

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

*MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE*

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département du Génie Electrique
Spécialité Automatique

Projet de fin d'études

***Pour l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'état en Automatique***

THÈME

**Commande Prédictive Généralisée
Application sur la Machine
Asynchrone triphasée**

Proposé et dirigé par :

M.M.S. BOUCHERIT

Etudié par :

M. ATCHI Mohamed

Juin 2007

*Laboratoire de commande des processus
Ecole Nationale Polytechnique, 10, Ave. Hassen Badi, El-Harrach, Algérie*

بسم الله الرحمن الرحيم

الملخص:

لقد سطرنا كهدف من هذا المشروع ، دراسة بواسطة المحاكاة العددية للتحكم التنبؤي التكييفي للآلات الغير التزامنية . بعدما قمنا بإنجاز النموذج الرياضي للآلة الغير المتزامنة المغذاة بواسطة المموج ، . من أجل ذلك استعملنا تقنيات تحكم متعددة، نذكر منها على التحكم التنبؤي المعمم. و منظم كلاسيكي والمقارنة بينهما من حيث المحافظة علي القيمة المراد إتباعها
كلمات مفتاحية : آلة غير متزامنة، التحكم التنبؤي المعمم.

Abstract:

In this study, we aimed deals with the numerical simulation of the predictive control of a asynchronous machine. regulator and generalized predictive control.

We compared the generalized predictive control with PI

Simulation results, as well as the robustness tests are performed to highlight the performances of the proposed control algorithm.

Key words : asynchronous machine, generalised predictive control

Résumé :

Nous nous sommes assigné comme objectif l'étude par simulation numérique de la commande prédictive généralisée d'une machine Asynchrone. Après avoir fait l'étude théorique de la machine synchrone avec l'alimentation simple et puis de l'onduleur,

Pour ce, nous avons usé de la commande Prédictive généralisée, sous forme algorithmique aussi on a fait l'étude de robustesse de cetype de commande puis on la compare avec un regulateur classique PI

Mots clés : machine asynchrone ; commande prédictive généralisée.

REMERCIEMENT

Au terme de ce travail, je formule en ces lignes l'expression de mes profondes gratitudees à Dieu le Tout Puissant qui m'a aidé à réaliser ce modeste travail.

Je tiens à remercier vivement mes parents, qui nous ont préparé le milieu pour la réussite, en particulier le père qui a contribué à la finalisation de ce travail.

La préparation de ce mémoire n'aurait pas été possible sans le suivi de mon promoteur : M.S.Boucherit Professeur à l'ENP , à qui je tiens à assurer également ma sincère et totale gratitude et ma profonde reconnaissance pour avoir dirigé et accordé beaucoup d'intérêt à mes travaux, car sans leurs aides précieuses ce travail n'aurait jamais pu voir le jour .Je le remercie pour leur qualité humaine et surtout de m'avoir toujours soutenu par leurs conseils judicieux dans les moments les plus difficiles. Je leur en sais gré. Il y a beaucoup à apprendre à le approcher de plus près ;. Mes très vifs remerciements vont à mon promoteur chaque jour que dieu fait.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à Monsieur Nezli.L ;pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury .

Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur Hemici.B pour l'intérêt qu'il a apporté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

Je ne saurais ici oublier dans ces sentiments mon entourage proche mes frères et mes soeurs, et ma famille

Je voudrais également passé mes très vifs remerciements à mes camarades de promotion 2007.

Sans oublier de penser à ceux qui m'ont relevé le moral, mes amis, toufik ,Bilal,...

A toutes personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer ici), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail .je les remercie tous, particulièrement Monsieur BENTCHIKOU qui m'a vraiment donné un coup de main pour commencer ce travail et en m'apportant une disponibilité sans faille.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

Liste des figures:

| | |
|--|----|
| Fig. (I.1) : Schéma de principe du GPC..... | 03 |
| Fig. (I.2) Représentation temporelle du principe de la commande rédictiv..... | 04 |
| Fig. (I.3) réponse du système Stable à Phase Minimale a un entre échelon unité..... | 11 |
| Fig. (I.4) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase..... | 11 |
| minimale $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 1$ | |
| Fig.(I.5)Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase..... | 11 |
| minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 1$ | |
| Fig.(I.6)Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase..... | 12 |
| minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 5$ | |
| Fig.(I.7)Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase..... | 12 |
| minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$ | |
| Fig.(I.8)Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase..... | 13 |
| minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 0$ | |
| Fig.(I.9)Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase..... | 13 |
| minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 4$ | |
| Fig.(I.10)Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase..... | 14 |
| non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$ | |
| Fig.(I.11)Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase..... | 14 |
| non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 0$ | |
| Fig.(I.12)Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase..... | 14 |
| non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 20$ | |
| Fig.(II.1) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée..... | 17 |
| Fig.(II.2) Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de park..... | 19 |
| Fig.(II.3) Simulation de la MAS en plein tension a vide..... | 25 |
| Fig.(II.4)Simulation de la MAS en plein tension avec application d'une..... | 26 |
| charge (Cr=10N.m) entre 1 et 2 sec | |

| | |
|---|----|
| Fig.(II.5) alimentation de la machine asynchrone..... | 27 |
| Fig.(II.6): redresseur a diodes | 27 |
| Fig.(II.7)filtre passe- bas pour la tension redressé..... | 28 |
| Fig.(II.8) :tension redressé filtré..... | 29 |
| Fig.(II.9)onduleur de tension..... | 29 |
| Fig.(II-10) : principe de la commande en MLI..... | 31 |
| Fig.(II.11) : Schéma de l'association convertisseur statique – MAS..... | 32 |
| Fig.(II.12) Simulation de l'association machine + onduleur a vide..... | 34 |
| Fig.(II.13)Simulation de l'association machine + onduleur en charge..... | 35 |
| Fig.(III.1)Structure globale de réglage de la MAS..... | 37 |
| Fig.(III.2) : Echantillonneur- bloqueur..... | 38 |
| Fig.(III. 3): interpolateur..... | 38 |
| Fig.(III. 4) : Signal échantillonné bloqué(sortie de l'interpolateur..... | 39 |
| Fig.(III.5) Evolution de la sortie pour $N1=1,N2=2,Nu=1,\lambda=200$ | 41 |
| Fig.(III.6) Evolution de la sortie pour $N1=1,N2=,Nu=1,\lambda=200$ | 41 |
| Fig.(III.8) Evolution de la sortie pour $N1=1,N2=8,Nu=1,\lambda=200$ | 42 |
| Fig.(III.9) Evolution de la sortie pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=700$ | 42 |
| Fig.(III.10) Evolution de la sortie pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=500$ | 43 |
| Fig.III.11) Evolution de la sortie pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=350$ | 43 |
| Fig.(III.12) Evolution de la sortie pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=200$ | 44 |
| Fig.(III.13) Evolution de grandeur de la MAS réglage GPC fonctionnement a vide..... | 45 |
| Consigne échelon de vitesse | |
| Fig.(III.14) Evolution de grandeur de la MAS réglage GPC fonctionnement..... | 46 |
| . en chargeConsigne échelon de vitesse | |
| Fig.(III.15) Evolution de grandeur de la MAS réglage GPC fonctionnement a vide..... | 47 |
| Réponse a un créneau | |
| Fig.(III.16)Evolution de Cem et ids lorsque Rr varier de +25%..... | 48 |
| Fig.(III.17)Evolution de iqs et ias lorsque Rr varier de +25%..... | 49 |
| Fig.(III.18)Evolution de sortie et Vas lorsque Rr varier de +25%..... | 49 |
| Fig.(III.19)Evolution de Cem et ids lorsque Rr varier de -25%..... | 50 |
| Fig.(III.20)Evolution de ias et iqs lorsque Rr varier de -25% | 50 |
| Fig.(III.21)Evolution de sortie et tension Vas lorsque Rr varier de -25%..... | 50 |
| Fig.(III.22)Evolution de Cem et ids lorsque Rs varier de +25%..... | 51 |

| | |
|---|----|
| Fig.(III.23)Evolution de i_{as} et i_{qs} lorsque R_s varier de +25%..... | 51 |
| Fig.(III.24)Evolution de sortie et tension V_{as} lorsque R_s varier de +25%..... | 52 |
| Fig.(III.25)Evolution de C_{em} et i_{ds} lorsque R_s varier de -25%..... | 52 |
| Fig.(III.26)Evolution de i_{as} et i_{qs} lorsque R_s varier de -25%..... | 53 |
| Fig.(III.27)Evolution de sortie et tension V_{as} lorsque R_s varier de -25%..... | 53 |
| Fig.(III.28)Shéma de commande de la MAS par PI..... | 54 |
| Fig.(III.29) Réglage de vitesse par un régulateur PI..... | 54 |
| Fig.(III.30) réglage de vitesse par PI..... | 55 |

Liste des symboles

| | |
|-----------------------------------|--|
| A,B,C | Les axes des trois phases statoriques |
| A, b, c | Les axes des trois phases rotoriques |
| $A(q^{-1}), B(q^{-1}), C(q^{-1})$ | Polynômes en q^{-1} |
| $B_0(s)$ | Bloqueur d'ordre zéro |
| CAN, CNA | Convertisseur analogique numérique et numérique analogique |
| C_{em} | Couple électromagnétique |
| C_r | Couple résistant |
| D, q | Axe directe et quadrature |
| E | Tension continue à l'entrée de l'onduleur |
| F.m.m | Force magnéto motrice |
| F(s) | Fonction de transfert du système |
| GPC | Commande Prédictive généralisée |
| $i_d(i_q)$ | Courant statorique d'axe direct (en quadrature) |
| I_s, I_r | Courant statorique et rotorique |
| J Ω | Moment d'inertie Vitesse mécanique du rotor |
| $L_d(L_q)$ | Inductance cyclique d'axe direct (en quadrature) |
| MAS | Machine Asynchrone triphasé |
| Nu | Horizon de prédiction sur la commande |
| N1, N2 | Horizon de prédiction sur la sortie |
| $[P_\theta]$ | Matrice de transformation de park. |
| P | nombre de paires de pôles |
| q^{-1} | Opérateur retard ($q^{-1}y(t)=y(t-1)$) |
| R_s, R_r | Résistances statorique et rotorique |
| T_e | Période d'échantillonnage |
| u (k) | Commande appliqué au système |
| w (k) | Consigne |
| y(k) | Sortie du processus |
| $\hat{y}(k)$ | Sortie prédite |
| λ | Coefficient de pondération |
| θ | Angle entre le premier phase statorique et premier phase rotorique |
| Φ_s, Φ_r | Flux statorique et rotorique |
| τ_m | Constante du temps mécanique |
| σ | Coefficient de dispersion de blondel |

TABLE DE MATIERES

| | |
|---|----|
| Introduction générale | 01 |
| Chapitre 01 Commande Prédictive Généralisée | 02 |
| 1.1 Principe de la commande prédictive | 02 |
| 1.2 Mise en œuvre de la commande GPC..... | 04 |
| 1.2.1 Description du modèle du processus..... | 04 |
| 1.2.2 Prédicteur optimal..... | 05 |
| 1.2.3 Résolution des équations diophantines..... | 06 |
| 1.2.4 Fonction de coût quadratique | 07 |
| 1.2.5 Choix des paramètres de réglage..... | 08 |
| 1.2.6 Prédicteur optimal sous forme matricielle..... | 08 |
| 1.2.7 Critère quadratique matriciel | 09 |
| 1.2.8 Minimisation de la fonction de coût..... | 09 |
| 1.2.9 Stratégie de l'horizon fuyant..... | 09 |
| 1.3 Application du GPC sur quelques systèmes élémentaires | 10 |
| 1.3.1 Etude d'un Système Stable à Phase Minimale | 10 |
| 1.3.2 Etude d'un Système instable à Phase Minimale..... | 12 |
| 1.3.3 Etude d'un Système stable à Phase non Minimale | 13 |
| Conclusion | 15 |
| Chapitre 02 Machine Asynchrone triphasée | 16 |
| Introduction..... | 16 |
| Description de la machine..... | 16 |
| Hypothèses simplificatrices | 16 |
| Modèle de la Machine Asynchrone triphasé..... | 17 |
| Equations électriques | 17 |
| Equations mécaniques | 19 |
| Transformation de park appliquée a la MAS | 19 |
| Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de park..... | 20 |
| Choix du référentiel..... | 21 |
| Référentiel lié au stator..... | 21 |
| Référentiel lié au rotor..... | 21 |
| Référentiel lié au champ tournant..... | 22 |

| | |
|--|-----------|
| Mise sous forme d'équation d'état..... | 22 |
| Simulation et interprétation..... | 24 |
| Modélisation de l'alimentation..... | 27 |
| Modélisation de redresseur..... | 27 |
| Modélisation du filtre de la tension redressée..... | 28 |
| Modélisation de l'onduleur de tension..... | 29 |
| Commande par modulation de largeur d'impulsion..... | 31 |
| (stratégie triangulo- sinusoïdale) | |
| Modélisation de l'association convertisseur statique-MAS..... | 32 |
| Simulation numérique..... | 33 |
| Conclusion..... | 36 |
| Capitre 03 Application de la GPC sur la MAS..... | 37 |
| Stratégie de l'application de GPC à la MAS | 37 |
| Fonction de transfert du modèle simplifié de la MAS..... | 37 |
| Bloqueur d'ordre zéro..... | 38 |
| Choix de la période d'échantillonnage..... | 39 |
| Optimisation des paramètres du régulateur..... | 40 |
| Influence de l'horizon de prédiction N_2 | 41 |
| Influence de coefficient de pondération λ | 42 |
| Etude de la robustesse du GPC..... | 48 |
| Variation de résistance rotorique R_r de +25%..... | 48 |
| Variation de résistance rotorique R_r de -25%..... | 49 |
| Variation de résistance rotorique R_s de +25%..... | 51 |
| Variation de résistance rotorique R_s de -25%..... | 52 |
| Réglage de vitesse par régulateur proportionnelle intégrale..... | 54 |
| Comparaison entre PI et la GPC..... | 56 |
| Conclusion générale..... | 57 |
| Anexe 1 paramètres de la machine asynchrone triphasé (A cage d'écureuil) | |
| Annex 2 commande vectorielle de la machine asynchrone triphasé | |

Introduction générale

Ces dernières années, la commande des machines électriques a courant alternatif a connu un essor considérable. Dans divers applications industrielles modernes, la machines asynchrone bénéficie d'une attention particulière due essentiellement a sa fiabilité, sa robustesse son coût relativement faible et sa simplicité de construction [6], elle tend à remplacer la machine a courant continu à cause de son principal avantage qui réside dans l'absence des contacte électrique glissant (balais- collecteurs) .La difficulté de la commande de la MAS réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs rotoriques et statoriques [12] .

L'un des objectifs essentiels dans le pilotage des procédés est l'élaboration d'une commande qui, en présence de perturbation ,permet de réduire la variance de la sortie autour de la trajectoire de la consigne. Les techniques modernes de commande de procédés industriels reposent sur le remplacement de la commande classique (PID analogique par exemple) par une commande plus intéressante en terme de performance offertes en boucle fermée. Le développement des moyens de calcul (les ordinateurs) a favorisé l'application de ces types de commande [8].

Au milieu des années 1980 D.W.Clarke et son équipe a Oxford ont proposé une nouvelle version de la commande a horizon glissant appelée "commande prédictive généralisée"(Generalized Predictive Control GPC) cette technique de commande permet de réaliser de très bonnes performances en boucle fermée et ceci même en présence d'un système lent ou rapide, avec ou sans retard, stable ou instable en boucle ouverte, a structure fixe ou variable et a déphasage minimal ou non- minimal. Ce travail est divisé en trois chapitres

Dans chapitre un, on va faire une étude sur la commande prédictive généralisée, principe et mise en œuvre mathématique puis l'application de la GPC sur quelques systèmes élémentaires pour prouver leur efficacité.

Au chapitre deux, on va présenter la machine asynchrone triphasée, la transformé de Park, son modèle dans le repère de Park ainsi que le convertisseur statique qui assure l'alimentation de MAS avec simulation de la machine a vide puis en charge.

le troisième chapitre est consacré a l'application de la commande étudiée dans le premier chapitre sur la machine pour la régulation de la vitesse avec une étude de robustesse du régulateur GPC lors de la variation des paramètres de la machine.

CHAPITRE 01

**COMMANDE
PREDICTIVE
GENERALISEE**

L'un des objectifs essentiels dans le pilotage d'un système ,est l'élaboration d'une commande qui, en présence de perturbation permet de réduire la variance de la sortie autour de la trajectoire de la consigne [8].

Cette partie a pour but tout d'abord de préciser les grandes idées communes aux méthodes prédictives, puis, dans le cas particulier de la Commande Prédicative Généralisée (GPC) Generalized Predictive Control , de développer la mise en oeuvre mathématique aboutissant à la synthèse du régulateur puis on va faire une optimisation qui a comme but le bon choix des paramètres de réglage.

La Commande Prédicative repose sur des idées relativement anciennes et intuitives, mais n'a connu un réel essor en tant que technique de commande avancée que depuis le milieu des années 80. Cet essor s'est réalisé principalement selon deux axes privilégiés :

Commande Prédicative Généralisée (G.P.C.) de D.W. Clarke : [3]

Commande Prédicative Fonctionnelle (P.F.C.) de J. Richalet : [11]

Comme l'illustrent par exemple les articles de Clarke, la commande prédictive s'avère une structure suffisamment complète proposée pour résoudre un problème très général, fournissant un système asservi stable pour un jeu de paramètres de réglage donné. Cette stratégie permet de commander des processus à déphasage non minimal, avec des pôles instables ou mal amortis, avec des temps morts, constants ou inconnus, ou avec un modèle d'ordre inconnu. Elle a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. Les applications dans le domaine de la conduite des moteurs ont donné de bons résultats en termes de rapidité et de précision..

1.1 Principe de la commande prédictive

Toutes technique de commande prédictive ont une philosophie commune, quant à l'élaboration de la loi de commande, qui s'apparentent fortement au comportement naturel d'un conducteur au volant de sa voiture .on s'aperçoit en effet qu'il lui est nécessaire d'analyser l'état de la route sur un horizon lointain afin de déterminer la stratégie de conduite à adopter.

Analyser l'état de la route ,ou encore prédire le comportement futur ,relève donc un concept intuitif et naturel,de sorte que la commande prédictive est en fait présente dans de nombre uses d'activités humaines.[10].

De façon plus scientifique, cette conception consiste à prendre en compte, à l'instant présent, le comportement futur, en utilisant explicitement un modèle numérique du système afin de prédire la sortie dans le futur sur un horizon fini.

Les principes de la commande prédictive peuvent être exposés à l'aide des schémas de la figure suivante:

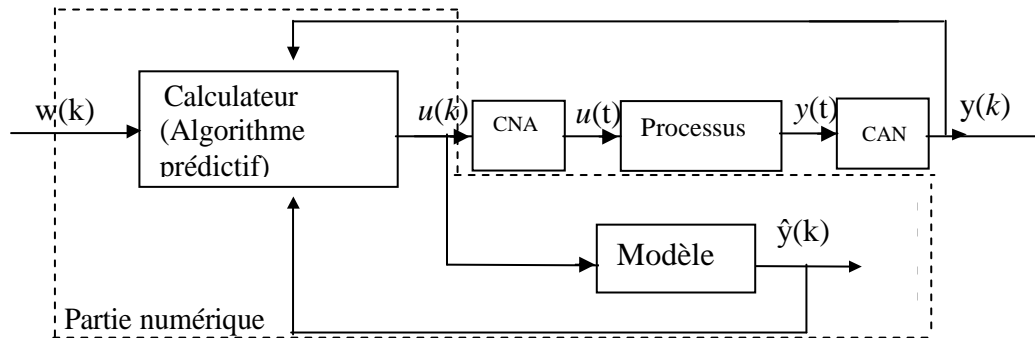


Fig. (I.1) : Schéma de principe du GPC

Avec: $w(k)$ consigne.

$y(k)$ sortie du processus.

$\hat{y}(k)$ sortie prédite.

$u(k)$ commande appliquée sur le système

La mise en œuvre de ce concept nécessite la considération des points suivants:

- Définition d'un modèle numérique du système permettant de réaliser la prédiction du comportement futur du système. Ce modèle peut être obtenu par une discrétisation de la fonction de transfert continue du modèle (transformée en z) ou par une identification préalable hors ligne du système. Cette particularité permet de classer la commande prédictive dans la grande famille des commandes à base de modèles, dite 'MBC' (Model Based Control)

- Elaboration d'une séquence de commandes futures. Elle est obtenue par minimisation d'une fonction de coût quadratique, sur un horizon fini, portant sur les erreurs de prédiction futures, écarts entre la sortie prédite du système et la consigne ou une trajectoire de référence future, et sur un terme dépendant de la commande.

Le rôle du calculateur est de générer cette commande, qui sera optimale au sens du critère précédent. La (figure I.2) illustre le principe de la commande prédictive, où l'on observe les commandes $u(k)$ à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne $w(k)$

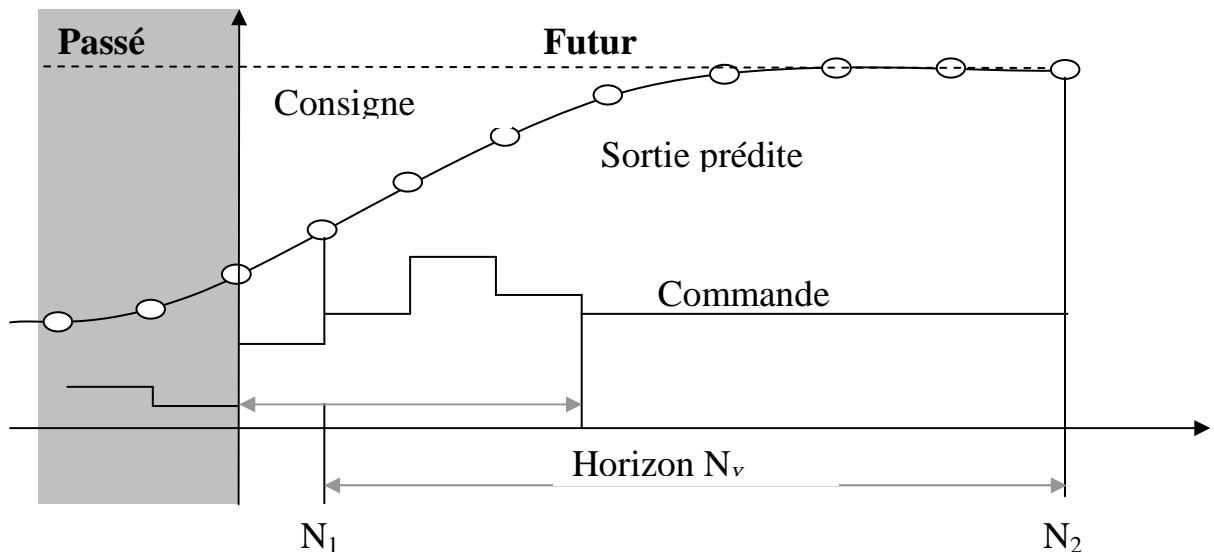


Fig.(I.2) Représentation temporelle du principe de la commande prédictive

- Seul le premier élément $u(k)$ de la séquence optimale de commande est appliqué sur le système, tous les autres éléments de la séquence sont oubliés.
- Réitération de toute cette procédure à la prochaine période d'échantillonnage suivante selon la stratégie dite de l'horizon fuyant.[10][5][9]

1.2 Mise en œuvre de la commande GPC

1.2.1 Description du modèle du processus

la présence d'un modèle numérique est nécessaire , puisqu'il permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini.

Le modèle communément utilisé en GPC est le modèle CARIMA de la forme :

$$A(q^{-1}).y(t) = B(q^{-1}).u(t) + C(q^{-1}).\frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \tag{ I. 1}$$

$y(t), u(t), \xi(t)$ représentent : la sortie , la commande et une séquence aléatoire centrée non corrélée avec l'entrée .

$\Delta(q^{-1})=1-q^{-1}$ est l'opérateur de différence introduit pour éliminer les erreurs statiques.

q^{-1} est l'opérateur de retard.

A,B,C sont définis par:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{na}q^{-na}$$

$$B(q^{-1}) = q^{-d} (b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{nb}q^{-nb})$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{nc}q^{-nc}$$

1.2.2 Prédicteur optimal

Afin de calculer la loi de commande, l'utilisation du modèle (I.1) est nécessaire. Le système étant supposé linéaire, la GPC consiste en la prédiction d'un ensemble de sorties sur un horizon j supérieur au retard. L'équation (I.1) s'écrit à l'instant $(t+j)$

$$y(t+j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t+j) + \frac{C(q^{-1}) \cdot \xi(t+j)}{A(q^{-1}) \cdot \Delta(q^{-1})} \quad (\text{I. 2})$$

Celle-ci est comparée au prédicteur générant les sorties estimées de la forme [10] [4] .

$$y(t+j) = [F_j(q^{-1}) \cdot y(t) + H_j(q^{-1}) \cdot \Delta u(t-1)] + [G_j(q^{-1}) \cdot \Delta u(t+j) + J_j(q^{-1}) \cdot \xi(t+j)] \quad (\text{I. 3})$$

Avec :

G_j, F_j, H_j, J_j : Respectivement termes représentant le futur, le présent, le passé, et le terme lié aux perturbations. La première expression entre crochets de l'équation (I.3) Représente la réponse libre, quant à la seconde expression, elle représente la réponse forcée.

On obtient à partir de (I.2) et de (I.3) :

$$\begin{cases} A(q^{-1}) \Delta(q^{-1}) y(t+j) = B(q^{-1}) \Delta(q^{-1}) u(t+j) + C(q^{-1}) \xi(t+j) \\ (1 - q^{-j} F_j(q^{-1})) y(t+j) = [G_j(q^{-1}) + H_j(q^{-1}) q^{-(j+1)}] \Delta(q^{-1}) u(t+j) + J_j(q^{-1}) \xi(t+j) \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

L'équivalence de l'équation de transfert donne :

$$\begin{cases} A(q^{-1}) \Delta(q^{-1}) \cdot J_j(q^{-1}) = C(q^{-1}) \cdot (1 - F_j(q^{-1}) \cdot q^{-j}) \\ [G_j(q^{-1}) + q^{-(j+1)} \cdot H_j(q^{-1})] A(q^{-1}) \Delta(q^{-1}) = B(q^{-1}) \cdot (1 - F_j(q^{-1}) \cdot q^{-j}) \end{cases} \quad (\text{I. 5})$$

En introduisant un polynôme $E_j(q^{-1})$ définis par :

$$J_j(q^{-1}) = C(q^{-1}) \cdot E_j(q^{-1}). \quad (\text{I. 6})$$

On déduit donc l'équation diophantienne à partir de (II.5) ,(II.6) :

$$E_j(q^{-1}) \cdot A(q^{-1}) \cdot \Delta(q^{-1}) + q^{-j} F_j(q^{-1}) = 1 \quad (\text{I. 7})$$

Avec :

$$E_j(q^{-1}) = e_0 + e_1 \cdot q^{-1} + \dots + e_{j-1} \cdot q^{-j+1} \quad (\text{I. 8})$$

En multipliant (I.2) par $E_j(q^{-1}) \Delta(q^{-1})$ et en remplaçant

$E_j(q^{-1}) \cdot A(q^{-1}) \cdot \Delta(q^{-1})$ par son expression dans (I.7) on obtient :

$$y(t+j) = F_j(q^{-1}).y(t) + E_j B(q^{-1}).\Delta.u(t+j) + E_j(q^{-1}).C(q^{-1}).\xi(t+j) \quad (\text{I.9})$$

Dés lors que $E_j(q^{-1})$ est d'ordre $j-1$, les composantes du bruit sont dans le futur [10][4].

Le prédicteur optimal est donné par la relation finale.

$$y(t+j/t) = G_j(q^{-1}).\Delta.u(t+j) + H_j(q^{-1}).\Delta.u(t-1) + F_j(q^{-1}).y(t) \quad (\text{I.10})$$

Avec :
$$G_j(q^{-1}) = \frac{J.B(q^{-1})}{\text{degré} \{E_j(q^{-1})\} = j-1} \cdot q^{-(j+1)}.H_j(q^{-1})$$

$$\text{degré} \{F_j(q^{-1})\} = n_a \quad (\text{I.11})$$

$y(t)$: notation du prédicteur qui n'est fonction que des informations disponibles à l'instant t .

1.2.3 Résolution des équations diophantines

L'implémentation de la GPC nécessite la résolution de l'équation diophantine, on pose

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

d'où l'équation (I-7) devient de l'ordre j et $j+1$:

$$E_j(q^{-1}).\alpha(q^{-1}) + q^{-j}.F_j(q^{-1}) = 1$$

$$E_{j+1}(q^{-1}).\alpha(q^{-1}) + q^{-(j+1)}.F_{j+1}(q^{-1}) = 1$$

La différence donne:

$$(E_{j+1}(q^{-1}) - E_j(q^{-1})).\alpha(q^{-1}) + q^{-j}.(F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})) = 0$$

Etant donné que les polynômes $A(q^{-1})$ et q^{-1} sont premiers entre eux, il est permis d'écrire :

$$E_{j+1}(q^{-1}) - E_j(q^{-1}) = r_j.q^{-j}$$

En remplaçant dans l'expression (I.13)

$$q^{-j}.(q^{-1}.F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + r_j.\alpha(q^{-1})) = 0$$

$$\Rightarrow F_{j+1}(q^{-1}) = q.(F_j(q^{-1}) + r_j.\alpha(q^{-1}))$$

Sachant que :

$$F_{j+1}(q^{-1}) = f_{j+1,0} + f_{j+1,1}.q^{-1} + \dots + f_{j+1,n_a}.q^{-n_a}$$

$$r_j.\alpha(q^{-1}) = (1 + \alpha_1.q^{-1} + \dots + \alpha_{n_a+1}.q^{-(n_a+1)}).q.r_j$$

Après identification dans (I.16), on obtient les relations récurrentes suivantes :

$$r_j = f_{j,0} \quad (\text{I.18})$$

$$f_{j+1,i} = f_{j+1,i} - \alpha_{i+1}.r_j \quad (\text{I.19})$$

Avec : $i = 0, 1, \dots, n_a - 1$

$$f_{j+1,na} = -\alpha_{na+1} \cdot r_j$$

Ces relations déterminent le polynôme F_{j+1} , nous retrouvons à partir de (I.10) et (I.15) :

$$E_{j+1}(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) + q^{-j} \cdot r_j \quad (\text{I. 21})$$

$$G(j)(q^{-1}) = B(q^{-1}) \cdot J_j(q^{-1}) - q^{-(j+1)} \cdot H(q^{-1}) \quad (\text{I. 21})$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$E_1(q^{-1})\alpha(q^{-1}) + q^{-1} \cdot F_1(q^{-1}) = 1 \quad (\text{I. 22})$$

Le coefficient a_0 étant égal à 1, l'identité (I.21) est vérifiée lorsque :

$$E_1(q^{-1}) = 1 \quad (\text{I. 23})$$

$$F_1(q^{-1}) = q(1 - \alpha(q^{-1})) \quad (\text{I. 24})$$

1.2.4 Fonction de coût quadratique

Une fois l'équation de prédiction définie, la méthode implique la minimisation d'un critère quadratique à horizon fini. La stratégie GPC minimise une somme pondérée des carrés des erreurs futures entre la sortie prédite et la consigne, et des incréments des commandes futures.

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} (\hat{y}(t+j) - w(t+j))^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (\text{I. 25})$$

Sous l'hypothèse $\Delta u(t+j)=0$ $j \geq N_u$

Avec : \forall

$w(t+j)$ consigne appliquée 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 $t+j-1$

La relation Eq. I.26 signifie que lorsque le pas de prédiction j atteint la valeur fixée pour l'horizon de commande N_u , la variation de commande s'annule et donc la commande future va se stabiliser. Cette hypothèse permettra par la suite de simplifier le calcul de la commande.

Le critère nécessite la définition de quatre paramètres de réglage :

N_1 : horizon de prédiction minimal sur la sortie

N_2 : horizon de prédiction maximal sur la sortie

N_u : horizon de prédiction sur la commande

λ : Coefficient de pondération sur la commande.

Ce critère comprend donc un terme quadratique sur l'erreur et l'incrément de la commande. Sa minimisation analytique fournit la séquence des commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée. L'aspect incrémental du modèle se retrouve dans le critère par l'intermédiaire de Δu .

Enfin le coefficient λ permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité

1.2.5 Choix des paramètres de réglage

La définition du critère quadratique a montré que l'utilisateur doit fixer quatre paramètres de réglage, Ce choix de paramètres s'avère cependant délicat pour une personne pas spécialiste, car il n'existe pas de relations empiriques permettant de relier ces paramètres à des indicateurs classiques en automatique.

N_1 : horizon minimum de prédiction, correspond au retard pur du système, si le retard est connu sinon on convient d'initialiser à 1.

N_2 : horizon maximum, est choisi de sorte que le produit $N_2 T_e$ soit limité par la valeur du temps de réponse souhaité. En effet augmenter la prédiction au delà du temps de réponse n'apporte aucune information supplémentaire et complique la résolution. Par ailleurs, plus N_2 est grand, plus le système corrigé est stable et lent.

N_u : horizon de commande, on convient de le choisir égal à 1 et n'excédant pas la valeur deux.

λ : Facteur de pondération. Les constatation faites par Dumur [4] montrent qu'il est judicieux de choisir ce facteur au voisinage de $\lambda_{opt} = \text{tr}(G'G)$
G étant la matrice formée des coefficients de la réponse indicielle.

1.2.6 Prédicteur optimal sous forme matricielle

La relation Eq. I.10 donnant le prédicteur optimal est utilisée dans le critère Eq. I.25 entre les horizons N_1 et N_2 . Pour simplifier les notations, il est possible d'utiliser une représentation matricielle de ce prédicteur.

Posons pour cela:

$$\begin{aligned} \left[F_{N_1}(q^{-1}) \dots F_{N_2}(q^{-1}) \right]' \mathbf{if}(q^{-1}) &= \quad , \quad \mathbf{ih}(q^{-1}) = \left[H_{N_1}(q^{-1}) \dots H_{N_2}(q^{-1}) \right]' \\ \tilde{\mathbf{u}} &= \left[w(t+N_1) \dots w(t+N_2) \right]' \\ \hat{\mathbf{y}} &= \left[\hat{y}(t+N_1) \dots \hat{y}(t+N_2) \right]' \quad \mathbf{w} = \left[w(t+N_1) \dots w(t+N_2) \right]' \end{aligned}$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \dots & \dots \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} & \dots & g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

Ou G est de dimension $(N_2-N_1+1) \times (N_u)$

La matrice G formée à partir des coefficients des polynômes G_j s'identifie en fait aux coefficients de la réponse indicielle du modèle d'échantillonnage.

Avec ces notations, le prédicteur optimal à j -pas peut s'écrire sous forme matricielle :

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{if}(q^{-1})y(t) + \mathbf{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) \quad (\text{I.28})$$

1.2.7 Critère quadratique matriciel

Le critère quadratique Eq. I.25 peut se combiner avec la relation Eq. I.28 pour obtenir l'expression matricielle de ce critère :

$$\begin{aligned} \mathbf{J} &= \left[\mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{if}(q^{-1})y(t) + \mathbf{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) - \mathbf{w} \right]' \\ &\left[\mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{if}(q^{-1})y(t) + \mathbf{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) - \mathbf{w} \right] + \lambda \tilde{\mathbf{u}}' \tilde{\mathbf{u}} \end{aligned} \quad (\text{I.29})$$

1.2.8 Minimisation de la fonction de coût

La loi de commande est obtenue en minimisant le critère précédent, $\frac{\partial J}{\partial u} = 0$

$$\tilde{\mathbf{u}} = \mathbf{M} \left[\mathbf{w} - \mathbf{if}(q^{-1})y(t) - \mathbf{ih}(q^{-1})\Delta u(t-1) \right] \quad (\text{I.30})$$

Avec les matrices: $\mathbf{M} = \mathbf{Q}\mathbf{G}'$ de dimension $N_u \times (N_2-N_1+1)$ (I.31)

$$\mathbf{Q} = \left[\mathbf{G}'\mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u} \right]^{-1} \text{ de dimension } N_u \times N_u$$

1.2.9 Stratégie de l'horizon fuyant

De façon classique, en commande prédictive, seule la première valeur de la séquence, Eq. I.30, est finalement appliquée au système en accord avec la stratégie de l'horizon fuyant,

l'ensemble de la procédure étant effectué de nouveau à la période d'échantillonnage suivante.

$$\Delta u_{opt}(t) = -m_1' [if (q^{-1})y(t) + ih (q^{-1})\Delta u(t-1) - w] \quad (\text{I.32})$$

Avec: m_1' première ligne de la matrice M.

1.3 Application du GPC sur quelques systèmes élémentaires

Dans cette partie on va étudier l'influence des paramètres de la GPC sur plusieurs N_1, N_2, N_u, λ . systèmes. à savoir les coefficients

En effet les choix de ces paramètres influent considérablement sur les performances du système

La GPC a été appliqué a trois types des systèmes :

• Système stable à phase minimale.

• Système stable à phase non minimale.

• Système instable à phase minimale.

Le but est de tester l'efficacité de la GPC et d'obtenir des résultats suffisamment

• N_1, N_2, N_u, λ généraux concernant les choix des paramètres

La référence imposée aux systèmes est un signal carré.

Pour chaque type de système et pour chaque paramètre de commande choisi, on présente les résultats de simulation concernant l'évolution de la sortie et la commande correspondante.

1.3.1 Etude d'un Système Stable à Phase Minimale :

Soit la fonction de transfert discrète de deuxième ordre suivante :

$$Y(t) = \frac{1.2 + 0.72q^{-1}}{1 - 1.5q^{-1} + 0.54q^{-2}} U(t-1)$$

La simulation de ce système en BO, pour une entrée échelon est présentée sur la figure (I.3).

Ce résultat montre que le régime statique est établi à 0.5s.

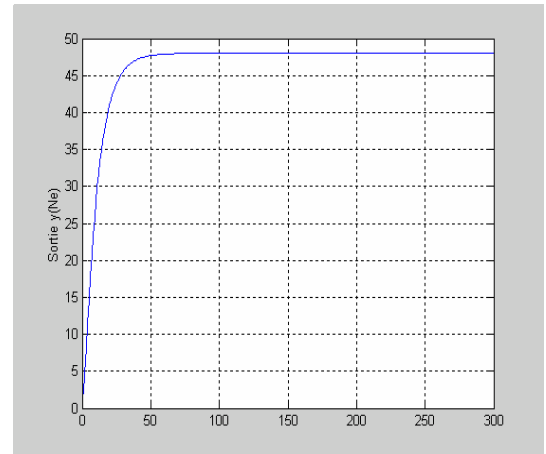
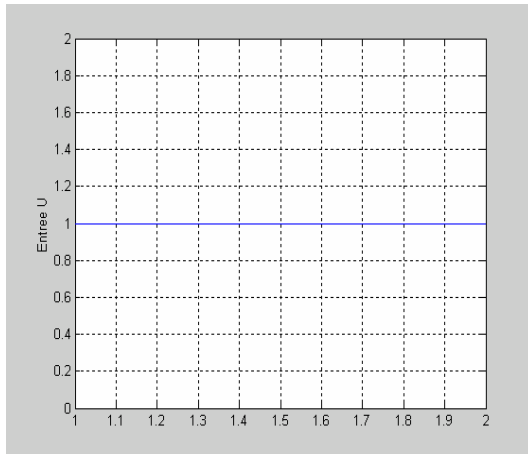


Fig.(I.3) réponse du système Stable à Phase Minimale a un entre échelon unité

Les figures suivantes montrent l'évolution du système pour différentes valeurs de N_1, N_2, N_u, λ ; montrent la dynamique de la sortie, le temps de réponse du système.

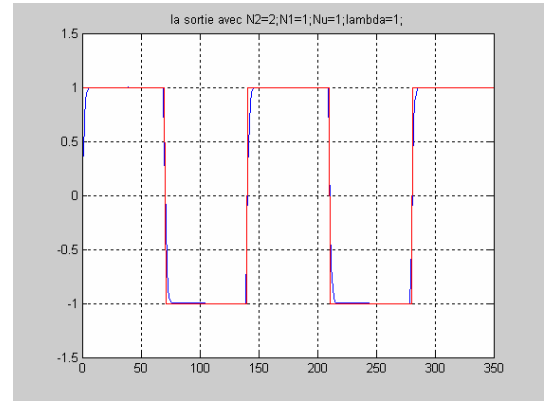
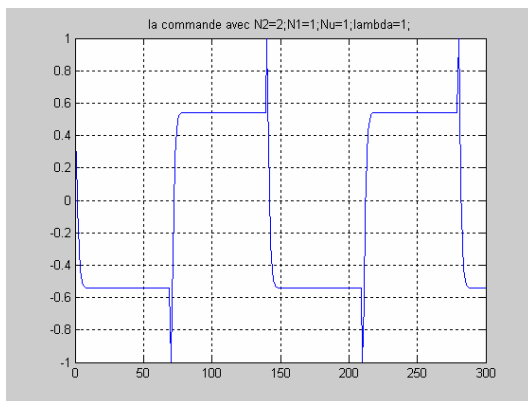


Fig.(I.4) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 1$

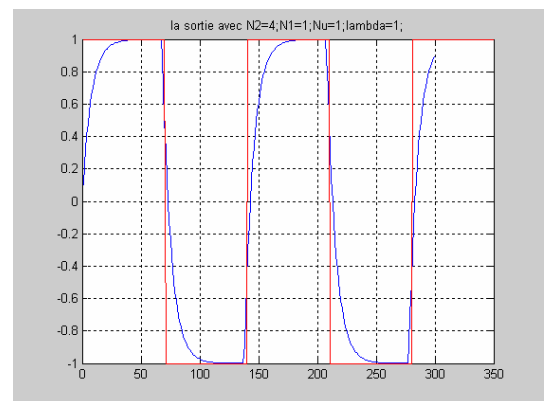
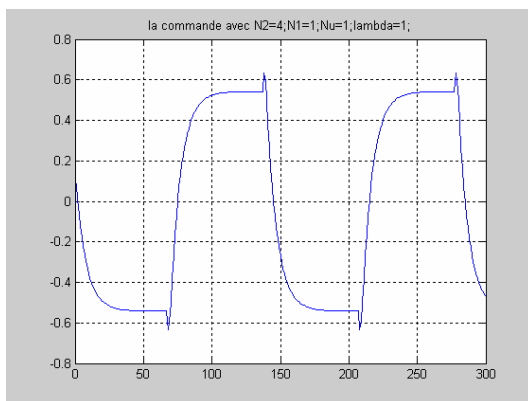


Fig.(I.5) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 1$

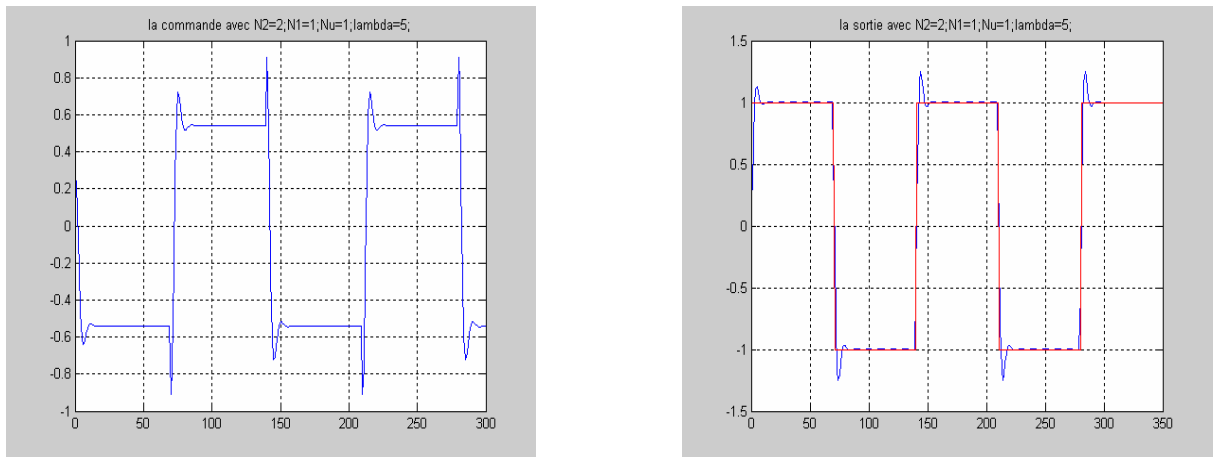


Fig.(I.6) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 5$

1.3.2 Etude d'un Système instable à Phase Minimale

On considère le système suivant: $Y(t) = \frac{1+0.88q^{-1}}{1-1.77q^{-1}} u(t-1)$

Les figures suivantes montrent l'influence de N_1, N_2, N_u, λ sur la sortie et la commande.

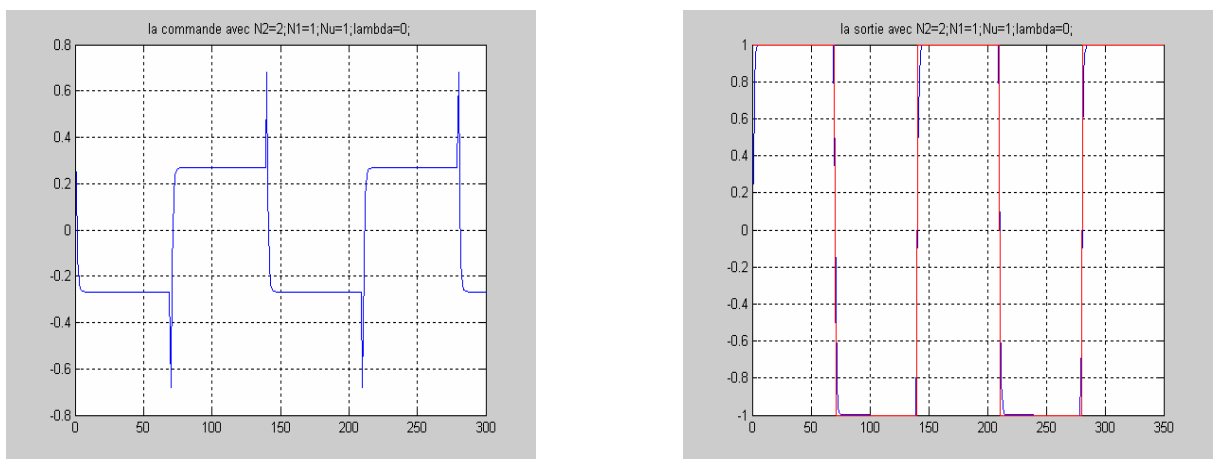


Fig (I.7) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$

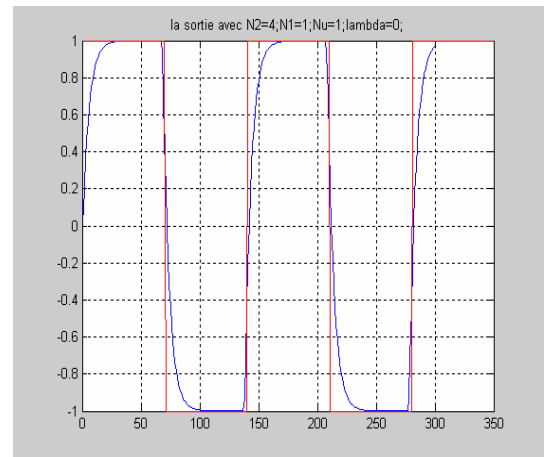
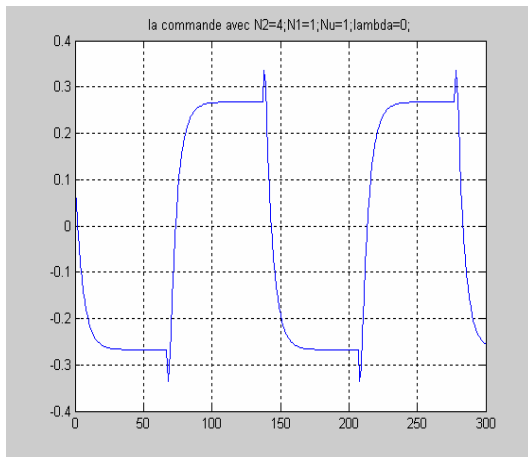


Fig (I.8) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 0$

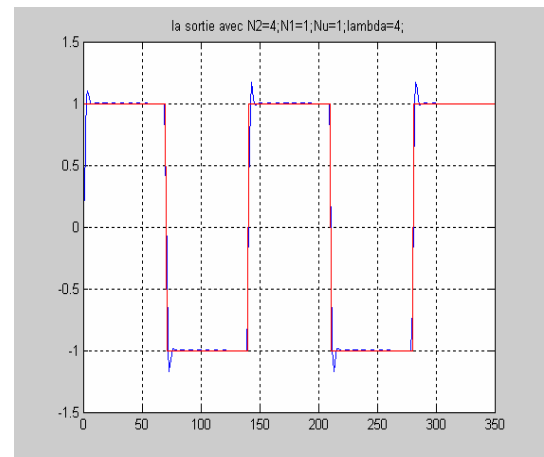
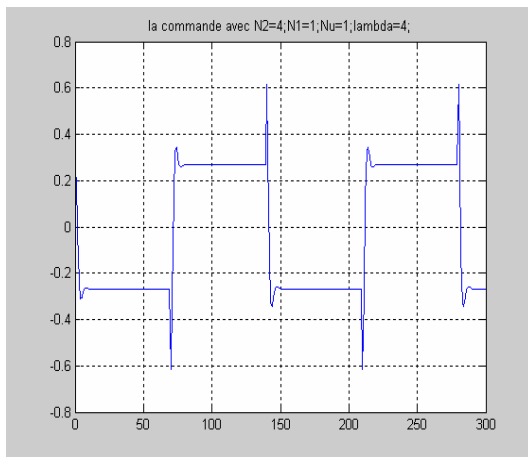


Fig (I.9) Evolution de la sortie et de la commande d'un système instable à phase minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 4$

1.3.3 Etude d'un Système stable à Phase non Minimale :

On considère le système suivant $Y(t) = \frac{1+1.77q^{-1}}{1-1.88q^{-1}} u(t-1)$

Les figures suivantes montrent l'influence de N_1, N_2, N_u, λ sur la sortie et la commande

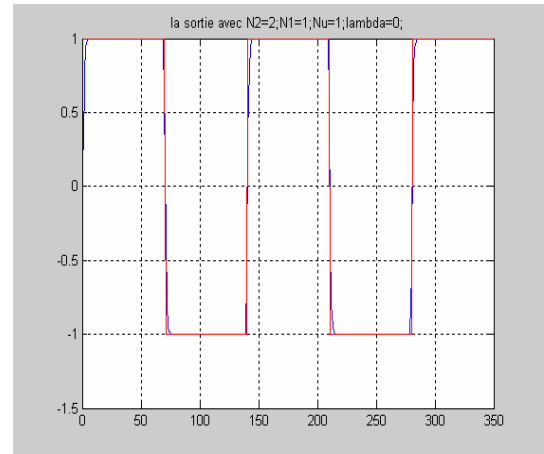
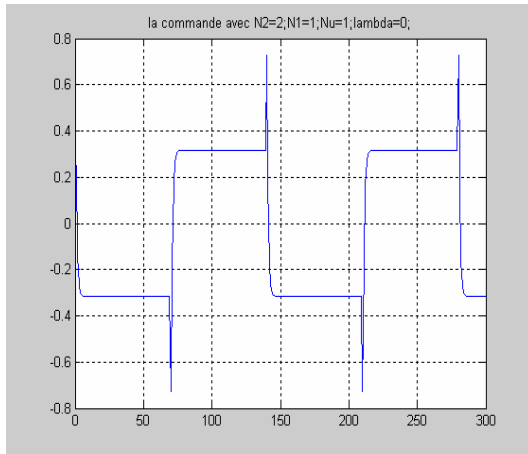


Fig (I.10) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 2; N_u = 1; \lambda = 0$

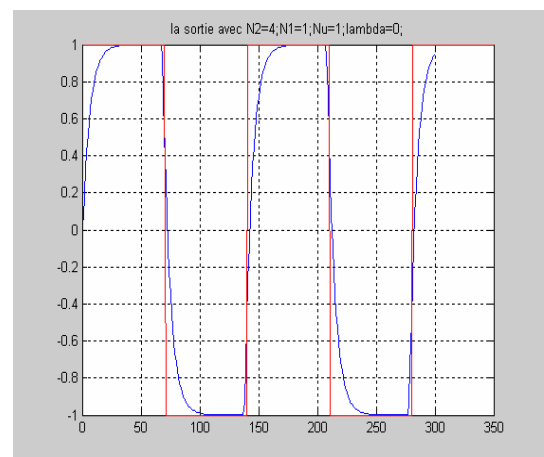
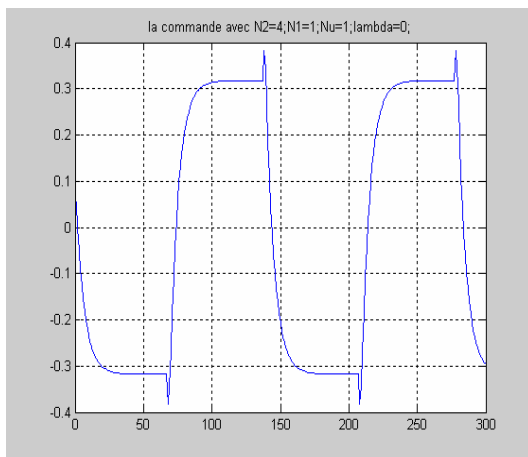


Fig (I.11) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase non minimale pour $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 0$

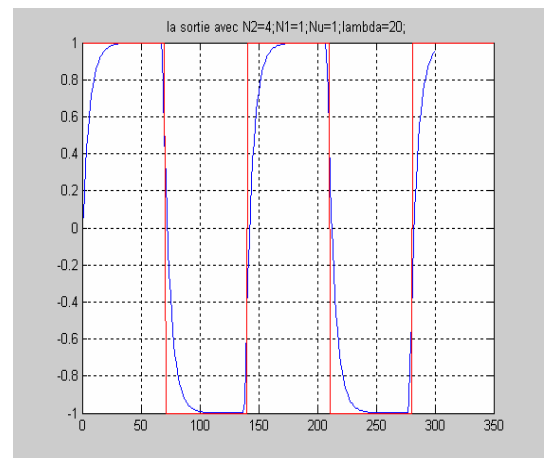
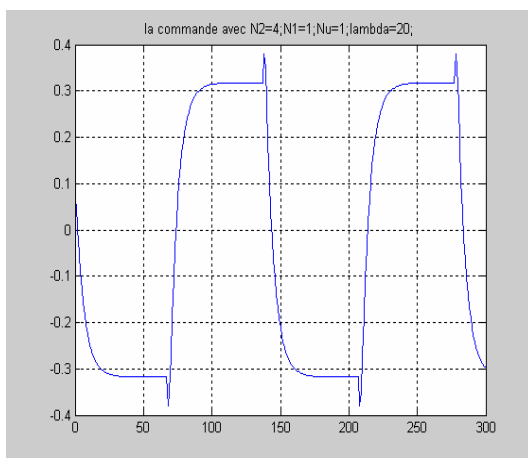


Fig (I.12) Evolution de la sortie et de la commande d'un système stable à phase non minimale $N_1 = 1; N_2 = 4; N_u = 1; \lambda = 20$ pour

Conclusion

Ce premier chapitre a développé le principe et la philosophie de la commande prédictive généralisée, nous avons montrés la méthodologie de la GPC avec son approche algorithmique.

La commande GPC basée sur un modèle linéaire que est le modèle CARIMA.

D'après cette étude on peut conclure les points suivants :

- Si on fait un bon choix des paramètres de la GPC on peut avoir la stabilité.

de système en boucle fermée qui est instable en boucle ouverte.

. l'erreur statique de la sortie la GPC peut annuler –

- le facteur de pondération est comme un coefficient qui limite les fluctuations de la commande.

le système devient plus lent N_2 - si on augmente l'horizon maximale de prédiction

- la GPC permet de préserver la stabilité et garantir les performances requises pour une large classe de systèmes.

- L'algorithme de la GPC est capable de commander des systèmes stables ou instables à phase minimale ou à phase non minimale.

- L'algorithme de la GPC est simple et permet l'anticipation sur des trajectoires

Pré-définies

CHAPITRE 02

MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Introduction

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système diphasé. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation de la MAS alimentée directement par le réseau triphasé.

Puis on va faire une modélisation de convertisseur statique que assure l'alimentation de la MAS avec simulation

Description de la machine

Une MAS comporte une partie fixe ,dite le stator ,constituée par des empilage de tôles a faible taux de perte , supportant des bobinage symétrique triphasées , alimentés en alternatif triphasé .et une partie mobile, dite rotor,qui n'est pas alimentée ,elle est en court circuit et peut être de deux type:

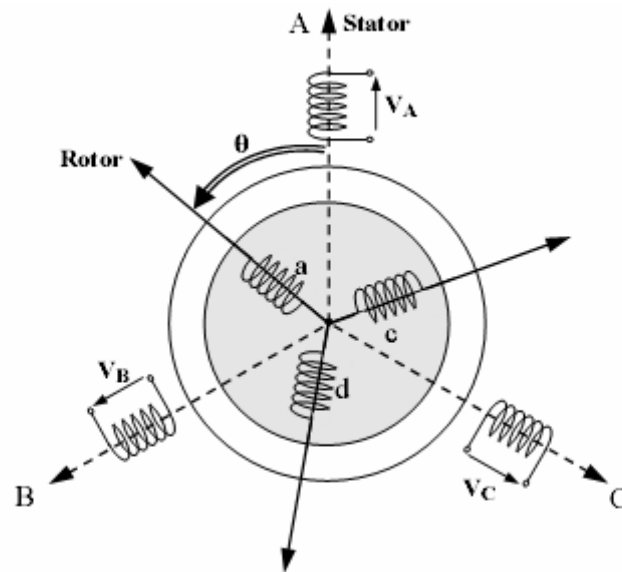
- bobinée (a bague), munie d'un enroulement généralement triphasé. connecté a des bagues sur lesquelles frottent des balais[14].
- a cage d'écureuil, formée d'une ensemble de bagues conductrices reliées entre elles a chaque extrémité par des anneaux (généralement en cuivre)[13].

Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices:

- Entre-fer constant, effet d'encoche négligé.
- Pas de variations des résistances des enroulements rotoriques et statoriques, en fonction de la température
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Modèle de la Machine Asynchrone triphasé



Fig(II.1) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

La MAS triphasée est représentée schématiquement par:

- trois enroulements statoriques fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- trois enroulements rotoriques identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

θ est l'angle électrique entre l'axe de première phase statorique et la première phase rotorique.

En prenant en compte les hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations que décrivent le fonctionnement de la machine sont :

Equations électriques

Les tensions triphasées aux stator $[V_s]$, les courants statoriques $[I_s]$ et rotoriques $[I_r]$ sont reliées aux flux magnétiques totaux $[\Phi_s]$ et $[\Phi_r]$ par les équations différentielles suivantes:

Au stator:

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{I.1})$$

Au rotor (avec enroulement en court-circuit):

$$0 = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}, [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

Et les flux magnétiques sont donnés par les équations suivantes:

$$[\phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad ; \quad [\phi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Avec : } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique :

$$M_{sr} = M \cos \left[\theta + (k-1) \frac{2\pi}{3} - (j-1) \frac{4\pi}{3} \right]$$

Avec :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

$$\begin{aligned}
 \text{D'ou } [V_s] &= [R_s] [I_s] + \frac{d[L_s] \cdot [I_s]}{dt} + \frac{d[M_{sr}] \cdot [I_r]}{dt} \\
 0 &= [R_r] [I_r] + \frac{d[L_r] \cdot [I_r]}{dt} + \frac{d[M_{rs}] \cdot [I_s]}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{I.5}$$

Equations mécaniques

L'équation mécanique est donnée comme suit:

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - k_f - c_r
 \tag{I.6}$$

Le couple électromagnétique développé s'écrit:

$$C_{em} = p [I_s]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] \cdot [I_r]
 \tag{I.7}$$

$$(M_{sr}) = (M_{rs})^T$$

Transformation de park appliquée a la MAS

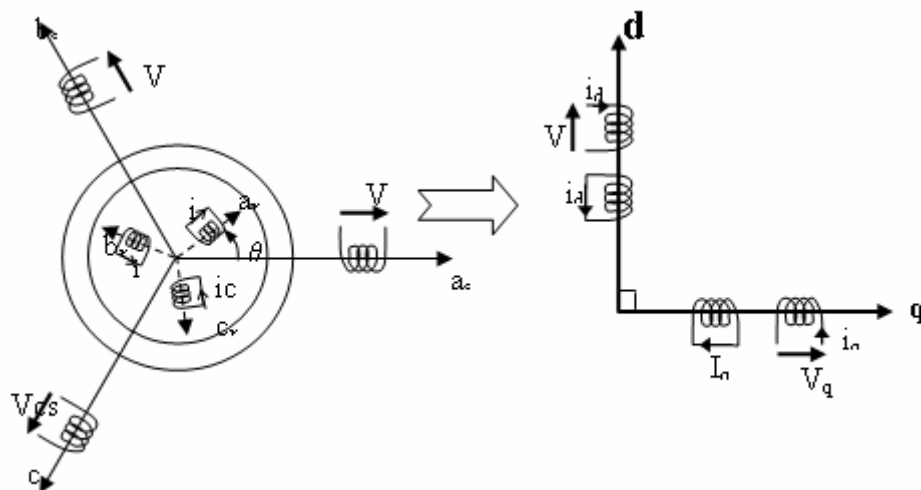


Fig (II.2) Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

La transformation de park. Consiste a transformer les enroulements statoriques et rotoriques (a,b,c) en enroulements orthogonaux équivalents (d,q) tournant avec le rotor.

Elle rend les équations de la MAS plus simples ce que facilite leur étude et leur analyse .

La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{d,q}] = [P_\theta] [X_{a,b,c}]$$

Où X peut être un courant, une tension ou un flux. Les termes x_d, x_q représentent les composantes longitudinales et transversales des variables statorique tensions, courants, flux et inductances. θ représente la position du rotor.[9]

La matrice de transformation de Park est donnée par :

$$(I.8) \quad [P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

La matrice de transformation inverse :

$$(I.9) \quad [P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

Les équations de la MAS dans le repère de park.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad \begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad \begin{matrix} (I.10) \\ (I.11) \end{matrix}$$

Avec:

$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad \left\{ \begin{array}{l} \omega_r: \text{ Pulsation de glissement} \\ \omega_s: \text{ Vitesse de synchronisme} \\ \omega: \text{ Vitesse de rotation} \end{array} \right.$$

Les relations entre flux et courants sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad \begin{cases} \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad \begin{matrix} (I.12) \\ (I.13) \end{matrix}$$

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s : \\ L_r &= l_r - M_r : \\ M &: \end{aligned}$$

L'expression du couple électromagnétique:

$$C_{em} = \frac{3pM}{2L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (\text{I.14})$$

Choix du référentiel:

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Trois types de référentiels sont intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié.

Référentiel lié au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation.

Il est caractérisé par:

$$\theta_s = 0; \theta_r = -\theta$$

alors $\frac{d}{dt} \theta_s = 0; \frac{d}{dt} \theta_r = -\frac{d}{dt} \theta = -\omega$

Il est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation

Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée comme constante, il est caractérisé par:

$$\theta_r = 0; \theta_s = \theta$$

Alors

$$\frac{d}{dt} \theta_r = 0; \frac{d}{dt} \theta_s = \frac{d}{dt} \theta = \omega$$

Référentiel lié au champ tournant

c'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équation de la machine .il est utilisé lorsque la fréquence de l'alimentation est constante, et a fréquence variable lors de petites perturbations autour d'un régime donné, ce type de référentiel est caractérisée par les équations:

$$\theta_s = \omega_s t; \omega = (1-g) \omega_s; \theta_r = g \omega_s t$$

ω_s : Vitesse de synchronisme.

Dans notre étude nous avons choisi le référentiel (d,q) lié au champ tournant ,

Le modèle de la MAS s'écrit comme suite :

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

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

Mise sous forme d'équation d'état:

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la MAS sous forme d'équations d'état, et en manipulant les équations électriques on aboutit a la forme d'état suivante:

On prend : $\dot{X} = AX + BU$.

$$\dot{X} = \left(i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega \right)^t \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} X : \text{Vecteur d'état.} \\ U : \text{Vecteur d'entrée.} \end{cases}$$

$$U = \left(V_{ds}, V_{qs} \right)^t$$

Après arrangement des équations (I.15), (I.16) et (I.12), (I.13) nous aboutissons au modèle de la machine suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ - \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \omega \phi_{qr} + \frac{MR_r}{L_r} \phi_{dr} + V_{ds} \right\} \\
 \frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ - \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{qs} - \sigma L_s \omega_s i_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega \phi_{dr} + \frac{MR_r}{L_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right\} \\
 \frac{d}{dt} \phi_{dr} = \frac{R_r M}{\sigma L_s} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \phi_{qr} = \frac{R_r M}{\sigma L_s} i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \\
 \frac{d}{dt} \omega = \frac{p^2 M}{J L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{k_f}{J} \omega - \frac{p}{J} C_r
 \end{array} \right. \quad (I.17)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$$

Le coefficient de dispersion de Blondel permet d'estimer les fuites de flux de la machine.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constantes de temps rotorique et statorique.}$$

Le modèle de la machine peut s'écrire sous la forme d'états suivante :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} -\left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) & \omega_s \sigma L_s & \frac{M}{L_r T_r} & \frac{\omega M}{L_r} \\ -\omega_s \sigma L_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) & -\frac{\omega M}{L_r} & \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \\
 (1.18) \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

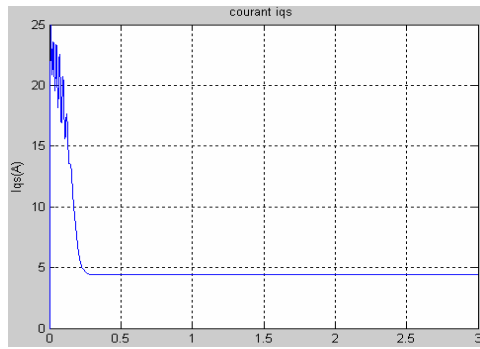
Simulation et interprétation:

Au démarrage, la machine asynchrone soumise à la pleine tension est analogue à un transformateur statique aux premiers instants, le courant statorique présente des dépassements excessifs (faible f.c.e.m et faible vitesse), mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante (régime permanent).

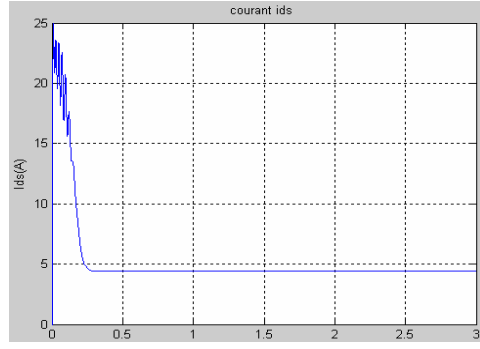
La courbe $C_{em}=f(t)$ présente au démarrage des battements importants ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Dès que la vitesse s'établit le couple s'annule, et le flux rotorique atteint la valeur 1.1 Wb.

L'allure de la caractéristique de vitesse $\omega=f(t)$ présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Au cours de ces oscillations il se produit la transformation de l'énergie cinétique du rotor tournant en énergie électromagnétique et inversement; la vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

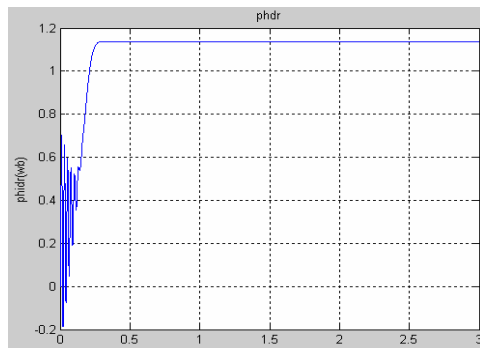
Lorsqu'on applique un couple résistant $C_r=10 \text{ N.m}$ après une seconde de démarrage à vide, l'amplitude du courant augmente légèrement; par contre la vitesse de rotation ω chute de 1500tr/min à 1420tr/min



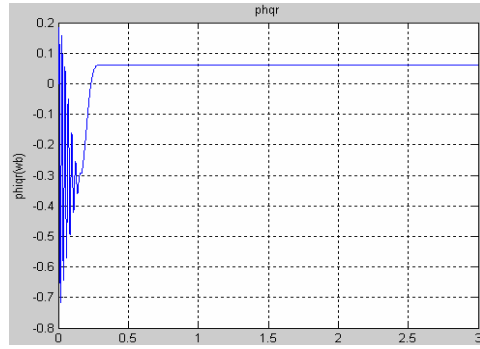
Courant ids



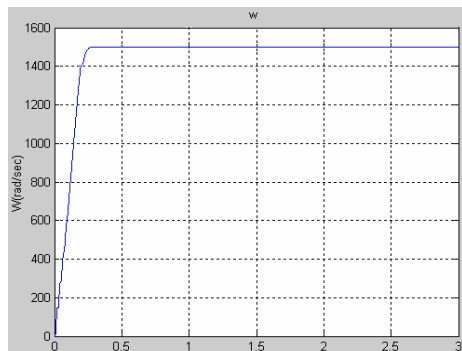
courant iq_s



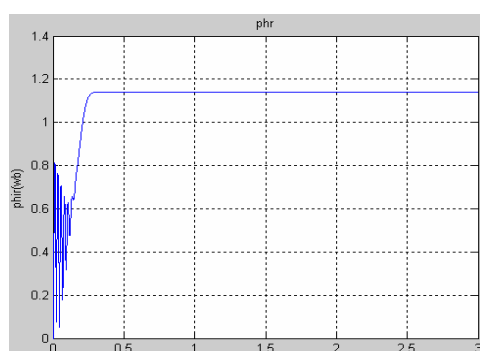
Phidr



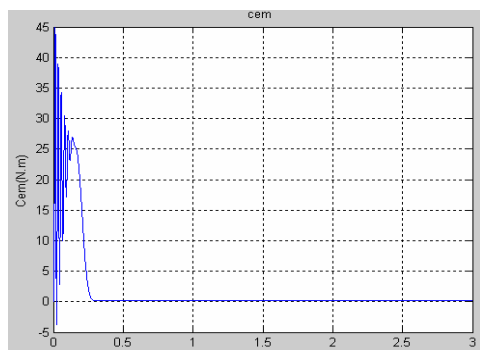
Phi qr



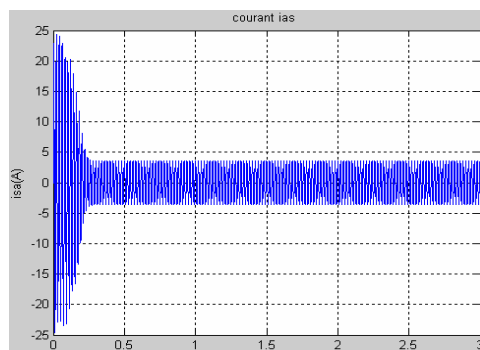
Vitesse de la MAS



flue rotorique

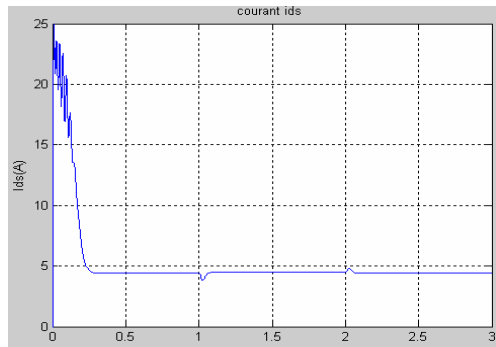


Couple electro magnétique

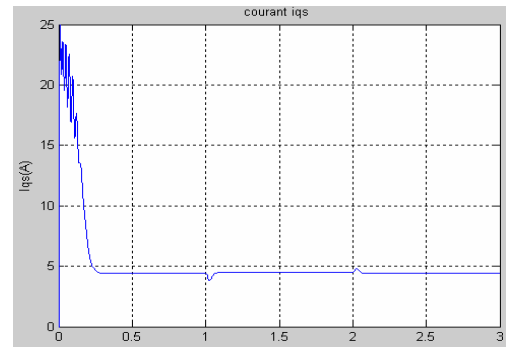


courant de phase

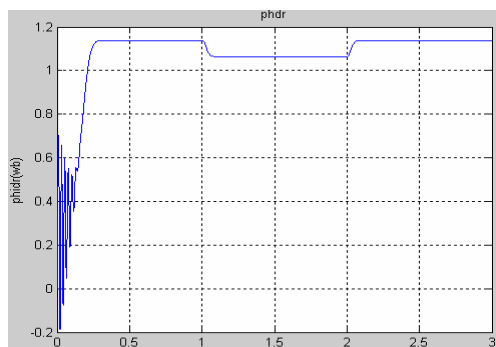
Fig(II.3) Simulation de la MAS en plein tension a vide



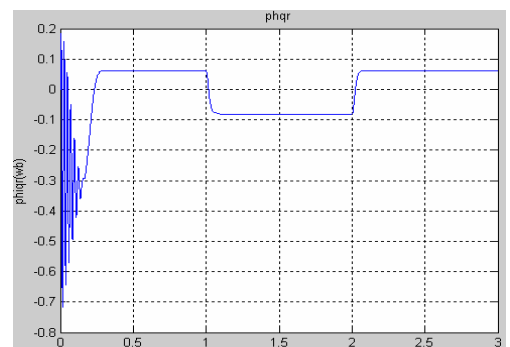
Courant ids



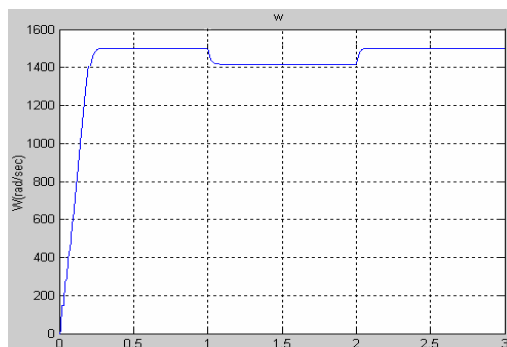
courant iqs



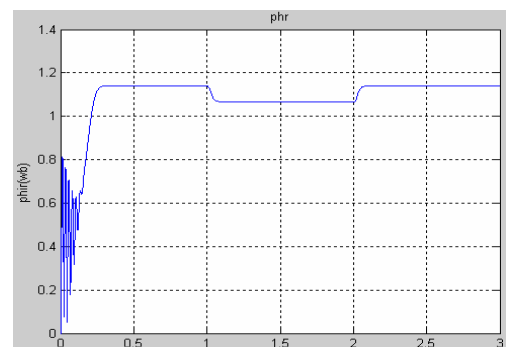
Phidr



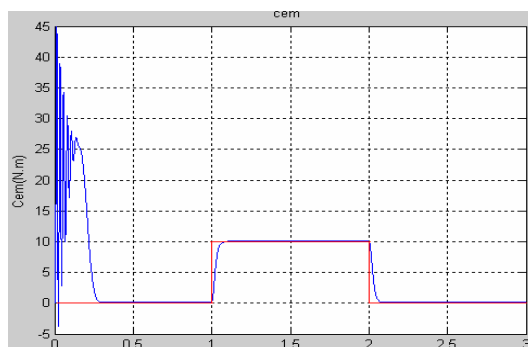
Phi qr



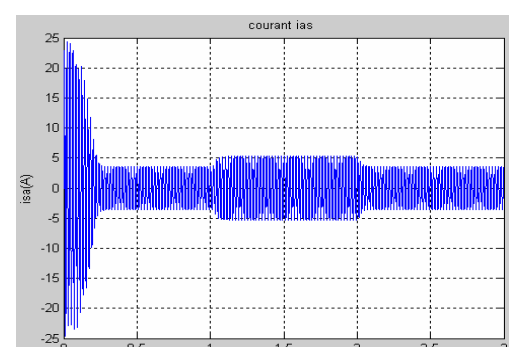
Vitesse de la MAS



flue rotorique



Couple electro magnétique



courant de phase

Fig (II.4) Simulation de la MAS en plein tension avec application d'une charge ($C_r=10\text{N.m}$) entre 1 et 2 sec

Modélisation de l'alimentation

La MAS est alimentée par un onduleur de tension commandé en MLI, l'alimentation est fournie par le secteur 220/380 au travers un redresseur a diodes et un filtre LC délivrant une tension continue (fig II.5)

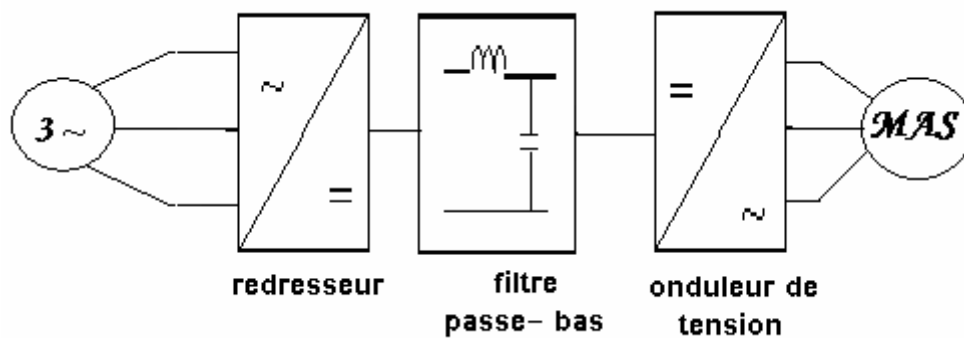


Fig (II.5) Alimentation de la machine asynchrone

Modélisation du redresseur:

Nous utilisons le pont triphasé a diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées.

Ce type de redresseurs comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant I_d : D_1 , D_2 et D_3 , et trois diodes à anode commune assurant le retour du courant I_d : D'_1 , D'_2 et D'_3 .

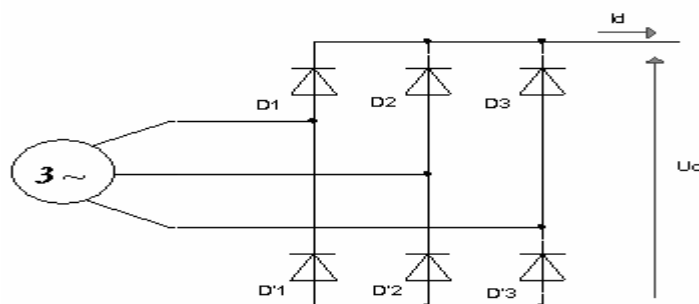


Fig (II.6): Redresseur a diodes

Si l'effet de l'empiètement est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par:

$$U_d(t) = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)]$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage

Modélisation du filtre de la tension redressée

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), schématisé par la figure suivante:

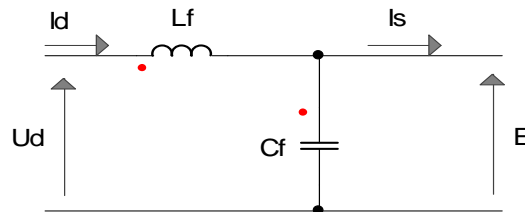


Fig (II.7) Filtre passe- bas pour la tension redressé

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + E \\ \frac{dE}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{E}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2}$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure ou dessous de la fréquence de la première harmonique de $V_d(t)$, cette condition nous permet de déterminer L et C .

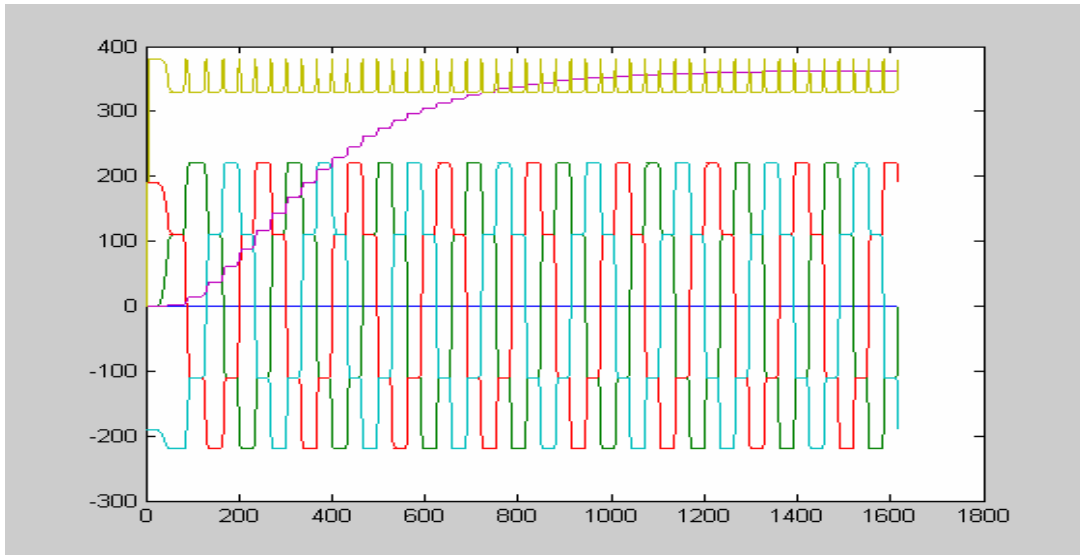


Fig (II.8) : Tension redressé

Modélisation de l'onduleur de tension :

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristor GTO pour les grandes puissances, est le cœur de l'organe de commande de la MAS. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, avec deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K1 et K4, K2 et K5, K3 et K6 doivent être contrôlés de manière complémentaire [4], [12], [15], [16]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la MAS est illustré par la figure suivante:

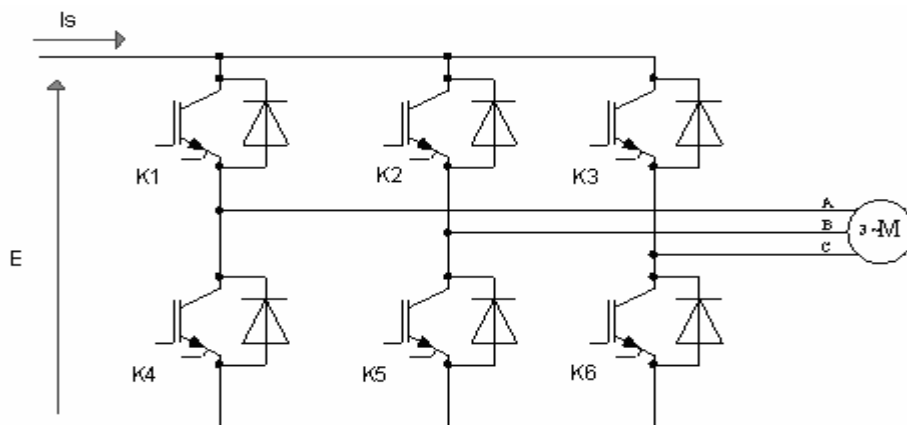


Fig (II.9) Onduleur de tension

Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi, à chaque bras d'onduleur, est associé une fonction logique de connexion F_j , ($j = 1, 2, 3$) définie comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ fermé, } K'_j \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_j \text{ ouvert, } K'_j \text{ fermé} \end{cases} \quad \text{(II-7)}$$

Les différentes formes d'ondes de tensions de sortie de l'onduleur sont données par:

$$\begin{bmatrix} U_{13} \\ U_{21} \\ U_{32} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \text{(II-8)}$$

Avec : S_j ($j=1, 2, 3$) : Signaux de commande des interrupteurs.

Vu la symétrie de la machine et le couplage étoile de l'enroulement statorique, nous avons :

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

Par conséquent, les tensions simples V_j , s'expriment par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \text{(II-9)}$$

Le courant I à l'entrée de l'onduleur a pour expression :

$$I_s = S_1 I_1 + S_2 I_2 + S_3 I_3 \quad \text{(II-10)}$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques correspondants aux signaux de commande des interrupteurs S_j . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

I-1- Commande par modulation de largeur d'impulsion (Stratégie triangulo – sinusoidale)

La stratégie triangulo-sinusoidale est obtenue par la comparaison, du signal de porteuse (V_p) et les signaux de références (V_{ref}), définissant la fonction logique S_j comme le montre la figure (II-7)

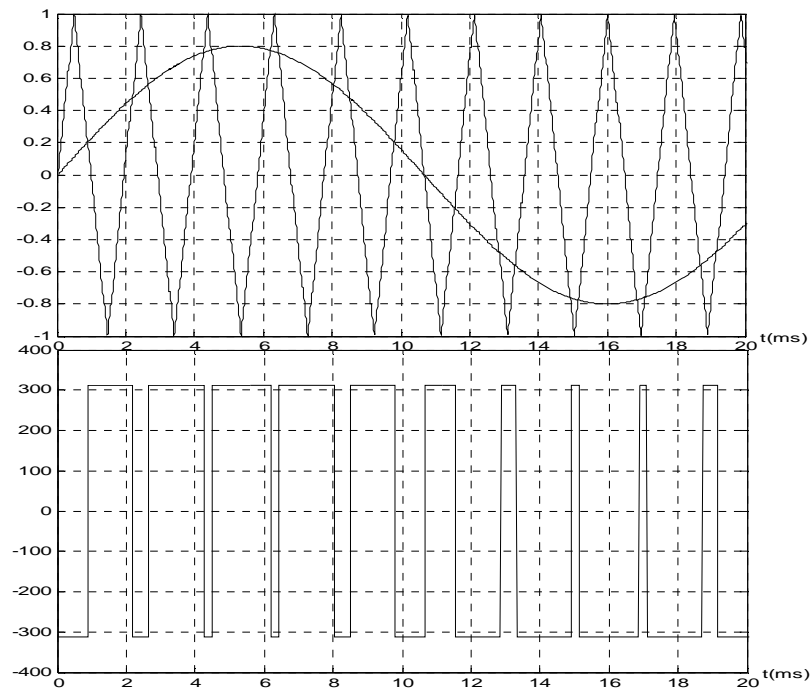


Fig. II-10 : principe de la commande en MLI

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

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{ref} \leq V_p \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

La porteuse est définie par les équations :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{Si } t \in [nT_p, (n+1/2)T_p] \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) & \text{Si } t \in [(n+1/2)T_p, (n+1)T_p] \end{cases}$$

(II-12)

Avec n : entier naturel.

Les signaux de références sont donnés par l'équation suivante :

$$V_{ref} = r \sin((2\pi f)t - 2(j-1)\pi/3) \quad J=1,2,3 \quad \text{(II-13).}$$

Lorsque la référence est sinusoïdale, dans ce cas deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation m : est égale au rapport (f_p/f) des fréquences de la porteuse et de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r : est égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence par la valeur crête ($V_s/2$) de l'onde de porteuse.

Modélisation de l'association convertisseur statique - M A S

La figure (II-8) représente le montage de principe de l'association redresseur - filtre - onduleur - MAS alimenté par un réseau triphasé de fréquence (50Hz).

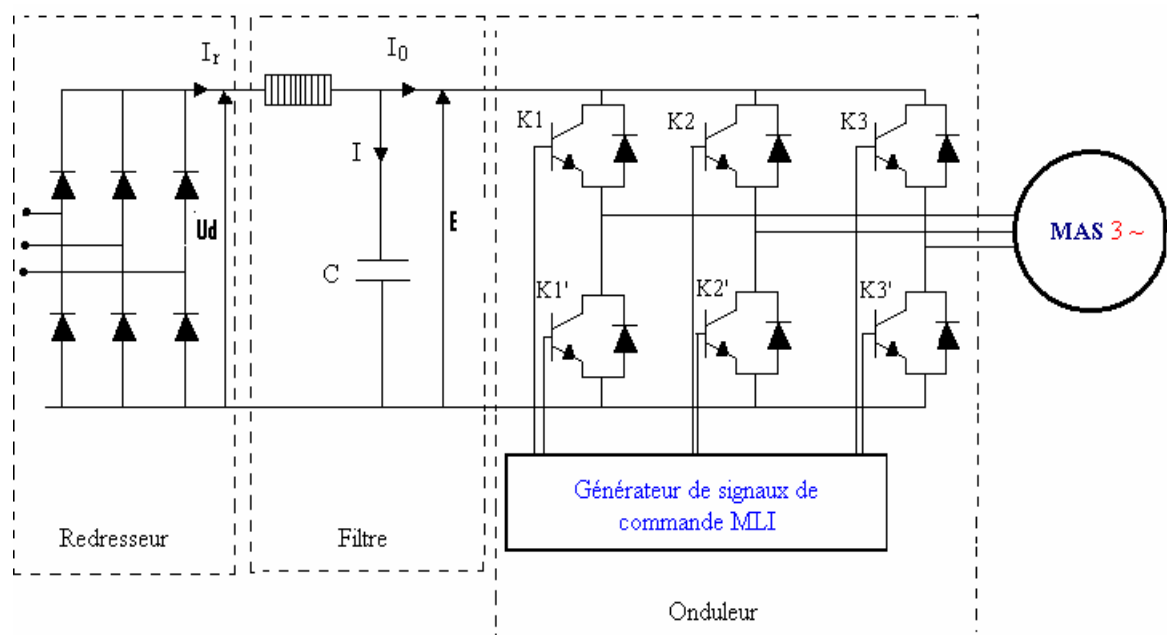


Figure (II.11) : Schéma de l'association convertisseur statique - MAS.

En regroupant les équations du modèle globale (pont de diodes, filtre, onduleur et MAS) nous obtenons le modèle de tout le système. Les variables de simulation sont les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse du modèle de la machine. Ainsi que le couple électromagnétique et le courant de ligne à l'entrée de la machine.

I-2- Simulation numérique

La simulation numérique de l'association convertisseur statique – MAS est donnée aux figures

Le démarrage avec un onduleur de tension de la machine asynchrone à vide, permet d'avoir un établissement pratiquement identique par rapport au démarrage sous la pleine tension.

Par contre, la courbe de variation du couple électromagnétique montre de fortes pulsations de ce dernier au début du démarrage, il continue avec des oscillations moins importantes dues à la modulation autour d'une valeur moyenne correspond aux pertes par frottements et ventilation. La forme du courant de ligne absorbé est très rapprochée de la sinusoïde avec des oscillations autour de cette valeur.

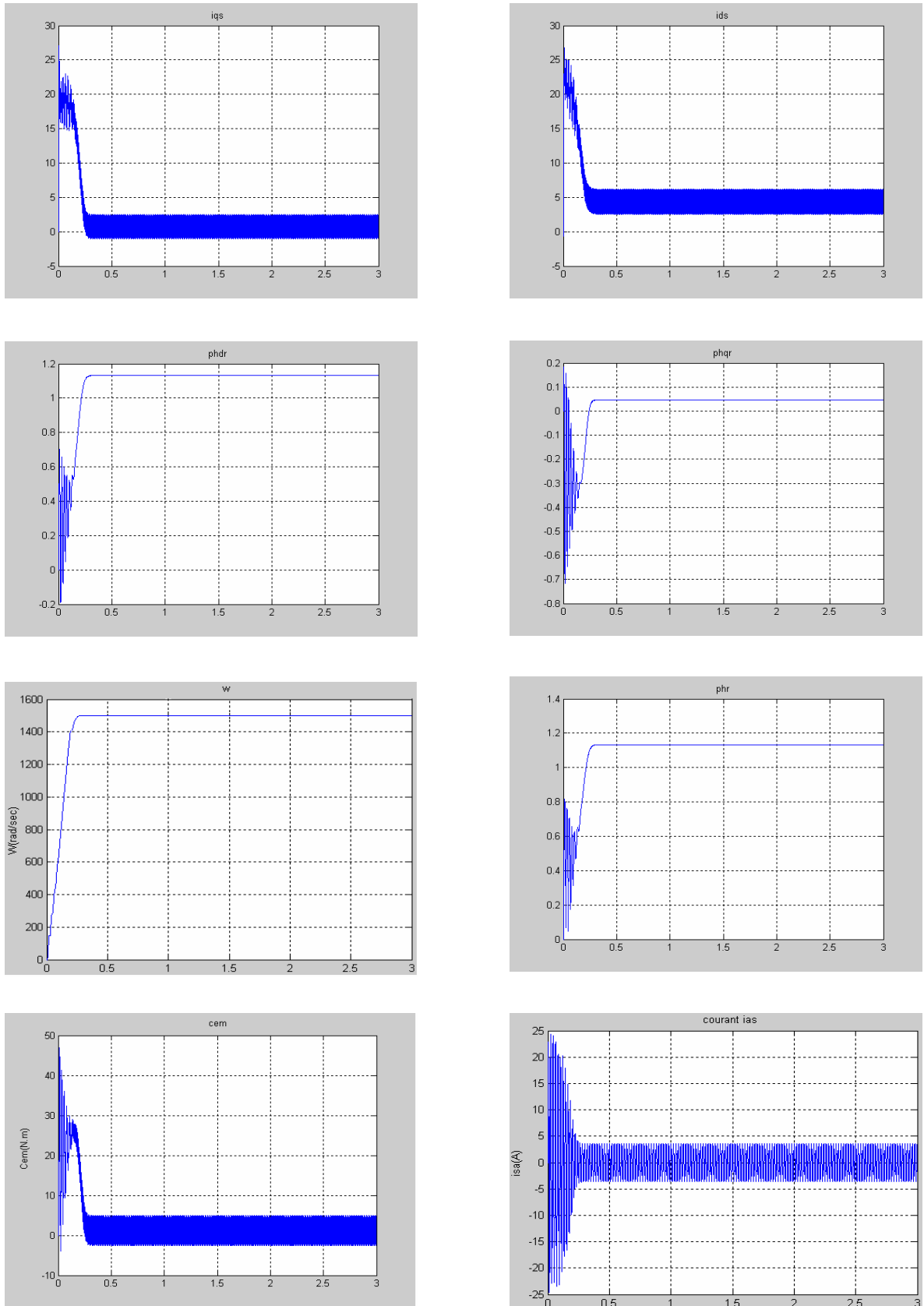
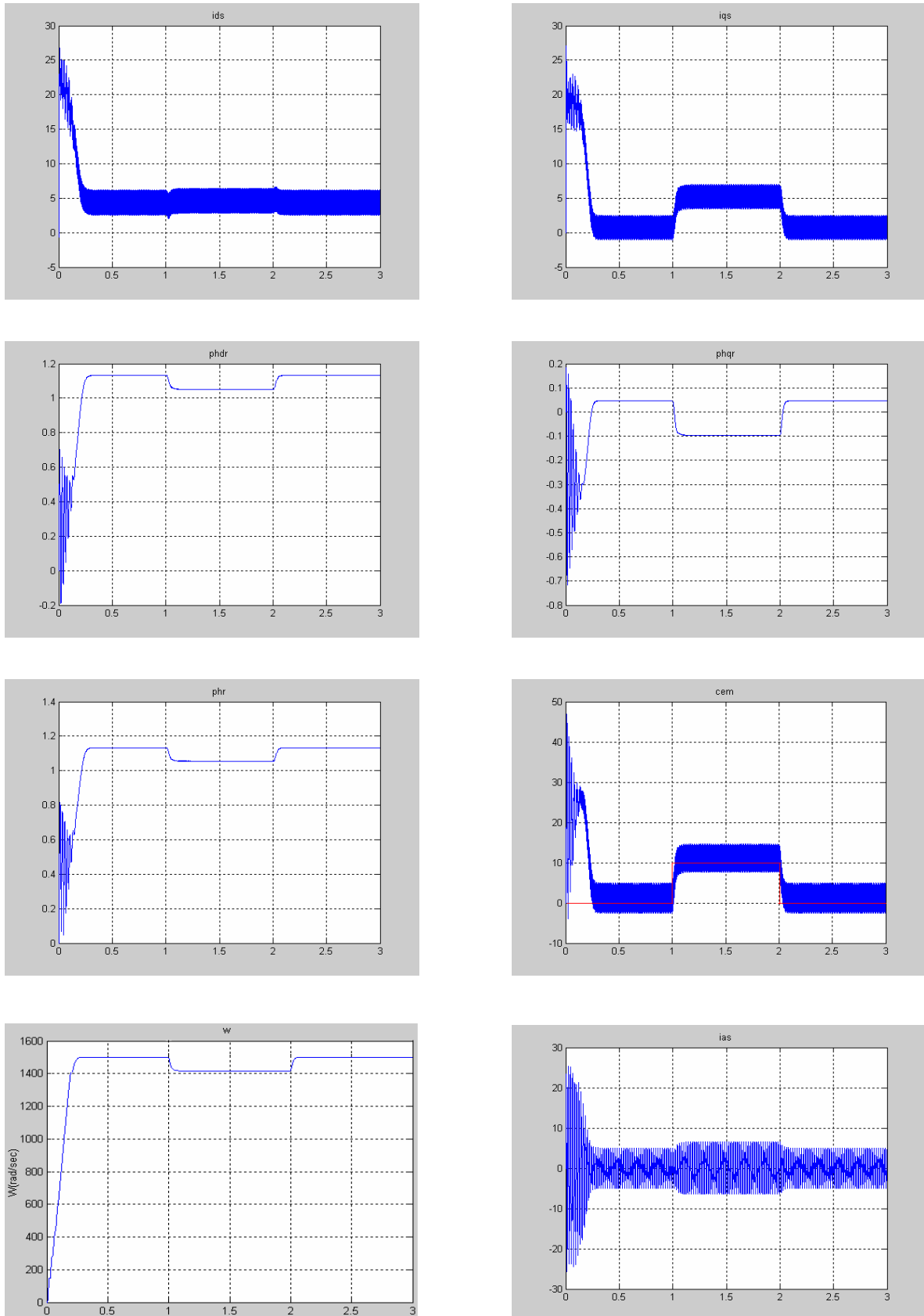


Fig (II.12) Simulation de l'association machine + onduleur a vide



fig(II.13)Simulation de l'association machine + onduleur en charge application d'un couple résistant ($C_r=10N.m$) entre 1 et 2 sec

Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté le modèle de la machine asynchrone triphasé dans le repère de Park, aussi on a utilisé deux méthode d'alimentation, la première est parfaitement sinusoïdale, et dans la deuxième on a utilisé un onduleur de tension.

D'après ces deux méthodes on remarque que généralement le comportement de la machine alimenté par onduleur reste presque identique à celui de la machine alimenté par une tension parfaitement sinusoïdale

On a présenté aussi les résultats de simulations de la MAS seul puis l'ensemble MAS -Onduleur pour mieux voir le comportement de la machine face a l'alimentation de l'onduleur. Nous avons simulé la machine asynchrone pour deux types de fonctionnement ; démarrage à vide; démarrage à vide puis application d'un couple résistant.

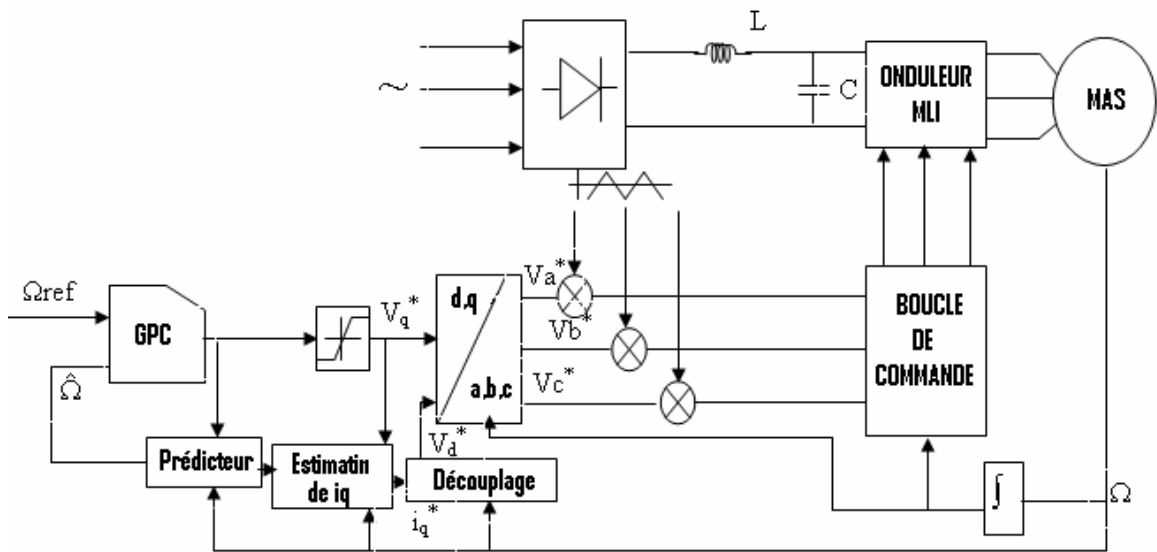
CHAPITRE 03

APPLICATION DE LA GPC SUR LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Après une étude de la commande au chapitre un et une modélisation de la machine asynchrone au chapitre deux on va faire maintenant l'application de la GPC sur la MAS puis on va faire une étude de robustesse en variant les paramètres de la machine .

Stratégie de l'application de GPC à la MAS

La **figure(III.1)** représente la structure globale de réglage, elle montre la commande de vitesse par la GPC munie du découplage vectoriel(voire annex 02). A partir de la consigne de la vitesse, l'algorithme de commande calcule la tension V_q^* , et à partir de cette tension on fait l'estimation du courant i_q^* celui-ci conduit au calcul de V_d^* .



FigureIII.1 : Structure globale de réglage de la MAS

Fonction de transfert du modèle simplifié de la MAS :

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère de park. est donné par le système d'équations((I.18))cité en premier chapitre, en combinant les equation d'etat de ce modele On obtient la fonction de transfert de la machine pour la commande de vitesse

$$f(s) = \frac{\Omega}{V_{qs}} = \frac{p^2 L_{sr} \phi_r^*}{L_r \delta L_s j s^2 + \left[j L_r \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + L_r F \delta L_s \right] s + p^2 L_s \phi_r^{*2} + F L_r \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right)}$$

On peut l'écrire sous la forme :

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{v_q(s)} = \frac{K_0}{(1 + \tau_1.s)(1 + \tau_2.s)} \tag{III.1}$$

$$\text{Avec : } \tau_1 = -1/a \quad , \quad \tau_2 = -1/b \quad \text{et} \quad K_0 = \frac{3 \cdot p \cdot \phi_f}{2 \cdot F_c \cdot R + 3 \cdot p^2 \cdot \phi_f^2} \quad \text{(III. 2)}$$

a, b sont les racines du polynôme du dénominateur de la fonction de transfert F(s).

Compte tenu des paramètres de la machine utilisée, on obtient :

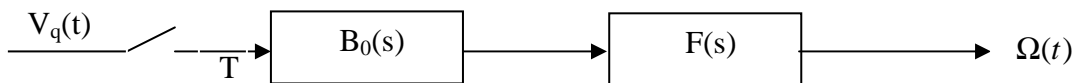
$$K_0=32.9391, \quad a= -277.9715 \quad , b=-3.5201.$$

A partir de ce système continu qui est caractérisé par sa fonction de transfert F(s), nous écrivons leurs transformée en z compte tenu du bloqueur d'ordre zéro.

Bloqueur d'ordre zéro

Le développement important de la théorie des systèmes échantillonnés est du principalement au développement de la commande par ordinateur. dans ce cas souvent le signal fourni par l'ordinateur est un signal à escaliers, c'est-à-dire variant par palier.

D'un point de vue pratique, tout se passe comme si le système continu était commandé par l'intermédiaire d'un échantillonneur bloqueur d'ordre zéro (**figure II.2**) permettant de conserver l'information pendant une période.



Fig(III.2) : Echantillonneur- bloqueur.

Avec

T_e : période d'échantillonnage.

F(s) : la fonction de transfert du système

$B_0(s)$: le bloqueur d'ordre zéro ou sa transmittance en s s'écrit comme suit :

$$B_0(s) = \frac{1 - \text{Exp}(-sT_e)}{s} \quad \text{(III.3)}$$

Dans la pratique, ce type d'échantillonnage avec blocage étant le plus utilisé ou l'association échantillonneur-bloqueur d'ordre zéro (**figureIII. 3**), permet une discrétisation par paliers d'un signal (**figureIII. 4**) [18] [19].

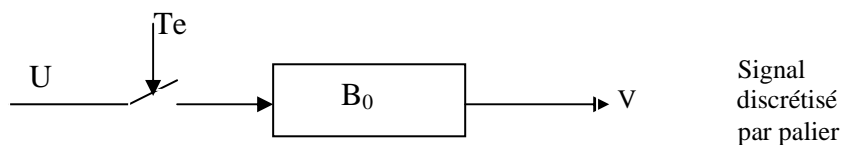
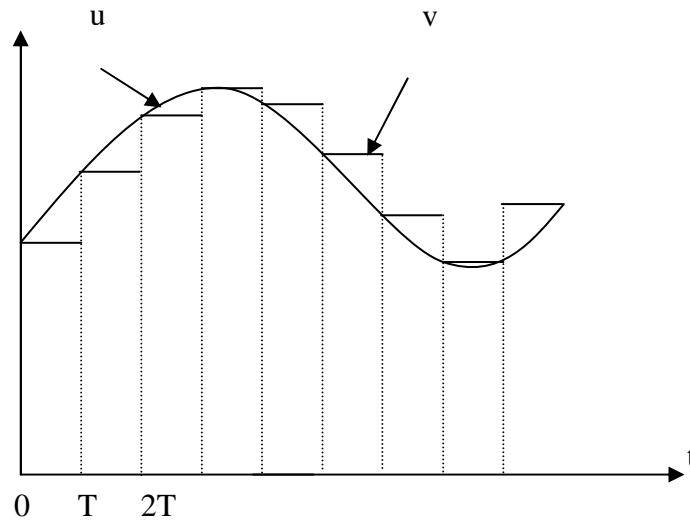


Fig (III. 3): interpolateur.



**Figure III. 4 : Signal échantillonné bloqué
(sortie de l'interpolateur)**

Choix de la période d'échantillonnage

Lorsqu'on échantillonne un signal continu, on ne peut perdre aucune information si la fréquence d'échantillonnage est supérieure au double de la plus haute fréquence continue dans le signal initial [1] [2].

Compte tenu de cette remarque du très connu théorème de Shannon. [7]

Alors on fait le choix de la période d'échantillonnage $T_e=10$ ms

Ainsi l'utilisation du tableau de transformation donne le passage de la fonction de transfert continue à la fonction de transfert échantillonnée en q^{-1} , et compte tenu du bloqueur d'ordre zéro on écrit :

$$F(s) = \frac{B_0(s)}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (\text{III.4})$$

C'est la transmittance en «s» .

Donc leur transmittance en z s'écrit :

$$F(z) = \frac{b_1(z) + b_0}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$b_1 = K_0 \cdot (-a \cdot (1 - \text{Exp}(b T_e)) + b \cdot (1 - \text{Exp}(a T_e))) / (b - a) \quad (\text{III.6})$$

$$b_0 = K_0 \cdot (-b \cdot \text{Exp}(b T_e) \cdot (1 - \text{Exp}(a T_e)) + a \cdot \text{Exp}(a T_e) \cdot (1 - \text{Exp}(b T_e))) / (b - a)$$

$$a_1 = -(\text{Exp}(a T_e) + \text{Exp}(b T_e))$$

$$a_2 = \text{Exp}((a + b) T_e)$$

Où T_e est la période d'échantillonnage (dans notre application, nous avons choisi

$T_e=10$ ms)

L'application numérique conduit au résultat suivant :

$$F(z) = \frac{1.344z^{-1} + 3.024z^{-2}}{1 - 0.98z^{-1} + 0.02z^{-2}}$$

En remplaçant l'opérateur z^{-1} par l'opérateur de retard q^{-1} , on aboutit à l'expression suivante :

Et compte tenu de l'opérateur de retard (q^{-1}) :

$$F(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad F(q^{-1}) = q^{-1} \cdot \frac{b_1 + b_2 q^{-1}}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}} \quad \text{(III.7)}$$

$$A(q^{-1}) = 1 - 0.98q^{-1} + 0.02q^{-2} \quad , \quad B(q^{-1}) = 1.344q^{-1} + 3.024q^{-2} \quad \text{(III.8)}$$

L'algorithme de commande se décrit de la forme suivante :[9]

Début

-Obtention des coefficients A et B du modèle de processus de type CARIMA

-Calcul du polynôme A. Δ

-Résolution de l'équation de diophantines .

1-définir les horizons de prédictions et de commande ainsi que le facteur de pondération.

2-Calcul des matrices polynomiales E_j et F_j

3-calcul de la matrice G_j , formation de la matrice G .

4-Calcul de la matrice H_j .

-Calcul de $[G^T G + \lambda I]^{-1} G^T$

Fin

Optimisation des paramètres du régulateur

Devant l'absence de règles analytiques générales menant au bon choix des paramètres de synthèse d'une commande prédictive généralisée en fonction du type de procédé et des performances exigées la mise en oeuvre pratique nécessite, toujours, plusieurs essais expérimentaux pour arriver, finalement a un choix optimal [8]

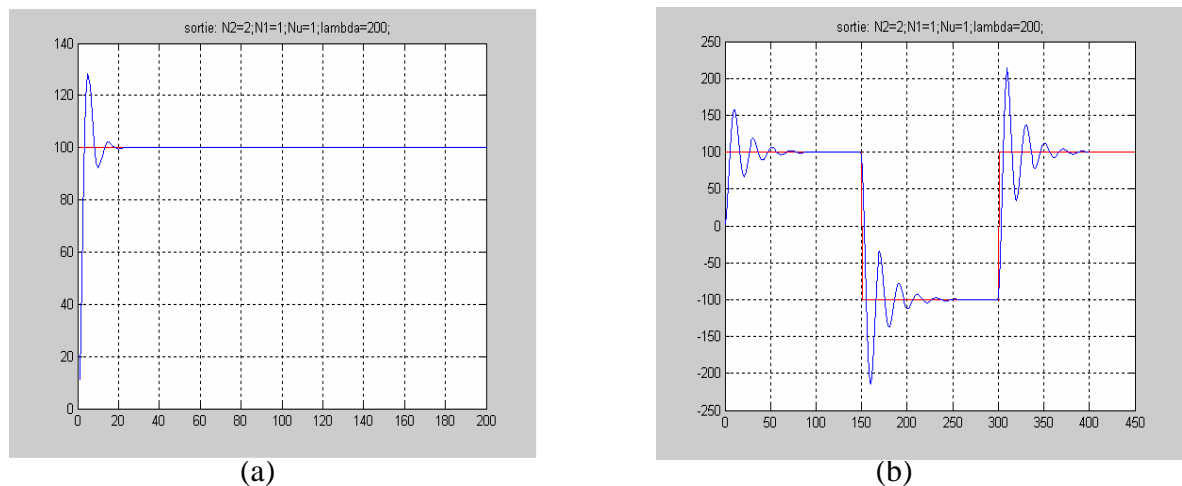
Afin de tester l'efficacité de la stratégie de commande on va faire une optimisation pour le choix des paramètres des régulateur en changeant les paramètres chacun seul et voir leur

effet sur les performances de commande, pour aboutir a un meilleur choix vis-à-vis- de la rapidité (le temps de réponse) ,le dépassement, la stabilité etc...

Influence de l'horizon de prédiction N_2

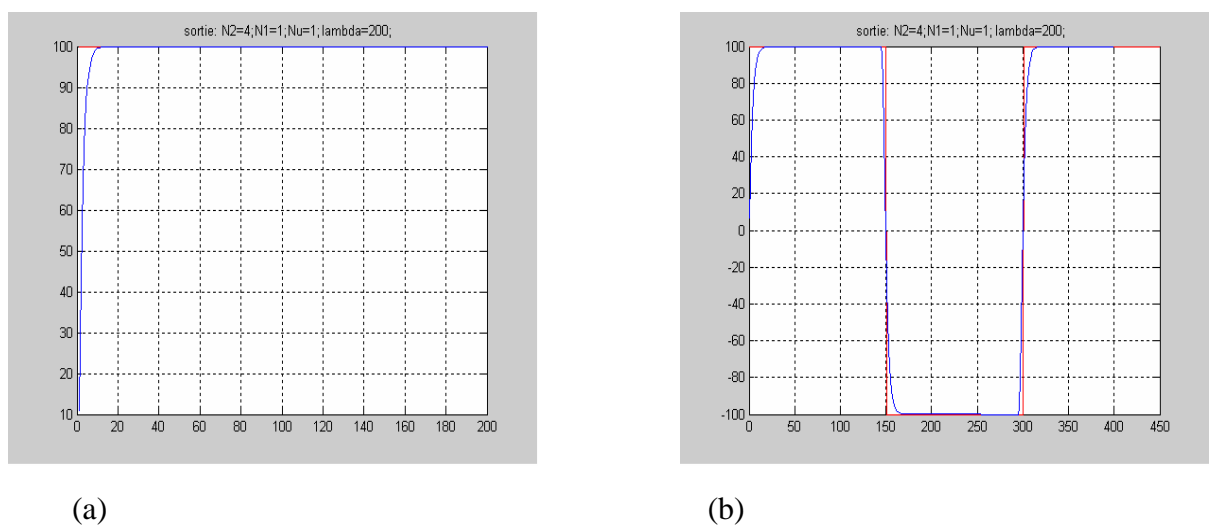
On fait varier N_2 et voir son effet sur les performances.

Les figures suivantes montrent l'évolution de la sortie (vitesse de la machine asynchrone) pour différentes valeurs de N_2



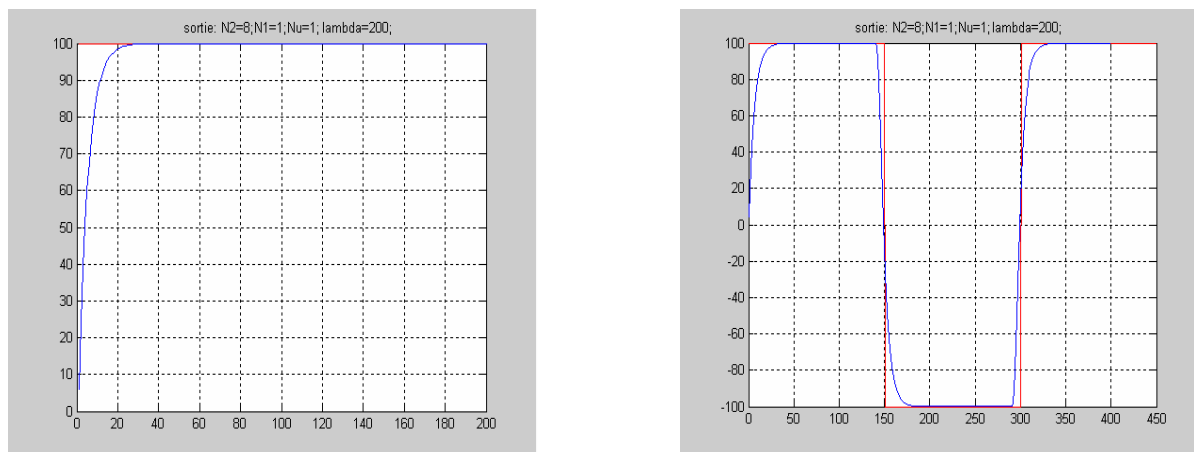
a)-Réponse a une cosigne échelon de vitesse (100tr/min) pour $N_1=1, N_2=2, Nu=1, \lambda=200$
 b)-Réponse a une cosigne créneau de vitesse (100et -100tr/min) Pour $N_1=1, N_2=2, Nu=1, \lambda=200$

Fig.(III.5) Evolution de la sortie pour $N_1=1, N_2=2, Nu=1, \lambda=200$



(a) Réponse a une cosigne échelon de vitesse (100tr/min) pour $N_1=1, N_2=4, Nu=1, \lambda=200$
 (b)-Réponse a une cosigne créneau de vitesse (100et -100tr/min) Pour $N_1=1, N_2=4, Nu=1, \lambda=200$

Fig.(III.6) Evolution de la sortie pour $N_1=1, N_2=4, Nu=1, \lambda=200$



a)-Réponse a une cosigne échelon de vitesse (100tr/min) pour $N1=1, N2=8, Nu=1, \lambda=200$

b)-Réponse a une cosigne créneau de vitesse (100et -100tr/min) Pour $N1=1, N2=8, Nu=1, \lambda=200$

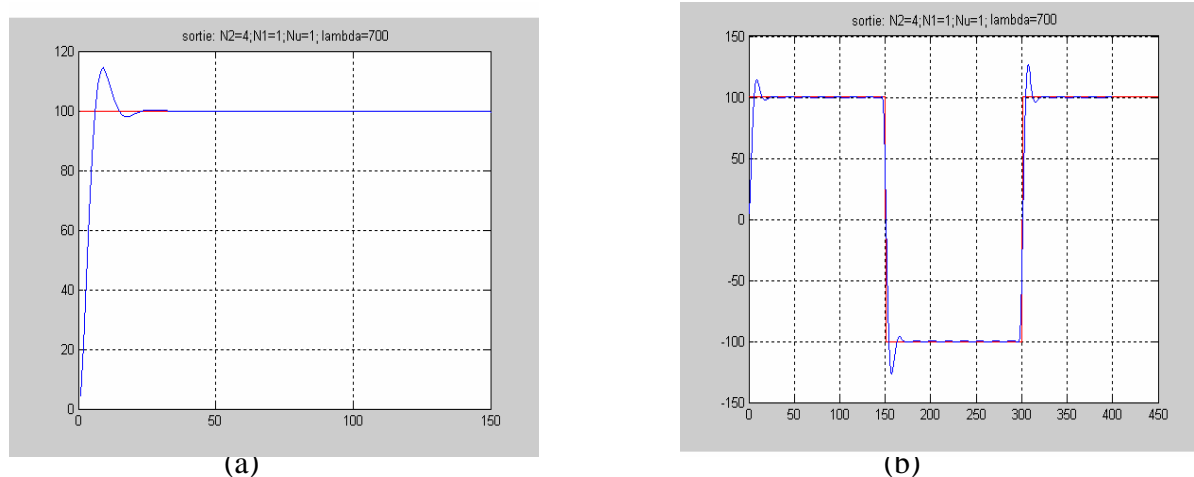
Fig.(III.8) Evolution de la sortie pour $N1=1, N2=8, Nu=1, \lambda=200$

Il est remarquable qu'une forte augmentation de N_2 se traduit par une lenteur dans la réponse du système alors qu'une trop forte diminution se traduit par un très grand dépassement de la consigne (emballement).ie le temps de montée augmente avec une variation de N_2 positif et diminue avec une variation de N_2 négatif.

Influence de coefficient de pondération λ :

On fait varier λ pour voir son effet sur les performances.

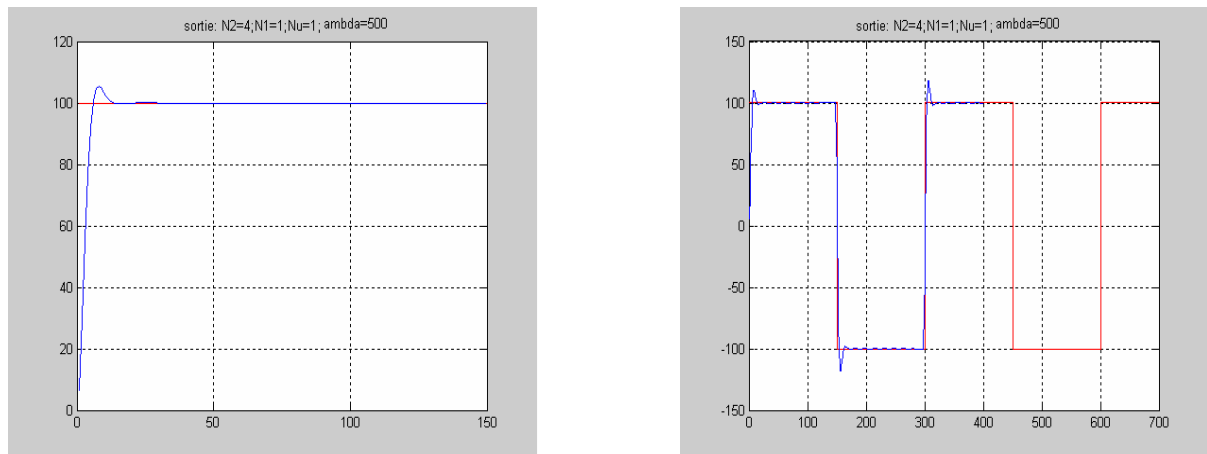
Les figures suivantes montrent l'évolution de la sortie (vitesse de la machine asynchrone) pour différentes valeurs de λ



a)-Réponse a un cosigne échelon de vitesse (100tr/min) pour $N1=1, N2=4, Nu=1, \lambda=700$

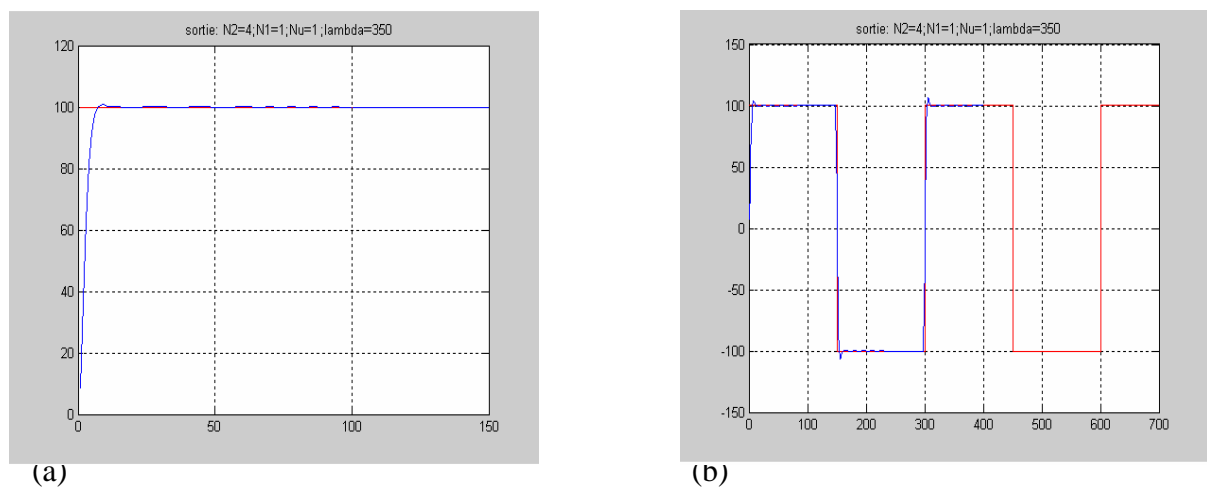
b)-Réponse a un cosigne créneau de vitesse (100et -100tr/min) Pour $N1=1, N2=4, Nu=1, \lambda=700$

Fig.(III.9) Evolution de la sortie pour $N1=1, N2=4, Nu=1, \lambda=700$



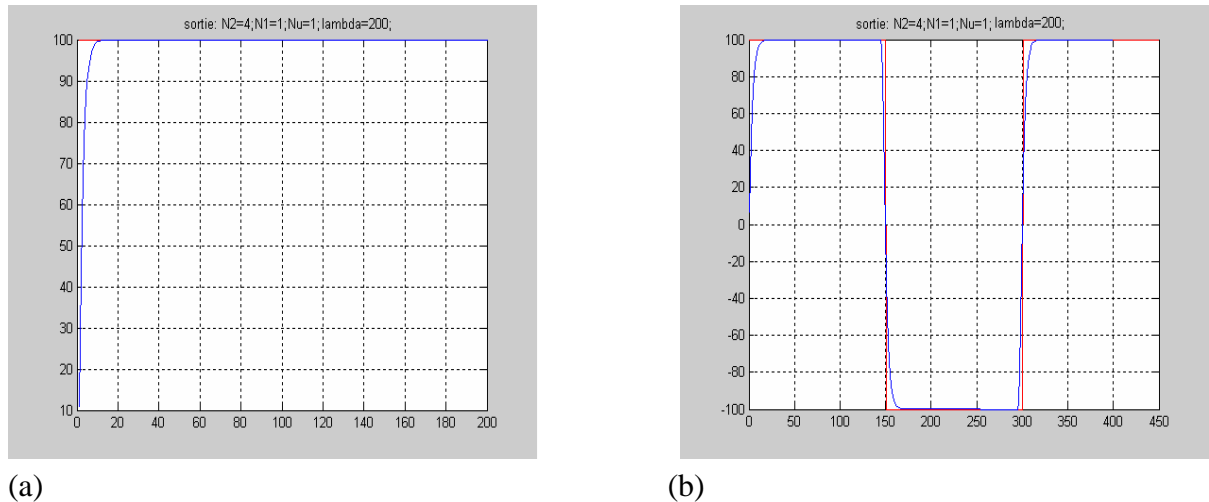
- a)-Réponse a un cosigne échelon de vitesse (100tr/min) pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=500$
 b)-Réponse a un cosigne créneau de vitesse (100et -100tr/min) Pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=500$

Fig.(III.10) Evolution de la sortie pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=500$



- a)-Réponse a un cosigne échelon de vitesse (100tr/min) pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=350$
 b)-Réponse a un cosigne créneau de vitesse (100et -100tr/min) Pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=350$

Fig.(III.11) Evolution de la sortie pour $N1=1,N2=4,Nu=1,\lambda=350$



- a)-Réponse a un cosigne échelon de vitesse (100tr/min) pour $N1=1, N2=4, Nu=1, \lambda=350$
 b)-Réponse a un cosigne créneau de vitesse (100et -100tr/min) Pour
 $N1=1, N2=4, Nu=1, \lambda=350$

Fig.(III.12) Evolution de la sortie pour $N1=1, N2=4, Nu=1, \lambda=200$

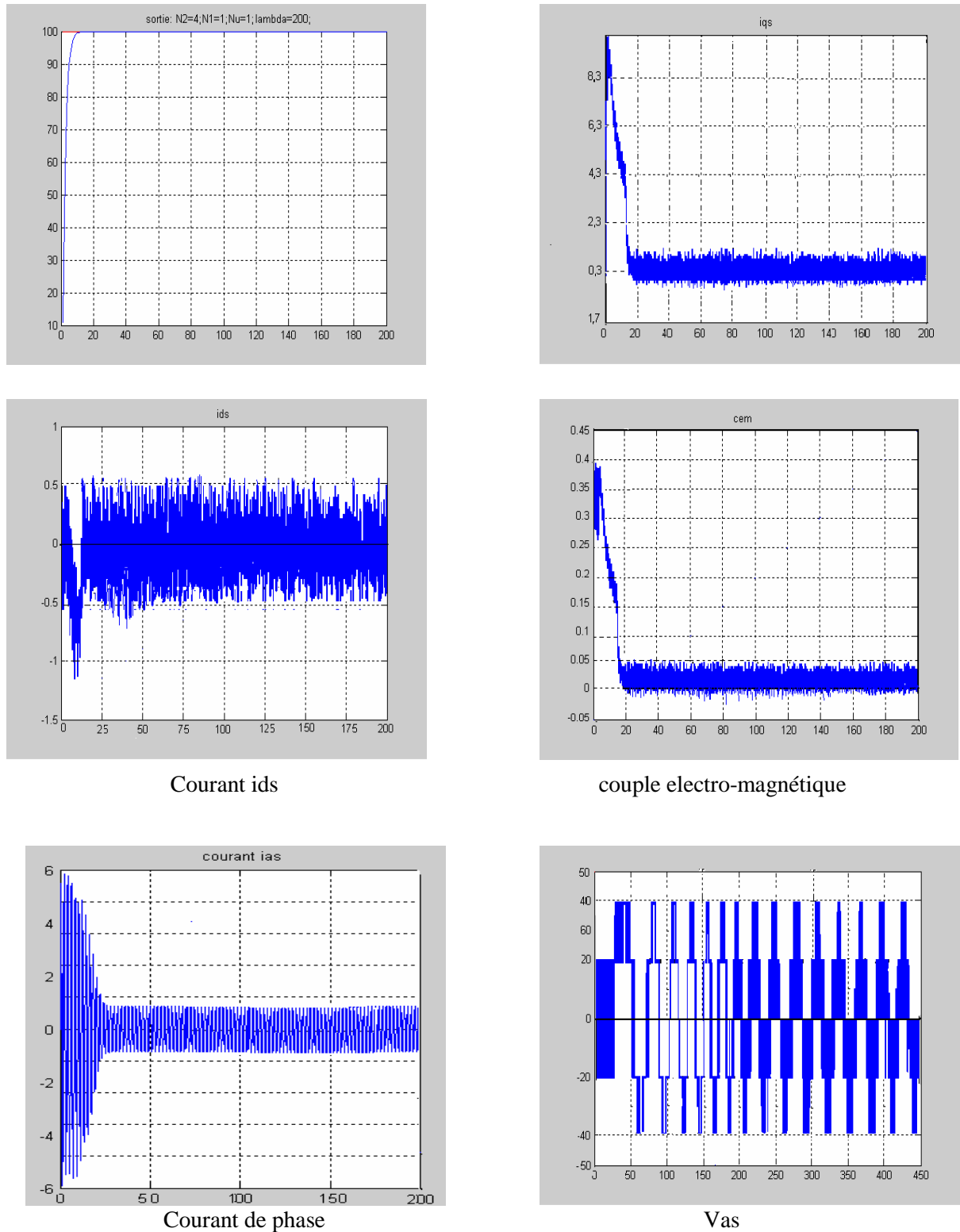
A partir de réponse du système pour différentes valeurs de λ on remarque qu'une augmentation de λ se traduit par un dépassement de la consigne, et une diminution en temps de réponse du système.

Après avoir vu l'influence des paramètres de réglage sur les performances du système en boucle fermée on peut faire un choix de ces paramètres selon les performances souhaitées ce dépend de la rapidité (le temps de montée), les limites de dépassement autorisées, et devant l'absence de règles menant au bon choix de paramètres de synthèse d'une commande prédictive, on fait un choix par tâtonnement selon les performances désirées

On va choisir les paramètres de synthèse de GPC suivants:

$$N1=1, N2=4, Nu=1, \lambda=200.$$

Maintenant on va faire la synthèse de la commande avec les paramètres choisis et voir l'évolution des variables caractérisant la machine (les courants, le couple électro-magnétique).



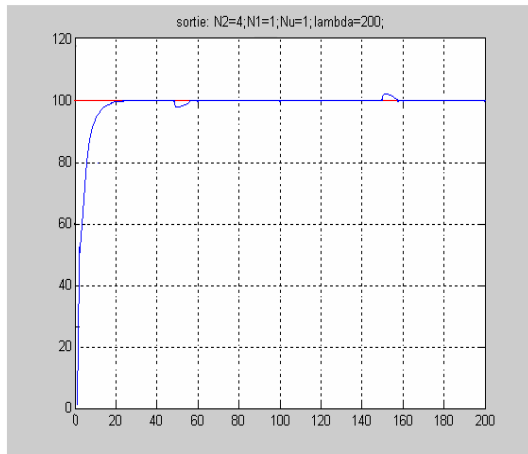
Courant ids

couple electro-magnétique

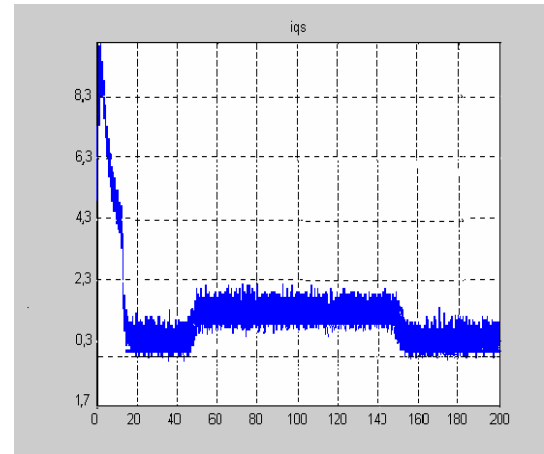
Courant de phase

Vas

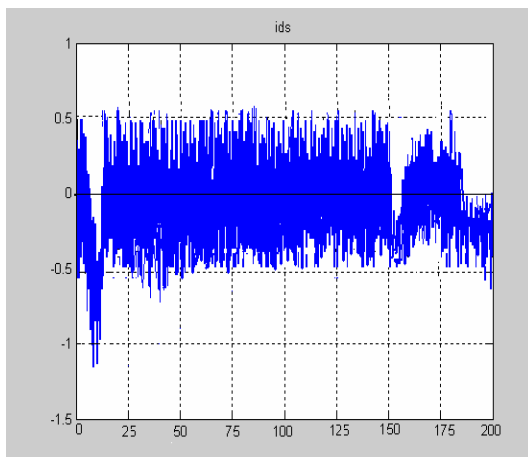
**Fig.(III.13) Evolution des grandeurs de la MAS , réglage GPC, fonctionnement a vide
Consigne échelon de vitesse**



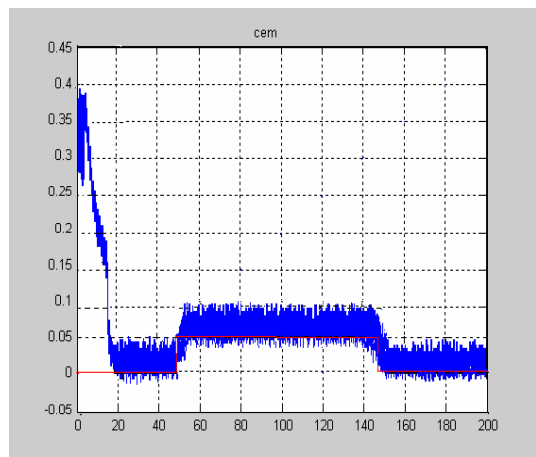
Sortie + consigne



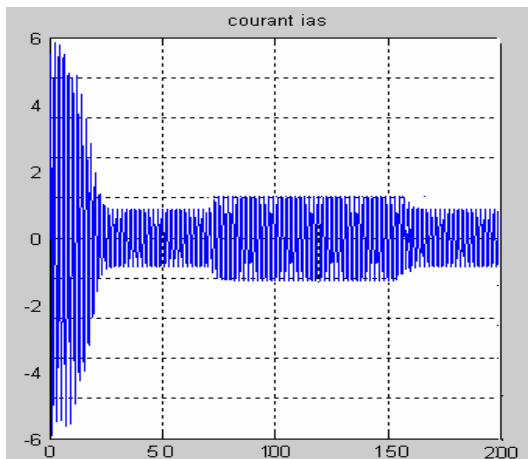
courant iqs



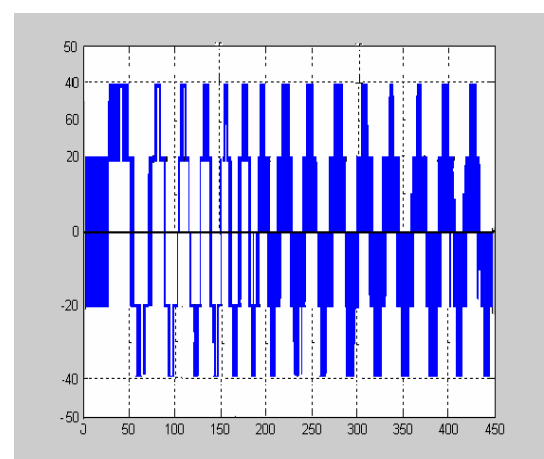
Courant ids



couple electro-magnétique

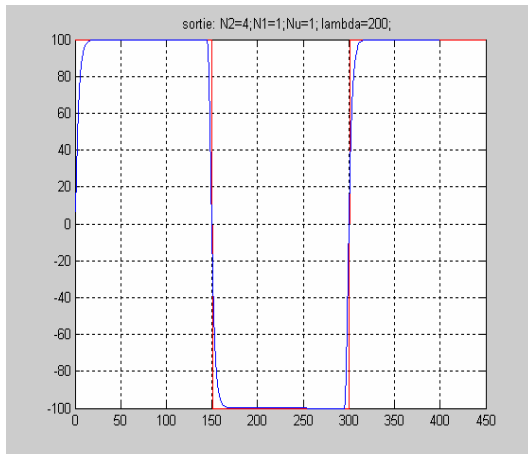


Courant de phase

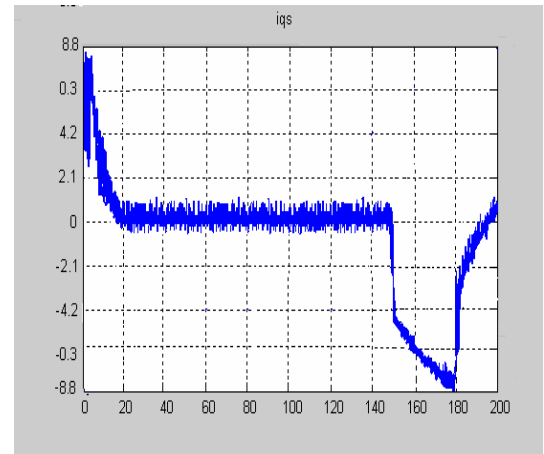


Vas

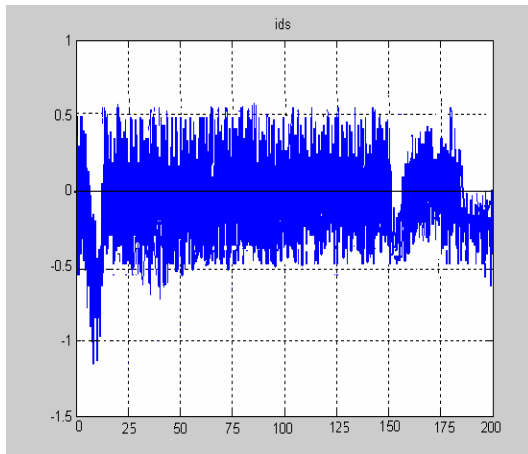
Fig.(III.14) Evolution de grandeur de la MAS réglage GPC fonctionnement en charge Consigne échelon de vitesse



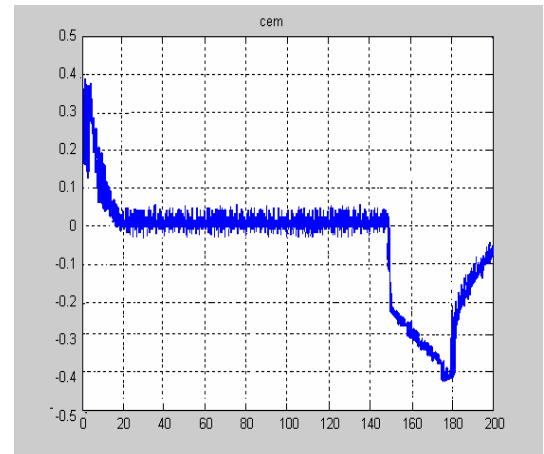
Sortie + consigne



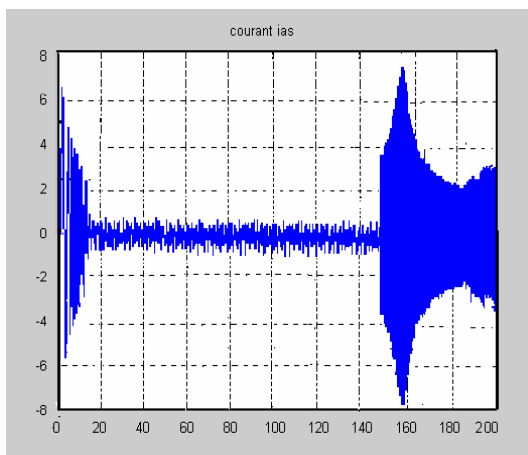
courant iqs



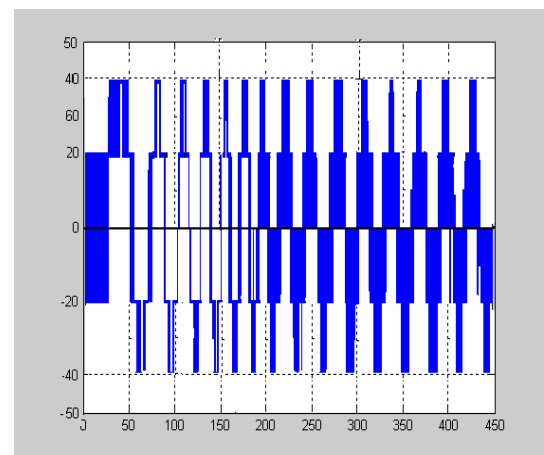
Courant ids



couple electro-magnétique



Courant de phase



Vas

**Fig.(III.15) Evolution de grandeur de la MAS, réglage GPC, fonctionnement a vide
Réponse a un créneau**

Etude de la robustesse du GPC

La synthèse d'une commande est souvent réalisée à partir d'un modèle de processus présentant des erreurs de modélisation ou de paramètres pouvant varier dans le temps. En effet, lors du fonctionnement de la MAS, les paramètres de cette dernière sont soumis à des variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement, il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande afin d'évaluer la robustesse de cette dernière vis-à-vis des variations du modèle.[9]

Ainsi nous allons étudier par simulation, la robustesse de la commande GPC vis-à-vis des variations du modèle de la machine. Pour cela, nous faisons varier la résistances statorique R_s , la résistance rotorique.

Les variations adoptes pour tester la robustesse sont de +25% et -25 % pour chacune des résistances R_r et R_s .

Variation de résistance rotorique R_r de +25%

Avec application d'un couple résistant de 0.05 entre 50 Te et 150 Te

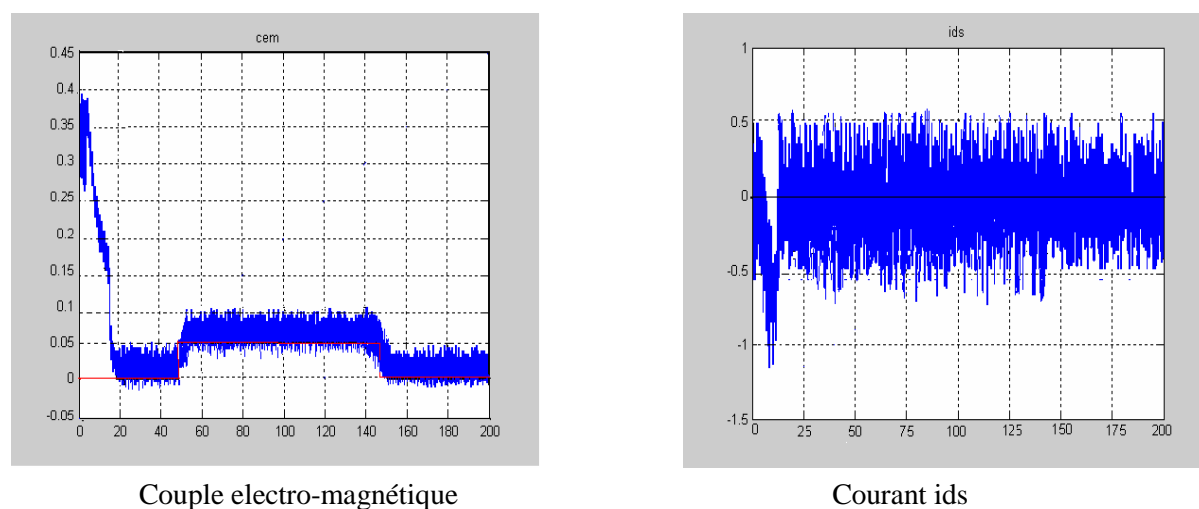


Fig. (III.16) Evolution de Cem et ids lorsque R_r varie de +25%

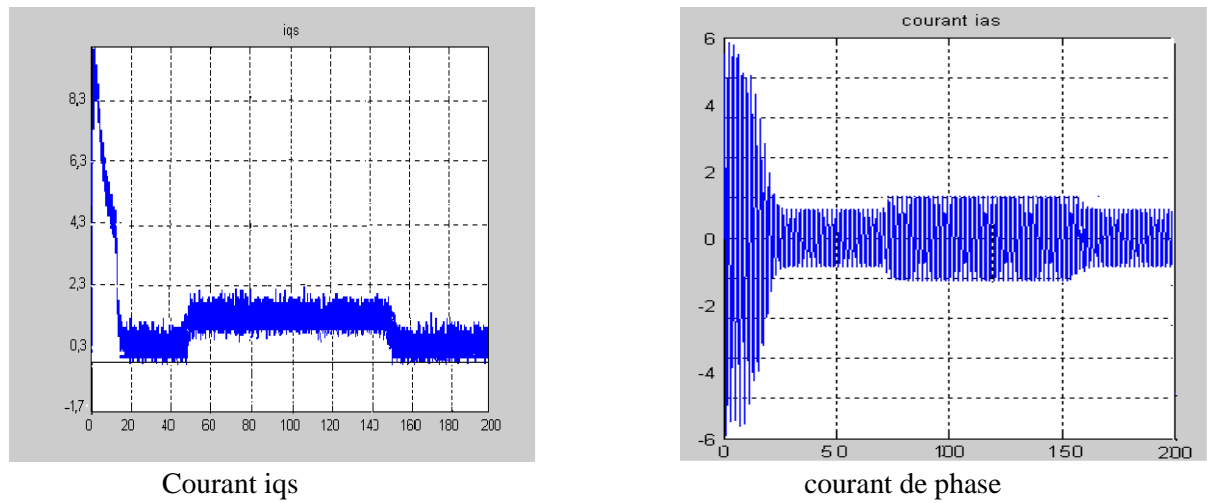


Fig.(III.17) Evolution de i_{q_s} et i_{a_s} lorsque R_r varie de +25%

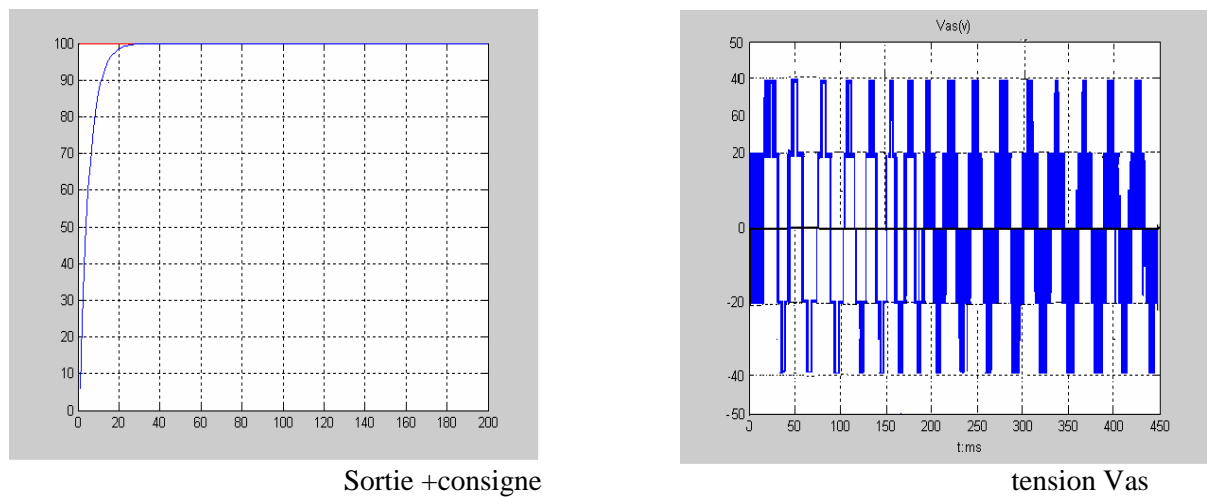
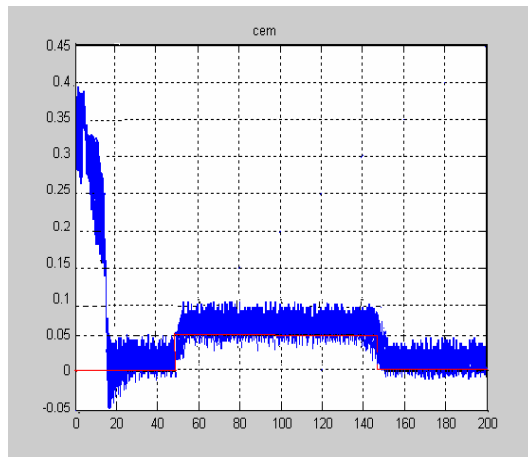


Fig.(III.18) Evolution de sortie et V_{a_s} lorsque R_r varie de +25%

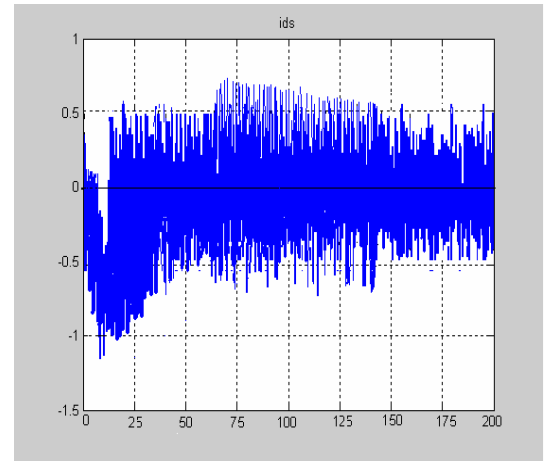
Variation de résistance rotorique R_r de -25%

Avec application d'un couple résistant de 0.05 entre 50 Te et 150 Te

On va faire le même chose mais cette fois on fait diminuer R_r de 25%

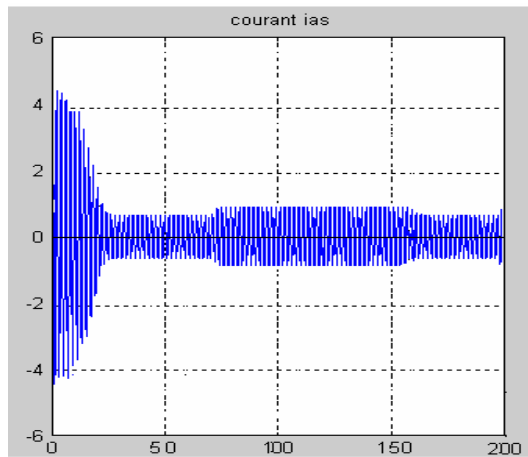


Couple electro-magnétique

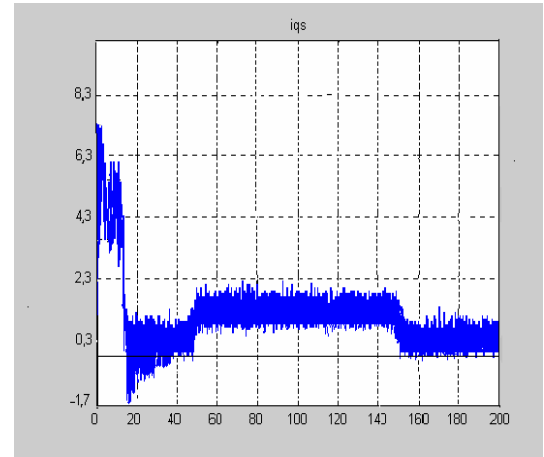


Courant ids

Fig.(III.19)Evolution de Cem et ids lorsque Rr varie de -25%

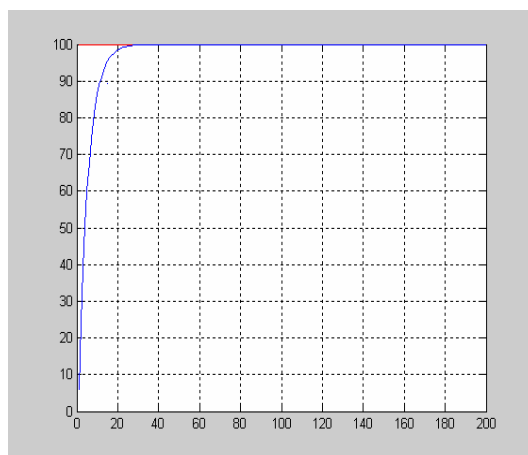


Courant de phase

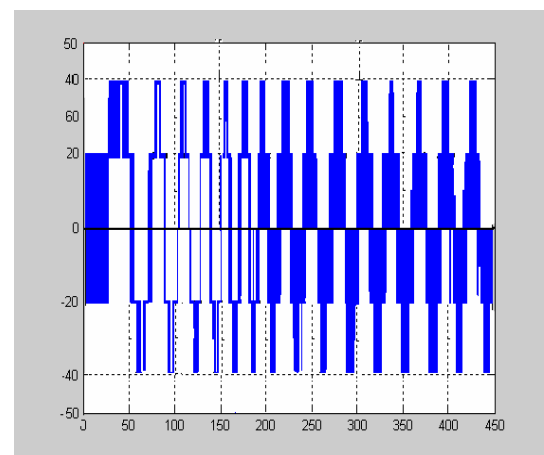


courant iqs

Fig.(III.20)Evolution de ias et iqs lorsque Rr varie de -25%



Sortie +consigne

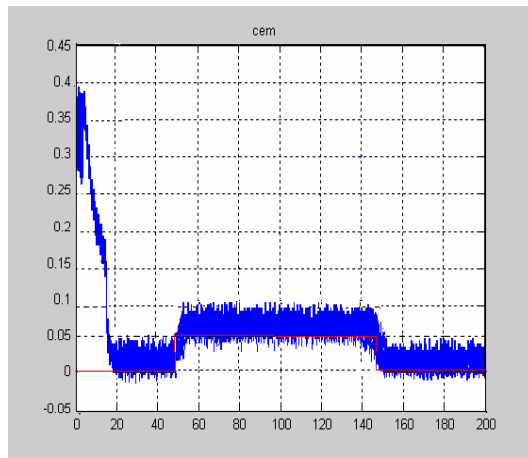


tension Vas

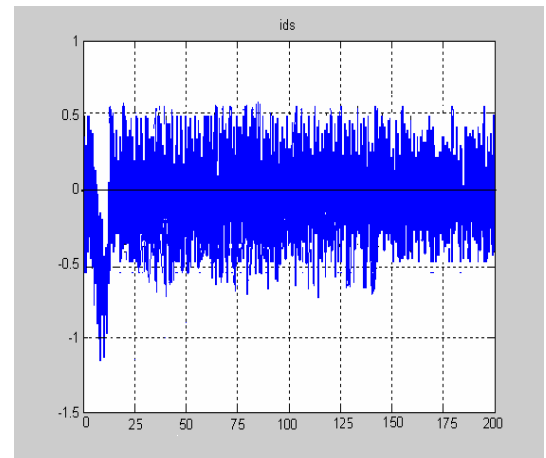
Fig.(III.21)Evolution de sortie et tension Vas lorsque Rr varie de -25%

Variation de résistance rotorique R_s de +25%

Avec application d'un couple résistant de 0.05 entre 50 Te et 150 Te

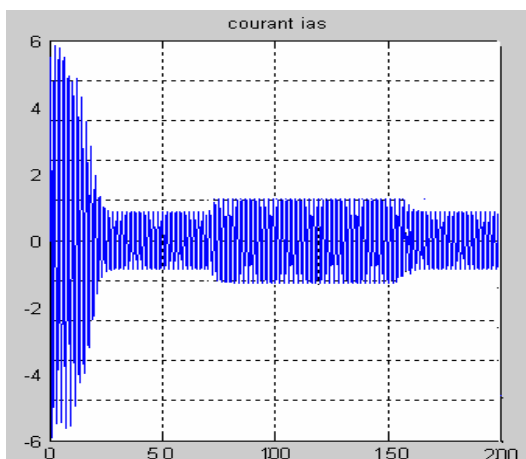


Couple electro-magnétique

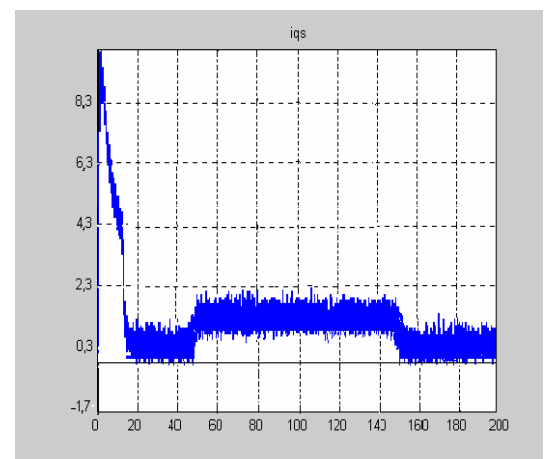


Courant ids

Fig.(III.22) Evolution de C_{em} et i_{ds} lorsque R_s varie de +25%

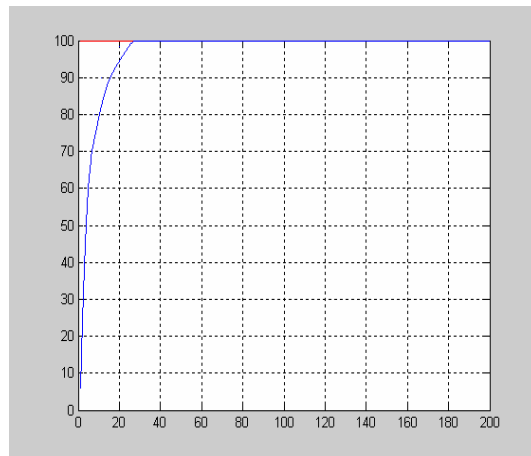


Courant de phase

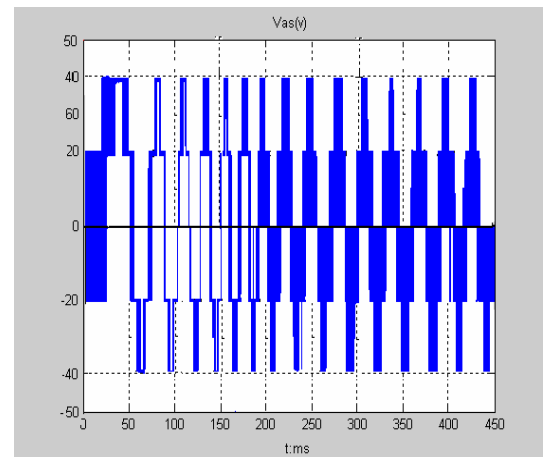


courant iqs

Fig.(III.23) Evolution de i_{as} et i_{qs} lorsque R_s varie de +25%



Sortie +consigne

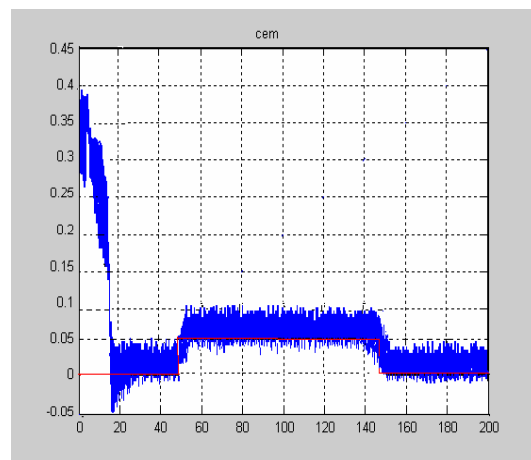


tension V_{as}

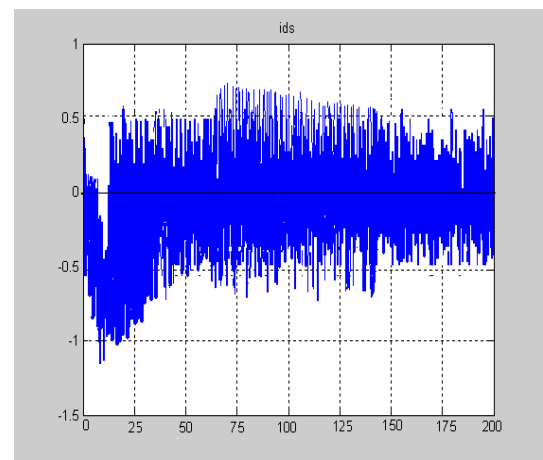
Fig.(III.24)Evolution de sortie et tension V_{as} lorsque R_s varie de +25%

Variation de résistance rotorique R_s de -25%

Avec application d'un couple résistant de 0.05 entre 50 Te et 150 Te

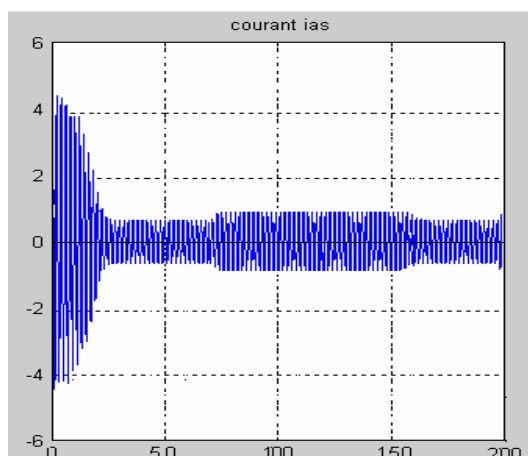


Couple electro-magnétique

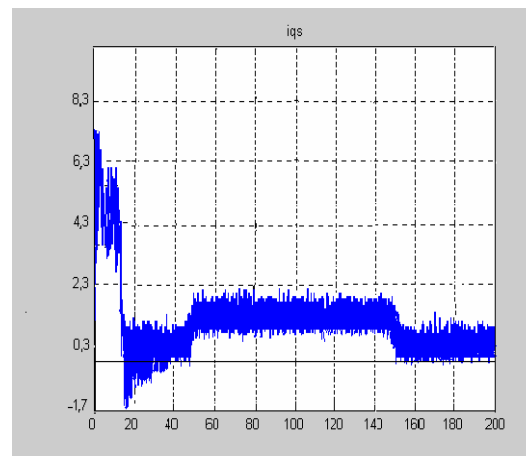


Courant ids

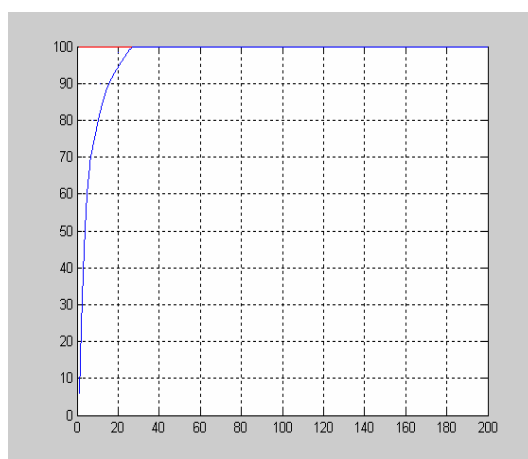
Fig.(III.25)Evolution de Cem et ids lorsque R_s varie de -25%



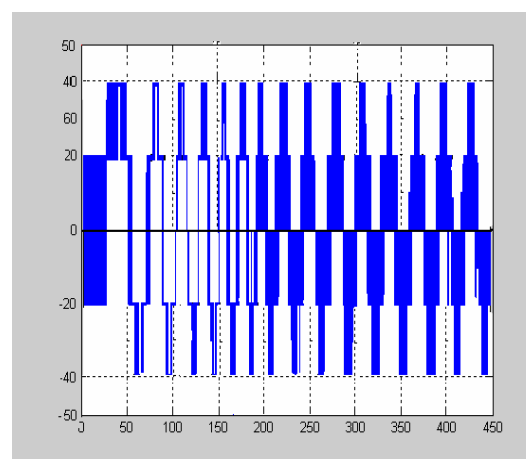
Courant de phase



courant iqs

Fig.(III.26) Evolution de ias et iqs lorsque Rs varie de -25%

Sortie +consigne



tension Vas

Fig.(III.27) Evolution de sortie et tension Vas lorsque Rs varie de -25%

Les résultats obtenus montrent que les variations des résistances statorique et rotorique ont une influence négligeable sur les performances du système.

On remarque une légère lenteur dans la réponse en vitesse, tandis que les réponses sont identiques lors de la variation des perturbations.

Le régulateur GPC reste robuste pour une variation des paramètres de la machine de + 25% ou de -25%

Donc la commande GPC est Robuste.

Réglage de vitesse par régulateur proportionnel intégrale

Pour l'obtention de performances exigées dans un système de commande, on est amené à adjoindre au système commandé des organes extérieurs appelés régulateurs, qui ont pour rôle de maintenir la grandeur régulée à une valeur de la consigne malgré la présence des perturbations dans le fonctionnement en régulation ou de suivre la variation d'une consigne dans le fonctionnement en asservissement. Au moyen du choix des actions et de leurs paramètres, il est possible d'obtenir un comportement désiré en boucle fermée, caractérisant les performances du système.

Le régulateur de vitesse a pour objet de déterminer la tension V_{qs} nécessaire pour régler la vitesse à sa valeur de référence ;il est synthétisé à l'aide du modèle linéaire simplifié

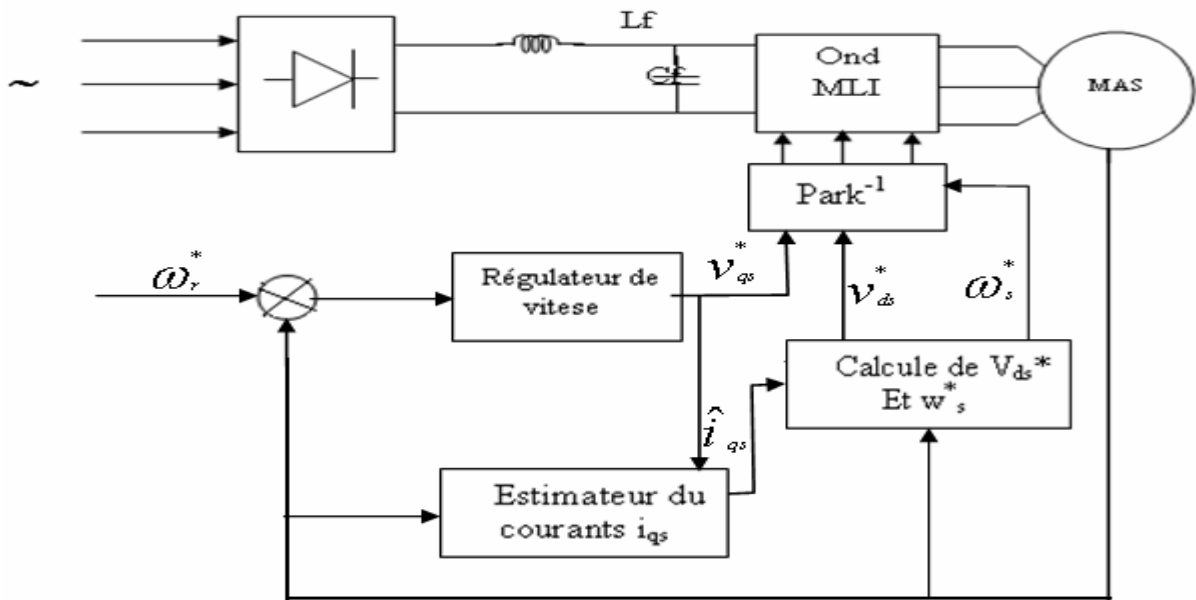
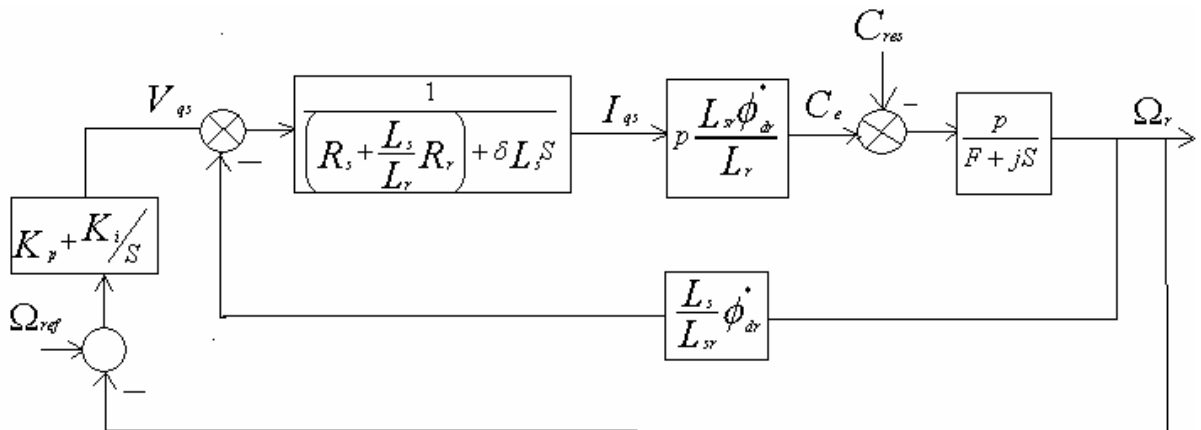


Fig.(III.28)Schéma de commande de la MAS par PI



Fig(III.29) Réglage de vitesse par un régulateur PI

La tension V_{qs} est fournie par le biais d'un régulateur, dans cette partie on va utiliser un régulateur PI

Le système à régler est de deuxième ordre puisque on a la constante de temps électrique

$$\frac{\delta L_s}{R_s + R_r L_s / L_r} \quad \text{est négligeable devant le constant de temps mécanique } \frac{J}{f}; \text{ le système}$$

devient du premier ordre.

La fonction de transfert simplifiée en boucle ouverte que possède comme entrée la tension V_{qs} et comme sortie la vitesse ω_r , est donnée par:

$$f(s) = \frac{\omega_r}{V_{qs}} = \frac{p^2 L_{sr} \phi_r^*}{L_r \delta L_s j s^2 + \left[j L_r \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + L_r F \delta L_s \right] s + p^2 L_s \phi_r^{*2} + F L_r \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right)}$$

On trouve après le calcul des coefficients de régulateur

$$k_p = 1.081 \text{ et } k_i = 37.975.$$

[

Le calcul de la commande omet l'estimation du courant par la relation

$$\frac{d\hat{I}_{qs}}{dt} = \frac{1}{\delta L_s} \left[V_{qs}^* - \left(R_s + R_r \frac{L_s}{L_r} \right) I_{qs} - \frac{L_s \omega}{L_{sr}} \phi_{dr}^* \right]$$

Et la tension V_{ds} devient

$$V_{ds}^* = \frac{R_s}{L_{sr}} \phi_r^* - \omega_s \delta L_s \hat{I}_{qs} \quad \text{Avec} \quad \omega_s^* = \omega_r + \frac{L_{sr} R_r}{L_r \phi_r^*} \hat{I}_{qs}$$

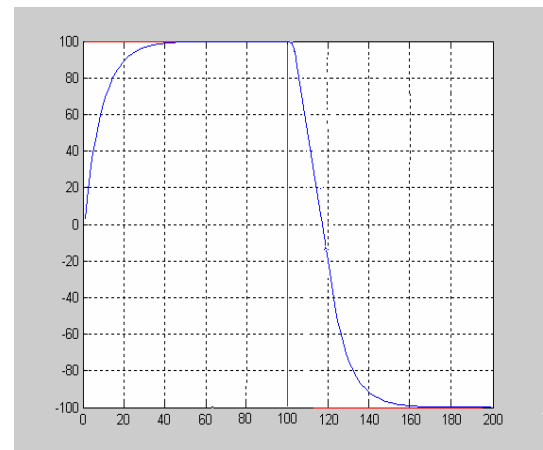
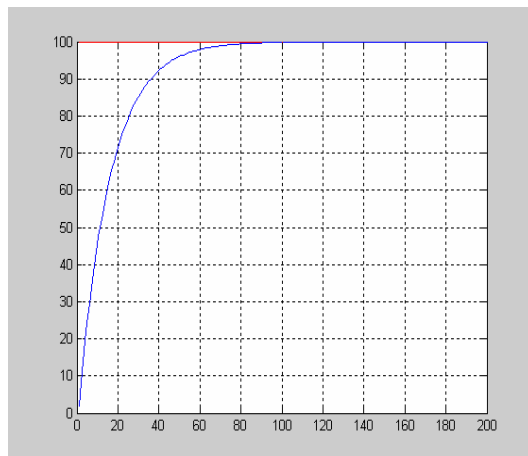


Fig.(III.30) réglage de vitesse par PI

Comparaison entre PI et GPC

Les résultats obtenus lors de l'application de commande par régulateur PI montrent que celui-ci donne d'assez bonnes performances pour cet actionneur asynchrone mais pas aussi bien que les performances de la GPC

La commande PI est beaucoup plus facile à implanter que la GPC mais bien sûr le temps de calcul est moins important par rapport à la GPC

Cependant l'application de PI exige du système qu'il soit stable en boucle ouverte, du moment qu'il compense le pôle dominant, donc il ne peut pas stabiliser des systèmes possédant des pôles à partie réelle supérieure à 1, contrairement à la GPC qui n'exige pas des restrictions sur les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ donc peut être appliquée à n'importe quel système

Dans ce travail on a étudié la commande prédictive généralisée comme étant une technique moderne, On a présenté le principe et la philosophie de la commande prédictive généralisé, et la GPC avec son approche algorithmique.

La commande GPC basée sur un modèle linéaire qui permet le calcul de la sortie prédite

Devant l'absence des analytiques générales menant au, bon choix des paramètres de régulateur on a fait une optimisation des ce paramètres et cela dépend du performance exigées tels que le temps de réponse, les dépassement autorisé , Si on aboutir a un bon choix des paramètres de la GPC, on peut avoir la stabilité de système en boucle fermée qui est instable est boucle ouverte. Aussi la GPC peut éliminer l'erreur statique de la sortie.

Le facteur de pondération est comme un coefficient qui limite les fluctuations de la commande, si en augmente l'horizon de prédiction N_2 le système devient plus lent

la GPC permet de préserver la stabilité et garantir les performances requises pour une large classe de systèmes.

L'algorithme de la GPC est capable de commander des systèmes stables ou instables à phase minimale ou à phase non minimale.

L'algorithme de la GPC est simple et permet l'anticipation sur des trajectoires

Prédéfinies

On a fait l'application de la GPC sur la Machine asynchrone que est très utilisé en industrie

La commande GPC est robuste et ça d'après une étude de robustesse en variant les paramètres de la machine de +25% et -25%

Et enfin on a fait un simple comparaison entre un régulateur classique PI qui est le plus utilisé en industrie avec la GPC qui est une technique de commande moderne, robuste et performante

ANNEXE 1

Paramètres de la Machine asynchrone triphasée (a cage d'écureuil)

Puissance nominale : 1500W

Tension d'alimentation : 220/380V

Intensité nominale : 3.64/6.31A

Vitesse nominale : 1420tr/min

Résistance Statorique : $R_s = 4.850\Omega$

Résistance rotorique : $R_r = 3.805\Omega$

Inductance propre stator : $L_s = 0.274H$

Inductance propre rotor : $L_r = 0.274H$

Mutuelle inductance : $M = 0.258H$

Coefficient de frottement : $K_f = 0.001136 \text{ kg.m}^2.\text{s}^{-1}$

Moment d'inertie : $J = 0.031 \text{ kg.m}^2$

ANNEXE 2

TECHNIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

I.4.1) - Introduction :

De nos jours, les machines à courant continu (MCC) occupent encore une partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise la machine à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Ces dernières ont une qualité intrinsèque : elles permettent un contrôle séparé du flux et du couple (le flux est contrôlé en permanence par le courant inducteur, le courant d'induit est producteur du couple). Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et nécessite un entretien fréquent.

C'est pourquoi, on se tourne vers les machines à courant alternatif, et en particulier la machine asynchrone qui a l'avantage d'être robuste, facile à construire et moins coûteuse. Néanmoins, ces machines sont très difficiles à commander à cause du fort couplage entre le flux et le couple, et se présentent comme un système multivariable et complexe. Grâce aux progrès considérables de la micro-électronique et de l'électronique de puissance, le découplage entre le flux et le couple devient réalisable par la technique à flux orienté. Ainsi, on peut obtenir les performances dynamiques similaires à celles des machines à courant continu à excitation séparée.

I.4.2) - Principe de la commande vectorielle :

Le principe de la commande vectorielle a été proposé pour la première fois par BLASHKE en 1971. Il consiste à assimiler la machine asynchrone à une machine à excitation par deux aspects [BLA72] :

- Le couple et le flux contrôlé indépendamment l'un de l'autre.
- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant, les champs statoriques et rotoriques et d'entrefer tournent à la vitesse du référentiel (d, q) par rapport au stator.

L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe «d» du référentiel constitue le principe de base de la commande vectorielle. Grâce à la transformation de Park, nous obtenons un modèle similaire de la (MCC) à excitation séparée. Ainsi, en imposant le flux à orienter colinéairement avec l'axe « d » du référentiel du champ tournant, la composante « I_{ds} » du courant statorique détermine l'amplitude du flux à orienter. Si cette composante est maintenue constante, le couple est commandé uniquement par le courant en quadrature « I_{qs} ». Par conséquent, l'enroulement suivant l'axe «q » est producteur du couple ; ceci est équivalent à l'induit de la MCC : il doit donc être dépourvu du flux suivant cet axe.

De ce qui précède, nous déduisons que le fonctionnement de la machine asynchrone à cage sera similaire à celui de la (MCC) à excitation séparée.

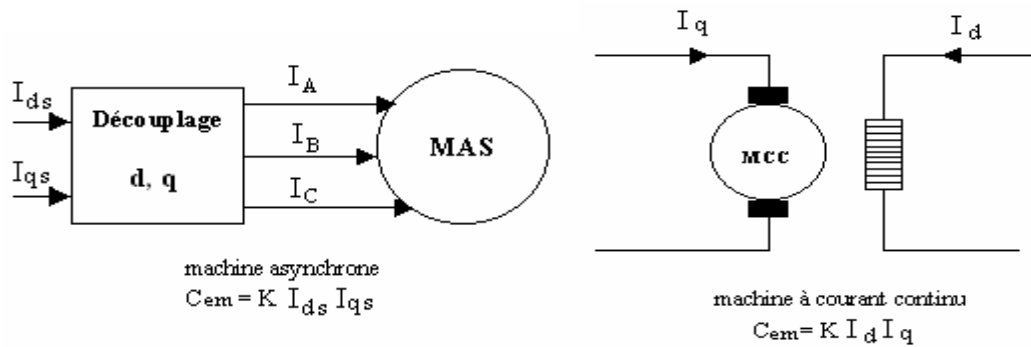


Figure principe de la commande découplée.

I.4.3) - Procédé d'orientation du flux :

La méthode du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence. Selon la vitesse attribuée au repère « d-q », il existe trois types du référentiel [YAZ96], [REH96], [FU91]. Par le choix du repère lié au champ tournant, il en découle que le flux à orienter (rotorique, statique ou entrefer) doit coïncider avec l'axe « d ».

La commande par orientation du flux peut se faire par orientation de l'un de ces trois flux :

Par le flux rotorique avec les conditions : $\Phi_{dr} = \Psi_r$ et $\Psi_{qr} = 0$ (I.38)

Par le flux statorique avec les conditions : $\Psi_{ds} = \Psi_s$ et $\Psi_{qs} = 0$ (I.39)

Par le flux d'entrefer avec les conditions : $\Psi_{dm} = \Psi_m$ et $\Psi_{qm} = 0$ (I.40)

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment, respectivement par les composantes du courant statorique I_{ds} , I_{qs} .

Ces deux composantes peuvent être contrôlées indépendamment par l'action sur les tensions V_{ds} et V_{qs} comme variables de commande, et les grandeurs I_{ds} , I_{qs} , le flux à orienter et la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état.

Les résultats des différents travaux [YAZ96], [REH96], [FU91], ont montré que l'orientation du flux rotorique est la plus simple.

Fig principe d'orientation du flux rotorique

Il s'agit d'imposer la pulsation de glissement comme suit:

$$w = \frac{L_{sr} R_r}{L_r \phi_{dr}} I_{qs}$$

Ainsi nous obtenons: $\phi_r = \phi_{dr}$ et $\phi_{qr} = 0$

Le modèle devient:

Mettre le modèle eq a page 58

Après la transformation de laplace nous pouvons écrire:

$$\phi_r = \frac{L_{sr}}{1 + \frac{L_{sr}}{R_r} S} I_{ds}$$

D'après l'équation (fir=) le modèle de la MAS devient semblable à celui de la MCC .tel que on peut agir sur le flux rotorique par l'intermédiaire de la composante du courant I_{ds} et le couple par la composante I_{qs}

Commande vectorielle simplifiée :

Cette commande correspond à une commande vectorielle simplifiée permettant la réduction de la complexité de la réalisation pratique en évitant la mesure des courants qui sont considérés comme des variables intermédiaires.

Pour garantir que la composante du flux rotorique ϕ_{qr} est nulle en imposant

$$w = \frac{L_{sr} R_r}{L_r \phi_{dr}} I_{qs}$$

Donc le modèle devient :

Modele page 59 [3-5]

D'après l'équation de système Robyns a remarqué qu'il est possible d'annuler l'action de l'axe q sur l'axe d en imposant la tension V_{ds} comme suit

$$V_{ds} = \frac{R_s}{L_{sr}} \phi_{dr}^* - w_s \delta L_s I_{qs} \text{ averifie}$$

Le flux ϕ_{dr} est imposée en boucle ouverte au moyen de la tension V_{ds}

En régime permanent ,le flux ϕ_{dr} s'établit à sa valeur de référence ϕ_{dr}^* et le découplage est parfaitement réalisé les équation du système se simplifient et se réduisent comme suit: [3-7] [3-8]

Nous constatons que le modèle de la MAS alimenté tension est devenu linéaire ,mono variable et identique à celui de la MCC à excitation séparée .le schéma bloc simplifié de la machine devient

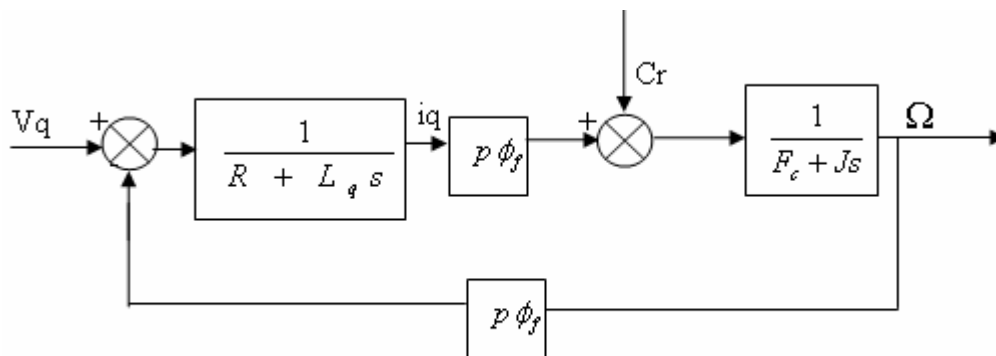


Fig Modèle de la MAS parfaitement découplée.

Commande vectorielle simplifiée se la MAS

La Commande vectorielle simplifiée se la MAS tente de contrôler le flux en boucle ouverte par le moyen de la tension V_{ds} calculée par l'équation [3-8]. dans le but d'annuler l'action de l'axe q sur l'axe d .la pulsation w est calculée de sorte que la composante en quadrature de flux rotorique est nulle .ainsi le système devient linéaire mono variable .

La figure suivante montre le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse par la commande vectorielle simplifiée de la MAS

Fig [3-5]

A partir de la figure de modele la fonction de transfert continue de systeme en boucle ouverte est la suivante:

$$f(s) = \frac{\omega_r}{V_{qs}} = \frac{p^2 L_s \phi_r^*}{L_r \delta L_s j s^2 + \left[j L_r \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + L_r F \delta L_s \right] s + p^2 L_s \phi_r^{*2} + F L_r \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right)}$$