRAOI obtenue par une pondération de l'énergie de commande résultante de cette dernière. Cette pondération introduite permet d'étendre l'application de la commande aux systèmes à non minimum de phase et de fixer par un seul paramètre un compromis entre l'énergie de commande dépensée et la réalisation des performances de poursuite et de régulation désirées. Les résultats obtenus par la stratégie PRAPE sont nettement meilleurs par rapport à la stratégie PRAOI, sous réserve d'un bon choix des paramètres de la pondération. Le régulateur adaptatif s'adapte bien avec les variations paramétriques de la machine et assure des réponses satisfaisantes et sans agitation suite à des variations de la consigne de vitesse ou du couple de charge.

Les stratégies de commande adaptative citées ci dessus ne prennent pas en compte les bruits de mesure et les fluctuations aléatoires des grandeurs de la machine qui peuvent avoir des causes diverses (la machine n'est pas rigoureusement symétrique, la répartition du flux dans la machine n'est pas rigoureusement sinusoïdale, le bruit introduit par l'onduleur,..). Pour prendre en charge ce type de perturbation, nous avons introduit deux stratégies de commande adaptative : la commande adaptative à variance minimale (CAVM) et la commande adaptative à variance minimale généralisée (CAVMG). La CAVM qui a comme objectif la minimisation de la variance de la sortie du système à commander a montré de mauvaises performances à cause d'une forte agitation des grandeurs de la machine. L'objectif de la CAVMG est de minimiser la variance d'une sortie généralisée en termes de la référence, la sortie du système et la loi de commande. Cette commande a permis d'obtenir des résultats meilleurs. Les grandeurs de la machine sont plus ou moins douces et les performances en termes de poursuite de la référence et de rejection du couple de charge sont maintenues en

dépit de la présence du bruit et des variations paramétriques. Cependant, La difficulté de cette commande réside dans le choix des fonctions de pondération et la compensation de la composante continue du système. Le problème de cette dernière peut être résolu par trois méthodes à savoir : l'estimation de la composante continue comme un paramètre de la dynamique du système, l'estimation de la composante continue comme une variable d'état du système et l'utilisation d'un prédicteur différentiel. L'efficacité des deux premières méthodes dépend de la précision et la rapidité de la procédure d'estimation qui sont difficiles à obtenir dans notre cas à cause des variations brusques de couple de charge. Les résultats de simulation montrent que la méthode du prédicteur différentiel constitue une solution efficace vue les bonnes performances obtenues en termes de poursuite de la consigne, de compensation rapide de la perturbation de charge ainsi qu'une minimisation satisfaisante des perturbations aléatoires.

Les études effectuées dans cette thèse, ainsi que les résultats de simulation obtenus ont montré une grande similitude entre les stratégies PRAOI ou PRAPE destinées à un environnement déterministe et les stratégies CAVM ou CAVMG destinées à un environnement stochastique. Bien que les objectifs soient différents, les lois de commande ont la même structure et conduisent à des schémas de commande identiques. Malgré que les stratégies proposées dans ce travail sont relativement compliquées de mise en œuvre et nécessitent une puissance de calcul relativement grande par rapport aux régulateurs classiques simples, nous avons pu mettre en exergue certaines améliorations intéressantes dans l'asservissement de vitesse des MSAP.

Le travail sur la commande adaptative de la machine synchrone à aimants permanents est loin d'être achevé. Comme perspective, puisque nous avons considéré uniquement la commande vectorielle à id nul, il est intéressant d'associer les stratégies de commande adaptative étudiées dans cette thèse avec une commande vectorielle à couple maximal ou à facteur de puissance unitaire appliquées à une machine synchrone à pôles saillants. De plus, l'idée d'utiliser la commande adaptative multivariable ou la commande par retour d'état adaptatif va sûrement contribuer à mieux conduire la machine et améliorer ces performances.

Annexe A

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses

Puissance nominale : $P_n=2$ kW

Vitesse nominale : $N_n=4000$ trs/min

Nombre de paires de pôles : $p=3$

Résistance statorique par phase : $R_s = 1 \Omega$

Inductance cyclique : $L_d = L_q = 3.2$ mH

Moment d'inertie : $J = 6.10^{-4}$ kg.m²

Coefficient de frottement : $f_r = 9.5.10^{-5}$ N.m.s/rd

Flux des aimants : $\varphi_f = 0.13$ V/rd/s

Annexe B

1- Lemme d'inversion matricielle

Lemme : Soit F une matrice régulière de dimension $(n \times n)$ et ϕ un vecteur de dimension n , alors :

$$(F^{-1} + \phi\phi^T)^{-1} = F - \frac{F\phi\phi^T F}{1 + \phi^T F \phi}$$

2- Théorème de stabilité des algorithmes d'adaptation paramétrique (AAP)

Soit l'AAP donné par les équations (B-1)-(B-3). Supposons que l'équation de l'erreur d'adaptation à posteriori soit donnée par (B-4) où $\phi(t)$ est une séquence bornée ou non bornée de vecteurs, $H(z^{-1})$ est une fonction de transfert échantillonnée et θ est un vecteur constant.

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t) v(t+1) \quad (\text{B-1})$$

$$v(t+1) = \frac{v^0(t+1)}{1 + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \quad (\text{B-2})$$

$$F(t+1)^{-1} = \lambda_1(t)F(t)^{-1} + \lambda_2(t)\phi(t)\phi(t)^T \quad (\text{B-3})$$

$$0 < \lambda_1(t) \leq 1 \quad 0 \leq \lambda_2(t) < 2 \quad F(0) > 0$$

$$v(t+1) = H(q^{-1})[\theta - \hat{\theta}(t+1)]^T \phi(t) \quad (\text{B-4})$$

Alors si : $H(z^{-1}) = H(z^{-1}) - \frac{\lambda}{2}$

est une fonction de transfert strictement réelle positive pour $2 > \lambda > \max \lambda_2(t)$

On a :

- 1) $\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = 0$
- 2) $\lim_{t \rightarrow \infty} [\theta - \hat{\theta}(t+1)]^T \phi(t) = 0$
- 3) $\lim_{t \rightarrow \infty} [\hat{\theta}(t+1) - \hat{\theta}(t)]^T F(t)^{-1} [\hat{\theta}(t+1) - \hat{\theta}(t)] = \lim_{t \rightarrow \infty} \phi(t)^T F(t)\phi(t)v^2(t+1) = 0$
- 4) $[\hat{\theta}(t) - \theta]^T F(t)^{-1} [\hat{\theta}(t) - \theta] < M_1 < \infty$

$$5) \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \left[1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t) \right] v^2(t+1) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{[v^0(t+1)]^2}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} = 0$$

Si en plus $F(t)^{-1} \geq \delta F(0)^{-1}$; $F(0) > 0$, $\delta > 0 \quad \forall t \geq 0$

$$\|\hat{\theta}(t)\| \leq M_2 < \infty \quad \forall t \geq 0$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\hat{\theta}(t+1) - \hat{\theta}(t)\| = 0$$

3- Théorème de convergence (Dugard, Landau 1980)

Soit l'AAP :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t) \phi(t) v(t+1)$$

$$F(t+1)^{-1} = \lambda_1(t) F(t)^{-1} + \lambda_2(t) \phi(t) \phi(t)^T$$

$$0 < \lambda_1(t) \leq 1 \quad 0 \leq \lambda_2(t) < 2 \quad F(0) > 0$$

Supposons que $\hat{\theta}(t)$ engendré par l'algorithme appartient infiniment souvent au domaine (D_s) pour le quel les processus stationnaires $\phi(t, \hat{\theta})$ et $v(t+1, \hat{\theta})$ peuvent être définis.

Considérons les algorithmes pour les quels $v(t+1, \hat{\theta})$ sont donnés par une équation de la forme :

$$v(t+1, \hat{\theta}) = H(q^{-1}) \phi(t, \hat{\theta})^T [\theta^* - \hat{\theta}] + \omega(t+1, \hat{\theta})$$

$H(q^{-1})$: ratio de polynômes moniques

Supposons soit :

a) $\omega(t+1, \hat{\theta}) =$ bruit blanc gaussien $(0, \sigma)$

ou

b) $E\{\phi(t, \hat{\theta}) \omega(t+1, \hat{\theta})\} = 0$

Définissons le domaine de convergence D_c

$$D_c : \left\{ \hat{\theta} : \phi(t, \hat{\theta})^T [\theta^* - \hat{\theta}] = 0 \right\}$$

Alors si : $H'(z^{-1}) = H(z^{-1}) - \frac{\lambda_2}{2}$ est une fonction strictement réelle positive.

On a :

$$\text{Prob} \left(\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\theta}(t) \in D_c \right) = 1$$

Annexe C

1- Calcul des régulateurs PI des courants

Avec l'hypothèse que les découplages des courants et la compensation de la f.e.m. sont parfaitement réalisés, les régulateurs de courants peuvent être calculés séparément. La Figure C-1 montre la régulation des deux courants i_d et i_q en utilisant des régulateurs proportionnel-intégrale PI [Fu95] [Gua98].

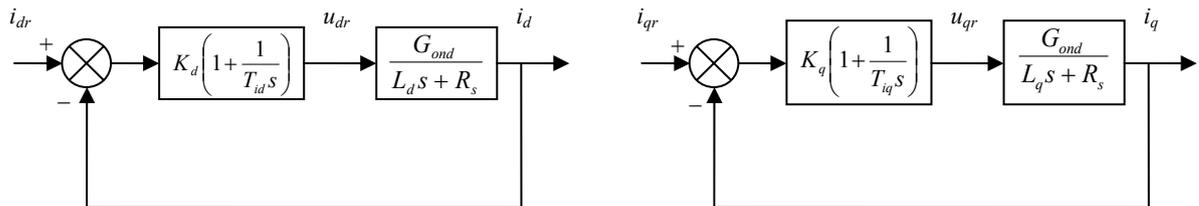


Figure C-1: Régulation des courants avec PI

La constante de temps du régulateur est souvent choisie pour compenser la constante de temps électrique. Nous avons alors :

$$T_{id} = \frac{L_d}{R_s} \quad T_{iq} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{C-1})$$

Le gain est calculé suivant la constante de temps apparente exigé T_0 . Nous avons alors :

$$K_d = \frac{L_d}{T_0} \quad K_q = \frac{L_q}{T_0} \quad (\text{C-2})$$

2- Calcul du régulateur PI de vitesse de la MSAP

La boucle de régulation de la vitesse est montrée par la Figure C-2.

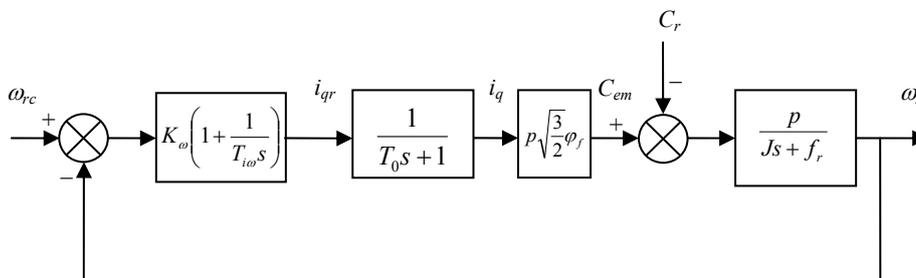


Figure C-2 : Régulation de vitesse avec PI

En supposant que le régulateur PI du courant i_q est correctement ajusté, la fonction de transfert en boucle ouverte sera donnée par :

$$H_{BO}(s) = \frac{K_m}{(1 + T_0s)(1 + T_ms)} \quad (\text{C-3})$$

où :

T_0 : constante de temps apparente exigée pour la boucle de régulation du courant

$T_m = \frac{J}{f_r}$: constante de temps mécanique

$K_m = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{p^2}{f_r} \varphi_f$: gain statique

Le calcul du régulateur PI de vitesse est effectué par la méthode de placement des pôles.

Annexe D

1- Modèle échantillonné pour la régulation numérique de la vitesse de la MSAP

Dans l'annexe C, nous avons montré que le système de régulation de vitesse peut être représenté par la fonction de transfert en boucle ouverte suivante :

$$H_{BO}(s) = \frac{K_m}{(1 + T_0 s)(1 + T_m s)} \quad (D-1)$$

où :

T_0 : constante de temps apparente exigée pour la boucle de régulation du courant

$T_m = \frac{J}{f_r}$ constante de temps mécanique

$K_m = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{p^2}{f_r} \varphi_f$: gain statique

La discrétisation de ce système avec un bloqueur d'ordre zéro et une période d'échantillonnage T_s , conduit au modèle paramétrique échantillonné suivant :

$$\omega_r(t) = \frac{q^{-k} B(q^{-1})}{A(q^{-1})} i_{qr}(t) \quad (D-2)$$

où

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} \\ k &= 1 \end{aligned}$$

Nous posons :

$$p_{11} = e^{-\frac{T_s}{T_0}} ; p_{12} = e^{-\frac{T_s}{T_m}} \quad \mu = \frac{T_m + T_0}{T_m - T_0} \quad (D-3)$$

Les paramètres du modèle du système (D-2) sont :

$$\begin{aligned} a_1 &= -(p_{11} + p_{12}) \\ a_2 &= p_{11} \cdot p_{12} \\ b_0 &= K_m \left(1 - \frac{p_{12} + p_{11}}{2} - \mu \frac{p_{12} - p_{11}}{2} \right) \\ b_1 &= K_m \left(p_{11} p_{12} - \frac{p_{12} + p_{11}}{2} + \mu \frac{p_{12} - p_{11}}{2} \right) \end{aligned} \quad (D-4)$$

2- Spécification des performances de la commande de la MSAP

a- Performances en poursuite

La dynamique de poursuite est exprimée par le modèle de poursuite suivant :

$$\omega_{rm}(t+1) = \frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} \omega_{rc}(t) \quad (D-5)$$

$\omega_{rm}(t+1)$ est la sortie désirée après 1 pas d'échantillonnage de l'application de la commande, et $\omega_{rc}(t)$ est la consigne.

La fonction $\frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})}$ se détermine à partir d'un modèle de poursuite continu (souvent de 2^{ème} ordre $\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2}$). La spécification de ζ et ω_0 permet de calculer les polynômes :

$$\begin{aligned} A_m(q^{-1}) &= 1 + a_{m1}q^{-1} + a_{m2}q^{-2} \\ B_m(q^{-1}) &= b_{m0} + b_{m1}q^{-1} \end{aligned}$$

Nous posons :

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}, \quad \alpha = e^{-\zeta\omega_0 T_s}, \quad \beta = \cos(\omega T_s) \text{ et } \gamma = \sin(\omega T_s) \quad (D-6)$$

Les paramètres du modèle de poursuite (D-5) sont donnés par :

$$\begin{aligned} a_{m1} &= -2\alpha\beta \\ a_{m2} &= \alpha^2 \\ b_{m1} &= 1 - \alpha\left(\beta + \gamma \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right) \\ b_{m2} &= \alpha^2 + \alpha \left(\gamma \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} - \beta \right) \end{aligned} \quad (D-7)$$

b- Performances en régulation

La dynamique de régulation est spécifiée par le polynôme caractéristique $P(q^{-1})$ qui définit les pôles du système en boucle fermée :

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1q^{-1} + p_2q^{-2} \quad (D-8)$$

p_1 et p_2 sont calculés de la même façon que a_{m1} et a_{m2} dans (D-7) en spécifiant la dynamique de régulation désirée par un modèle continu de 2^{ème} ordre caractérisé par certains ζ et ω_0 .

Bibliographie

- [Ama01] Yacine Amara, " Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride", Thèse de Doctorat, Université Paris XI, 2001.
- [Ara98] D. Arab Khaburi , "Contribution à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents sans capteurs mécaniques", Thèse de Doctorat, INPL, 1998.
- [Bal90] Juan C. Balda, Pragasen Pillay, "Speed controller design for a vector-controlled permanent magnet synchronous motor drive with parameter variations", IEEE, 1990.
- [Bar92] Laurent Baratchart, Pierre Bernhard, "Automatique et systèmes", Technique de l'ingénieur, A1 370,1992.
- [Ben06] Abdelkader Ben ferdia, "Commande non linéaire d'un moteur synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, Université de Oum El bouaghi, 2006.
- [Bou06] F. Bouchafaa, "Etude et commande de différentes cascades à onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de Doctorat, ENSP, 2006.
- [Bou98] E.H. Bouhassoun, "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel", Thèse de Magister, ENSP, 1998.
- [Cer95] Emanuele Cerruto, Alfio Consoli, Angelo Raciti, Antonio Testa, "A robust adaptive controller for PM motor drives in robotic applications", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 10, no. 1, January 1995.
- [Cha87] V. V. Chalam, "Adaptive control systems", Marcel Dekker, INC. New York, 1987.
- [Dja98] A. Djahbar, " Sur l'application de commandes adaptatives à une machine asynchrone alimentée en courant avec pilotage vectoriel", Thèse de Magister, ENSP, 1998.
- [Dug90] L. Dugard, I.D. Landau, "Commande adaptative des systèmes. Théorie, Méthodologie, Applications", Ecole d'été d'automatique de Grenoble, Session 2, 3-7 Sep. 1990.
- [Fav86] G. Favier, M. DI Martino, "Commande adaptative d'un télépoteur", Masson, Paris, 1986.
- [Fu95] Y. Fu, " Commande vectorielle des machines à courant alternatif. Etude des problèmes liée à la numérisation des régulateurs", Thèse de Doctorat, UCL, 1995.
- [Fus81] Jean Jacques Fushs, "Convergence des méthodes de commande adaptative en présence de perturbations aléatoires", Rapport de recherche no. 96, INRI, Centre de Renne IRISA, 1981.
- [Gre99] L. Grellet, "Les actionneurs électriques", Edition Eyrolles, 1999.
- [Gua98] R. Guadouani, " Commande d'un onduleur multiniveaux. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents" Thèse de Magister, ENSP, 1998.
- [Hon03] Chan-Ho Hong, Myung-Joong Yong, Jong-Sun Ko, "Robust digital position control algorithm of PMSM using simple neural network compensator", Int. J. Electronics, 2003, vol. 90, no. 1, 13-26, 2003 Taylor & Francis.
- [Hue04] Jesse Huebsch, "optimal online tuning of an adaptive controller", Master thesis of Applied Science, University of Waterloo, Ontario, Canada, 2004.
- [Ioa95] Petros A. Ioannou, Jing Sun, "Robust adaptive control", Prentice Hall, N.J., 1995.

- [Kad00] Azeddine Kaddouri, "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université LAVAL, Québec, Novembre 2000.
- [Kad01] M. Kadjoudj, R. Abdessemed, N. Golea, "Adaptive fuzzy logic control for high performance PM synchronous drives", 2001 Taylor & Francis.
- [Kou86] M.S. Koutchoukali, C.Lagurie, K. Nakim, "Commande adaptative d'un réacteur à lit fluidisé basée sur les systèmes adaptatifs avec modèle de référence", Masson, Paris, 1986.
- [Kwo89] Wong Yui Kwong "Simulation of self tuning regulators", Thesis of Master, University of Hong Kong, 1989.
- [Laj91] M. Lajoie-Mazenc, P. Viarouge, "Alimentation des machines synchrones", Techniques de l'ingénieur, D3 630, Traité génie électrique, 1991.
- [Lan86a] I.D. Landau, "La commande adaptative : Un tour guidé", Masson, Paris, 1986.
- [Lan86b] I.D. Landau, K.N. M'sirdi, M. M'saad, " Techniques de modélisation récursives pour l'analyse spectrale paramétrique adaptative", Traitement de signal, vol. 3, no. 4-5, 1986.
- [Lan93] I.D. Landau, "Identification et commande des systèmes", Hermès, Paris, 1993.
- [Lar86] Ph. De Larminat, "Une solution robuste au probleme de la stabilisabilité dans la commande adaptative indirect", Masson, Paris, 1986.
- [Lin97] Faa-Jeng Lin, "Real-time IP position controller design with torque feedforward control for PM synchronous motor", 1997 IEEE.
- [Lin99] Faa-Jeng Lin, Yueh-Shan Lin, "A robust PM synchronous motor drive with adaptive uncertainty observer », IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 14, no. 4, December 1999.
- [Lou98] J.P. Louis, C. Bergmann, "Commande numérique des machines synchrones", Technique de l'ingénieur, D3 644, traité génie électrique, 1998.
- [Mad01] C. Mademlis, V.G. Angelidis, "A high performance vector controlled interior PM synchronous motor drive with extended speed range capability", IEEE, 2001.
- [Mad02] Christos Mademlis, Nikos Margaris, "Loss minimization in vector-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drives", IEEE 2002.
- [Mat06] J. S. Matthews, "Adaptive control of micro air vehicles", Master thesis, faculty of Brigham Young University, 2006.
- [Mer04] G. Mercère "Contribution à l'identification récursive des systèmes par l'approche des sous-espaces", Thèse de Doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, 2004.
- [Mon00] R. Monajemy, "Control strategies and parameter compensation for permanent magnet synchronous motor drives", Doctorate Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [Mos95] Edoardo Mosca, "Optimal, Predictive and Adaptive Control", Prentice Hall, N.J., USA, 1995.
- [M'sa86] M. M'saad, " Sur la mise en œuvre des schémas de commande adaptative", Masson, Paris, 1986.
- [Mur90] J. M. D. Murphy, F. G. Turnbull "Power electronic control of AC motors", Pergamon Press Oxford, 1990.
- [Nah01] B. Nahid Mobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification en ligne des paramètres", Thèse de Doctorat, INPL, 2001.
- [Nai04] A. Nait Seghir, M.S. Boucherit, "Adaptive speed control of permanent magnet synchronous motor", 2004 IEEE.

- [Nai07] A. Nait Seghir, "Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, ENSP, 2007.
- [Nai97] A. Nait Seghir, "Identification et commande adaptative d'une machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur de tension", Thèse de Magister, ENSP, 1997.
- [Nas00] Mohammad Nssir Uddin, "Intelligent control of an interior permanent magnet synchronous motor drive", Doctorate thesis, Memorial University of Newfoundland, Canada, 2000.
- [Nip99] Eckart Nipp, "Permanent Magnet Motor Drives with Switched Stator Windings", Doctorate Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, 1999.
- [Nou05] M. Nour, I. Aris, N.Mariun, S. Mahmoud, "Hybrid model reference adaptive speed control for vector controlled permanent magnet synchronous motor drive", IEEE, PEDS, 2005.
- [Pil90] Pragasen Pillay, "Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive", IEEE Trans., vol.5, no.2, 1990.
- [Pot86] J. Pot, C.M. Falinower, E.Irving, "La régulation multivariable adaptative des fours", Masson, Paris, 1986.
- [Ram01] G. Ramond, "Contribution à la commande prédictive généralisée adaptative directe et applications», Thèse de Doctorat, Université Paris XI Orsay, 2001.
- [Sam89] M.Samaan, I.D. Landau, M. M'saad, B. Manguin, "EXPERT-AD: An environment for off-line and real time computer aided design (CACSD89) ", 1989 IEEE.
- [Sen95] Tomonobu Senjyu, Tsuyoshi shimabukuro, Katsumi Uezato, "Vector control of permanent magnet synchronous motors without position and speed sensors", IEEE, 1995.
- [Shi88] Kwan Ka Shing, "Some practical problems in the implementation of self-tuning controllers" thesis of Master, University of Hong Kong, 1988.
- [Sil99] Jose Luiz Da Silva Neto, "Contribution aux algorithmes d'adaptation par logique floue appliqués à la commande de la machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université LAVAL, Québec, Novembre 1999.
- [Stu00] G. Sturtzer, E. Smigiel, "Modélisation et commande des moteurs triphasés", Ellipses Edition Marketing S.A., 2000.
- [Tan93] Yves Tanguy, Daniel, Viault, « Performances d'un système asservi », Technique de l'ingénieur, R7 200,1993.
- [Vas90] Peter Vas, "Vector control of AC machines", Clarendon Press Oxford, 1990.
- [Yon90] Lee Yong Il, "A direct adaptive control using generalized predictive control", Proceedings of ISL Winter Workshop, vol. 3, February 7-9, 1990, © ISL.
- [Yua01] Deng Yuanzi, Low Kay Soon, "Digital control of a permanent magnet synchronous motor drive without mechanical sensors", 2001 Taylor & Francis.
- [Zay04] Ali S. Zayed, Amir Hussain, L.S. Smith, "A multivariable generalized minimum variance stochastic self-tuning controller with pole-zero placement", Int. J. of Control and Intelligent Systems, vol.32, no.1, pp.35-44, 2004.
- [Zha97] B. Zhang, M.H. Pong, "Maximum torque control and vector control of permanent magnet synchronous motor", IEEE,1997.