

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université de Batna
Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'Electrotechnique



Thèse

Présentée pour obtenir

Le diplôme de Doctorat en Sciences

Par

Kamel Barra

Magister en Electrotechnique
Ingénieur d'état en Electrotechnique

Thème

Commande Prédictive Généralisée (GPC) des Associations Convertisseurs - Machines à Induction

Soutenue le 13/01/2008 devant le jury :

Dr. M. S. Nait Said	Professeur	Univ. de Batna	Président
Dr. K. Benmahammed	Professeur	Univ. de Sétif	Rapporteur
Dr. R. Abdessemed	Professeur	Univ. de Batna	Examineur
Dr. N. Goléa	Professeur	C. U. Oum El Bouaghi	Examineur
Dr. A. Goléa	Professeur	Univ. de Biskra	Examineur
Dr. M. Kadjoudj	Maître de conf.	Univ. de Batna	Examineur

SOMMAIRE

Page

Chapitre 1 : Introduction générale - état de l'art

1-1	Introduction	4
1-2	Pourquoi la commande prédictive?	7
1-3	Présentation de la thèse	7
1-4	Contributions et apports	9

Chapitre 2 : Modélisation et identification de la machine à induction

2-1	Introduction	13
2-2	Choix du type de modélisation	13
2-3	Modélisation de la machine asynchrone	14
2-3-1	Transformation de Park	14
2-3-2	Modèle vectoriel de la machine à induction avec prise en compte des résistances fer	16
2-3-3	Choix du modèle de représentation d'état de la machine asynchrone	17
2-3-4	Modèle vectoriel dans un référentiel lié au stator(S)	18
2-3-5	Modèle vectoriel dans un référentiel (d-q) lié au champ tournant(T)	21
2-4	Identification par la méthode de la plaque signalétique	23
2-4-1	Identification de la résistance rotorique (effet de peau)	23
2-4-2	Saturation du circuit magnétique	25
2-4-3	Identification des inductances de fuite	26
2-4-4	Modèle de la résistance fer	27
2-5	Validation du modèle	28
2-6	Identification automatique par la méthode des moindres carrés récurrents MCR	29
2-6-1	Application à l'identification des paramètres du transfert couple-vitesse	31
2-6-2	Test de validation	32
2-7	Conclusions	33

Chapitre 3 : Commande prédictive généralisée : Structure algorithmique et polynomiale

3-1	Introduction	36
3-2	Intérêts de la commande prédictive	37
3-3	Principe du GPC	38
3-4	Définition du modèle	38
3-5	Approche algorithmique	40
3-5-1	Commande prédictive généralisée de base (GPC classique)	40
3-5-1-1	Prédicteur optimal	40
3-5-1-2	Expression du critère quadratique à minimiser	41
3-5-1-3	Résolution du critère	41
3-5-1-4	Choix des paramètres de réglage du GPC	42
3-5-1-5	Résultats de simulation et interprétations	43
3-5-2	Commande prédictive généralisée à modèles de référence multiples GPC/MRM	44

3-5-2-1	Reformulation du critère quadratique	45
3-5-2-2	Résolution du critère $J_{GPC/MRM}$	46
3-5-2-3	Résultats de simulation et interprétations	47
3-5-3	Commande prédictive généralisée cascade GPCC	48
3-5-3-1	Introduction	48
3-5-3-2	Définition des modèles	49
3-5-3-3	Formulation des critères quadratiques	49
3-5-3-4	Résultats de simulation et interprétations	49
3-5-4	Commande prédictive généralisée cascade avec modèles de référence multiples GPCC/MRM	51
3-5-4-1	Formulation des fonctions couts	51
3-5-4-2	Définition des modèles	52
3-5-4-3	Résultats de simulation et interprétations	52
3-6	Approche polynomiale – synthèse RST	53
3-6-1	Introduction	53
3-6-2	Régulateur polynomial équivalent du GPC/MRM	54
3-6-3	Règles pour le choix du jeu de paramètres de réglage	55
3-6-4	Résultats de simulation et interprétations	56
3-7	Commande prédictive généralisée sous contraintes terminales	58
3-7-1	Introduction	58
3-7-2	Rappels	58
3-7-3	Formulation du critère quadratique sous contraintes d'égalité	59
3-7-4	Stabilité	61
3-7-5	Résultats de simulation et interprétations	61
3-8	Conclusions	62

Chapitre 4 : Optimisation énergétique

4-1	Introduction	64
4-2-1	Pertes dans la chaîne de conversion d'énergie	66
4-2-1	Pertes dans le moteur à induction	66
4-2-2	Pertes dans les convertisseurs statiques	68
4-2-2-1	Pertes dans le pont redresseur triphasé	68
4-2-2-2	Pertes dans le variateur de fréquence (onduleur de tension)	68
a-	Pertes de conduction	68
b-	Pertes de commutation	69
4-2-2-3	Modèle des pertes dans les convertisseurs statiques (redresseur+onduleur)	71
4-3	Optimisation énergétique dans la chaîne de conversion	72
4-3-1	Modèle du moteur à induction avec prise en compte des pertes Supplémentaires	72
4-3-2	Stratégie d'optimisation des pertes	72
4-3-3	Solution optimale sans contraintes	73
4-3-4	Solution optimale sous contraintes	76
4-3-4-1	Détermination du point à couple maximal	76
4-3-4-2	Solution optimale sous contraintes	79
4-3-4-2-a	Solution optimale sous contraintes de courant	80
4-3-4-2-b	Solution optimale sous contraintes de tension	80
4-3-5	Système de configuration	80

4-4	Application de la commande prédictive cascade à la commande de la machine à induction	83
4-5	Résultats de simulation et interprétations	85
4-6	Conclusions	89

Chapitre 5 : Extension à la commande prédictive adaptative

5-1	Introduction	94
5-2	Commande prédictive adaptative version directe	96
5-2-1	Reformulation de la loi de commande	96
5-2-2	Mise à jour du régulateur	99
5-3	Stabilité de la commande DAGPC/RST	100
5-4	Système de configuration de la DAGPC-RST	100
5-5	Application à la boucle de vitesse	101
5-6	Application à la boucle de flux	105
5-7	Introduction de la topologie du convertisseur	107
5-8	Conclusions	110

Chapitre 1

Introduction générale "Etat de l'art"

L'amélioration des performances des systèmes commandés présente un souci constant menant à des techniques de commande de plus en plus évoluées. La commande prédictive généralisée GPC fut l'une des techniques émergentes ces dernières décennies, non pas seulement sur le plan académique mais aussi sur le plan industriel, et peut être considérée comme étant la plus utilisée après les régulateurs analogiques classiques (PI,PID).

Bien que la commande prédictive est née d'un besoin réel dans le monde industriel, et a vu le jour au sein de l'industrie pétrolière et pétrochimique, elle s'est vite propagée en touchant d'autres secteurs industriels après les grands succès dans l'industrie pétrolière sérieusement éprouvée par les contraintes économiques causées par la crise pétrolière des années 70.

La commande prédictive repose comme l'indique son nom, sur le concept de la prédiction nécessaire dans toute activité dans laquelle on cherche à anticiper une trajectoire prédéfinie située dans le futur [1-1][1-2][1-3]. Ce concept intuitif apparaît fortement, par exemple, au comportement naturel d'un conducteur au volant de sa voiture cherchant à analyser l'état de route sur un horizon afin de déterminer la stratégie de conduite à adopter (les gestes et les manœuvres). Une telle action sur l'accélérateur va accélérer le véhicule, le conducteur novice va savoir relier progressivement l'effort sur l'accélérateur à l'accélération de son véhicule. Si un obstacle surgit sur la route, les freins sont d'une capacité limite de décélération, il convient alors de freiner de façon *anticipative*, donc de *prédire en conduisant le comportement futur*. Et ainsi le lien fonctionnel se crée petit à petit. Avec l'expérience, les actions menant au succès sont renforcées et mémorisées, les autres sont oubliées. L'apprentissage va se traduire ainsi par la capacité de prédire le comportement futur du processus sous l'effet d'un stimulus donné.

La commande prédictive est basée sur la connaissance du *modèle du processus*, connue par le nom MPC (Model Predictive Control). L'idée d'utiliser le modèle afin de prédire le comportement futur du système, trouve toute sa puissance grâce à l'apparition du calculateur offrant les capacités de calcul, de stockage, d'implantation d'algorithmes et enfin de communication très importantes [1-4][1-5][1-6][1-7][1-8][1-9]. L'opérateur humain se constitue une image opératoire de son environnement reliant l'action et le comportement (une action sur la pédale droite du véhicule entraîne son accélération). L'opérateur peut alors se fixer un objectif, un comportement désiré dans le futur, et donc faire subir à son véhicule une trajectoire de référence (virages, ralentissements, accélérations, etc.) avec des comportements variables (conduite douce ou sportive suivant la nécessité du moment). L'action volontaire engendre un comportement effectif et une comparaison entre les deux comportements : prévu et réalisé s'impose. Les processus industriels, à leurs tours, doivent également suivre certaines consignes, et les actions naissantes de la volonté de prédire leurs comportements futurs s'inscrivent dans la case de la commande prédictive de processus. Notons que les deux stratégies de commande MPC (Generalized Predictive Control GPC et Predictive Functional Control PFC) se différencient l'une de l'autre essentiellement au niveau du modèle du processus utilisé ainsi que la fonction coût à minimiser [1-2][1-3].

En effet, en 1973, Astrom et Wittenmark [1-4] ont proposé un régulateur minimisant la variance de la sortie du système MVC (Minimum Variance Control) utilisant des commandes trop nerveuses, suivie en 1979, par les travaux de Clarke et Gawthrop [1-5] qui ont ajouté à l'indice de performance de la méthode MVC précédente un coefficient de pondération sur la commande: c'est la commande GMVC (Generalized Minimum Variance Control) qui peut être considérée comme l'ancêtre du GPC. Le GMVC qui est une technique prédictive ayant un pas de prédiction unitaire (un seul pas en avant) souffre du manque de performances vis à vis des systèmes lents (retard au-delà de l'unité surtout pour les procédés chimiques et pétroliers). Notons aussi les travaux scientifiques de J. Richalet *et al.* en 1978 [1-1] qui ont publiés les premiers travaux concernant la commande prédictive fonctionnelle PFC (Predictive Functional Control), aussi les ingénieurs de la compagnie pétrolière Shell, C. R. Cutler *et al.* ont fait part de leur expérience. Puis en 1982, De Keyser et B. R. Ydstie ont présenté leur contribution et leur apport sur cette technique de commande. Mais le réel essor de la commande GPC s'est fait en 1985 par D. W. Clarke *et al.* [1-6][1-7][1-8] qui ont présenté la première version *algorithmique* de cette commande popularisant ainsi son concept vers des domaines très variés aussi bien dans les secteurs de l'industrie chimique et pétrolière, que dans le secteur des applications industrielles liées à la machine-outil, suivie en 1987 par sa version rivale PFC par J. Richalet *et al.* appliquée sur des systèmes électromécaniques rapides. Depuis, beaucoup de Résultats ont été acquis, mais la contrainte principale de la commande prédictive qui est une commande à plusieurs degré de liberté (quatre paramètres de réglage pour la commande sans contraintes et cinq en cas de prise en comptes des contraintes terminales d'égalités) se manifeste dans le choix du jeu de paramètres de réglage. En effet, en 1986, Irving et consorts parlent d'un GPC avec modèle de référence ayant la réputation d'être insensible au problème de la surparamétrisation des systèmes avec compensation pole-zéro contrairement à la méthode de placement de pôles. Mais en 1989, Wertz *et al.* [1-9] attirent l'attention sur le fait que le GPC à modèle de référence présenté par Irving n'est pas à l'abri du problème d'instabilité causé par le choix de la pondération et de la variation des paramètres du système. Depuis, plusieurs approches ont été mises en ouvres pour la détermination du jeu de paramètres stabilisant le système. En effet, en 1991, D. W. Clarke et Scatollini [1-10] ont proposés une extension de la commande prédictive vers la version sous contraintes CRHPC (Constrained Receding Horison Predictive Control) introduite lorsqu'on a à prendre en considération certaines contraintes terminales qui peuvent surgir lors d'un fonctionnement dans des conditions extrêmes. Cette approche a démontré sa capacité de garantir la stabilité du système sous certaines conditions même pour des réglages extrêmes tel que le réglage Dead/beat.

En 1993, Rawlings *et al.* [1-11] ont apporté une solution à la stabilité des systèmes linéaires par la prise en compte d'une contrainte sur l'état et sur la commande du système dans un contexte de stratégie à horizon fuyant. Cette stratégie garantit la stabilité des systèmes linéaires en boucle fermée puisque le prédicteur optimal est donné sous forme linéaire ce qui n'est toujours qu'une approximation de la réalité. En 1996, une version *polynomiale* synthétisant la loi de commande sous forme d'un polynôme R-S-T a été développée par P. Boucher *et al.* [1-2] [1-12] permettant ainsi l'analyse de stabilité en boucle ouverte du système ce qui n'est pas le cas pour la structure algorithmique en proposant aussi une méthode pratique pour le choix des paramètres de réglages stabilisant le système.

Avec l'émergence ces dernières années de la commande non-linéaire, beaucoup de travaux visant d'intégrer l'aspect non linéaire des procédés aux techniques de la commande prédictive généralisée. A titre d'exemple, on peut citer les travaux de H. Chen *et al.* [1-13] [1-14] en proposant un schéma de commande prédictive non linéaire avec contraintes sur la

commande garantissant la stabilité en boucle fermée. Le critère à minimiser étant une intégrale du carré de l'erreur (ISE) sur un horizon fini augmenté de la minimisation d'une fonction coût quadratique terminale. Notons aussi les travaux de P. Scokaert [1-15] utilisant le concept de la commande prédictive à horizon infini. Aussi les travaux de K Maaziz [1-16] visant les stratégies de stabilisation autour des trajectoires.

Le moteur asynchrone reçoit de plus en plus d'attention à cause de leur large plage de variation de vitesse, de leur robustesse mécanique de nature, de leur maintenance aisée et surtout à cause de leur prix imbattable par rapport aux autres types de machines électriques. En effet, environ de 56% de la totalité de l'énergie électrique consommée est due aux moteurs électriques, et environ de 96% de cette énergie est consommée par les moteurs à induction ce qui signifie que presque 53% de la totalité de l'énergie électrique est consommée par ce type de moteurs [1-17] [1-18]. Aussi, environ de 70% des moteurs à induction utilisés sont des moteurs de petite puissance (<10 kW). En conséquence, la tendance est de concentrer les études d'optimisation énergétiques sur les moteurs à induction de faible puissance puisque les pertes dans le moteur sont d'une valeur significative par rapport à la puissance nominale du moteur. Ces statistiques, même imprécises de nos jours, montrent clairement la forte domination des machines à induction du marché des machines électriques et même les statistiques prévisionnistes se dit que le moteur asynchrone restera la machine la plus utilisée dans le futur d'ici au moins une vingtaine d'année encore voir plus.

L'amélioration des performances énergétiques du moteur asynchrone a fait récemment l'objet de plusieurs travaux de recherches [1-17] [1-18] [1-19] [1-20] [1-21] [1-22] [1-23][1-24] [1-25]. La résolution du problème de l'optimisation énergétique revient à rechercher le meilleur compromis (balance) entre les différents types de pertes. Traditionnellement, il existe trois classes de méthodes pour la minimisation des pertes :

- La minimisation à base de modèle des pertes LMC (Loss Model Control)
- La minimisation en ligne SC (Search Control)
- Les méthodes de l'intelligence artificielle, notamment de la logique floue et des réseaux de neurones.

Les méthodes LMC et SC minimisent les pertes mais de manières différentes. La méthode LMC qui est une méthode analytique calcule le point optimal de la fonction coût regroupant les modèles des différents types de pertes. La convergence rapide de cette méthode étant l'avantage de cette méthode. Toutefois, elle représente l'inconvénient de la sensibilité paramétrique (notamment, les variations des résistances dues à la température et à l'effet de peau, ainsi que les variations des inductances dues à la saturation, etc.). Notons que l'approche nécessite l'adjonction d'algorithmes d'identification en ligne pour converger vers le point optimal réel.

L'approche d'optimisation en ligne SC possède l'avantage d'être robuste vis à vis du problème de la sensibilité paramétrique du moment qu'elle dépend uniquement de la puissance d'entrée, mais au détriment du temps long utilisée par l'approche pour converger puisque la localité de l'optimum n'est pas connu au démarrage du processus de recherche. D'autres inconvénients de la méthode apparaissent dans la pratique, tel que les oscillations du couple durant la phase de recherche du point optimal causé par les changements des pas de la recherche (méthode du gradient, de la rampe ou du golden section [1-21][1-22]). Afin de regrouper les avantages des deux méthodes LMC et SC, une approche "hybride" peut être

utilisée. Elle utilise la méthode LMC au démarrage pour localiser le point sub-optimal, ensuite le point optimal est recherché en utilisant la méthode SC.

Pourquoi la commande prédictive?

Autrefois, la plupart des régulations industrielles est réalisé souvent avec des régulateurs analogique type P.I. ou P.I.D. avec une efficacité remarquable et un rapport prix/performance avec lequel il est difficile de les rivaliser. Toutefois, ce type de régulateurs ne couvre pas tous les besoins et ses performances souffrent dans un certain champ d'applications dont on cite [1-3] [1-6] [1-9][1-26] :

- ◆ Les processus difficiles, notamment non linéaires, instables, à grand retard pur (procédés chimiques et pétroliers surtout) ainsi que les systèmes à phases non minimales.
- ◆ Lorsque les performances sont tendues par l'utilisateur, notamment: forte atténuation des perturbations, erreur de traînage nulle en poursuite, réponse en temps minimal, ce qui amène à fonctionner sous contraintes qui affectent soit les variables de commande, soit les variables internes du processus.
- ◆ La commande prédictive est riche et très variée, d'une part, que sa démarche repose sur une méthodologie permettant la prise en compte des contraintes pour la mise au point de la commande et d'autre part la possibilité offerte par ce type de commande pour l'exploitation des informations concernant les trajectoires prédéfinies dans le futur, donc une commande très séduisante pour les problèmes de suivi de trajectoires.

En plus des limitations des régulateurs analogiques classiques cités auparavant, l'évolution de l'électronique numérique qui a permis de réaliser des calculateurs très rapides, a favorisé l'éclosion de la commande prédictive à base de modèle numérique puisque sur le plan technique, l'accessibilité est plus aisée aux calculateurs numériques susceptibles de réaliser des traitements algorithmiques, intégrant calcul et logique qu'aux régulateurs purement analogiques. L'introduction de la technique de commande prédictive GPC qui est plus complexe et plus performante peut être considérée comme une extension de nos moyens d'action, un outil de plus qu'il va falloir utiliser à bon escient, sans pour autant rejeter les outils anciens la ou ils sont efficaces.

Présentation de la thèse

Le travail présenté dans cette thèse est à caractère pluridisciplinaire, Il fait appel à des connaissances de l'électrotechnique et de l'automatique et s'articule autour de quatre parties essentielles :

- La première partie (deuxième chapitre) est consacrée à la modélisation et à l'identification de la machine à induction. La simplicité structurelle de la machine asynchrone à cage cache une grande complexité fonctionnelle due aux interactions des différents paramètres de la machine. En effet l'inaccessibilité aux grandeurs rotoriques a mené à modifier l'équation vectorielle du rotor pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

Vu la complexité de déterminer un modèle prenant en compte la plupart des phénomènes qui surgissent le fonctionnement de la machine (les phénomènes traditionnellement négligés par les auteurs tels que la saturation du circuit magnétique, l'effet de peau, la résistance fer, etc.), on s'est intéressé au modèle de Park à paramètres variables reflétant le plus

fidèlement possible le comportement aux différents régimes de fonctionnement. L'approche utilisée est simple, elle consiste à considérer en premier lieu que la saturation et l'effet de peau sont négligés, donc de supposer que les différents types d'inductances et de résistances de la machine comme étant des grandeurs constantes, ensuite corriger le modèle par l'introduction des lois de variation des inductances en fonction des courants et les résistances en fonction de la fréquence issues d'essais expérimentaux classiques. Enfin une validation expérimentale s'impose afin de valider le modèle présenté.

La deuxième méthode d'identification ensuite est présentée, c'est une méthode de l'automatique qui est plus précise que la première. Elle repose sur l'algorithme d'adaptation paramétrique des moindres carrés récursifs M.C.R [1-27], dont le principe consiste à minimiser la norme Euclidienne de l'erreur à l'instant courant entre la sortie réelle du processus à identifier et celle du modèle. Les valeurs d'identification de la première méthode sont utilisées comme des valeurs initiales pour la deuxième.

- Dans le troisième chapitre, un état d'art sur les différentes techniques de la commande prédictive généralisée [1-2] est présenté, montrant une richesse remarquable de cette technique de commande qui a permis de mettre l'accent sur les deux structures *algorithmique* et *polynomiale*. La première structure comporte un ensemble de méthodes issues du GPC classique et chaque méthode diffère de l'autre de point de vue caractéristiques et champ d'applications. La structure cascade à modèles de référence multiples GPCC/MRM, à la faveur de commander en même temps plusieurs variables auxquels on désire faire suivre des trajectoires de référence prédéfinies. Toutefois cette famille de méthodes souffre de l'incapacité de démontrer la stabilité d'une manière claire avant d'implanter la loi de commande sur le système réel. L'autre handicap réside dans l'absence de règles précises pour le choix des paramètres de réglage. Pour dévoiler ces handicaps, la commande prédictive polynomiale synthétisée sous forme RST. vient pour donner des solutions pour la structure algorithmique, de plus, la boucle temps réel se trouve nettement réduite étant donné que les polynômes R-S-T se calcul hors ligne. Finalement, une extension de la commande prédictive vers la version sous contraintes d'égalités CRHPC (Constrained Receding Horison Predictive Control) introduite par D. W. Clarke et Scatollini [1-10] et sous contraintes d'inégalités (Constrained GPC) à été donnée lorsqu'on a à prendre en considération certaines contraintes qui peuvent surgir lors d'un fonctionnement dans des conditions extrêmes. Ces approches ont démontré leurs capacités à garantir la stabilité du système corrigé même pour des réglages extrêmes tel que le réglage Dead/beat sous certaines conditions d'utilisation.

- La quatrième partie est dédiée au perfectionnement des caractéristiques énergétiques du moteur asynchrone. Classiquement, on opère à flux constant quelque soit le régime de fonctionnement du moteur (à vide, en charge, en surcharge). Un tel fonctionnement a pour conséquences une dégradation au niveau du rendement (surtout pour les régimes à vide et les régimes peu chargés et même les régimes de surcharges) étant donné que le modèle pris par la plupart des auteurs ne prend pas en considération la totalité des pertes du moteur. Pour remédier à ce problème un algorithme d'optimisation énergétique à été développé au régime permanent (le régime transitoire est insignifiant de point de vue énergétique) pour les deux modes de fonctionnement : sans contraintes et sous contraintes de courant et de tension imposées par l'onduleur à la machine [1-28] [1-29], et cela par la prise en compte de la totalité des pertes de l'association convertisseur-machine notamment les pertes fer, les pertes Joule, les pertes supplémentaires et enfin les pertes dans le convertisseur de fréquence et le redresseur. Une telle approche a pour conséquence de faire fonctionner l'actionneur dans le point à rendement maximal selon la charge imposée par la machine d'utilisation.

- Afin de maintenir un haut niveau de performances que le régulateur prédictif à paramètres fixes ne peut satisfaire malgré une certaine robustesse, la dernière partie (cinquième chapitre) est réservée à la robustification des lois de commande par l'adjonction de la commande adaptative version directe à la commande prédictive afin de remédier aux problèmes liés aux variations paramétriques de la machine (notamment le moment d'inertie, le coefficient de frottement, les résistances et les inductances statoriques et rotoriques...etc). Comme il est bien connu, la commande adaptative possède la structure à deux boucles : *boucle de régulation* linéaire classique augmentée d'une deuxième *boucle d'ajustement automatique* non linéaire qui a pour but de réagir aux variations paramétriques du processus et c'est elle qui rend le système adaptatif [1-27] [1-30].

Enfin, une conclusion générale est donnée soulignant les résultats et les perspectives qui nous apparaissent importantes à l'issue de nos travaux de recherches.

Contributions et apports

L'objectif de cette thèse est de présenter une démarche et de décrire une certaine méthodologie concernant la commande prédictive généralisée de la machine asynchrone. Les résultats de recherches obtenus peuvent être cités comme suit :

- ✓ Développement d'un modèle expérimental des différents types de pertes de l'association convertisseur-machine notamment les pertes Joule dans les enroulements statoriques et rotoriques, les pertes fer statoriques, les pertes supplémentaires dues à la charge, les pertes dans le convertisseur de fréquence et dans le pont redresseur à diodes.
- ✓ La mise au point d'un algorithme d'optimisation énergétique sans contraintes et sous contraintes de courant et de tension imposées par le convertisseur de fréquence à la machine.
- ✓ Développement d'une structure prédictive linéaire à structure cascade ECGPC (Extended Cascaded Predictive Control) ayant d'une part la faveur de commander simultanément plusieurs paramètres de la machine au même temps comme la position, la vitesse, le flux rotorique et les courants statoriques que la structure cascade classique CGPC ne peut garantir, et cela par l'intégration d'un algorithme d'optimisation énergétique dans la chaîne globale de commande.
- ✓ Reprendre l'étude précédente mais cette fois dans un environnement adaptatif afin de corriger les imperfections liées aux variations paramétriques occasionnées lors du fonctionnement de la machine.

Notons aussi que nos travaux ont fait l'objet de plusieurs publications nationales et internationales, que l'on cite :

Conférences nationales :

1. K. Barra, A. Betka and K. Benmahammed, "Minimum loss speed control of an induction machine", Première conférence nationale sur l'Electrotechnique et ses applications. Sidi Bel Abbes CNEA'04, 24-25 Mai 2004.
2. K. Barra and K. Benmahammed, "Efficiency optimized based predictive control of an induction machine", 3rd Conference on Electrical Engineering CEE'04. Batna, 04-06 October 2004.

3. K. Barra and K. Benmahammed, "High dynamic torque capability with efficiency optimisation of an induction motor drives", 1st International Conference on Electrical Systems PCSE'05. Oum El Bouaghi, May, 09-11 2005.

Conférences internationales

- 1 K. Barra, T. Bouktir and K. Benmahammed, "Optimal Efficiency based Predictive Control of Induction Machine including Magnetic Saturation and Skin Effect", 4th WSEAS International Conference On Power Systems and Electromagnetic compatibility (ICOPEMC), Izmir, Turkey, September 13th -16th, 2004.
- 2 K. Barra and K. Benmahammed, "A new extended cascaded predictive control ECGPC of an induction motor drive with energy saving", 13th IEEE Medeteraneen Electrotechnical Conference MELECON'06, Malaga, Spain, May 16th -19th 2006.
- 3 K. Barra and K. Benmahammed, "Cascaded Predictive Control CGPC of an induction motor drive under constrained efficiency optimisation", 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'06, Paris, France, November, 7th-10th, 2006
- 4 K. Barra and K. Benmahammed, "A new Extended Cascaded Predictive Control ECGPC of an induction motor drive with efficiency optimisation", 2nd Annual Conference of the ICIT-IEEE Industrial Electronics Society, ICIT'06, Mombey, India, December, 15th-17th, 2006

Articles de journaux internationaux

- 1- K. Barra, T. Bouktir and K. Benmahammed, "Optimal Efficiency based Predictive Control of Induction Machine including Magnetic Saturation and Skin Effect", WSEAS Transactions on Circuits and Systems, pp. 1519-1524, Issue 6, Volume 3, August 2004. (<http://www.wseas.org>).
- 2- K. Barra and K. Benmahammed, "GPC/Dead-beat controller for high rotor flux response of an induction motor drive with energy saving", Journal of Electrical Engineering JEE, second paper, Volume 6 (4)/2006, (<http://it-market.ro/jee>)
- 3- K. Barra and K. Benmahammed, "High dynamic torque capability of an induction motor drive with efficiency optimisation", Journal of Electrical Systems JES, Volume 1-2/2005, (<http://www.joes.org.uk/jes>).
- 4- K. Barra and K. Benmahammed, " A new Extended Cascaded Predictive Control With multiple reference models ECGPC/MRM of an induction motor drive with energy saving", Journal of Electrical Systems JEEEC, (in press) Volume 58, N°.2/2007, pp. 71-78 (<http://iris.elf.stuba.sk/JEEEC/>)

Bibliographie

- [1-1] J.Richalet, A. Rault, J. L. Testud and J. Papon, " Model predictive heuristic control : applications to industrial process ", Automatica, vol. 14, 1978.
- [1-2] P. Boucher et D. Dumur, " La commande prédictive " Collection Méthodes et Pratiques de l'Ingénieur, Editions Technip, Paris, 1996.

- [1-3] J. Richalet, " Pratique de la commande prédictive ", Editions Hermès, 1993.
- [1-4] K. J. Astrom and B. Wittenmark, " Computer controlled systems – Theory and design", Prentice-Hall, Englewood, NJ, 1984.
- [1-5] D. W Clarke and P. J. Gawthrop, " Self-tuning control ", Proc. of the IEE 126, pp. 633-640, 1979.
- [1-6] C. Mohtadi and D. W. Clarke, " Generalized predictive control, LQ or pole-placement : a unified approach ", 25th IEEE conf. On decision and control, Athens, pp. 1536-1541, 1986.
- [1-7] D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs, " Generalized predictive control –Part I (The basic algorithm), Part II (Extensions and interpretation) ", Automatica, vol. No 23-2, pp. 137-160, Mars, 1987.
- [1-8] D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs, " Properties of Generalized predictive", Proc. of 10th World Congress IFAC'87, vol. 9, pp. 63-74, Munich, july 1987.
- [1-9] R. R. Bitmead, M. Gevers and V. Wertz, " Optimal Control Redesign of Generalized Predictive Control ", IFAC 1989, Adaptive Systems in control and signal processing, vol. I, pp. 129-134, 1989.
- [1-10] D. W. Clarke and R. Scatollini, " Constrained Receding Horizon Predictive Control ", Proc. of the IEE-D, vol. 138, pp. 347-354, 1991.
- [1-11] J. B. Rawlings and K. Muske, " The stability of Constraints Receding Horizon Control ", IEEE trans. On Automatic Control , vol. 38, No. 10, pp. 1512-1516, october, 1993.
- [1-12] P. Boucher, D. Dumur and J. Roder, " Design of an open architecture for implementation of predictive controllers for motor drives ", Proc. of the IEEE Int. Cont. Applications, pp. 1307-1311, Trieste 1-4 september, 1998.
- [1-13] H. Chen and F. Allgower, " A quasi-infinite horizon nonlinear model predictive control scheme with guaranteed stability ", European Control Conf. ECC'97, Proc. Vol. 4, Belgium, 1997.
- [1-14] H. Chen, D. Ballance and P. J. Gawthrop, "Analytic approach generalized predictive control of nonlinear systems", IEE Workshop on predictive control MPC : Techniques and applications, Day 1, April, Londres ,1999.
- [1-15] P.O.M. Scokaert, "Infinite horizon generalized predictive ", International Journal of Control, Vol. 66, pp. 161-175, 1997.
- [1-16] M. Maaziz, " Commande predictive de systèmes non linéaires : application à la commande de machines asynchrones ", Thèse de doctorat de l'école supérieure d'électricité Supelec, France, 2000.

- [1-17] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen and P. B. Thogersen "On the energy optimized control of standard and high efficiency induction motors in CT and HVAC applications", IEEE trans. On Ind. Appl. Vol. 34, No 4, 1998.
- [1-18] F. Abrahamsen, "Energy optimal control of induction motor drives ", Danish PHD thesis, 2000.
- [1-19] P. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine alternative : application à la traction électrique", Thèse de doctorat, université. INSA de Lyon, 2001.
- [1-20] S. M. Yang and F. C. Lin, "Loss-minimization of vector controlled induction motor drives", Proc. of the IEEE PEDS conf., Indonesia 2001.
- [1-21] C. Chakraborty and Y. Hori, " Fast efficiency optimization techniques for the indirect vector-controlled induction motor drives ", IEEE trans. on Industry applications, vol. 39, No. 4, pp. 1070-1076, July 2003.
- [1-22] C. M. Ta and Y. Hori, " Convergence improvement of efficiency-optimization control of induction motor drives ", IEEE trans. On Industry applications, pp. 1746-1752, vol. 37, No. 6, November 2001.
- [1-23] R. Leidhold, G. Garcia and M. I. Valla, " Field oriented controlled induction generator with loss minimization ", IEEE trans. On Industrial electronics, pp. 147-156, vol. 49, No. 1, February 2002.
- [1-24] I. Kioskeridis and N. Margaris, " Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers", IEEE trans. On Power electronics, pp. 213-220, vol. 11, No. 2, march 1996.
- [1-25] E. Mendes, A. Baba and A. Razeq, " Losses minimisation of a field oriented controlled induction machine ", Proc. of the Electrical machines and drives conf. pp. 310-314, 1995.
- [1-26] R. Gorez, V. Wertz and K. Zhu , " On a generalized predictive control algorithm", Systems and control letters, 9, 369-377, 1987.
- [1-27] I. D. Landau, " Identification et commande des systèmes", 2^{ème} édition, Hermès, 1993.
- [1-28] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector control and dynamics of AC drives ", Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [1-29] P. Krause, O. wasynczuk and S. sudhoff, " Analysis of electric machinery " IEEE Press, 1998.
- [1-30] J. J. Slotine and L. Weiping, , "Applied Nonlinear control ", Prentice Hall, 1991.

Chapitre 2

Modélisation et identification de la machine à induction

2- 1 Introduction

Le moteur à induction étant la machine électrique la plus utilisée dans l'industrie et dans la vie domestique à cause de ces avantages dont on cite : large plage de variation de vitesse, robustesse mécanique par nature, coût faible et sa maintenance quasi-inexistante. En effet, environ de 56% de la totalité de l'énergie électrique consommée est due aux moteurs électriques [2-1] [2-2], et environ de 96% de cette énergie est consommée par les moteurs à induction ce qui signifie que presque 53% de la totalité de l'énergie électrique est consommée par ce type de moteurs électriques. Aussi, environ de 70% des moteurs à induction utilisés sont des moteurs de petite puissance (<10 kW). En conséquence, même si ces statistiques sont imprécises de nos jours, la tendance des recherches actuelles est de concentrer les études d'optimisation énergétiques sur les moteurs à induction de faible puissance puisque les pertes dans le moteur sont d'une valeur significative par rapport à la puissance nominale du moteur.

Traditionnellement, le modèle du moteur à induction utilisé dans la plupart des entraînements à vitesse variable sous concept de la commande vectorielle étant à paramètres constants (inductances et résistances constantes) pour des raisons de simplicité. Parmi les hypothèses de simplification faites par la plupart des auteurs, on cite :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé
- L'effet de peau est négligé.
- Les pertes fer et les pertes supplémentaires ne sont pas prises en considération.

En réalité, les paramètres de la machine ne sont pas constants et varient continuellement en fonction de l'amplitude des courants, des flux, de la fréquence et de la température, il en résulte que les performances dynamiques et statiques du modèle de la machine utilisée sont médiocres. Actuellement, pour des applications nécessitant de hautes performances comme pour les véhicules électriques, les systèmes robotiques, etc..., on vise non seulement à obtenir des performances dynamiques élevées mais à optimiser à la fois le facteur de puissance et la totalité des pertes de la machine.

2- 2 Choix du type de modélisation

Il existe plusieurs approches pour la modélisation des machines électriques dont on cite les plus connues:[2-3] [2-4]

- La modélisation de Park.
- La modélisation par éléments finis.

La modélisation de Park à coefficients constants étant le type de modélisation le plus populaire à cause du grand nombre d'hypothèses de simplification faites sur le modèle de la machine comme on l'a déjà mentionné. En effet, l'induction dans l'entrefer n'est pas sinusoïdale, le circuit magnétique n'est pas saturé, l'effet de peau est négligé, les pertes fer, les pertes supplémentaires, les harmoniques d'encoches et d'espaces ne sont pas pris en considération, etc...

La modélisation par éléments finis est plus complexe, plus précise, mais au détriment du temps de calcul offert par cette approche [2-4] [2-5]. Donc il faut chercher un compromis entre ces trois critères, ce qui limite l'utilisation de cette méthode à grande échelle.

Dans la plupart des entraînements, le moteur fonctionne en régime de saturation (parfois même en fonctionnement à vide), il est donc impératif de prendre en considération ce phénomène dans le modèle afin d'accroître sa précision. Aussi, les pertes dans le fer sont d'une complexité accrue à déterminer de manière précise. Toutefois, la prise en compte approchée des pertes fer garantit l'aspect statique mais n'a pas le degré suffisant de pertinence pour garantir l'aspect dynamique. Aussi, les variations de la résistance rotorique en fonction de la fréquence (effet de peau) n'est pas discuté le plus souvent par les auteurs, pourtant, lors d'un démarrage par exemple, la résistance du rotor subit des variations importantes de l'ordre de 100% voir plus, ce qui influe nettement l'aspect dynamique de la machine.

Afin de prendre ces phénomènes en considération, nous avons choisi la représentation du modèle de Park à paramètres variables intégrant à la fois les pertes fer, les pertes supplémentaires généralement dues à la charge, la saturation du circuit magnétique et l'effet de peau dans les barres rotoriques [2-4] [2-5] [2-6] [2-7] [2-8] [2-9]. L'approche proposée est simple, elle consiste à considérer en premier lieu que la saturation et l'effet de peau sont négligés, donc de supposer que les différents types d'inductances et de résistances de la machine comme étant des grandeurs constantes, ensuite corriger le modèle par l'introduction des lois de variation des inductances et des résistances en fonction des courants et de la fréquence respectivement issues d'essais expérimentaux.

2- 3 Modélisation de la machine asynchrone

2- 3- 1 Transformation de Park

Afin de dévoiler l'handicap du modèle triphasé qui est un système multi-variables, non linéaire et fortement couplé, d'où la complexité d'en tirer des stratégies de commande simples, les auteurs utilisent quelques transformations et astuces pour le passage du système triphasé au système biphasé et vice versa. Aussi dans le but d'apprécier directement le module des grandeurs électriques et magnétiques de la machine, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur, nous avons choisi la transformation de Concordia à coefficients réels conservant la puissance plutôt que celle de E. Clarke (puisque la matrice de Clarke n'est pas orthogonale) pour le passage des grandeurs réelles (a,b,c) aux grandeurs fictives diphasées (α, β). Concordia a proposé de substituer le modèle à trois phases par le modèle à deux phases ayant deux bobines décalées entre elles de $\pi/2$ de sorte que les forces magnétomotrices (f.m.m) et la puissance instantanée soient conservées entre les deux systèmes. Ainsi on pourra associer aux composantes triphasées (x_a, x_b, x_c) le vecteur $\bar{X}_{(s)}$ dans le référentiel fixe (S) d'axes (α, β) lié au stator telles que [2-10]

$$\bar{X}_s(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_a + x_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = x_\alpha + jx_\beta = X_s(t) e^{j\rho(t)} \quad (2-1)$$

$\bar{X}_s(t)$: est un vecteur tournant exprimé dans le repère fixe d'axes (α, β) lié au stator et qui peut être un flux, un courant ou une tension.

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} \quad \text{Soit : } \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (2-2)$$

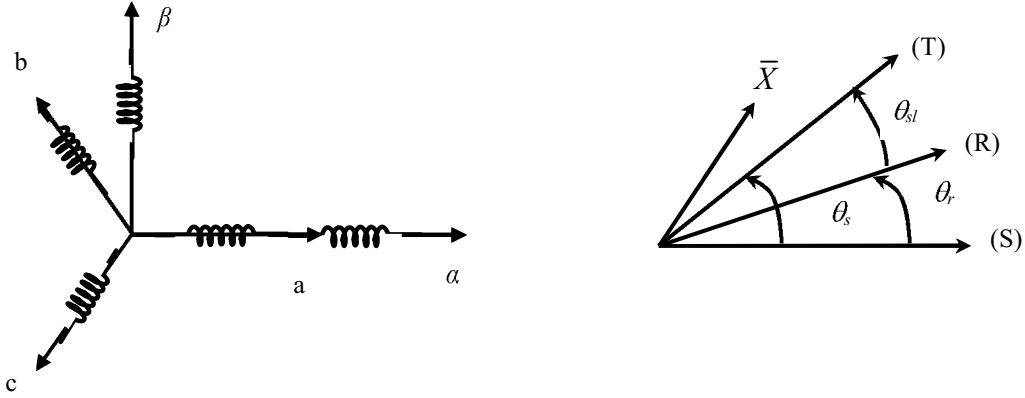


Figure (2-1) : Position des référentiels

La transformation de Park a comme objectif de permettre d'exprimer le vecteur réel $\bar{X}_{(s)}(t)$ de coordonnées (a, b, c) dans un référentiel (T) d'axes (d, q) tournants tout en gardant le principe de l'invariance de la puissance:

$$\bar{X}_{(T)}(t) = x_d + jx_q = e^{-j\theta_s} \bar{X}_{(s)}(t) \quad (2-3)$$

$$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl} \quad \Longrightarrow \quad \omega_s = \omega_r + \omega_{sl}, \quad (2-4)$$

ω_{sl} : glissement de vitesse angulaire

Ainsi, on pourra effectuer le passage du système réel (a, b, c) au système fictif (d, q) par une double transformation réalisée grâce à la transformation de Park :

- Transformation de Concordia pour pouvoir passer du système (a, b, c) au système (α, β)
- Ensuite, une rotation de l'angle θ_s entre le système d'axes (α, β) et le système d'axes (d, q) .

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \xrightarrow{P_{23}} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix}, \text{ soit donc:}$$

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}}_{P_{23}} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s & 0 \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}}_{\text{Rotation}} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} \quad (2-5)$$

Remarques

- ✓ La matrice T_{23} est orthogonale et par conséquent : $(T_{23})^T = (T_{23})^{-1}$.

✓ La matrice P_{23} est aussi orthogonale et par conséquent : $(P_{23})^T = (P_{23})^{-1}$.

✓ La composante homopolaire a été ajoutée pour pouvoir inverser facilement la matrice de passage (matrice carrée) et pour faire extension de l'étude dans le cas d'une alimentation dissymétrique (courant homopolaire non nul).

2- 3- 2 Modèle vectoriel de la machine à induction avec prise en compte des résistances fer

La simplicité structurelle de la machine asynchrone cache une grande complexité fonctionnelle due aux interactions des différents paramètres de la machine. En effet l'inaccessibilité aux grandeurs rotoriques a mené à modifier l'équation vectorielle du rotor pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

En ce qui concerne notre travail, on s'est intéressé au modèle reflétant le plus fidèlement possible le comportement aux différents régimes de fonctionnement. Ce modèle doit impérativement prendre en considération:

- La saturation du circuit magnétique
- Les pertes fer
- Effet de peau.

Les résistances fer statorique et rotorique sont prisent en série avec l'inductance mutuelle. Un tel choix à pour avantages [2-5] [2-11] [2-12]:

- Les paramètres de la machine à identifier se déduisent directement des essais synthétiques classiques (à vide, à rotor calé, en charge).
- Simplicité des équations, étant donné que le nombre de variable pour les équations de tension est réduit par rapport au cas ou la résistance fer est connectée en parallèle de l'inductance de magnétisation.

Le modèle pris est donné selon la figure (2-2) suivante [2-5]:

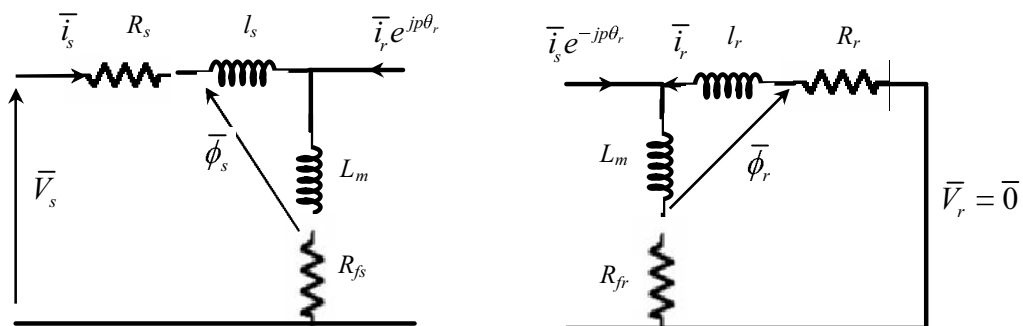


Figure (2-2) : modèle du moteur asynchrone avec prise en compte des pertes fer

2- 3- 3 Choix du modèle de représentation d'état de la machine asynchrone

La représentation d'état de la machine à induction pour une éventuelle application avec un control vectoriel dépend des variables d'état choisis, du choix du repère et de la nature du flux à orienter. Le choix des variables d'état se fait en fonction des objectifs liés à la commande et à l'observation. Ces objectifs imposent donc directement le choix des sorties du système. Dans notre cas, les variables d'états choisis sont la vitesse dont on veut contrôler l'évolution, le courant statorique puisque il est mesurable, et le flux rotorique dont on cherche à assurer la régulation de sa norme. :

$$X = [i_s \ \phi_r \ \Omega] \quad (2-6)$$

Le modèle d'alimentation de la machine dépend de la nature de l'onduleur à utiliser. Les onduleurs de tension ne nécessitent pas d'inductance lourde et coûteuse indispensable pour réaliser une source de courant, malgré que les onduleurs de courant sont plus sécuritaires (intègrent une limitation de courant, une gage de protection en cas de courts-circuits au niveau de la machine [2-3] [2-13]). Le facteur économique fait donc que la plupart des entraînements électriques à fréquence variable retient l'alimentation en tension malgré les problèmes de la commande pour ce type d'alimentation à basse vitesse (temps morts de l'onduleur) et la nécessité d'effectuer le découplage, étant donné que les composantes du vecteur tension (V_{ds}, V_{qs}) par exemple influent mutuellement sur i_{ds} et i_{qs} donc sur le flux et le couple (augmentation de l'ordre des systèmes avec l'introduction des transferts tensions-courants qui accrois la dépendance paramétrique). Le modèle d'alimentation en tension a été donc retenu, l'équation d'état est donc:

$$\dot{X} = AX + BU, \quad X = [i_s \ \phi_r \ \Omega] \quad U = [V_s] \quad (2-7)$$

○ Equations électriques

Les différents vecteurs sont exprimés initialement dans leurs repères biphasés :

$$\bar{V}_s(s) = R_s \bar{i}_s(s) + \frac{d\bar{\phi}_s(s)}{dt} + R_{fs} (\bar{i}_s(s) + \bar{i}_r(r) e^{jp\theta_r}) \quad (2-8)$$

$$\bar{V}_r(r) = 0 = R_r \bar{i}_r(r) + \frac{d\bar{\phi}_r(r)}{dt} + R_{fr} (\bar{i}_s(s) e^{-jp\theta_r} + \bar{i}_r(r)) \quad (2-9)$$

avec :

θ_r : position du rotor par rapport au stator,

p : nombre de paire de pôles.

$\bar{X}_s(s)$: peut être un courant statorique, un flux statorique ou une tension statorique exprimé dans le repère biphasé lié au stator.

$\bar{X}_r(s)$: peut être un courant rotorique, un flux rotorique ou une tension rotorique exprimé dans le repère biphasé lié au stator

$$\begin{aligned} \bar{X}_s(s) &= \bar{X}_s(r) e^{jp\theta_r} \\ \bar{X}_r(r) &= \bar{X}_s(s) e^{-jp\theta_r} \end{aligned} \quad (2-10)$$

○ **Equations magnétiques :**

$$\bar{\phi}_s(s) = L_s \bar{i}_s(s) + L_m \bar{i}_r(r) e^{jp\theta_r} \quad (2-11)$$

$$\bar{\phi}_r(r) = L_r \bar{i}_r(r) + L_m \bar{i}_s(s) e^{-jp\theta_r} \quad (2-12)$$

2- 3- 4 Modèle vectoriel dans un référentiel lié au stator(S)

Puisque les courants rotoriques sont inaccessibles pour la mesure (rotor à cage), on cherche à les exprimer d'après les équations (2-11) et (2-12) en fonction des grandeurs statoriques. Les équations électriques (2-8) et (2-9) peuvent être exprimées dans un repère lié au stator comme suit :

D'après l'équation (2-12), on a :

$$\bar{i}_r(r) = \frac{1}{L_r} \left(\bar{\phi}_r(r) - L_m \bar{i}_s(s) e^{-jp\theta_r} \right) \quad (2-13)$$

$$\dot{\bar{i}}_r(r) = \frac{1}{L_r} \left(\dot{\bar{\phi}}_r(r) - L_m \dot{\bar{i}}_s(s) e^{-jp\theta_r} + jp\dot{\theta}_r L_m \bar{i}_s(s) e^{-jp\theta_r} \right) \quad (2-14)$$

D'après l'équation (2-9), on a :

$$\dot{\bar{\phi}}_r(r) = -(R_r + R_{fr}) \bar{i}_r(r) - R_{fr} \bar{i}_s(s) e^{-jp\theta_r} \quad (2-15)$$

Que l'on pourra exprimer en fonction de $\bar{\phi}_r(r)$ et $\bar{i}_s(s)$ par substitution de (2-13) dans (2-15) comme suit :

$$\dot{\bar{\phi}}_r(r) = -\frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \bar{\phi}_r(r) + \frac{1}{L_r} (L_m R_r - l_r R_{fr}) \bar{i}_s(s) e^{-jp\theta_r} \quad (2-16)$$

En remplaçant la relation (2-16) dans (2-14), il vient,

$$\dot{\bar{i}}_r(r) = -\frac{(R_r + R_{fr})}{L_r^2} \bar{\phi}_r(r) - \frac{L_m}{L_r} \dot{\bar{i}}_s(s) e^{-jp\theta_r} + \frac{1}{L_r} \left(\frac{L_m}{L_r} R_r - \frac{l_r}{L_r} R_{fr} + jp L_m \dot{\theta}_r \right) \bar{i}_s(s) e^{-jp\theta_r} \quad (2-17)$$

L'équation (2-11) donne :

$$\dot{\bar{\phi}}_s(s) = L_s \dot{\bar{i}}_s(s) + L_m \dot{\bar{i}}_r(r) e^{jp\theta_r} + jp\dot{\theta}_r L_m \bar{i}_r(r) e^{jp\theta_r} \quad (2-18)$$

Par substitution de (2-18) dans (2-8), on aura

$$\bar{V}_s(s) = (R_s + R_{fs}) \bar{i}_s(s) + L_s \dot{\bar{i}}_s(s) + L_m \dot{\bar{i}}_r(r) e^{jp\theta_r} + (jp\dot{\theta}_r L_m + R_{fs}) \bar{i}_r(r) e^{jp\theta_r} \quad (2-19)$$

En substituant, les relations (2-13) et (2-17) dans (2-19), il vient :

$$\begin{aligned}\bar{V}_s(s) = & \left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right) \bar{i}_s(s) + \sigma L_s \dot{\bar{i}}_s(s) + \\ & + \frac{1}{L_r} \left(R_{fs} + jp\dot{\theta}_r L_m - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right) \bar{\phi}_r(s)\end{aligned}\quad (2-20)$$

avec

$$\begin{aligned}\sigma_s &= \frac{l_s}{L_m}, \quad \sigma_r = \frac{l_r}{L_m}, \quad (1+\sigma_r) = \frac{L_r}{L_m}, \quad (1+\sigma_s) = \frac{L_s}{L_m} \\ \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} &= \frac{l_r}{L_r}, \quad \frac{\sigma_s}{(1+\sigma_s)} = \frac{l_s}{L_s}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \\ \Omega = \dot{\theta}_r &= \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{\omega_r}{p} : \text{vitesse angulaire mécanique}\end{aligned}$$

Pour l'équation du flux rotorique:

$$\bar{\phi}_r(s) = \bar{\phi}_r(r) e^{jp\theta_r} \quad (2-21)$$

Après dérivation, on aura

$$\dot{\bar{\phi}}_r(s) = \dot{\bar{\phi}}_r(r) e^{jp\theta_r} + jp\dot{\theta}_r e^{jp\theta_r} \bar{\phi}_r(r) \quad (2-22)$$

En remplaçant (2-16) dans (2-22), il vient alors

$$\dot{\bar{\phi}}_r(s) = \left(jp\dot{\theta}_r - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \bar{\phi}_r(s) + \frac{1}{L_r} (L_m R_r - l_r R_{fr}) \bar{i}_s(s) \quad (2-23)$$

Finalement, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{aligned}\bar{V}_s(s) &= \left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right) \bar{i}_s(s) + \sigma L_s \dot{\bar{i}}_s(s) + \\ &+ \frac{1}{L_r} \left(R_{fs} + jp\Omega L_m - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right) \bar{\phi}_r(s) \\ \dot{\bar{\phi}}_r(s) &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) \bar{i}_s(s) + \left(jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \bar{\phi}_r(s)\end{aligned}\right. \quad (2-24)$$

Comme nous avons que :

$$\begin{aligned}\bar{V}_s(s) &= V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ \bar{\phi}_r(s) &= \phi_{r\alpha} + j\phi_{r\beta}\end{aligned} \quad (2-25)$$

Il vient alors d'écrire

$$\left\{ \begin{aligned} V_{s\alpha} &= \left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right) i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \\ &+ \frac{1}{L_r} \left(R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right) \phi_{r\alpha} - \frac{p\Omega}{(1+\sigma_r)} \phi_{r\beta} \\ V_{s\beta} &= \left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right) i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \\ &+ \frac{p\Omega}{(1+\sigma_r)} \phi_{r\alpha} + \frac{1}{L_r} \left(R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right) \phi_{r\beta} \end{aligned} \right. \quad (2-26)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{\phi}_{r\alpha} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) i_{s\alpha} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) i_{s\beta} + p\Omega \phi_{r\alpha} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \phi_{r\beta} \end{aligned} \right. \quad (2-27)$$

Le couple électromagnétique développé peut être exprimé de plusieurs façons selon la stratégie de la commande adoptée. Pour notre cas et en fonction des variables d'état choisis, le couple est donné par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2-28)$$

L'équation mécanique

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - f\Omega \\ \frac{d\Omega}{dt} &= p \frac{L_m}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f\Omega}{J} \end{aligned} \quad (2-29)$$

f : étant le coefficient de frottement visqueux, C_r est le couple résistant à appliquer sur l'arbre du moteur par la machine d'utilisation (charge).

En posant :

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{\left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right)}{\sigma L_s}, \quad \chi = \frac{\frac{1}{L_r} \left(R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right)}{\sigma L_s}, \\ \kappa &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right), \quad \rho = \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \end{aligned}$$

L'équation d'état s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 \dot{X} &= AX + BU, \quad X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} & \Omega \end{bmatrix}^T, \quad U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T \\
 \begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\gamma i_{s\alpha} - \chi \phi_{r\alpha} + \frac{p\Omega}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} \phi_{r\beta} + \frac{V_{s\alpha}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\gamma i_{s\beta} - \frac{p\Omega}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} \phi_{r\alpha} - \chi \phi_{r\beta} + \frac{V_{s\beta}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \kappa i_{s\alpha} - \rho \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \kappa i_{s\beta} + p\Omega \phi_{r\alpha} - \rho \phi_{r\beta} \\ \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{J L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{(C_r + f\Omega)}{J} \end{cases} \quad (2-30) \\
 B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T
 \end{aligned}$$

✓ Ce référentiel peut être utilisé pour l'étude des régimes transitoires des machines à courant alternatif (démarrage, freinage) et pour étudier les variations des grandeurs statoriques réelles (résistances, inductances, etc...)

2- 3- 5 Modèle vectoriel dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant (T)

Le changement de référentiel est effectué en appliquant les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \bar{X}(T) &= \bar{X}(s) e^{-j\theta_s}, \quad \omega_s = \dot{\theta}_s = \frac{d\theta_s}{dt} \\
 \bar{i}_s(T) &= \bar{i}_s(s) e^{-j\theta_s}, \quad \bar{\phi}_r(T) = \bar{\phi}_r(s) e^{-j\theta_s} \\
 \dot{\bar{i}}_s(T) &= \dot{\bar{i}}_s(s) e^{-j\theta_s} - j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{i}_s(s) \\
 \dot{\bar{i}}_s(s) &= \left(\dot{\bar{i}}_s(T) + j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{i}_s(s) \right) e^{j\theta_s} \\
 \dot{\bar{\phi}}_r(T) &= \dot{\bar{\phi}}_r(s) e^{-j\theta_s} - j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{\phi}_r(s) \\
 \dot{\bar{\phi}}_r(s) &= \left(\dot{\bar{\phi}}_r(T) + j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{\phi}_r(s) \right) e^{j\theta_s}
 \end{aligned} \quad (2-31)$$

En remplaçant $\dot{\bar{i}}_s(s)$ et $\dot{\bar{\phi}}_r(s)$ par leurs expressions (2-31) dans (2-24), il convient d'écrire :

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}_s(T) &= \left(\left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right) + j\sigma L_s \omega_s \right) \bar{i}_s(T) + \sigma L_s \dot{\bar{i}}_s(T) + \\ &+ \frac{1}{L_r} \left(\left(R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right) + jp\Omega L_m \right) \bar{\phi}_r(T) \\ \dot{\bar{\phi}}_r(T) &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) \bar{i}_s(T) + \left(-\frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} + j(p\Omega - \omega_s) \right) \bar{\phi}_r(T) \end{aligned} \right. \quad (2-32)$$

Comme nous avons que :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s(T) &= V_{sd} + jV_{sq} \\ \bar{\phi}_r(T) &= \phi_{rd} + j\phi_{rq} \end{aligned} \quad (2-33)$$

$$\left\{ \begin{aligned} V_{sd} &= \left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \sigma L_s \dot{i}_{sd} + \frac{1}{L_r} \left(R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right) \phi_{rd} - \frac{p\Omega}{(1+\sigma_r)} \phi_{rq} \\ V_{sq} &= \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right) i_{sq} + \sigma L_s \dot{i}_{sq} + \frac{p\Omega}{(1+\sigma_r)} \phi_{rd} + \frac{1}{L_r} \left(R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right) \phi_{rq} \end{aligned} \right. \quad (2-34)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{\phi}_{rd} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) i_{sd} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \phi_{rd} - (p\Omega - \omega_s) \phi_{rq} \\ \dot{\phi}_{rq} &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) i_{sq} + (p\Omega - \omega_s) \phi_{rd} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \phi_{rq} \end{aligned} \right. \quad (2-35)$$

Sous forme d'équation d'état : $\dot{X} = AX + BU$, $X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq} \ \Omega]^T$, $U = [V_{sd} \ V_{sq}]^T$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} - \chi \phi_{rd} + \frac{p\Omega}{\sigma L_s (1+\sigma_r)} \phi_{rq} + \frac{V_{sd}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - \frac{p\Omega}{\sigma L_s (1+\sigma_r)} \phi_{rd} - \chi \phi_{rq} + \frac{V_{sq}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} &= \kappa i_{sd} - \rho \phi_{rd} - (p\Omega - \omega_s) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} &= \kappa i_{sq} + (p\Omega - \omega_s) \phi_{rd} - \rho \phi_{rq} \\ \frac{d\Omega}{dt} &= p \frac{L_m}{J L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{(C_r + f\Omega)}{J} \end{aligned} \right. \quad (2-36)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

Par substitution des expressions (2-34) dans (2-35), le système d'équations (2-36) pourra se mettre sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{R_{fs}}{L_r} \phi_{rd} + \frac{1}{(1+\sigma_r)} \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{\omega_s}{(1+\sigma_r)} \phi_{rq} \\ V_{sq} = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \left(R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} \right) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{R_{fs}}{L_r} \phi_{rq} + \frac{1}{(1+\sigma_r)} \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{\omega_s}{(1+\sigma_r)} \phi_{rd} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \kappa i_{sd} - \rho \phi_{rd} - (p\Omega - \omega_s) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \kappa i_{sq} + (p\Omega - \omega_s) \phi_{rd} - \rho \phi_{rq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{J L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{(C_r + f\Omega)}{J} \end{array} \right. \quad (2-37)$$

Remarques

✓ L'avantage majeur d'utiliser ce référentiel, est que les différentes grandeurs apparaissent sous forme continue (constantes) au régime permanent. Il est par conséquent plus aisé d'en faire la régulation. En effet, il suffit de remarquer qu'en régime permanent :

$$\begin{aligned} \bar{X}(s) &= X e^{j(\omega_s t + \delta)}, \quad \theta_s = \omega_s t \\ \bar{X}(T) &= \bar{X}(s) e^{-j\theta_s} = X e^{j\delta} \end{aligned}$$

✓ Le modèle de la machine asynchrone dans un système d'axes lié au rotor (R) se déduit facilement du modèle précédent (2-36). Dans ce cas θ_{sl} est constante et $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = 0$. Ce repère est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques (notamment la constante de temps rotorique par exemple).

Dans le système d'équations (2-37), seule la résistance statorique est considérée constante si l'effet de température est négligé. Les autres paramètres varient comme suit :

- L'inductance mutuelle dépend de l'amplitude du courant ($\bar{i}_s + \bar{i}_r e^{jp\theta}$)
- Les inductances de fuite l_s et l_r dépendent de l'amplitude et de la fréquence des courants statorique et rotorique respectivement.
- Les résistances fer R_{fs} et R_{fr} dépendent à la fois de l'amplitude de flux et de la fréquence statorique et rotorique respectivement.
- La résistance rotorique dépend de la fréquence des courants rotoriques.

2- 4 Identification par la méthode de la plaque signalétique

On entend dire par identification d'un système, la détermination d'un modèle reflétant avec une précision suffisante son comportement dynamique. C'est une étape primordiale pour la conception et la mise en œuvre du système de régulation. Deux méthodes d'identifications seront présentées, la première de nature électrotechnique dite "de la plaque signalétique" [2-14], qui regroupe un ensemble de tests expérimentaux tels que l'essai à vide (sans charge), l'essai à rotor calé, l'essai en charge, essai de ralentissement ...etc, alors que la seconde méthode est de nature automatique dite "méthode des moindres carrés récursifs M.C.R. On verra comment peut-on utiliser les résultats d'identification de la première méthode pour rechercher un modèle discret plus précis du système.

2- 4- 1 Identification de la résistance rotorique (Effet de peau)

L'effet de peau peut être résumé par le déplacement du courant à la périphérie des barres rotoriques lorsque la fréquence des courants rotoriques augmente. En effet au démarrage le glissement ($g=1$), la fréquence des courants rotoriques est de 50 Hz, ce qui correspond à une faible profondeur de pénétration δ donnée par la relation suivante:

$$\delta = \sqrt{\rho / (\pi \mu f)} \quad (2-38)$$

ρ : est la résistivité du matériau.

μ : sa perméabilité.

f : la fréquence.

ainsi la cage développe une grande résistance au démarrage.

Au cours du démarrage, la fréquence rotorique diminue et le courant tend à occuper progressivement la totalité de la section des barres, ainsi la cage développe une faible résistance. La mesure de la puissance active dans l'essai à rotor calé nous permis d'identifier la valeur de la résistance rotorique ramenée coté stator selon la relation suivante [2-14]:

$$R_2 = \frac{P_{lc}}{3 I_{lc}^2} - R_1 \quad (2-39)$$

P_{lc} : puissance active absorbée par la machine à rotor calé.

I_{lc} : courant nominal statorique (2.2 A pour le montage Y)

R_1 : résistance d'une phase statorique mesurée lors d'un essai en courant continu

La figure (2-3) montre un résultat expérimental de la variation de la résistance rotorique en fonction de la fréquence rotorique lors d'un essai à rotor calé. Notons la difficulté des mesures pour les fréquences inférieures à 5 Hz, pour cette raison le modèle pris dans cette zone est déduit par extrapolation. On pourra déterminer facilement la valeur nominale de $R_2 = 2.927 \Omega$ qui correspond à une fréquence rotorique nominale $f_m = 2$ Hz, puisque le glissement nominal $g_n = 0.04$.

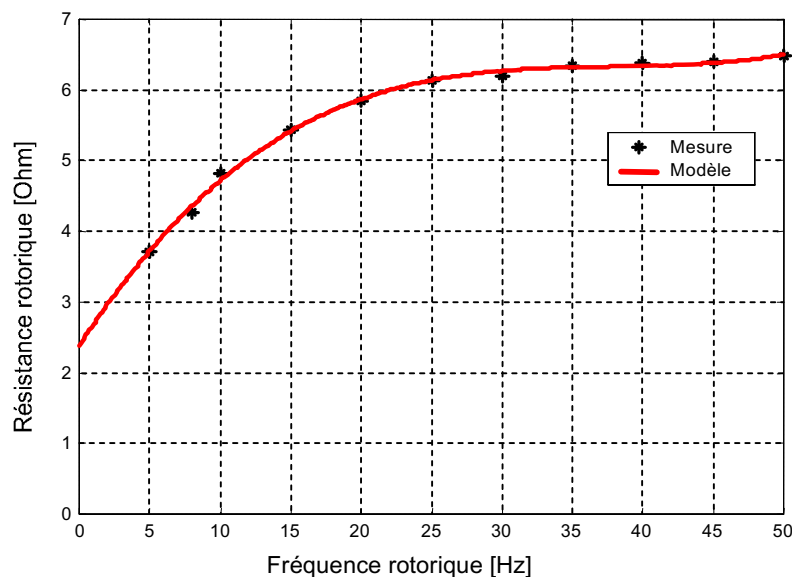


Figure (2-3) : Variations de la résistance rotorique en fonction de la fréquence.

Le modèle de la résistance rotorique se déduit par une interpolation d'ordre 3 :

$$R_2(f_r) = 7.0757 \cdot 10^{-5} f_r^3 - 0.008 f_r^2 + 0.3063 f_r + 2.3888 \quad (2-40)$$

On pourra remarquer clairement sur cette figure la dépendance forte de cette résistance de la fréquence rotorique et surtout dans la zone basses fréquences. Si on veut compenser l'effet de la température, qui n'a pas été pris en considération, il faut écrire :

$$R_r(T) = R_{r0} (1 + \alpha_{al} (T - T_0)) \quad (2-41)$$

R_{r0} : résistance rotorique à la température T_0 .

α_{al} : coefficient température de l'aluminium (cas de notre machine).

2- 4- 2 Saturation du circuit magnétique

Les matériaux ferromagnétiques que constituent les machines électriques sont caractérisés par leurs non-linéarités entre le flux produit dans le noyau et le courant d'où la notion d'inductances dynamiques. Pour déterminer la courbe de saturation, plusieurs auteurs utilisent l'essai à vide au voisinage de la vitesse de synchronisme [2-14]. Toutefois ces méthodes ne sont pas très précises, puisque à vide, le moteur développe un couple de pertes non nul (pertes Joule à vide, pertes rotationnelles et pertes dans le fer), et aussi pour des limitations du courant de magnétisation.

Dans l'essai de synchronisme ($N=N_s$) [2-5], le moteur ne développe aucun couple, et par conséquent, la mesure de la puissance réactive Q permet de déterminer la variation de l'inductance propre statorique $L_s = L_m + l_s$ en fonction du courant statorique selon la relation suivante :

$$L_s = \frac{Q}{3 \omega I_1^2} \quad (2-42)$$

$$\omega = 2\pi f$$

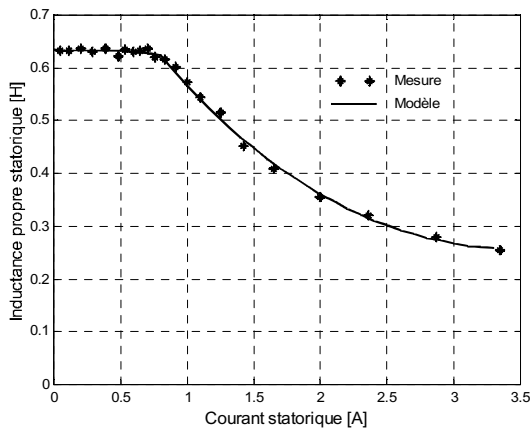


Figure (2-4) : Variations de l'inductance propre statorique en fonction du courant

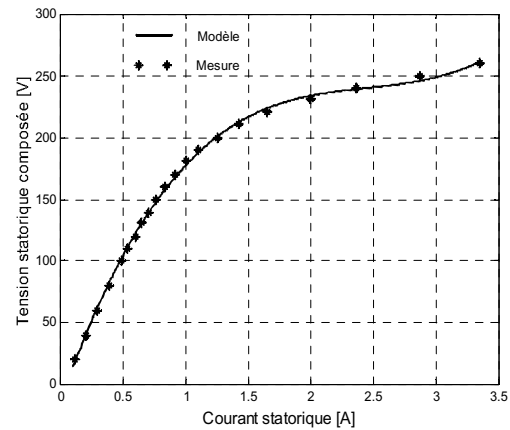


Figure (2-5) : Variations de la tension composée en fonction du courant.

Le courant de magnétisation nominal est $i_{mn} = 1.10 \text{ A}$ qui représente 50% du courant statorique nominal, alors que le modèle de l'inductance propre statorique peut être donné par la non-linéarité suivante :

$$\begin{cases} L_s = 0.6314 \text{ H} & \text{pour } i \leq 0.75 \text{ A} \\ L_s(I_1) = -0.0041 I_1^3 + 0.0821 I_1^2 - 0.4243 I_1 + 0.9132 & \text{pour } i > 0.75 \text{ A} \end{cases} \quad (2-43)$$

On pourra remarquer sur les figures (2-4) et (2-5) que l'effet de la saturation apparaît de manière significative à partir d'un courant de 0.75A. La figure (2-5) représente la variation de la tension d'alimentation composée en fonction du courant statorique à la vitesse de synchronisme (3000 tr/min).

2- 4. 3 Identification des inductances de fuite

L'identification des inductances de fuite se fait grâce à l'essai à rotor bloqué, en mesurant la puissance réactive en fonction du courant et de la fréquence. On pourra remarquer que les courbes de la figure (2-6) sont semblables de leurs formes, seulement elles diffèrent de leurs valeurs d'offset. En effet, les inductances de fuite varient considérablement non pas avec le courant seulement, mais aussi avec la fréquence. A cet effet, il faut séparer l'effet de chaque paramètre.

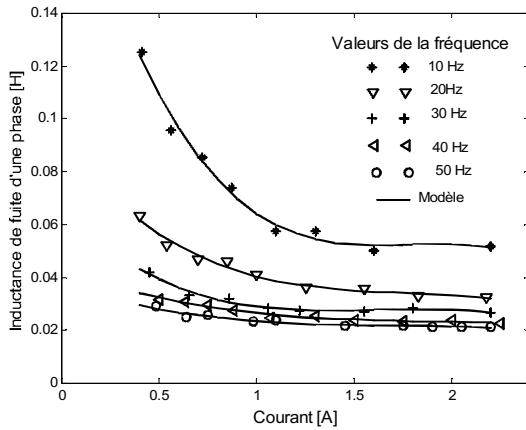


Figure (2-6): Variations de l'inductance de fuite en fonction du courant.

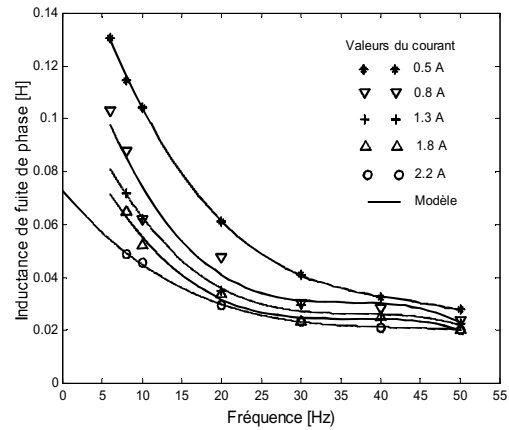


Figure (2-7) : Variations de l'inductance de fuite en fonction de la fréquence

Le modèle moyen de l'inductance de fuite d'une phase en fonction du courant $l_{moy}(I_1)$ peut être déduit d'après les courbes de la figure (2-6) par :

$$l_{moy}(I_1) = -0.0104 I_1^3 + 0.0547 I_1^2 - 0.0965 I_1 + 0.0611 \quad (2-44)$$

L'effet de la fréquence [2-5] peut être déterminé d'après les courbes de la figure (2-7) pour la valeur nominale du courant $i = 2.2 \text{ A}$ par :

$$l_{2.2A}(f_s) = -6.3671 e-7 f_s^3 + 8.0805 e-5 f_s^2 - 0.0035 f_s + 0.0726 \quad (2-45)$$

L'expression du modèle de l'inductance de fuite peut être donnée finalement par la relation suivante :

$$l_s(f_s, I_1) = l_r(f_s, I_1) = l_{2.2A}(f_s) + l_{moy}(I_1)$$

$$= -6.3671 e^{-7} f_s^3 + 8.0805 e^{-5} f_s^2 - 0.0035 f_s - 0.0104 I_1^3 + 0.0547 I_1^2 - 0.0965 I_1 + 0.1337 \quad (2-46)$$

d'où la valeur nominale $l_s = l_r = 0.0228 \text{ H}$.

Remarques :

- ✓ L'inconvénient des méthodes d'identification expérimentales est que les inductances de fuite statorique et rotorique sont connues seulement par leur somme. En se basant sur l'hypothèse d'Alger et sur l'étude donnée dans [2-15]; les valeurs de ces inductances sont données de manière empirique, selon la classification du moteur, par le tableau suivant :

Classe du moteur	Description	Fraction de $(l_s + l_r)$	
		l_s	l_r
A	Couple de démarrage normal, courant de démarrage normal.	0.5	0.5
B	Couple de démarrage normal, courant de démarrage faible.	0.4	0.6
C	Couple de démarrage élevé, courant de démarrage faible.	0.3	0.7
D	Couple de démarrage élevé, glissement élevé.	0.5	0.5
Rotor bobiné		0.5	0.5

Tableau (2-1): Répartition empirique des inductances de fuite dans les moteurs à induction.

- ✓ Dans l'essai à rotor bloqué, on suppose généralement que la réactance de magnétisation est très grande devant la réactance de fuite rotorique et la résistance rotorique. Cette supposition est en réalité valable uniquement pour les fréquences élevées.

2- 4- 4 Modèle de la résistance fer

Les pertes fer se décomposent des pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Pour les modéliser dans le cas d'une distribution sinusoïdale de flux, on utilise les formules de Steinmetz suivantes :

$$P_e = K_e \phi^2 f^2, P_h = K_h \phi^2 f \quad (2-47)$$

avec

- P_e : pertes par courants de Foucault.
- P_h : pertes par hystérésis.
- K_e, K_h : coefficients donnés par la nature du matériel et le type de construction.
- ϕ : flux de l'entrefer.
- f : fréquence.

Les pertes fer totales dans le stator pour la fréquence statorique f_s sont données par :

$$P_{fs} = K_e \phi^2 f_s^2 + K_h \phi^2 f_s \quad (2-48)$$

Pour le rotor, on utilise l'expression des pertes fer statoriques pour exprimer les pertes fer du rotor par substitution de f_s par $(g f_s)$ et en tenant compte du rapport des masses du matériel du rotor et du stator [2-2] :

$$P_{fr} = \frac{m_r}{m_s} \left(K_e \phi^2 (g f_s)^2 + K_h \phi^2 (g f_s) \right) \quad (2-49)$$

avec : g : glissement,
 m_r, m_s : masses du fer rotorique et statorique respectivement.

Les pertes fer totales de la machine sont donc données par :

$$P_f = P_{fs} + P_{fr} \quad (2-50)$$

La relation (2-49) montre que la résistance fer rotorique équivalente R_{fr} est une fonction de la fréquence statorique, du flux d'entrefer et du glissement. Cependant, les pertes fer du rotor sont très faibles du moment que la fréquence des grandeurs rotoriques est négligeable devant la fréquence statorique $g f_s \ll f_s$ pour les fonctionnements normaux, il en résulte l'approximation suivante :

$$P_f = P_{fs} + P_{fr} \approx P_{fs} = K_e \phi^2 f_s^2 + K_h \phi^2 f_s \quad (2-51)$$

La variation de la résistance fer équivalente R_{fs} en fréquence est largement prépondérante par rapport à la variation en flux [2-5], il s'ensuit d'écrire que R_{fs} est une fonction uniquement de la fréquence comme suit :

$$R_{fs} = a_1 f_s + a_2 f_s^2 \quad (2-52)$$

Pour des raisons de simplicité, la résistance fer équivalente est connectée en série avec l'inductance mutuelle. Cette hypothèse permet de déterminer les paramètres de la machine directement des essais classiques: à vide et à rotor calé. Dans l'essai à vide, la puissance active mesurée diminuée des pertes Joule statoriques et des pertes mécaniques donne les pertes fer au stator. La figure (2-8) donne la résistance fer équivalente du stator en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du courant. On pourra remarquer une faible dépendance du courant que l'on négligera.

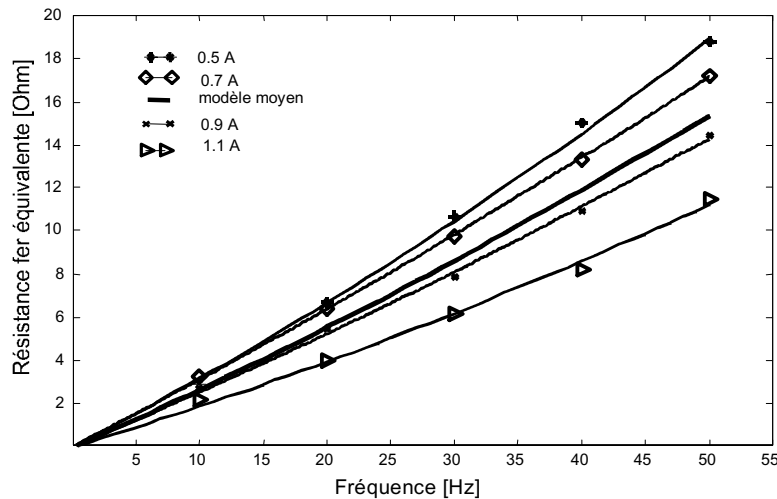


Figure (2-8): Variation de la résistance fer en fonction de la fréquence.

Le modèle moyen de la résistance fer se déduit alors par interpolation par:

$$R_{fs} = 0.001 f_s^2 + 0.258 f_s \quad (2-53)$$

Donc à 50 Hz, la résistance fer statorique R_{fs} est de l'ordre de 15.4 Ω .

2- 5 Validation du modèle

Afin de valider le modèle proposé qui tient compte de la saturation et de l'effet de peau, on a relevé expérimentalement un démarrage à vide du moteur en question (couplé sur le réseau 50 Hz) dont la réponse en vitesse et le courant d'une phase statorique ont été comparé avec ceux du modèle linéaire et ceux du modèle proposé comme il est illustré par les figures (2-9) et (2-10).

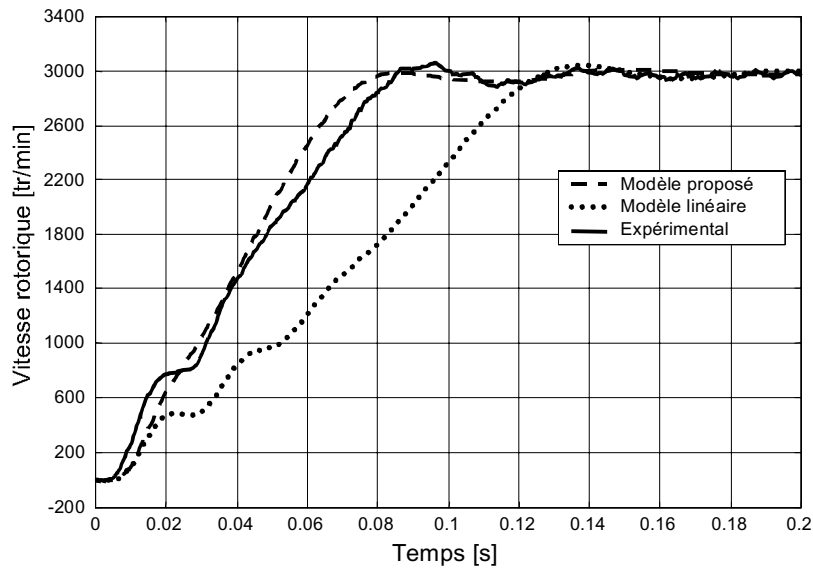


Figure (2-9): Réponse de la vitesse lors d'un démarrage à vide

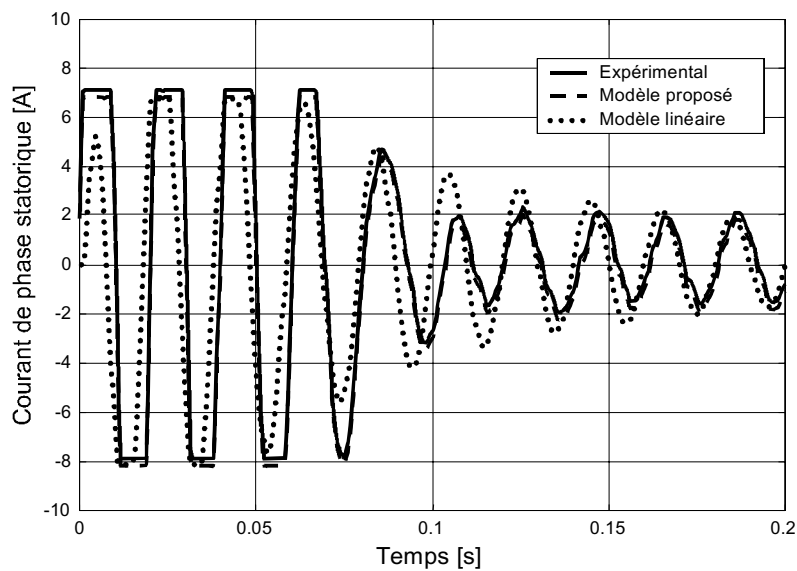


Figure (2-10): Courant de phase statorique lors d'un démarrage à vide

On pourra aisément comparé les réponses des modèles linéaire et proposé en confirmant la supériorité du modèle proposé qui tient compte des phénomènes surgissant le fonctionnement réel de la machine. Le manque de précision pendant la phase transitoire est du à la non reproduction fidèle de l'état magnétique de la machine et pour d'autres phénomènes non pris en considération tel que l'effet des harmoniques d'encoches et d'espaces, l'induction dans l'entrefer n'est pas réellement sinusoïdal, les pertes supplémentaires non prises en compte pour le moment et qui seront modélisées dans le quatrième chapitre, etc...

2- 6 Identification automatique par la méthode des moindres carrés récurrents M.C.R

Elle repose sur l'algorithme d'adaptation paramétrique des moindres carrés récurrents M.C.R [2-16] [2-17] [2-18] [2-19], dont le principe consiste à minimiser la norme euclidienne de l'erreur (la somme des carrés de l'écart) à l'instant courant entre la sortie réelle du processus à identifier et celle du modèle obtenu à chaque instant d'échantillonnage.

Soit le processus décrit par sa fonction de transfert en z^{-1}

$$H(z) = \frac{y(t)}{u(t)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{nb} z^{-nb}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{na} z^{-na}} \quad (2-54)$$

La sortie à l'instant t est liée aux entrées-sorties précédentes par l'équation de récurrence suivante :

$$y(t) = -\sum_{i=1}^{na} a_i y(t-i) + \sum_{i=1}^{nb} b_i u(t-i) \quad (2-55)$$

que l'on pourra exprimer sous forme d'un produit scalaire d'un vecteur paramètres estimés $\theta(t)$ et du vecteur des mesures précédentes $\Phi(t-1)$

$$y(t) = \theta^T(t) \Phi(t-1) \quad (2-56)$$

avec :

$$\begin{aligned} \theta^T(t) &= [-a_1 \dots -a_{na} \ b_1 \dots b_{nb}] \\ \Phi(t-1) &= [y(t-1) \dots y(t-na) \ u(t-1) \dots u(t-nb)] \end{aligned}$$

A partir des équations précédentes, pour obtenir une estimation des paramètres $[a_i, b_i]$ au sens des moindres carrés, la démarche consiste à minimiser le critère quadratique de l'erreur $J_t(\theta)$:

$$J_t(\theta) = \sum_{k=1}^t [y(k) - \theta(k)^T \Phi(k-1)]^2 \quad (2-57)$$

Le minimum de $J_t(\theta)$ s'obtient par dérivation par rapport à θ :

Soit :

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \left[\sum_{k=1}^t \Phi(k-1) \Phi(k-1)^T \right]^{-1} \left[\sum_{k=1}^t \Phi(k-1) y(k) \right] \\ &= P(t) \left[\sum_{k=1}^t \Phi(k-1) y(k) \right] \end{aligned} \quad (2-58)$$

$P(t)$: matrice de variances de l'erreur d'estimation définie positive

Finalement :

$$\begin{aligned}\theta(t) &= \theta(t-1) + P(t) \Phi(t-1) \frac{(y(t) - \Phi^T(t-1) \theta(t-1))}{(1 + \Phi(t-1)^T P(t-1) \Phi(t-1))} \\ P(t) &= P(t-1) - \frac{P(t-1) \Phi(t-1) \Phi(t-1)^T P(t-1)}{(1 + \Phi(t-1)^T P(t-1) \Phi(t-1))}\end{aligned}\quad (2-59)$$

L'algorithme des moindres carrés récursifs est un algorithme à gain d'adaptation décroissant puisque :

$$P(t) = \frac{P(t-1)}{1 + \Phi(t-1)^T P(t-1) \Phi(t-1)} \leq P(t-1) \quad (2-60)$$

Le signal d'excitation (de commande) étant une séquence binaire pseudo-aléatoire *S.B.P.A* (successions de signaux riche en fréquences) afin de faire paraître tous les pôles et les zéros du système. Le modèle est valide si la séquence des erreurs de prédiction résiduelles est parfaitement blanche autrement dit, les auto-corrélations $RN(i)$ du résidu est proche d'un bruit blanc :

$$\begin{aligned}RN(0) &= 1 \\ |RN(i)| &\leq 0.15 \quad i \geq 1\end{aligned}\quad (2-61)$$

2- 6- 1 Application à l'identification des paramètres du transfert couple-vitesse

Le modèle continu caractérisant le transfert couple-vitesse est déduit de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = c_{em} - c_r - f \Omega \quad (2-62)$$

J, f : moment d'inertie et coefficient de frottement visqueux respectivement
 c_{em}, c_r : couple électromagnétique et couple résistant respectivement
 Ω : vitesse mécanique

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{c_{em}(s)} = \frac{1}{J s + f} = \frac{1/f}{(J/f) s + 1} \quad (2-63)$$

La discrétisation de $H(s)$ munie d'un bloqueur d'ordre zéro nous amène au modèle discret suivant :

$$\frac{1}{f} \cdot \frac{(1 - e^{-\frac{T_e}{\tau}}) \cdot z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T_e}{\tau}} \cdot z^{-1}}, \quad \tau = \frac{J}{f} \quad (2-64)$$

T_e : période d'échantillonnage.

Le processus se comporte comme un système du premier ordre et présente un retard pur, il peut être modélisé par la fonction de transfert suivante :

$$\frac{y(t)}{u(t)} = \frac{z^{-1}(b_1 + b_2 z^{-1})}{(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})} \quad (2-65)$$

Les résultats de la première méthode d'identification (de la plaque signalétique) nous informent sur l'ordre de grandeur des paramètres à retrouver:

$$J = 5.93 \cdot 10^{-4} \text{ Nms}^2/\text{rad}, \quad f = 1.83 \cdot 10^{-4} \text{ Nms/rad}$$

Donc $\begin{cases} b_1 = 0, & b_2 = 3.3716 \\ a_1 = -0.9994, & a_2 = 0 \end{cases}$ sont les paramètres du point nominal à retrouver.

L'évolution des paramètres est illustrée d'après la figure (2-11)

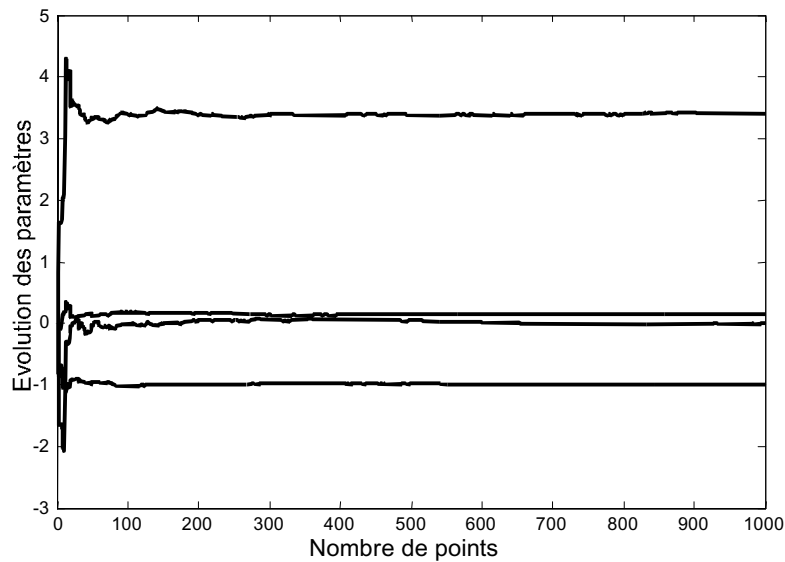


Figure (2-11) : Evolution des paramètres

Les valeurs finales à retrouver sont donc:

$$[a_1 \ a_2 \ b_1 \ b_2] = [-0.9993 \ 0.1512 \ -0.0018 \ 3.3932]$$

2- 6- 2 Test de Validation

L'auto-corrélation du résidu de l'identification est donnée par la figure (2-12), ayant la caractéristique proche de celle du bruit blanc.

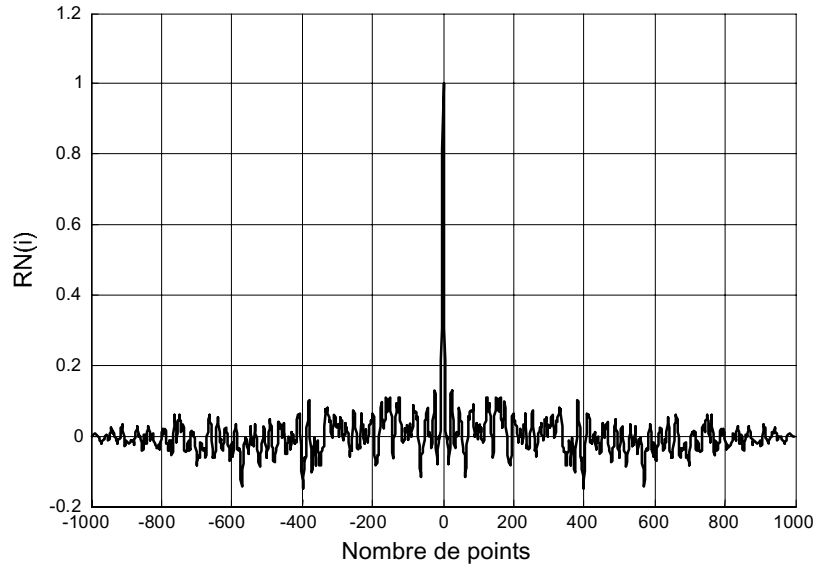


Figure (2-12) : L'auto-corrélation du résidu de l'identification (validation du modèle)

Le modèle obtenu précédemment par identification des MCR sera utilisé en simulation du démarrage à vide de notre moteur. Une comparaison avec le modèle de la plaque signalétique déjà obtenu auparavant est donnée par la figure (2-13) suivante montrant une amélioration de la réponse en vitesse par rapport au modèle de la plaque signalétique justifiant ainsi l'utilisation de cette méthode automatique.

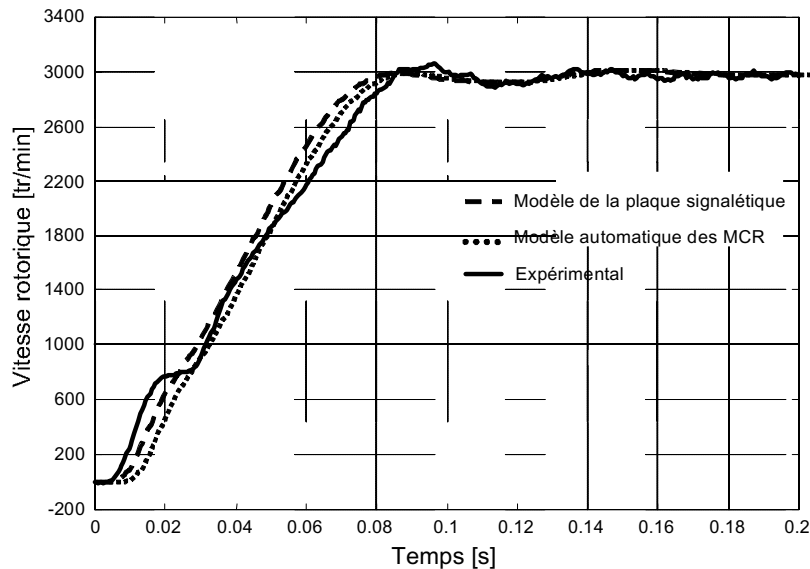


Figure (2-13): Comparaison de la réponse en vitesse lors d'un démarrage à vide

2- 7 Conclusions

Cette partie (deuxième chapitre) a mis l'accent sur quelques méthodes de l'identification et de la modélisation des paramètres de la machine asynchrone. Après avoir donné d'une manière succincte un modèle théorique dans différents système d'axes tenant compte des phénomènes surgissant le fonctionnement réel de la machine telle que la saturation et l'effet de peau, le modèle expérimentale à été complété par une série de tests et

d'essais afin d'en tirer un modèle approximatif. L'avantage majeur du modèle présenté réside dans sa simplicité du moment que les paramètres du schéma équivalent du moteur se déduisent simplement des essais synthétiques sans degré de complexité. Afin d'accroître la précision du modèle proposé (le manque de précision pendant la phase transitoire est dû à la non reproduction fidèle de l'état magnétique de la machine et pour d'autres phénomènes non pris en considération), un algorithme d'identification automatique par la méthode des moindres carrés récursifs a été élaboré pour le transfert couple-vitesse. Une telle méthode peut être intégrée par la suite (au cinquième chapitre) dans un contexte adaptatif pour compenser les dérives paramétriques de la machine.

Bibliographies

- [2-1]F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen and P. B. Thogersen "On the energy optimized control of standard and high efficiency induction motors in CT and HVAC applications", IEEE trans. On Ind. Appl. Vol. 34, No 4, 1998.
- [2-2]F. Abrahamsen, "Energy optimal control of induction motor drives ", Danish PHD thesis, 2000.
- [2-3]G. Grellet et G. Clerc, " Actionneurs électriques, Principes-modèles-commande", Editions Eyrolles, 1996.
- [2-4]P. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine alternative : application à la traction électrique", Thèse de doctorat, université. INSA de Lyon, 2001.
- [2-5]E. Mendes and A. Razeq, " A simple model for core losses and magnetic saturation in induction machines adapted for direct stator flux orientation control", IEE Conf. on Power Electronics and variable-speed drives, 26-28 october 1994, pp. 192-197, 1994.
- [2-6]A. Keyhani and H. Tsai, " IGSPICE simulation of induction machines with saturable inductances", IEEE trans. On Energy conversion, Vol. 4, No. 1, March 1989.
- [2-7]H. Hofmann, S. Sanders and C. Sullivan, "IEEE trans. On Industry applications, vol. 33, No. 4, pp. 935-942, July 1997.
- [2-8]G. Kang, J. Kim and K. Nam, " Parameter estimation scheme for low speed linear induction motors having different leakage inductances, ", IEEE trans.on Industrial electronics, vol. 50, No. 4, pp.708 716, 2003.
- [2-9]F. Corcoles, J. Pedra, M. Salichs and L. Sainz, " Analysis of the induction machine parameter identification", IEEE trans. On Energy conversion, vol. 17, No. 2, pp. 183-190, June 2002.
- [2-10]W. Leonard, " Control of electrical drives ", Springer- Verlag, Berlin, 1990.
- [2-11]J. Jung and K. Nam, " A vector control scheme for EV induction motors with a series iron loss model ", IEEE trans. On Industrial electronics, vol. 45, pp. 617-624, 1998.

- [2-12]E. Mendes, A. Baba and A. Razek, " Losses minimisation of a field oriented controlled induction machine ", Proc. of the Electrical machines and drives conf. pp. 310-314, 1995.
- [2-13]B. De Fornel, "Alimentation des machines asynchrones ", Traité de génie électrique, D3620 et D3621, techniques de l'ingénieur, 1990.
- [2-14]" IEEE Standard test procedure for polyphase induction motors and generators ", 1997.
- [2-15]V. Donescu, A. Charrette, Z.Yao and V. Rajagopalan, "Modeling and simulation of saturated induction motors in phase quantities", IEEE trans. On Energy conversion, vol. 14, No. 3, pp. 386-393, September 99
- [2-16]M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione and G. A. Capolino, " A new experimental application of Least Squares techniques for the estimation of the induction motor parameters, ", IEEE trans. On Industry applications, vol. 39, No. 5, pp. 1247-1255, September 2003.
- [2-17]I. D. Landau, R. Lozano and M. M'Saad, " Adaptive control ", Springer, 1997.
- [2-18]J. J. Slotine and L. Weiping, , "Applied Nonlinear control ", Prentice Hall, 1991.
- [2-19]I. D. Landau," Identification et commande des systèmes", 2ème édition, Hermès, 1993.
- [2-20]S. M. Yang and F. C. Lin, "Loss-minimization of vector controlled induction motor drives", Proc. of the IEEE PEDS conf., Indonesia 2001.
- [2-21]K. S. Huang, Q. H, Wu and D. R. Turner, "Effective identification of induction motor parameters based on fewer measurements", IEEE Trans. On Energy Conversion, vol. 17, N° 1. March 2002.
- [2-22]I. Boldea and A. K. Wallace, "Load testing of induction machines without torque measurements", IECON'99 IEEE conf.of the IES.
- [2-23]E. Levi and M. Wang, "Online identification of the mutual inductance for vector controlled induction motor drives", IEEE Trans. On Energy conversion, vol. 18, N° 2, June 2003.

Chapitre 3

Commande prédictive généralisée : structure algorithmique et polynomiale

3- 1 Introduction

La notion de "commande prédictive" a été introduite pour la première fois par J.Richalet en 1978 [3-1] et en 1979 par D. W. Clarke et Gawthrop [3-2]. Depuis, plusieurs travaux ont été publiés par les ingénieurs de Shell, C. R. Cutler, D. M. Prett et R. M. C. De Keyser en 1982. Mais le réel essor de la commande prédictive généralisée GPC s'est manifesté en 1987 grâce aux travaux de D. W. Clarke [3-3][3-4][3-5] qui a popularisé son concept vers des domaines très variés tels que les secteurs de l'industrie chimique, pétrolière, de la robotique et plus généralement de la machine-outil.

La commande prédictive repose comme l'indique son nom, sur le concept de la prédiction nécessaire dans toute activité dans laquelle on cherche à anticiper une trajectoire prédéfinie. Ce concept intuitif apparaît fortement, par exemple, au comportement naturel d'un conducteur au volant de sa voiture cherchant à analyser l'état de route sur un horizon afin de déterminer la stratégie de conduite à adopter (les gestes et les manœuvres). Une telle action sur l'accélérateur va accélérer le véhicule, le conducteur novice va savoir relier progressivement l'effort sur l'accélérateur à l'accélération de son véhicule. Si un obstacle surgit sur la route, les freins sont d'une capacité limite de décélération, il convient alors de freiner de façon *anticipative*, donc de *prédire en conduisant le comportement futur*. Et ainsi le lien fonctionnel se crée petit à petit. Avec l'expérience, les actions amenant au succès sont renforcés et mémorisées, les autres sont oubliées. L'apprentissage va se traduire ainsi par la capacité de prédire le comportement futur du processus sous l'effet d'un stimulus donné [3-6][3-7].

La commande prédictive est basée sur la connaissance du *modèle du processus*; l'opérateur humain se constitue une image opératoire de son environnement reliant l'action et le comportement (une action sur la pédale droite du véhicule entraîne son accélération). L'opérateur peut alors se fixer un objectif, un comportement désirée dans le futur, et donc faire subir à son véhicule une trajectoire de référence (virages, ralentissements, accélérations, etc.) avec des comportements variables (conduite douce ou sportive suivant la nécessité du moment). L'action volontaire engendre un comportement effectif et une comparaison entre les deux comportements : prévus et réalisée s'impose. Les processus industriels, à leurs tours, doivent également suivre certaines consignes, et les actions naissantes de la volonté de prédire leurs comportements futurs s'inscrivent dans la case de la commande prédictive de processus.

La philosophie de la commande prédictive est donc, connaissant la sortie du processus à commander, de déterminer la commande permettant de lui faire rallier la consigne selon une trajectoire prédéfinie (trajectoire de référence) sur la sortie du processus en accord avec la figure (3-1). Il s'agit donc de déterminer la séquence future de commande à appliquer à l'entrée du processus afin de réaliser le ralliement, seule la première commande est appliquée (les autres commandes seront oubliés car à la période d'échantillonnage suivante, les séquences sont décalées, une nouvelle sortie est mesurée et la séquence d'opérations est alors recommencée à chaque période d'échantillonnage selon le principe de l'horizon fuyant).

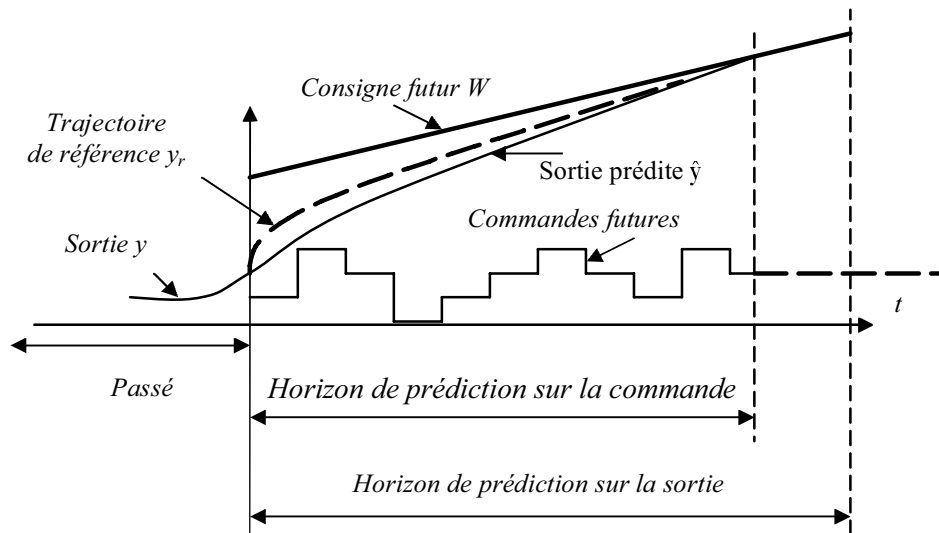


Figure (3-1): Evolution temporelle de la prédiction à horizon fini

En réalité, le modèle du processus dit modèle interne (implanté dans le calculateur numérique) ne permet de prédire que l'évolution de sa propre sortie, puisque le modèle adopté est imparfait à cause des erreurs d'identification des perturbations non prises en compte et des simplifications effectuées permettant une utilisation temps réel. Il en résulte que la sortie du processus est différente de celle du modèle.

3- 2- Intérêts de la commande prédictive

La plupart des régulations industrielles sont réalisées souvent avec des régulateurs PID analogiques avec une efficacité remarquable et un rapport prix/performance avec lequel il est difficile de les rivaliser. Toutefois, ce type de régulateurs ne couvre pas tous les besoins et ses performances souffrent dans un certain champ d'applications dont on cite [3-8][3-9][3-10]:

- Les processus difficiles, notamment non linéaires, instables, non stationnaires, à grand retard purs (procédés chimiques et pétroliers surtout) et aussi multi variables.
- Lorsque les performances sont tendues par l'utilisateur, notamment : forte atténuation des perturbations, erreur de traînage nulle en poursuite, réponse en temps minimal, ce qui amène à fonctionner sous contraintes qui affectent soit les variables de commande, soit les variables internes du processus.

Ces limitations ont favorisé l'éclosion de la commande prédictive à base de modèle numérique puisque sur le plan technique, l'accessibilité est plus aisée aux calculateurs numériques susceptibles de réaliser des traitements algorithmiques, intégrant calcul et logique qu'aux régulateurs purement analogiques. En conséquence, le régulateur prédictif va être construit sur la base d'un modèle interne, qu'il va utiliser sur le site, en temps réel.

La richesse de la commande prédictive provient du fait qu'elle n'est pas seulement capable de contrôler des processus simples du premier et du second ordre, mais aussi des processus complexes, notamment les processus avec temps de retard assez long, processus instable en boucle ouverte et systèmes à phase non minimale sans que le concepteur prenne trop de précautions spéciales.

L'intérêt majeure réside dans le fait que sa démarche repose sur une méthodologie permettant de prendre en considération les contraintes afin de synthétiser la loi de commande, aussi c'est une technique séduisante dans les problèmes de suivi de trajectoires, notamment dans les domaines des servomécanismes.

3- 3 Principe du GPC

Le schéma de principe de la commande GPC peut être illustré par la figure (3-2).

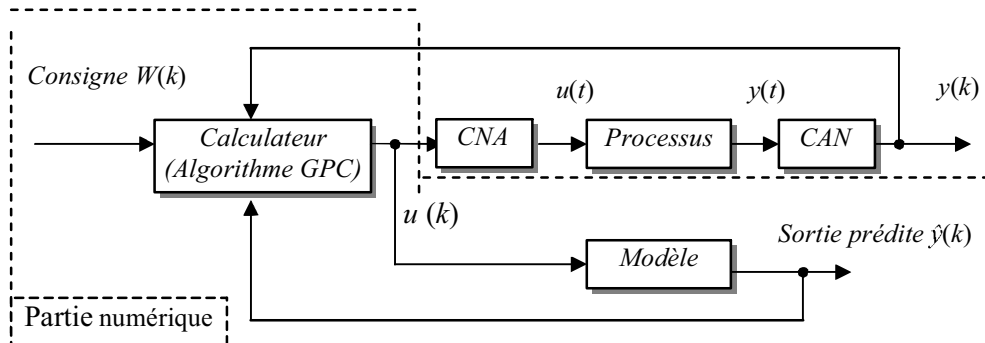


Figure (3- 2): Schéma de principe d'une commande GPC à base de modèle.

Si on veut faire coïncider dans le futur la sortie du processus avec une consigne ou avec une trajectoire de référence, il est nécessaire :

- ✓ Prédire les sorties futures du processus sur un horizon bien défini, grâce au modèle numérique du système,
- ✓ Calcul de la séquence de commandes futures par minimisation d'un critère quadratique des erreurs entre les sorties prédites et les consignes,
- ✓ Application seulement de la première commande sur le système, et répéter cette procédure à la prochaine période d'échantillonnage selon la stratégie de l'horizon fuyant.

Il est clair d'après la figure (3-2) que le calculateur doit générer la commande optimale $u(k)$ afin d'obtenir le ralliement autour de la consigne.

3- 4 Définition du modèle

Les algorithmes prédictifs, comme nous l'avons déjà souligné, sont basés sur la connaissance du modèle du processus à commander comme le témoigne la figure (3-2), et ce modèle numérique devra simuler le comportement du processus par n'importe quelle technique adaptée.

Le modèle du processus sert à calculer les sorties prédites sur un horizon fini. Ce modèle peut être obtenu soit par discrétisation de la fonction de transfert continue du modèle (transformée en z), soit en utilisant les techniques d'identification de l'automatique (la méthode des moindres carrés récurrents MCR étant la plus populaire).

En présence de perturbations aléatoires (perturbations stochastiques qui ne peuvent pas être décrites de façon déterministe, puisque elles ne sont pas reproductibles), on considère un système SISO avec retard, décrit par le modèle linéaire discret suivant :

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-na) = b_0 u(t-d) + b_1 u(t-d-1) + \dots + b_{nb} u(t-d-nb) + e(t) \quad (3-1)$$

avec $y(t)$: sortie du processus
 $u(t)$: commande appliquée à l'entrée
 d : retard du système, (les machines électriques sont considérées comme étant des procédés rapides, on prend le plus souvent $d=1$)
 q^{-d} : opérateur du retard
 $e(t)$: terme lié aux perturbations.

Les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont définis comme suit :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} = 1 + \sum_{i=1}^{i=na} a_i q^{-i} \quad (3-2)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} = \sum_{i=0}^{i=nb} b_i q^{-i}$$

Le modèle numérique de représentation pour le GPC est illustré par la figure (3-3) suivante

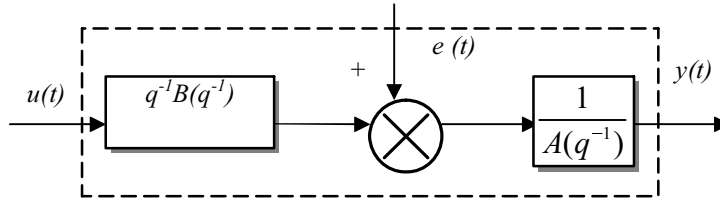


Figure (3-3) : Modèle numérique de représentation pour le GPC

La forme du terme lié à la perturbation définit le système de modélisation (processus + perturbation) :

$$e(t) = C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{D(q^{-1})} \quad (3-3)$$

$\xi(t)$: séquence aléatoire survenant à un instant t quelconque

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc}$$

Pour des raisons de simplicité, le polynôme $C(q^{-1})$ est pris égale à 1, donc $C(q^{-1})=1$

Dans le modèle CARIMA, on raisonne sur un modèle incrémental du système, de ce fait le polynôme $D(q^{-1})$ est pris comme étant l'opérateur de différence $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ (intégrateur). En conséquence, l'erreur statique étant annulée en présence de consigne ou de perturbation constante. Finalement, le modèle CARIMA à partir duquel sera dérivée l'expression de la loi de commande GPC est donnée par la relation suivante [3-2][3-7][3-9][3-10] :

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-1}B(q^{-1})u(t) + \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (3-4)$$

3- 5 Approche algorithmique

3- 5- 1 Commande prédictive généralisée de base (GPC classique)

3- 5- 1- 1 Prédicteur optimal

La commande prédictive généralisée doit nous permettre de connaître avec j pas à l'avance la valeur de la sortie du système. Pour se faire, nous devons disposer des équations de Diophantine permettant de manipuler les sorties futures.

Soit à résoudre l'identité Diophantienne suivante [3-6][3-7][3-9][3-10]:

$$C(q^{-1}) = \Delta(q^{-1})A(q^{-1})E_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \quad (3-5)$$

avec

$$\begin{aligned} E_j(q^{-1}) &= e_0^j + e_1^j q^{-1} + \dots + e_{j-1}^j q^{-(j-1)} \\ F_j(q^{-1}) &= f_0^j + f_1^j q^{-1} + \dots + f_{na}^j q^{-na} \end{aligned} \quad , \deg(E_j) = j-1, \deg(F_j) = na$$

On multipliant l'équation (3-4) par $q^j E_j(q^{-1}) \Delta(q^{-1})$, est après combinaison avec l'identité (3-5) et quelques manipulations mathématiques, le prédicteur utilisé sur un horizon de prédiction défini entre N_1 et N_2 générant les sorties estimées est donné par :

$$\hat{y}(t+j) = E_j(q^{-1})B(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(q^{-1})y(t) + E_j(q^{-1})\xi(t+j) \quad (3-6)$$

$$\Delta u(t+j-1) = u(t+j-1) - u(t+j-2) \quad \text{incrément de commande à l'instant } (t+j-1)$$

Le dernier terme de la relation (3-6) spécifie une séquence de bruits aléatoires futurs. Etant donné qu'une perturbation future est imprévisible, tant par sa survenue, que par son intensité, il s'ensuit alors que son prédicteur est nul, donc :

$$\xi(t+j) = 0$$

D'autre part, la relation (3-6) est décomposée de deux parties distinctes; un terme constitué de signaux connus à l'instant t et d'un autre terme constitué de signaux futurs inconnus (incréments de commandes futurs) dont on cherche à connaître. Une seconde équation Diophantienne sera alors utilisée afin de séparer entre les signaux de commande du passé et ceux du futur comme suit :

$$G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})E_j(q^{-1}) \quad (3-7)$$

En substituant la relation (3-7) dans (3-6), on obtient :

$$\hat{y}(t+j) = \underbrace{G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1)}_{\text{terme lié aux commandes futurs}} + \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1)}_{\text{Réponse libre}} \quad (3-8)$$

Le premier terme correspond aux commandes futures dont on cherche à déterminer la commande optimale à appliquer à l'entrée du système, alors que le second terme représente l'état présent de la sortie connue et l'état passé de la commande. Les polynômes E_j , G_j , F_j et H_j solutions des équations de Diophantine sont définies de manière unique puisque dans les identités (3-5) et (3-7) les polynômes $\Delta(q^{-1})A(q^{-1})$ et q^{-j} d'une part et $G_j(q^{-1})$ et q^{-j} d'autre

part sont premiers entre eux. La détermination des polynômes E_j , G_j , F_j et H_j sera donnée en Annexe A.

3- 5- 1- 2 Expression du critère quadratique à minimiser

Il s'agit de déterminer la séquence de commandes futures U_{opt} minimisant la fonction coût suivante [3-3][3-4][3-5][3-6]:

$$J_{GPC} = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=N_1}^{N_u} [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (3-9)$$

Où l'on suppose pour la commande

$$\Delta u(t+j) = 0 \text{ pour } j \geq N_u \quad (3-10)$$

avec :

$w(t+j)$:	consigne ou trajectoire de référence à l'instant $(t+j)$
$\hat{y}(t+j)$:	sortie prédite à l'instant $(t+j)$
$\Delta u(t+j-1)$:	incrément de commande à l'instant $(t+j-1)$
N_1, N_2 :	horizon minimale et maximale de prédiction sur la sortie
N_u :	horizon de prédiction sur la commande
λ :	facteur de pondération sur la commande

L'hypothèse (3-10) signifie que lorsque le pas de prédiction j atteint la valeur fixée pour l'horizon de commande N_u , la variation de commande devient nulle, il s'ensuit que la commande future va se stabiliser. Une telle supposition a pour conséquence de réduire les efforts de calcul de la commande.

3- 5- 1- 3 Résolution du critère

Le critère de la relation (3-9) est donné sous sa forme analytique, il peut être aussi donné sous forme matricielle. Pour se faire, on définit les polynômes de la relation (3-8) comme suit [3-6][3-7][3-9]:

$$\mathbf{F} = [F_{N_1}(q^{-1}) \dots F_{N_2}(q^{-1})]^T, \quad \mathbf{H} = [H_{N_1}(q^{-1}) \dots H_{N_2}(q^{-1})]^T \quad (3-11)$$

Avec ces notations, Le vecteur de la réponse libre s'écrit :

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \mathbf{F} y(t) + \mathbf{H} \Delta u(t-1) \\ \mathbf{F} &= [f(t+N_1), \dots, f(t+N_2)] \end{aligned} \quad (3-12)$$

et si on définit de plus :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{U}} &= [\Delta u(t), \dots, \Delta u(t+N_u-1)]^T \\ \hat{\mathbf{Y}} &= [\hat{y}(t+N_1), \dots, \hat{y}(t+N_2)]^T \\ \mathbf{W} &= [w(t+N_1), \dots, w(t+N_2)]^T \end{aligned} \quad (3-13)$$

L'équation de prédiction (3-8) devient alors:

$$\hat{Y} = \mathbf{G} \tilde{U} + \mathbf{F} y(t) + \mathbf{H} \Delta u(t-1) \quad (3-14)$$

Que l'on peut écrire sous la forme :

$$\hat{Y} = \mathbf{G} \tilde{U} + \mathbf{F} \quad (3-15)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{N_1}^{N_1} & \mathbf{g}_{N_1-1}^{N_1} & \dots \\ \mathbf{g}_{N_1+1}^{N_1+1} & \mathbf{g}_{N_1}^{N_1+1} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{g}_{N_2}^{N_2} & \mathbf{g}_{N_2-1}^{N_2} \dots \mathbf{g}_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

La matrice $\mathbf{G}$ à pour dimension $(N_2-N_1+1) \times N_u$

Le critère quadratique (2-9) peut être déduit sous sa forme matricielle :

$$J_{GPC} = [\mathbf{G} \tilde{U} + \mathbf{F} - \mathbf{W}]^T [\mathbf{G} \tilde{U} + \mathbf{F} - \mathbf{W}] + \lambda \tilde{U}^T \tilde{U} \quad (3-17)$$

La minimisation de la fonction coût (3-17) par rapport à $\tilde{U}$ donne la solution optimale :

$$\frac{\partial J_{GPC}}{\partial \tilde{U}} = 0$$

$$\tilde{U}_{opt} = M(\mathbf{W} - \mathbf{F})$$

$$M = [\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u}]^{-1} \mathbf{G}^T = \begin{pmatrix} M_1 \\ \vdots \\ M_{N_u} \end{pmatrix} \quad (3-18)$$

On constate alors que la matrice $\mathbf{G}^T \mathbf{G}$ à pour dimension $N_u \times N_u$ et $\tilde{U}_{opt}$ à pour dimension $N_u \times 1$. Seule la première valeur de la séquence de commande optimale est appliquée, ce qui mène à l'expression finale de la commande à appliquer au système :

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t-1) + M_1(\mathbf{W} - \mathbf{F}) \quad (3-19)$$

La stratégie de calcul est alors recommencée à chaque période d'échantillonnage selon la stratégie de l'horizon fuyant.

3- 5- 1- 4 Choix des paramètres de réglage du GPC [3-6][3-7][3-17]

- Choix de l'horizon minimal N_1

Le choix de l'horizon minimal de prédiction sur la sortie est conditionné par la connaissance du retard du système. En effet, si le système ne présentant pas de retard, on prend $N_1=1$. Si la valeur du retard est connue, N_1 prend la valeur du retard du procédé. Pour un système à phase non minimal (système à zéros stables), N_1 sera pris égal au nombre

maximal d'échantillons durant lequel ce phénomène se produit (valeur N_0 de la figure (3-4)). Enfin si le retard est mal connu ou variable, il convient de prendre $N_I = 1$.

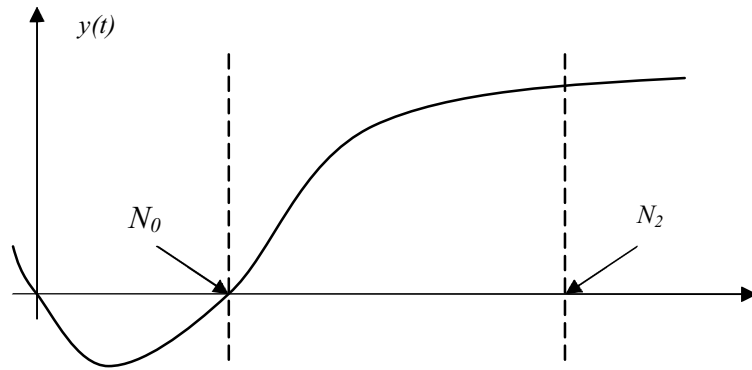


Figure (3-4): Choix de l'horizon de prédiction pour un système à phase non minimale

- *Choix de l'horizon maximal N_2*

L'horizon maximal de prédiction est choisi en fonction du temps de réponse désiré du système t_r , soit $N_2 T_e = t_r$ ou T_e étant la période d'échantillonnage.

- *Choix de l'horizon de prédiction N_u sur la commande*

Prendre $N_u = 1$ signifie que l'on connaît suffisamment le procédé pour être sûr que l'hypothèse faite sur la commande (3-10) est satisfaite. Pour des procédés mal identifiés ou mal connus, les auteurs proposent de prendre N_u supérieur à 1. Un tel choix a pour conséquence que le calculateur devient gourmand en temps de calcul, puisque N_u fixe la dimension des matrices à inverser dans le calcul de la commande optimale. Notons que le choix $N_u = 1$ est souvent pris pour beaucoup d'applications et donne de bons résultats.

- *Choix du facteur de pondération λ*

Ce coefficient étant la balance réalisant le compromis entre une commande raide, lorsque λ est très faible, pouvant faire diverger le processus réel d'une part, et d'autre part, lorsque ce coefficient prend une valeur très grande, la commande devient excessivement pondérée et peu dynamique pour réaliser le ralliement à la consigne.

3- 5- 1- 5 Résultats de simulation et interprétations

- Les résultats de simulation seront portés sur la machine asynchrone de marque "Leybold" du laboratoire "machines électriques" de l'institut d'électrotechnique (C.U O.E.B) dont les résultats d'identification ont été présentés au deuxième chapitre.
- Les algorithmes présentés par la suite dans ce chapitre seront portés sur la commande en vitesse de la machine, donc on s'intéresse initialement qu'à la boucle mécanique 'couple-vitesse'. Une extension sera faite par la suite aux boucles de flux et de la position.

La fonction de transfert couple–vitesse issue de l'équation mécanique peut être représentée dans le plan continu par le transfert suivant :

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{c_{em}^*(s)} = \frac{1}{J s + f} = \frac{1/f}{(J/f) s + 1} \quad (3-20)$$

J : moment d'inertie égal à 5.93 e-4 (S.I)
 f : coefficient de frottement visqueux égal à 1.83 e-4 (S.I.) .
 T_e : période d'échantillonnage (prise égale à 2 ms)

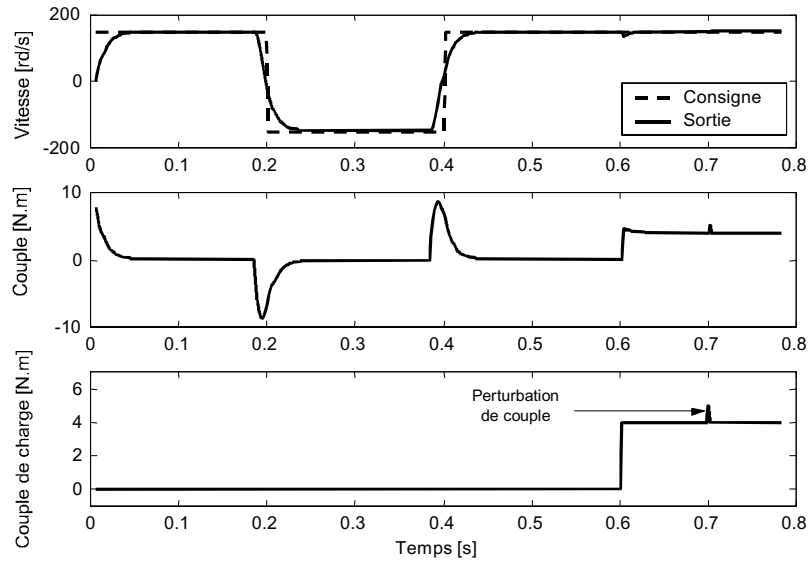


Figure (3-5): Profils de la vitesse, la commande et la perturbation (GPC de base)

Les résultats de simulation obtenus avec le réglage suivant : $N_1=1$, $N_2=8$, $N_u=1$, $\lambda=1$, mis en évidence l'aspect anticipatif de la commande prédictive de la sortie sur la commande. Toutefois le signal de commande (couple de référence) présente des amplitudes considérables dépassant les valeurs tolérées que pourra atteindre le couple réel de la machine (1.5 à 2 fois le couple nominal, soit 6.6 N.m environ puisque $C_{emn}= 3.3 \text{ N.m}$). A cet effet, on se propose soit de faire saturer la commande à 2 fois la valeur de la charge nominal, soit de proposer une technique à base du GPC permettant d'atténuer les variations brusques de la commande qui sera l'objet de la commande prédictive généralisée à modèles de références multiples GPC/MRM.

Inconvénients de la méthode

- ✓ Il n'existe pas de lien entre le jeu de paramètres (N_1 , N_2 , N_u , λ) pour la détermination de la dynamique entrée-sortie du système en boucle fermé, notamment le temps de réponse et l'analyse fréquentielle de la stabilité par exemple.
- ✓ La méthode présente des variations d'amplitudes importantes sur la commande, d'où la nécessité d'introduire un modèle de référence pour la commande.
- ✓ L'hypothèse (3-10) se justifie uniquement pour une consigne constante .

3- 5. 2 Commande prédictive généralisée à modèles de références multiples GPC/MRM

La commande GPC à modèles de références multiples tente de pallier les inconvénients de la méthode précédente en spécifiant de façon indépendante les dynamiques de poursuite et de régulation. En effet, la méthode propose d'imposer au système de répondre comme un système fixe ayant une dynamique de poursuite connue et déterminée à l'avance par l'utilisateur. La trajectoire de référence $y_r(t)$ est alors obtenu par filtrage de la consigne $w(t)$ et impose au système de répondre suivant le modèle de poursuite choisi et non pas suivant le réglage du jeu de paramètres (N_1, N_2, N_u, λ) . La relation liant la référence sortie à la consigne est alors [3-6][3-17]:

$$y_r(t) = \frac{q^{-1}B_r(q^{-1})}{A_r(q^{-1})} w(t) \quad (3-21)$$

Les polynômes $A_r(q^{-1}), B_r(q^{-1})$ déterminent la dynamique de poursuite dont le choix est donné en Annexe B. Toutefois la stabilité globale de la boucle fermée reste toujours dépendante de la sélection des paramètres de réglage. Ainsi le premier problème est résolu.

Le problème d'atténuation des amplitudes du signal de commande trouve lui aussi une solution grâce au modèle de référence imposé à la commande $u_r(t)$. Irving et al. dans [3-11] introduisent une commande de référence lié à la sortie de référence $y_r(t)$ par la relation suivante :

$$u_r(t) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u_r(t) \quad (3-22)$$

Cette relation suppose que si la sortie du processus $y(t)$ suit la référence sortie $y_r(t)$, alors la commande $u(t)$ doit suivre la commande de référence $u_r(t)$, et c'est ainsi qu'un modèle pour la commande est reconstitué. La commande GPC/MRM spécifie donc de façon indépendante les dynamiques de poursuite et de régulation permettant de corriger les deux premiers inconvénients de la méthode précédente et se présente comme une technique à placement de pôles. Le principe de la commande GPC/MRM est donné selon la figure (3-6)

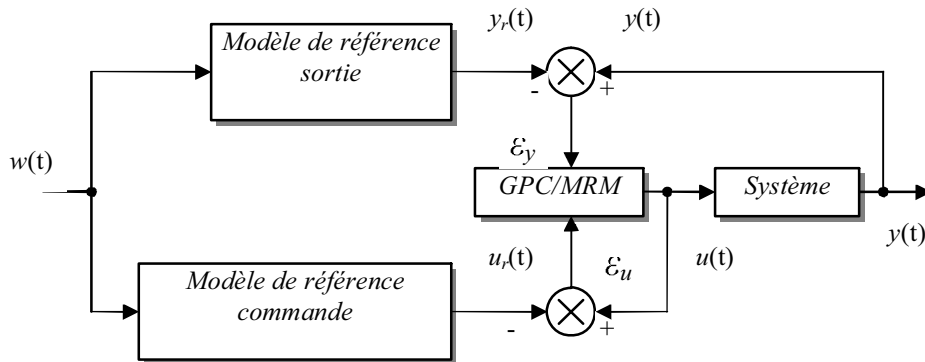


Figure (3-6) : structure de la commande GPC/MRM

3- 5- 2- 1 Reformulation du critère quadratique

Il s'agit de minimiser la fonction coût qui tient compte à présent de l'erreur sur l'incrément de commande $\Delta(u - u_r)$ et non pas seulement sur l'incrément du signal de commande u .

$$J_{GPC/MRM} = \sum_{j=N_1}^{N_2} [\varepsilon_y(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=N_1}^{N_u} \varepsilon_u^2(t+j-1) \quad (3-23)$$

avec

$$\begin{aligned} \varepsilon_y(t+j) &= \hat{y}(t+j) - y_r(t+j) \\ \varepsilon_u(t+j-1) &= \Delta u(t+j-1) - \Delta u_r(t+j-1) \end{aligned} \quad (3-24)$$

$\Delta u_r(t+j-1)$: incrément de commande de référence à l'instant $(t+j-1)$

$\Delta u(t+j-1)$: incrément de commande à l'instant $(t+j-1)$

avec la supposition suivante, faite sur la commande

$$\varepsilon_u(t+j) \equiv 0 \quad \text{pour} \quad j \geq N_u \quad (3-25)$$

soit donc :

$$\Delta u(t+j) = \Delta u_r(t+j) \quad \text{pour} \quad j \geq N_u \quad (3-26)$$

En conséquence, Le troisième problème trouve ainsi sa solution, puisque la relation (3-26) à toutes les chances d'être vérifiée avec la commande GPC/MRM [3-12].

3- 5- 2- 2 Résolution du critère $J_{GPC/MRM}$

La procédure est analogue à celle présentée au paragraphe (3-5-1-3), seulement il faut mettre à l'esprit que pour La commande GPC/MRM, on raisonne en terme d'erreurs pour la commande et pour la sortie.

Le prédicteur générant les erreurs de sortie en fonction des erreurs de commande est donné par l'expression suivante :

$$\hat{\varepsilon}_y(t+j) = \underbrace{G_j(q^{-1})\varepsilon_u(t+j-1)}_{\text{terme lié aux commandes futurs}} + \underbrace{F_j(q^{-1})\varepsilon_y(t) + H_j(q^{-1})\varepsilon_u(t-1)}_{\text{Réponse libre}} \quad (3-27)$$

que l'on peut mettre sous la forme suivante :

$$\hat{\varepsilon}_y = \mathbf{G} \hat{\varepsilon}_u + \mathbf{F} \varepsilon_y(t) + \mathbf{H} \varepsilon_u(t-1) \quad (3-28)$$

Le critère quadratique (3-23) peut être déduit sous sa forme matricielle :

$$J_{GPC/MRM} = \left[\mathbf{G} \hat{\varepsilon}_u + \mathbf{F} \varepsilon_y(t) + \mathbf{H} \varepsilon_u(t-1) \right]^T \left[\mathbf{G} \hat{\varepsilon}_u + \mathbf{F} \varepsilon_y(t) + \mathbf{H} \varepsilon_u(t-1) \right] + \lambda \hat{\varepsilon}_u^T \hat{\varepsilon}_u \quad (3-29)$$

La minimisation de la fonction coût (3-29) par rapport à $\hat{\varepsilon}_u$ donne la solution optimale :

$$\frac{\partial J_{GPC/MRM}}{\partial \hat{\mathbf{e}}_u} = 0 \quad (3-30)$$

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{e}}_u)_{opt} &= -M \left(\mathbf{F} \varepsilon_y(t) + \mathbf{H} \varepsilon_u(t-1) \right) \\ M &= \left[\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u} \right]^{-1} \mathbf{G}^T = \begin{pmatrix} M_1 \\ \vdots \\ M_{N_u} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3-31)$$

Seulement la première commande de la séquence optimale (3-31) est à appliquer au système, la procédure se recommence alors à chaque période d'échantillonnage.

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t-1) + \Delta u_r(t) - M_1(\mathbf{F} \varepsilon_y(t) + \mathbf{H} \varepsilon_u(t-1)) \quad (3-32)$$

3- 5- 2- 3 Résultats de simulation et interprétations

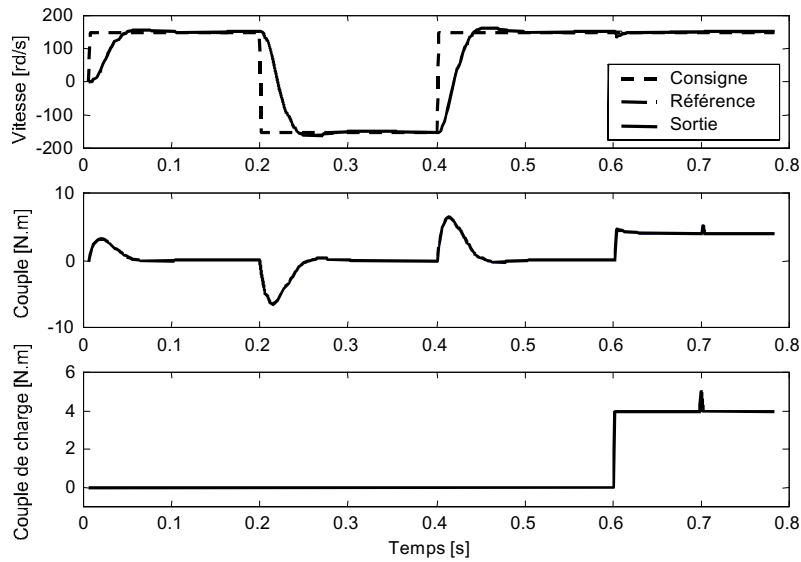


Figure (3-7): Profils de la vitesse, la commande et la perturbation (GPC/MRM)

Les résultats de simulation de la figure (3-7) correspondents au même cycle de fonctionnement choisi pour la commande GPC classique présentée précédemment. Aussi pour le réglage du GPC/MRM, on a conservé le même réglage précédent, soit : $N_1 = 1$, $N_2 = 8$, $N_u = 1$, $\lambda = 1$. Le modèle de référence imposé pour la vitesse correspond à un système continu ayant un coefficient d'amortissement $\zeta = 0.707$, donc un dépassement de l'ordre de 5% et une pulsation propre de $w_0 = 80$ rad/s. Les remarques suivantes sont à faire :

- ✓ La dynamique entrée-sortie du processus en boucle fermée est fixée par le modèle de poursuite imposé par l'utilisateur et non pas par les paramètres de réglage. Toutefois la stabilité globale de la boucle fermée reste toujours dépendante de la sélection des paramètres de réglage.
- ✓ La commande GPC/MRM permet l'atténuation des amplitudes sur la commande.
- ✓ La dynamique de réjection des perturbations est imposée par le choix du modèle de régulation (choix des polynômes de régulation).

- ✓ Les deux dynamiques de poursuite et de régulation sont parfaitement découplées.
- ✓ L'effet d'anticipation entre la consigne et la sortie vitesse, qui est un caractère prédictif, disparaît. En effet, c'est le modèle de poursuite qui gère le comportement entrée-sortie du processus. Notons cependant que l'on peut retrouver l'aspect anticipatif par décalage de (q^{N_2}) du filtre de poursuite.

Notons que malgré les avantages multiples que présente la commande GPC/MRM sur la commande GPC classique, elle présente quand même deux inconvénients :

- ✓ Il n'existe toujours pas de relation entre les paramètres de réglage pour l'analyse de la stabilité.
- ✓ Deux autres polynômes de plus à choisir $A_r(q^{-1}), B_r(q^{-1})$.

3- 5. 3 Commande prédictive généralisée cascade GPCC

3- 5. 3. 1 Introduction

Il arrive souvent que l'on dispose d'une mesure interne d'une composante du système, donnée par un ou plusieurs capteurs physiquement indépendants du capteur de sortie. Par exemple, le cas d'un capteur de vitesse dans un asservissement de position pour la robotique, et cas des capteurs de la vitesse angulaire et de la position de la gouverne dans un asservissement d'accélération pour le pilotage d'un missile. La prise en compte de l'information sur les mesures internes permet d'améliorer la qualité de prédiction et surtout les performances dynamiques notamment la dynamique de réjection des perturbations dans les boucles internes. En effet, décomposer le système en sous systèmes de dynamiques généralement différentes à l'intérêt de pouvoir mieux maîtriser les réglages vis-à-vis des spécifications, et apporte des informations plus riches concernant les perturbations sur les systèmes internes et à pour conséquences de contrer ces perturbations plus rapidement [3-8].

La structure GPCC aura donc pour but la combinaison des avantages du GPC classique (création de l'effet d'anticipation) à ceux d'une structure cascade, très utilisée pour l'amélioration de la dynamique de réjection des perturbations dans les boucles internes. La structure GPCC utilise au moins deux boucles de régulation, une dite boucle interne et l'autre dite boucle externe. Donc au moins deux algorithmes GPC doivent être calculés comme il est indiqué sur la figure (3-8). Cette structure aura par conséquent l'avantage de commander simultanément plusieurs variables de commande.

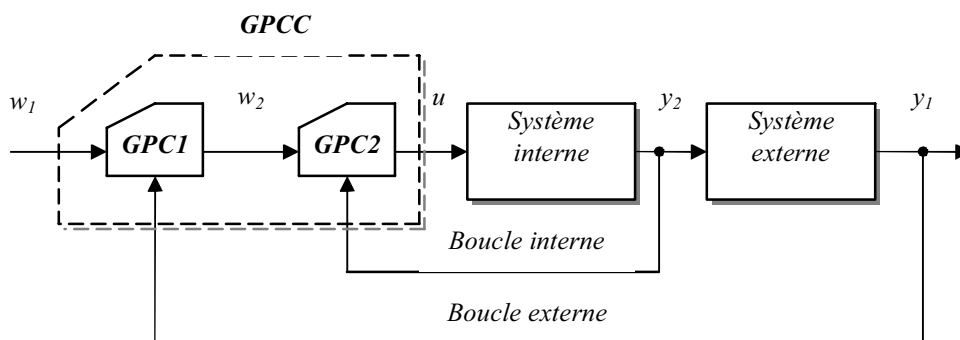


Figure (3-8): Régulateur prédictif à structure cascade GPCC

- w_1 : consigne à suivre par la sortie externe y_1
 w_2 : consigne interne à suivre par la sortie interne y_2 provenant de la minimisation de GPC1
 u : commande global à appliquer au système.

La synthèse de la loi de commande s'effectue en déterminant deux régulateurs GPC, soient deux critères quadratiques à minimiser:

- La boucle interne qui est la plus rapide conduit à l'élaboration du régulateur GPC2
- La boucle externe qui conduit ensuite à l'élaboration du régulateur GPC1.

3- 5. 3. 2 Définition des modèles

$$\text{Modèle interne :} \quad \frac{y_2(t)}{u(t)} = \frac{q^{-1}B_2(q^{-1})}{A_2(q^{-1})} \quad (3-33)$$

$$\text{Modèle externe :} \quad \frac{y_1(t)}{y_2(t)} = \frac{B_1(q^{-1})}{A_1(q^{-1})} \quad (3-34)$$

$$\text{Modèle global :} \quad \frac{y_1(t)}{u(t)} = \frac{q^{-1}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{q^{-1}B_2(q^{-1})}{A_2(q^{-1})} \frac{B_1(q^{-1})}{A_1(q^{-1})} \quad (3-35)$$

3- 5. 3. 3 Formulation des critères quadratiques

Pour la boucle externe :

$$J_{GPC1} = \sum_{j=N_{11}}^{N_{21}} [w_1(t+j) - \hat{y}_1(t+j)]^2 + \lambda_1 \sum_{j=N_{11}}^{N_{u1}} [\Delta w_2(t+j-1)]^2 \quad (3-36)$$

La boucle interne

$$J_{GPC2} = \sum_{j=N_{12}}^{N_{22}} [w_{2_{opt}}(t+j) - \hat{y}_2(t+j)]^2 + \lambda_2 \sum_{j=N_{12}}^{N_{u2}} [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (3-37)$$

Pour la résolution de GPCC, la philosophie étant la même que pour le GPC classique, seulement il faut mettre à l'esprit que le résultat de la minimisation du critère externe fournit la séquence optimale de la consigne interne $w_{2_{opt}}$. Cette séquence sera par la suite utilisée pour la minimisation du critère interne afin de déterminer la commande globale à appliquer au système.

3- 5. 3. 4 Résultats de simulation et interprétations :

Nous avons appliqué l'algorithme GPCC à la commande de la vitesse et de la position de notre moteur asynchrone. La fonction de transfert vitesse-position représente le modèle externe, alors que le bouclage couple-vitesse représente le modèle interne.

La relation vitesse-position étant un intégrateur modélisé par :

$$\frac{\theta(t)}{\Omega(t)} = \frac{T_e}{2} \frac{1+q^{-1}}{1-q^{-1}}, \quad (3-38)$$

(la période d'échantillonnage est prise égale à $T_e = 2$ ms)

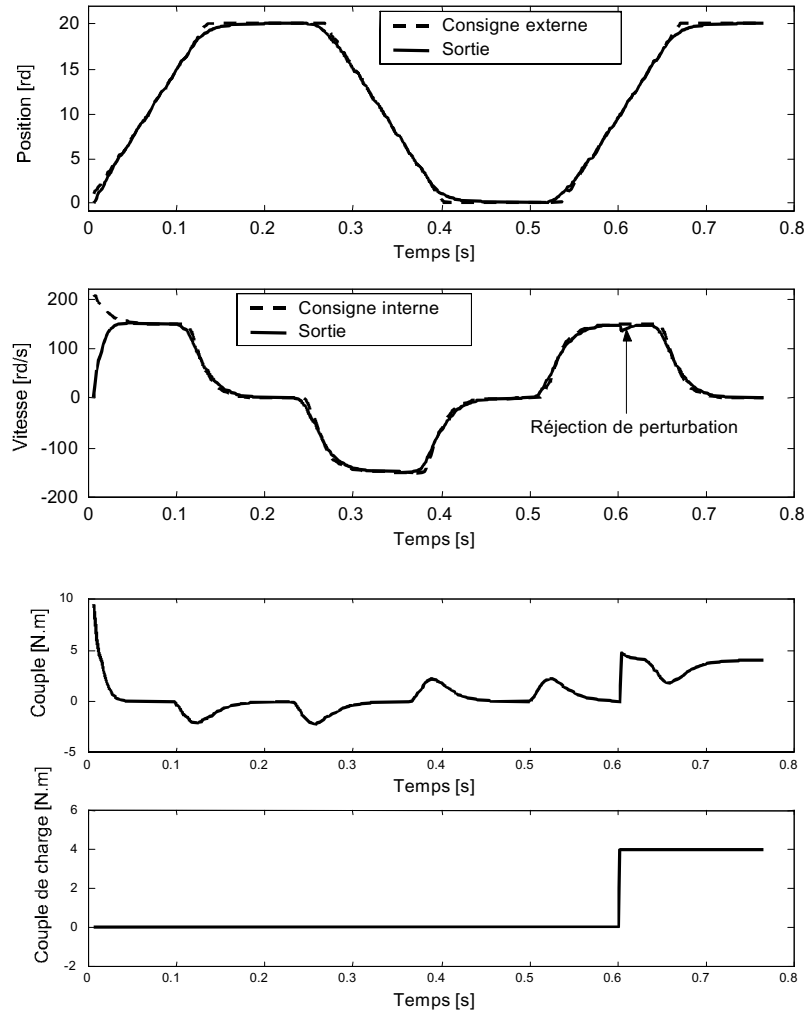


Figure (3-9) : Résultats de simulation de la commande GPCC

La consigne de position étant un trapèze de 20 rd ce qui correspond à une consigne vitesse de 150 rd/s pour le moteur utilisé (moitié de la vitesse nominale). La sortie position illustre bien l'effet prédictif sur sa consigne, alors que la sortie vitesse est presque confondue avec sa consigne issue de la minimisation du critère (3-37) de la boucle externe.

Toutefois, malgré que cette structure cascade offre certains avantages par rapport au GPC de base, elle présente les inconvénients suivants :

- ✓ Le nombre des paramètres de réglage est doublé (deux boucles au minimum), d'où la nécessité de prendre des précautions supplémentaires pour le réglage du système global.

- ✓ Absence toujours de règles pour le choix des paramètres de réglage.
- ✓ Il n'existe pas de théorie pour l'analyse de la stabilité.

Les paramètres de réglage pour la boucle interne de vitesse sont conservés ($N_{12}=1, N_{22}=8, N_{u2}=1, \lambda_2=1$) et pour la boucle externe de la position, les paramètres de réglage sont pris ($N_{11}=1, N_{21}=12, N_{u1}=1, \lambda_1=0.001$).

3- 5- 4. Commande prédictive généralisée cascade avec modèles de référence multiples GPCC/MRM

C'est une structure à objectifs multiple :

- Imposer au système interne de répondre comme un système fixe suivant la dynamique de poursuite choisit par l'utilisateur.
- Filtration des variations de la consigne interne par le modèle de poursuite.
- Atténuation des variations brusques de la commande.

La structure GPCC/MRM peut être illustrée par la figure (3-10) suivante :

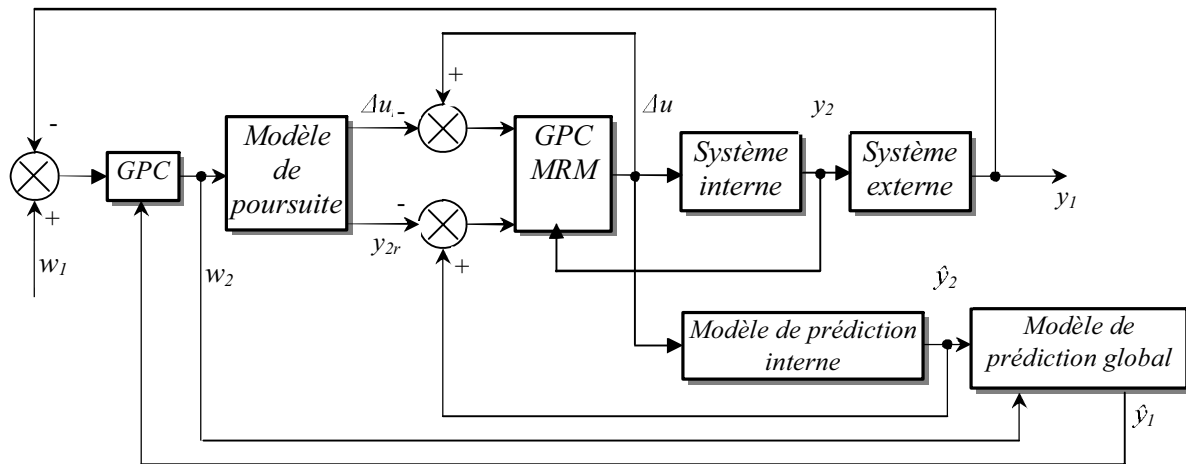


Figure (3-10) : Structure cascade à modèles de référence multiples GPCC/MRM

avec

- w_1 : consigne externe
- w_2 : consigne interne
- y_1 : sortie externe
- y_2 : sortie interne
- Δu_r : incrément de commande de référence
- y_r : sortie de référence interne.
- Δu : incrément de commande à appliquer au système.

3- 5- 4- 1 Formulation des fonctions coûts

Il s'agit maintenant de déterminer la commande globale minimisant les deux fonctions coûts suivantes :

Pour la boucle externe :

$$J_{GPC} = \sum_{j=N_{11}}^{N_{21}} [w_1(t+j) - \hat{y}_1(t+j)]^2 + \lambda_1 \sum_{j=N_{11}}^{N_{u1}} [\Delta w_2(t+j-1)]^2 \quad (3-39)$$

La supposition suivante est faite sur la commande pour la boucle externe :

$$\Delta w_2(t+j) \equiv 0 \quad \text{pour } j \geq N_{u1} \quad (3-40)$$

Pour la boucle interne :

$$J_{GPC/MRM} = \sum_{j=N_{12}}^{N_{22}} \varepsilon_y^2(t+j) + \lambda_2 \sum_{j=N_{12}}^{N_{u2}} \varepsilon_u^2(t+j-1) \quad (3-41)$$

avec :

$$\begin{aligned} \varepsilon_y(t+j) &= \hat{y}_2(t+j) - y_{2r}(t+j) \\ \varepsilon_u(t+j-1) &= \Delta u(t+j-1) - \Delta u_r(t+j-1) \end{aligned} \quad (3-42)$$

$\Delta u_r(t+j-1)$: incrément de commande de référence à l'instant $(t+j-1)$

$\Delta u(t+j-1)$: incrément de commande à l'instant $(t+j-1)$

La supposition suivante est faite sur la commande pour la boucle interne :

$$\varepsilon_u(t+j) \equiv 0 \quad \text{pour } j \geq N_{u2} \quad (3-43)$$

Soit donc :

$$\Delta u(t+j) \equiv \Delta u_r(t+j) \quad \text{pour } j \geq N_{u2} \quad (3-44)$$

3- 5- 4- 2 Définition des modèles

$$\text{Modèle interne :} \quad \frac{y_2(t)}{u(t)} = \frac{q^{-1}B_2(q^{-1})}{A_2(q^{-1})} \quad (3-45)$$

$$\text{Modèle de poursuite :} \quad y_{2r}(t) = \frac{q^{-1}B_r(q^{-1})}{A_r(q^{-1})} w_2(t) = \frac{q^{-1}B_2(q^{-1})}{A_2(q^{-1})} u_r(t) \quad (3-46)$$

Le polynôme $B_r(q^{-1})$ est choisi tel que $B_r(q^{-1}) = B_2(q^{-1})P(q^{-1})$.

3- 5- 4- 3 Résultats de simulation et interprétations :

Les simulations effectuées pour la structure GPCC/MRM données par la figure (3-11) ont été effectuées dans les mêmes conditions que ceux de la structure GPCC de la figure (3-9) afin de comparer les comportements des deux structures (même consigne pour la position et même paramètres de réglage pour les deux boucles). En ce qui concerne la position, les courbes sont semblables pour les deux structures étant donné qu'elle représente le bouclage

externe. Pour la boucle interne, d'une part, on remarque que la sortie vitesse est confondue avec sa référence issue du modèle de poursuite choisi ($\zeta = 0.707$, $w_0 = 80$ rad/s). On dit alors que les variations de la consigne interne sont parfaitement filtrées par le modèle de poursuite. D'autre part, on remarque que les variations brusques du couple sont atténuées grâce à la structure GPCC/MRM, d'où la supériorité de la structure GPCC/MRM sur la structure GPCC.

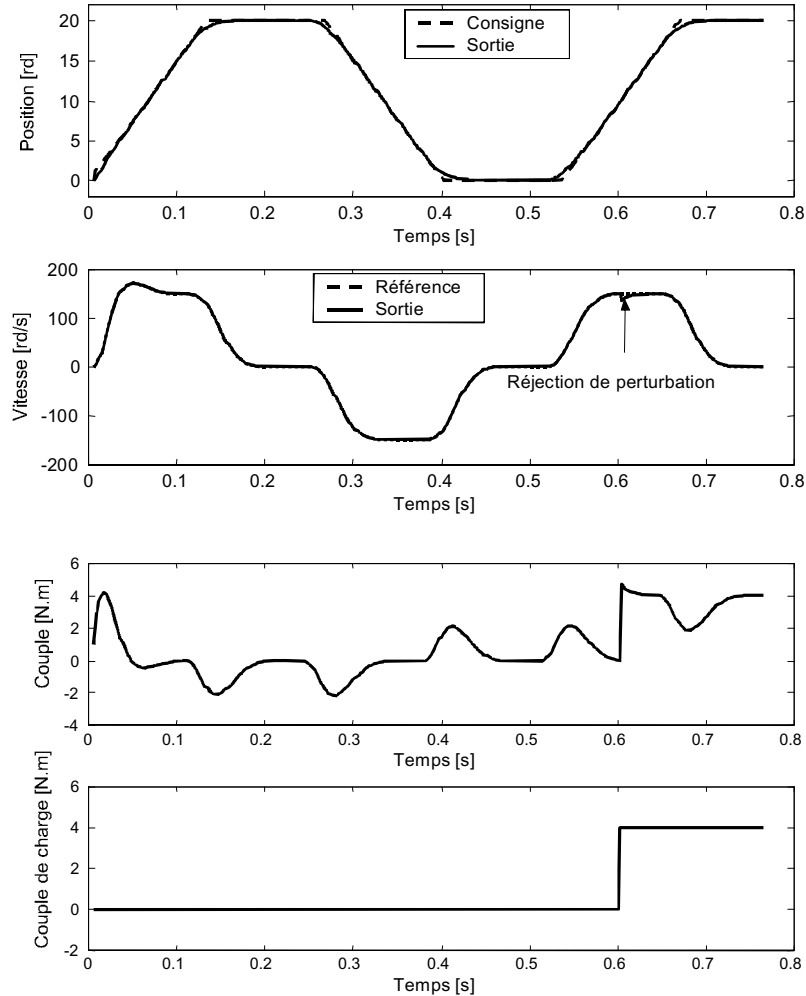


Figure (3-11): Résultats de simulation de la commande GPCC/MRM

En contrepartie, la méthode souffre toujours (d'ailleurs toutes les structures cités auparavant le sont) de l'absence d'outil bien précis permettant l'analyse de stabilité de la commande et assurant un bon réglage selon les performances désirées.

3- 6 Approche polynomiale - synthèse R-S-T

3- 6- 1. Introduction

L'approche algorithmique du GPC présentée précédemment est incapable de donner une réponse convaincante en ce qui concerne l'analyse de stabilité des différentes boucles rencontrées. On se propose lors de l'utilisation de l'approche polynomiale d'obtenir deux avantages majeurs que le GPC classique n'offre pas [3-6][3-7] :

- L'approche polynomiale permet d'avoir une rapidité de traitement meilleure que la structure algorithmique, puisque les polynômes R, S, T se calcul hors-ligne ce qui réduit nettement le temps de calcul de la boucle temps réel.

- L'approche polynomiale offre la possibilité d'analyser la stabilité du système dans le plan fréquentiel. En effet, cette opération hors-ligne est une stratégie très bénéfique pour la détermination du jeu de paramètres (N_1, N_2, N_u, λ) garantissant la stabilité juste avant l'application de la commande sur le système réel.

3. 6. 2 Régulateur polynomial équivalent du GPC/MRM

Reprenons la loi de commande issue de l'application d'une commande du type GPC/MRM du paragraphe (3-5-2)

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t-1) + \Delta u_r(t) - M_1(\mathbf{F} \varepsilon_y(t) + \mathbf{H} \varepsilon_u(t-1)) \quad (3-47)$$

Cette relation peut être mise sous la forme suivante :

$$(1 + M_1 \mathbf{H} q^{-1}) \varepsilon_u(t) = -M_1 \mathbf{F} \varepsilon_y(t) \quad (3-48)$$

La structure polynomiale est introduite afin d'obtenir une relation liant la sortie à la commande et à la consigne conformément à la figure (3-12) suivante :

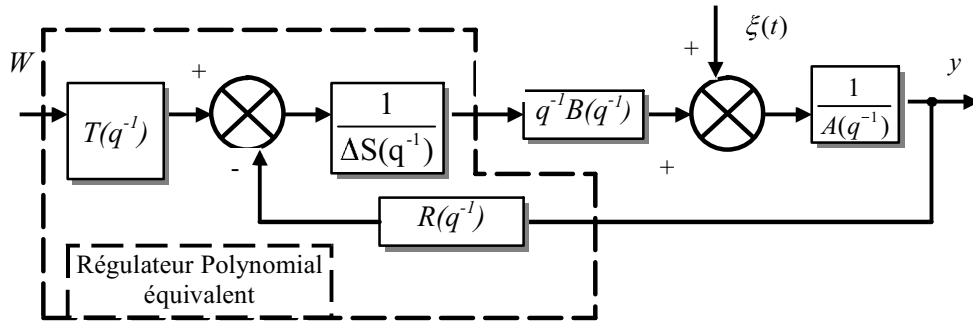


Figure (3-12): Structure polynomiale équivalente du GPC/MRM

D'après la figure (3-12), la commande $u(t)$ est appliqué au processus à travers l'équation aux différences suivante :

$$S(q^{-1}) \Delta u(t) = -R(q^{-1}) y(t) + T(q^{-1}) w(t) \quad (3-49)$$

Par identification des termes de l'équation (3-48) avec ceux de l'équation (3-49), on pourra synthétiser le régulateur polynomial linéaire suivant : [3-6]

$$\begin{cases} S(q^{-1}) = (1 + M_1 \mathbf{H} q^{-1}) & , \quad \text{degré}[S(q^{-1})] = \text{degré}[B(q^{-1})] \\ R(q^{-1}) = M_1 \mathbf{F} & , \quad \text{degré}[R(q^{-1})] = \text{degré}[A(q^{-1})] \\ T(q^{-1}) = A_r^{-1}(q^{-1}) [B(q^{-1}) R(q^{-1}) + \Delta(q^{-1}) S(q^{-1}) A(q^{-1})] P(q^{-1}) \end{cases} \quad (3-50)$$

Le polynôme $T(q^{-1})$ renferme une structure causale du fait que ce polynôme est un pré-compensateur en q^{-1} , et par conséquent il y'aura perte de l'aspect anticipatif inhérent au GPC. Notons que l'on pourra retrouver cet aspect anticipatif par décalage de q^{N_2} du polynôme T .

Remarques

- Pour la version GPC classique, les polynômes RST se déduisent des expressions suivantes :

$$\begin{cases} S(q^{-1}) = (1 + M_1 H q^{-1}) & , & \text{degré}[S(q^{-1})] = \text{degré}[B(q^{-1})] \\ R(q^{-1}) = M_1 F & , & \text{degré}[R(q^{-1})] = \text{degré}[A(q^{-1})] \\ T(q^{-1}) = M_1 [q^{N_1} \dots q^{N_2}] \end{cases} \quad (3-51)$$

- La structure polynomiale RST est extensible à la structure cascade conformément à la figure (3-13) suivante :

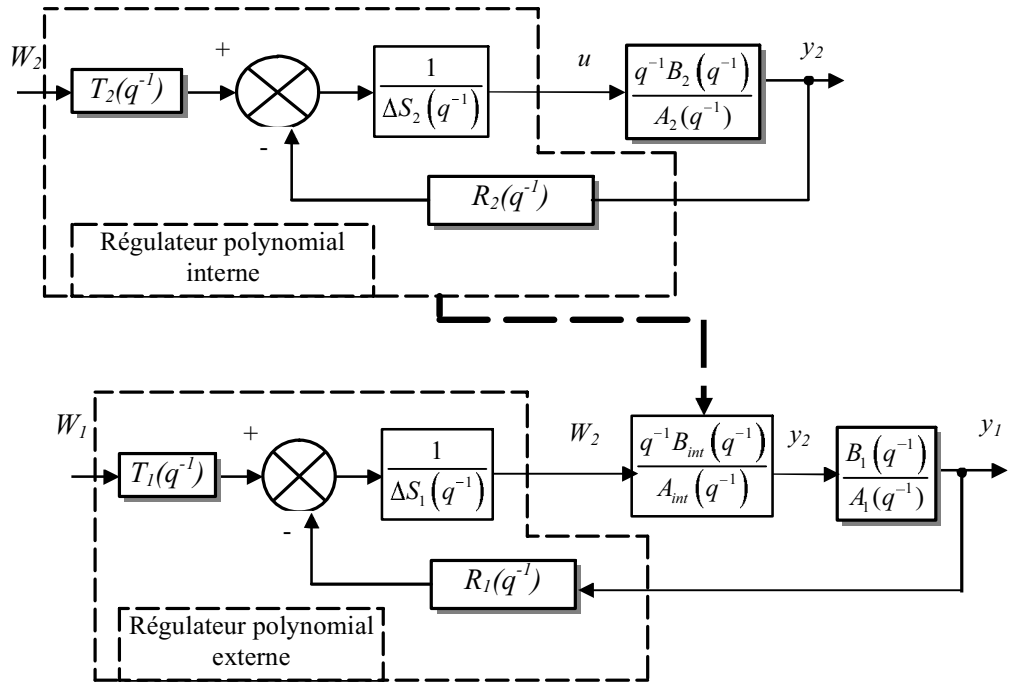


Figure (3.13): Régulateur polynomial cascade

Généralement, la boucle interne est régie par un régulateur R-S-T à modèles de référence multiples ou le comportement asymptotique entrée-sortie est fixé par la dynamique du modèle de poursuite, alors que le bouclage externe est régi par un régulateur R-S-T simple. La synthèse de la boucle interne fournit à partir du jeu de paramètres $(N_{12}, N_{22}, N_{u2}, \lambda_2)$ les polynômes R_2, S_2, T_2 . Ensuite, une synthèse de la boucle externe donnant à partir de $(N_{11}, N_{21}, N_{u1}, \lambda_1)$ les polynômes R_1, S_1, T_1 .

3. 6. 3 Règles pour le choix du jeu de paramètres (N_1, N_2, N_u, λ)

Jusqu'à présent, il n'existe pas de règles précises qui permettent de choisir le jeu de paramètres (N_1, N_2, N_u, λ) qui stabilise une boucle corrigée. Toutefois, il existe une méthode empirique [3-6] ne nécessitant pas de connaissances a priori. Cet auto-calibrage se résume par les points suivants :

- $N_1 T_e$ = retard pur du système.
- $N_2 T_e$ = temps de réponse du système. Plus la valeur de N_2 est grande, plus le système corrigé est stable et lent.

- $N_u = 1$ simplifie les calculs et ne pénalise pas les marges de stabilité (marge de gain et marge de phase) (a contrario, une valeur supérieure à tendance de dégrader la marge de phase).
- Le choix de λ repose sur le fait que plus le gain d'un système est grand plus, la commande doit être pondérée et par conséquent λ est important, et vice versa. λ doit être lié donc au gain du système à régler. La valeur optimale procurant une marge de phase maximale et une bonne marge de gain peut être synthétisée de manière empirique par la relation :

$$\lambda_{opt} = tr(G^T G) \quad (3-52)$$

Remarque

Il a été choisi de considérer comme "correct" un réglage tel que le tracé fréquentiel de la boucle ouverte corrigée admette des limitations inférieures pour la marge de phase $\Delta\phi$ de 40° et pour la marge de gain ΔG de 6 dB.

3- 6. 4 Résultats de simulation et interprétations

Les résultats de simulation suivants correspondent à l'application de la structure polynomial GPCC/MRM. La boucle interne utilise un régulateur polynomial GPC/MRM ayant comme spécifications ($\zeta = 0.707$, $\omega_0 = 80$ rad/s). La boucle externe utilise un GPC polynomial simple. Les performances fréquentielles dans le plan de Nichols (Black) sont données par la figure (3-14) pour la position et par la figure (3-15) pour la vitesse.

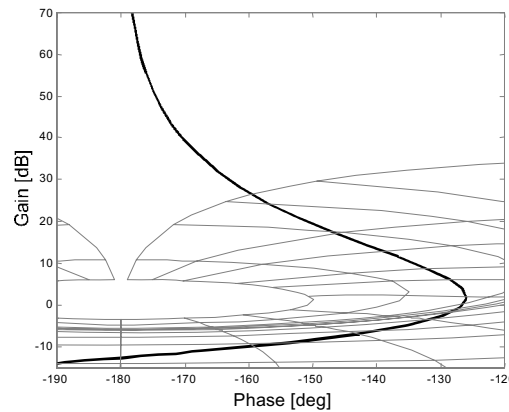


Figure (3-14): Réponse fréquentielle de la boucle de position dans le plan de Nichols

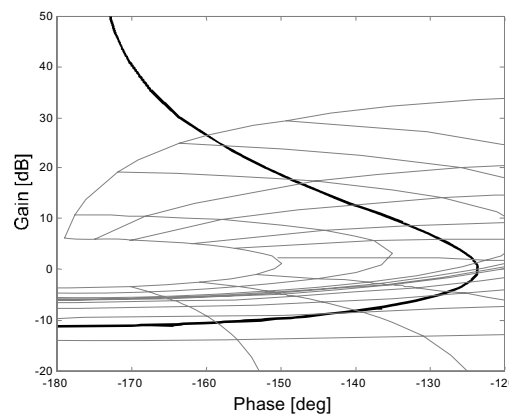


Figure (3-15) : Réponse fréquentielle de la boucle de vitesse

Les paramètres de réglage du GPC ont été sélectionnés de manière à avoir des marges de stabilité suffisantes. Les autres caractéristiques fréquentielles (marge de gain MG, marge de phase MP et la bande passante BP) sont résumées dans le tableau (3-1) suivant :

	N_1	N_2	N_u	λ	MG	MP	BP
<i>Vitesse</i>	1	7	1	1587	11.12	56.5	291.5
<i>Position</i>	1	10	1	0.0013	12.53	53.41	234.92

Tableau (3-1): Choix des paramètres du GPC R-S-T

Les allures de la position, vitesse et couple sont illustrées par la (3-16) suivante.

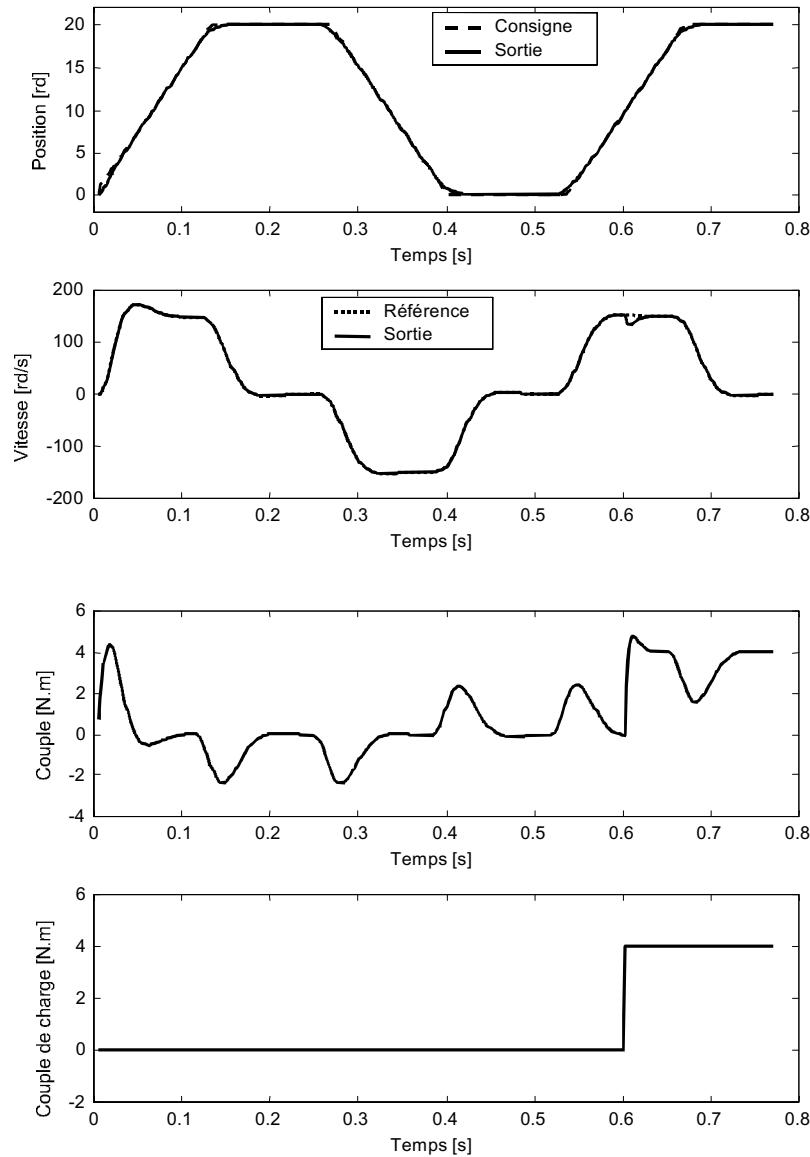


Figure (3-16): Structure polynomial GPCC/MRM

Intérêts de la structure polynomiale

- ✓ La commande se calcul par une simple équation aux différences (3-49)
- ✓ Les polynômes R, S, T sont calculés hors ligne dès que le jeu de paramètres (N_1, N_2, N_u, λ) est choisi
- ✓ La boucle temps réel est réduite par rapport à la structure algorithmique d'environ un facteur de trois [3-6].
- ✓ L'autre intérêt majeur de cette structure étant la faisabilité de l'analyse de stabilité de la boucle corrigé en faisant appel aux propriétés de l'automatique fréquentielle en examinant le tracé de la boucle ouverte corrigé dans les plans de Bode et de Nichols par exemple. Une telle stratégie possède l'intérêt majeur de choisir le jeu de paramètre garantissant la stabilité avant d'appliquer la commande sur le système réel.

$$H_{BOC}(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1})}$$

$$H_{BF}(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})T(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})}$$
(3-53)

3- 7 Commande prédictive généralisée sous contraintes terminales

3- 7- 1 Introduction

Ce type de commande issue du GPC tente d'une part de surmonter l'handicap du GPC version classique en terme de stabilité et d'autre part prend en considération certaines contraintes qui peuvent surgir lors d'un fonctionnement dans des conditions extrêmes. La commande prédictive généralisée sous contraintes terminales CRHPC (Constrained Receding Horizon Predictive Control) a été introduite en 1991 par D. W. Clarke et R. Scatollini [3-12], et développée sous forme polynomiale en 1996 par P. Boucher [3-6]. La philosophie repose sur le fait que la sortie doit coïncider avec la consigne sur un horizon supplémentaire de contraintes après l'horizon de prédiction.

3- 7- 2 Rappels

D'après le paragraphe (3-5-1), on a vu que l'équation de prédiction pourra se mettre sous la forme suivante :

$$\hat{Y} = G\tilde{U} + \underbrace{F y(t) + H \Delta u(t-1)}_{\text{Passé}}$$

$$F = F y(t) + H \Delta u(t-1)$$
(3-54)

$$F = \begin{bmatrix} F_{N_1}(1) & \dots & F_{N_1}(n_a) \\ \vdots & & \vdots \\ F_{N_2}(1) & \dots & F_{N_2}(n_a) \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} H_{N_1}(1) & \dots & H_{N_1}(n_b-1) \\ \vdots & & \vdots \\ H_{N_2}(1) & \dots & H_{N_2}(n_b-1) \end{bmatrix}$$
(3-55)

avec :

$$\begin{aligned}
 \tilde{U} &= [\Delta u(t), \dots, \Delta u(t + N_u - 1)]^T \\
 \hat{Y} &= [\hat{y}(t + N_1), \dots, \hat{y}(t + N_2)]^T \\
 W &= [w(t + N_1), \dots, w(t + N_2)]^T
 \end{aligned} \tag{3-56}$$

L'équation (3-54) peut être réécrite sous la forme :

$$\hat{Y} = \mathbf{G} \tilde{U} + \mathbf{F} \tag{3-57}$$

Avec :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \dots \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} \dots g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} \in \mathfrak{R}^{(N_2-N_1+1) \times N_u} \tag{3-58}$$

Le critère quadratique à minimiser sous sa forme matricielle s'écrit comme suit :

$$J_{GPC} = [\mathbf{G} \tilde{U} + \mathbf{F} - \mathbf{W}]^T [\mathbf{G} \tilde{U} + \mathbf{F} - \mathbf{W}] + \lambda \tilde{U}^T \tilde{U} \tag{3-59}$$

Si les contraintes terminales ne sont pas prises en considération, la commande optimale se dérive en mettant le gradient $\frac{\partial J_{GPC}}{\partial \tilde{U}} = 0$.

3. 7. 3 Formulation du critère quadratique sous contraintes d'égalité

Il s'agit de résoudre le critère quadratique (2.60) à condition de satisfaire m futures contraintes d'égalité : [3-6] [3-12]

$$\begin{cases} \text{Minimiser } J_{GPC} = [\mathbf{G} \tilde{U} + \mathbf{F} - \mathbf{W}]^T [\mathbf{G} \tilde{U} + \mathbf{F} - \mathbf{W}] + \lambda \tilde{U}^T \tilde{U} \\ \text{Sujet à } \quad \hat{y}(t + N_2 + j) = w(t + N_2) \quad \text{pour } j = 1, \dots, m \end{cases} \tag{3-60}$$

m : nombre de points supplémentaires pour lesquels la sortie doit coïncider avec la consigne, après l'horizon de prédiction.

En résolvant les équations de Diophantine, le problème d'optimisation sous contraintes donné par les relations (3-60) peut être réécrit dans la forme matricielle suivante :

$$\mathbf{G}_c \tilde{U} = \mathbf{b} = \mathbf{W}_c - \mathbf{F}_c \tag{3-61}$$

avec : $\mathbf{G}_c$ et $\mathbf{b}$ matrice et vecteur définissant les contraintes terminales.

$$\mathbf{G}_c = \begin{bmatrix} \mathcal{G}_{N_2+1} & \mathcal{G}_{N_2} & \cdots & \mathcal{G}_{N_2-N_u+2} \\ \mathcal{G}_{N_2+2} & \mathcal{G}_{N_2+1} & \cdots & \mathcal{G}_{N_2-N_u+3} \\ \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \mathcal{G}_{N_2+m} & \mathcal{G}_{N_2+m-1} & \cdots & \mathcal{G}_{N_2-N_u+m+1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{W}_c = [w(t+N_2), \dots, w(t+N_2)]^T$$

$$\mathbf{F}_c = [f_c(t+N_2+1), \dots, f_c(t+N_2+m)]^T$$

$\mathbf{F}_c$: correspond à la réponse libre sous contraintes, définie de manière similaire que pour $\mathbf{F}$ dans l'équation (3-55).

$$\mathbf{F}_c = \mathbf{F}_c \mathbf{y}(t) + \mathbf{H}_c \Delta \mathbf{u}(t-1) \quad (3-62)$$

avec :

$$\mathbf{F}_c = \begin{bmatrix} F_{N_2+1}(1) & \cdots & F_{N_2+1}(n_a) \\ \vdots & & \vdots \\ F_{N_2+m}(1) & \cdots & F_{N_2+m}(n_a) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} H_{N_2+1}(1) & \cdots & H_{N_2+1}(n_b-1) \\ \vdots & & \vdots \\ H_{N_2+m}(1) & \cdots & H_{N_2+m}(n_b-1) \end{bmatrix}$$

La minimisation du critère (3-59) avec prise en compte des contraintes d'égalité (3-60) se fait en utilisant la technique des multiplicateurs de Lagrange. Cette méthode nécessite la formulation de la fonction de Lagrange comme suit :

$$\begin{aligned} L(\tilde{\mathbf{U}}, \mu) &= J_{GPC}(\tilde{\mathbf{U}}) + \mu^T e(\tilde{\mathbf{U}}) \\ e(\tilde{\mathbf{U}}) &= \mathbf{G}_c \tilde{\mathbf{U}} - \mathbf{b} \end{aligned} \quad (3-63)$$

La solution optimale provient lorsque :

$$\begin{cases} \frac{\partial L(\tilde{\mathbf{U}}, \mu)}{\partial \tilde{\mathbf{U}}} = 0 \\ \frac{\partial L(\tilde{\mathbf{U}}, \mu)}{\partial \mu} = 0 \end{cases} \quad (3-64)$$

La séquence de commande optimale est donnée alors par :

$$\tilde{\mathbf{U}}_{opt} = \left[H^{-1} G_c^T (G_c H^{-1} G_c^T)^{-1} G_c H^{-1} - H^{-1} \right] c + H^{-1} G_c^T (G_c H^{-1} G_c^T)^{-1} b \quad (3-65)$$

avec :

$$\begin{aligned} H &= 2(G^T G + \lambda I_{N_u}) \\ c &= 2G^T (\mathbf{F} - \mathbf{W}) \end{aligned}$$

Seule la première valeur de la séquence est appliqué au système :

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t-1) + N_1^T (W - F) + M_1^T b \quad (3-66)$$

avec : N_1^T : première ligne de $\left(2 \left[H^{-1} - H^{-1} G_c^T (G_c H^{-1} G_c^T)^{-1} G_c H^{-1} \right] G^T \right)$

M_1^T : première ligne de $\left(H^{-1} G_c^T (G_c H^{-1} G_c^T)^{-1} \right)$.

L'équation (3-66) peut être synthétiser sous forme de régulateur R-S-T comme suit :

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= N_1^T F + M_1^T F_c \\ S(q^{-1}) &= 1 + q^{-1} (N_1^T H + M_1^T H_c) \\ T(q^{-1}) &= (q^{N_1}, \dots, q^{N_2}) N_1 + (q^{N_2}, \dots, q^{N_2}) M_1 \end{aligned} \quad (3-67)$$

3- 7- 4 Stabilité

Il a été montré dans [3-12] [3-13] que l'intérêt majeur de cette technique est de garantir la stabilité du système corrigé pour un jeu de paramètres sélectionné comme suit :

$$\begin{aligned} N_1 &= \text{retard pur du système} \\ N_2 &\geq n_a + 2 \\ N_u &= N_2 + 1 \\ \lambda &> 0 \\ m &= n_a + 1 \end{aligned} \quad (3-68)$$

3- 7- 5 Résultats de simulation et interprétations

La commande CRHPC est appliquée maintenant pour la commande de la vitesse de notre moteur. Le réglage sélectionné est du type Dead-beat, c'est-à-dire, avoir une réponse très rapide pendant une seule période d'échantillonnage ($N_2 = N_1 + 1$) avec en même temps une marge de stabilité à la limite. Les paramètres de réglage sont donc sélectionnés comme suit :

$$[N_1 = 1, N_2 = 2, N_u = 3, \lambda = 0.001, m = 3]$$

Les résultats de simulation sont illustrés par la figure (3. 16)

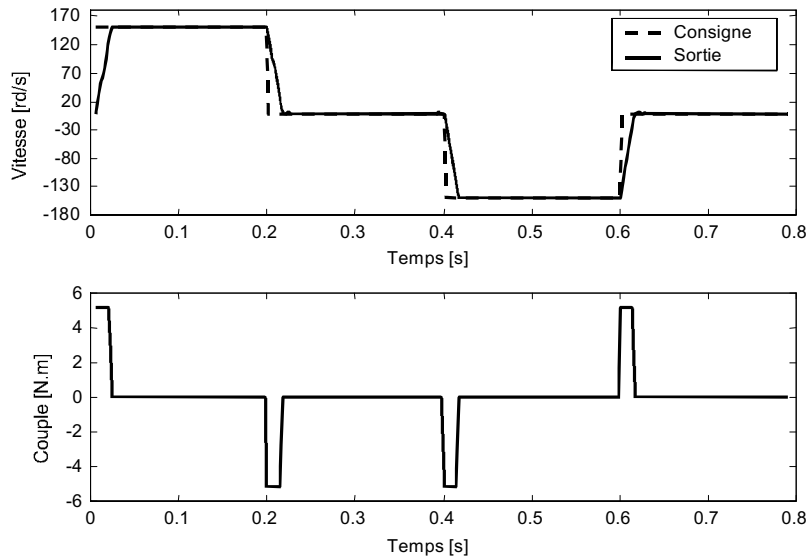


Figure (3. 16): Commande CRHPC avec réglage Dead-beat

Remarques

- ✓ Si de plus, on cherche à prendre tous type de contraintes (contraintes d'égalité et d'inégalité), il faut reformuler le problème comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Minimiser } J_{GPC} = [\mathbf{G} \tilde{\mathbf{U}} + \mathbf{F} - \mathbf{W}]^T [\mathbf{G} \tilde{\mathbf{U}} + \mathbf{F} - \mathbf{W}] + \lambda \tilde{\mathbf{U}}^T \tilde{\mathbf{U}} \\ \text{Sujet à } \left\{ \begin{array}{ll} \Delta u_{min} \leq \Delta u(t+j-1) \leq \Delta u_{max} & \text{pour } j=1, \dots, N_u \\ u_{min} \leq u(t+j-1) \leq u_{max} & \text{pour } j=1, \dots, N_u \\ \hat{y}_{min} \leq \hat{y}(t+j) \leq \hat{y}_{max} & \text{pour } j=1, \dots, N_u \\ \hat{y}(t+N_2+j) = w(t+N_2) & \text{pour } j=1, \dots, m \end{array} \right. \end{array} \right\} \text{Contraintes d'inégalité (3-69)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Contraintes d'égalité} \end{array} \right\}$$

La résolution de (3-69) devienne plus complexe, pour la résolution, plusieurs approches sont utilisées, notamment la programmation quadratique (fonction Quadprog du Matlab) et la méthode des LMI (Linear Matrix Inequalities). Pour se faire, nous invitons le lecteur à consulter [3-14] [3-15] [3-16].

- ✓ La structure CRHPC est aisément extensible vers les autres versions telle que CRHPC/MRM et cascade.

3. 8 Conclusions

Ce chapitre nous a permis de découvrir la richesse de la commande prédictive et mettre l'accent sur une grande variété de techniques à base de GPC que l'on a subdivisé en deux familles : commande prédictive algorithmique et polynomiale. La première famille comporte un ensemble de méthodes issues du GPC classique et chaque méthode diffère de l'autre de point de vue caractéristiques et champ d'applications. La commande GPCC/MRM à la faveur de commander au même temps plusieurs variables auxquels on désire faire suivre des trajectoires de référence. Toutefois cette famille de méthodes souffre de l'incapacité de démontrer la stabilité d'une manière claire avant d'implanter la loi de commande sur le système réel. L'autre inconvénient réside dans l'absence de règles précises pour le choix des paramètres de réglage. Pour dévoiler ces handicaps, la commande prédictive polynomiale vient pour donner des solutions pour la structure algorithmique, de plus, la boucle temps réel se trouve nettement réduite étant donné que les polynômes R-S-T se calcul hors ligne.

Finalement, une extension de la commande prédictive vers la commande CRHPC à été donnée lorsque on a à prendre en considération certaines contraintes terminales qui peuvent surgir lors d'un fonctionnement dans des conditions extrêmes. Cette approche a démontré sa capacité de garantir la stabilité du système corrigé même pour des réglages extrêmes tel que le réglage Dead-beat.

Bibliographie

- [3-1] J.Richalet, A. Rault, J. L. Testud and J. Papon, " Model predictive heuristic control : applications to industrial process ", Automatica, vol. 14, 1978.
- [3-2] D. W Clarke and P. J. Gawthrop, " Self-tuning control ", Proc. of the IEE 126, pp. 633-640, 1979.

- [3-3] C. Mohtadi and D. W. Clarke, " Generalized predictive control, LQ or pole-placement : a unified approach ", 25th IEEE conf. On decision and control, Athens, pp. 1536-1541, 1986.
- [3-4] D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs, " Generalized predictive control –Part I (The basic algorithm), Part II (Extensions and interpretation) ", Automatica, vol. No 23-2, pp. 137-160, Mars, 1987.
- [3-5] D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs, " Properties of Generalized predictive", Proc. of 10th World Congress IFAC'87, vol. 9, pp. 63-74, Munich, july 1987.
- [3-6] P. Boucher et D. Dumur, " La commande prédictive " Collection Méthodes et Pratiques de l'Ingénieur, Editions Technip, Paris, 1996.
- [3-7] P. Boucher, D. Dumur and J. Roder, " Design of an open architecture for implementation of predictive controllers for motor drives ", Proc. of the IEEE Int. Cont. Applications, pp. 1307-1311, Trieste 1-4 september, 1998.
- [3-8] J. Richalet, " Pratique de la commande prédictive ", Editions Hermès, 1993.
- [3-9] R.Gorez, V. Wertz and K. Zhu , " On a generalized predictive control algorithm", Systems and control letters, 9, 369-377, 1987.
- [3-10] R. R. Bitmead, M.Gevers and V. Wertz, " Optimal Control Redesign of Generalized Predictive Control ", IFAC 1989, Adaptive Systems in control and signal processing, vol. I, pp. 129-134, 1989.
- [3-11] E. Irving *et al.* "Generalized predictive control with multiple reference model", Proc. of the 2nd European control conf., vol. 2, pp. 932-936, Groningen, June 86.
- [3-12] D. W. Clarke and R. Scatollini, " Constrained Receding Horizon Predictive Control ", Proc. of the IEE-D, vol. 138, pp. 347-354, 1991.
- [3-13] J. B. Rawlings and K. Muske, " The stability of Constraints Receding Horizon Control ", IEEE trans. On Automatic Control , vol. 38, No. 10, pp. 1512-1516, october, 1993.
- [3-14] E. F. Camacho, C. Bordons, "Model Predictive Control", 2nd edition, Springer Verlag, London limited, 2004.
- [3-15] P. Boucher, D. Dumur and A. Ehrlinger, "Unified approach of equality and inequality constraints in GPC", Proc. of the 1996 IEEE Int. conf. on Cont. appl., Dearbon, September, pp. 894-899.
- [3-16] M. Susanu and D.Dumur, "Two level predictive based axis control for virtual machine tool", 16th IFAC World Congress, Prague, July 2005.
- [3-17] M. K. Maaziz, " Commande prédictive des systèmes non linéaires : application à la commande des machines asynchrones ", Thèse de doctorat de l'école supérieure d'électricité Supelec, France, 2000.

Chapitre 4

Optimisation énergétique

4- 1. Introduction

L'énergie électrique contribue depuis un siècle d'une manière décisive au développement des économies nationale et internationale tout en marquant notre vie quotidienne dans ses aspects les plus variés, synonymes de civilisation, de développement et de croissance industrielle. L'électricité a donné, par la révolution des appareils ménagers, son empreinte à nos habitations en modifiant nos modes et rythme de vie vers le meilleur. Depuis plusieurs décennies, la croissance de la demande en électricité s'est faite selon un profil fort similaire à celui de la croissance économique, toutefois cet accroissement s'est accompagné malheureusement, selon le sommet de Kyoto sur l'effet de serre, d'un changement climatique de la planète du à l'émission de dioxyde de carbone, on apprenait que 1997 aura été l'année la plus chaude depuis 1860. Parmi les solutions proposées pour réduire les émissions du CO₂ la diminution et l'optimisation de la consommation de l'énergie électrique.

Selon le rapport de la commission Européenne de l'énergie de 1992 [4-1], on a compté en Europe environ 7 millions de moteurs à induction qui ont été vendu durant cette année, alors que la consommation totale de l'énergie électrique annuelle était de l'ordre 1700 TWh. La consommation en électricité par les moteurs à induction était de l'ordre de 647 TWh (40% de la consommation totale en électricité). Aussi les moteurs à induction représentaient selon ces statistiques environ 90% de la totalité des moteurs électriques utilisés (donc environ de 36% de la consommation totale en électricité). Parmi les 52 millions moteurs à induction opérationnels, on compte 83% ayant une gamme de puissance entre (0.75kW-7.5kW) et 13% dans la gamme de puissance entre (7.5kW-37kW), 3% dans la gamme (37kW-75kW) et 1% pour le reste comme il est indiqué par la figure (4-1). Ces chiffres indiquent clairement que si on arrive à diminuer les pertes dans les moteurs à induction de quelques pour-cent seulement, on réalise un grand exploit sur la consommation de l'énergie électrique.

Au USA, durant les trois dernières décennies (surtout depuis les crises d'énergie des années 70), les recherches dans le domaine des moteurs à rendement optimisé EEM (Energy Efficiency Motors) sont concentrées sur les moteurs de petite et moyenne puissance. Selon les statistiques de vente de 1989 données dans [4-9][4-10], environ 56% de l'énergie électrique produite se consomme par les moteurs électriques et 96% de la totalité des moteurs électriques utilisés dans différents secteurs sont des moteurs à induction ce qui signifie qu'environ de 53% de l'énergie électrique produite se consomme par des moteurs à induction. Cette large utilisation des moteurs asynchrones est due aux différents avantages que présente ce type de moteur par rapport aux autres machines électriques dont on cite : coût faible, robustesse mécanique de nature, large plage de variation de vitesse et maintenance presque inexistante, malgré que les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs Brush-Less DC bénéficient d'un meilleur rendement par rapport aux moteurs à induction.

Ces chiffres indiquent aussi, même si les chiffres sont imprécis et ces statistiques sont dépassées de nos jours, que les recherches dans le domaine des moteurs à rendement optimisé doivent se concentrer sur les moteurs à induction en premier lieu (à cause de leur grande domination du marché des moteurs électriques) ensuite sur les moteurs de petite et moyenne puissance (pour ces gammes de puissance, les pertes ont des valeurs significatives par rapport à la puissance utile de la machine).

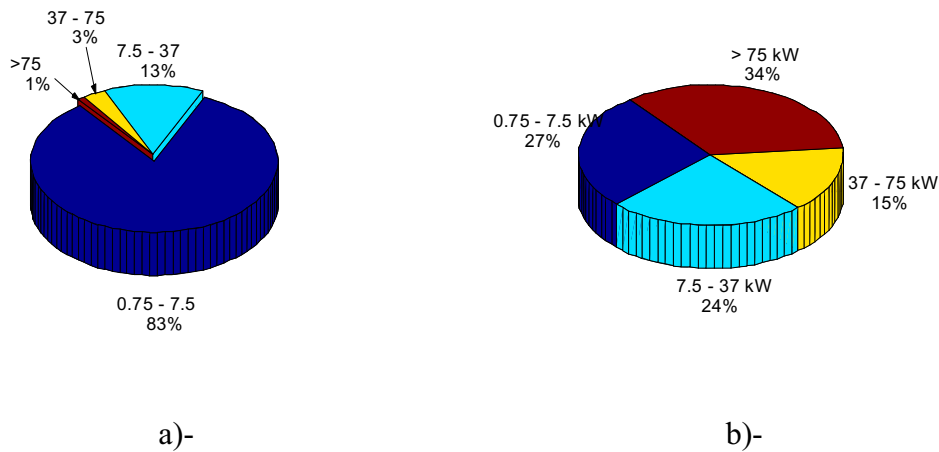


Figure (4-1-a)- Répartition des moteurs à induction en Europe selon les statistiques de 1992.
b)- Consommation approximative d'électricité

Le coût élevé des moteurs à rendement optimisé EEM, surtout de faible et moyenne puissance (de 0.75 kW à 110 kW) a réduit la commercialisation à grande échelle de ce type de moteurs par rapport aux moteurs standards (STD) [4-1][4-4][4-5][4-6][4-7][4-8]. En effet, pour un moteur EEM de 0.75kW, on estime un prix environ 30% de plus par rapport à un moteur STD de même puissance, alors que pour un moteur EEM de 110 kW, la majoration de prix est de l'ordre de 5%. Notons que le gain en rendement des moteurs EEM par rapport aux moteurs STD peut aller jusqu'à 15% selon la taille du moteur (le moteur EEM de faible puissance bénéficie d'une amélioration meilleure du rendement de moins en moins que la taille du moteur augmente comme le témoigne le tableau (4-1)). En plus du rendement meilleur que présente les moteurs EEM, les fabricants de machines électriques ont tenté de rajouter d'autres avantages comme la durée de vie, faible sonorisation et la grande capacité de surcharge.

<i>Gamme de puissance (kW)</i>	<i>Rendement moyen (moteur STD) %</i>	<i>Rendement moyen (moteur EEM) %</i>	<i>Consommation des M. I en électricité l'an 2010 (TWh)</i>	<i>Economie (TWh)</i>
0.75 – 7.5	80	87	253	17.0 (7%)
7.5 - 37	90	93	213	5.6 (3%)
37 - 75	93	95	130	2.0 (2%)
>75	95	96	276	3.0 (1%)
<i>Total</i>			<i>872</i>	<i>27.6 (3.2%)</i>

Tableau (4-1): Perspectives sur l'économie d'énergie électrique des moteurs à induction EEM l'an 2010 en Europe selon [4-1]

Selon le rapport de la commission Européenne de l'énergie de 1997 [4-1], l'utilisation à grande échelle des moteurs à rendement optimisé pourra économiser l'an 2010 presque 28TWh, soit environ 3% de la consommation des moteurs à induction en électricité l'an 2010, ce qui pourra compenser l'accroissement de la demande chaque année. Aussi avec l'adjonction de variateurs de vitesse à rendement optimisé (moteurs EEM inclus), on estime pouvoir économiser 48TWh, soit environ 5.5% de la consommation des moteurs à induction en électricité l'an 2010.

Le calcul du rendement d'un moteur électrique se fait selon des méthodes différentes dont on cite les plus intéressantes: méthode IEC-34 (norme Européenne), IEEE-112 (norme Américaine), CSA C390 (norme du Canada équivalente à la norme américaine) et NEMA (norme internationale). La différence majeure entre ces méthodes réside dans la manière de la prise en compte des pertes supplémentaires dans le calcul du rendement du moteur à induction à cage, puisque ce type de pertes est le plus difficile à déterminer expérimentalement. La méthode IEEE-112-B utilise la méthode indirecte pour le calcul de ce type de pertes, alors que la méthode IEC 34-2 suppose que 0.5 % de la puissance d'entrée se dissipe sous forme de pertes additionnelles. Notons que la norme Japonaise JEC-37 se dit de l'inexistence de ce type de pertes en disant que la différence de puissance est due aux erreurs de lecture des appareils de mesure. La figure (3-2) illustre la différence entre les méthodes IEEE-112-B et IEC-34, [4-1][4-4][4-5][4-6][4-11].

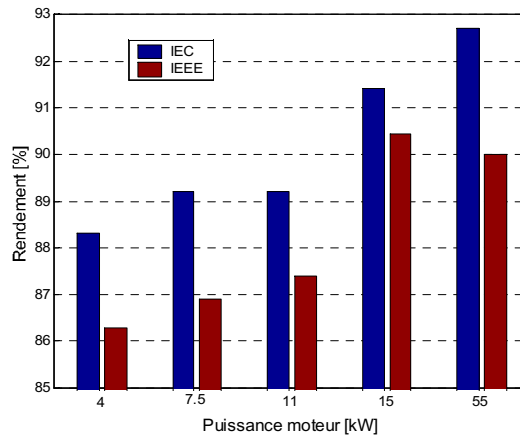


Figure (4-2): Rendement des moteurs à induction calculés selon les méthodes IEEE-112 et IEC-34

Il est clair de dire que la méthode IEC-34 (aussi JEC-37) est supérieure que sa rivale IEEE-112 (aussi NEMA) du moment que cette méthode possède le rendement le plus élevé.

4- 2 Pertes dans la chaîne de conversion d'énergie

Les pertes dans une chaîne de conversion d'énergie peuvent être subdivisés comme suit :

4- 2- 1 Pertes dans le moteur à induction

On distingue les différents types de pertes suivantes:

Pertes Joule au stator

$$P_{js} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (4-1)$$

Pertes Joule au rotor

$$P_{jr} = R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (4-2)$$

Au régime permanent : $(i_{dr}=0)$

$$P_{jr} = R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) = \frac{R_r}{(1 + \sigma_r)^2} i_{qs}^2 \quad (4-3)$$

Pertes fer au stator

La résistance fer statorique R_{fs} est insérée en série avec l'inductance de magnétisation, et à pour expression :

$$R_{fs} = a_1 f_s + a_2 f_s^2 \quad (4-4)$$

Les pertes dans le fer se calculent d'après :

$$P_{fs} = \frac{R_{fs}}{(1 + \sigma_r)} \left(\sigma_r (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + i_{ds}^2 \right) \quad (4-5)$$

Pertes supplémentaires

C'est le type de perte le plus difficile à déterminer expérimentalement. Pour se faire, les auteurs dans [4-12] se propose d'insérer une résistance des pertes supplémentaires R_{st} en série avec celle de la phase statorique

$$P_{st} = R_{st} i_s^2 \quad (4-6)$$

La résistance R_{st} des pertes supplémentaires se détermine expérimentalement par interpolation d'après les essais en charge

La totalité des pertes dans le moteur notée P_{mot} est :

$$P_{mot} = P_{js} + P_{jr} + P_{fs} + P_m + P_{st} \quad (4-7)$$

avec : P_m : pertes mécaniques (pertes de ventilation et de frottement)

La démarche suivie pour la détermination des pertes supplémentaires se déduit des résultats de l'essai en charge du moteur (méthode indirecte donnée dans [4-11]). Un frein à poudre magnétique sert à appliquer des couples de charge sur l'arbre moteur. La puissance d'entrée mesurée diminuée de la puissance utile calculée pour différente charge du moteur donne la totalité des pertes P_{mot} dans la machine.

D'abord les pertes mécaniques se détermine d'après l'essai à vide (à vide le moteur couplé sur le réseau 50Hz absorbe les pertes fer + pertes Joule + pertes mécaniques), puis en séparant (les pertes fer + pertes mécaniques) pour différentes valeurs de la tension d'alimentation (en commençant par 125% de la tension nominale si possible dans le sens décroissant de la tension) jusqu'à la zone des tensions ou la *vitesse restera stable*. L'extrapolation de la courbe vers la tension zéro détermine les pertes mécaniques supposées constantes quelque soit le régime de fonctionnement du moteur pour une vitesse constante, alors que les pertes fer statorique se déduit facilement par soustraction de la courbe précédente.

Les pertes Joule rotorique pour un régime de fonctionnement donné, se déterminent d'après :

$$P_{jr} = g P_{em} = g (\text{Puissance d'entrée mesurée } P_{js} - P_{fs}) \quad (4-8)$$

La détermination des pertes supplémentaires par la méthode indirecte IEEE 112-B s'obtient par soustraction de la somme des pertes (fer stator+Joule stator+Joule rotor+mécanique) déterminées auparavant de la puissance mesurée à l'entrée pour différentes valeurs de charges (différents appels de courants du stator). L'interpolation des points de mesures permet de déterminer approximativement la résistance R_{st} par :

$$R_{st} = 0.886 \, \Omega \quad (4-9)$$

Cette valeur indique que les pertes supplémentaires représente environ 1.3% de la puissance utile du moteur à la fréquence 50Hz.

4- 2- 2 Pertes dans les convertisseurs statiques

Dans une étude dédiée à l'optimisation énergétique dans une association convertisseur –machine, les pertes dans les convertisseurs statiques apparaissent sous deux forme : pertes de commutation et pertes de conduction. Toutefois, la modélisation des phénomènes de commutation (hautes fréquences) s'avère non pratique du fait que ce type de modélisation conduit à des temps de calcul prohibitifs [4-10][4-13].

Du moment que notre laboratoire dispose d'une chaîne de deux convertisseurs statiques en cascade (un pont redresseur triphasé à diodes et un onduleur de tension à IGBT 'Danfoss' de puissance 4kW commandé à V/f constante, non accessible à la commande), on s'est intéressé à déterminer expérimentalement un modèle des pertes moyen afin de pouvoir l'intégrer ultérieurement dans l'algorithme d'optimisation énergétique global reflétant avec une précision acceptable l'image du comportement énergétique des convertisseurs statiques. Notons que plusieurs types de pertes n'ont pas été pris en considération à cause de leurs effets négligeables.

4- 2- 2- 1 Pertes dans le pont redresseur triphasé

Pour un pont redresseur triphasé à diodes, les pertes de commutation peuvent être négligées (empiètement négligé) [4-10][4-13][4-14][4-15], sachant que deux diodes conduisent simultanément, la totalité des pertes se réduisent aux pertes de conduction uniquement et peuvent être modélisées par:

$$P_{pert\ red} = 2v_d i_{dc} = 2v_d \frac{P_{u\ red}}{v_{dc}} \quad (4-10)$$

avec

v_d : tension de conduction de la diode
 $P_{u\ red}$: puissance utile (de sortie) du pont redresseur
 v_{dc} : tension du coté continu du redresseur.
 i_{dc} : courant du coté continu du redresseur

Les ponts redresseurs à diodes présentent un rendement excellent (de l'ordre de 99% puisque la tension de conduction est faible)

4- 2- 2- 2 Pertes dans le variateur de fréquence (onduleur de tension)

4- 2- 2- 2- a Pertes de conduction

Les pertes de conduction sont réparties dans chaque cellule des six cellules de commutation entre le transistor IGBT et sa diode en inverse, ce type de pertes est sensible aux chutes de tensions aux bornes et aux courants traversants les composants pendant la durée de conduction.

Pour le transistor :

La caractéristique $v_{ce} = f(i_{ch})$ est approximée par la relation linéaire suivante [4-14][4-15]:

$$v_{ce}(t) = \frac{V_{cen} - V_{ce0}}{I_{cn}} i_{ch}(t) + V_{ce0} \quad (4-11)$$

avec

v_{ce} : tension collecteur-emetteur
 I_{cn} et V_{cen} : courant et tension collecteur-emetteur nominaux (données par le constructeur du composant).
 V_{ce0} : tension de saturation (de l'ordre de 1.1V à la température 125°C).

i_{ch} : courant de charge.

Soit α le rapport cyclique de la modulation de la largeur d'impulsions défini par:

$$\alpha = 0.5 \left(1 + a_m \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\omega_s t + \varphi) + \frac{\sin 3(\omega_s t + \varphi)}{3\sqrt{3}} \right) \right) \quad (4-12)$$

a_m : index de modulation compris entre $0 \leq a_m \leq 1$

φ : le déphasage courant-tension

D'après [4-15], les pertes de conduction du transistor se calcule d'après la relation suivante :

$$P_{con Tr} = \left(\frac{4\sqrt{3}}{9\pi} a_m \cos \varphi - \frac{2\sqrt{3}}{45\pi} a_m \cos 3\varphi + \frac{1}{4} \right) \left(\frac{V_{cen} - V_{ce0}}{I_{cn}} \right) I_{ch}^2 + \left(\frac{1}{3\sqrt{6}} a_m \cos \varphi + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \right) V_{c0} I_{ch} \quad (4-13)$$

Pour la diode :

La tension de conduction v_d est aussi approximée par la caractéristique suivante :

$$v_d = \frac{V_{dn} - V_{d0}}{I_{dn}} i_{ch}(t) + V_{d0} \quad (4-14)$$

avec : I_{dn} et V_{dn} : courant et tension nominaux (données par le constructeur du composant).

V_{d0} : tension de saturation (de l'ordre de 0.6V à la température 125°C).

L'énergie dissipée par conduction dans la diode se calcule de façon similaire que pour le transistor, mais la durée de conduction est $(1-\alpha)T_c$

$$\begin{aligned} E_{con d} &= (1-\alpha)T_c v_d(i_{ch}(t)) i_{ch}(t) = \\ &= 0.5 \left(1 - a_m \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\omega_s t + \varphi) + \frac{\sin 3(\omega_s t + \varphi)}{3\sqrt{3}} \right) \right) T_c \left(\frac{V_{dn} - V_{d0}}{I_{dn}} i_{ch}(t) + V_{d0} \right) i_{ch}(t) \end{aligned} \quad (4-15)$$

Il vient donc que la puissance dissipée par conduction dans la diode est finalement :

$$P_{con d} = \left(-\frac{4\sqrt{3}}{9\pi} a_m \cos \varphi + \frac{2\sqrt{3}}{45\pi} a_m \cos 3\varphi + \frac{1}{4} \right) \left(\frac{V_{dn} - V_{d0}}{I_{dn}} \right) I_{ch}^2 + \left(-\frac{1}{3\sqrt{6}} a_m \cos \varphi + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \right) V_{d0} I_{ch} \quad (4-16)$$

Finalement, les pertes par conduction dans les six cellules T-D de l'onduleur sont donc :

$$P_{con ond} = 6(P_{con Tr} + P_{con d}) \quad (4-17)$$

4- 2- 2- 2- b Pertes de commutation

Pertes de commutation à la fermeture

Pour un transistor IGBT idéal, le temps de retard n'existe pas. L'énergie de commutation durant la fermeture peut être approximée par [4-14][4-15]:

$$E_{com\ on} \approx \int_0^{t_r} v_{dc} \left(\frac{i_c(t)}{t_r} \right) t \, dt \quad (4-18)$$

Le temps de fermeture t_r donné par les fabricants de composants par :

$$t_r \approx t_{rn} \frac{i_c(t)}{I_{cn}} \quad (4-19)$$

avec : $i_c(t)$: valeur instantanée du courant du collecteur (courant de charge)

t_{rn} : valeur nominale de t_r

I_{cn} : valeur nominale de $i_c(t)$

$$\begin{aligned} E_{com\ on} &\approx \int_0^{t_r} v_{dc} \left(\frac{i_{ch}(t)}{t_r} \right) t \, dt = 0.5 v_{dc} t_{rn} \frac{i_{ch}(t)^2}{I_{cn}} \\ &\approx v_{dc} t_{rn} \frac{I_{ch}^2 \sin^2(\omega_s t)^2}{I_{cn}} \end{aligned} \quad (4-20)$$

Finalement, la puissance des pertes de commutation à la fréquence de commutation f_s est :

$$P_{com\ on} \approx \frac{1}{4} v_{dc} t_{rn} \frac{I_{ch}^2}{I_{cn}} f_s \quad (4-21)$$

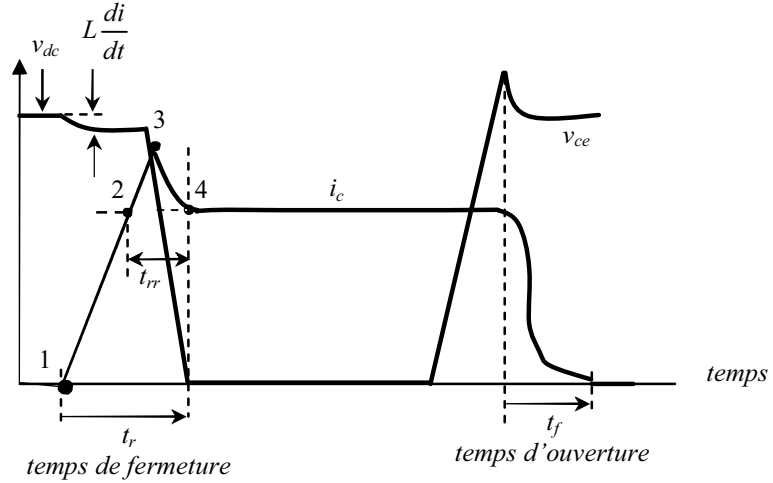


Figure (4-3): phase de commutation typique du transistor.

En réalité, les pertes de commutation à la fermeture de l'équation (4-21) correspondent seulement à l'intervalle de points (1-2) de la figure (4-3). Reste donc à déterminer les pertes de recouvrement dans l'intervalle (2-3-4) que l'on puisse approximer par [4-15]:

$$\begin{aligned} t_{rr} &\approx \left(0.8 + 0.2 \frac{i_c(t)}{I_{cn}} \right) t_{rn} \\ E_{rr} &\approx v_{dc} t_{rr} \left(0.8 + 0.2 \frac{i_c(t)}{I_{cn}} \right) \left(0.35 I_{rrn} + 0.15 \frac{i_c(t)}{I_{cn}} I_{rrn} + i_c(t) \right) \end{aligned} \quad (4-22)$$

avec t_{rr} : temps de recouvrement du composant

t_{rrn} : valeur nominale de t_{rr}

La puissance des pertes de recouvrement est :

$$P_{rr} = \frac{f_s}{2\pi} \int_0^\pi E_{rr} d\theta$$

$$= f_s v_{dc} \left(\left(0.28 + \frac{0.38\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_{ch}}{I_{cn}} + 0.03 \left(\frac{I_{ch}}{I_{cn}} \right)^2 \right) + \sqrt{2} \left(\frac{0.8}{\pi} + 0.1 \frac{I_{ch}}{I_{cn}} \right) I_{ch} t_{rrm} \right) \quad (4-23)$$

Pertes de commutation à l'ouverture

Le temps d'ouverture t_f donné par les fabricants de composants est approximé par :

$$t_f \approx \left(\frac{2}{3} + \frac{1}{3} \frac{i_c(t)}{I_{cn}} \right) t_{fn} \quad (4-24)$$

avec t_{fn} : valeur nominale de t_f

Finalement, la puissance des pertes par commutation à l'ouverture est donnée par :

$$P_{com\ of} = \sqrt{2} I_{ch} v_{dc} t_{fn} \left(\frac{1}{3\pi} + \frac{\sqrt{2}}{24} \frac{I_{ch}}{I_{cn}} \right) f_s \quad (4-25)$$

Les pertes totales dans l'onduleur sont donc :

$$P_{ond} = 6(P_{con} + P_{com}) \quad (4-26)$$

Il a été montré dans plusieurs études récentes [4-10][4-13] [4-16][4-17] que l'influence de la tension, du déphasage courant –tension et de la fréquence sur les pertes dans l'onduleur est négligeable, toutefois l'influence du courant de charge est prépondérant par rapport aux autres paramètres. De ce fait les auteurs modélisent les pertes du convertisseur uniquement en fonction du courant de charge statorique.

4- 2- 2- 3 Modèle des pertes dans les convertisseurs statiques (redresseur +onduleur)

La chaîne de conversion maintenant est constituée du monobloc (redresseur triphasé à diodes + onduleur de tension à transistors commandé à V/f constante) +le moteur à induction et un frein à poudre magnétique. Pour chaque couple résistant (appel de courant statorique), on mesure la puissance d'entrée de la chaîne P_e et la puissance d'entrée coté moteur Pe_{mot} . La totalité des pertes du monobloc des convertisseurs P_{or} s'écrit :

$$P_{or} = P_e - Pe_{mot} \quad (4-27)$$

puisque le rendement des redresseurs est presque unitaire (de l'ordre de 99%).

Empiriquement, les pertes de l'onduleur peuvent être modélisées par interpolation par:

$$P_{ond} \approx a_6 (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + a_7 \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (4-28)$$

Les coefficients a_6 et a_7 se déterminent expérimentalement par interpolation d'après les essais en charge par :

$$a_6 = 0.766, a_7 = 5.801$$

4- 3 OPTIMISATION ENERGETIQUE DE L'ACTIONNEUR

4- 3- 1 Modèle du moteur à induction avec prise en compte des pertes supplémentaires

L'insertion de la résistance des pertes supplémentaires R_{st} en série avec la résistance de phase statorique revient à substituer R_s dans le modèle (2-37) par $(R_s + R_{st})$. Le modèle du moteur devient alors :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \left(R_s + R_{st} + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{R_{fs}}{L_r} \phi_{rd} + \frac{1}{(1 + \sigma_r)} \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{\omega_s}{(1 + \sigma_r)} \phi_{rq} \\ V_{sq} &= \left(R_s + R_{st} + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} \right) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{R_{fs}}{L_r} \phi_{rq} + \frac{1}{(1 + \sigma_r)} \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{\omega_s}{(1 + \sigma_r)} \phi_{rd} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} &= \kappa i_{sd} - \rho \phi_{rd} - (p\Omega - \omega_s) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} &= \kappa i_{sq} - \rho \phi_{rq} + (p\Omega - \omega_s) \phi_{rd} \end{aligned} \quad (4-29)$$

avec

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{\left(R_s + R_{st} + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right)}{\sigma L_s}, & \chi &= \frac{\frac{1}{L_r} \left(R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right)}{\sigma L_s} \\ \kappa &= \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1 + \sigma_r)} \right), & \rho &= \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \end{aligned}$$

4- 3- 2 Stratégie d'optimisation des pertes

La fonction des pertes totales W_{tot} de l'association convertisseur-machine au régime permanent est donnée par :

$$\begin{aligned} W_{tot} &= W_{mot} + W_{inv} \\ W_{mot} &= P_{js} + P_{jr} + P_{fs} + P_{st} \end{aligned} \quad (\text{pertes mécaniques non prisent en considération}) \quad (4-30)$$

Dans [4-16][4-17] [4-18], les auteurs ont utilisés la paire (flux-couple) comme variables de commande, alors que dans [4-19] les auteurs utilisent le facteur de puissance comme variable de commande. La totalité des pertes dans le moteur et le convertisseur statique est donnée par la fonction coût W_{tot} suivante:

$$W_{tot} = \left\{ \frac{A(\omega_s)}{L_m^2} \right\} \phi_r^2 + B(\omega_s) \left(\frac{L_m}{k} \right)^2 \left(\frac{T}{\phi_r} \right)^2 + C \sqrt{\left(\frac{\phi_r}{L_m} \right)^2 + \left(\frac{L_m}{k} \right)^2 \left(\frac{T}{\phi_r} \right)^2} \quad (4-31)$$

avec :

$$\begin{cases} A(\omega_s) = (R_s + R_{st}(\omega_s) + R_{fs}(\omega_s) + a_6) \\ B(\omega_s) = \left(R_s + R_{st}(\omega_s) + a_6 + \frac{\sigma_r R_{fs}(\omega_s)}{(1 + \sigma_r)} + \frac{R_r(f_r)}{(1 + \sigma_r)^2} \right) \\ C = a_7, \quad k = p \frac{L_m^2}{L_r} \end{cases} \quad (4-32)$$

La figure (4-4) illustre la fonction des pertes (4-31) en fonction du flux pour différentes valeurs de la charge à la fréquence ($f_s=50$ Hz).

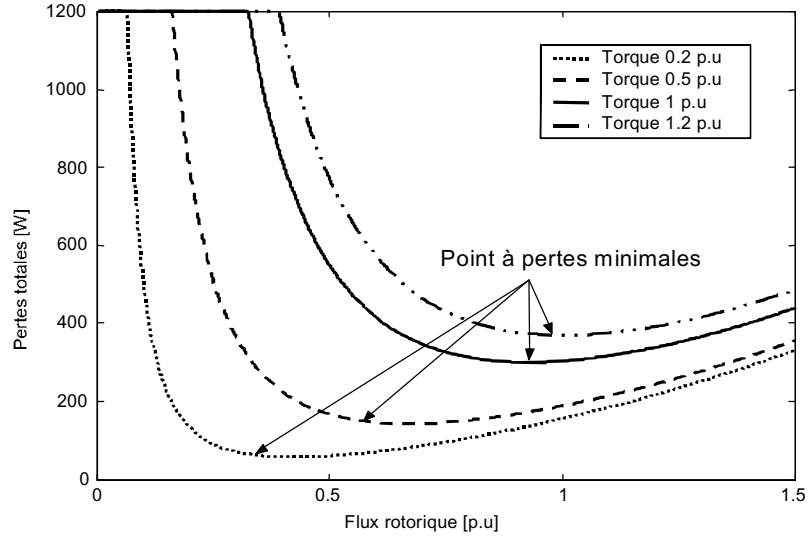


Figure (4-4) : Puissances des pertes en fonction du flux

Dans la pratique, les paramètres précédemment choisis (flux-couple) ou le choix du facteur de puissance comme variables de commande ne sont pas pratiques puisque ces variables sont difficiles à mesurer, notre approche utilise les composantes du vecteur courant statorique (i_{ds}, i_{qs}) comme variables de commande, et la fonction de coût des pertes W_{tot} devienne :

$$W_{tot} = A(\omega_s) i_{ds}^2 + B(\omega_s) i_{qs}^2 + C \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (4-33)$$

4- 3- 3 solution Optimale sans contraintes

Le couple électromagnétique dans le régime permanent s'écrit:

$$T = p \frac{L_m^2}{L_r} i_{qs} i_{ds} = k i_{qs} i_{ds} \quad (4-34)$$

Soit à minimiser la fonction coût suivante :

$$W_{tot} = A(\omega_s) i_{ds}^2 + B(\omega_s) i_{qs}^2 + C \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (4-35)$$

La condition pour que le système de commande opère sous condition de minimisation de pertes au régime permanent est que le couple et la vitesse soient constants:

$$\frac{\partial W_{tot}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (4-36)$$

$$\frac{\partial T}{\partial i_{ds}} = 0 \Rightarrow \frac{\partial i_{qs}}{\partial i_{ds}} = -\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (4-37)$$

Après substitution de (4-37) dans (4-36) il vient :

$$\frac{\partial W_{tot}}{\partial i_{ds}} = A(\omega_s) i_{ds} + \frac{C (i_{ds}^2 - i_{qs}^2)}{i_{ds} \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}} - 2 B(\omega_s) \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (4-38)$$

$$\text{soit: } 2\sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} (A i_{ds}^2 - B i_{qs}^2) = C (i_{qs}^2 - i_{ds}^2) \quad (4-39)$$

La relation (4-39) est complexe à résoudre, on utilisant une alternative de formulation en terme de la position instantanée du vecteur courant statorique, soit en posant:

$$i_{ds} = I_{\max} \cos \theta, \quad i_{qs} = I_{\max} \sin \theta \quad (4-40)$$

En substituant (4-40) dans (4-39) on obtient la paire de courant optimisant les pertes :

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{C + 2BI_{\max}}{C + (A+B)I_{\max}}} = \alpha(\omega_s) \sqrt{|T^*|} \\ i_{qs}^* = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{C + 2AI_{\max}}{C + (A+B)I_{\max}}} = \beta(\omega_s) \sqrt{|T^*|} \end{cases} \quad (4-41)$$

$$\text{avec } \alpha(\omega_s) = \sqrt{\frac{k_{opt}}{k}}, \quad \beta(\omega_s) = \frac{1}{\sqrt{k k_{opt}}}, \quad k_{opt}(\omega_s) = \sqrt{\frac{C + 2B(\omega_s)I_{\max}}{C + 2A(\omega_s)I_{\max}}} \quad (4-42)$$

Finalement, la relation maximisant le rendement de l'association convertisseurs-machine, fonction de la vitesse du moteur et des autres paramètres de la machine:

$$i_{ds}^* = k_{opt}(\omega_s) i_{qs}^* \quad (4-43)$$

La relation (4-43) à l'allure d'une pseudo droite dont la pente k_{opt} est dite rapport d'optimisation énergétique dépendant uniquement des paramètres de la machine pour une vitesse donnée. Le flux optimal correspondant au point à rendement maximal est donné par :

$$\phi_r^* = L_m \alpha(\omega_s) \sqrt{|T^*|} \quad (4-44)$$

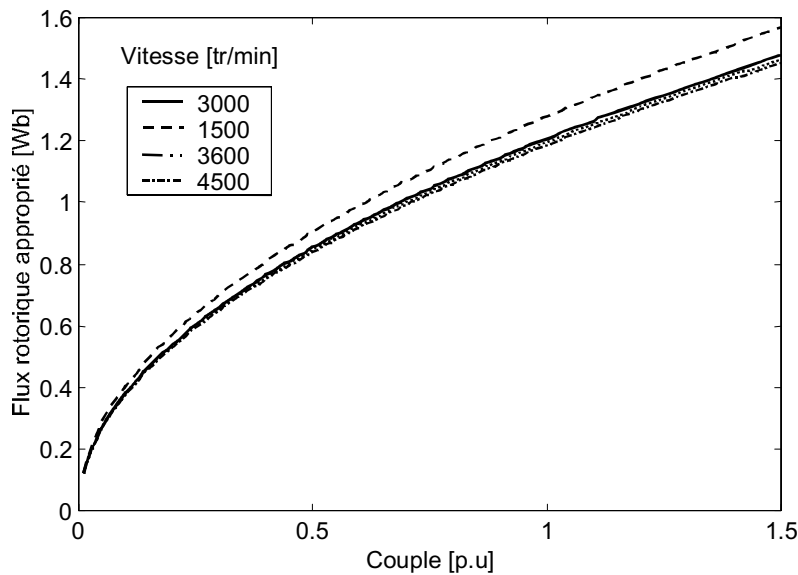


Figure (4-5) : Flux approprié en fonction du couple pour différentes vitesses.

D'après la figure (4-5), deux constations peuvent être faites :

- ✓ Le flux approprié de la relation (4-44) est affecté par la charge et la vitesse du moteur puisque les pertes fer et l'effet de peau sont pris en considération.
- ✓ Les courbes de flux décroît de plus en plus que les vitesses augmentent afin de réduire les pertes variables pour les grandes fréquences

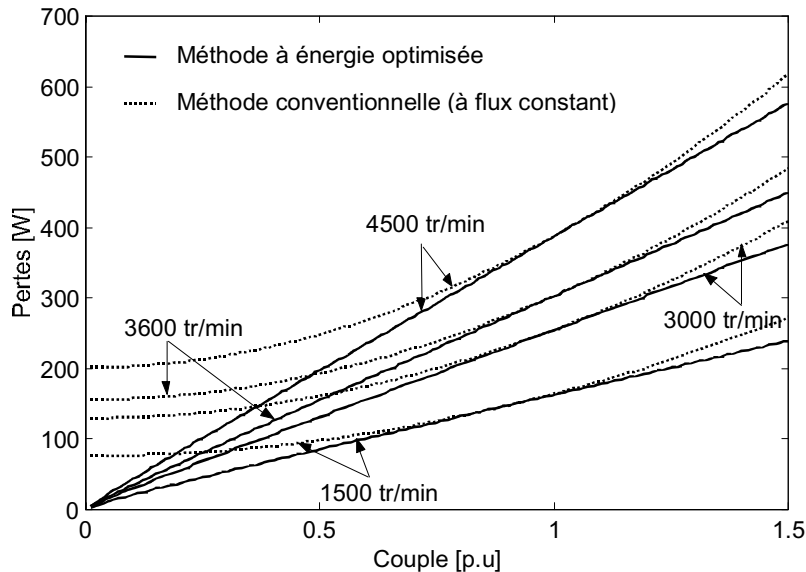


Figure (4-6) : Carte des pertes dans l'actionneur donné pour les deux méthodes conventionnelle (à flux constant) et à flux optimisé.

La figure (4-6) illustre une cartographie des pertes dans l'association convertisseur - machine pour différentes vitesses du moteur donné pour les deux méthodes : la méthode conventionnelle utilisée classiquement dans les techniques à base de la commande vectorielle ou en retient toujours la norme du flux à sa valeur nominale quelque soit la variation de la charge du moteur, et la méthode à flux optimisée présentée. Il est clair que cette dernière méthode à l'avantage sur la méthode classique de point de vue rendement et cela dans la zone de faible charge comme le témoigne la figure (4-7), et même pour les régimes de surcharge

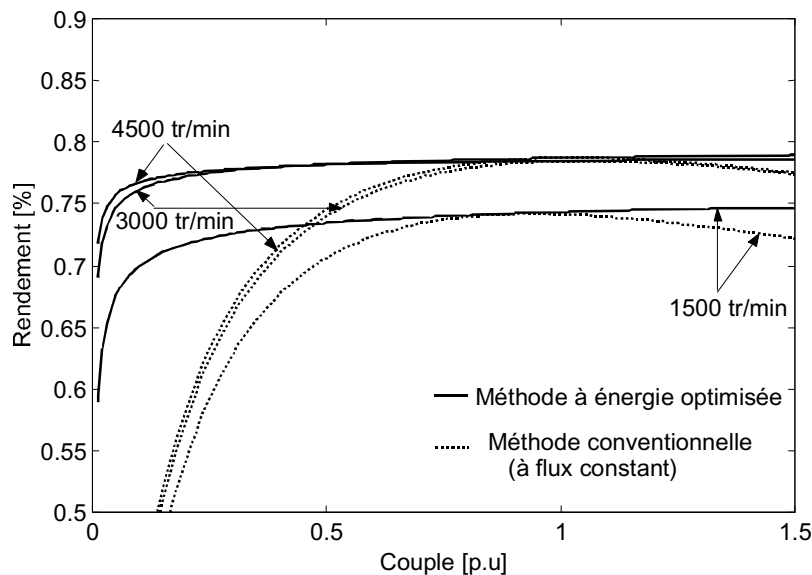


Figure (4-7) : Rendement de l'association convertisseur-machine donné pour les deux méthodes conventionnelle et à flux optimisé.

4- 3- 4 solution optimale sous contraintes

En présence de contraintes, on fait recours aux techniques d'optimisation sous contraintes de Lagrange

4- 3- 4- 1 Détermination du point à couple maximal

Délivrer un couple maximal par le moteur à induction au régime transitoire représente un avantage considérable afin d'améliorer les performances dynamiques des machines électriques (durée du régime transitoire soit le minimum possible). Toutefois la délivrance du couple maximal est contrainte toujours par les capacités pratiques imposées par l'onduleur qui sont le courant et la tension maximales que pourra imposé ce dernier à la machine.

Il s'agit de déterminer la paire de courant (i_{ds}, i_{qs}) maximisant le couple de la machine au régime permanent sous les contraintes terminales de courant et de tension de l'onduleur.

$$T = p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} i_{ds} = k i_{qs} i_{ds} \quad (4-45)$$

L'idée de base est de déterminer la paire de courant de référence maximisant le couple du régime permanent sous l'effet des contraintes suivantes :

- **Courant limite**

La valeur maximale du courant $I_{\max}$ que l'onduleur pourra délivrer à la machine est habituellement prise entre 1.5 à 2 fois la valeur nominale du courant

$$0 \leq \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \leq I_{\max} \quad (4-46)$$

- **Tension limite**

La tension statorique limite $V_{\max}$ est généralement prise égale à la tension nominale du moteur :

$$0 \leq \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2} \leq V_{\max} \quad (4-47)$$

Au régime permanent, les équations des tensions (4-29) précédentes s'écrivent :

$$\left. \begin{aligned} V_{ds} &= (R_s + R_{st} + R_{fs}) i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ V_{qs} &= \left(R_s + R_{st} + \frac{\sigma_r R_{fs}}{1 + \sigma_r} + \frac{R_r}{(1 + \sigma_r)^2} \right) i_{qs} + L_s \omega_s i_{ds} \end{aligned} \right\} \quad (4-48)$$

La substitution de (3-48) dans la contrainte de tension (4-47) résulte en une autre condition :

$$\left\{ \begin{aligned} 0 &\leq \left[\left\{ (R_s + R_{st} + R_{fs})^2 + L_s^2 \omega_s^2 \right\} i_{ds}^2 + \left\{ \left(R_s + R_{st} + \frac{\sigma_r R_{fs}}{(1 + \sigma_r)} + \frac{R_r}{(1 + \sigma_r)^2} \right)^2 + \sigma^2 L_s^2 \omega_s^2 \right\} i_{qs}^2 \right] \\ &+ \left[2 L_s \omega_s \left((R_s + R_{st})(1 - \sigma) + \left(\frac{\sigma_r}{1 + \sigma_r} - \sigma \right) R_{fs} + \frac{R_r}{(1 + \sigma_r)^2} \right) \right] i_{ds} i_{qs} \end{aligned} \right] \leq V_{\max}^2$$

$$0 \leq \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \leq I_{\max}^2 \quad (4-49)$$

$$\text{On note : } \begin{cases} D = (R_s + R_{st} + R_{fs})^2 + L_s^2 \omega_s^2 \\ E = 2 L_s \omega_s \left((R_s + R_{st})(1 - \sigma) + \left(\frac{\sigma_r}{1 + \sigma_r} - \sigma \right) R_{fs} + \frac{R_r}{(1 + \sigma_r)^2} \right) \\ F = \left(R_s + R_{st} + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{R_r}{(1 + \sigma_r)^2} \right)^2 + \sigma^2 L_s^2 \omega_s^2 \end{cases} \quad (4-50)$$

La contrainte de tension étant le lieu géométrique d'une ellipse alors que la contrainte courant étant un cercle que l'on pourra mettre sous la forme [4-20][4-21]:

$$\begin{cases} D i_{ds}^2 + F i_{qs}^2 + E i_{ds} i_{qs} \leq V_{max}^2 \\ 0 \leq \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \leq I_{max}^2 \end{cases} \quad (4-51)$$

Pour réduire la complexité de la solution géométrique des inéquations (4-51), on effectue une rotation de l'ancien repère d'axes (i_{ds}, i_{qs}) d'un angle α afin d'éliminer le produit $(i_{ds} i_{qs})$ de la première inéquation du système (4-51) vers le nouveau système d'axes (i'_{ds}, i'_{qs}) comme c'est indiqué par la figure (4-8-a et b)

$$\begin{pmatrix} i'_{ds} \\ i'_{qs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} \quad (4-52)$$

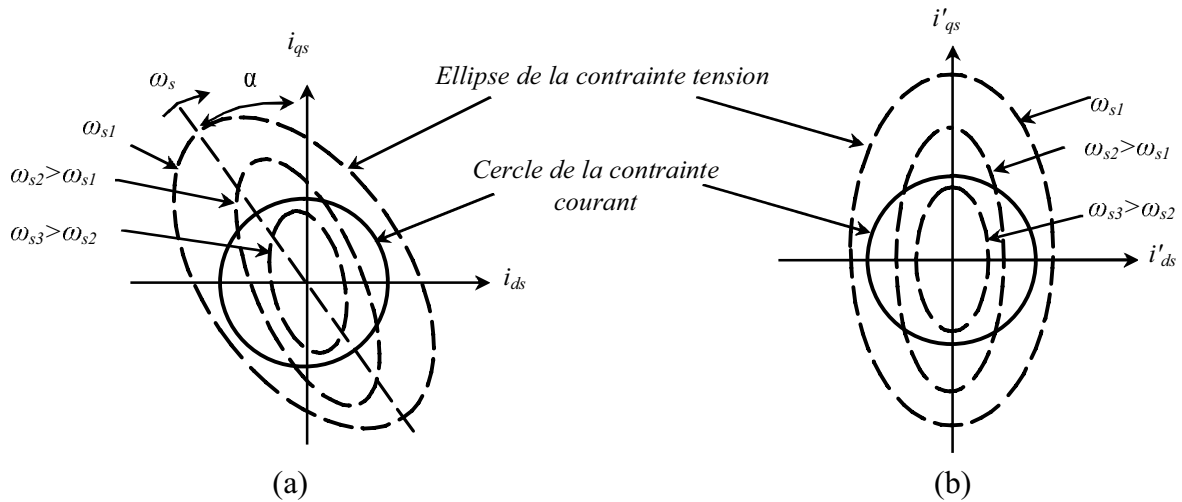


Figure (4-8): contraintes du courant et de la tension

Cette figure montre clairement la dépendance des contraintes du courant et de la tension imposées par le convertisseur à la machine de la vitesse ω_s . En effet comme ω_s croît, l'ellipse de la contrainte tension tend à se localiser graduellement à l'intérieur du cercle de la contrainte courant de plus en plus que ω_s croît

Le point à couple maximal solution du système d'inéquations (4-51) peut être résumée comme suit [4-20] [4-21]:

- Lorsque $I_{\max} \leq \frac{\sqrt{2} V_{\max}}{\sqrt{D + E + F}}$ (zone à couple constant)

$$i_{ds}^* = i_{qs}^* = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (4-53)$$

Donc c'est un point unique donné par : $T_{\max} = k \frac{I_{\max}^2}{2}$

- Lorsque $\frac{\sqrt{2} V_{\max}}{\sqrt{D + E + F}} \leq I_{\max} \leq \frac{V_{\max}}{\sqrt{D' \sin^2 \alpha + F' \cos^2 \alpha}}$ (zone à puissance constante)

$$\left. \begin{aligned} i_{ds}^* &= \frac{\sqrt{V_{\max}^2 - F' I_{\max}^2}}{\sqrt{D' - F'}} \cos \alpha - \frac{\sqrt{D' I_{\max}^2 - V_{\max}^2}}{\sqrt{D' - F'}} \sin \alpha \\ i_{qs}^* &= \frac{\sqrt{V_{\max}^2 - F' I_{\max}^2}}{\sqrt{D' - F'}} \sin \alpha + \frac{\sqrt{D' I_{\max}^2 - V_{\max}^2}}{\sqrt{D' - F'}} \cos \alpha \end{aligned} \right\} \quad (4-54)$$

avec

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{2} \arctg \left[\frac{E}{D - F} \right] \\ D' &= \frac{D + F + \sqrt{(D - F)^2 + E^2}}{2} \\ F' &= \frac{D + F - \sqrt{(D - F)^2 + E^2}}{2} \end{aligned} \right\}$$

- Lorsque $I_{\max} \geq \frac{V_{\max}}{\sqrt{D' \sin^2 \alpha + F' \cos^2 \alpha}}$ (zone à puissance*vitesse) constante)

$$\left. \begin{aligned} i_{ds}^* &= V_{\max} \left[\frac{\sqrt{F}}{\sqrt{D}(E + \sqrt{4DF})} \right]^{0.5} \\ i_{qs}^* &= V_{\max} \left[\frac{\sqrt{D}}{\sqrt{F}(E + \sqrt{4DF})} \right]^{0.5} \end{aligned} \right\} \quad (4-55)$$

Suivant les solutions dérivées, le point à couple maximal au régime permanent est déterminé suivant les relations (4-53), (4-55) et (4-56) par:

$$T_{\max} = p \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^* i_{qs}^* \quad (4-56)$$

Selon la valeur de la vitesse ω_s , on distingue trois zones de fonctionnement de la machine :

- ♦ Pour $0 < \omega_s < \omega_n$: Zone jusqu'à la fréquence nominale, la loi de commande assure un fonctionnement à **couple constant**. En effet le point à couple maximal est indépendant de la vitesse dans cette zone et à pour valeur $T_{max} = p \frac{L_m^2}{2L_r} I_{max}^2$.
- ♦ Pour $\omega_n < \omega_s < \omega_c$: Dans cette zone la commande commute sur le mode de fonctionnement à **puissance constante**

La vitesse ω_c est donnée dans [4-21] par :

$$\omega_c = \frac{1}{\sigma L_s} \sqrt{\frac{(1 + \sigma^2)}{2}} \frac{V_{max}}{I_{max}}$$

- ♦ $\omega_s > \omega_c$: Au-delà de cette dernière zone, la machine opère dans la zone où le produit (puissance* vitesse) **est constant** conformément à la figure (4-9).

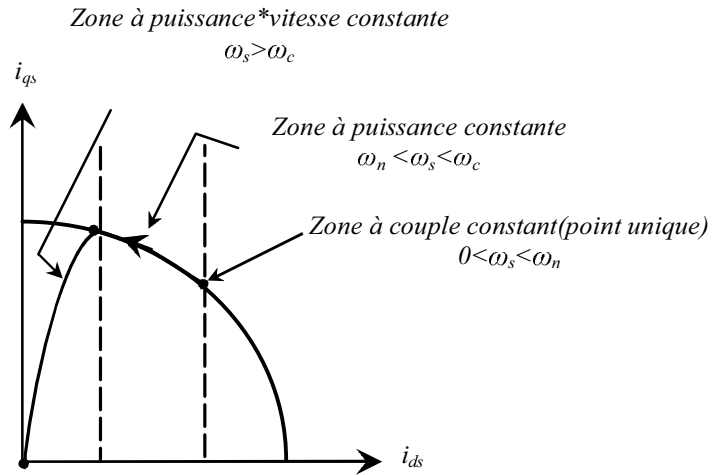


Figure (4-9) : Différentes zones de fonctionnement de la machine [4-21]

4- 3- 4- 2 solution Optimale sous contraintes

Considérons le problème suivant:

Minimiser :

$$W_{tot} = A(\omega_s) i_{ds}^2 + B(\omega_s) i_{qs}^2 + C \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (4-57)$$

Sous contraintes (4-46) et (4-47)

La fonction coût des pertes est définie en utilisant la méthode des multiplicateurs de Lagrange [4-13][4-23] :

$$J = W_{tot} + \gamma_1 (T^* - k i_{qs} i_{ds}) + \gamma_2 (i_{ds}^2 + i_{qs}^2 - I_{max}^2) + \gamma_3 (V_{ds}^2 + V_{qs}^2 - V_{max}^2) \quad (4-58)$$

avec: $\gamma_i = 1, 2, 3$ sont les multiplicateurs de Lagrange.

4- 3- 4 2- a Solution optimale sous contrainte du courant

La solution optimale est donnée par:

$$\begin{cases} \gamma_1 \neq 0, \gamma_2 \neq 0 \\ \gamma_3 = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial i_{ds}} = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial i_{qs}} = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{ds}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_{max}^2 - \sqrt{(I_{max}^4 - 4T^2/k^2)}} \\ i_{qs}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_{max}^2 + \sqrt{(I_{max}^4 - 4T^2/k^2)}} \\ \phi_r^* = L_m i_{ds}^* \end{cases} \quad (4-59)$$

4- 3- 4 2- b Solution Optimale sous contrainte de la tension

La solution optimale est donnée par:

$$\begin{cases} \gamma_1 \neq 0, \gamma_3 \neq 0, \gamma_2 = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial i_{ds}} = 0, \frac{\partial J}{\partial i_{qs}} = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T = k i_{ds} i_{qs} \\ Di_{ds}^2 + F i_{qs}^2 + E i_{ds} i_{qs} = V_{max}^2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{qs}^* = \sqrt{\frac{k^2 V_{max}^2 - kET - \sqrt{(kET - k^2 V_{max}^2)^2 - 4FDk^2 T^2}}{2Fk}} \\ i_{ds}^* = \frac{T}{k i_{qs}^*} \\ \phi_r^* = L_m i_{ds}^* \end{cases} \quad (4-60)$$

Remarque

On note que lorsque $\gamma_1 \neq 0, \gamma_2 = 0, \gamma_3 = 0$, le fonctionnement de la machine correspond au fonctionnement sans contraintes, la solution optimale dans ce cas est donnée par les relations (4-41).

4- 3- 5 Système de configuration

▪ Lorsque $0 < \omega_s < \omega_n$ (zone 1)

Les relations (4-41) et (4-44) montrent que le flux varie presque linéairement en fonction de la charge avant le point d'intersection C_I . Après avoir intercepté le cercle de la contrainte

courant, le point de fonctionnement reste sur ce cercle jusqu'au point à couple maximale T_{max1} comme il est indiqué par la figure (4-10-a). Les coordonnées du point d'intersection C_1 sont $\left(k_{opt} \frac{I_{max}}{\sqrt{1 + k_{opt}^2}}, \frac{I_{max}}{\sqrt{1 + k_{opt}^2}} \right)$. Au delà du point C_1 les relations (4-59) sont à appliquées.

▪ **Lorsque $\omega_n < \omega_s < \omega_c$ (zone2)**

Dans cette zone, la croissance de la vitesse ω_s entraîne que l'ellipse de la contrainte tension commence à se localiser graduellement à l'intérieur du cercle de la contrainte courant. Pour les faibles charges et avant d'intercepter l'ellipse de la contrainte tension au point C_2 , les relations (4-41), (4-44) sont à appliquer. Les coordonnées du point d'intersection C_2 sont :

$$\left(\frac{k_{opt} V_{max}}{\sqrt{D k_{opt}^2 + E k_{opt} + F}}, \frac{V_{max}}{\sqrt{D k_{opt}^2 + E k_{opt} + F}} \right)$$

Après avoir intercepté l'ellipse de la contrainte tension, le point de fonctionnement reste sur cet ellipse jusqu'au point à couple maximale T_{max2} comme il est indiqué par la figure (4-10-b). Au delà du point C_2 les relations (4-60) sont à appliquer.

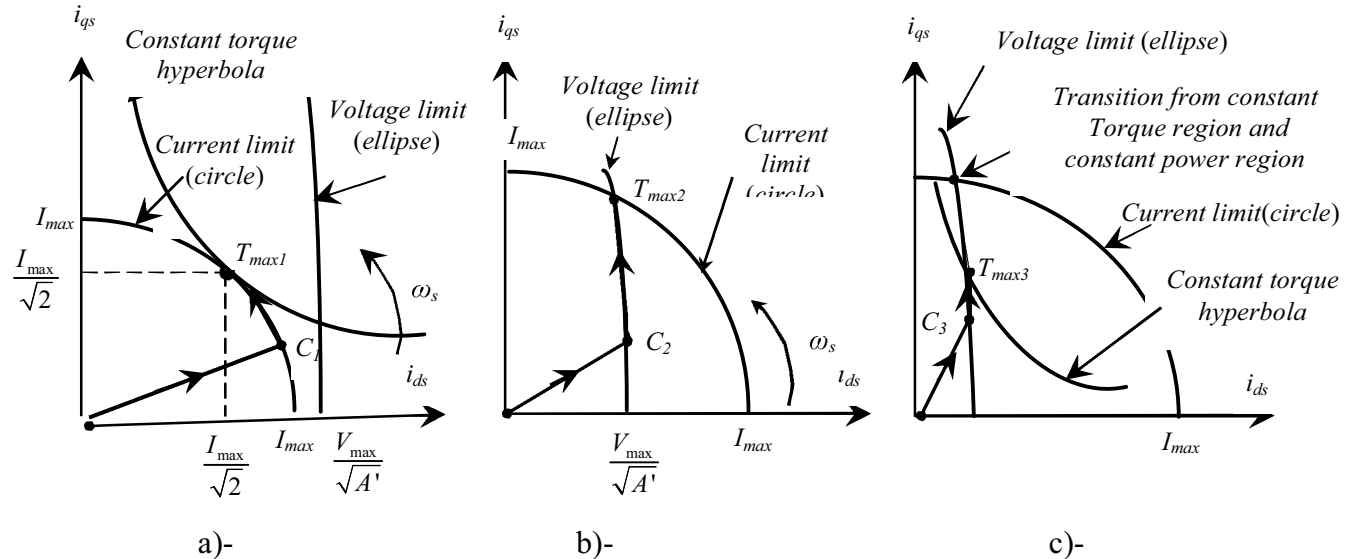


Figure (4-10) : Localisation du point opérationnel pour différentes régions de fonctionnement

▪ **Lorsque $\omega_s > \omega_c$ (zone3)**

Cette zone diffère de la zone à puissance constante seulement par la localisation du point à couple maximal T_{max3} définie par le point d'intersection de l'ellipse de la contrainte tension et l'hyperbole de la relation (4-45). Dans cette zone, et comme ω_s continue à croître, l'ellipse de la contrainte tension continue lui aussi à se rétrécir graduellement à l'intérieur du cercle de la contrainte courant.

Après avoir intercepté l'ellipse de la contrainte tension au point C_3 , le point de fonctionnement reste sur cet ellipse jusqu'au point à couple maximale T_{max3} donné par les

capacités intrinsèques de la machine comme il est indiqué par la figure (4-10-c). Au delà du point C_3 les relations (4-60) sont à appliquer.

Par comparaison de la valeur du couple électromagnétique instantanée T avec les valeurs de couple pré-calculées aux différents points d'intersections C_1 , C_2 et C_3 on pourra localiser le point de fonctionnement de la machine. Le point de fonctionnement est localisé à l'intérieur (si $T < T_{C1}$; $T < T_{C2}$ et $T < T_{C3}$ pour chaque région) ou bien située sur les zones de limitation des contraintes (lorsque $T_{C1} < T < T_{max1}$, $T_{C2} < T < T_{max2}$, $T_{C3} < T < T_{max3}$ pour chaque zone).

La norme du flux donnée par les différentes formulations précédentes (4-44), (4-59) et (4-60) ainsi que le rendement de l'association convertisseur- machine pour différentes charge de la machine sont illustrés par les figures (4-11) et (4-12) respectivement. Les remarques suivantes sont alors à souligner :

- ✓ D'abord ces deux caractéristiques du moteur (flux et rendement) sont affectées par la vitesse de rotation et la charge du moteur, et par conséquent par la zone de fonctionnement de la machine puisque les pertes fer sont prises en considération.
- ✓ Ensuite on pourra remarquer l'effet des contraintes du courant et de la tension imposées à la machine. En effet, pour des charges faibles jusqu'à la charge nominale environ, la machine opère normalement sans contraintes quelque soit la vitesse du moteur. Dans ce cas le point de fonctionnement est localisé à l'intérieur du cercle de la contrainte du courant ou à l'intérieur de l'ellipse de la contrainte de la tension
- ✓ Au delà de la charge nominale environ (régime de surcharge), le point de fonctionnement de la machine est localisée sur les limites de courbes imposées par les contraintes (le point opératoire glisse sur la périphérie du cercle du courant pour des vitesses de la zone à couple constant, et sur la périphérie de l'ellipse de la tension pour les vitesses comprises dans les zones à puissance constante et à (puissance * vitesse) constante).
- ✓ Aussi pour les régimes de surcharges et pour les vitesses de la zone 2 et la zone 3, on remarque une forte dégringolade de la norme du flux afin de compenser l'augmentation des pertes fer pour les grandes fréquences (contrainte rencontrée souvent lors du dimensionnement des inductances des moteurs utilisés pour les véhicules électriques, généralement prises égales à quelques milli Henri seulement). Alors que pour les vitesses de la zone à couple constant, le rendement devient de plus en plus meilleur du moment que la norme de flux ne cesse de croître.
- ✓ Il est clair que le rendement de la chaîne de conversion suit fidèlement les variations du flux

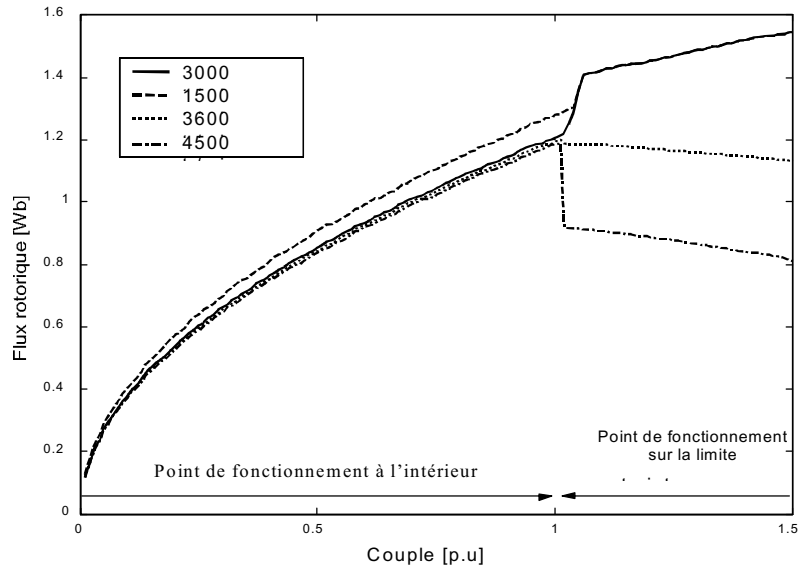


Figure (4-11) : Norme du flux pour différentes zones de fonctionnement

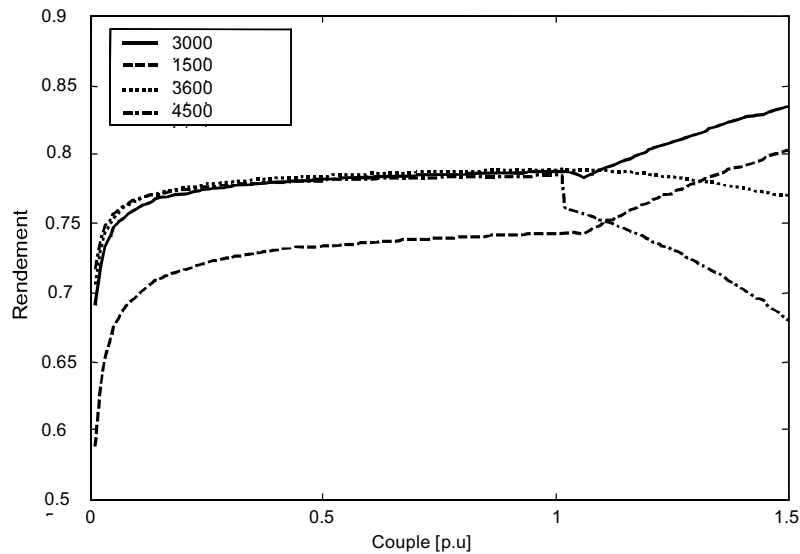


Figure (4-12) : Rendement de la chaîne de conversion pour différentes régions de fonctionnement.

4- 4 Application de la commande prédictive cascade à la commande de la machine asynchrone

Afin de remédier aux limitations de la commande prédictive cascade classique, qui utilise deux boucles seulement mises en cascade pour la position et la vitesse, on se propose de faire étendre ce type de commande aux différents types de boucles de régulation notamment les boucles de flux et des courants. Une telle structure a donc pour avantages [4-33][4-34][4-35][4-36][4-37]:

- Faire commander *simultanément* les différentes grandeurs contrôlables de la machine, notamment la position, la vitesse, le flux et les courants.
- Au même temps, Faire optimiser le rendement de la chaîne de conversion globale.

Pour se faire, nous devons chercher le lien permettant de faire regrouper les boucles externes (position et vitesse) en même temps avec les boucles internes (flux et courants) dans une chaîne de boucles montées en cascade. Ce lien peut être offert par la technique d'optimisation des pertes de l'association convertisseur – machine (bloc *E. O. C.*).

Le schéma de la figure (4-13) implique la définition de quatre boucle de régulations et par conséquent la minimisation de quatre fonctions coûts. Les boucles externes (position et vitesse) utilisent des régulateurs GPC simples, alors que les boucles internes (flux et courants) utilisent des GPC/MRM afin de pouvoir faire poursuivre ces grandeurs internes à des trajectoires spécifiées par l'utilisateur.

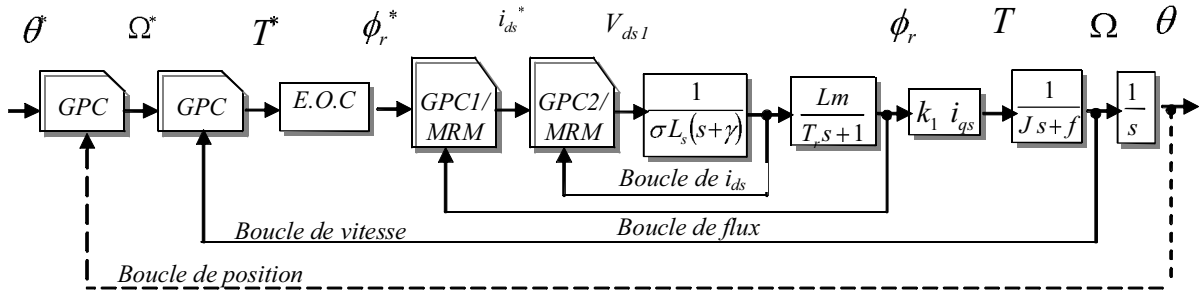


Figure (4-13): Commande prédictive cascade étendue ECGPC/MRM sous concept d'optimisation énergétique.

L'objectif est de minimiser les fonctions coûts comme suivantes (la boucle de position n'est pas présentée)

$$\begin{cases} J_{GPC} = \sum_{j=N_{11}}^{N_{21}} \varepsilon_{y1}^2 + \lambda_1 \sum_{j=N_{11}}^{N_{u1}} [\Delta u_1(t+j-1)]^2 \\ J_{GPC1/MRM} = \sum_{j=N_{12}}^{N_{22}} [\varepsilon_{y2}(t+j)]^2 + \lambda_2 \sum_{j=N_{12}}^{N_{u2}} \varepsilon_{u2}^2(t+j-1) \\ J_{GPC2/MRM} = \sum_{j=N_{13}}^{N_{23}} [\varepsilon_{y3}(t+j)]^2 + \lambda_3 \sum_{j=N_{13}}^{N_{u3}} \varepsilon_{u3}^2(t+j-1) \end{cases} \quad (4-61)$$

Sujet à

$$\begin{cases} \Delta u_1(t+j) \equiv 0 & \text{for } j \geq N_{u1} \\ \varepsilon_{u2}(t+j) \equiv 0 & \text{for } j \geq N_{u2} \\ \varepsilon_{u3}(t+j) \equiv 0 & \text{for } j \geq N_{u3} \end{cases} \quad (4-62)$$

$$\text{avec : } \begin{cases} \varepsilon_{y1}(t+j) = \hat{y}_1(t+j) - y_{1}^*(t+j) \\ \varepsilon_{y2}(t+j) = \hat{y}_2(t+j) - \hat{y}_{2r}(t+j) \\ \varepsilon_{y3}(t+j) = \hat{y}_3(t+j) - \hat{y}_{3r}(t+j) \\ \varepsilon_{u2}(t+j) = \Delta \hat{u}_2(t+j) - \Delta \hat{u}_{2r}(t+j) \\ \varepsilon_{u3}(t+j) = \Delta \hat{u}_3(t+j) - \Delta \hat{u}_{3r}(t+j) \end{cases} \quad (4-63)$$

La solution s'obtient comme suit:

- En premier lieu, la minimisation de J_{GPC} (boucle de vitesse) permet d'obtenir la référence couple qui à son tours et via l'algorithme d'optimisation énergétique permet d'obtenir la référence du flux rotorique.
- Ensuite, la minimisation du critère $J_{GPC1/MRM}$ donne la référence de la composante directe du courant i_{ds}
- Enfin, la minimisation de $J_{GPC2/MRM}$ donne la composante tension découplée selon l'axe direct notée V_{ds1} qui représente la commande globale de la chaîne de conversion.

Les lois de découplage entre V_{ds} et V_{qs} permettant de contrôler indépendamment le couple et le flux peuvent être déduite d'après les équations du modèle (2-36) comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd} + \frac{1}{\gamma} \frac{d i_{sd}}{dt} = \frac{1}{\gamma} \left(\frac{V_{sd}}{\sigma L_s} + \omega_s i_{sq} - \chi \phi_{rd} \right) \\ i_{sq} + \frac{1}{\gamma} \frac{d i_{sq}}{dt} = \frac{1}{\gamma} \left(\frac{V_{sq}}{\sigma L_s} - \omega_s i_{sd} - \frac{p\Omega}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} \phi_{rd} \right) \end{cases} \quad (4-64)$$

Les composantes de référence V_{ds1} et V_{qs1} se calculent à partir des courants i_{ds} et i_{qs} par les relations :

$$\begin{cases} i_{sd} + \frac{1}{\gamma} \frac{d i_{sd}}{dt} = \frac{V_{sd1}}{\sigma L_s \gamma} \\ i_{sq} + \frac{1}{\gamma} \frac{d i_{sq}}{dt} = \frac{V_{sq1}}{\sigma L_s \gamma} \end{cases} \quad (4-65)$$

4- 5 Résultats de simulation et interprétations

Les performances du système de régulation donné par la figure (4-13) ont été examinées par simulation sous différentes conditions. L'exemple choisi pour la consigne de vitesse est initialement de 157 rd/s (1500 tr/min) pour la zone à couple constant et 377 rd/s (3600tr/min) pour la zone à puissance constante appliquée à l'instant 0.8s. Le moteur opère initialement à vide puis on lui soumis une charge de 4 N.m soit environ 125% de la charge nominale appliquée à l'instant 0.5s suivi de l'annulation de son effet à l'instant 1.5 s afin d'examiner l'impact de la charge sur le rendement du moteur en présence de contraintes (de courant et de tension) et sur la robustesse de la régulation.

D'abord, une synthèse sous forme R-S-T à été effectuer pour les différents types de régulateurs de manière à avoir des marges de stabilité suffisantes juste avant l'application des

lois de commandes. Les spécifications pour les régulateurs à modèle de référence sont : pour le flux ($\zeta=0.707$, $\omega_0= 150$ rd/s), et pour le courant i_{ds} ($\zeta=0.707$, $\omega_0= 140$ rd/s). Les autres caractéristiques fréquentielles (marge de gain MG, marge de phase MP et la bande passante BP) sont résumées dans le tableau (4-2) suivant :

	N_I	N_2	N_u	λ	MG	MP	BP
<i>Vitesse</i>	1	19	1	2784.4	11.12	67.1	265.1
<i>Flux</i>	1	15	1	0.0665	12.53	65	151.6
I_{ds}	1	12	1	0.2229	12.53	81.9	106.8

Tableau (4-2): Choix des paramètres du GPC R-S-T

Les réponses fréquentielles des différentes boucles dans le plan de Nichols sont illustrées par la figure (4-14 :a-b-c), alors que les profils de la vitesse et du couple de charge sont donnés selon la figure (4-15). D'après les figures (4-16), (4-17), (4-18), (4-19), les remarques suivantes sont à faire :

- ✓ La topologie du convertisseur statique n'a pas été introduite pour des raisons de clarté.
- ✓ Les allures des grandeurs de la machine sont présentées dans un système biphasé d'axes ($d-q$) lié au champ tournant.
- ✓ Le jeu de paramètres de réglage choisi pour les différentes boucles est suffisant pour la stabilité.
- ✓ La vitesse rejoint sa consigne sans dépassement avec un temps de réponse suffisant malgré la dynamique de réjection de perturbation relativement lente
- ✓ Le couple, le flux, les composantes de courant i_{ds} et i_{qs} rejoignent leurs références avec de bonnes performances dynamiques puisque la version GPC/MRM est choisie pour les boucles internes (consignes non constantes).
- ✓ L'effet des contraintes du courant et de la tension sur le rendement est apparent d'après l'allure du flux (figure (4-16)) pour les deux zones de fonctionnement : à couple constant et à puissance constante et cela conformément à la figure (4-11) précédente.
- ✓ La commande globale (V_{ds1}) de la chaîne de régulation (4-17) montre l'énergie mise par le système de commande globale.
- ✓ L'effet de la saturation est illustré d'après la figure (4-18) surtout dans la zone de surcharge ou l'ordre de variation des inductances propres est de 100% voir plus, alors que la figure (4-19) illustre l'effet de peau sur la résistance rotorique (l'effet de la température n'a pas été pris en considération) ainsi que la variation de la résistance fer statorique du moment que ces résistances varient considérablement avec la fréquence.

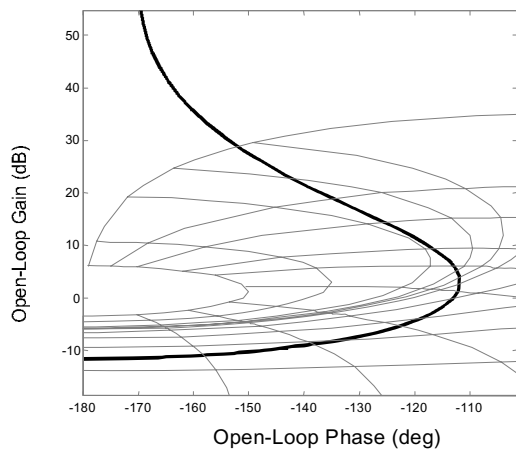


Figure (4-14-a) : Boucle de vitesse

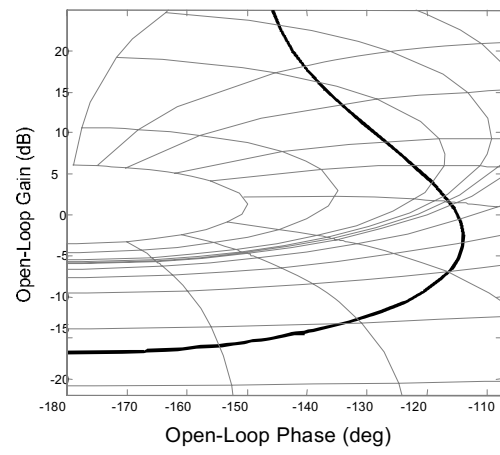


Figure (4-14-b) : Boucle de flux

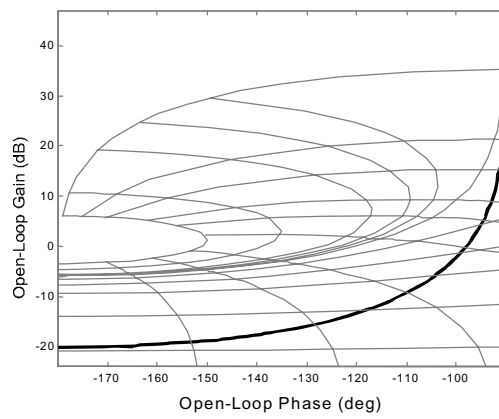


Figure (4-14-c) : Boucle de i_{ds}

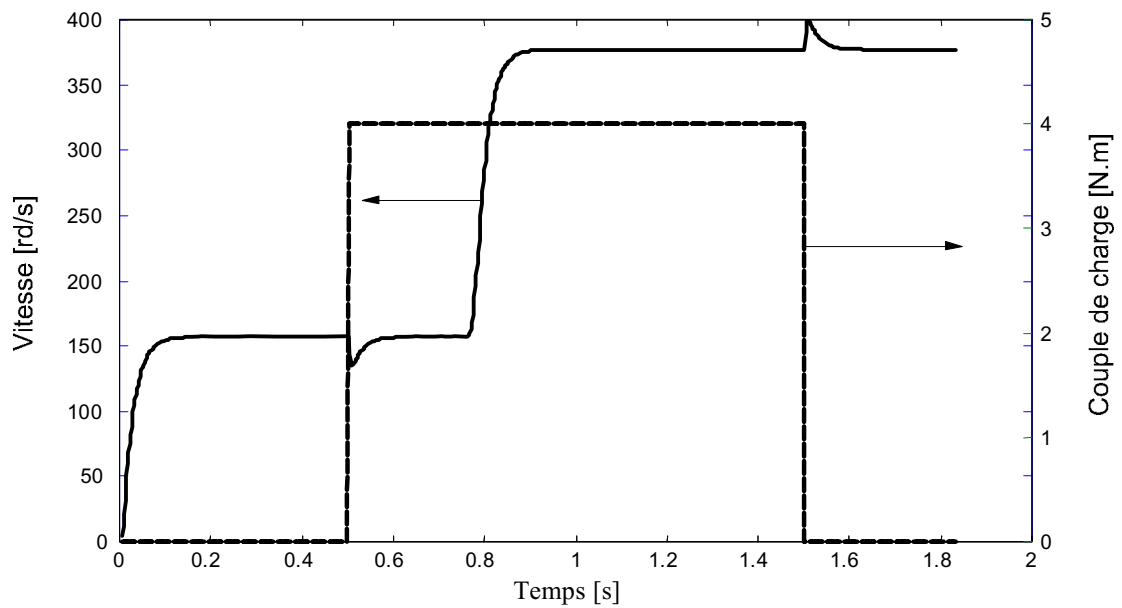


Figure (4-15) : Profiles de la vitesse et du couple de charge

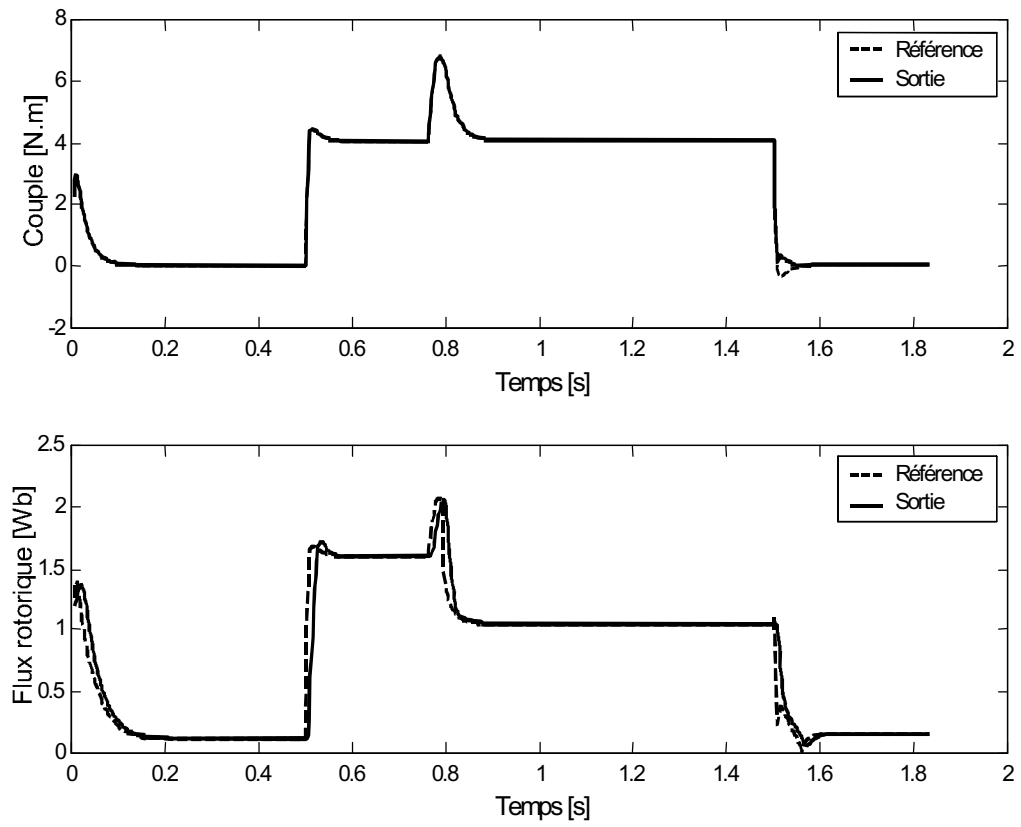


Figure (4-16) : Profiles des réponses du couple et du flux

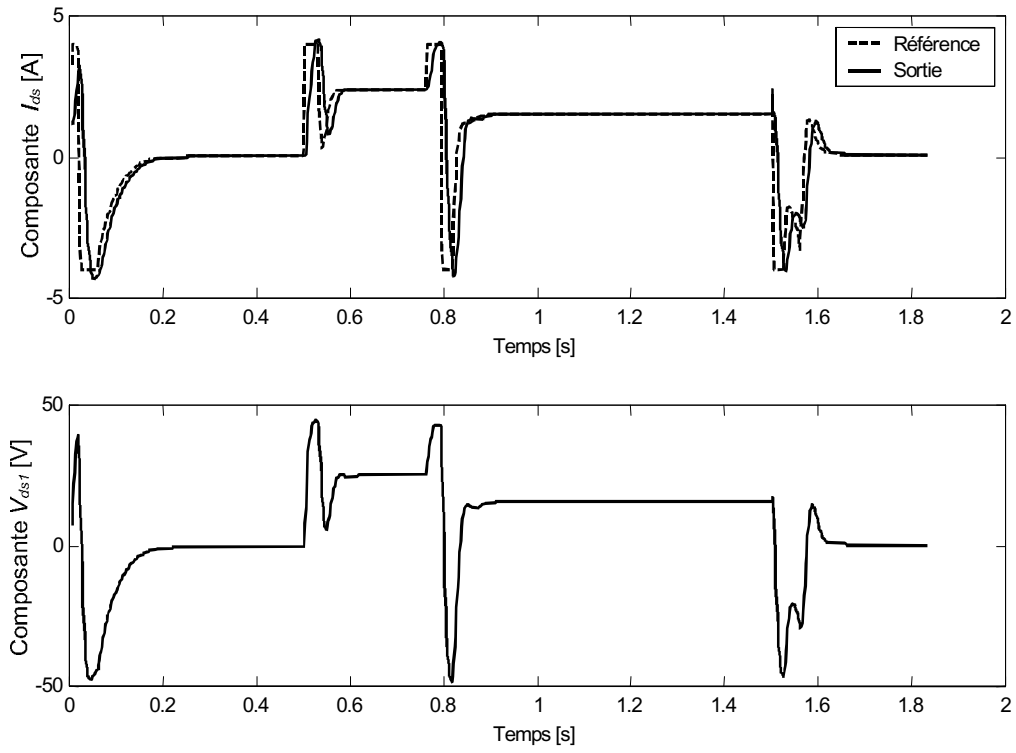


Figure (4-17) : Profiles des composantes i_{ds} et V_{ds1}

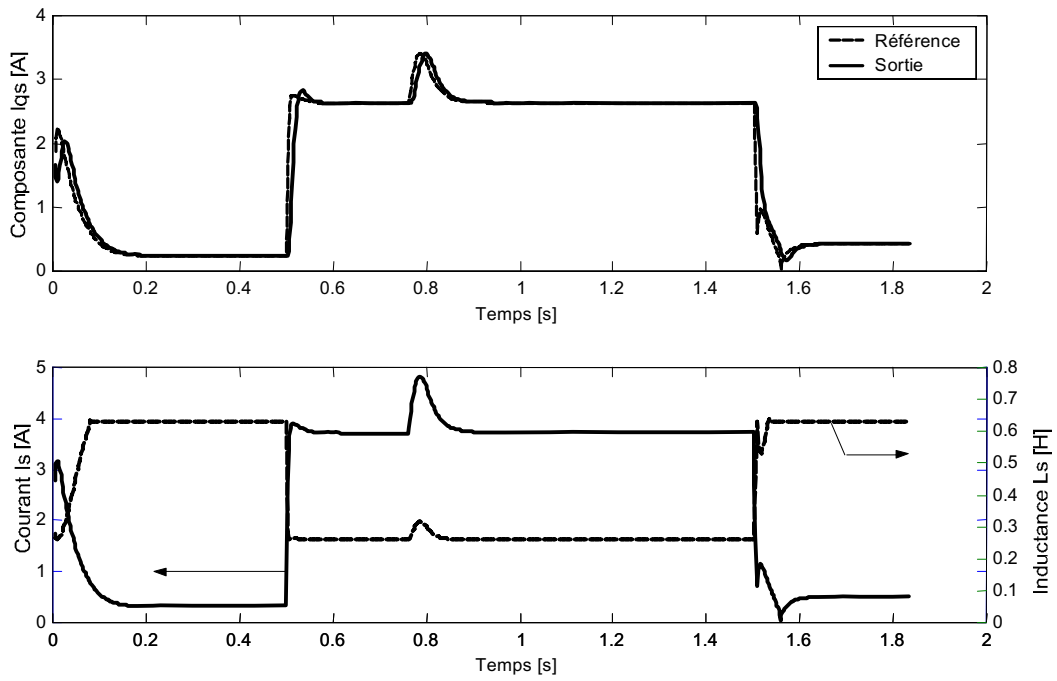


Figure (4-18) : Profiles de la composante i_{qs} , du courant statorique i_s et de l'inductance propre L_s

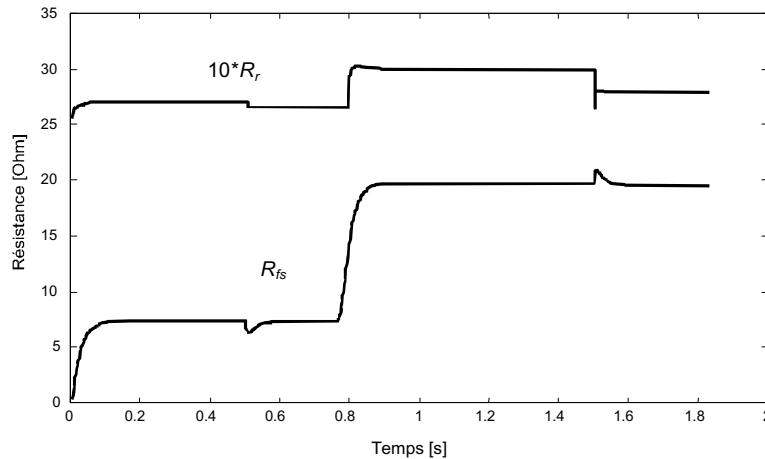


Figure (4-19) : Profils de la résistance fer R_{fs} et la résistance rotorique.

3- 6 Conclusions

Ce quatrième chapitre a été consacré au développement et la présentation d'une approche pour l'analyse et l'optimisation du rendement de l'association convertisseur – machine au régime permanent. D'abord un modèle LMC expérimental des différents types de pertes a été donné incluant les pertes Joule statorique et rotorique, les pertes fer statorique, les pertes supplémentaires ainsi que les pertes de commutation et de conduction dans l'onduleur. Ensuite nous avons développé deux algorithmes pour l'optimisation énergétique en absence et en présence des contraintes de courant et de tension imposées par l'onduleur à la machine et cela pour différentes zones de fonctionnement du moteur : zone à couple constant pour les vitesses en sus de la vitesse de synchronisme, la zone à puissance constante pour les vitesses au delà de la vitesse de synchronisme et en sus de la vitesse ω_c et enfin la zone au produit (puissance* vitesse) constant.

Enfin, nous avons examiné par analyse et par simulation sous différentes conditions, les performances du système de régulation ainsi que l'impact de la charge sur le rendement du moteur et sur la robustesse de la régulation et cela pour différents modes et dans différentes zones de fonctionnement du moteur. Notons que les dérives paramétriques dues à la saturation et à l'effet de peau ont été pris en considération lors du développement de l'approche par un simple modèle analytique issu d'essais classiques sur le moteur.

En continuité de cette approche, On se propose dans le chapitre suivant de reprendre le travail effectué mais dans un contexte adaptatif afin de corriger et remédier aux problèmes de variation des paramètres de la machine notamment les constantes de temps mécanique et rotorique, les inductances, les résistances, etc..

Bibliographie

- [4-1] J. Haataja and J. Pyrhonen, " Improving 3-phase induction motors efficiency in Europe, the challenge for manufactures", EMD'97 of the IEE conf., 1st -3rd September, pp. 190-194.
- [4-2] McCoy, G. A.; Douglass, J. G. An Energy Management Guide for Motor Driven Systems. Bonneville Power Administration. Draft, December 1995.

- [4-3] McCoy, G. A.; Douglass, J. G. Energy Efficient Electric Motor Selection Handbook. U.S. Department of Energy and Bonneville Power Administration, DOE/GO-10096-290. Reprint, August 1996.
- [4-4] Nadel, S.; Shepard, N.; Greenberg, S.; Katz, G.; A. de Almeida. Energy Efficient Motor Systems. ACEEE. 1991.
- [4-5] NEMA. Energy Management Guide for Selection and Use of Polyphase Motors. NEMA Publication MG 10-1983, rev. 1988.
- [4-6] Schueler, Vince; Douglass, Johnny. Washington State Energy Office. Quality Electric Motor Repair: A Guidebook for Electrical Utilities, prepared for the Electric Power Research Institute, Bonneville Power Administration, and the U.S. Department of Energy. August 1995.
- [4-7] Schueler, Vince; Leistner, Paul; Douglass, Johnny. Washington State Energy Office. Industrial Motor Repair in the United States: Current Practice and Opportunities for Improving Customer Productivity and Energy Efficiency, prepared for the Electric Power Research Institute, Bonneville Power Administration, and the U.S. Department of Energy. August 1995. U.S. Department of Energy. The Motor Challenge Sourcebook. 1996 Edition.
- [4-8] Washington State Energy Office. Keeping the Spark in Your Electrical System: An Industrial Electrical Distribution Maintenance Guidebook. October 1995.
- [4-9] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen and P. B. Thogersen "On the energy optimized control of standard and high efficiency induction motors in CT and HVAC applications", IEEE trans. On Ind. Appl. Vol. 34, No 4, 1998.
- [4-10] F. Abrahamsen, "Energy optimal control of induction motor drives ", Danish PHD thesis, 2000.
- [4-11] " IEEE Standard test procedure for polyphase induction motors and generators ", 1997.
- [4-12] I. Kioskeridis and N. Margaris, " Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers", IEEE trans. On Power electronics, pp. 213-220, vol. 11, No. 2, march 1996.
- [4-13] P. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine alternative : application à la traction électrique", Thèse de doctorat, université. INSA de Lyon, 2001.
- [4-14] G. De Sousa and B.K. Bose, "Loss modeling of converter induction machine system for variable speed drive", proc. of the IEEE conf. on—1992.
- [4-15] F. Casanellas, " Losses in PWM inverters using IGBTs", IEE proc. of the Power Appl. , vol. 141, No.5, September 1994.

- [4-16] K. Matsuzé, S. Taniguchi, T. Yoshizumi and K. Namiki, " A speed sensorless vector control of induction motor operating at high efficiency taking core loss into account", IEEE trans. On Ind. Applications, vol. 37, No. 2, march 2001.
- [4-17] K. Matsuzé, T. Yoshizumi, "High response flux control of direct field oriented induction motor with high efficiency taking core loss into account ", IEEE tran. On Ind. Appl., vol. 35, No. 1, pp-62-69, January 1999.
- [4-18] E. Mendes, A. Baba and A. Razeq, " Losses minimisation of a field oriented controlled induction machine ", Proc. of the Electrical machines and drives conf. pp. 310-314, 1995.
- [4-19] S. M. Yang and F. C. Lin, " Loss minimization control of vector controlled induction motor drives ", IEEE PEDS conf. Indonesia, pp. 182-187, 2001.
- [4-20] J. H. Chang and B. K. Kim, " Minimum time-minimum loss speed control of induction motors under field oriented control", IEEE trans. On Ind. Electr., vol. 44, No. 6, pp. 809-815, december 1997.
- [4-21] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector control and dynamics of AC drives ", Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [4-22] P. Krause, O. Wasynczuk and S. Sudhoff, " Analysis of electric machinery " IEEE Press, 1998.
- [4-23] S. Lim and K. Nam, "Loss minimising control scheme for induction motors", IEE proceedings, proc. Electr. Power Appl., vol. 151, No. 4, July 2004.
- [4-24] I. T. Wallace, D. W. Novotny and R. D. Lorenz, "Increasing the dynamic torque per Ampere capability of induction machines", IEEE trans. On Indst. Appl. Vol. 30, No 1, January 1994.
- [4-25] R. Leidhold, G. Garcia and M. I. Valla, " Field oriented controlled induction generator with loss minimization ", IEEE trans. On Industrial electronics, pp. 147-156, vol. 49, No. 1, February 2002.
- [4-26] G. Grellet et G. Clerc, " Actionneurs électriques, Principes-modèles-commande", Editions Eyrolles, 1996.
- [4-27] B. De Fornel, "Alimentation des machines asynchrones ", Traité de génie électrique , D3620 et D3621, techniques de l'ingénieur, 1990.
- [4-28] C. Canudas de Wit, "Commande des moteurs asynchrones : modélisation-contrôle vectoriel et DTC", volume1, Paris Hermès sciences publications, 2000.
- [4-29] A. Golea, " Contribution d'une méthodologie de conception des associations convertisseurs - machines", Thèse de doctorat, INPG Grenoble, France 1994.

- [4-30] S. Vaez-Zadeh and F. Hendi, "A continuous efficiency optimization controller for induction motor drives", Journal of Energy conversion and management, Elsevier pub. pp. 701-713, 2004.
- [4-31] S. N. Vukosavic and E. Levi, " A method for transient torque response improvement in optimum efficiency induction motor drives ", IEEE trans. On Energy conversion, vol. 18, No. 4, december 2003.
- [4-32] N. Mutoh, S. Kaneko, T. Miyazaki, R. Masaki and S. Obara, " A torque controller suitable for electric vehicles", IEEE tran. On Ind. Electr. Vol. 44, No. 1, pp. 54-63, february 1997.
- [4-33] K. Barra and K. Benmahammed, "A new extended cascaded predictive control ECGPC of an induction motor drive with energy saving", 13th IEEE Medeteraneen Electrotechnical Conference MELECON'06, Malaga, Spain, May 16th -19th 2006.
- [4-34] K. Barra and K. Benmahammed, "Cascaded Predictive Control CGPC of an induction motor drive under constrained efficiency optimisation", 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'06, Paris, France, November, 7th-10th , 2006
- [4-35] K. Barra and K. Benmahammed, "Extended Cascaded Adaptive Predictive Control of an induction motor drive with multiple reference models and efficiency optimisation", 2nd Annual Conference of the ICIT-IEEE Industrial Electronics Society, ICIT'06, Mombey, India, December, 15th-17th, 2006
- [4-36] K. Barra and K. Benmahammed, "GPC/Dead-beat controller for high rotor flux response of an induction motor drive with energy saving", Journal of Electrical Engineering JEE, second paper, Volume 6 (4)/2006, (<http://it-market.ro/jee>)
- [4-37] K. Barra and K. Benmahammed, "High dynamic torque capability of an induction motor drive with efficiency optimisation", Journal of Electrical Systems JES, Volume 1-2/2005, (<http://www.joes.org.uk/jes>).
- [4-38] K. Barra and K. Benmahammed, " A new Extended Cascaded Predictive Control With multiple reference models ECGPC/MRM of an induction motor drive with energy saving", Journal of Electrical Systems JEEEC, Volume 58, N°.2/2007, pp. 71-78 (<http://iris.elf.stuba.sk/JEEEC/>)
- [4-39] L. Zhang, R. Norman and W. Shepherd, "Long range predictive control of current regulated PWM for induction motor drives using synchronous reference frame", IEEE trans. on control systems technology, vol. 5, N°. 1, January, 1997.

Chapitre 5

Extension à la Commande prédictive adaptative

5- 1 Introduction

Afin de remédier aux problèmes liés aux variations dans le temps des paramètres de la machine (notamment le moment d'inertie, le coefficient de frottement, les résistances et les inductances statoriques et rotoriques...etc), et afin de maintenir un haut niveau de performances que le régulateur prédictif à paramètres fixes ne peut satisfaire malgré une certaine robustesse, on fait recours à la commande adaptative qui englobe un ensemble de techniques permettant l'ajustement automatique, en ligne et en temps réel, des paramètres du procédé. On est alors en face d'un problème d'identification en premier lieu (détermination des caractéristiques dynamiques du procédé) avant la conception et la mise en œuvre du système de régulation. Les algorithmes d'identification automatiques offrent une alternative très intéressante dans ce sujet puisque leur formulation récursive s'adapte très bien aux problèmes d'identification temps réel. La configuration de l'estimation paramétrique du modèle d'un procédé est donnée par la figure (5-1) où l'entrée $u(t)$ est une séquence binaire pseudo aléatoire S.P.B.A engendrée par le calculateur [5-1].

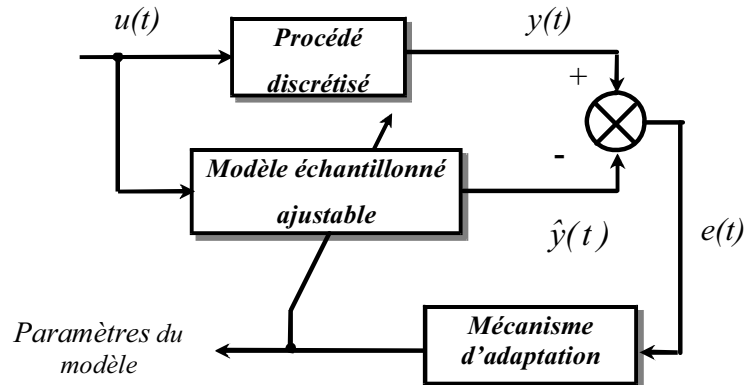


Figure (5-1) : Principe de l'estimation des paramètres d'un modèle.

Un modèle échantillonné à paramètres ajustables est embarqué par le calculateur. L'erreur de prédiction entre la sortie du procédé $y(t)$ et la sortie du modèle estimé $\hat{y}(t)$ sera utilisée par un mécanisme d'adaptation paramétrique en modifiant à chaque instant d'échantillonnage les paramètres du modèle afin de minimiser cette erreur.

La commande adaptative se définit comme étant la capacité du régulateur à s'adapter de lui-même aux changements du processus. Cette technique, apparue vers la fin des années 50 et a connu un grand essor depuis l'implantation du premier régulateur adaptatif numérique en 1981, possède la structure à deux boucles : *boucle de régulation* linéaire classique augmentée d'une deuxième *boucle d'ajustement automatique* non linéaire qui a pour but de réagir aux variations paramétriques du processus et c'est elle qui rend le système adaptatif. Parmi les démarches permettant de corriger les imperfections cités auparavant on cite [5-1][5-2] :

- Synthèse d'un régulateur assurant le meilleur compromis performance-robustesse tout en gardant fixes les paramètres du régulateur

- Faire évoluer les paramètres en temps réel lorsque l'environnement change.

Pour un moteur asynchrone qui est un système non-linéaire fortement couplé et dont les paramètres varient continuellement dans le temps (à cause de la saturation, la température, effet de peau,...etc), la première démarche est très peu efficace. Reste donc à recourir à la commande adaptative qui ajuste en ligne les paramètres du correcteur de manière à conserver le niveau de performances désiré non seulement au point nominal mais pour un ensemble de points de fonctionnement autour du point nominal lorsque les paramètres du procédé dérivent dans le temps ou sont inconnus. Deux techniques de la commande adaptative sont habituellement utilisées [5-1] [5-3] [5-4] [5-7][5-8][5-9] :

- **Commande adaptative indirecte avec identification du modèle (MIAC)**

Introduite en 1958 par Kalman, l'identification des paramètres du système se fait en temps réel. Ensuite et avec ce nouveau modèle obtenu, le calcul des paramètres du régulateur se fait en deuxième étape d'où la notion de *commande adaptative indirecte*.

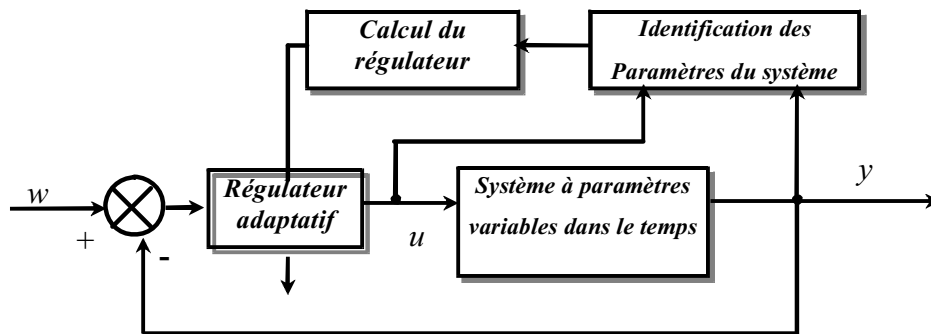


Figure (5-2) : Structure de la Commande adaptative indirecte

Notons que ce type de commande est généralement peu utilisé du moment qu'elle nécessite en temps réel la réalisation d'algorithmes d'identification et de commande ce qui introduit un retard significatif surtout sur des systèmes rapides à cadence d'échantillonnage élevée notamment les machines électriques. En plus, pour la commande prédictive adaptative indirecte, la synthèse finale du régulateur se fait en recalculant tous les prédicteurs en temps réel ce qui est très contraignant pour des applications temps réel (calculateur gourmand en temps de calcul). De plus en plus, la structure cascade (à trois ou à quatre régulateurs prédictifs placés en cascade) a pour conséquence d'aggraver les dynamiques transitoires du système en générant des retards très importants. Pour ces raisons, la méthode adaptative indirecte s'avère peu intéressante pour la commande prédictive.

- **Commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC)**

Introduite en 1961, l'identification et le calcul des paramètres du régulateur sont simultanés et se font de manière à minimiser l'erreur entre la sortie du processus et celle du modèle mais sans identifier les paramètres du système, donc le design du régulateur se fait en une seule étape, justifiant ainsi la terminologie de *commande directe*. Notons que cette technique a le mérite d'être plus rapide que la *commande indirecte* et favorise son application temps réel.

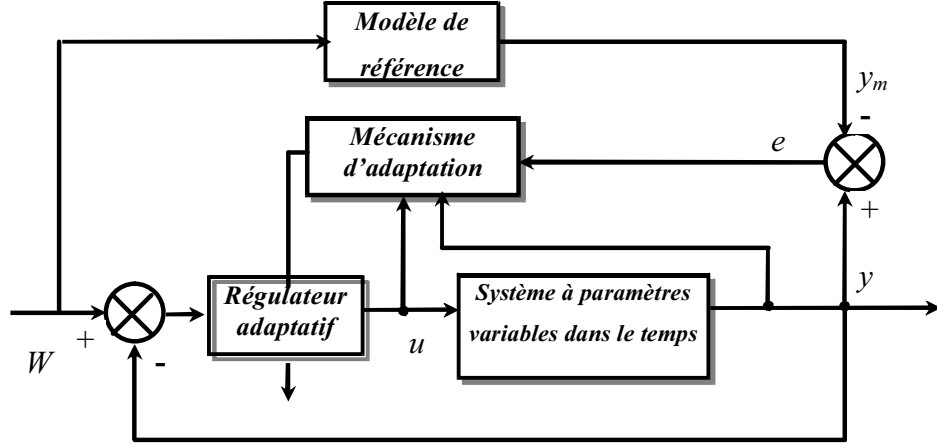


Figure (5-3) : Commande adaptative directe avec modèle de référence

La mise à jour des paramètres du régulateur adaptatif se fait selon les méthodes d'identification les plus populaires: algorithme des moindres carrés récurrents et l'algorithme d'adaptation du gradient.

5- 2 Commande prédictive adaptative version directe

On a vu au quatrième chapitre lors de l'étude de la structure prédictive cascade proposée sous concept d'optimisation énergétique que cette structure souffre du manque de robustesse due aux variations paramétriques de la machine. L'extension vers la commande prédictive adaptative offre une alternative très intéressante afin de corriger les dérives paramétriques occasionnées par la non considération de lois de commande robustes. Pour ce faire, La commande prédictive adaptative version directe présente l'avantage majeur d'être plus pratique nécessitant une charge de calcul négligeable par rapport à la version indirecte [5-5].

5- 2 - 1 Reformulation de la loi de commande

Reprenons la loi de commande de l'équation (3-18) :

$$\tilde{U}_{opt} = M(W - F)$$

$$M = \left[G^T G + \lambda I_{N_u} \right]^{-1} G^T = \begin{pmatrix} M_1 \\ \vdots \\ M_{N_u} \end{pmatrix} \quad (5-1)$$

avec :

$$F = \mathbf{F} y(t) + \mathbf{H} \Delta u(t-1)$$

$$F = [f(t + N_1), \dots, f(t + N_2)]$$

$$\mathbf{F} = [F_{N_1}(q^{-1}) \dots F_{N_2}(q^{-1})]^T, \quad \mathbf{H} = [H_{N_1}(q^{-1}) \dots H_{N_2}(q^{-1})]^T$$

$$\tilde{U} = [\Delta u(t), \dots, \Delta u(t + N_u - 1)]^T$$

$$\hat{Y} = [\hat{y}(t + N_1), \dots, \hat{y}(t + N_2)]^T$$

$$W = [w(t + N_1), \dots, w(t + N_2)]^T$$

En exprimant la quantité (MW) de l'équation (5-1) sous forme de produit scalaire d'un vecteur paramètres $\theta(t)$ et du vecteur régresseur contenant les mesures disponibles sur la sortie et sur la commande à l'instant considéré $\phi(t)$, [5-1][5-5]:

$$\begin{aligned} MW &= \tilde{U} + M \mathbf{F} y(t) + M \mathbf{H} \Delta u(t-1) \\ MW &= \theta^T \phi(t) \end{aligned} \quad (5-2)$$

avec :

$$\begin{aligned} \phi(t) &= [y(t) \dots y(t-n_a) \tilde{U}^T \Delta u(t-1) \dots \Delta u(t-n_b)]^T \\ \theta^T &= [M\mathbf{F} \mathbf{I}_{nu} M\mathbf{H}] \end{aligned} \quad (5-3)$$

Le régulateur GPC fixe est synthétisé sous forme R-S-T par :

$$\begin{cases} S(q^{-1}) = (1 + M_1 \mathbf{H} q^{-1}) & , & \text{degré}[S(q^{-1})] = \text{degré}[B(q^{-1})] \\ R(q^{-1}) = M_1 \mathbf{F} & , & \text{degré}[R(q^{-1})] = \text{degré}[A(q^{-1})] \\ T(q^{-1}) = M_1 [q^{N_1} \dots q^{N_2}] \end{cases} \quad (5-4)$$

On remarque que la première ligne de la matrice paramètres $\theta(t)$ de la relation (5-3) n'est que les coefficients des polynômes $R = M_1 \mathbf{F}$ et $S^* = M_1 \mathbf{H}$.

Soit le vecteur de prédiction composé des sorties prédites entre les horizons de prédiction (N_1, N_2) et des valeurs des commandes futures sur l'horizon de commande N_u :

$$X(t + N_2) = [\hat{Y}^T \tilde{U}^T]^T \quad (5-5)$$

et le vecteur cible L de même dimension ($N_2 - N_1 + N_u + 1$) en considérant que le vecteur sortie $\hat{Y}$ doit converger vers le vecteur de consigne W et que le vecteur des incréments de commande $\tilde{U}$ doit converger vers zéro :

$$L(t + N_2) = [W^T \mathbf{0}]^T \quad (5-6)$$

Ainsi on peut définir l'erreur d'atteinte cible :

$$e_c(t + N_2) = X(t + N_2) - L(t + N_2) \quad (5-7)$$

L'erreur de performance est définie en utilisant une matrice pondération P de dimensions $(N_2 - N_1 + N_u + 1) \times N_u$ sur l'erreur d'atteinte cible afin de créer une dynamique d'annulation de l'erreur e_c [5-5]:

$$\begin{aligned} e_p &= P^T [e_c(t + N_2)] = P^T [X(t + N_2) - L(t + N_2)] \\ &= K(t + N_2) - K_I(t + N_2) \end{aligned} \quad (5-8)$$

$$K(t + N_2) = \begin{bmatrix} M & \lambda Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{Y} \\ \tilde{U} \end{bmatrix} = M\hat{Y} + \lambda Q\tilde{U}$$

avec :

$$K_I(t + N_2) = \begin{bmatrix} M & \lambda Q \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W \\ 0 \end{bmatrix} = MW \quad (5-9)$$

$$P^T = \begin{bmatrix} M & \lambda Q \end{bmatrix}$$

$$Q = \begin{bmatrix} G^T G + \lambda I_{N_u} \end{bmatrix}^{-1}, \quad M = QG^T$$

Les relations (5-8) traduisent l'erreur de performance qui existe entre l'indice de performance mesuré $K(t + N_2)$ et l'évaluation des performances espérées $K_I(t + N_2)$. Lorsque les paramètres évoluent dans le temps, l'indicateur de performances mesurées est différent de celui des performances espérées et dans le cas où le système n'évolue pas, les deux indices coïncident puisque les performances sont maintenues et l'erreur d'atteinte cible est nulle. La performance espérée du processus doit être égale à chaque instant à l'initiale :

$$K_I(t + N_2) = MW = \theta^T \phi(t) \quad (5-10)$$

L'objectif dans la commande adaptative est de minimiser l'erreur de performance à chaque pas, soit donc à atteindre :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} e_p(t) = 0 \quad (5-11)$$

$$e_p(t) = X(t) - \hat{\theta}(t - 1)^T \phi(t - N_2)$$

Le critère de performance à minimiser à présent est donné par :

$$\begin{aligned} \mathfrak{J}(t + N_2) &= e_p(t + N_2)^T e_p(t + N_2) \\ &= [X(t + N_2) - L(t + N_2)]^T [X(t + N_2) - L(t + N_2)] \end{aligned} \quad (5-12)$$

D'après les relations précédentes, un schéma de la commande prédictive adaptative directe DAGPC sous forme R-S-T est déduit selon la figure (5-4).

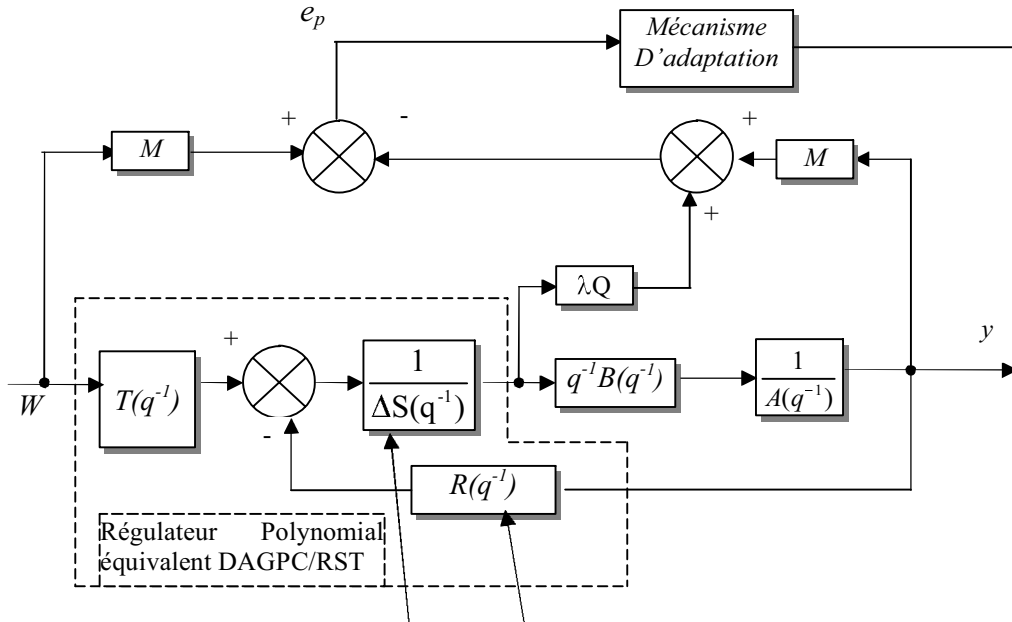


Figure (5-4) : Synthèse du Régulateur prédictif adaptatif direct sous forme R-S-T

5 - 2 - 2 Mise à jours du régulateur

La mise à jours du régulateur étant l'opération d'identification des paramètres de la matrice des paramètres $\Theta(t)$. Pour se faire, il faudra construire un modèle ajustable qui sera piloté par l'algorithme d'adaptation paramétrique. On se propose lors de cette étude de présenter les méthodes les plus utilisées sans pour autant balayer les autres variantes existantes, à savoir la méthode des moindres carrés récursives M.C.R et celle du gradient.

L'algorithme du gradient à comme objectif de minimiser un critère quadratique en terme d'erreur de prédiction en se déplaçant dans le sens de décroissance le plus rapide du critère avec un pas Γ constant et présente des risques d'instabilité si le gain d'adaptation est mal choisi. En effet, au voisinage de l'optimum, si le gain Γ n'est pas assez faible, on risque d'avoir des oscillations autour du minimum. D'autre part, pour avoir une rapidité de convergence au début quand on est loin de l'optimum, le gain Γ doit avoir une grande valeur [5-1].

L'algorithme des moindres carrés récursifs offre en fait un tel profile de variation du gain d'adaptation $\Gamma(t)$ avec la différence par rapport à la méthode du gradient que cette matrice gain d'adaptation est maintenant variable dans le temps puisqu'elle dépend des mesures corrigeant automatiquement la direction du gradient et la longueur du pas. Pour cette raison la méthode M.C.R. semble prometteuse surtout lorsqu'il s'agit de système linéaire [5-9].

Il s'agit pour l'instant de minimiser un indice de performance en terme d'erreur de prédiction [5-5]:

$$\mathfrak{J}(\hat{\theta}, t) = \sum_{k=0}^{k=t} \left([X(k + N_2) - \hat{\theta}^T(k + N_2) \phi(k)]^T [X(k + N_2) - \hat{\theta}^T(k + N_2) \phi(k)] \right) \quad (5-13)$$

La solution au sens des moindres carrés est donnée lorsque $\frac{\partial \mathfrak{J}(\hat{\theta}, t)}{\partial \hat{\theta}} = 0$ par :

$$\hat{\theta}(t + N_2) = \underbrace{\left[\sum_{k=0}^{k=t} \phi(k) \phi(k)^T \right]^{-1}}_{\text{matrice gain d'adaptation}} \sum_{k=0}^{k=t} \phi(k) X(k + N_2)^T \quad (5-14)$$

On obtient ainsi une forme équivalente de l'algorithme d'adaptation paramétrique des moindres carrés récursifs par:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t + N_2) &= \hat{\theta}(t + N_2 - 1) + \Gamma(t) \phi(t) e_p(t + N_2) \\ \Gamma(t + N_2)^{-1} &= \Gamma(t)^{-1} + \phi(t) \phi(t)^T \\ \Gamma(t + N_2) &= \Gamma(t) - \frac{\Gamma(t) \phi(t) \phi(t)^T \Gamma(t)}{1 + \phi(t)^T \Gamma(t) \phi(t)} \\ e_p(t + N_2) &= X(t + N_2) - \hat{\theta}(t + N_2 - 1)^T \phi(t) \end{aligned} \quad (5-15)$$

Pour le choix du gain d'adaptation, des indications sont données dans [5-1][5-3].

5- 3 Stabilité de la commande DAGPC-RST

Les concepts classiques d'analyse de stabilité des systèmes linéaires ne peuvent s'appliquer aux structures adaptatives globalement non linéaires (structures à deux boucles), même si les paramètres du système dérivent lentement dans le temps. Seule la stabilité aux sens de Lyapunov peut s'envisager. D'autres points supplémentaires sur l'analyse de stabilité de la DAGPC peuvent être consultés dans [5-5][5-6].

5- 4 Système de configuration de la DAGPC-RST

La synthèse du régulateur prédictif adaptatif est récapitulée par les démarches suivantes :

1. Synthèse du régulateur prédictif sous forme RST sur le système à paramètres constants en choisissant le jeu de paramètres de réglage stabilisant le système de régulation autour du point 'nominal' :

$$\begin{cases} S(q^{-1}) = (1 + M_1 \mathbf{H} q^{-1}) & , \quad \text{degré}[S(q^{-1})] = \text{degré}[B(q^{-1})] \\ R(q^{-1}) = M_1 \mathbf{F} & , \quad \text{degré}[R(q^{-1})] = \text{degré}[A(q^{-1})] \\ T(q^{-1}) = M_1 [q^{N_1} \dots q^{N_2}] \end{cases} \quad (5-16)$$

2. Mesure de la sortie $y(t)$ et calcul de l'indice de performances mesurées :

$$K(t) = [M \quad \lambda Q] \begin{bmatrix} \hat{Y} \\ \tilde{U} \end{bmatrix} = M\hat{Y} + \lambda Q\tilde{U} \quad (5-17)$$

3. Calcul de l'erreur de performance

$$e_p(t) = K(t) - \hat{\theta}(t-l)^T \phi(t-N_2) \quad (5-18)$$

4. Calcul de la matrice des paramètres du régulateur par :

$$\hat{\theta}(t+N_2) = \hat{\theta}(t+N_2-l) + \Gamma(t) \phi(t) e_p(t+N_2) \quad (5-19)$$

$$\Gamma(t+N_2) = \Gamma(t) - \frac{\Gamma(t) \phi(t) \phi(t)^T \Gamma(t)}{1 + \phi(t)^T \Gamma(t) \phi(t)}$$

5. Mise à jour du vecteur des paramètres du régulateur. En effet le polynôme T reste constant, seuls les coefficients du polynôme R sont les (n_a+1) premiers termes du vecteur $\Theta(t)$ et les coefficients de S^* correspondent aux (n_a+N_u+2) à $(n_a+n_b+N_u+1)$ du vecteur $\Theta(t)$.
6. Application de la commande $u(t)$ au système en utilisant :

$$\Delta u(t) = T(q^{-l}) w(t) - R(q^{-l}) y(t) - S^*(q^{-l}) \Delta u(t-l) \quad (5-20)$$

5- 5 Application à la boucle de vitesse

Le modèle continu caractérisant le transfert couple-vitesse est déduit de l'équation mécanique suivante :

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{c_{em}(s)} = \frac{1}{J s + f} = \frac{1/f}{(J/f) s + 1}$$

La procédure d'identification du modèle discret du point nominal s'obtient par deux méthodes :

- La méthode de la fonction de transfert discrète (table de la transformée en z).
- La méthode de l'identification automatique en générant une S.P.B.A riches en fréquences

Les performances nominales requises du système sont :

- Marge de stabilité suffisante
- Temps de réponse spécifié
- Dépassement de l'ordre de 10%
- Erreur statique nulle

Le régulateur GPC nominal détermine les performances "nominales" et sert à initialiser l'algorithme d'adaptation. Le réglage suivant répond aux exigences précédentes en choisissant le jeu de paramètres suivant :

$$N_1=1, N_2=6, N_u=1, \lambda=\text{tr}(G^T G)=5.4980$$

Le tracé de Black du système corrigé autour du point nominal de la figure (5-5) montre que le réglage choisi possède de bonnes caractéristiques fréquentielles (marge de gain=13.97dB et marge de phase de 48°). L'horizon maximal de prédiction est choisi égal à 6 afin de créer un certain dépassement de l'ordre de 10%, alors que la période d'échantillonnage est prise égale $T_e=10^{-4}$ afin de sensibiliser la fonction de transfert aux variations paramétriques, notamment la constante de temps mécanique.

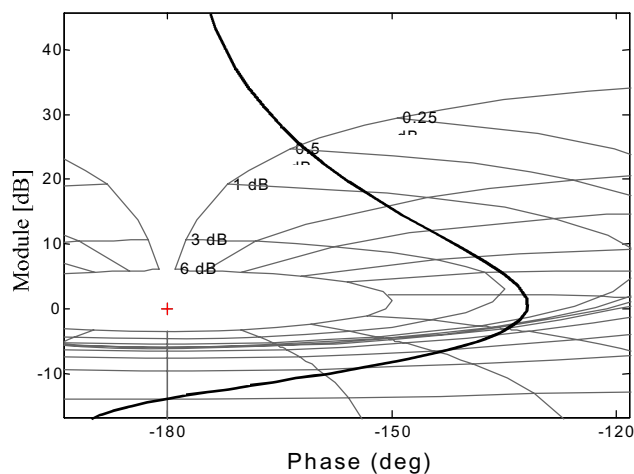


Figure (5-5) : Tracé de Black du système corrigé au point nominal

Le régulateur GPC nominal est maintenant testé en présence des variations paramétriques notamment la variation de la constante de temps mécanique ($\tau=J/f$) en considérant des variations extrêmes et par paliers du moment d'inertie et du coefficient de

frottement. La valeur normalisée de cette constante de temps décroît par palier de sa valeur nominale τ_n jusqu'à $(0.55\tau_n)$, puis croît à la valeur $(1.25\tau_n)$ ensuite à $(1.5\tau_n)$ avant de regagner sa valeur nominale comme il est illustré par la figure (5-6).

La sortie vitesse du moteur est illustrée pour deux version du GPC nominal : la première considère un régulateur nominal où la constante de temps mécanique est constante et égale à sa valeur nominale (GPC fixe) alors que la seconde prend les variations de cette constante de temps en considération (GPC variable). Il est clair de voir l'influence de ces dérives paramétriques sur le comportement de la sortie notamment dans l'intervalle de temps $[0.02-0.03]$ s où les perturbations paramétriques deviennent importantes et la vitesse devienne instable.

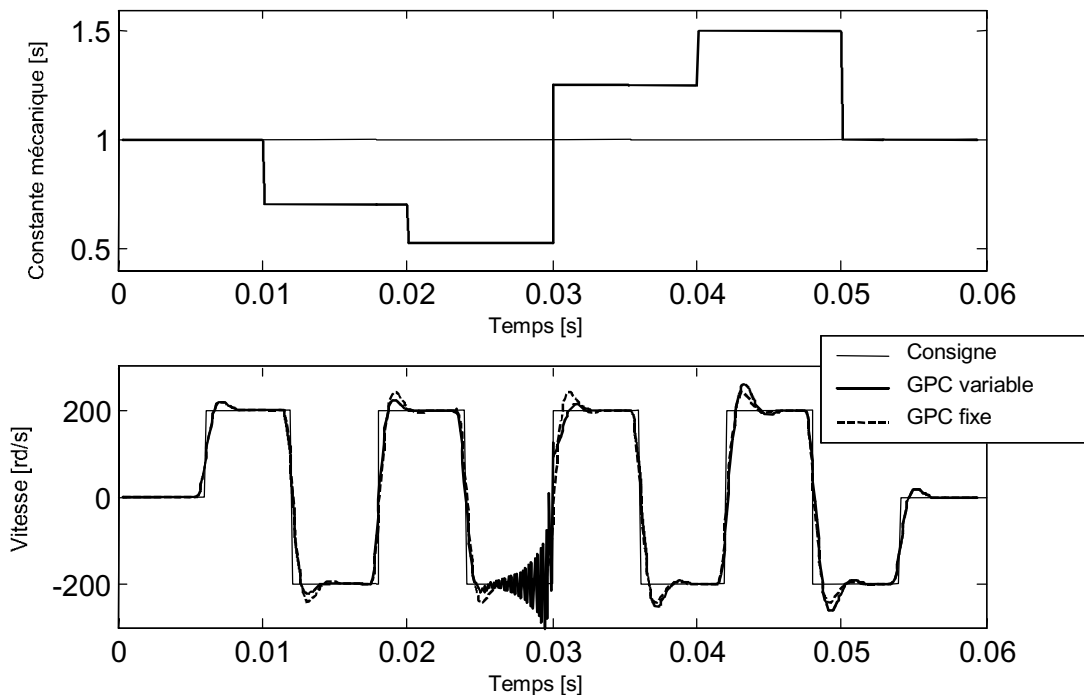


Figure (5-6) : Illustration de la vitesse lors des variations de la constante mécanique pour un GPC nominal.

La boucle adaptative a pour but de corriger et d'améliorer le comportement dynamique de la sortie en présence de perturbations paramétriques. La figure (5-7) représente toujours la sortie vitesse pour deux version du GPC : la version GPC nominal et GPC adaptatif utilisant la méthode des M.C.R dont la matrice de gain d'adaptation choisi au démarrage égale à $0.01I$.

Les figures (5-8-a), (5-8-b), (5-8-c) et (5-8-d) montrent clairement la capacité de la structure adaptative à maintenir le comportement souhaité au nominal en présence des dérives paramétriques en terme de temps de réponse, dépassement et surtout la stabilité de cette structure en présence de variations sévères comme le témoigne la figure (5-8-b). L'apport de la structure adaptative est déjà très important lorsqu'on s'aperçoit que sans la boucle adaptative la sortie devienne instable (cas du GPC nominal).

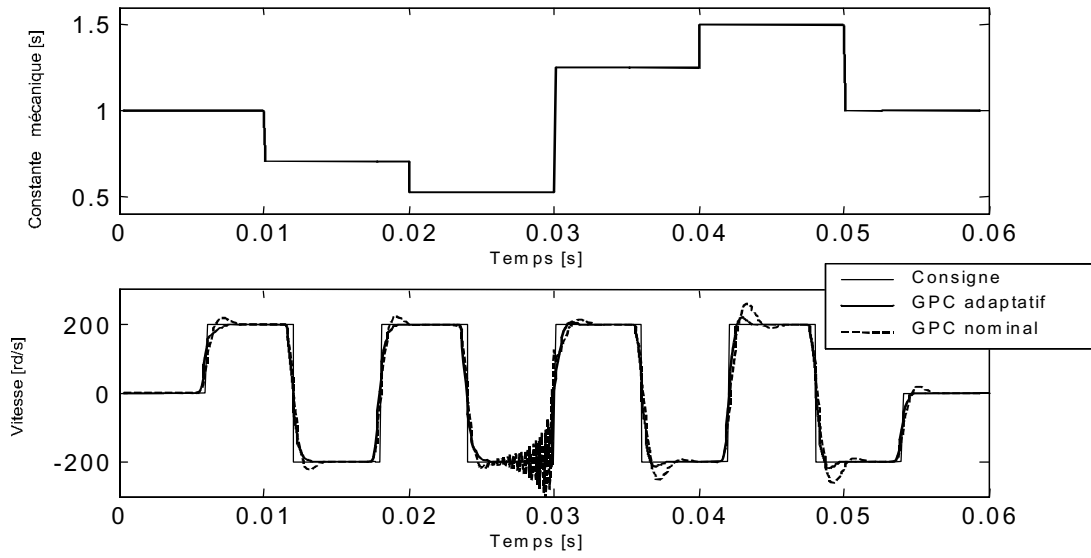


Figure (5-7) : Illustration de la vitesse lors des variations de la constante mécanique pour un GPC adaptatif et un GPC nominal.

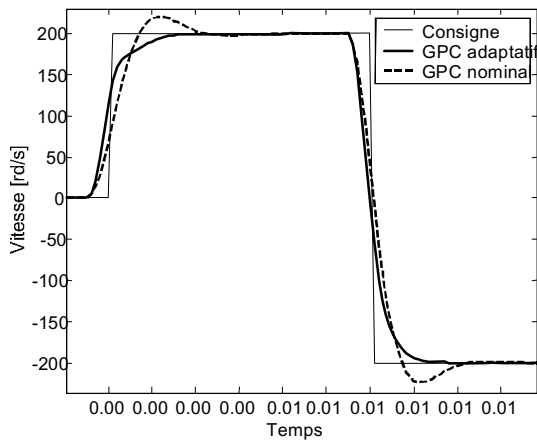


Figure (5-8-a)

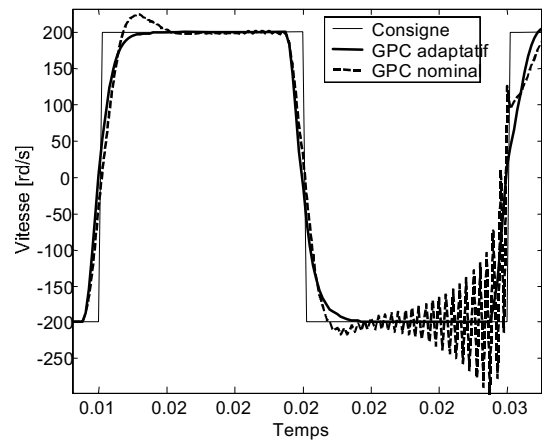


Figure (5-8-b)

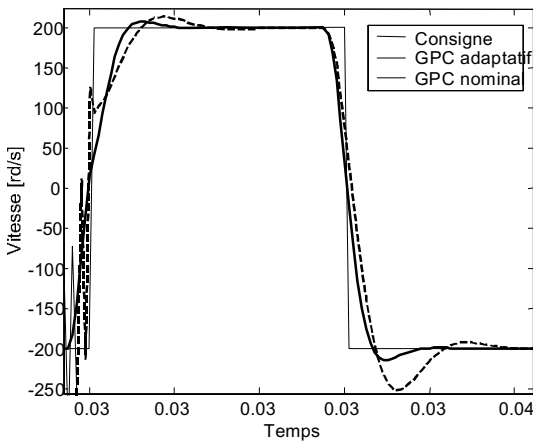


Figure (5-8-c)

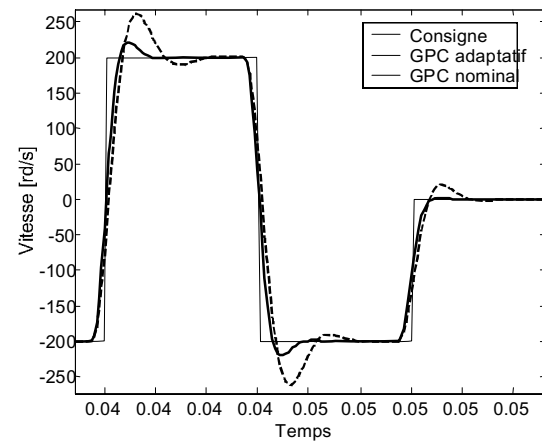


Figure (5-8-d)

Figure (5-8) : Vitesse du moteur pour différentes zones de variation de la constante de temps mécanique

La supériorité de la structure adaptative se confirme aussi de point de vue énergie consommée par la commande lorsque on s'aperçoit d'après la figure (5-9) que l'énergie dégradée au niveau de l'organe de réglage adaptatif est moins importante que pour le réglage non adaptatif confirmant ainsi l'objectif de la commande prédictive généralisée en consommant le moins d'énergie possible pour la commande alors que l'évolution du vecteur paramètres du modèle pendant le cycle de fonctionnement choisi est illustré d'après la figure (5-10).

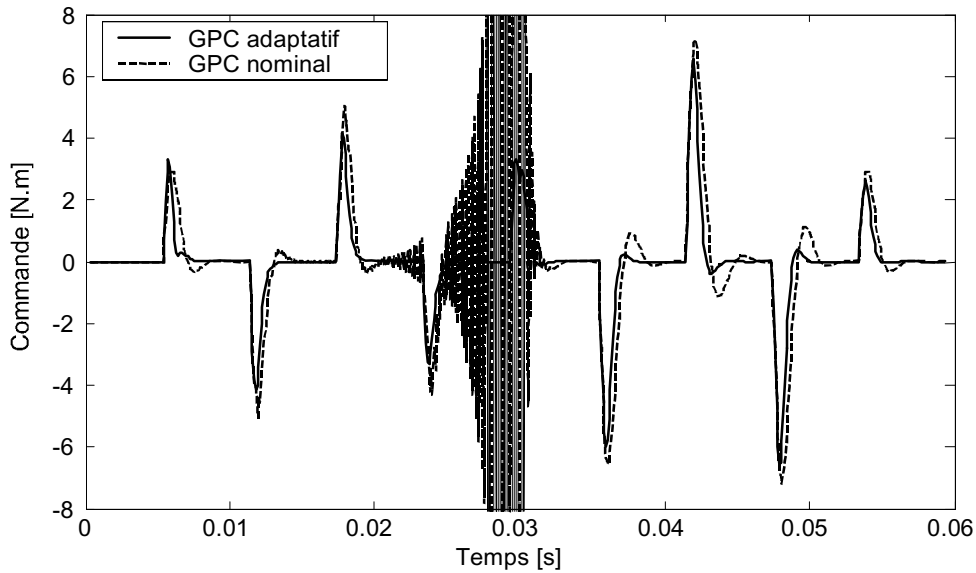


Figure (5-9) : Commande appliquée pour les deux cas :GPC adaptatif et GPC nominal

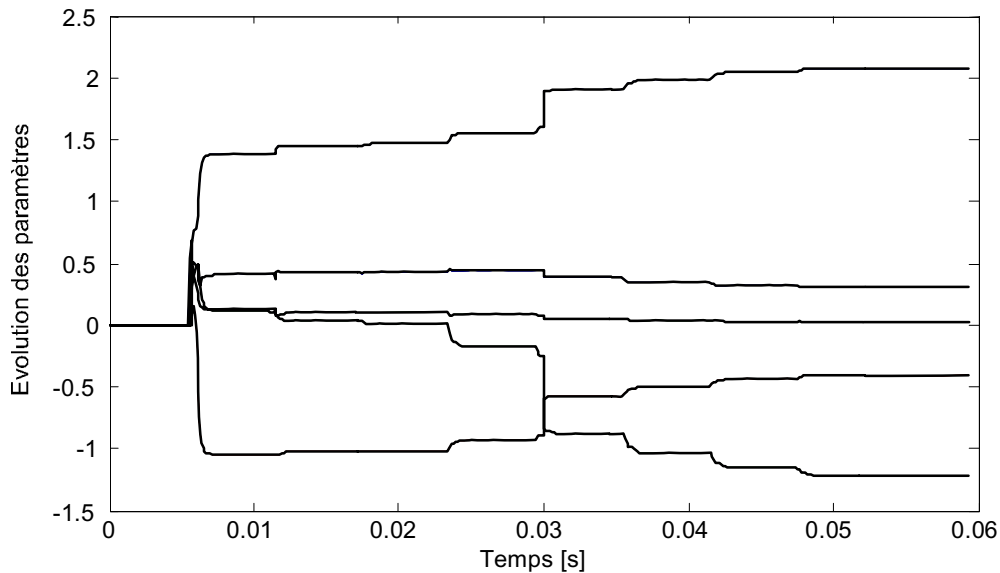


Figure (5-10) : Evolution du vecteur paramètres

Pour confirmer les remarques précédentes, on examinera un test portant sur la réjection de perturbations pour les deux versions de régulateurs d'après les figures (5-11-a) et (5-11-b). Il est clair que la dynamique de réjection pour la structure adaptative est meilleure de point de vue amplitude et durée.

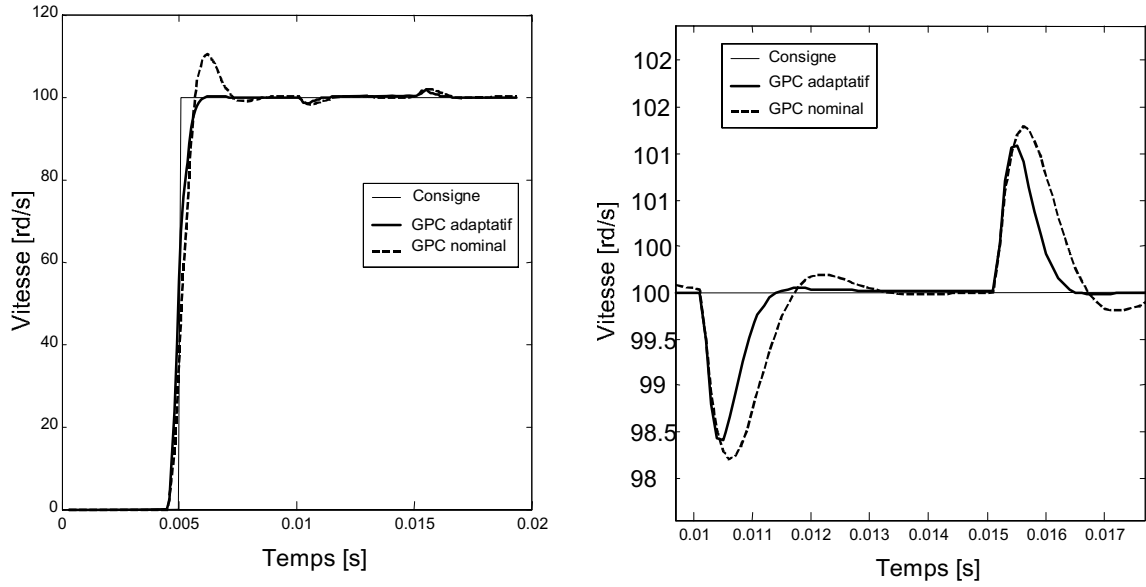


Figure (5-11) : dynamiques de réjection de perturbation des deux méthodes

5- 6 Application à la Boucle du flux

L'équation d'estimation du flux rotorique s'écrit :

$$T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_r = L_m i_{ds} \quad (5-21)$$

que l'on pourra écrire dans le plan de Laplace par :

$$G(s) = \frac{\phi_r(s)}{i_{ds}(s)} = \frac{L_m}{T_r s + 1}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (5-22)$$

En s'inspirant de la loi de variation de la résistance rotorique en fonction de la température $R_r(T) = R_{r0}(1 + \alpha_{at}(T - T_0))$, on pourra utiliser le scénario de variation de la constante de temps rotorique $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ comme étant des variations linéaires.

Les performances nominales requises du système sont presque identiques à ceux pris pour la boucle de la vitesse (Marge de stabilité suffisantes, Temps de réponse et dépassement spécifiés, Erreur statique nulle).

Les paramètres de réglage pris pour cette boucle sont :

$$N_1=1, N_2=5, N_u=1, \lambda=\text{tr}(G^T G)=8.4959 \text{ e-}6$$

Le tracé de Black du système corrigé autour du point nominal est illustré d'après la figure (5-12). Les caractéristiques fréquentielles sont : marge de gain=13.64 dB et marge de phase de 45°.

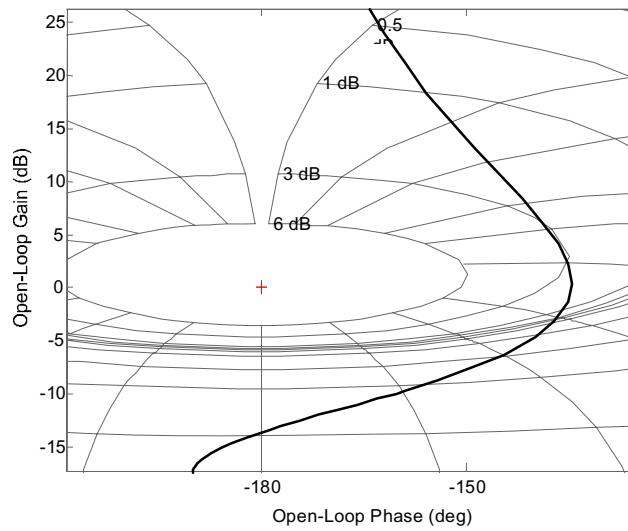


Figure (5-12) : Tracé de Black au point nominal de la boucle de flux

L'algorithme de la commande prédictive adaptative directe est testé maintenant pour des variations linéaires de la constante de temps rotorique. La loi de variation est prise comme étant une fonction linéaire décroissante dans l'intervalle $[0.01-0.02]$ s puis une fonction linéaire croissante dans l'intervalle $[0.02-0.04]$ s et enfin à nouveau une fonction décroissante entre $[0.04-0.05]$ s correspondant à une variation de la constante rotorique entre les valeurs extrêmes $[0.5 Tr_n - 1.5 Tr_n]$ comme il est indiqué d'après la figure (5-13). La norme du flux rotorique est illustrée pour les deux versions de la commande prédictive : GPC adaptatif et GPC nominal.

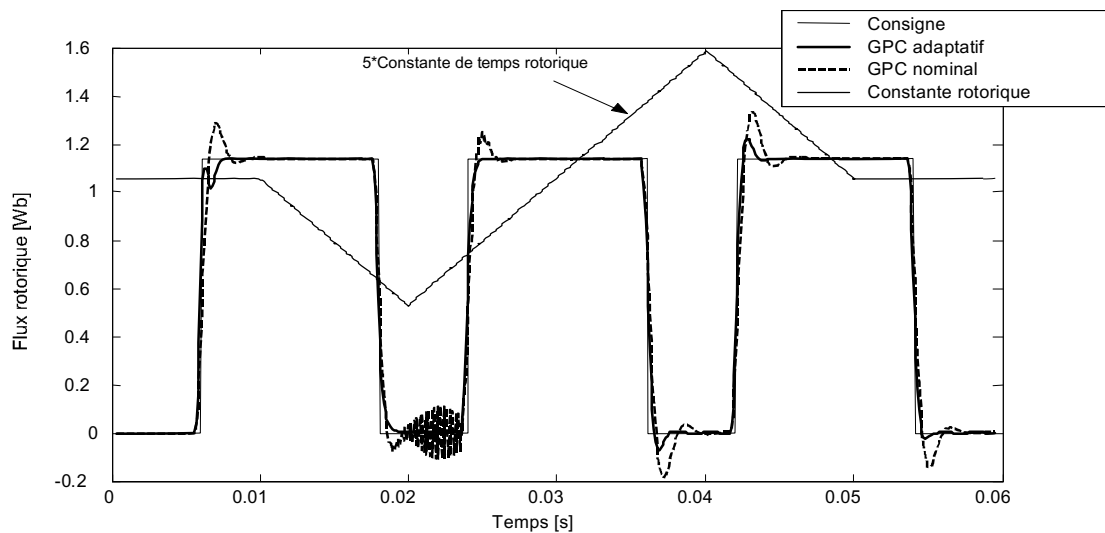


Figure (5-13) : Norme du flux pour les deux structures prédictives adaptative et nominale lors d'une variation linéaire de la constante rotorique.

Un agrandissement des différentes zones de la figure (5-14) est donné pour clarifier les dynamiques transitoires et statiques des deux méthodes. Pour la figure (5-14-a), on s'aperçoit que malgré que la méthode adaptative semble au démarrage relativement lente à cause du temps mis par le mécanisme d'adaptation, mais elle regagne la consigne avec un temps

meilleur que la structure nominale comme le témoigne la figure (5-14-c), alors que la figure (5-14-b) illustre la capacité de la méthode adaptative à corriger les perturbations paramétriques causée par la constante rotorique.

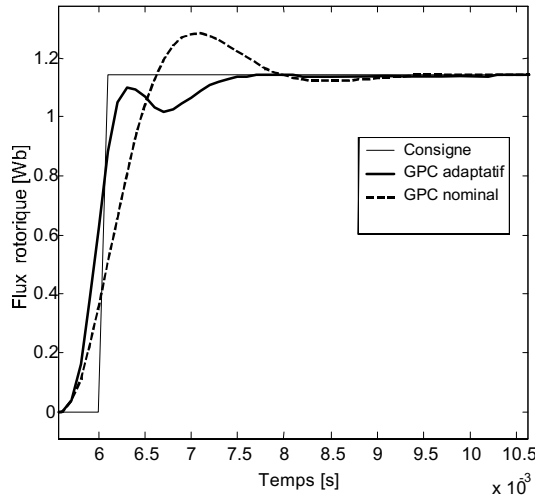
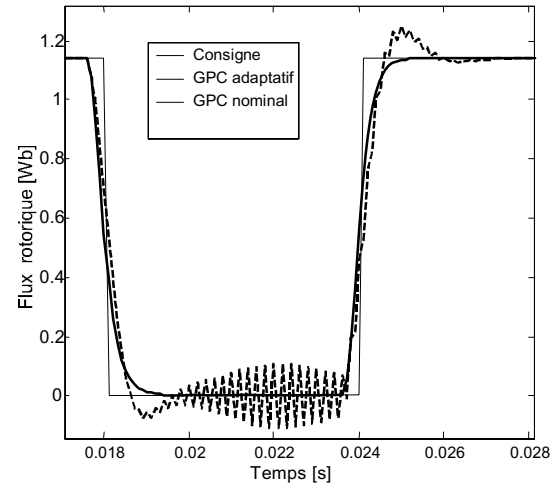


Figure (5-14-a)



Figure(5-14-b)

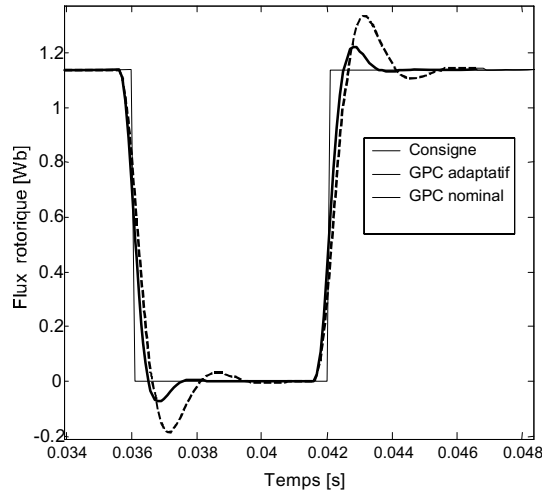


Figure (5-14-c)

En conclusion, les résultats précédents mettent en évidence la supériorité de la structure adaptative par rapport à la structure nominale en termes de temps de réponse, amplitude et durée des dépassement et la stabilité. L'impact bénéfique de la boucle adaptative est doré et déjà flagrant justifiant ainsi toute son utilité pour de tels systèmes.

5- 7 Introduction de la topologie du convertisseur

Classiquement, les structures de commande données sous concept d'optimisation énergétique pour la méthode LMC (à base de modèle des pertes) peuvent être données par la figure (5-15).

Les boucles de vitesse et du flux utilisent des régulateurs prédictifs adaptatifs type DAGPC, alors que les boucles des courants utilisent simplement des régulateurs type PI classiques.

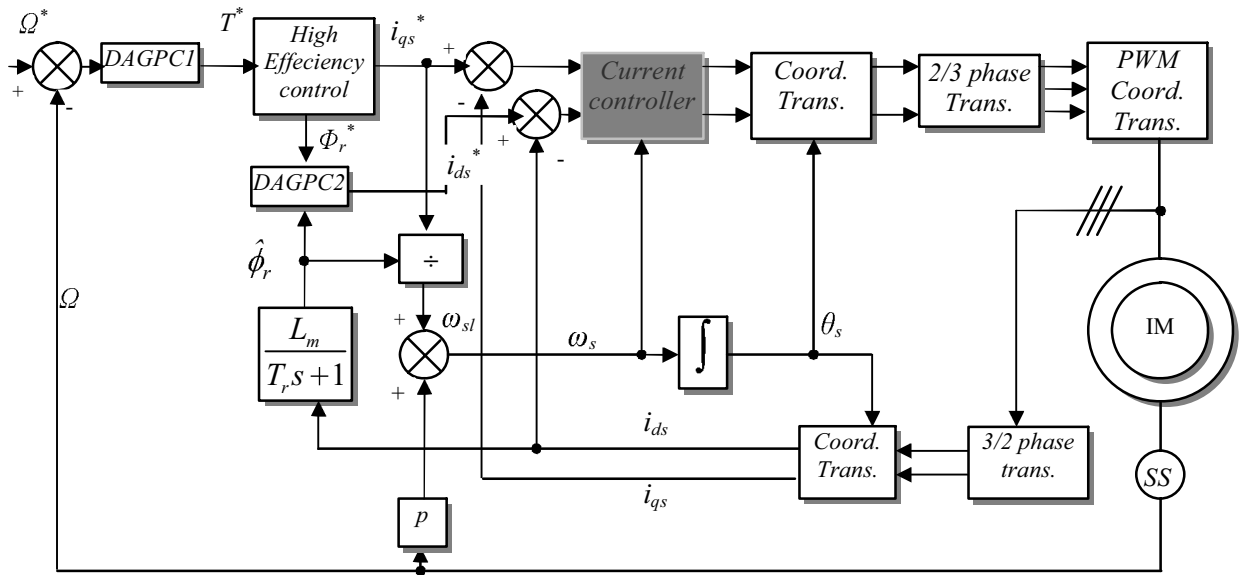


Figure (5-15) : Structure de commande proposée

Les lois de découplage entre V_{ds} et V_{qs} permettant de contrôler indépendamment le couple et le flux peuvent être déduites d'après les équations du modèle (2-36) comme suit [5-12]:

$$\begin{cases} i_{sd} + \frac{1}{\gamma} \frac{d i_{sd}}{dt} = \frac{1}{\gamma} \left(\frac{V_{sd}}{\sigma L_s} + \omega_s i_{sq} - \chi \phi_{rd} \right) \\ i_{sq} + \frac{1}{\gamma} \frac{d i_{sq}}{dt} = \frac{1}{\gamma} \left(\frac{V_{sq}}{\sigma L_s} - \omega_s i_{sd} - \frac{p\Omega}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} \phi_{rd} \right) \end{cases} \quad (5-23)$$

Les composantes de référence V_{ds1} et V_{qs1} se calculent à partir des courants i_{ds} et i_{qs} par les relations :

$$\begin{cases} i_{sd} + \frac{1}{\gamma} \frac{d i_{sd}}{dt} = \frac{V_{sd1}}{\sigma L_s \gamma} \\ i_{sq} + \frac{1}{\gamma} \frac{d i_{sq}}{dt} = \frac{V_{sq1}}{\sigma L_s \gamma} \end{cases} \quad (5-24)$$

Le découplage des tensions se fait selon les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \sigma L_s \chi \cdot \phi_r \\ V_{sq} = V_{sq1} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_r}{(1 + \sigma_r)} \phi_r \end{cases} \quad (5-25)$$

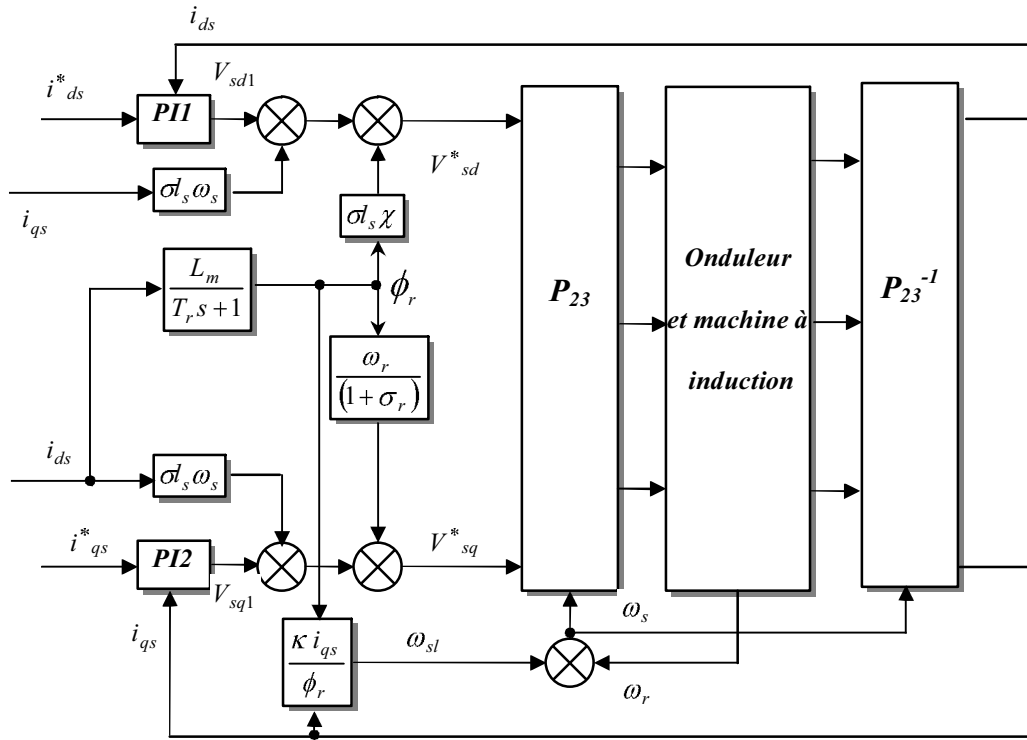


Figure (5-16) : Boucles des courants et découplage des tensions

La technique de la PWM utilisée est du type hystérésis (à fréquence variable). L'exemple de simulation suivant a pour but de montrer les allures de quelques signaux de la machine alimentée par l'onduleur de tension. La consigne vitesse étant de 150 rd/s puis de 300rd/s (fonctionnement dans la zone à couple constant). Les profiles de la vitesse et de la charge du moteur sont donnés selon la figure (5-17).

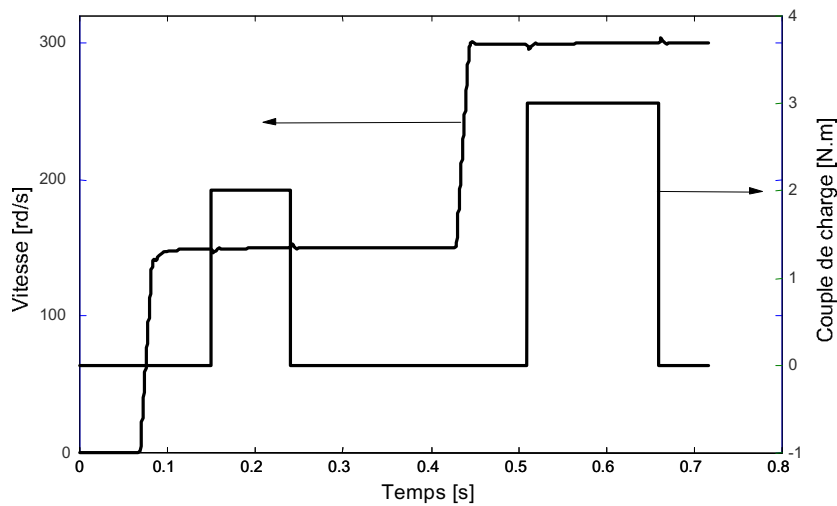


Figure (5-17) : Profiles de la vitesse et du couple de charge

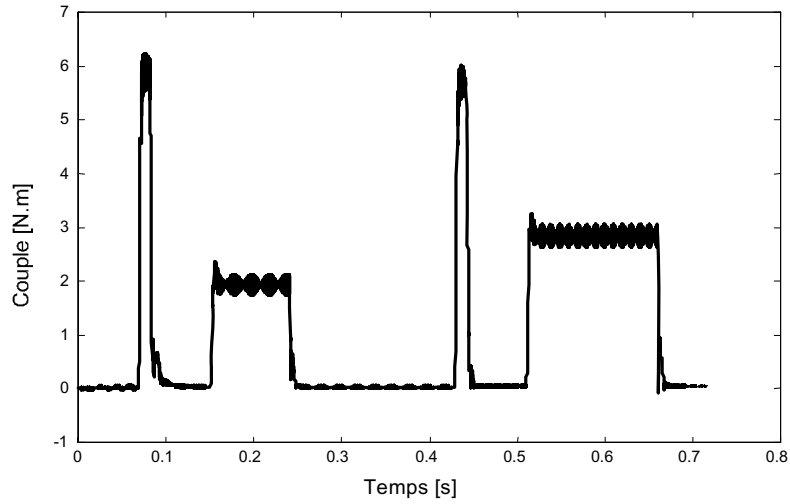


Figure (5-18) : Couple électromagnétique de la machine

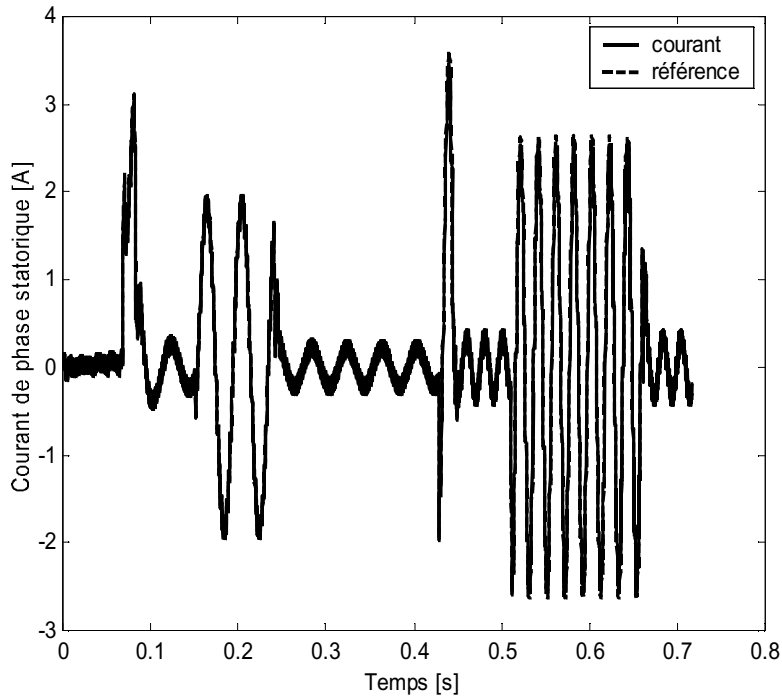


Figure (5-19) : Allures du courant de phase statorique.

Les figures (5-18) et (5-19) exposent les allures des grandeurs de la machine alimentée par l'onduleur de tension. Le couple électromagnétique et le courant de phase statorique sont affectés par l'hystérésis du variateur de fréquence selon la vitesse (donc la fréquence) et selon la charge de la machine.

5- 8 Conclusions

Ce dernier chapitre nous a permis de présenter une commande prédictive adaptative directe, d'une part, présentant l'avantage par rapport à la méthode indirecte d'être pratique du

moment que le gain en temps dans une application temps réel est non négligeable, et d'autre part en ayant deux avantages majeurs suivants:

- ✓ La robustification des lois de commande prédictifs du troisième chapitre, remédiant ainsi aux problèmes liés aux variations dans le temps des paramètres de la machine, en maintenant ainsi un haut niveau de performances dynamiques et statiques que le régulateur prédictif à paramètres fixes ne peut garantir.
- ✓ Faire fonctionner l'association convertisseur-machine dans le point énergétique optimal réel, permettant ainsi une optimisation du rendement de la chaîne de conversion d'énergie.

L'utilisation de la commande prédictive adaptative directe se justifie donc de lui-même, montrant ainsi des capacités supérieures à maintenir le comportement nominal pré-spécifié en termes de stabilité et robustesse, rapidité et dépassement, lorsque le système présente des dérives paramétriques au cours du temps ou mêmes des non-linéarités et cela avec un seul régulateur GPC initial au lieu de plusieurs régulateurs en plusieurs points de fonctionnement pour une approche multi-modèles.

Bibliographie

- [5-1] I. D. Landau, " Identification et commande des systèmes", 2^{ème} édition, Hermès, 1993.
- [5-2] G. Grellet et G. Clerc, " Actionneurs électriques, Principes-modèles-commande", Editions Eyrolles, 1996.
- [5-3] I. D. Landau, R. Lozano and M. M'Saad, " Adaptive control ", Springer, 1997.
- [5-4] J. J. Slotine and L. Weiping, , "Applied Nonlinear control ", Prentice Hall, 1991.
- [5-5] G. Ramond, " Contribution à la commande prédictive généralisée adaptative directe et applications", thèse de doctorat de l'école SUPELEC, France 2000.
- [5-6] C. Pimenta, J. M. Rosario and D. Dumur, "Application of direct adaptive generalized predictive control (GPCAD) to a robotic joint", IEEE conf. on ---, 2003.(0-7803-7912-8/03/2003 IEEE).
- [5-7] M. C. Ficcaro, G. Griva and F. Profumo, " Adaptive predictive speed controller for induction motor drives", IEEE conf. on --, 1999. (0-7803-5735-3/99 IEEE)
- [5-8] M. C. Ficcaro, R. Lamaison, J. Peracaula and J. Rodellar " Design of a speed regulator for induction motor drives on adaptive predictive control algorithm", IEEE conf. on --, 1996. (0-7803-2972-4/96 IEEE).
- [5-9] N. Golea and A. Golea, " High performance adaptive field oriented model reference control of current –fed induction motor", JEEEC journal, vol. 57, NO. 2, pp. 78-86, 2006.

- [5-10] A. Golea, " Contribution d'une méthodologie de conception des associations convertisseurs - machines", Thèse de doctorat, INPG Grenoble, France 1994.
- [5-11] W. Leonard, " Control of electrical drives ", Springer- Verlag, Berlin, 1990.
- [5-12] J. Jung and K. Nam, " A vector control scheme for EV induction motors with a series iron loss model ", IEEE trans. On Industrial electronics, vol. 45, pp. 617-624, 1998.

Conclusions

En guise de conclusion au travail effectué, nous pouvons énoncé et conclure les points suivants :

- ✓ En premier lieu, nous soulignons que le modèle empirique de la machine à induction utilisé dans notre approche est suffisamment réaliste puisque il intègre la plupart des phénomènes essentielles surgissants le fonctionnement réel de la machine, notamment, les pertes fer, l'effet de peau et la saturation. Toutefois, il est toujours possible d'enrichir ce modèle sans le remettre en cause, par la prise en compte d'autres phénomènes tels que les phénomènes thermiques, l'effet des harmoniques d'encoches et d'espaces, la répartition non sinusoïdale des f.m.m et des f.e.m, ...
- ✓ Il n'existe toujours pas de méthode énonçant une règle de choix du jeu de paramètres de design assurant la stabilité. Les règles existantes peuvent servir de guide seulement à l'utilisateur pour concevoir un GPC stable.
- ✓ Même si les procédés dans les machines électriques sont mono-variables, simples (du premier ordre) et stables, la commande GPC s'applique pour les processus mono ou multi variables, stables ou instables, avec ou sans retard pur, à déphasage non minimal, systèmes flexibles , etc., avec extension possible aux systèmes non linéaires. Aussi elle tient compte des contraintes sur les variables d'état.
- ✓ Remarquable richesse de la commande prédictive à base de modèle. En effet, la commande GPC regroupe un ensemble de techniques qui s'appliquent pour des tâches bien définies et chaque technique tente de pallier les inconvénients des autres techniques.
- ✓ La commande GPC doit être utilisée à bon escient, c'est une commande qui n'est pas en compétition avec les régulateurs classiques (PI, PID, ...). Toutefois, il ne faut pas s'accrocher, même en jouant toutes les astuces du métier, à ces régulateurs lorsqu'ils sont dépassés (éviter le monoculture technique).
- ✓ Synthèse du GPC sous forme R-S-T est très pratique, une telle démarche à un double effet :
 - L'approche polynomiale permet d'avoir une rapidité de traitement meilleure que la structure algorithmique, puisque les polynômes R-S-T se calcul hors-ligne ce qui réduit nettement le temps de calcul de la boucle temps réel.
 - L'approche polynomiale offre la possibilité d'analyser la stabilité du système dans le plan fréquentiel. En effet, cette opération hors-ligne est une stratégie très bénéfique pour la détermination du jeu de paramètres (N_1 , N_2 , N_u , λ) garantissant la stabilité juste avant l'application de la commande sur le système réel.
- ✓ L'algorithme d'optimisation énergétique doit inclure tout type de pertes, soit du côté machine soit du côté convertisseurs. Une telle démarche à l'avantage de faire fonctionner l'actionneur dans le point à rendement maximal.

- ✓ L'algorithme d'optimisation énergétique *sous contraintes* permet de prendre en considération les conditions réelles de fonctionnement de l'association convertisseur-machine. En effet, au régime de surcharge, le convertisseur de fréquence ne peut délivrer la puissance requise par la machine, donc notre approche tente de dévoiler cette partie cachée de fonctionnement des machines électriques.
- ✓ Les dérives paramétriques causées par les variations des paramètres de la machine lors du fonctionnement de celle-ci ne permettent pas le fonctionnement de l'actionneur dans le point exacte à rendement maximal, et cela à cause de la saturation, la température, l'effet pelliculaire, etc.... Donc, il faut recourir aux lois de commande permettant le fonctionnement dans le point exacte à pertes minimales, notamment la commande adaptative.
- ✓ L'adjonction de la commande adaptative avec la commande prédictive à un double effet :
 - Obtention d'un haut niveau de performances dynamiques et statiques que le régulateur prédictif à paramètres fixes ne peut satisfaire malgré une certaine robustesse.
 - Faire fonctionner l'actionneur dans le point exacte à rendement maximal.

Enfin, ***les perspectives*** qui nous apparaissent importantes à l'issue de nos travaux de thèse peuvent être orientées vers l'intégration des aspects *non-linéaires* de la machine dans les algorithmes de la commande prédictive adaptative. Aussi repenser à la prise en considération des pertes durant le régime transitoire, et par conséquent à la reformulation de l'algorithme d'optimisation énergétique en l'incluant dans la fonction coût à minimiser de la commande prédictive (critère quadratique à minimiser de l'algorithme prédictif a un double objectifs : optimisation de la commande d'une part et d'autre part, optimisation des pertes).

Annexe A

Résolution des équations de Diophantine

En présence de perturbations aléatoires (perturbations stochastiques qui ne peuvent pas être décrites de façon déterministe, puisque elles ne sont pas reproductibles), on considère un système SISO avec retard, décrit par le modèle linéaire discret suivant :

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-na) = b_0 u(t-d) + b_1 u(t-d-1) + \dots + b_{nb} u(t-d-nb) + e(t) \quad (A-1)$$

Avec $y(t)$: sortie du processus
 $u(t)$: commande appliquée à l'entrée
 d : retard du système,
 q^{-d} : opérateur du retard
 $e(t)$: terme lié aux perturbations.

Les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont définis comme suit :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} = 1 + \sum_{i=1}^{i=na} a_i q^{-i} \quad (A-2)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} = \sum_{i=0}^{i=nb} b_i q^{-i}$$

La forme du terme lié à la perturbation définit le système de modélisation (processus + perturbation) :

$$e(t) = C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{D(q^{-1})} \quad (A-3)$$

$\xi(t)$: séquence aléatoire survenant à un instant t quelconque

Le modèle CARIMA à partir duquel sera dérivée l'expression de la loi de commande GPC est donnée par la relation :

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

Soit à résoudre les identités Diophantiennes suivantes :

$$\begin{aligned} \Delta(q^{-1})A(q^{-1})E_j(q^{-1}) + q^{-l}F(q^{-1}) &= 1 \\ G_j(q^{-1}) + q^{-l}H_j(q^{-1}) &= B(q^{-1})E_j(q^{-1}) \end{aligned} \quad (A-5)$$

avec

$$\begin{aligned} E_j(q^{-1}) &= e_0^j + e_1^j q^{-1} + \dots + e_{j-1}^j q^{-(j-1)} \\ F_j(q^{-1}) &= f_0^j + f_1^j q^{-1} + \dots + f_{na}^j q^{-na} \end{aligned} \quad , \deg(E_j) = (j-1), \deg(F_j) = na$$

$$\begin{aligned}\tilde{A}(q^{-1}) &= \Delta(q^{-1})A(q^{-1}) = \alpha(q^{-1}) = \alpha_0 + \alpha_1 q^{-1} + \dots + \alpha_{na+1} q^{-(na+1)} \\ G_j(q^{-1}) &= g_0 + g_1 q^{-1} + \dots + g_j q^{-j} \\ H_j(q^{-1}) &= h_0 + h_1 q^{-1} + \dots + h_{nb-2} q^{-(nb-2)}\end{aligned}\tag{A-6}$$

On multipliant l'équation (A-4) par $q^j E_j(q^{-1}) \Delta(q^{-1})$, le prédicteur utilisé sur un horizon de prédiction défini entre N_1 et N_2 générant les sorties estimées est donné par :

$$\hat{y}(t+j) = E_j(q^{-1})B(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(q^{-1})y(t) + E_j(q^{-1})\xi(t+j)\tag{A-7}$$

avec: $\Delta u(t+j-1) = u(t+j-1) - u(t+j-2)$

□ Détermination de $\alpha(q^{-1})$:

$$\begin{aligned}\alpha_0 &= 1 \\ \alpha_i &= a_i - a_{i-1} \quad \text{pour } 1 \leq i \leq n_a \\ \alpha_{na+1} &= -a_{na}\end{aligned}$$

□ Détermination de $E_j(q^{-1})$

$$\begin{aligned}e_0^j &= 1 \\ e_i^j &= e_i^{j-1} \quad \text{pour } 0 \leq i \leq j-2 \\ e_{j-1}^j &= f_0^{j-1}\end{aligned}$$

□ Détermination de $F_j(q^{-1})$

$$f_i^j = -\alpha_{i+1} \quad \text{pour } 0 \leq i \leq n_a$$

Les autres termes se déduisent comme suit :

$$f_i^j = f^{j-1}_{i+1} - \alpha_{i+1} f_0^{j-1} \quad \text{Pour } 0 \leq i \leq n_a$$

$$f_{na}^j = -\alpha_{na+1} f_0^{j-1}$$

□ Détermination de $G_j(q^{-1})$

L'initialisation se calcule d'après :

$$\begin{aligned}g_0^1 &= b_0 \\ g_1^1 &= b_1\end{aligned}$$

Les autres termes se calculent d'après les récurrences suivantes :

$$\begin{aligned}g_i^j &= g^{j-1}_i \\ g_j^j &= h^{j-1}_0 + b_1 f^{j-1}_0\end{aligned} \quad \text{Pour } 1 \leq i \leq j-1$$

□ Détermination de $H_j(q^{-1})$

L'initialisation se calcule d'après :

$$h_i^1 = b_{i+2} \quad \text{Pour } 1 \leq i \leq n_b - 2$$

Pour les autre termes :

$$\begin{aligned} h_i^j &= h_{i+1}^{j-1} + b_{i+2} f_0^{j-1} \\ h_{nb-2}^j &= b_{nb} f_0^{j-1} \end{aligned} \quad \text{Pour } 1 \leq i \leq n_b - 3$$

Annexe B

Détermination des polynômes $A_r(q^{-1})$ et $B_r(q^{-1})$

La trajectoire de référence $y_r(t)$ est obtenue par filtrage de la consigne $w(t)$ et impose au système de répondre suivant le modèle de poursuite choisi et non pas suivant le réglage du jeu de paramètres (N_1, N_2, N_u, λ) . La relation liant la référence sortie à la consigne est alors :

$$y_r(t) = \frac{q^{-1} B_r(q^{-1})}{A_r(q^{-1})} w(t) \quad (\text{B-1})$$

Les polynômes $A_r(q^{-1}), B_r(q^{-1})$ déterminent la dynamique de poursuite.

Le problème d'atténuation des amplitudes du signal de commande trouve une solution grâce au modèle de référence imposé à la commande $u_r(t)$. Les auteurs dans [Irving 86] introduisent une commande de référence lié à la sortie de référence $y_r(t)$ par la relation suivante :

$$y_r(t) = \frac{q^{-1} B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u_r(t) \quad (\text{B-2})$$

$B_r(q^{-1})$ est choisi de manière à avoir au régime permanent de la consigne et de la trajectoire $y_r(\infty) = w(\infty)$, soit $B_r(q^{-1}) = B(q^{-1}) B^*(q^{-1})$ et en appliquant le théorème de la valeur finale pour les systèmes discrets avec un échelon à l'entrée, on aura :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} y_r(t) &= \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) y_r = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) z^{-1} \frac{B_r(z^{-1})}{A_r(z^{-1})} \frac{1}{(1 - z^{-1})} = 1 \\ &= \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) z^{-1} \frac{B(z^{-1}) B^*(z^{-1})}{A_r(z^{-1})} \frac{1}{(1 - z^{-1})} = 1 \end{aligned} \quad (\text{B-3})$$

Le polynôme $B^*(z^{-1})$ est un simple gain pour avoir $A_r(1) = B_r(1)$. Pour un échelon, on peut prendre $B^*(z^{-1}) = \frac{A_r(1)}{B(1)}$

$$\begin{aligned} \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) z^{-1} \frac{B(1) A_r(1)}{A_r(1) B(1) (1 - z^{-1})} &= 1 \end{aligned}$$

Pour le choix de $Ar(q^{-l})$ qui est défini par l'utilisateur, ce polynôme fixe la dynamique en boucle fermée, il spécifie le type de ralliement que l'on souhaite effectuer vis à vis de la consigne. Généralement c'est un système du second ordre ayant un coefficient d'amortissement ζ et une pulsation propre ω_0 .

Annexe C

Données de la machine utilisée

Valeurs nominales : 1kW, 220/380 V – 50Hz, 2.2/3.8 A, p=1, 2880 tr/min.

- Résistance statorique $R_s=6.4 \Omega$
- Résistance rotorique ramené coté stator $R_r=2.927 \Omega$ (correspond au glissement nominal $g_n=0.04$, sur la courbe de l'effet de peau (2-3))
- Inductance propre statorique $L_s=0.54 H$ (correspond a la valeur du courant de magnétisation nominale sur la courbe de saturation (2-4))
- Inductance propre rotorique $L_r=0.54 H$
- Inductance de magnétisation : $l_s=l_r=0.0228 H$
- Inductance mutuelle $L_m=0.517 H$
- Coefficient de frottement $f=1.83 e-4 Nms/rad$
- Moment d'inertie $J=5.93 e-4 Nms^2/rad$