

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

Présenté Par :

LAYOUNE Abd eldjilil

&

LABRI Abdellah

**Pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique
spécialité Machine électrique**

THÈME

Commande Prédictive Polynomiale(RST) Appliquée à la Machine Synchrone à Aimant Permanent

Proposé par : **Mr. KHELIFI OTMANE**

Année Universitaire 2015-2016

REMERCIEMENT

Au terme de ce travail, nous formulons en ces lignes l'expression de nos profondes gratitudees à Dieu le Tout Puissant qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à :

Nos parents, qui nous ont préparés le milieu pour la réussite.

La préparation de ce mémoire n'aurait pas été possible sans le suivi de mon promoteur: Mr. O.KHÉLIFI Docteur à l'Université de Saad Dahlab de Blida , à qui nous tenons à assurer également nos sincères et totales gratitudees et nos profondes reconnaissances pour avoir dirigé et accordé beaucoup d'intérêt à nos travaux, car sans leurs aides précieuses ce travail n'aurait jamais pu voir le jour , et aussi pour leur qualité humaine et surtout d'avoir toujours soutenu par leurs conseils judicieux dans les moments les plus difficiles.

Les enseignants de l'Université de Saad Dahlab de Blida qui ont veillés pendant des années à nous former.

Tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mon père,

A ma très chère mère,

A mon frère Chemesseddine,

A toute ma famille.

A tous mes amis,

A la promotion Electrotechnique 2016

Abdeljalil

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mon père,

A ma très chère mère,

A mes frères Ali, Slimane,

A toute ma famille.

A tous mes amis,

A la promotion Electrotechnique 2016

Abdellah

ملخص

العمل المقدم في هذه الأطروحة يتناول موضوع بعنوان ' التحكم التنبؤي كثير الحدود المطبق على الآلة التزامنية ذات المغناطيس الدائم'. في الأول، قمنا بإنجاز النموذج الرياضي و التحكم الشعاعي لهذه الآلة المغذاة بواسطة مموج الجهد ذو مستويين . اعتمدنا على تحكم بواسطة منظم تقليدي من نوع PI ، لتصحيح و تحديد السرعة و بالتالي تحديد التيارات الكهربائية وتنظيمها. ثم قمنا بإستبدال هذه المنظمات بوحدة التحكم التنبؤي كثير الحدود ، بعد تطوير هيكل سلسلة المتتالية التنبؤية لدراسة متانة هذا النوع من التحكم؛ يتم التعبير عن العلامات التنبؤية في شكل كثير الحدود RST .

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire traite un sujet intitulé "La Commande Prédictive polynomiale appliquée sur la Machine Synchrone à Aimant Permanent". Nous avons réalisé tout d'abord, la modélisation et la commande vectorielle de la machine synchrone à Aimants Permanent alimentée via un onduleur de tension à deux niveaux. On a adopté des régulateurs classiques de type PI, pour le réglage de la vitesse et ainsi pour le réglage des courants. Ensuite on a s'intéressé au remplacement de ces régulateurs, par des régulateurs prédictifs GPC, cela après avoir développé une structure prédictive cascade et on a fait l'étude de robustesse de ce type de commande ; tous les correcteurs prédictifs sont alors exprimés sous la forme polynomiale RST.

Abstract

The work presented in this report deals with a topic entitled " The Predictive Control polynomiale applied to the synchronous machine Permanent Magnet ". First of all, we have achieved modeling and field oriented Control of Permanent Magnet Synchronous machine fed by a two levels voltage inverter. We have adopted traditional PI controllers type, for the regulation of speed and currents. Then we are interested in replacing these regulators with predictive controllers GPC, this after developing a cascade predictive structure. We did the robustness study of this type of control; All predictive markers are then expressed in the form polynomiale RST.

Nomenclature

MCC	Machine à courant continue
MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent
PFC	Predictive Functional Control
DMC	Dynamic Matrix Control.
GPC	Generalized Predictive Control
EPSAC	Extended Prediction Self Adaptive Control
EHAC	Extended Horizon Adaptive Control
MUSMAR	Multi Step Multivariable Adaptive Control
IMC	Internal Model Controller.
MPC	Model Predictive Control.
MBPC	Model Based Predictive Control.
MPHC	Model Prédicative Heuristic Control.
MAC	Model Algorithmic Control.
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	Courants des phases statoriques de la machine.
Φ_f	Flux des aimants.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Tensions des phases statoriques.
I_{ds}, I_{qs}	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistante.
f_c	Coefficient de frottement.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de PARK.
p	nombre de paire de pôles.
J	Moment d'inertie des masses en rotor.
L_d, L_q	Inductances cycliques directe et en quadrature.

Nomenclature

U_0	tension continue à l'entrée de l'onduleur.
d	Indice de l'axe direct.
q	Indice de l'axe en quadrature.
ω	Pulsation des tensions statoriques.
Ω	Vitesse angulaire du rotor.
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique
τ	Constante du temps électrique.
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
σ	Coefficient de dispersion de Blondel

Introduction générale 04

Chapitre 1 : Généralités et modélisation de la Machine Synchrone à Aimant

Permanent

1.1. Introduction 08

1.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents 09

1. 3 Avantages et Inconvénients 11

1.3.1 Avantages11

1.3.2 Inconvénients 12

1.4 Domaine d'application 12

1.5 Différents types d'alimentation 13

1.5.1 Alimentation en courant13

1.5.2Alimentation en tension13

1.6 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....15

1.6.1 Hypothèses simplificatrices.....15

1.6.2 Modélisation générale de la machine 16

1.6.2.1 Equations de tensions et flux 16

1.6.2.2 Modèle de Park 18

1.6.2.3 Expression de la puissance et du couple électromagnétique.....20

1.6.3 Schéma fonctionnelle de la MSAP 22

1.6.4 Mise sous forme d'équation d'état23

1.7 Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension 24

1.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....24

1.7.2 Principe de la commande à MLI26

1.7.3 Caractéristiques de la modulation 27

1.8 Résultats de la Simulation.....28

1.8.1 Interprétation.....29

Conclusion30

Chapitre 2 : Commande Vectorielle de la MSAP

2.1. Introduction.....	31
2.2. Principe de la commande Vectorielle.....	32
2.3. Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP.....	32
2.4. Découplage par compensation.....	34
2.5. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	38
2.5.1. Avantages de la commande vectorielle.....	38
2.5.2. Inconvénients de la commande vectorielle.....	38
2.6. Bloc de défluxage.....	38
2.7. La Régulation.....	40
2.7.1. Dimensionnement des régulateurs.....	42
2.7.1.1. Régulateur du courant I_q	42
2.7.1.2. Régulateur du courant I_d	44
2.7.1.3. Régulateur de Vitesse	45
2.8. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	47
2.8.1. Interprétation des résultats de simulation.....	53
Conclusion	54

Chapitre 3 : Commande Prédictive Généralisée de la MSAP

3.1. Introduction.....	55
3.2. Résumé historique de la commande prédictive.....	56
3.3. Avantages et inconvénients de la commande prédictive.....	58
3.4. Concepts de base de la commande prédictive.....	59
3.5. Stratégie de la commande prédictive.....	59
3.5.1. Principe général.....	60
3.6. Commande prédictive généralisée (GPC).....	61
3.6.1. Principe de fonctionnement de la GPC.....	61

3.6.1.1. Modèle de prediction.....	63
3.6.1.2. Prédicteur optimal	64
3.6.1.3. Résolution des équations Diophantiennes	65
3.6.1.3.a. Résolution de la première équation de diophantien	65
3.6.1.3.b. Résolution de la deuxième équation de diophantien.....	67
3.6.1.4. Fonction du coût quadratique	69
3.6.1.5. Prédicteur optimal sous forme matricielle.....	70
3.6.1.6. Fonction de coût sous forme matricielle.....	71
3.6.1.7. Loi de commande optimale.....	71
3.6.1.8. Stratégie de l'horizon fuyant.....	71
3.6.2. Structure RST du régulateur.....	72
3.6.3. Organigramme de simulation de la commande GPC.....	73
3.6.4. Choix des paramètres de réglage du GPC.....	74
3.7. Résultats de simulation de la GPC appliqué sur la MSAP.....	75
3.7.1. Interprétation des résultats de simulation GPC.....	80
3.7.2. Commande prédictive généralisée en cascade.....	81
3.7.2.1. Définition des modèles.....	82
3.7.2.2. Expression des critères.....	83
3.7.2.3. Résolution de GPC cascade.....	84
3.7.2.4. Résultats de simulation de la GPC Cascade appliqué sur la MSAP.....	86
3.7.2.5. Interprétation des résultats de simulation GPC Cascade.....	90
Conclusion.....	91
Conclusion Générale.....	92
Annexe 1.....	93
Annexe 2	94
Références Bibliographiques	99

Liste des Figures :

Chapitre 1

Fig.(1.1) : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques.....09

Fig.(1.2) : Moteur APP à concentration de flux.....11

Fig.(1.3) : Moteur SPP à aimants.....11

Fig.(1.4) : Onduleur de tension.....14

Fig.(1.5) : Structure « Onduleur à MLI ».....14

Fig.(1.6):Modèle de la machine synchrone à aimants.....16

Fig.(1.7) : Machine équivalente au sens de Park.....18

Fig.(1.8) : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.....22

Fig.(1.9) : Schéma équivalent de l'onduleur.....25

Fig.(1.10) : Schéma de principe de la technique Triangulo-Sinusoidale.....26

Fig.(1.11) : La modulation triangulo-sinusoidale.....27

Fig.(1.12):Comportement dynamique MSAP-onduleur.....28

Chapitre 2

Fig.(2.1) : Principe de la commande vectorielle.....33

Fig.(2.2) : Modèle de la MSAP lorsque I_d nul.....34

Fig.(2.3) : Schéma bloc de découplage.....35

Fig (2.4) : Principe de découplage par compensation.....36

Fig.(2.5):Découplage par compensation.....37

Fig.(2.6):Commande découplée.....37

Fig.(2.7):Bloc de défluxage.....39

Fig.(2.8): Schéma globale du système de la commande vectorielle de la MSAP40

Fig.(2.9):Régulateur PI.....42

Liste des figures

Fig.(2.10): Boucle de régulation du courant I_q	43
Fig. (2.11): Boucle de régulation du courant I_d	44
Fig.(2.12): Boucle de régulation de vitesse.....	45
Fig.(2.13): Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 1000 tr/min.....	47
Fig.(2.14): Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide puis en charge.....	48
Fig.(2.15): Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge avec l'inversion de la consigne	49
Fig.(2.16): Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide avec inversion de la consigne.....	50
Fig.(2.17): Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J	51
Fig.(2.18): Résultats de simulation lors des variations de résistance R_s	52

Chapitre 3

Fig.(3.1) : Représentation temporelle du principe de la commande prédictive.....	61
Fig. (3.2) : Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée.....	62
Fig. (3.3) : Schéma global de réglage de la MSAP par la GPC	62
Fig. (3.4) : Représentation CARIMA du modèle numérique.....	63
Fig.(3.5) : Structure RST de la commande GPC.....	72
Fig.(3.6) : Schéma bloc de réglage de la MSAP par la GPC.....	75
Fig.(3.7) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide	76
Fig.(3.8) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide avec inversion de consigne.....	76
Fig.(3.9) : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge.....	77
Fig.(3.10) : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge puis l'inversion de la consigne.....	77
Fig.(3.11) : Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J.....	78
Fig.(3.12) : Résultats de simulation lors des variations de résistance R_s	79
Fig.(3.13): Structure d'une commande prédictive généralisée cascade.....	81
Fig.(3.14): Structure de commande GPC cascade.....	83

Liste des figures

Fig.(3.15): Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide	86
Fig.(3.16): Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge	87
Fig.(3.17): Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge avec inversion de consigne.....	87
Fig.(3.18): Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J.....	88
Fig.(3.19): Résultats de simulation lors des variations de Résistance R_s	89

Annexe

Fig.(B.01): Bloc de découplage	94
Fig.(B.02): Bloc de l'onduleur de tension 3 phases.....	94
Fig.(B.03): Bloc de la commande MLI	94
Fig.(B.04): Bloc de la transformation de park.....	95
Fig.(B.05): Bloc de la transformation de park inverse.....	95
Fig.(B.06): Bloc de la MSAP.....	95
Fig.(B.07): Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP sous Simulink.....	96
Fig.(B.08): Schéma bloc de la commande GPC de la MSAP sous Simulink	96
Fig.(B.09): Schéma bloc de la régulation de vitesse de la commande GPC sous Simulink	97
Fig.(B.10): Schéma bloc de la régulation de courant I_d de la commande GPC sous Simulink	97
Fig.(B.10): Schéma bloc de la régulation de courant I_d de la commande GPC sous Simulink	97
Fig.(B.11): Schéma bloc de la régulation de courant I_q de la commande GPC sous Simulink	97
Fig.(B.12): Schéma bloc de la commande GPC Cascade de la MSAP sous Simulink	98
Fig.(B.13): Schéma bloc de la régulation de vitesse de la commande GPC Cascade sous Simulink	98



Introduction Générale

Introduction Générale

Jusqu'à un passé récent, les machines à courant continu ont été majoritairement utilisées dans les entraînements à vitesse variable. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout à ses performances statiques et dynamiques exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteur et courant d'induit) quasiment indépendantes l'une de l'autre ainsi que de la vitesse et de la position du rotor. Cependant, la fragilité du système balais-collecteur a toujours été l'inconvénient de la MCC, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement [1], [2]. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient.

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, entraînement à vitesse variable ...etc.) [3], [4]. Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC.

La mise au point des aimants permanents à base de terre rare, le développement de l'électronique de puissance et la progression des organes de commande numérique à fort degré d'intégration ont ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande. Parmi les nombreuses méthodes de commande développées dans la littérature technique, la commande vectorielle par 'orientation du flux' de la machine synchrone à aimants permanent permet d'envisager des variateurs de vitesse à courant alternatif très compétitifs et aussi performants que les variateurs à courant continu.

En revanche, lorsque des performances sévères sont requises, les commandes classiques montrent vite leurs limites. En effet l'une des principales difficultés rencontrées dans la commande des procédés est la présence de retard dus essentiellement aux caractéristiques physique du système à contrôler (constante de temps d'éléments chauffants, acquisition-conversion de signaux...). Ces retards sont souvent la cause de problèmes rencontrés lors de l'application de commande classique. C'est pour résoudre type de problème qu'à été introduite la notion de commande prédictive [5].

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique, elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Arrivée à maturité, tellement elle est suffisamment utilisée dans l'industrie, dont ses diverses applications se sont révélées très concluantes, notamment dans les systèmes robotiques, des machines électriques, la surveillance et la conduite des procédés biotechnologiques, [6] [7].

Les méthodes classiques de commande aboutissent parfois à de faibles performances en boucle fermée, et à une détérioration de la robustesse du régulateur. Avec l'avènement des microprocesseurs, des changements importants ont été provoqués dans la conception des systèmes de commande/régulation. La puissance de calcul de ces derniers et leur faible coût les rendent aptes à prendre intégralement en charge les aspects commande/régulation avec des performances nettement supérieures à celles des régulateurs analogiques. Ce développement a favorisé l'émergence de différentes commandes numériques telles que les commandes prédictives.

La commande prédictive est un terme général qui englobe un ensemble de méthodes différentes (PFC, DMC, GPC, EPSAC, NLPC...), c'est une méthode récente dite avancée, a commencé à donner ses premiers résultats théoriques et pratiques à la fin des années 1970, notamment avec la méthode PFC [8].

Dans les années 1980, plusieurs méthodes basées sur les mêmes concepts prédictifs ont été développées. Parmi ces méthodes, on peut citer la commande prédictive généralisée (GPC), développée par David Clarke et son équipe [9], qui a été la technique la plus largement utilisée par la suite. Ces commandes prédictives possèdent toutes la même philosophie, à savoir créer un effet anticipatif, fondée sur les idées suivantes :

- Utilisation d'un modèle du système pour prédire la sortie du système dans le futur.
- Calcul de la suite de commandes à appliquer au système de façon à minimiser un critère à horizon fini portant sur l'écart entre la sortie prédite et la sortie future désirée.
- Application du premier élément de la suite de commandes calculées.
- Répétition du processus à la période d'échantillonnage suivante, selon le principe de l'horizon fuyant.

La différence entre les structures prédictives existantes réside, notamment, dans l'utilisation de modèles et critères différents. Ces types de commande sont aujourd'hui groupés sous la dénomination « MPC », pour *Model Predictive Control*.

La richesse de la commande prédictive provient du fait que d'une part sa démarche repose sur une méthodologie permettant la prise en compte des *contraintes* pour la mise au point de la loi de commande; d'autre part, il est possible d'exploiter pleinement les informations de *trajectoires prédéfinies* situées dans le futur. En effet, le but de la stratégie, comme nous le verrons par la suite, est de faire coïncider la sortie du processus avec une consigne dans le futur et sur un horizon fini. De plus, la commande prédictive est applicable sur une large classe de systèmes (stable, instable en boucle ouverte, à phase non minimale, avec retard). C'est pourquoi elle est apparue très séduisante aux industriels dans le cadre général de problèmes de suivi de trajectoires. L'un des objectifs essentiels de notre travail c'est d'appliquer la méthodologie prédictive pour la commande d'une machine synchrone à aimant permanent.

La conception de la loi de commande pour le système nominal est habituellement fondée sur les deux hypothèses suivantes :

- Il n'y a aucune incertitude sur le modèle ;
- La perturbation a un comportement bien défini.

La loi de commande résultante présente en conséquence de bonnes performances pour le modèle nominal mais des performances dégradées en présence d'incertitude et/ou de perturbations sur le système.

Surmonter ces problématiques, des techniques provenant de la théorie de la commande robuste peuvent être utilisées pour les lois prédictives et on prend comme une alternative la GPC polynomiale (RST).

Organisation du Mémoire

Ce mémoire est scindé en trois chapitres et une conclusion.


Le premier chapitre concernera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park. L'association convertisseur machine est aussi donnée et est validé par simulations.

Le second chapitre sera consacré à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanent, dont la machine est alimentée en tension. La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine synchrone à aimant permanent à une machine à courant continu à excitation séparée.

Le troisième chapitre présente la commande prédictive ou nous intéressons plus particulièrement à la commande prédictive généralisée, on expose l'historique de cette stratégie de commande, et ses bases théoriques. Par la suite, en guise de validation de la théorie exposée, nous avons élaboré un programme de simulation sous Simulink/Matlab de la commande. Des résultats obtenus par simulation permettent de mettre en exergue la performance de la commande GPC sur une MSAP. Nous terminerons par une conclusion générale.

A starburst graphic with multiple points, containing the text 'Chapitre 1'.

Chapitre 1

A scroll graphic with a black border and rounded corners, containing the text 'Généralités et modélisation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent'.

Généralités et modélisation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent

1.1. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [10].

Historiquement, le moteur à courant continu (MCC) a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de son facilité de commande. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la MCC, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient [10].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de moteurs, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [11].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [12].

Dans ce chapitre nous présentons la modélisation de la MSAP par la transformation de Park, puis nous traiterons l'association convertisseur machine. Une démonstration des résultats de simulation indiquant la validation du modèle utilisé est aussi présentée.

1.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- ✓ Les machines synchrone à rotor bobiné.
- ✓ Les machines synchrone à réluctance variable.
- ✓ Les machines synchrone à aimants permanents.

Nous intérêt va plus particulièrement vers cette dernière catégorie, en effet avec l'apparition d'aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé).

La machine synchrone à aimant permanent est devenue compétitive par rapport à la machine asynchrone, même dans le domaine de la moyenne puissance.



Fig. (1.1) : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques.

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale F_a tournant à la vitesse angulaire ω_s .

Chapitre 1 : Généralités et modélisation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent

Le rotor dont le nombre de pôles est égale à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation F_0 . Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïde dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire.

Suivant la disposition des aimants, on distingue :

- ✓ La machine à inducteurs lisses, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique (voir figure 1.3). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites δ est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction B_e dans l'entrefer est celle de l'aimant B_a . Les aimants composés des terres rares (matériaux avancés tels que : Sm_2Co_7 ou NdFeB) peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois).
- ✓ La machine à pôles saillants, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). et insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées.

La machine à pôles saillants dite "à concentration de flux" est montrée sur la figure (1.2) où les aimants sont logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale [12].

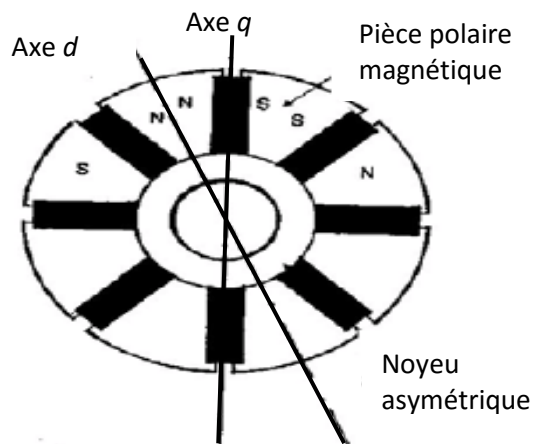


Fig.(1.2) : Moteur APP à concentration de flux.

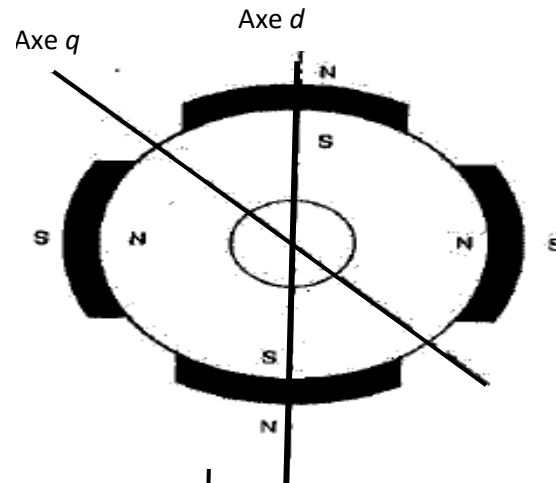


Fig.(1.3) : Moteur SPP à aimants périphériques

1.3. Avantages et Inconvénients

1.3.1. Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone.

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité.

Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ces avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs. On cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones ;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu ;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;

- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et de l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'autopilotage du MSAP ;
- Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins).
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines .

1.3.2. Inconvénients [13]

- Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

1.4. Domaine d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [14].

-il fonctionne comme compensateur synchrone.

-il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges [12]., et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,).

1.5. Différents types d'alimentation :

La machine synchrone peut être alimentée en courant ou tension. La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur/générateur dans les deux sens de rotations).

Les convertisseurs continus / alternatifs sont utilisés dans des domaines d'application variés, dont le plus connu est sans doute celui de variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides.

1.5.1. Alimentation en courant :

L'onduleur de courant a pour rôle d'aiguiller les courants dans les enroulements de la machine. L'avantage d'une telle alimentation est donc la possibilité de fonctionner en commutation naturelle. Ce mode de commutation est très bien adapté aux machines synchrones fonctionnant avec un déphasage avant entre le fondamental du courant et la force électromotrice. Nous pouvons citer les différentes structures et constater que les durées de commutation dépendent des inductances de commutation de la machine et des condensateurs, ce qui provoque une augmentation de la tension à leurs bornes. Par conséquent, les transistors doivent être surdimensionnés en tension. Dans la mesure où la durée de commutation atteint plusieurs centaines de microsecondes, il n'est pas possible d'assurer un fonctionnement de l'onduleur de courant fiable à des fréquences élevées et de réaliser par conséquent la modulation convenable.

Il est important de remarquer que ce type de mode d'alimentation n'élimine pas les ondulations du couple de la machine, surtout à très basse vitesse, ce qui présente un inconvénient majeur pour l'application d'un tel variateur synchrone en positionnement.

1.5.2. Alimentation en tension :

Le convertisseur statique réalisant cette alimentation est un onduleur en tension figure (1.4). Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les Progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants.

En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") [15], permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs.

Le variateur de courant alternatif doit fonctionner à fréquence variable, il est indispensable de faire varier l'amplitude de la tension ($V/f_s = \text{constante}$ si f_s varie, V doit varier). Cela veut dire que le convertisseur statique alimentant la machine doit être capable, de par sa structure et sa commande, d'imposer aux bornes de la machine une tension alternative dont l'amplitude du fondamental est variable.

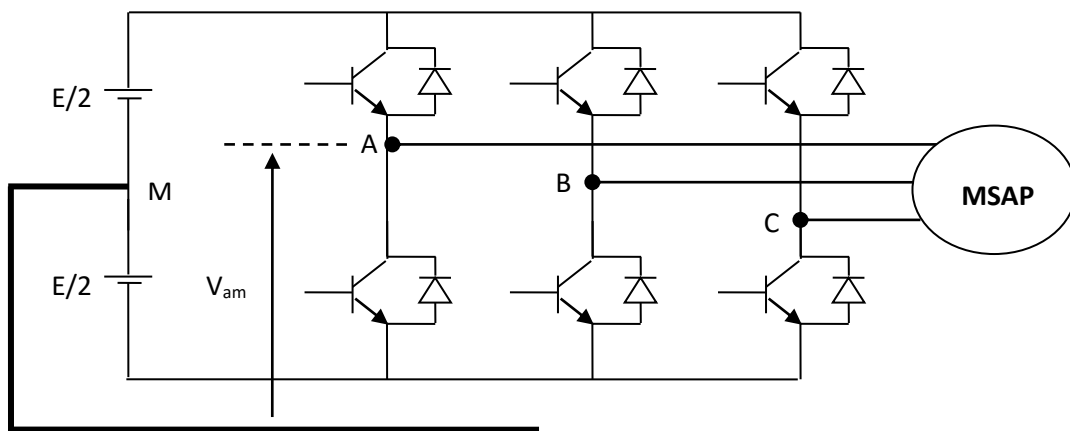


Fig. (1.4) : Onduleur de tension.

Le réglage de la tension de l'onduleur se fait par un réglage interne, par le procédé de la modulation de largeur d'impulsion appliqué à l'onduleur, et on obtient ainsi la structure de l'onduleur MLI figure (1.5).

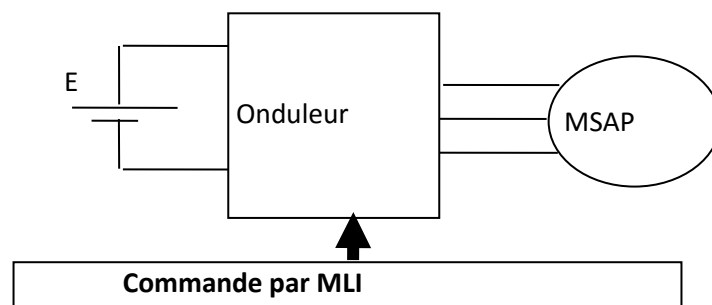


Fig. (1.5) : Structure « Onduleur à MLI ».

L'onduleur de tension à MLI est formé de trois bras utilisant des interrupteurs à deux ou trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en anti-parallèle pour obtenir la réversibilité en courant [16].

1.6. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant sa fonction.

Les lois modernes de commandes de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandant une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire.

1.6.1. Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements ;
- Les f.m.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements ;
- L'effet d'encoche est négligé ; Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.

1.6.2. Modélisation générale de la machine :

Nous pouvons représenter schématiquement une machine synchrone à aimants permanents par la figure (1.6).

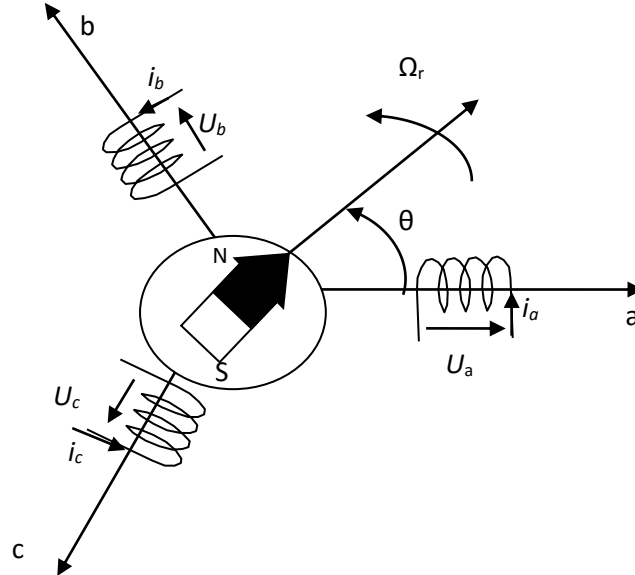


Fig.(1.6):Modèle de la machine synchrone à aimant permanent.

Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au rotor et au stator, dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

1.6.2.1. Equations de tensions et flux

Les tensions, flux et courants statorique triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes $[V_s]$, $[\Phi_s]$ et $[I_s]$ respectivement.

L'équation tension dans le référentiel du stator s'écrit [8] [15]:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + d[\Phi_s]/dt \quad (1.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

Avec :

R_s : Résistance des enroulements statoriques.

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [\Phi_f] \quad (1.2)$$

$$\text{Avec : } [\Phi_f] = \Phi_s f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - 4\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Où :

$\Phi_s f$: Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques.

θ : Position absolue du rotor en degré électrique.

$[L_{ss}]$: Étant la matrice des inductances statoriques.

Dans la machine à pôles saillants, la matrice des inductances propre statorique $[L_{ss}]$ est fonction de la position. Elle contient deux termes : $[L_{s0}]$ qui est constant, et $[L_{s2}(\theta)]$ qui est en fonction de l'angle $\theta = p \cdot \theta_m$, θ étant l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (1.3)$$

Le terme $[L_{s0}]$ à pour expression :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Le terme $[L_{s2}]$ s'écrit, dans le cadre de la théorie du premier harmonique :

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos 2\theta \\ \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos 2\theta & \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Les inductances propre et mutuelle L_{s0} , M_{s0} et L_{s2} sont des constantes.

En introduisant (1.2) dans (1.1) on aura :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + d([L_{ss}][I_s] + [\Phi_f]) / dt \quad (1.6)$$

On remarque que l'équation (1.6) est non linéaire et couplée pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable et des transformations qui réduisent la complexité du système. Dans ce cas nous procédons à la Transformation de Park, qui consiste à transformer les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tourne avec le rotor.

1.6.2.2. Modèle de Park :

En écrivant les équations de tensions en grandeurs de phase de la MSAP, nous constatons que le système d'équations n'est pas linéaire car certaines matrices d'inductances dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations. Afin de s'affranchir de cet obstacle, la transformation de Park est utilisée pour obtenir une formulation algébrique plus simple. Ainsi, les enroulements statoriques sont transformés en enroulements orthogonaux. Le repère de Park ainsi construit est un repère lié au rotor.

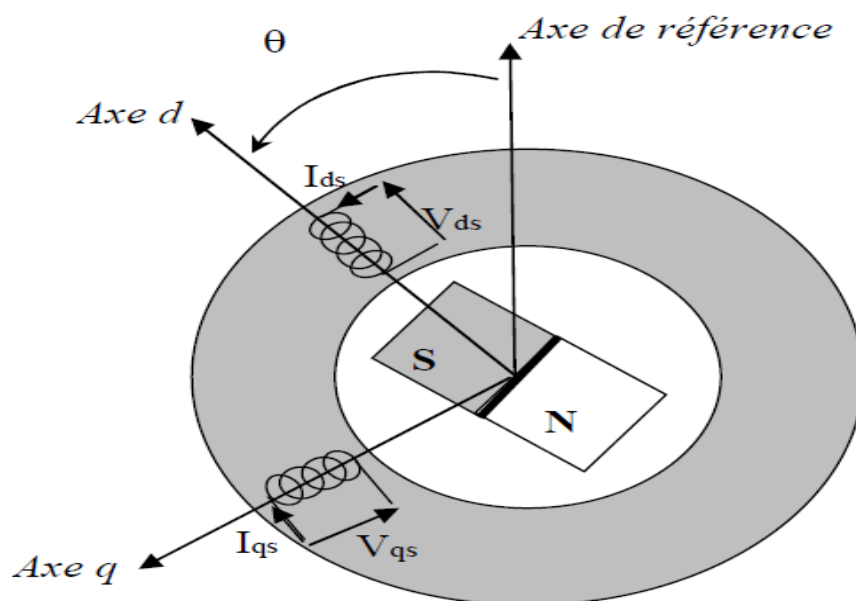


Fig. (1.7) : Machine équivalente au sens de park.

Dans le système d'équations (1.6) effectuons le changement de la variable suivant [14] :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$[P(\theta)]$: étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique $[V_s]$, $[\Phi_s]$ et $[I_s]$ à leurs composantes relatives $[V_{dqhs}]$ et $[I_{dqhs}]$.

L'application de la transformation de Park à l'équation (1.8) donne :

$$[P(\theta)] [V_{abcs}] = [R_s] [P(\theta)][I_{abcs}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [P(\theta)] [I_{abcs}]) + \frac{d[\Phi_f]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (1.9)$$

On remplace $\frac{d}{dt}$ avec S :

Si on prémultiplie tous ces termes par $[P(\theta)]^{-1}$ et en sachant que

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

On peut écrire les équations simplifiées des tensions :

$$[V_{dqhs}] = [R_s] [I_{dqhs}] + [P(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [P(\theta)] [I_{dqhs}]) + \frac{d[\Phi_f]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \right\} \quad (1.10)$$

Avec :

$$[\mathbf{P}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \Phi_{ds} \end{cases} \quad (1.12)$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_{qs} = L_q I_q \end{cases} \quad (1.13)$$

En introduisant (1.13) dans (1.12) on aura le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_{qs} \omega I_{qs} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_{ds} \omega I_{ds} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (1.14)$$

1.6.2.3. Expression de la puissance et du couple électromagnétique :

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$p(t) = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (1.15)$$

En remplaçant V_{ds} et V_{qs} par leur expression il vient :

$$p(t) = \frac{2}{3} [R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - (I_{ds} \frac{d}{dt} \Phi_{ds} + I_{qs} \frac{d}{dt} \Phi_{qs}) + \frac{d}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})] \quad (1.16)$$

D'où :

Le 1^{er} terme représente les pertes par effet joule dans les bobines statoriques.

Chapitre 1 : Généralités et modélisation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent

Le 2^{ème} terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

Le 3^{ème} terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (1.17)$$

D'où :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (1.18)$$

En remplaçant Φ_{ds} et Φ_{qs} par leurs expressions il vient :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \quad (1.19)$$

Avec

p : nombre de paire de pôles

L'équation de mouvement de la machine est :

$$C_e - C_r - f_c \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.20)$$

Avec :

J : Le moment d'inertie des masses tournantes ;

C_r : Couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique ;

C_e : Couple électromagnétique ;

Ω : vitesse mécanique de rotation ;

f_c : Coefficients des frottements visqueux.

1.6.3. Schéma fonctionnelle de la MSAP :

D'après les équations (1.14), (1.19) et (1.20), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{L_{ds}} (V_{ds} - R_s I_{ds} + L_{qs} \omega I_{qs}) \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{L_{qs}} (V_{qs} - R_s I_{qs} - L_{ds} \omega I_{ds} - \Phi_f \omega) \\ C_e = \frac{3}{2} p [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \\ C_e - C_r - f_c \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad (1.21)$$

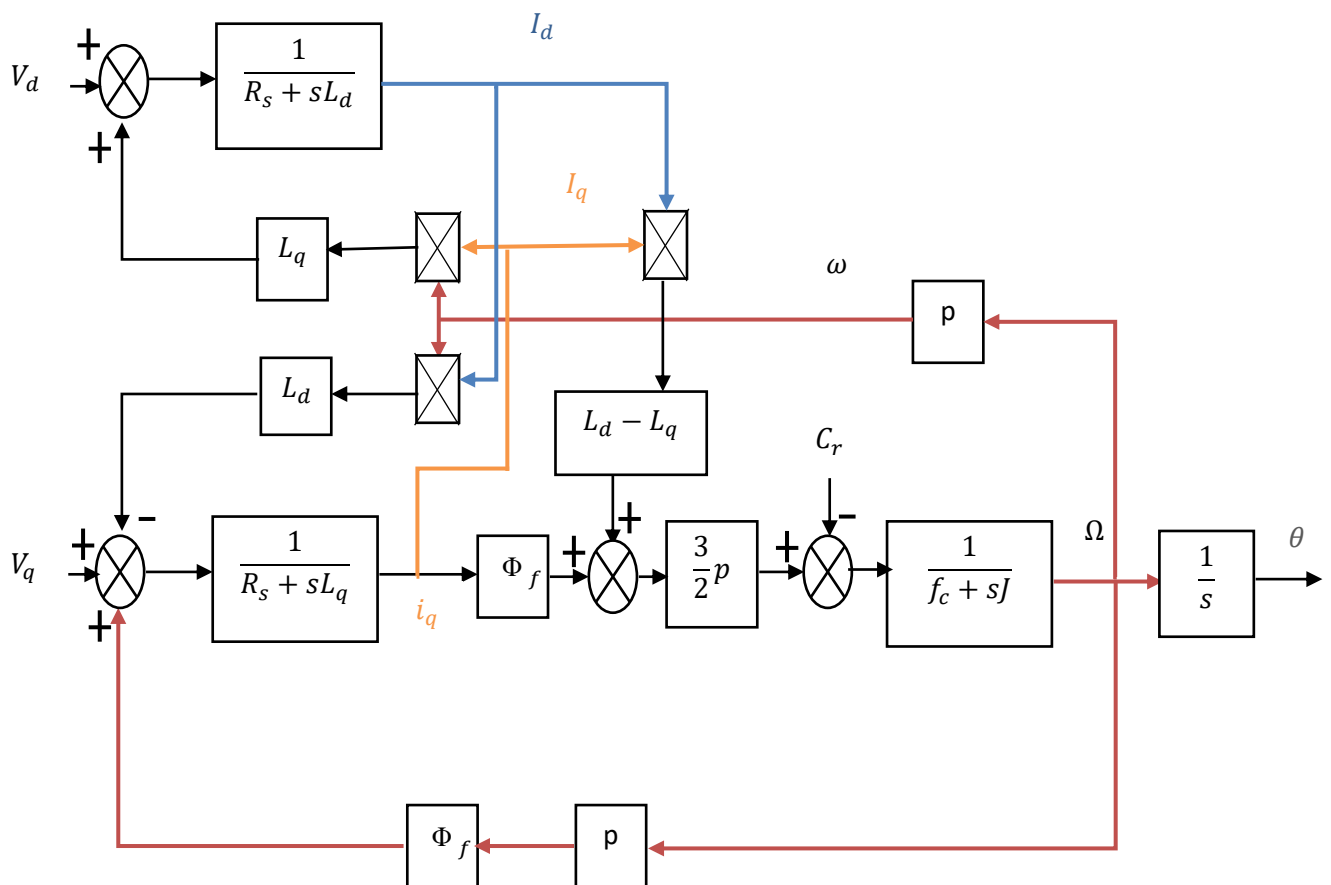


Fig.(1.8) : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.

1.6.4. Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions (V_{ds}, V_{qs}) et le flux d'excitation Φ_f comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) comme variable d'état et le couple résistant C_r comme perturbation. A partir des équations (1.14) on peut écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] + [D][V] \end{cases} \quad (1.22)$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système

[B] : Matrice d'entrée

[V] : Vecteur de commande

[X] : Vecteur d'état (posons, $[X] = [I_{ds} \ I_{qs}]^T$).

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (1.17) comme suit :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][V] \quad (1.23)$$

Avec :

$$[X] = [I_{ds} \ I_{qs}]^T \quad (1.24)$$

$$[V] = [V_{ds} \ V_{qs} \ \Phi_f]^T \quad (1.25)$$

Et :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Et on pose :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice $[A]$ comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \omega \quad (1.27)$$

Et :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \omega \quad (1.28)$$

1.7. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension :

La détection de la position relative rotor/stator c'est-à-dire la position du champ inducteur par rapport au champ d'induit,

La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateurs d'impulsions et envoyés aux interrupteurs de l'onduleur qui alimente l'induit de la machine synchrone. On dit que la machine est "autopilotée" [17]

1.7.1. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement représenté selon la figure (1.12), où T_i et T'_i ($i=a, b, c$) sont des transistors MOSFET, S_i et S'_i sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

- si $S_i = 1$: l'interrupteur T_i est passant et T'_i est bloqué,
- si $S_i = 0$: l'interrupteur T_i est bloqué et T'_i est passant.

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, et un onduleur de tension triphasé

On considère l'alimentation de l'onduleur est comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 . L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération, Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions comme

l'indique la figure (1.9). La machine synchrone est connectée en étoile, U_0 est la tension continue alimentant l'onduleur de tension.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

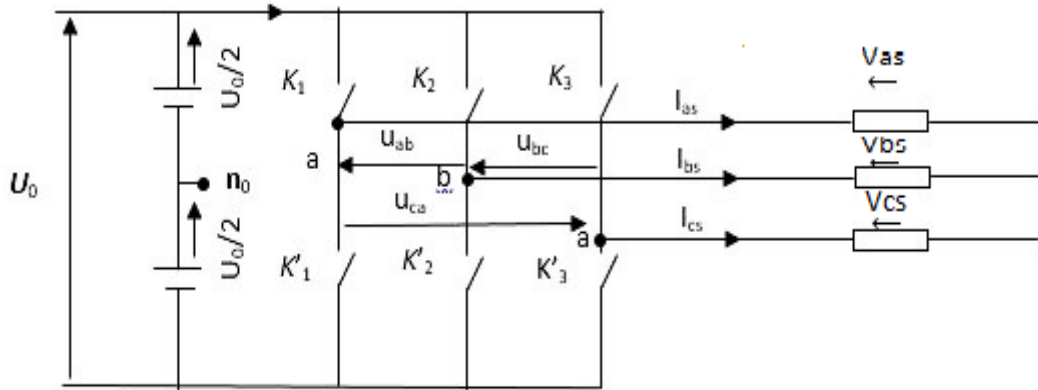


Fig. (1.9) : Schéma équivalent de l'onduleur

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = U_0(S_a - S_b) \end{array} \right. \quad (1.29)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = U_0(S_b - S_c) \end{array} \right. \quad (1.30)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = U_0(S_c - S_a) \end{array} \right. \quad (1.31)$$

Les tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tension triphasées équilibrées alors :

De (1.29) et (1.31) on trouve

$$V_{as} = (U_0/3)(2S_a - S_b - S_c) \quad (1.32)$$

De (1.29) et (1.30) on trouve

$$V_{bs} = (U_0/3)(2S_b - S_a - S_c) \quad (1.33)$$

De (1.30) et (1.31) on trouve

$$V_{cs} = (U_0/3)(2S_c - S_a - S_b) \quad (1.34)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

1.7.2. Principe de la commande à MLI

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI).

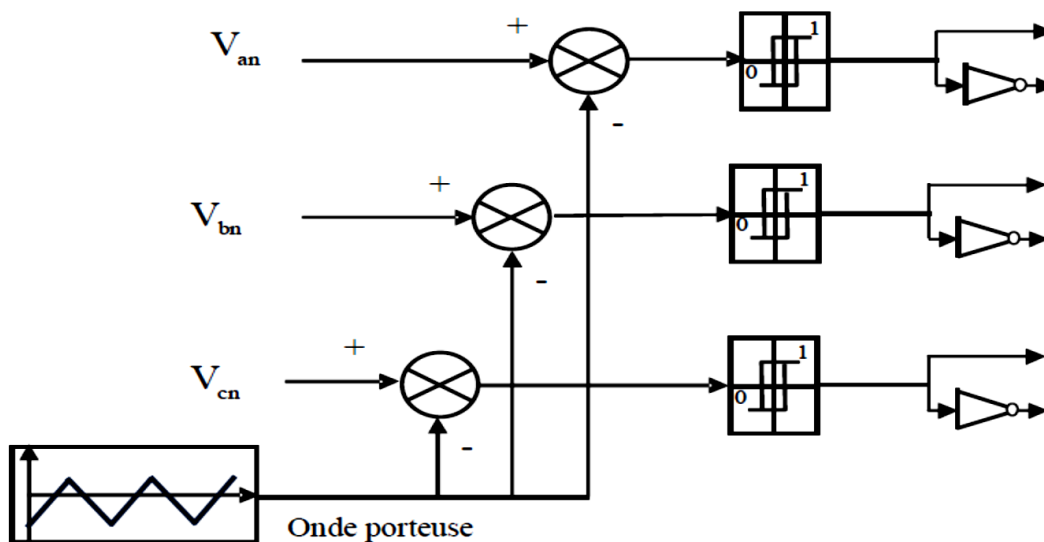


Fig. (1.10) : Schéma de principe de la technique Triangulo-Sinusoidale.

La modulation de largeur d'impulsions, repose sur la philosophie de se débarrasser des harmoniques de basse fréquence pour s'approcher le plus possible d'une onde sinusoïdale par modulation du rapport cyclique des interrupteurs. Avec une telle technique on peut obtenir à la sortie une suite de créneaux de tension de largeur convenable et dont la valeur moyenne correspond à la valeur instantanée de l'onde de référence.

Le principe revient à considérer forme discrète de l'onde sinusoïdale et l'on s'en approchera le plus possible avec un grand nombre de périodes de découpage. C'est pourquoi la fréquence de commande des interrupteurs peut facilement atteindre 10KHz pour synthétiser une onde sinusoïdale de 50Hz.

Toutefois, avec un choix judicieux des fréquences et des instants de commutation des interrupteurs, on peut éliminer un bon nombre d'harmoniques de basse fréquence.

Pour cela on utilise la modulation dite triangulo-sinusoidale qui consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence, généralement sinusoidale, avec une onde de modulation dite porteuse, souvent triangulaire ;

La modulation dite pré calculée, pour laquelle on pré calcule au préalable, sur une base d'optimisation les instants de commande des interrupteurs. Les valeurs calculées seront introduites sous forme de table dans une mémoire morte ; la lecture de celle-ci par un système à microprocesseur assure la génération des signaux de commande des interrupteurs.

1.7.3. Caractéristiques de la modulation:

Si la référence est sinusoidale, deux paramètres caractérisent la commande:

- L'indice de modulation (m), égal au rapport $\frac{f_p}{f_r}$ des fréquences de la porteuse et de la référence (appelé aussi rapport de fréquences);
- Le taux de modulation (r), est défini par le rapport des amplitudes de la tension de référence et de la porteuse $r = \frac{V_{rm}}{V_{pm}}$ (appelé aussi rapport d'amplitudes).

Pour avoir le maximum de points d'intersection entre les deux signaux (porteuse et référence), le taux de modulation doit être inférieur à 1 ($r < 1$).

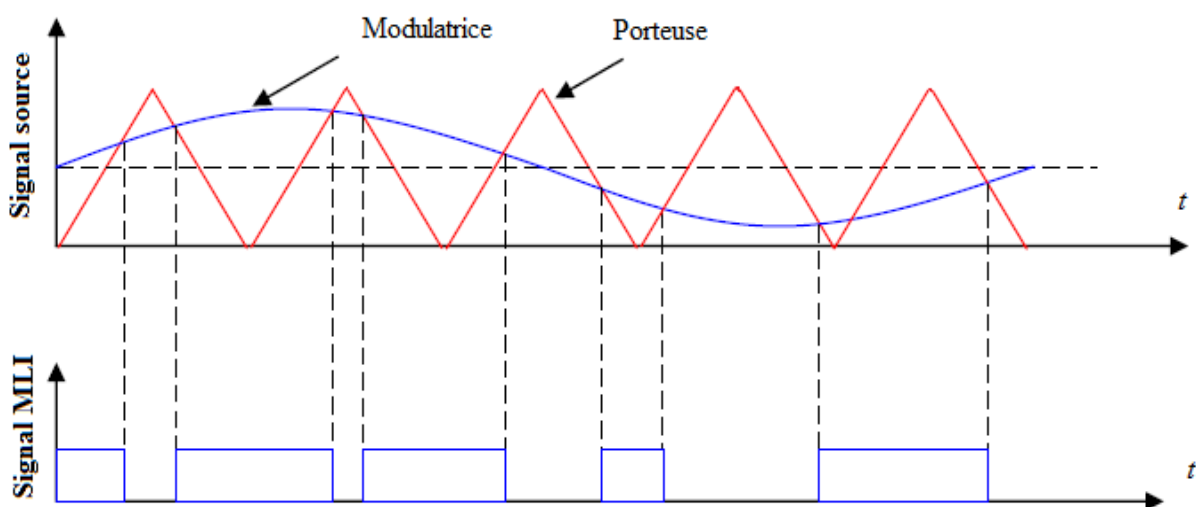


Fig.(1.11) : La modulation triangulo-sinusoidale.

1.8. Résultats de la Simulation :

L'évaluation du comportement de la MSAP nous a mené à simuler le fonctionnement global de l'ensemble machine - onduleur.

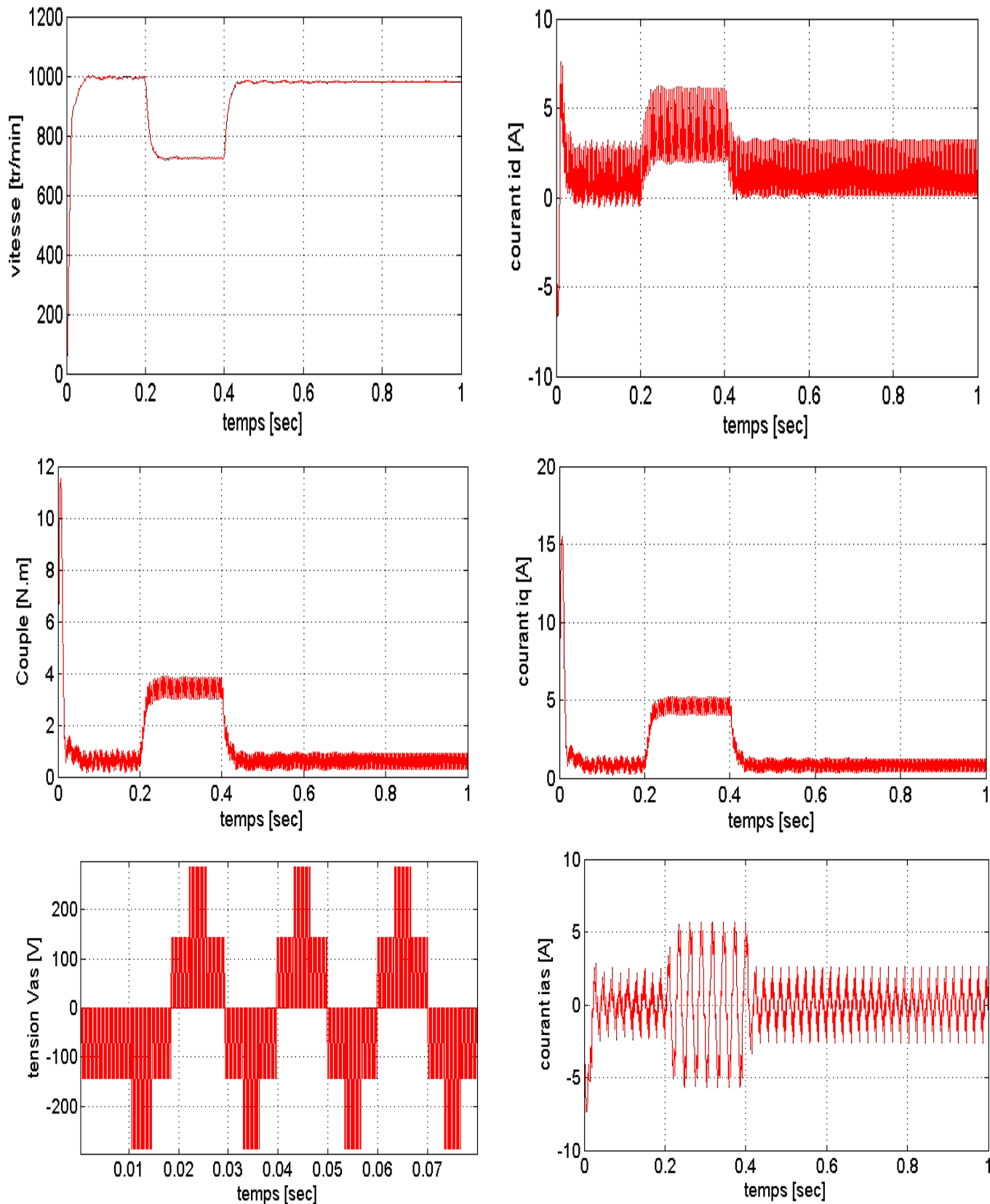


Fig. (1.12) : Comportement dynamique MSAP-onduleur.

1.8.1. Interprétation

La figure (1.12) donne les formes d'ondes de l'évolution de la vitesse N , du couple C_{em} , des courants I_d, I_q, I_a et la tension V_a pour un démarrage à vide à $t = 0$, puis nous introduisons une perturbation en régime permanent ($C_r = 3N.m$) entre les instants $t = 0.2$ (s) et $t = 0.4$ (s).

En régime transitoire, à l'instant de démarrage, les valeurs des courants statoriques direct, en quadrature et le courant de phase sont maximales. Le couple moteur atteint sa valeur crête dans cet intervalle de temps.

Le courant i_d suit parfaitement le courant de référence. Le couple et le courant I_q ont la même allure.

La vitesse de rotation de la machine se stabilise à la valeur nominale après un temps de 0.055 (s) environ. L'introduction de la perturbation caractérisée par un couple de charge appliqué à un instant donné en régime permanent provoque une diminution de la vitesse de rotation, le couple électromagnétique réagit instantanément à la perturbation compensant ainsi la charge sollicitée et les pertes.

La technique de la modulation choisie engendre une forte ondulation qui va occasionner l'apparition d'harmoniques qui provoquent une pulsation de couple autour de sa valeur moyenne. Ces ondulations ne gênent pas le fonctionnement de l'ensemble puisqu'elles sont à haute fréquence.


Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ces domaines d'application, les différents types d'alimentation, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter son étude.

Dans les chapitres suivants, il sera question de s'intéresser à la commande de la MSAP en vectorielle et en prédictive.

A starburst graphic with multiple points, containing the text 'Chapitre 2' in a blue serif font with a reflection effect.

Chapitre 2

A scroll graphic with a black outline and rounded corners, containing the text 'Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimant Permanent' in a blue serif font with a reflection effect.

Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimant Permanent

2.1. Introduction

La machine à courant continu (MCC) occupe encore une grande partie du marché de la variation de vitesse dans la robotique. On utilise la machine à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Cette machine nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance massique inférieure et un coût supérieur aux autres machines, telles les machines synchrones ou asynchrones.

La difficulté de commander une machine synchrone réside dans le fait que le modèle mathématique de *Park* est non linéaire multi-variable et fortement couplé.

En 1971, des chercheurs allemands *Blaschke et Hassont* ont proposé une nouvelle théorie de commande par l'orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé à deux composantes, l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu (MCC) [18][19]. La technique est connue sous le nom de commande vectorielle.

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (*PI*), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe *d* (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe *q* (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application.

Cette commande a été rendue possible grâce au développement des technologies de semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques (diminution des temps de commutation) et dans les unités de calcul (*DSP*).

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- ✓ L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- ✓ L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (*M.L.I.*).

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs *PI*. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

2.2. Principe de la commande Vectorielle

Principe de la commande vectorielle dans la machine synchrone consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit de placer le référentiel (d,q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante [20].

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, Par conséquent, l'expression du couple montre que pour le contrôler, il faut contrôler les courants I_d , I_q . Dans le cas d'une machine à pôles lisses ($L_d = L_q$), le couple est maximale pour une valeur de $I_d=0$, tandis que dans les machines à pôles saillants le couple est maximal pour une valeur optimale de i_d . ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée.

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante I_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante id du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique.

Si le courant id est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation). d'autre part, si le courant Id est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant Id doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant.

2.3. Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d \omega I_d + \Phi_f \omega \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \omega_r \quad \text{et} \quad \omega_r = \omega/p \\ C_{em} = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + \Phi_f I_q] \end{array} \right. \quad (2.1)$$

$$(2.2)$$

$$(2.3)$$

Le modèle d'écrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi variable, non linéaire et fortement couplé.

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatives est d'améliorer leur comportement statique et dynamique grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La stratégie la plus souvent utilisée pour la commande vectorielle des MSAP consiste à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (le réduire à la seule composante I_q)

- Si la MSAP est à pole lisse : $L_d = L_q$, le couple $C_{em} = p \cdot \Phi_f \cdot I_q$ et il est maximal pour I_d nul.
- Si la MSAP est à pole saillants : $L_d \neq L_q$, le couple C_{em} est maximal pour un courant I_d optimisé.

Si cette valeur du courant est maintenue constante, le couple C_{em} est proportionnel à I_q .

La machine étudiée est à pôles saillants, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de PARK est maintenu suivant l'axe q. Ceci revient à maintenir la composante directe du courant nulle montrée par la figure (2.1) qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équation (2.3) présenté sous forme de tension devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \Phi_f \omega \end{cases} \quad (2.4)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \Phi_f I_q \quad (2.5)$$

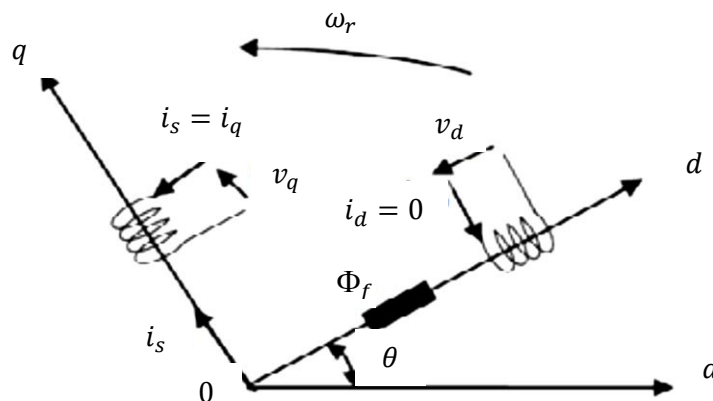


Fig.(2.1) :Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «*d*» et «*q*». Le modèle (2.4),(2.5) et l'équation mécanique peuvent être représentées par le schéma fonctionnel figure(2.2) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

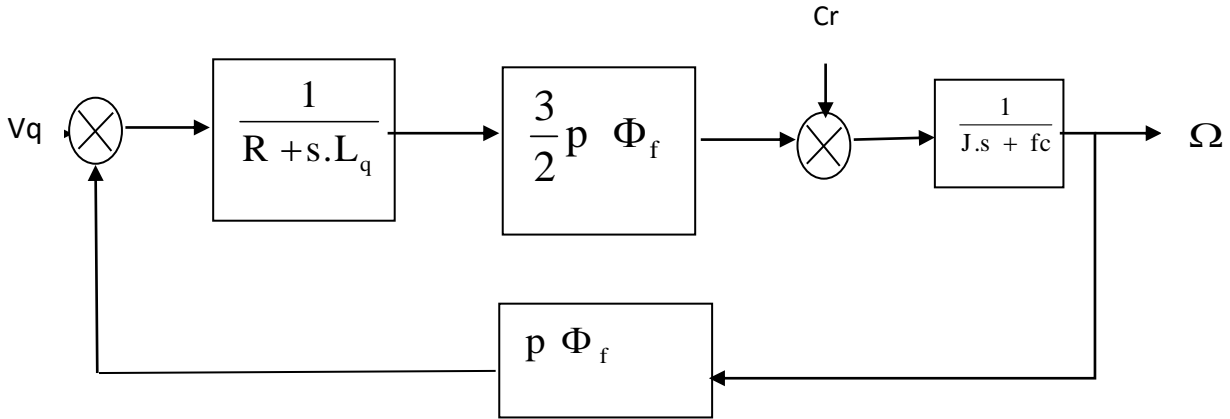


Fig. (2.2) : Modèle de la MSAP lorsque I_d nul

2.4. Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence.

Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes *d* et *q*. [21]

Les tensions suivant les axes (*d*, *q*) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} + R \cdot I_d \right) - \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q = \left(L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} + R \cdot I_q \right) + \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \Phi_f \end{cases} \quad (2.6)$$

Avec : $\omega = p\omega_r$

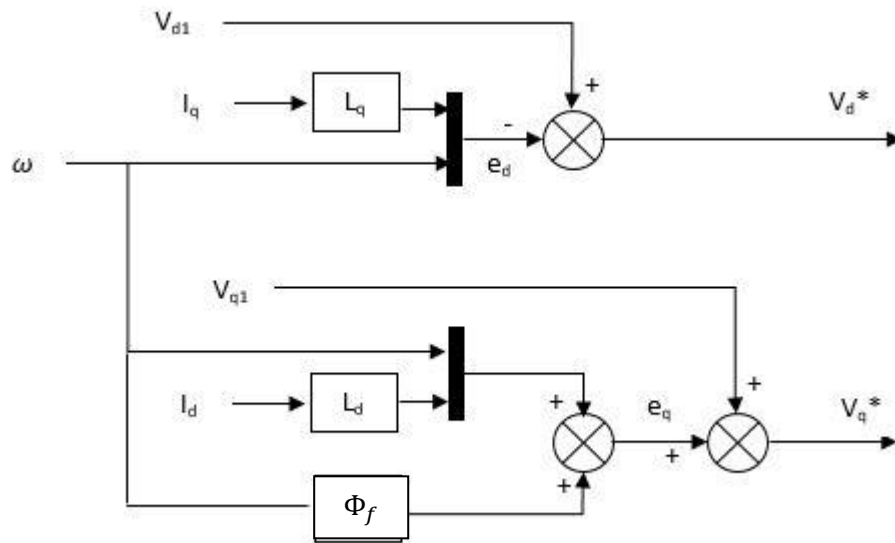


Fig.(2.3) :Schéma bloc de découplage.

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes «d» et «q», on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q .

avec:

$$\begin{cases} e_d = \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ e_q = \omega \cdot (L_d \cdot I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (2.7)$$

A partir de l'équation (2.6) et (2.7) on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (2.8)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} + R_s \cdot I_d \\ V_{q1} = L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} + R_s \cdot I_q \end{cases} \xrightarrow{\text{Laplace}} \begin{cases} V_{d1} = (sL_d + R_s) \cdot I_d \\ V_{q1} = (sL_q + R_s) \cdot I_q \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\text{Et : } \begin{cases} e_d = \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ e_q = \omega \cdot (L_d \cdot I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (2.10)$$

Avec

s : Opérateur de Laplace.

On a donc les courants « I_d » et « I_q » sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , et I_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (2.9) les courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R + L_d \cdot s} & (a) \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R + L_q \cdot s} & (b) \end{cases} \quad (2.11)$$

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous [22] :

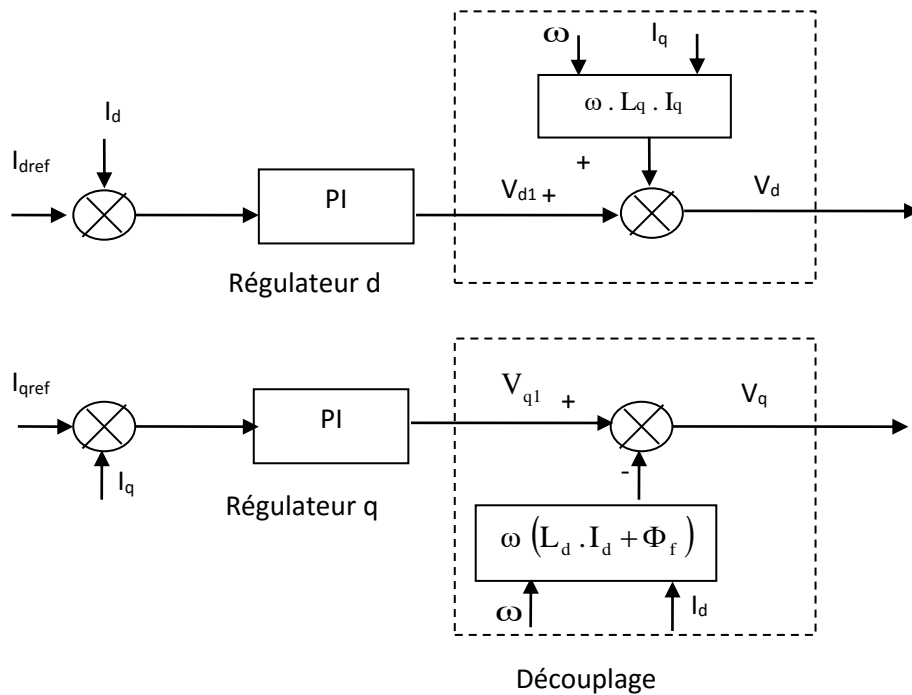


Fig.(2.4) : Principe de découplage par compensation.

avec :

V_{d1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_d ».

V_{q1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_q ».

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (2.5) :

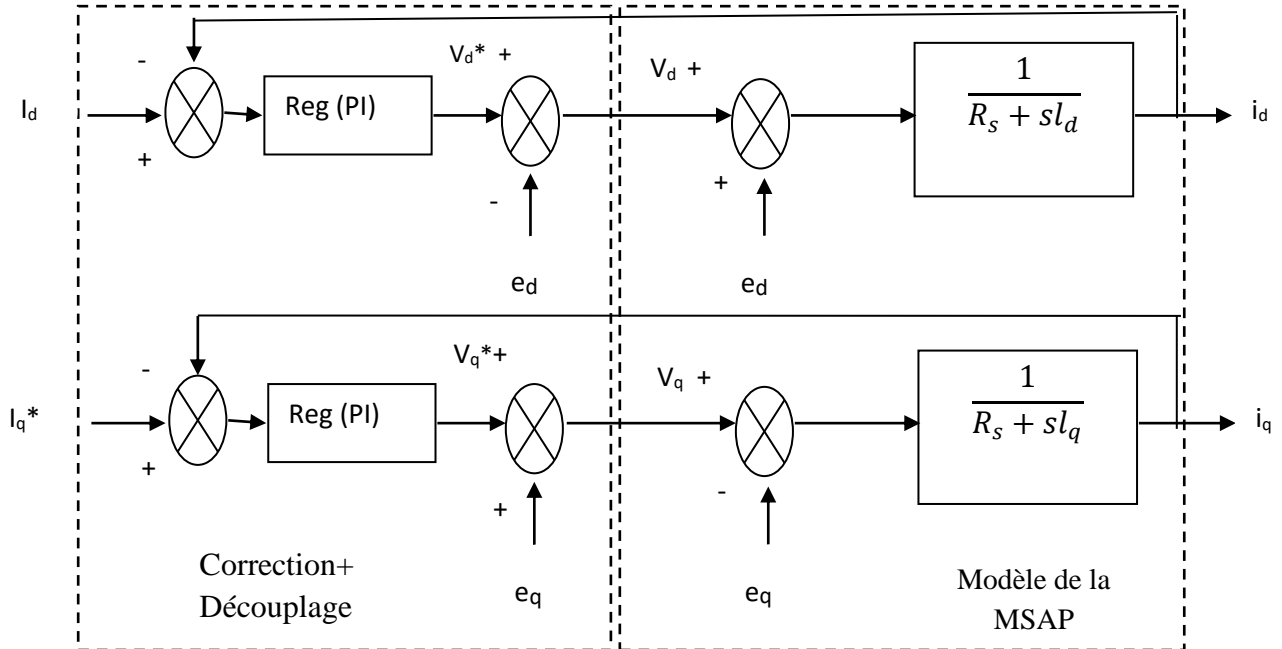


Fig. (2.5): Découplage par compensation.

Les actions sur les axes «d» et «q» sont donc découplés et représentées par la figure (2.6) :

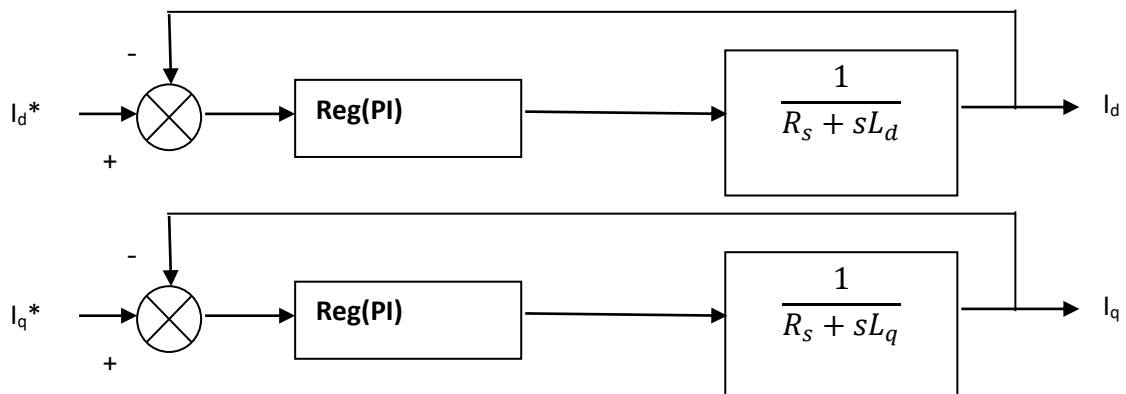


Fig. (2.6): Commande découplée.

2.5 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

2.5.1 Avantages de la commande vectorielle

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

2.5.2 Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP .).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

2.6. Bloc de défluxage

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de *défluxage* est appliquée, la consigne de courant I_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{max} \quad (2.12)$$

Où : I_{max} est le courant maximal.

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ; ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la

vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante: [3], [5], [21].

- sous-vitesse:

$$\Phi_{ref} = \Phi_{nom} \quad \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

- sur-vitesse:

$$\Phi_{ref} = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \Phi_{nom} \quad \text{pour } |\Omega| > \Omega_{nom}$$

Avec :

Ω_{nom} :La vitesse de rotation nominale,

Φ_{nom} :Le flux rotorique nominale,

Φ_{ref} :Le flux rotorique de référence.

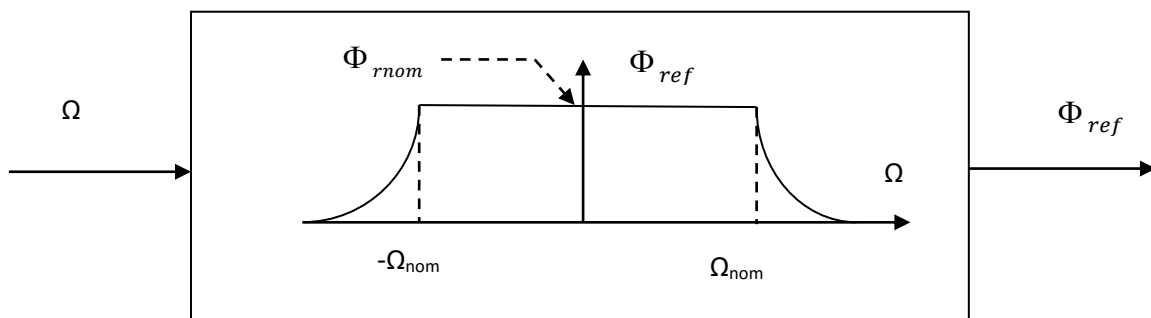


Fig.(2.7):Bloc de défluxage.

Pour ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor.

En faisant appelle aux équations électriques et magnétiques , on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande :

$$\begin{cases} R_s I_d + L_s \frac{dI_d}{dt} = V_d + p \Omega L_s I_q \\ R_s I_q + L_s \frac{dI_q}{dt} = V_q - p \Omega L_s I_d - p \Omega \Phi_f \end{cases} \quad (2.13)$$

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_s p)I_d - \omega L_s I_q \\ V_q = (R_s + L_s p)I_q + \omega(L_s I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (2.14)$$

Avec: $\omega = p\Omega$ (2.15)

Ces équations donnent la structure de commande en tension.

2.7. La Régulation

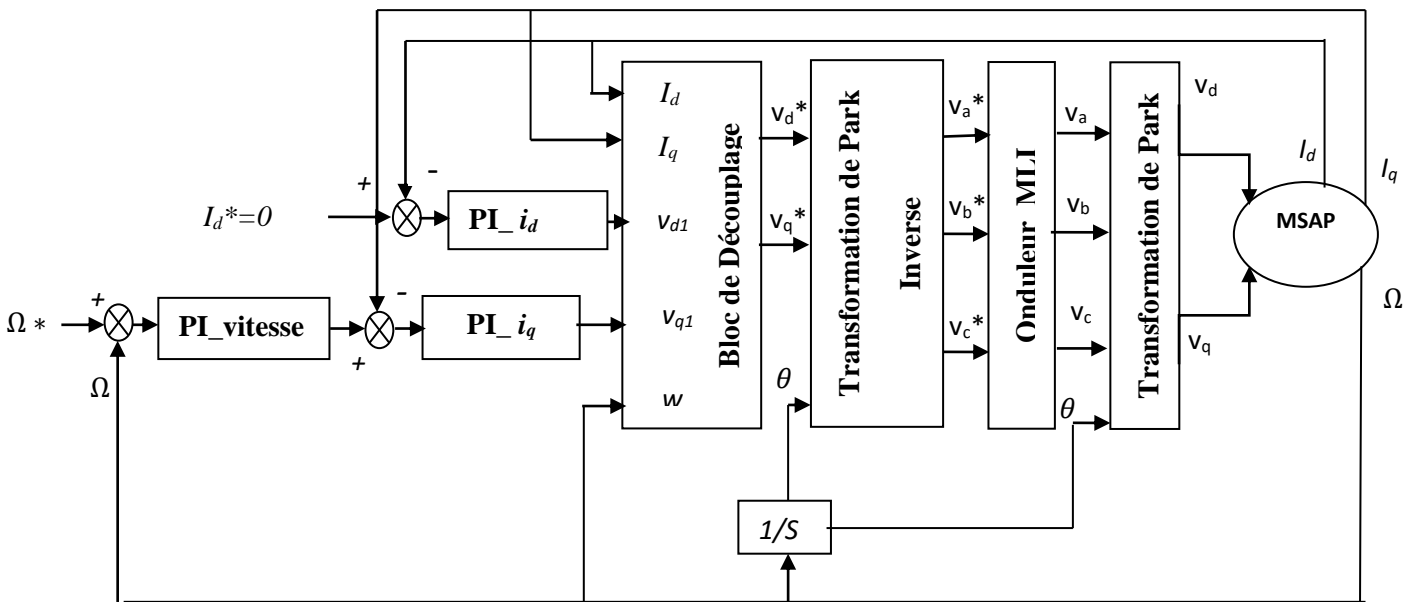


Fig. (2.8) : Schéma globale du système de la commande vectorielle de la MSAP

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs.

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle briquée.

Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).
- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire ; ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la

régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne. [18] [21]

Le régulateur (PI) (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme montre la figure (2.9).

▪ Action Proportionnel (K_p)

- ✓ Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- ✓ Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

▪ Action Intégrale (K_i)

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $e(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$U_r(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt \quad (2.16)$$

C'est-à-dire : $\frac{U_r(s)}{e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s}$

Avec :

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

T_i : Constant de temps d'intégration telque : $T_i = \frac{1}{k_i}$

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

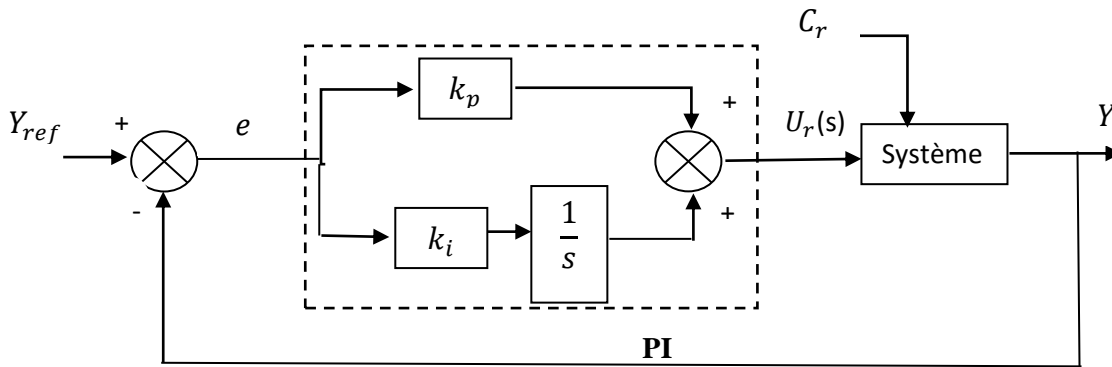


Fig. (2.9) : Régulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$\frac{U_r(s)}{e(s)} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \tag{2.17}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI : \frac{U_r(s)}{e(s)} = \left(\frac{1 + sT_1}{sT_2} \right) \tag{2.18}$$

Avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} (a) \\ k_i = \frac{1}{T_2} (b) \end{cases} \tag{2.19}$$

2.7.1. Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes (d,q), la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

2.7.1.1. Régulateur du courant Iq

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants I_d et I_q , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence I_{qref} , le courant I_d est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle ($e=0$).

Sachant que: $I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + L_q s}$ (2.20)

Et que la forme générale du régulateur (PI) est : $\frac{1+sT_1}{sT_2}$, on aboutit au schéma de la figure (2.10) :

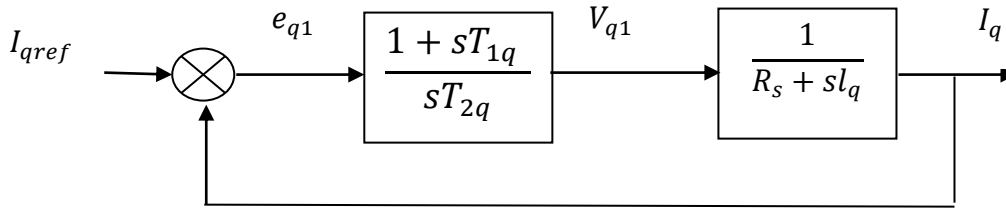


Fig. (2.10): Boucle de régulation du courant I_q

La fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (2.10) est :

$$FTBO = \frac{1+sT_{q1}}{sT_{q2}(R_s +sL_q)} \quad (2.21)$$

$$FTBO = \frac{1+sT_{q1}}{sT_{q2}R_s (1+s\frac{L_q}{R_s})} \quad (2.22)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$1 + sT_{q1} = 1 + s\frac{L_q}{R_s}$ ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{q1} = \tau_q \quad (2.23)$$

Avec :

$\frac{L_q}{R_s}$: Constante de temps électrique

Si on remplace la constante par sa valeur, équation (2.23) dans l'équation (2.21), on trouve :

$$FTBO = \frac{1}{sT_{q2}R_s} \quad (2.24)$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (2.25)$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sT_{q2}R_s} \text{ de la forme : } \left(\frac{1}{1+s\tau_q} \right) \quad (2.26)$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_q = T_{q2}R_s, T_{q2} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (2.27)$$

En imposant le temps de référence :

$$Tr = 3\tau_q \text{ (critère de } \pm 5\%) \quad (2.28)$$

$$\text{On a : } T_{q2} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (2.29)$$

T_r : Temps de réponse imposé

$\tau_q = \frac{l_q}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe 'q' de la machine.

On remplace l'équation (2.27) dans (2.19b), on obtient :

$$k_i = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (2.30)$$

Si on remplace l'équation (2.28) dans (2.30) et on obtient finalement :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3l_q}{T_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (2.31)$$

2.7.1.2. Régulateur du courant I_d

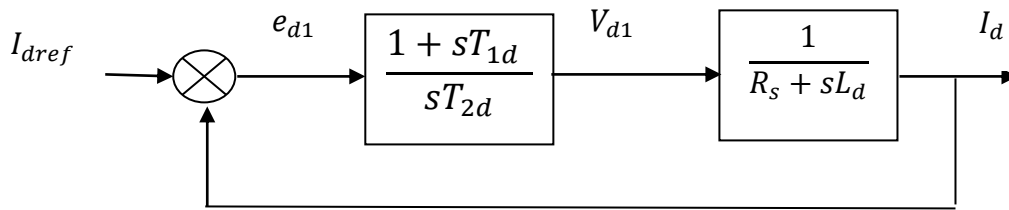


Fig. (2.11): Boucle de régulation du courant I_d

Pour la régulation du courant I_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant I_q

$$FTBO = \frac{1 + sT_{d1}}{sT_{d2}R_s(1 + s\frac{L_d}{R_s})} \quad (2.32)$$

$$FTB = \frac{1}{1 + sT_{d2}R_s} \quad (2.33)$$

$$\frac{L_d}{R_s} = T_{d1} = \tau_d \quad (2.34)$$

$$Tr = 3\tau_d \quad (2.35)$$

$$\tau_d = T_{d2}R_s, \quad T_{d2} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (2.36)$$

On remplace l'équation (2.35) dans (2.36) on obtient :

$$T_{d2} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (2.37)$$

$\tau_d = \frac{l_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

2.7 .1.3.Régulateur de Vitesse

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant I_q donc du couple aussi.
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

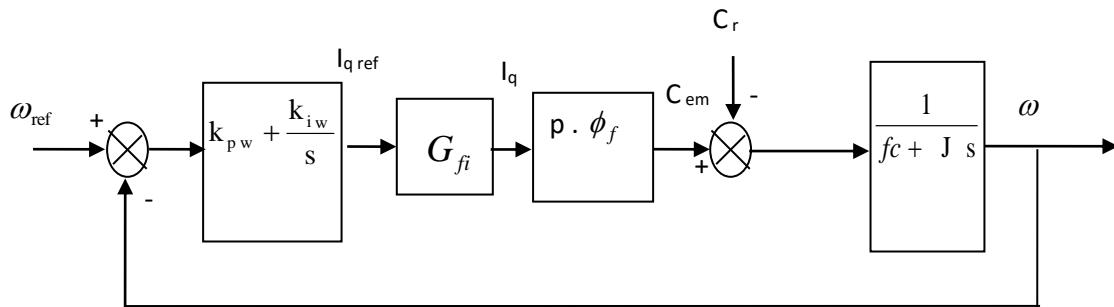


Fig. (2.12) : Boucle de régulation de vitesse

$G_{fi} = 1$: FT de la boucle du courant I_q en régime permanent.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s} = \frac{k_{pw}}{s} \left(s + \frac{k_{iw}}{k_{pw}} \right) \quad (2.38)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r=0$) :

$$FTBO_w = \frac{k_{pw}}{s} \left(s + \frac{k_{iw}}{k_{pw}} \right) \frac{1}{Js + fc} \quad (2.39)$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_w = \frac{w_r(s)}{w_{ref}(s)} = \frac{k_{pw}(s + \frac{k_{iw}}{k_{pw}})}{Js^2 + (fc + k_{pw})s + k_{iw}} \quad (2.40)$$

La $FTBF_w$ possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0} s^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_0}\right) s + 1 \quad (2.41)$$

Alors :

$$\frac{J}{k_{iw}} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (2.42)$$

$$\frac{fc + k_{pw}}{k_{iw}} = \frac{2\varepsilon}{\omega_0} \quad (2.43)$$

Avec ε : coefficient d'amortissement.

On choisit alors le coefficient d'amortissement ε et ω_0 on déduit k_{iw} et k_{pw}

Avec :

$$\begin{cases} k_{iw} = J\omega_0^2 & (2.44) \\ k_{pw} = \frac{2\varepsilon k_{iw}}{\omega_0} - fc & (2.45) \end{cases}$$

ω_0 : est la pulsation propre non amortie du système (elle s'exprime en (rad/sec)).

ε : est le facteur d'amortissement du système.

On a utilisé La méthode empirique (méthode essai-erreur) pour réglage de vitesse, on obtient les valeurs suivantes :

K_{pw}	K_{iw}	Temps de réponse	erreur
5.05	0.995	0.05	0%

2.8. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

Nous avons relevé le comportement de la vitesse, le couple électromagnétique, le courant I_d et le courant I_q . Pour les paramètres de la MSAP voir annexe.

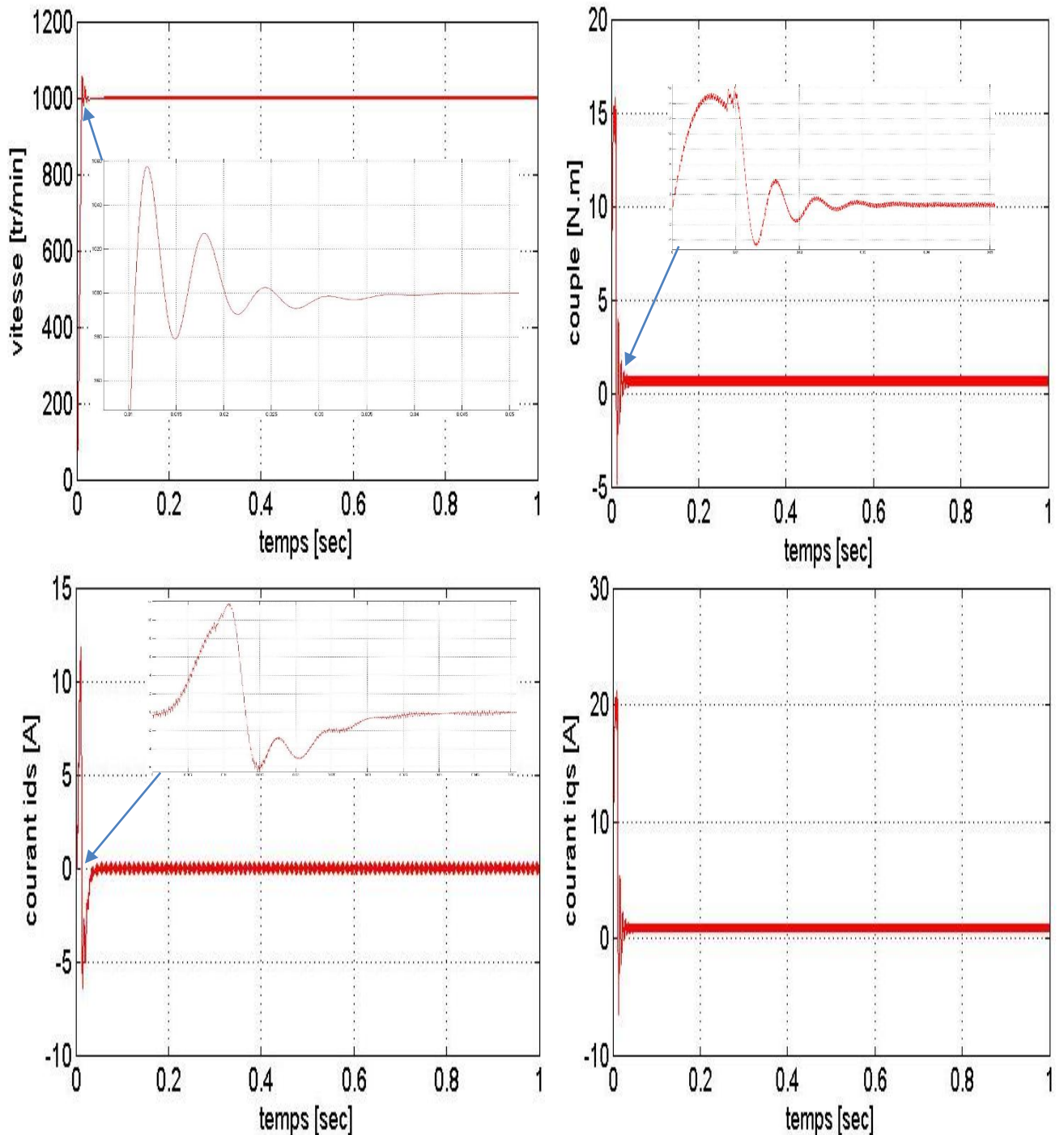


Fig. (2.13) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 1000 tr/min.

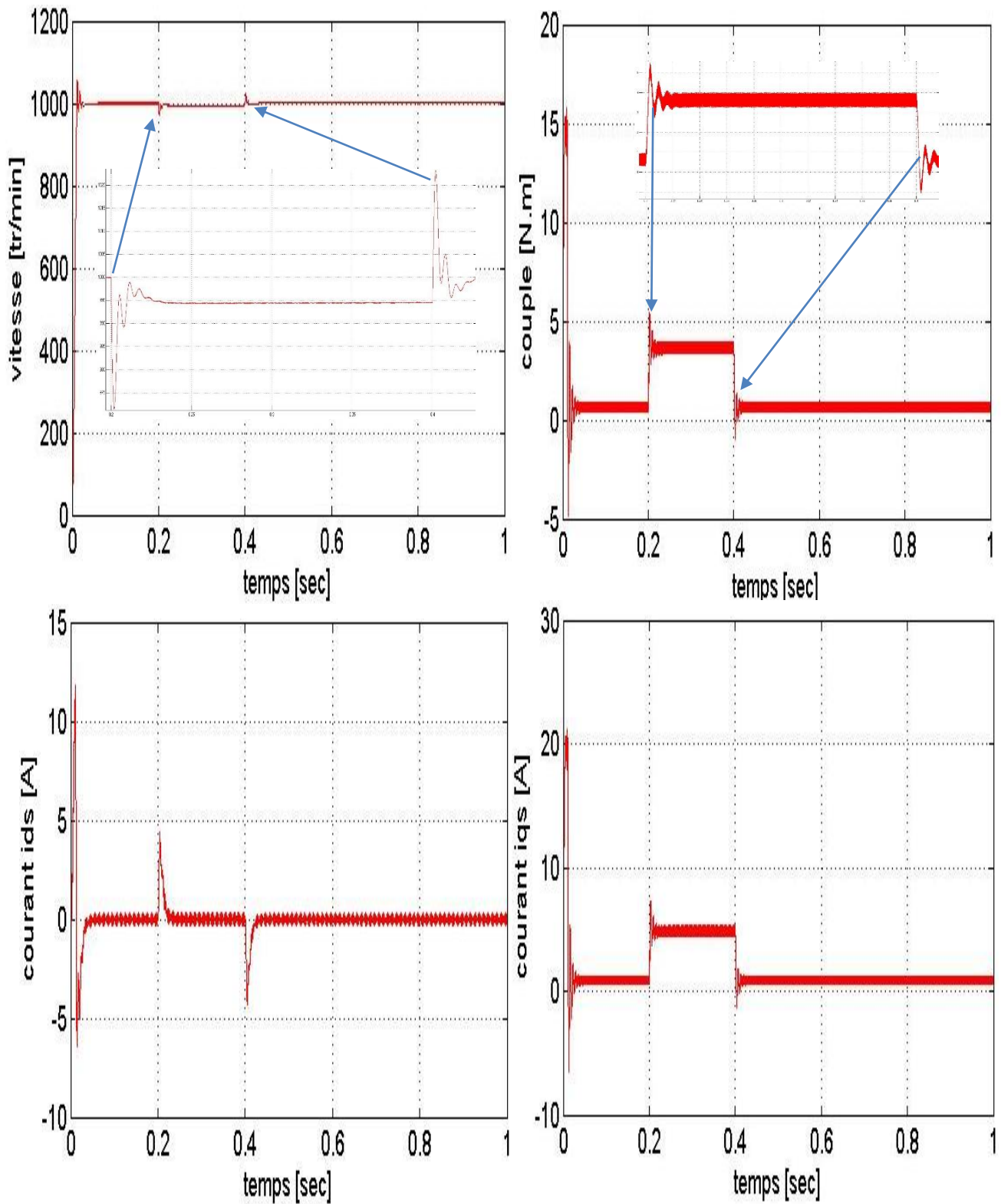


Fig. (2.14) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide puis en charge entre $t=0.2\text{sec}$ et $t=0.4\text{sec}$ pour une consigne de vitesse de 1000 tr/min

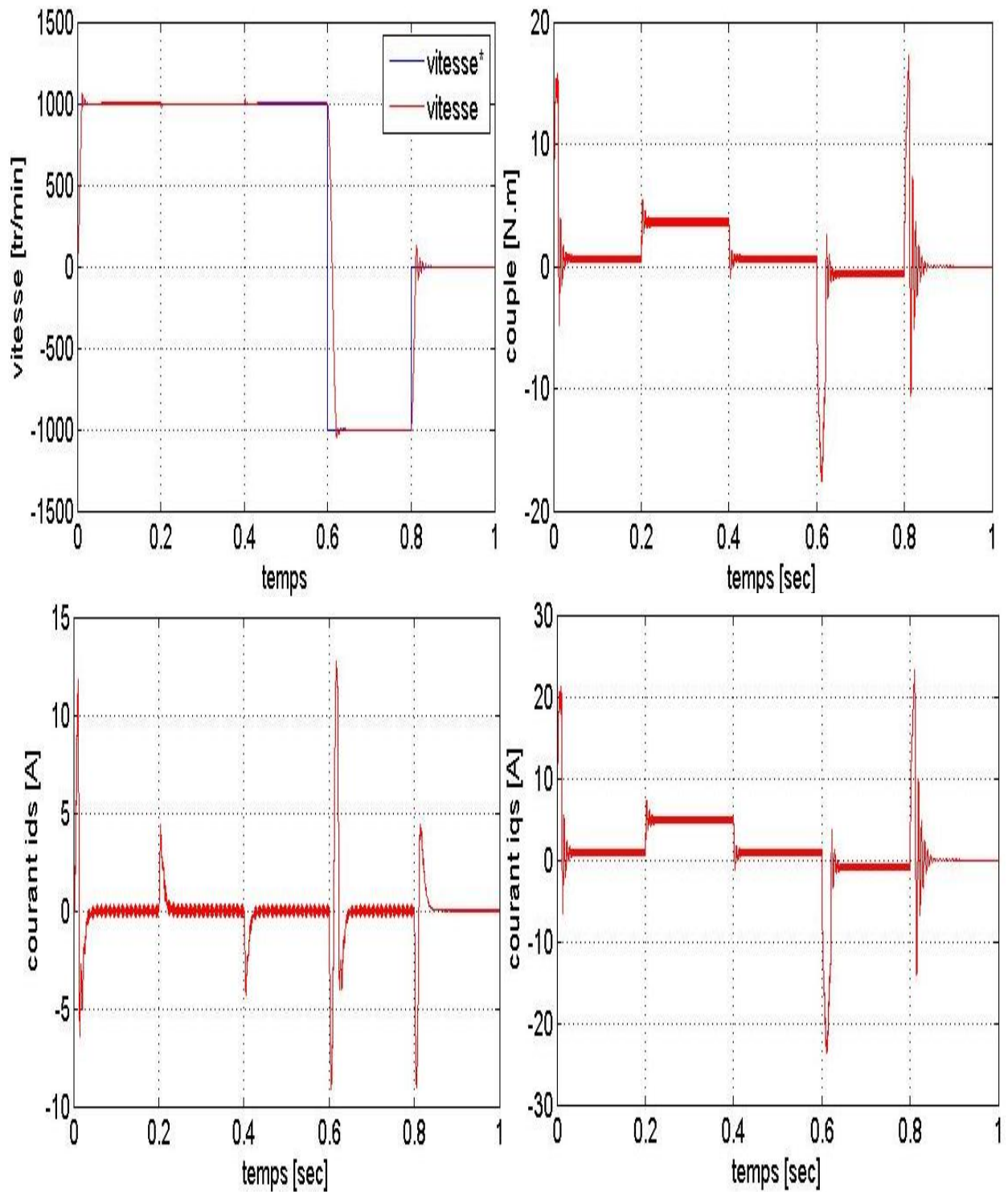


Fig. (2.15) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide puis en charge entre $t=0.2\text{sec}$ et $t=0.4\text{sec}$ pour une consigne de vitesse de 1000 tr/min avec l'inversion de la consigne (-1000 tr/min).

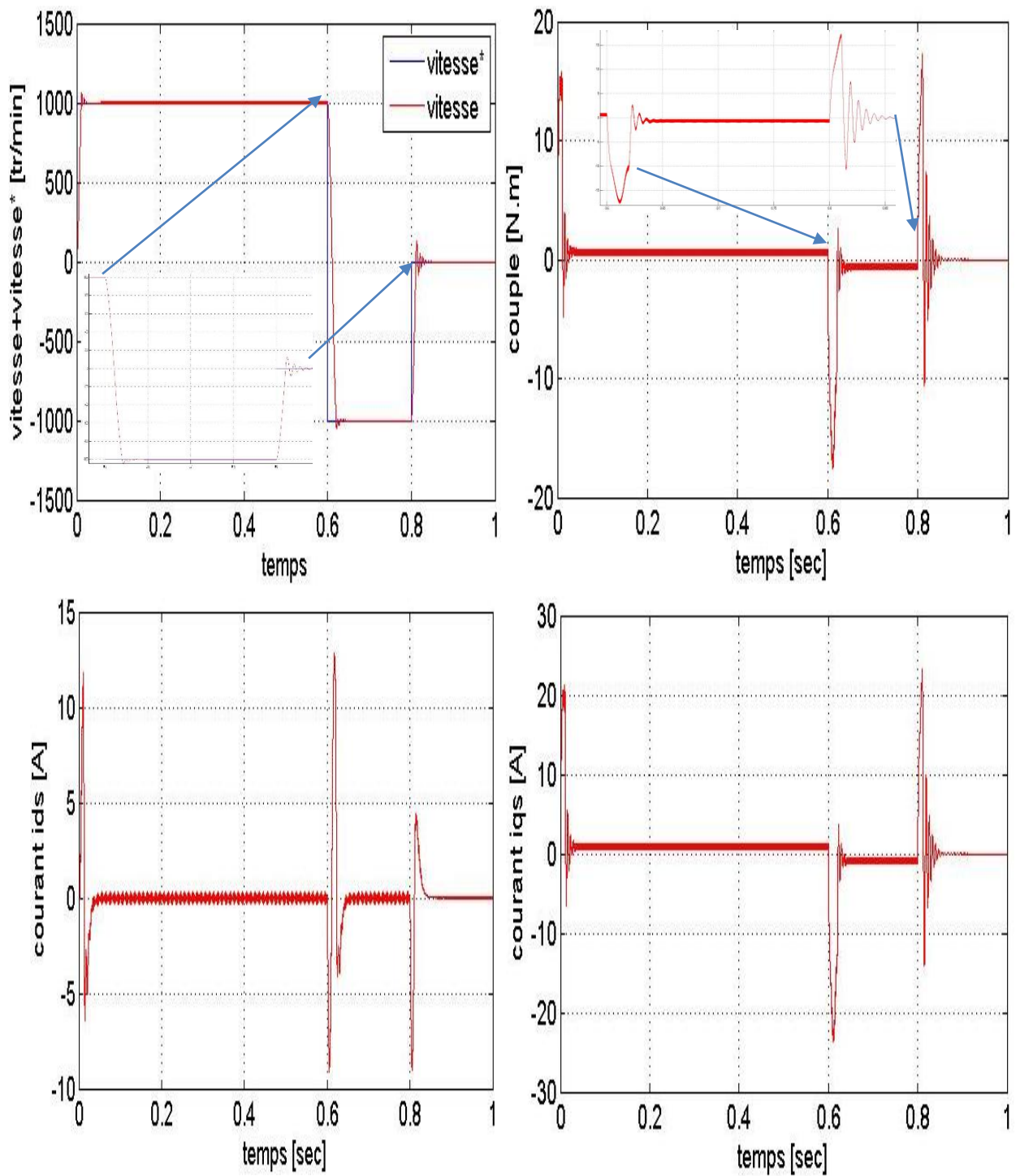


Fig. (2.16): Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide et inversion de la consigne de vitesse -1000 tr/min.

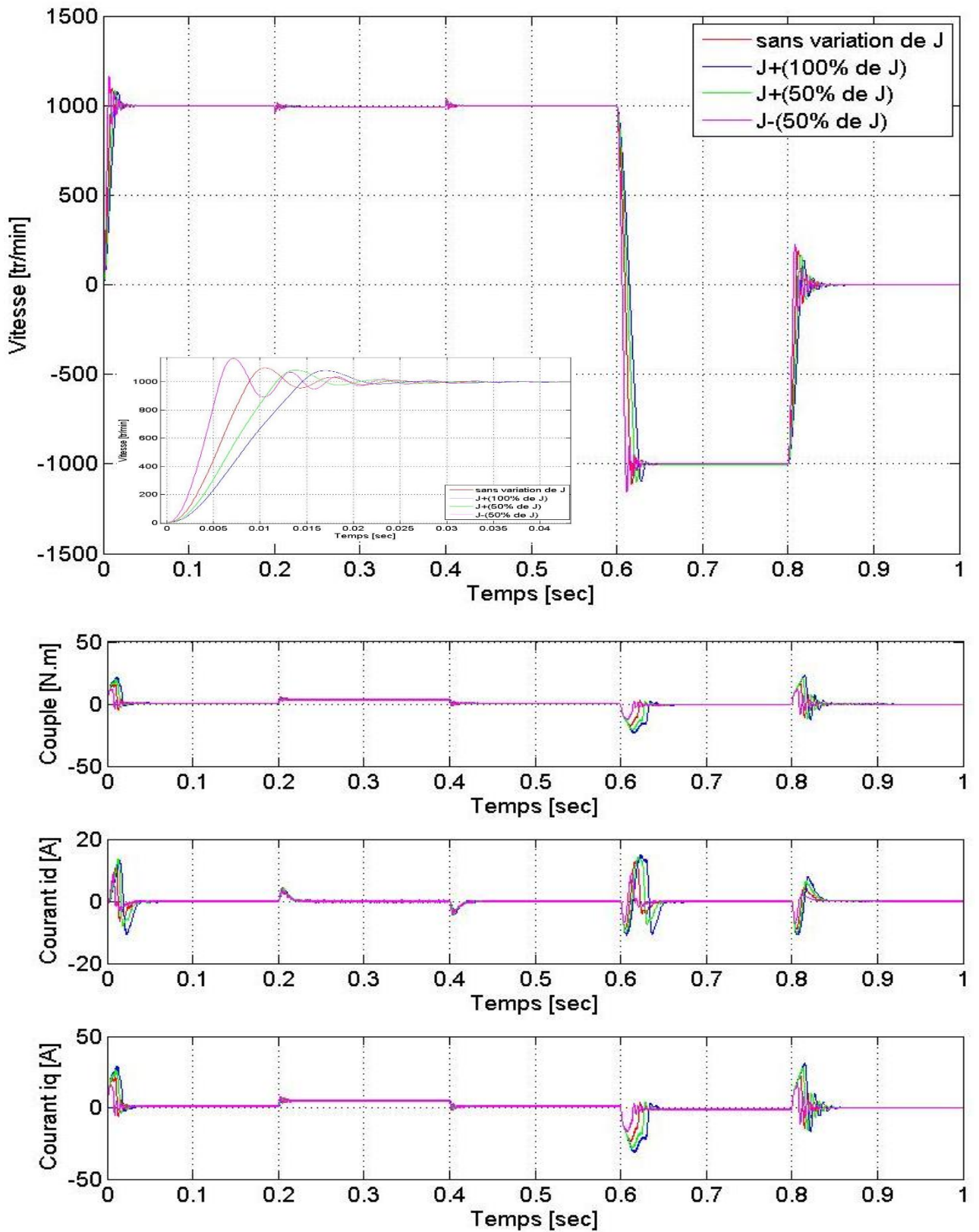


Fig. (2.17): Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J

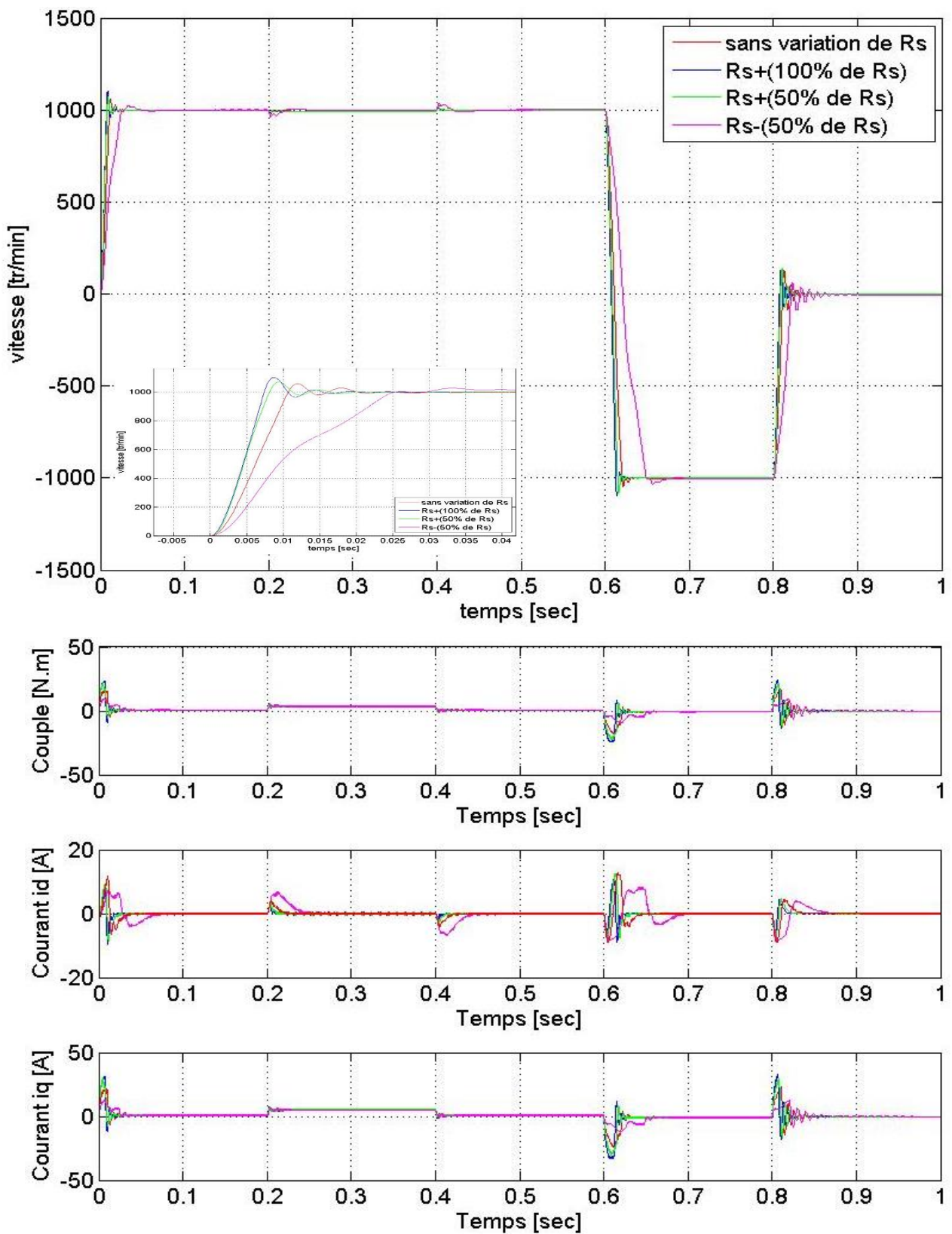


Fig. (2.18): Résultats de simulation lors des variations de résistance R_s

2.8.1. Interprétation des résultats de simulation

La figure (2.13) montre le comportement de la MSAP pour une consigne de 1000tr/min lors d'un démarrage à vide, on remarque que la courbe de la vitesse suit parfaitement sa consigne, et l'atteint très rapidement, dans la courbe du couple instantané on remarque des oscillations lors de la mise sous tension, après la disparation du régime transitoire, le couple tend presque vers zéro, même remarque pour les courants statoriques I_d et I_q ce dernier à la même forme avec l'allure du couple.

La figure (2.14) montre le comportement de la MSAP pour une consigne de 1000tr/min lors d'un démarrage à vide puis l'application de la charge $C_r=3$ N.m entre $t=0.2$ s et $t=0.4$ s, on remarque que l'influence de cette charge sur la vitesse est pratiquement négligeable (une chute de 10%), on remarque que le couple électromagnétique débute par une valeur de 0 à 15 N.m et se stabilise à la valeur du couple résistant (3N.m), le courant statorique I_q est l'image du couple électromagnétique et le courant statorique I_d est nul ce qui indique que la commande vectorielle est effective.

La figure (2.15) montre le comportement de la MSAP lors d'un démarrage à vide puis l'application de la charge $C_r=3$ N.m entre $t=0.2$ s et $t=0.4$ s avec l'inversion de la consigne de vitesse (de 1000tr/min à -1000 tr/min), dans la courbe de vitesse on remarque qu'elle suit sa nouvelle consigne, et dans les autres courbes des pics de couple et des courants statoriques I_d et I_q de signes dépendant de l'augmentation ou de la diminution de la consigne de vitesse.

La figure (2.16) montrent le fonctionnement à vide avec l'inversion de la consigne de vitesse (de 1000tr/min à -1000tr/min), au début on remarque qu'il y a un pic de (11.8 A) dans la courbe de courant directe, puis il diminue après le régime transitoire revient à sa valeur zéro.

Afin d'évaluer la robustesse de la commande vectorielle, on a testé le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MSAP en faisant varier l'inertie, la résistance statorique.

La figure (2.17) montre que les variations de l'inertie n'influent pas sur la dynamique de la vitesse, mais on observe des petites variations au niveau de couple électromagnétique I_d et I_q , lors du démarrage et l'inversion de vitesse.

La figure (2.18) montre les variations de la résistance statorique, on remarque que la diminution de la résistance(-50%Rs) se traduit par un temps de réponse plus long. et l'augmentation de la résistance(+100%Rs) par des pics de courant trop important pour la MSAP.

Les résultats obtenus montrent une légère sensibilité de la régulation par *PI* à la variation des paramètres mais les performances du système sont préservées, à travers le rejet de la perturbation et le maintien de la dynamique de poursuite.

Conclusion

Cette étude par simulation a permis d'aborder la conception d'un asservissement de vitesse du MSAP associée à une commande vectorielle.

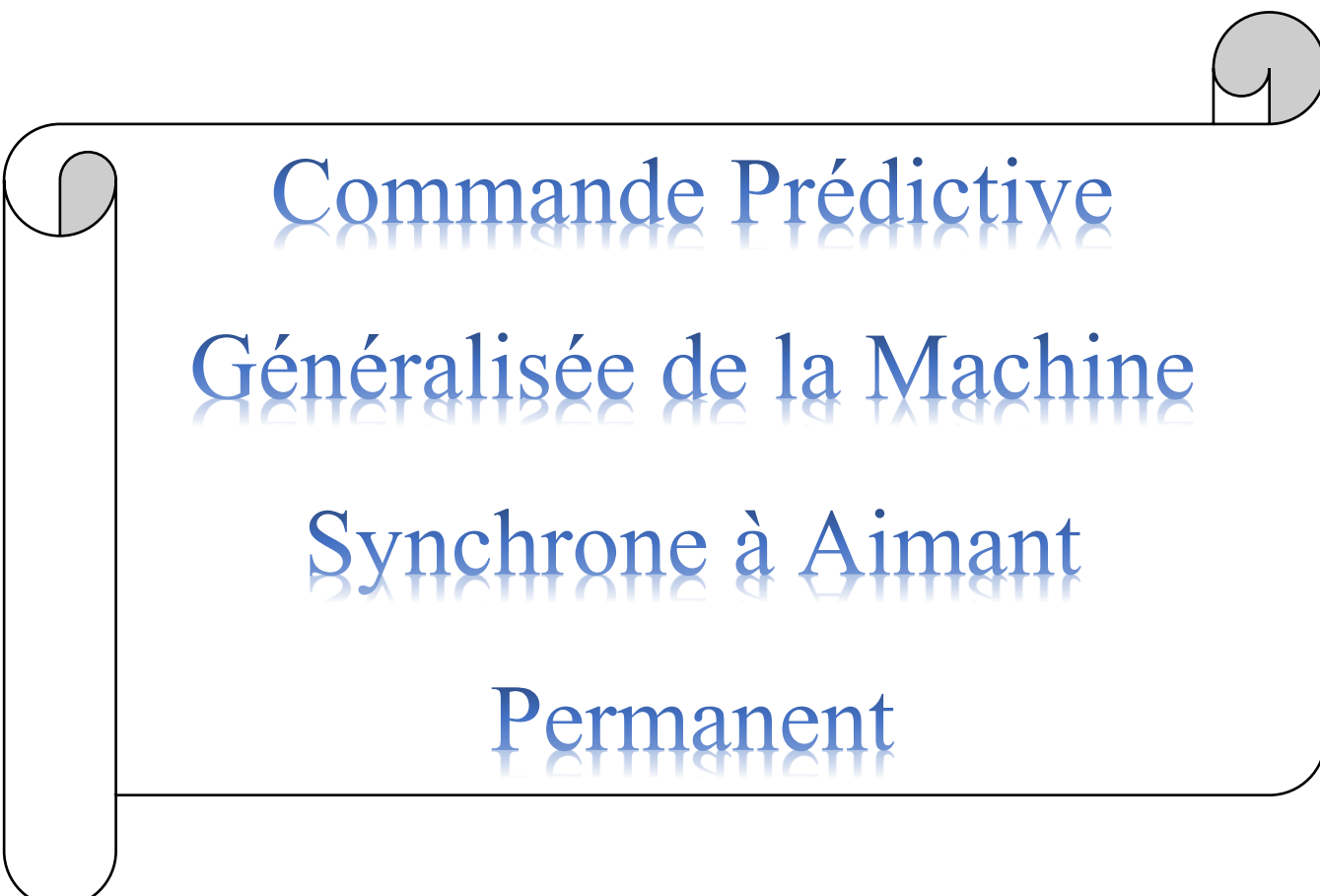
L'application de la commande vectorielle à la MSAP nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes "*d*" et "*q*" ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage.

Ainsi notre prochain chapitre sera consacré à la régulation de la vitesse par la commande prédictive généralisée qui est l'objet de notre mémoire.

A starburst graphic with multiple points, containing the chapter title.

Chapitre 3

A decorative scroll graphic with a black outline and grey circular accents at the corners, containing the chapter title.

Commande Prédictive Généralisée de la Machine Synchrone à Aimant Permanent

3.1 Introduction

L'emploi de l'ordinateur dans les processus de commande a permis l'implantation des techniques compliquées et sophistiquées qui permettent le développement de stratégies efficaces tout en restant de coût raisonnable ce qui était pratiquement impossible d'envisager avec les mécanismes et les dispositifs précédents. Des exemples de telles techniques incluent la commande non linéaire, la commande multi-variable, la commande robuste et la commande prédictive [23].

La commande prédictive est née d'un besoin réel dans le monde industriel. Un besoin de systèmes de régulation capable de performances plus élevées que les contrôleurs classiques, à savoir PID, tout en respectant des contraintes de fonctionnement et de production toujours plus élevées.

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de contrôle à modèle interne (IMC: Internal Model Controller). En anglais on utilise le terme MPC ou MBPC pour qualifier la commande prédictive, Model (Based Prédicative Control).

La commande prédictive se différencie des autres techniques de commande par le fait qu'elle doit être résolue en ligne, elle consiste à optimiser, à partir des entrées/sorties d'un système (état, couples,...), le comportement futur prédit du système considéré. La prédiction est faite à partir d'un modèle interne du système sur un intervalle de temps fini appelé horizon de prédiction. La solution du problème d'optimisation est un vecteur de commande dont la première entrée de la séquence optimale est injectée au système. Le problème est à nouveau résolu sur l'intervalle de temps suivant en utilisant les données du système mises à jour [23].

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.

Commande Prédicative Fonctionnelle (P.F.C.) de J. Richalet.

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. [24]

Dans ce chapitre nous présentons la stratégie et un résumé historique de la commande prédictive, puis nous exposons la description et l'analyse théorique de l'algorithme GPC, en plus la commande prédictive généralisée cascade est étudiée afin d'améliorer les performances de cette GPC.

Finalement, une démonstration des résultats de simulation indiquant les performances du régulateur GPC appliquée à la MSAP est présentée dans la dernière partie.

3.2 Résumé historique de la commande prédictive

La fin de la décennie 70 a été marquée par un intérêt pour le MPC et surtout dans ses développements industriels. En Europe, on peut citer les travaux de Richalet *et al.* (1976),(1978), où il est formulé le problème de la commande heuristique prédictive basée sur le modèle (MPHC : *Model Prédicative Heuristic Control*) qui fut connue plus tard sous le nom de commande algorithmique (MAC : *Model Algorithmic Control*). Aux Etats-Unis, Cutler et Ramaker (1980), ont développé ce qui sera connu, plus tard, comme Matricielle Dynamique (DMC : *Dynamic Matrix Control*). Dans ces approches, l'objectif est de poursuivre une référence mais les contraintes ne sont pas prises en compte, Un modèle dynamique du processus est utilisé dans les deux contributions (la réponse impulsionnelle dans la première et la réponse indicelle dans la seconde) en vue de quantifier l'effet des actions de commande sur la sortie, les commandes sont calculées pour minimiser l'erreur prédite sous restrictions d'exécution (fonction objectif). L'optimisation est répétée à chaque période d'échantillonnage, s'appuyant aussi sur les données mesurées sur le processus. Ces algorithmes ont permis de définir l'essence même des stratégies prédictives et les applications nombreuses dans le milieu industriel ont assurée leur pérennité [23].

En même temps et indépendamment, certains groupes européens de recherche académique ont commencé à développer des travaux basés sur les idées du prédictif pour des modèles formulés à partir d'une représentation entrée-sortie du système (fonction transfert).

La commande auto adaptative prédictive étendue développée par De Keyser et Van Cauwenberghe (1979) (le EPSAC : *Extended Prediction Self Adaptive Control*) propose un signal de commande constant pour tout l'horizon de prédiction, et qui est appliqué dès le début du calcul de la commande qui optimise le critère de coût choisi. Dans la commande adaptative à horizon étendu de Ydstie (1984), (le EHAC : *Extended Horizon Adaptive Control*), l'idée fondamentale consiste à calculer à chaque instant la séquence des signaux de commande pour essayer de maintenir la sortie future la plus proche possible de la consigne pour un horizon de temps plus grand que le retard présent sur le processus. La commande prédictive généralisée par Clarke, Mohtadi et Tuffs (1987), (le GPC : *Generalized Predictive Control*), est en ce moment, la méthode la plus populaire. Cette méthode permet la prise en compte des contraintes sur les entrées et les sorties en posant un problème d'optimisation quadratique.

Après ces travaux pilotes, l'intérêt pour le MPC a augmenté graduellement depuis les années 80, et d'autres méthodologies partageant les mêmes idées sont apparues dans la littérature spécialisée de la commande. Entre autres, peuvent être mentionnées, (MUSMAR : *Multi Step Multivariable Adaptive Control*), Greco et al (1984) (MURHAC : *Multipredictor Receding Horizon Adaptive Control*), Lemos et Mosca (1985) (PFC : *Predictive Functional Control*), (UPC : *Unified Predictive Control*), Söeterboek (1992) [23],[25].

Malgré le développement étendu qu'a connu le MPC pendant la fin de la décennie 70 et celle de 80, ce n'est qu'au début des années 90 qu'on commence à se préoccuper de l'étude de la stabilité et de la robustesse en MPC.

Le MPC peut aussi être formulé dans le contexte de la représentation en variables d'état Morari (1994). Ceci permet non seulement de faire usage de théorèmes et résultats existant dans la théorie d'espace d'état, mais aussi facilite l'extension de la théorie MPC à des cas plus complexes comme ceux des systèmes avec perturbations stochastiques, bruits sur les variables de mesure ou commande multivariable.

Étant donné la charge élevée de calcul qu'exigent les algorithmes de programmation quadratique dans la stratégie MPC, beaucoup d'auteurs commencent à étudier la possibilité d'obtenir une solution rapide fournissant un résultat le plus souvent sous-optimal dans le problème d'optimisation. Dans cette catégorie on peut mentionner les travaux de Bemporad *et al.* (2002), Ramirez et Camacho (2001) [25].

3.3 Avantages et inconvénients de la commande prédictive

La commande prédictive est également appelée commande à horizon glissant ou fuyant, en référence à la manière dont la fenêtre de temps considérée pour les calculs est décalée à chaque itération. Le principal atout de la commande prédictive est sa capacité à prendre en compte dans son expression même les contraintes fonctionnelles et les contraintes d'exploitation du système considéré. L'inconvénient d'une telle méthode est le temps de calcul surtout lorsque le modèle utilisé est non linéaire. C'est la raison pour laquelle elle a été essentiellement utilisée dans l'industrie du génie des procédés où les systèmes contrôlés sont suffisamment lents pour en permettre une mise en œuvre avec des périodes d'échantillonnage assez élevées.

La commande prédictive peut être utilisée pour commander des systèmes complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur PID est insuffisant. Cette technique est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants, des réponses inverses et de nombreuses perturbations.

Les principaux utilisateurs de la commande prédictive sont les raffineries de pétroles, l'industrie chimique et agroalimentaire, la métallurgie, l'aérospatiale... Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants [23], [25], [26], [27] :

- On peut développer la stratégie de commande en utilisant une connaissance limitée sur le processus à commander et sans qu'un type bien précis de modèle soit imposé.
- La prise en compte des retards fait partie de l'approche et permet de respecter les contraintes sur les variables contrôlées et manipulées.
- Evite des variations excessives sur les variables manipulées, la commande est plus douce. Cela permet une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur temps de vie est ainsi augmenté.
- Lorsque les signaux et les actionneurs défont, commander une aussi grande partie du procédé que possible.
- En cas de perturbations mesurables, le système s'adapte automatiquement.
- Les cas multi-variables peuvent être traités assez facilement.
- Cette approche est très utile lorsque les signaux de référence sont connus et permet en général un réel gain financier.
- La mise en œuvre de la loi de commande est simple et le temps de calcul n'est pas prohibitif.

3.4 Concepts de base de la commande prédictive

Le terme de *Commande Prédicative* ne désigne pas une stratégie de commande spécifique mais un ensemble de méthodes de l'automatique qui utilisent explicitement un modèle du processus à commander, afin d'obtenir le signal de commande par la minimisation d'une fonction de coût. Ces méthodes donnent des correcteurs linéaires qui ont pratiquement tous la même structure et que se basent tous plus ou moins sur les idées suivantes [28]:

- 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.

- 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.
- Répétition de toute cette procédure à la prochaine période d'échantillonnage suivante selon la stratégie dite de l'horizon fuyant. [24]

3.5 Stratégie de la commande prédictive

Toutes technique de commande prédictive ont une philosophie commune, quant à l'élaboration de la loi de commande, La stratégie de la commande prédictive est très similaire à la stratégie utilisée pour la conduite automobile. Le conducteur connaît la trajectoire de référence désirée (le tracé de la route) sur un horizon de la commande fini (celui de son champ visuel), et en prenant en compte les caractéristiques de la voiture (modèle mental du comportement du véhicule), il décide quelles actions (accélérer, freiner ou tourner le volant) il faut réaliser afin de suivre la trajectoire désirée.

Seule la première action de conduite est exécutée à chaque instant, et la procédure est répétée à nouveau pour les prochaines actions. Noter que lorsqu'on recourt à des schémas de commande classiques, comme les PID, les commandes sont calculées à partir des erreurs passées et de l'erreur courante. Si l'on étend l'analogie de la conduite automobile, la technique PID serait alors équivalente à conduire une voiture en utilisant seulement ce qui se passe juste devant la voiture (accès à la mesure courante) et le rétroviseur (mesures passées). Mais l'analogie est un peu sévère, car la commande prédictive a besoin en réalité de beaucoup plus d'informations que le PID (la trajectoire à suivre par le système, et un modèle de ce système). Et si un point situé dans le futur sur la trajectoire de référence est utilisé comme consigne pour le PID, alors les différences entre les deux stratégies sont moins grandes [30].

3.5.1 Principe général

Le principe général de tous les correcteurs de la classe prédictive se caractérise par la stratégie suivante, représentée sur la figure (3.1) :

- 1- Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote $y(k + j / k)$, $j = 0 \dots N$, les sorties prédites et par N l'horizon de prédiction. Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps k .
- 2- Calculer la séquence de signaux de commande, dénote par $u(k + j / k)$, $j = 0 \dots N - 1$, en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par $w(k + j / k)$ $j = 0 \dots N$, d'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre $y(k + j / k)$ et $w(k + j / k)$ et un coût de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.
- 3- Le signal de commande $u(k / k)$ est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps $k + 1$ on acquiert la sortie réelle $y(k + 1)$ et on recommence au premier [27].

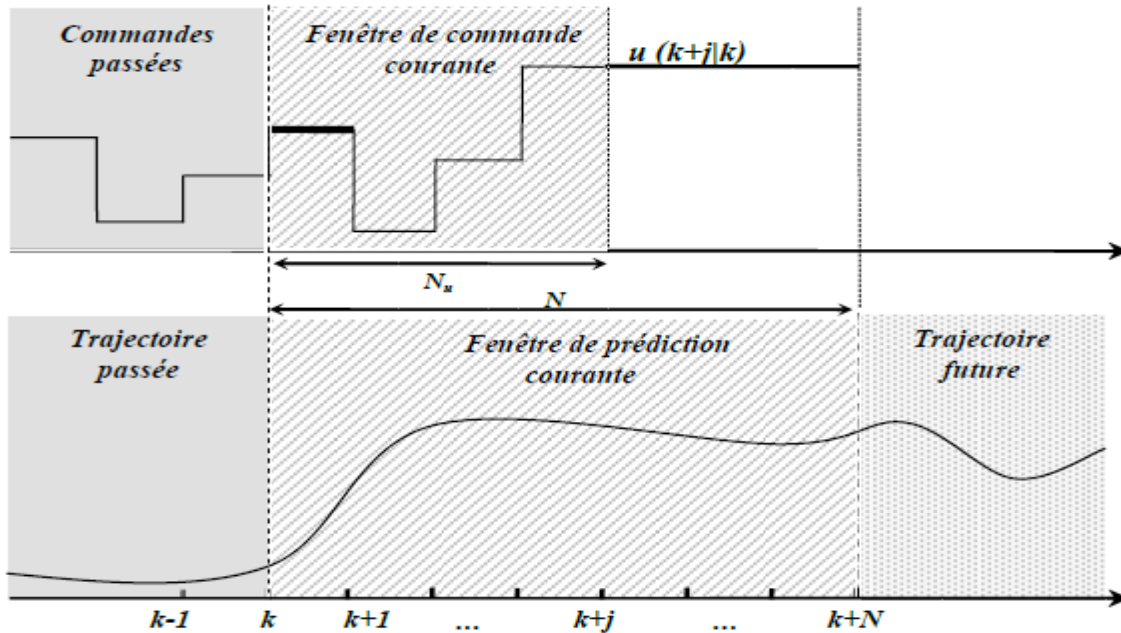


Fig. (3.1) : Représentation temporelle du principe de la commande prédictive.

3.6 Commande prédictive généralisée (GPC)

Proposée par Clarke en 1987, la commande prédictive généralisée est devenue l'un des algorithmes de commande prédictive les plus répandus. Elle a été très tôt implémentée, avec succès, dans nombreuses applications industrielles, et a montré de bonnes performances et un certain degré de robustesse.

L'idée à la base de la commande **GPC** est de calculer une séquence de commandes futures de telle façon qu'une fonction de coût à plusieurs composantes soit minimale sur un certain horizon de prédiction. L'indice à optimiser est une fonction quadratique qui mesure la distance entre la sortie prédite du système et une séquence de référence, plus une fonction quadratique qui mesure l'effort de commande [31].

3.6.1 Principe de fonctionnement de la GPC

La commande prédictive c'est la résolution répétée à chaque pas de temps d'un problème de commande optimale : "comment aller de l'état actuel à un objectif de manière optimale en satisfaisant des contraintes".

Pour cela il faut connaître à chaque itération l'état du système et utiliser un outil de résolution numérique [32] [25].

Le schéma de principe de la commande prédictive généralisée est donné par la figure suivante :

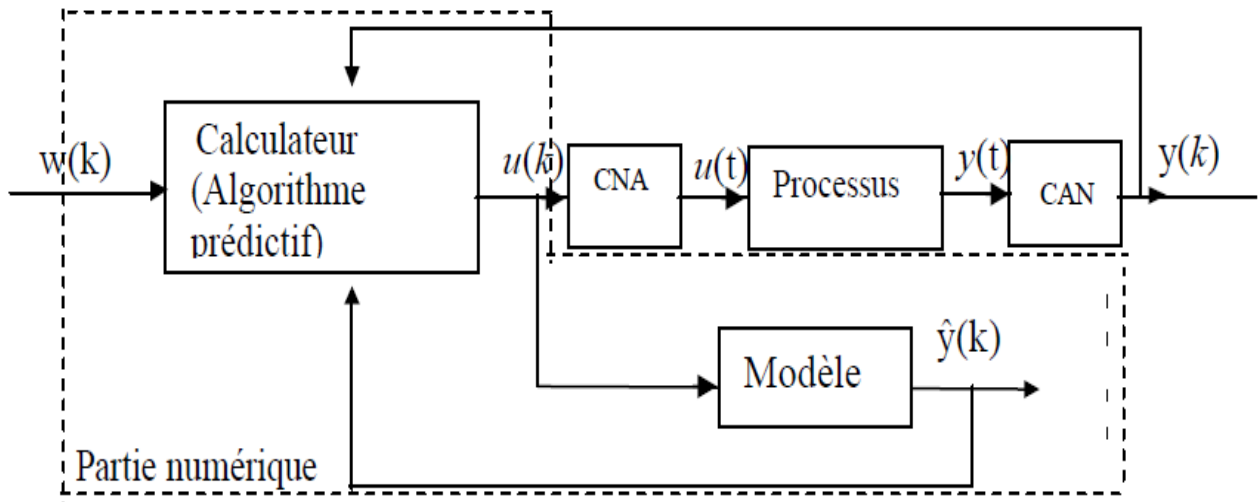


Fig. (3.2) : Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée [27].

Le schéma de principe de la commande prédictive généralisée appliqué sur la MSAP est donné par la figure suivante :

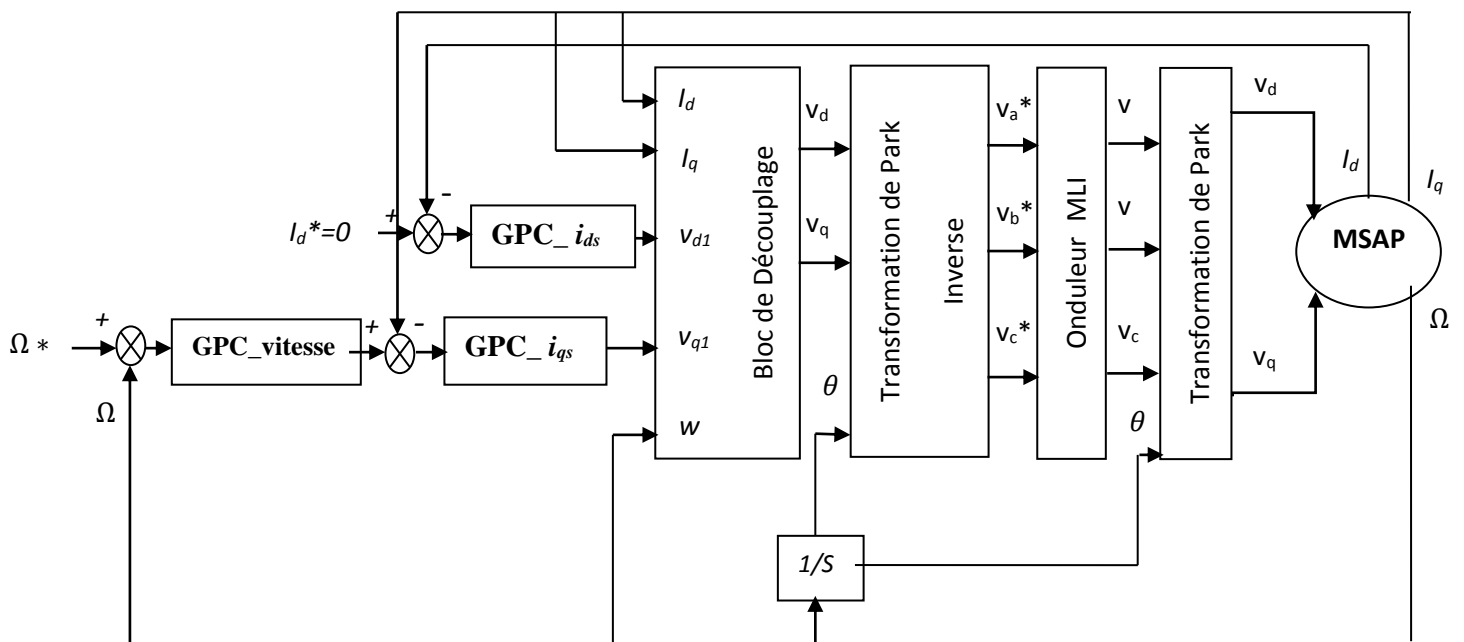


Fig.(3.3) : Schéma global de réglage de la MSAP par la GPC

3.6.1.1 Modèle de prédiction [27]

La philosophie de la Commande Prédictive Généralisée est fondée sur quatre grandes idées reproduisant les mécanismes décisionnels de base du comportement humain : création d'un effet anticipatif par exploitation de la trajectoire à suivre dans le futur, définition d'un modèle numérique de prédiction, minimisation d'un critère quadratique à horizon fini, principe de l'horizon fuyant. On considère alors les points suivants :

Le modèle communément utilisé en GPC (par fonction de transfert, par variables d'état, réponse impulsionnelle...), est le modèle CARIMA de la forme [29] [25]:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t - 1) + x(t) \quad (3.1)$$

Tel que $x(t) = C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})}$

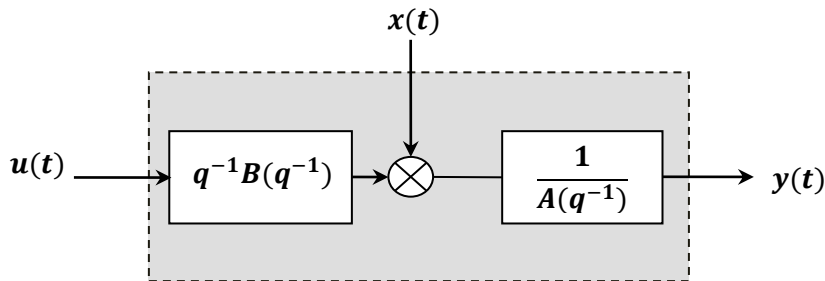


Fig. (3.4) : Représentation CARIMA du modèle numérique.

Avec $u(t)$ l'entrée du système, $y(t)$ la sortie, $\Delta q^{-1} = 1 - q^{-1}$ l'opérateur de différence $\xi(t)$ Modélise les perturbations par un bruit blanc centré, A , B et C sont des polynômes en opérateur de retard q^{-1} :

$$\begin{cases} A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \\ B(q^{-1}) = 1 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \\ C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c} \end{cases} \quad (3.2)$$

Ou :

na : Représente le degré du polynôme A .

nb : Représente le degré du polynôme B .

nc : Représente le degré du polynôme C .

Ce modèle appelé aussi modèle incrémental, introduit une action intégrale par le terme $\Delta q^{-1} = 1 - q^{-1}$ et permet donc d'annuler toute erreur statique vis à vis d'une consigne ou d'une perturbation constante. On retiendra alors pour la suite cette dernière structure CARIMA, avec $C(q^{-1}) = 1$ en ne s'intéressant qu'aux fonctions de transfert entrée/sortie pour lesquelles ce polynôme n'a aucune influence.

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (3.3)$$

Ce dernier représente le modèle 'CARIMA', ce modèle à été utilisée par 'Tuff' et 'Clark' en 1985 pour le développement des stratégies du contrôle prédictif à un pas en avant.

L'utilisation de ce modèle (avec l'introduction d'un intégrateur dans le système de contrôle) permet d'avoir deux avantages essentiels [25] :

- L'amélioration de la qualité d'identification des paramètres de modèle de processus à contrôler.
- L'effet d'éliminer l'influence des oscillations (offset libre) de perturbation non désirée.

3.6.1.2 Prédicteur optimal

La méthodologie prédictive requiert la définition d'un prédicteur optimal à **j-pas** qui permette d'anticiper le comportement du processus dans le futur sur un horizon fini. Pour cela, à partir de la forme du modèle, équation. (3.3), on élabore la sortie estimée à l'instant $t+j$, connaissant la sortie à l'instant t .

On a:

$$A(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t+j) = B(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + \xi(t+j) \quad (3.4)$$

Ou encore :

$$y(t+j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \Delta u(t+j-1) + \frac{\xi(t+j)}{\Delta(q^{-1})A(q^{-1})} \quad (3.5)$$

Le modèle utilisé pour prédire les sorties futures est donc toujours présenté sous forme CARIMA, mais il ne sera possible d'obtenir une loi polynomiale que si le prédicteur est lui-même sous forme polynomiale. Il faut alors substituer à la représentation par convolution couramment employée pour le prédicteur, une modélisation où la réponse libre et la réponse forcée inconnue s'expriment par polynômes. Ainsi, le prédicteur générant les sorties estimées est de la forme :

$$y(t+j) = \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1)}_{\text{réponse libre}} + \underbrace{G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + J_j(q^{-1})\xi(t+j)}_{\text{réponse forcée}} \quad (3.6)$$

G_j : terme représentant le "futur".

F_j, H_j : termes correspondant respectivement au "présent" et au "passé".

J_j : terme lié aux perturbations.

L'équation du modèle CARIMA, équation (3.3), combinée avec celle du prédicteur, équation.(3.6), fournit le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} A(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t+j) = B(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + \xi(t+j) \\ [1 - q^{-j}F_j(q^{-1})]y(t+j) = [G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1})]\Delta u(t+j-1) + J_j(q^{-1})\xi(t+j) \end{cases} \quad (3.7)$$

L'équivalence des fonctions de transfert donne alors les deux équations fondamentales (les deux équations de diophantien):

$$\begin{cases} \Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \\ G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \end{cases} \quad (3.8)$$

En faisant l'hypothèse que la meilleure prédiction du terme lié aux perturbations est sa moyenne (ici nulle dans le cas du bruit blanc centré), le prédicteur optimal est défini de façon unique, dès que les polynômes sont connus, par la relation :

$$\hat{y}(t+j) = F_j(q^{-1})y(t) + G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1) \quad (3.9)$$

Avec :

$$\begin{cases} \text{degré de}[G_j(q^{-1})] = j - 1 \\ \text{degré de}[F_j(q^{-1})] = \text{degré de}[A(q^{-1})] \\ \text{degré de}[H_j(q^{-1})] = \text{degré de}[B(q^{-1})] - 1 \end{cases}$$

3.6.1.3 Résolution des équations Diophantiennes [27]

a) Résolution de la première équation de diophantien

On a:

$$\Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \quad (3.10)$$

On pose :

$$\tilde{A} = \Delta(q^{-1})A(q^{-1}) \quad (3.11)$$

Pour les horizons de prédiction j et $j+1$ l'équation (3.10) s'écrit :

$$\begin{cases} \tilde{A}(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \\ \tilde{A}(q^{-1})J_{j+1}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}F_{j+1}(q^{-1}) = 1 \end{cases} \quad (3.12)$$

La différence donne :

$$\tilde{A}(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})] = 0 \quad (3.13)$$

D'après l'équation (3.13) nous constatons que q^{-j} divise le polynôme $\tilde{A}(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})]$, or q^{-j} et $\tilde{A}(q^{-1})$ sont premières entre eux. Ceci nous permet d'écrire :

$$[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] = q^{-j}r_j \quad (3.14)$$

En remplaçant $[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})]$ par son expression dans (3.13) nous aurons :

$$q^{-j}[q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + \tilde{A}(q^{-1})r_j] = 0 \quad (3.15)$$

Il ressort de l'équation précédente :

$$F_{j+1}(q^{-1}) = q[F_j(q^{-1}) - \tilde{A}(q^{-1})r_j] \quad (3.16)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} F_j(q^{-1}) = f_{j,0} + f_{j,1}q^{-1} + f_{j,2}q^{-2} + \dots + f_{j,n_a}q^{-n_a} \\ \tilde{A}(q^{-1})r_j = [1 + \tilde{a}_1q^{-1} + \tilde{a}_2q^{-2} + \dots + \tilde{a}_{n_a+1}q^{-(n_a+1)}]r_j \end{cases} \quad (3.17)$$

On aura :

$$F_{j+1}(q^{-1}) = q[\{f_{j,0} - r_j\} + \{f_{j,0} - \tilde{a}_1r_j\}q^{-1} + \dots + \{f_{j,n_a} - \tilde{a}_{n_a}r_j\}q^{-n_a} - \tilde{a}_{n_a+1}q^{-(n_a+1)}r_j] \quad (3.18)$$

Tel que :

$$F_{j+1}(q^{-1}) = f_{j+1,0} + f_{j+1,1}q^{-1} + f_{j+1,2}q^{-2} + \dots + f_{j+1,n_a}q^{-n_a} \quad (3.19)$$

En identifiant les coefficients des polynômes d'équations (3.18) et (3.19), nous tirons les relations récurrentes suivantes :

$$\begin{cases} r_j = f_{j,0} \\ f_{j+1,i} = f_{j,i+1} - \tilde{\alpha}_{i+1}r_j \text{ pour } i = 0,1, \dots, n_a - 1 \\ f_{j+1,n_a} = -\tilde{\alpha}_{n_a+1}r_j \end{cases} \quad (3.20)$$

Ces relations déterminent le polynôme $F_{j+1}(q^{-1})$, nous retrouvons à partir de (3.14)

$$J_{j+1}(q^{-1}) = J_j(q^{-1}) + q^{-1}r_j \quad (3.21)$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$\tilde{A}(q^{-1})J_1(q^{-1}) + q^{-1}F_1(q^{-1}) = 1 \quad (3.22)$$

Le coefficient $\tilde{\alpha}_0$ étant égal à 1, l'identité (3.2) est vérifiée lorsque :

$$J_1(q^{-1}) = 1 \quad (3.23)$$

$$F_1(q^{-1}) = q[1 - \tilde{A}(q^{-1})] \quad (3.24)$$

b) Résolution de la deuxième équation de diophantien

On considère la deuxième équation diophantienne du système (3.8), que l'on rappelle ici :

$$G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \quad (3.25)$$

Pour les horizons de prédiction j et $j+1$ l'équation (3.10) s'écrit :

$$\begin{cases} G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \\ G_{j+1}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}H_{j+1}(q^{-1}) = B(q^{-1})J_{j+1}(q^{-1}) \end{cases} \quad (3.26)$$

La différence donne :

$$[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] = B(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] \quad (3.27)$$

D'après (3.14) on implique :

$$[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] = q^{-j}B(q^{-1})r_j \quad (3.28)$$

D'où nous constatons que q^{-j} divise le polynôme $[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})]$, ceci nous permet d'écrire :

$$[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})] = q^{-j}s_j \quad (3.29)$$

En remplaçant $[G_{j+1}(q^{-1}) - G_j(q^{-1})]$ par son expression dans (3.28) nous aurons :

$$q^{-j}[q^{-1}H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1}) - B(q^{-1})r_j + s_j] = 0 \quad (3.30)$$

Il ressort de l'équation précédente :

$$H_{j+1}(q^{-1}) = q[H_j(q^{-1}) + B(q^{-1})r_j - s_j] \quad (3.31)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} H_j(q^{-1}) = h_{j,0} + h_{j,1}q^{-1} + h_{j,2}q^{-2} + \dots + h_{j,n_b-1}q^{-(n_b-1)} \\ B(q^{-1})r_j = [b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b}]r_j \end{cases} \quad (3.32)$$

On aura :

$$H_{j+1}(q^{-1}) = q[\{h_{j,0} + b_0r_j - s_j\} + \{h_{j,0} + b_1r_j\}q^{-1} + \dots + \{H_{j,n_b-1} + b_{n_b-1}r_j\}q^{-n_b} + b_{n_b}q^{-n_b}r_j] \quad (3.33)$$

Tel que :

$$H_{j+1}(q^{-1}) = h_{j+1,0} + h_{j+1,1}q^{-1} + h_{j+1,2}q^{-2} + \dots + h_{j+1,n_b-1}q^{-(n_b-1)} \quad (3.34)$$

En identifiant les coefficients des polynômes d'équations (3.33) et (3.34), nous tirons les relations récurrentes suivantes :

$$\begin{cases} s_j = h_{j,0} + r_j \\ h_{j+1,i} = h_{j,i+1} + b_{i+1}r_j \text{ pour } i = 0, 1, \dots, n_b - 2 \\ h_{j+1,n_b-1} = b_{n_b}r_j \end{cases} \quad (3.35)$$

Ces relations déterminent le polynôme $H_{j+1}(q^{-1})$, nous retrouvons à partir de (3.29)

$$G_{j+1}(q^{-1}) = G_j(q^{-1}) + q^{-1}s_j \quad (3.36)$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$G_1(q^{-1}) + q^{-1}H_1(q^{-1}) = B(q^{-1})J_1(q^{-1}) \quad (3.37)$$

L'identité (3.37) est vérifiée lorsque :

$$G_1(q^{-1}) = b_0 \quad (3.38)$$

$$H_1(q^{-1}) = q[B(q^{-1}) - b_0] \quad (3.39)$$

3.6.1.4 Fonction du coût quadratique

Une fois définie l'équation de prédiction, 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.

$$J(N_1, N_2) = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (3.40)$$

On suppose :

$$\Delta u(t+j) = 0 \quad \text{Pour } j \geq N_u \quad (3.41)$$

Avec : $w(t+j)$: 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 (3.11) 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 que 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 ;
- N_2 : horizon de prédiction maximal ;
- 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.

3.6.1.5 Prédicteur optimal sous forme matricielle

La minimisation du critère se base sur la mise sous forme matricielle de l'équation de prédiction, équation (3.9), et de la fonction de coût Equation (3.40). On considère les notations matricielles suivantes [27] :

$$\begin{cases} \mathbf{if} = [F_{N_1}(q^{-1}), \dots, F_{N_2}(q^{-1})]^T \\ \mathbf{ih} = [H_{N_1}(q^{-1}), \dots, H_{N_2}(q^{-1})]^T \\ \tilde{\mathbf{u}} = [\Delta u(t), \Delta u(t+1), \dots, \Delta u(t+N_u+1)]^T \\ \hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(t+N_1), \dots, \hat{y}(t+N_2)]^T \end{cases} \quad (3.42)$$

Le prédicteur (3.9) peut alors être transcrit sous forme matricielle :

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{if}y(t) + \mathbf{ih}\Delta u(t-1) \quad (3.43)$$

Où \mathbf{G} est la matrice formée des coefficients $\{g_i^j\}$ des polynômes \mathbf{G}^j , Ces coefficients correspondent aux valeurs des coefficients $\{g_i\}$ de la réponse indicielle du modèle.

$$G = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \dots & \dots \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} & \dots & g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

3.6.1.6. Fonction de coût sous forme matricielle

De la même manière, le critère de coût (3.40) se transcrit sous la forme :

$$J = [\mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{i}f\mathbf{y}(t) + \mathbf{i}h\Delta u(t-1) - \mathbf{w}]^T [\mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{i}f\mathbf{y}(t) + \mathbf{i}h\Delta u(t-1) - \mathbf{w}] + \lambda \tilde{\mathbf{u}}^T \tilde{\mathbf{u}} \quad (3.45)$$

Avec : $\mathbf{w} = [w(t+N_1), \dots, w(t+N_2)]^T$

3.6.1.7 Loi de commande optimale

La loi de commande optimale est obtenue par minimisation analytique du critère sous forme matricielle $\frac{\partial J}{\partial \tilde{\mathbf{u}}} = 0$:

$$\tilde{\mathbf{u}}_{opt} = -\mathbf{M}[\mathbf{i}f\mathbf{y}(t) + \mathbf{i}h\Delta u(t-1) - \mathbf{w}] \quad (3.46)$$

Où

$$\mathbf{M} = [\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u}]^{-1} \mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{m}_{N_u} \end{bmatrix}$$

3.6.1.8 Stratégie de l'horizon fuyant

De façon classique en commande prédictive, seule la première valeur de la séquence, équation (3.46), 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.

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t-1) - \mathbf{m}_1[\mathbf{i}f\mathbf{y}(t) + \mathbf{i}h\Delta u(t-1) - \mathbf{w}] \quad (3.47)$$

3.6.2. Structure RST du régulateur

La structure *RST* polynomiale est introduite afin d'obtenir une relation entre la sortie $y(t)$, la commande $u(t)$ et la consigne $w(t)$. À partir de la relation (3.47), il vient :

$$\Delta u_{opt}(t)[1 + q^{-1}\mathbf{m}_1\mathbf{i}h(q^{-1})] = -\mathbf{m}_1\mathbf{i}f(q^{-1})y(t) + \mathbf{m}_1[q^{N_1} \dots q^{N_1}]\mathbf{w} \quad (3.48)$$

Cette relation doit correspondre d'après la figure (3.5) à l'équation :

$$S(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t) = -R(q^{-1})y(t) + T(q)w(t) \quad (3.49)$$

Ce qui fournit par identification les trois polynômes R , S et T constituant le régulateur linéaire équivalent :

$$\begin{cases} S(q^{-1}) = 1 + \mathbf{m}_1\mathbf{i}h q^{-1} \\ R(q^{-1}) = \mathbf{m}_1\mathbf{i}f \\ T(q^{-1}) = \mathbf{m}_1 [q^{-N_2+N_1} q^{-N_2+N_1+1} \dots 1]^T \end{cases} \quad (3.50)$$

Avec :

$$\begin{cases} \text{Degré}[S(q^{-1})] = \text{degré}[B(q^{-1})] \\ \text{Degré}[R(q^{-1})] = \text{degré}[A(q^{-1})] \\ \text{Degré}[T(q^{-1})] = N_2 - N_1 \end{cases}$$

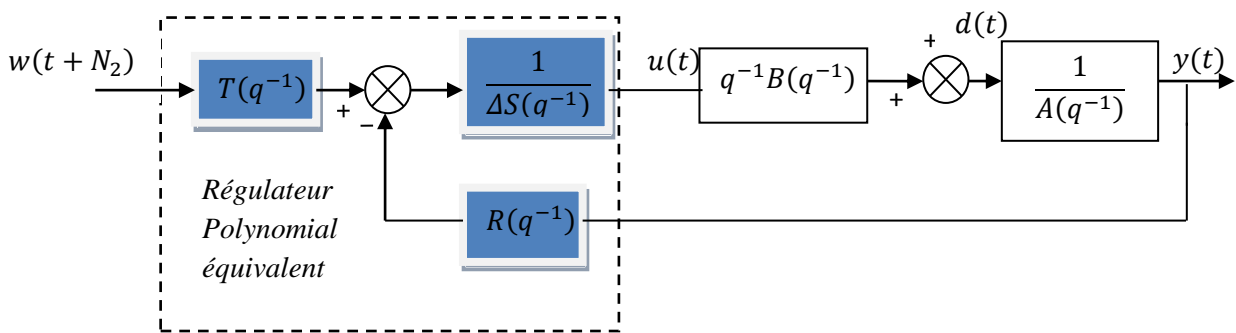


Fig. (3.5) : Structure RST de la commande GPC.

Notons que T est volontairement choisi ici causal (puissances de q^{-1}), en considérant que le signal de consigne est $(t + N_2)$.

L'intérêt qui se dégage de la représentation *RST* (par ailleurs très générale puisque toute loi de commande numérique peut se modéliser ainsi) est que finalement la boucle temps réel s'avère très peu gourmande en temps de calcul, puisque la commande appliquée au système se calcule

Par une simple équation aux différences (équation 3.49). Les trois polynômes R , S , T sont en effet élaborés hors ligne et définis de façon unique dès lors que les quatre paramètres de réglage $N1$, $N2$, Nu , λ sont choisis. En conséquence, ce type de commande permet la sélection de périodes d'échantillonnage faibles et s'avère bien adapté à la commande de systèmes électromécaniques.

Un autre intérêt majeur de cette structure RST concerne l'étude de la stabilité de la boucle corrigée, et donc la caractérisation de la stabilité de la commande prédictive élaborée, qui est dès lors possible pour un jeu de paramètres du critère fixé. On peut vérifier la position des pôles en boucle fermée, donnés par l'équation caractéristique suivante :

$$P(q^{-1}) = A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1}) \quad (3.51)$$

P : L'équation caractéristique vérifiant la position des pôles.

Avec cette représentation, il est possible de tester la stabilité avant l'implantation de la loi de commande sur le système réel.

3.6.3 Organigramme de simulation de la commande GPC

L'algorithme du **GPC** se décrit sous la forme suivante :

Début

- ✓ Obtention des coefficients A et B du modèle de processus de type **CARIMA**
- ✓ Calcul du polynôme $A.\Delta$
- ✓ Résolution de l'équation de diophantien.
- ✓ Définir les horizons de prédictions et de commande ainsi que du facteur de pondération.
- ✓ Calcul des matrices polynomiales **Ej** et **Fj**
- ✓ Calcul de la matrice **Gj** , formation de la matrice **G** .
- ✓ Calcul de la matrice inverse $[G^T G + \lambda.I]^{-1}$.
- ✓ Calcul de $[G^T G + \lambda.I]^{-1} G^T$

Fin.

3.6.4. Choix des paramètres de réglage du GPC

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 [28] [30].

- **N1** : horizon minimum de prédiction, Le produit $N1 Te$ (Te : période d'échantillonnage) est choisi égal au retard pur du système.
Ainsi, pour un système ne présentant pas de retard ou un retard mal connu ou variable, $N1$ est choisi égal à 1.
- **N2** : horizon maximum, est choisi de sorte que le produit $N2Te$ 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 $N2$ est grand, plus le système corrigé est stable et lent.
- **Nu** : horizon de commande, on convient de le choisir égal à 1 et n'excédant pas la valeur deux.
- **λ** : Facteur de pondération, On peut interpréter le facteur de pondération λ comme 'l'équilibre de la balance'. Plus λ est élevé et plus la commande optimale fournie est douce. Si λ est nulle, la minimisation du critère est effectuée sans tenir compte des mouvements de la commande. Il peut donc en résulter une commande très forte pouvant faire diverger le processus réel, une relation permettant de déterminer rapidement la valeur de λ apportant au système le maximum de stabilité est donnée

$$\text{ci-dessous [28] : } \quad \lambda_{opt} = \text{trace}(G^T G) . \quad (3.52)$$

3.7. Résultats de simulation de la GPC appliqué sur la MSAP

La figure (3.6) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse et des courants de la MSAP par un régulateur de type GPC (réaliser sous l'environnement Simulink).

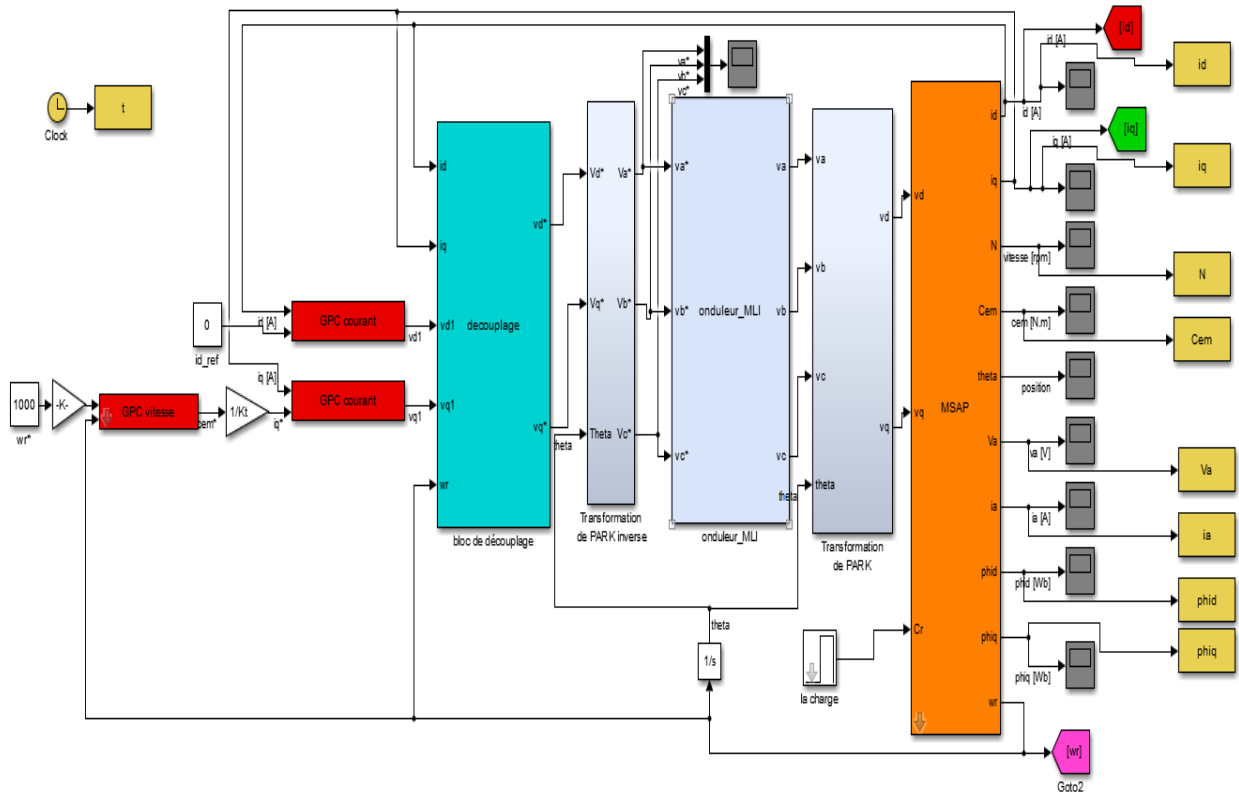


Fig. (3.6) : Schéma bloc de réglage de la MSAP par la GPC

Les résultats de simulation obtenus avec les paramètres de réglage suivants :

$$N1 = 1 ; N2 = 30 ; Nu = 1 ; l = 0.8 ; Te = 1ms$$

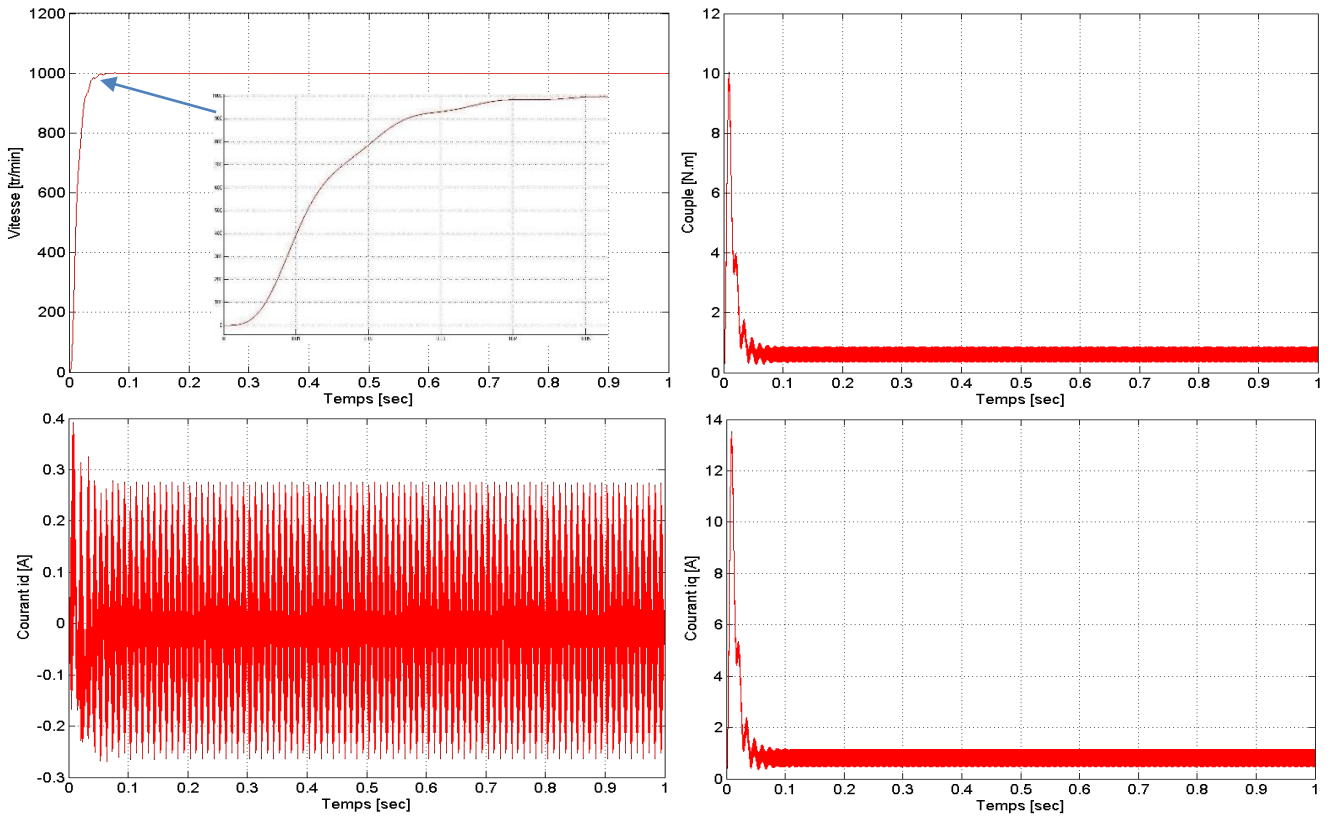


Fig.(3.7) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 1000 tr/min.

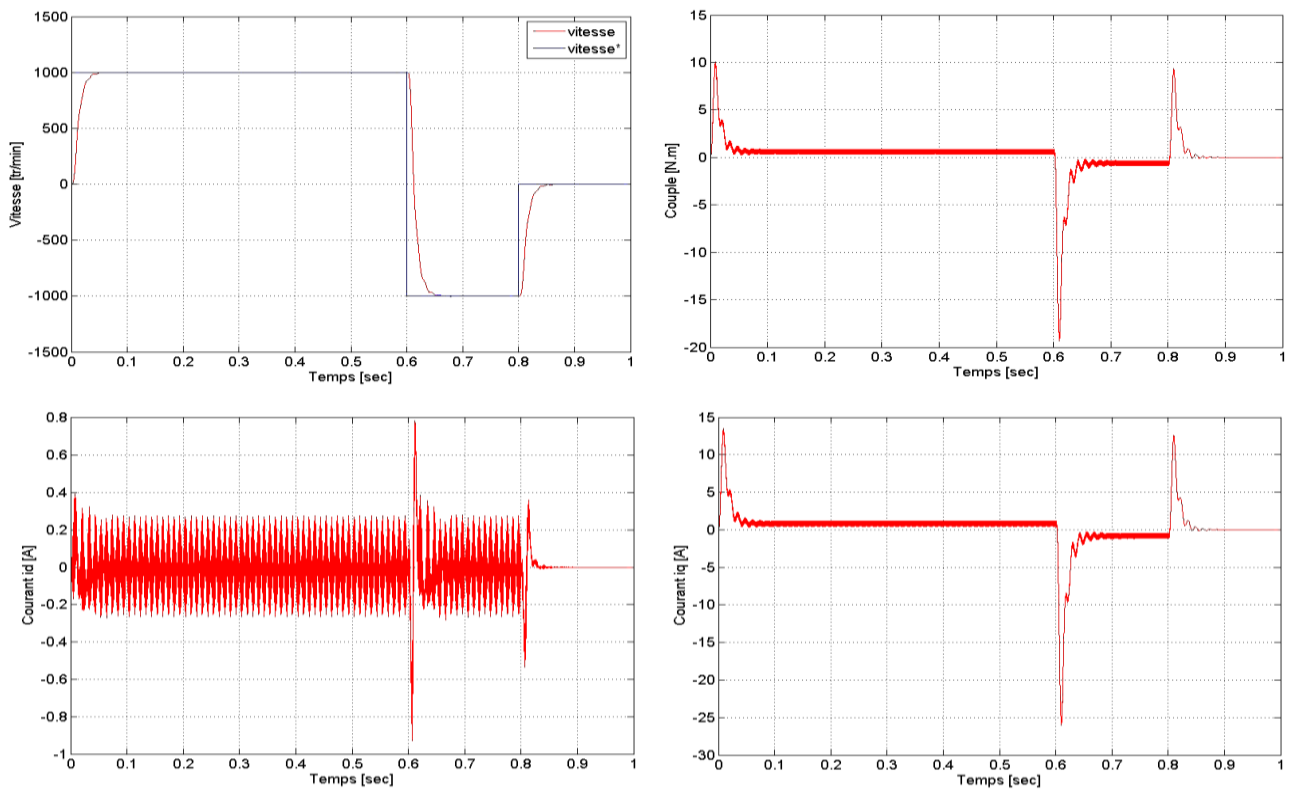


Fig.(3.8) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de (1000tr/min) puis l'inversion de la consigne (-1000tr/min)

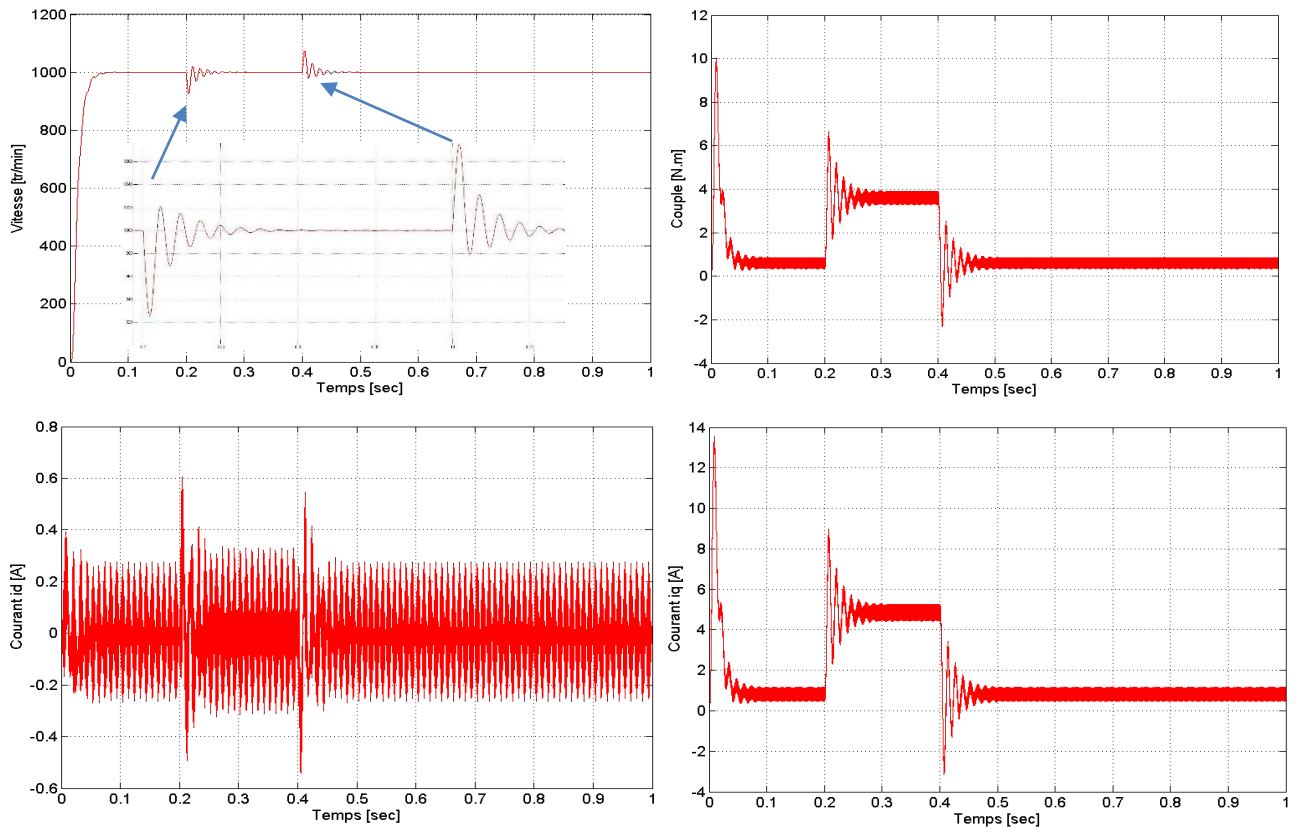


Fig.(3.9) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide puis application de charge entre $t=0.2s$ et $t=0.4s$ avec une consigne de vitesse de (1000tr/min).

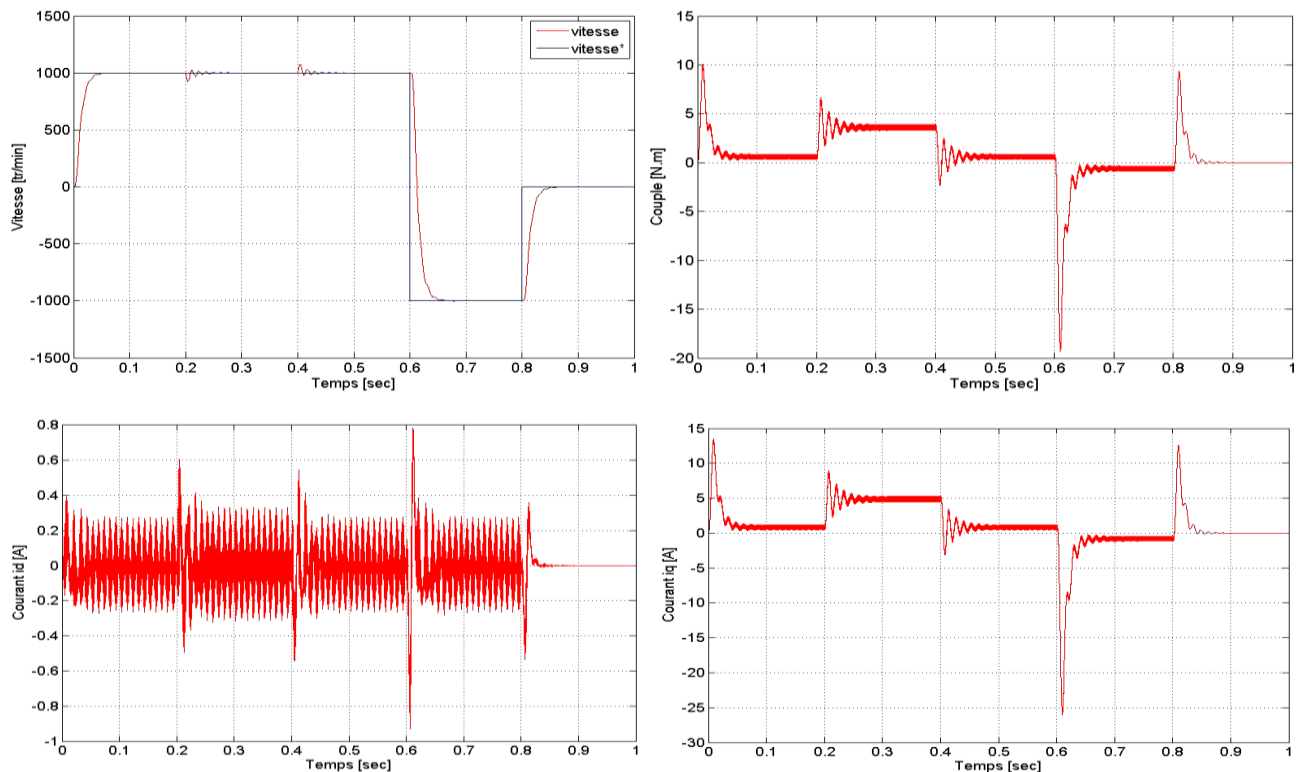


Fig.(3.10) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide puis avec application d'une charge entre $t=0.2s$ et $t=0.4s$ avec une consigne de vitesse de (1000tr/min) puis l'inversion de la consigne (-1000tr/min)

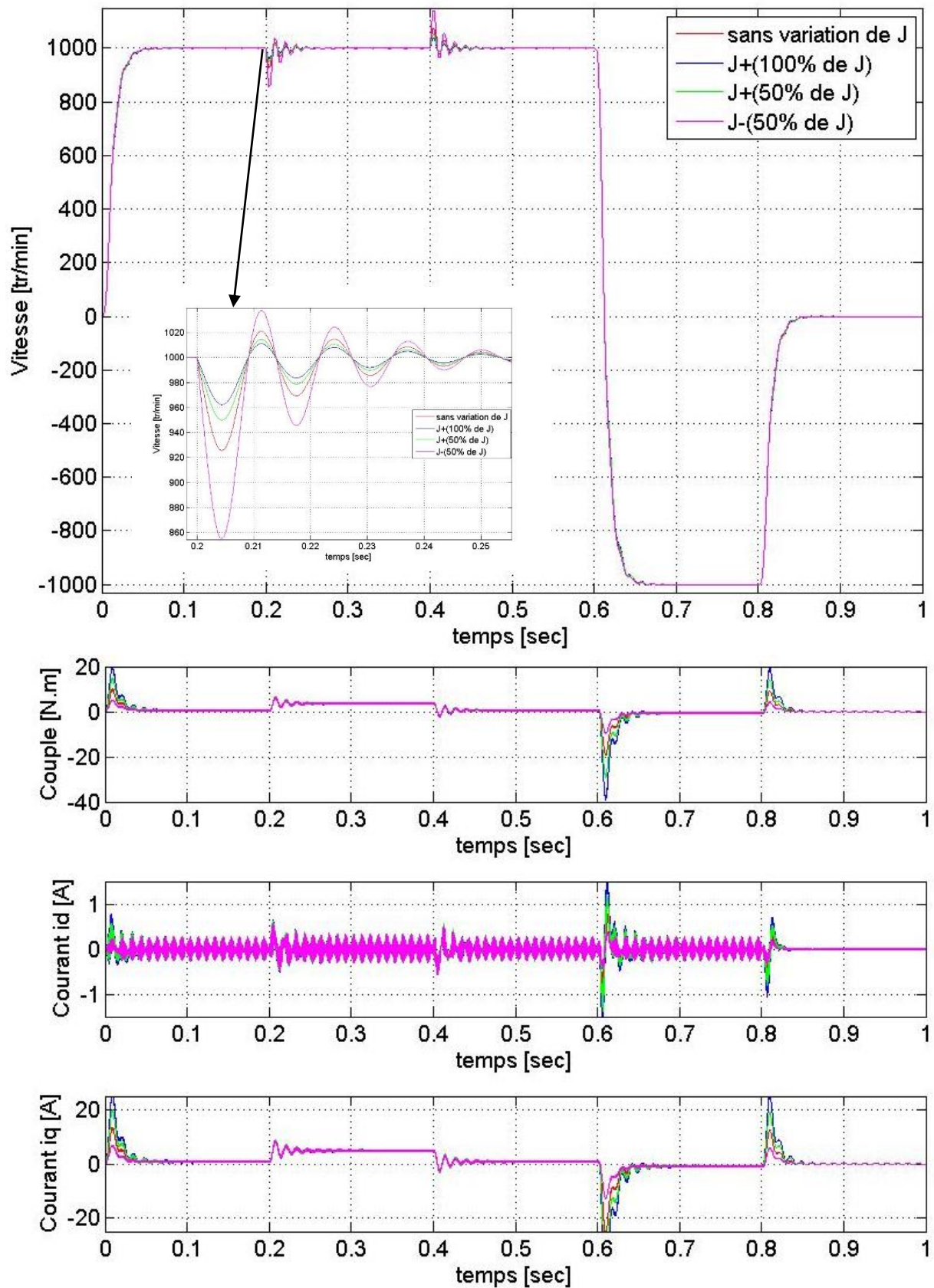


Fig. (3.11) : Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J

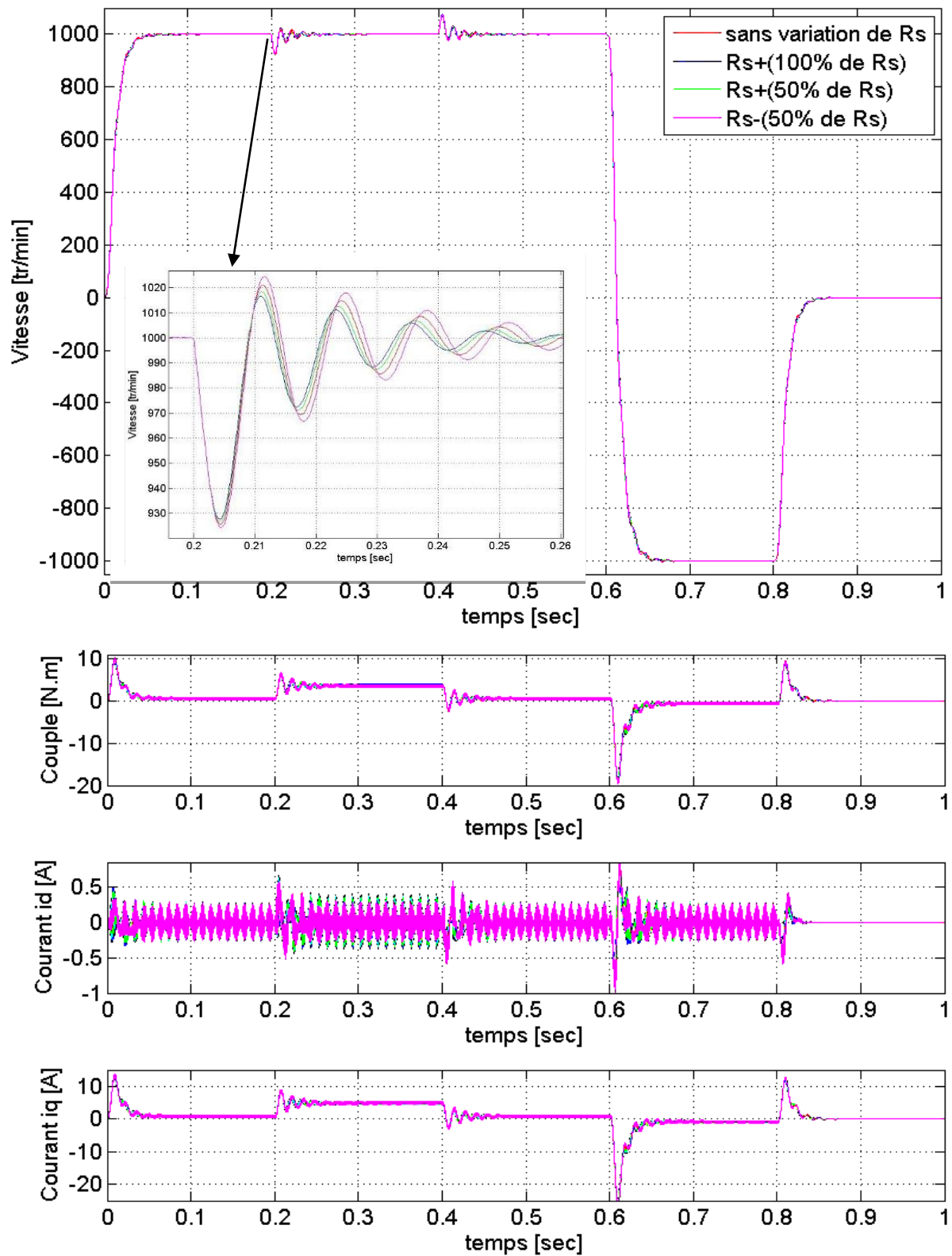


Fig. (3.12) : Résultats de simulation lors des variations de résistance R_s

3.7.1. Interprétation des résultats de simulation GPC

La figure (3.7) montre les caractéristiques au moment du démarrage à vide de la MSAP pour une consigne échelon de vitesse de 1000 tr/min, on remarque que l'allure de vitesse suit bien sa consigne sans dépassement avec un temps de réponse très court. Lors du démarrage le couple électromagnétique est égal au maximum de la capacité du moteur (10 N.m), ensuite il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. On remarque aussi que le courant statorique I_d est nul et le courant statorique I_q est l'image du couple électromagnétique ce qui indique le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

La figure (3.8) montre les caractéristiques au moment du démarrage à vide de la MSAP avec l'inversion de la consigne de vitesse (de 1000 tr/min à -1000 tr/min), changement le couple électromagnétique prend la valeur (-19.4 N.m) eu point $t=0.6s$ puis il remonte à la valeur du (9.4 N.m) au point $t=0.8s$, et la vitesse suit toujours sa consigne.

La figure (3.9) montre l'application de la charge $C_r=3$ N.m entre $t=0.2s$ et $t=0.4s$, cette charge entrain une légère perte de la vitesse qui est vite rétablie, Le couple électromagnétique compense le couple de charge. On remarque aussi que le courant statorique I_d est nul avec deux pic au moment de l'application de la charge, et le courant statorique I_q est l'image du couple électromagnétique.

Les figures (3.10) montrent le fonctionnement en charge avec l'inversion de la consigne (de 1000tr/min à -1000tr/min), dans la courbe de vitesse, on remarque que l'influence de cette charge sur la vitesse est pratiquement négligeable et que le rejet de la perturbation est très rapide. on remarque que le couple électromagnétique débute par une valeur de 0 à 15 N.m et se stabilise à la valeur du couple résistant (3N.m), le courant statorique I_q a la même allure que le couple électromagnétique et le courant statorique I_d est nul.

Le plus intérêt d'une commande est d'être robuste aux variations paramétriques

La figure (3.11) montre la variation de l'inertie, on remarque que cette variation n'affecte pas la robustesse de la commande.

La figure (3.12) montre l'influence de la variation de la résistance statorique, on remarque que la dynamique de la vitesse est légèrement retardée, toutefois, le rejet de perturbation reste effectif, on remarque que malgré les importantes variations les performances de système et de rejet de perturbation restent insensibles à toutes ces variations.

3.7.2 Commande prédictive généralisée en cascade

La commande prédictive généralisée cascade a été mise au point pour essayer de combiner les avantages de la commande prédictive, à savoir possibilité de créer un effet d'anticipation, à ceux d'une structure cascade, très utilisée pour améliorer notamment la réjection des perturbations dans les boucles internes. Grâce à cette structure, plusieurs variables pourront être commandées en même temps.

Pour simplifier la présentation, on envisagera ici qu'une structure à deux boucles, corrigées chacune par un algorithme de commande prédictive, on supposant que l'on ait pu au préalable décomposer le système en deux sous-systèmes notés respectivement système interne et système externe [27]

Le schéma de principe de la commande prédictive généralisée cascade est donné par la figure suivante :

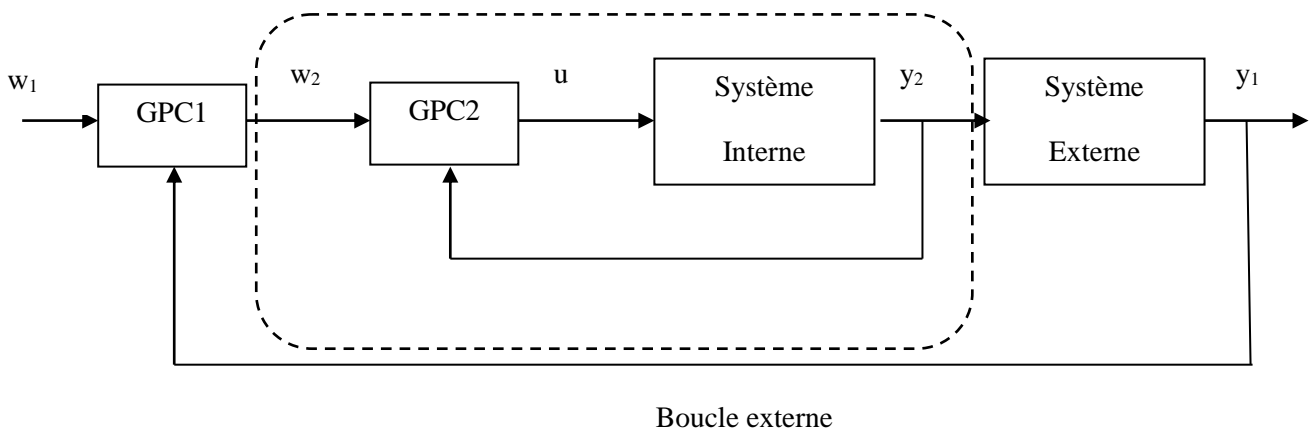


Fig. (3. 13) : Structure d'une commande prédictive généralisée cascade

Sur cette figure on voit apparaître immédiatement qu'il est impossible de définir un modèle de représentation entre la sortie w_2 du GPC1 et la sortie y_1 car ce modèle s'avère être fonction de GPC2. Les seuls modèles disponibles seront donc ceux correspondant aux deux sous-systèmes [27].

Avec :

w_1 : Consigne du système global ;

w_2 : Consigne du système interne ou consigne interne ;

u : Commande appliquée sur l'ensemble du système ;

y_1 : Sortie du système global ;

y_2 : Sortie du système interne ;

3.7.2.1. Définition des modèles

La figure (3. 14) illustre la structure cascade en mettant en évidence les modèles utilisés pour l'élaboration des polynômes **RST**. Afin d'implanter la commande GPC pour la boucle de courant, il est nécessaire d'élaborer un modèle de prédiction noté '*modèle interne*'. également pour la boucle de vitesse, il est nécessaire de disposer d'un modèle de prédiction pour cette boucle de vitesse, noté ici '*modèle global*', afin de pouvoir prédire son comportement. Ce modèle est composé d'une partie correspondant au '*modèle externe*' et d'une deuxième partie représentant la boucle interne fermée.

- Modèle interne : $A_2(q^{-1})y_2(t) = q^{-1}B_2(q^{-1})u(t)$ (3.53)

- Modèle externe : $A_1(q^{-1})y_1(t) = q^{-1}B_1(q^{-1})y_2(t)$ (3.54)

- Modèle globale : $A(q^{-1})y_1(t) = q^{-1}B(q^{-1})u(t)$ (3.55)

Avec :

$$A(q^{-1}) = A_1(q^{-1})A_2(q^{-1}) \quad (3.56)$$

$$B(q^{-1}) = B_1(q^{-1})B_2(q^{-1}) \quad (3.57)$$

$$A_1(q^{-1}) = 1 + a_{11}q^{-1} + a_{12}q^{-2} + \dots + a_{1na}q^{-1na}$$

$$A_2(q^{-1}) = 1 + a_{21}q^{-1} + a_{22}q^{-2} + \dots + a_{2na}q^{-2na}$$

$$B_1(q^{-1}) = b_{01} + b_{11}q^{-1} + b_{12}q^{-2} + \dots + b_{1nb}q^{-1nb}$$

$$B_2(q^{-1}) = b_{02} + b_{21}q^{-1} + b_{22}q^{-2} + \dots + b_{2nb}q^{-2nb}$$

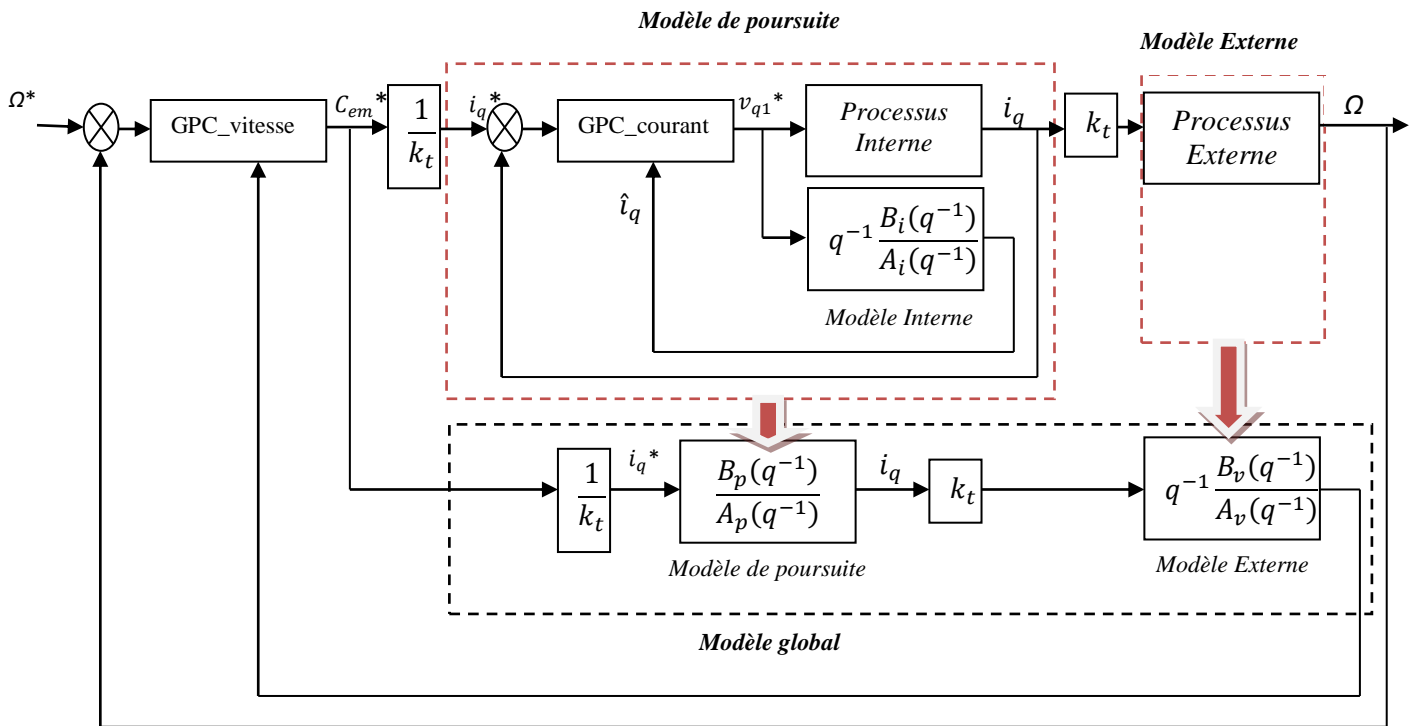


Fig. (3.14) : Structure de commande GPC cascade.

3.7.2.2. Expression des critères

La philosophie reste la même que celle du GPC de base, mais il faudra ici minimiser deux boucle de cout J_{GPC1} et J_{GPC2} d'après (3.40) les expressions de la boucle externe et de la boucle interne ont pour expression :

$$J_{GPC1}(N_{11}, N_{21}, N_{u1}) = \sum_{j=N_{11}}^{N_{21}} [w_1(t+j) - \hat{y}_1(t+j)]^2 + \lambda_1 \sum_{j=1}^{N_{u1}} [\Delta w(t+j-1)]^2 \quad (3.58)$$

$$J_{GPC2}(N_{12}, N_{22}, N_{u2}) = \sum_{j=N_{12}}^{N_{22}} [w_2(t+j) - \hat{y}_2(t+j)]^2 + \lambda_2 \sum_{j=1}^{N_{u2}} [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (3.59)$$

Avec :

$$\hat{y}_1 = [\hat{y}_1(t+N_{11}) \quad \hat{y}_1(t+N_{11}+1) \quad \dots \quad \hat{y}_1(t+N_{21})]^T$$

$$\hat{y}_2 = [\hat{y}_2(t+N_{12}) \quad \hat{y}_2(t+N_{12}+1) \quad \dots \quad \hat{y}_2(t+N_{22})]^T$$

$$\tilde{u} = [\Delta u(t) \quad \Delta u(t+1) \quad \dots \quad \Delta u(t+N_{u2}-1)]^T$$

$$w_1 = [w_1(t+N_{11}) \quad w_1(t+N_{11}+1) \quad \dots \quad w_1(t+N_{21})]^T$$

$$w_2 = [w_2(t+N_{11}) \quad w_2(t+N_{11}+1) \quad \dots \quad w_2(t+N_{21})]^T$$

\hat{y}_1 : Sortie future du système externe ;

\hat{y}_2 : Sortie future du système interne ;

Δw_2 : Les incréments calculés de la consigne interne future.

Le résultat de la minimisation du critère externe fournit la séquence optimisée de la consigne interne w_{2opt} . Cette séquence est ensuite directement réutilisée au niveau de la minimisation interne pour élaborer la commande appliquée sur le processus u_{opt} .

3.7.2.3. Résolution de GPC cascade

La démarche conduisant à l'élaboration de la commande est tout à fait semblable à ce qui a déjà été vu, mais ici en double exemplaire.

A l'aide des définitions vectorielles précédentes, il est possible d'écrire les deux équations de prédiction sous forme matricielle :

$$\begin{cases} \hat{y}_1 = G_1 \hat{w}_2 + \rho_1 & (3.60) \\ \hat{y}_2 = G_2 \hat{u} + \rho_2 & (3.61) \end{cases}$$

Avec :

$$\hat{w}_2 = [\Delta \hat{w}_2(t) \quad \Delta \hat{w}_2(t+1) \quad \dots \quad \Delta \hat{w}_2(t+N_{u1}-1)]^T$$

$$\rho_1 = [\rho_1 N_{11} \quad \rho_1 N_{11}+1 \quad \dots \quad \rho_1 N_{21}]^T$$

$$\rho_2 = [\rho_2 N_{12} \quad \rho_2 N_{12}+1 \quad \dots \quad \rho_2 N_{22}]^T$$

Où G_1 et G_2 sont les matrices de régime indiciel des deux sous-systèmes.

Les critères précédemment introduits sous forme analytique (3.58) et (3.59) peuvent également écrire sous forme matricielle comme :

$$J_{GPC1} = [G_1 \tilde{w}_2 + \rho_1 - w_1]^T [G_1 \tilde{w}_2 + \rho_1 - w_1] + \lambda_1 \tilde{w}_2^T \tilde{w}_2 \quad (3.62)$$

$$J_{GPC2} = [G_2 \tilde{u} + \rho_2 - w_2]^T [G_2 \tilde{u} + \rho_2 - w_2] + \lambda_2 \tilde{u}^T \tilde{u} \quad (3.63)$$

La solution optimal est enfin obtenue en minimisant dans un premier temps J_{GPC1} puis avec ce résultat, la minimisation de J_{GPC2} fournit la commande appliquée sur le système :

$$\frac{d J_{GPC1}}{d \tilde{w}_2} = 0$$

$$J_1 \Rightarrow \tilde{w}_{2opt} = [G_1^T G_1 + \lambda_1 I_{N_{u1}}]^{-1} G_1^T [w_1 - \rho_1] \quad (3.64)$$

$$\frac{d J_{GPC2}}{d \tilde{u}} = 0$$

$$J_2 \Rightarrow \tilde{u}_{2opt} = [G_2^T G_2 + \lambda_2 I_{N_{u2}}]^{-1} G_2^T [w_2 - \rho_2] \quad (3.65)$$

A partir de la séquence de commande obtenue, il faut bien sur extraire la seule commande retenue.

$$\tilde{u}_{opt}(t) = \tilde{u}_{opt}(t-1) + 1^{ère\ ligne} \{ [G_2^T G_2 + \lambda_2 I_{N_{u2}}]^{-1} G_2^T [w_{2opt} - \rho_2] \} \quad (3.66)$$

2.7.2.4. Résultats de simulation de la GPC Cascade appliqué sur la MSAP

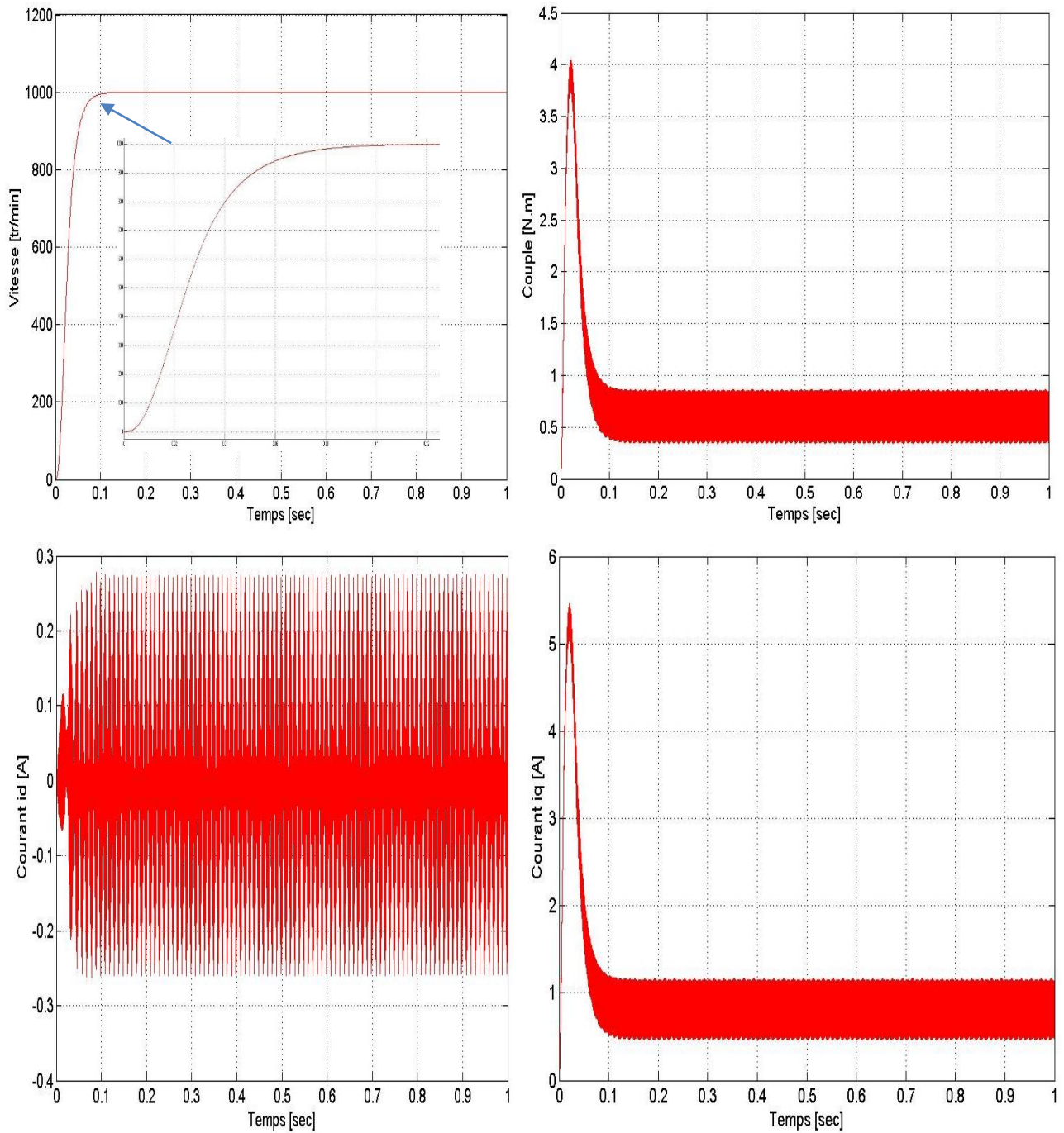


Fig. (3.15) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse 1000 tr/min

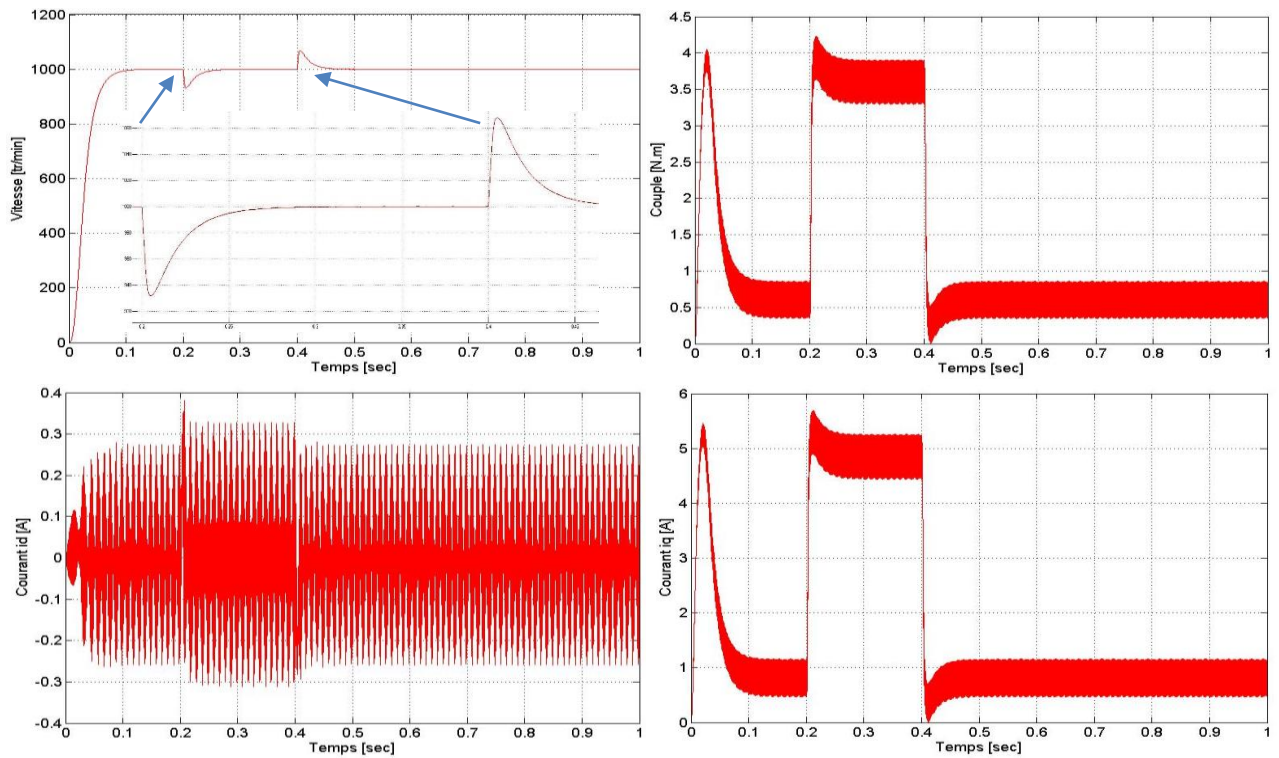


Fig.(3.16) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide puis application de charge entre $t=0.2s$ et $t=0.4s$ avec une consigne de vitesse de (1000tr/min).

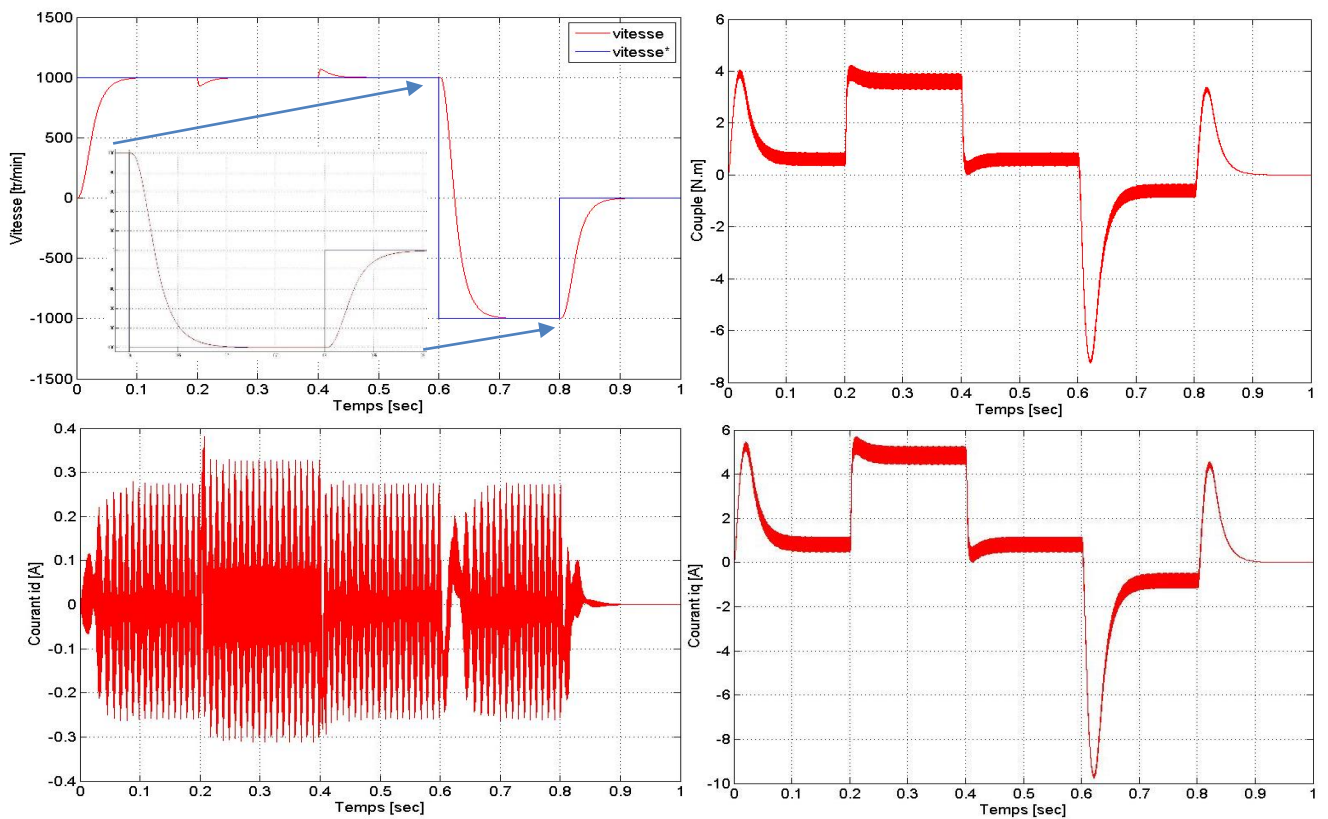


Fig.(3.17) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide puis avec application d'une charge entre $t=0.2s$ et $t=0.4s$ avec une consigne de vitesse de (1000tr/min) puis l'inversion de la consigne (-1000tr/min)

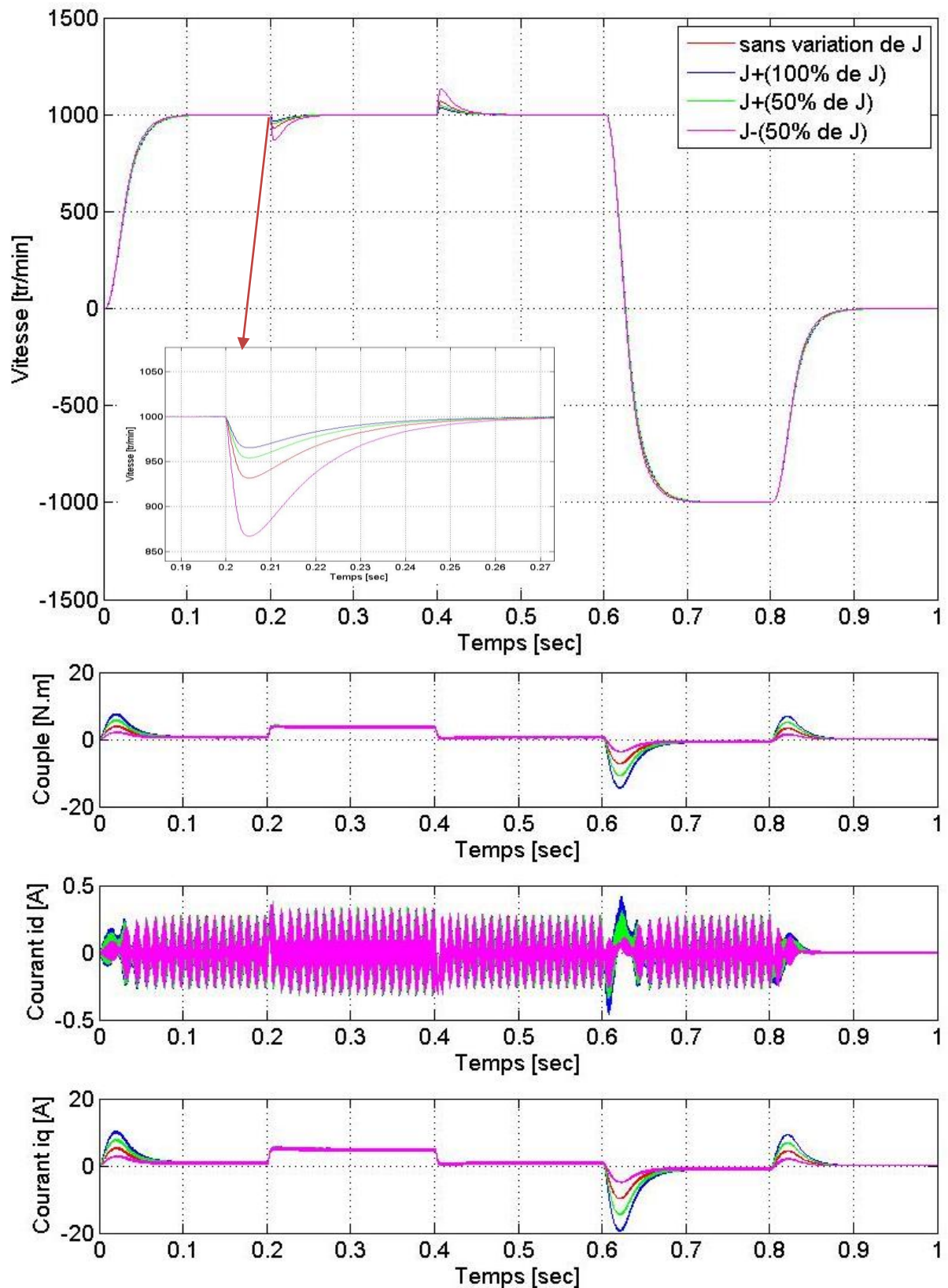


Fig. (3.18) : Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J

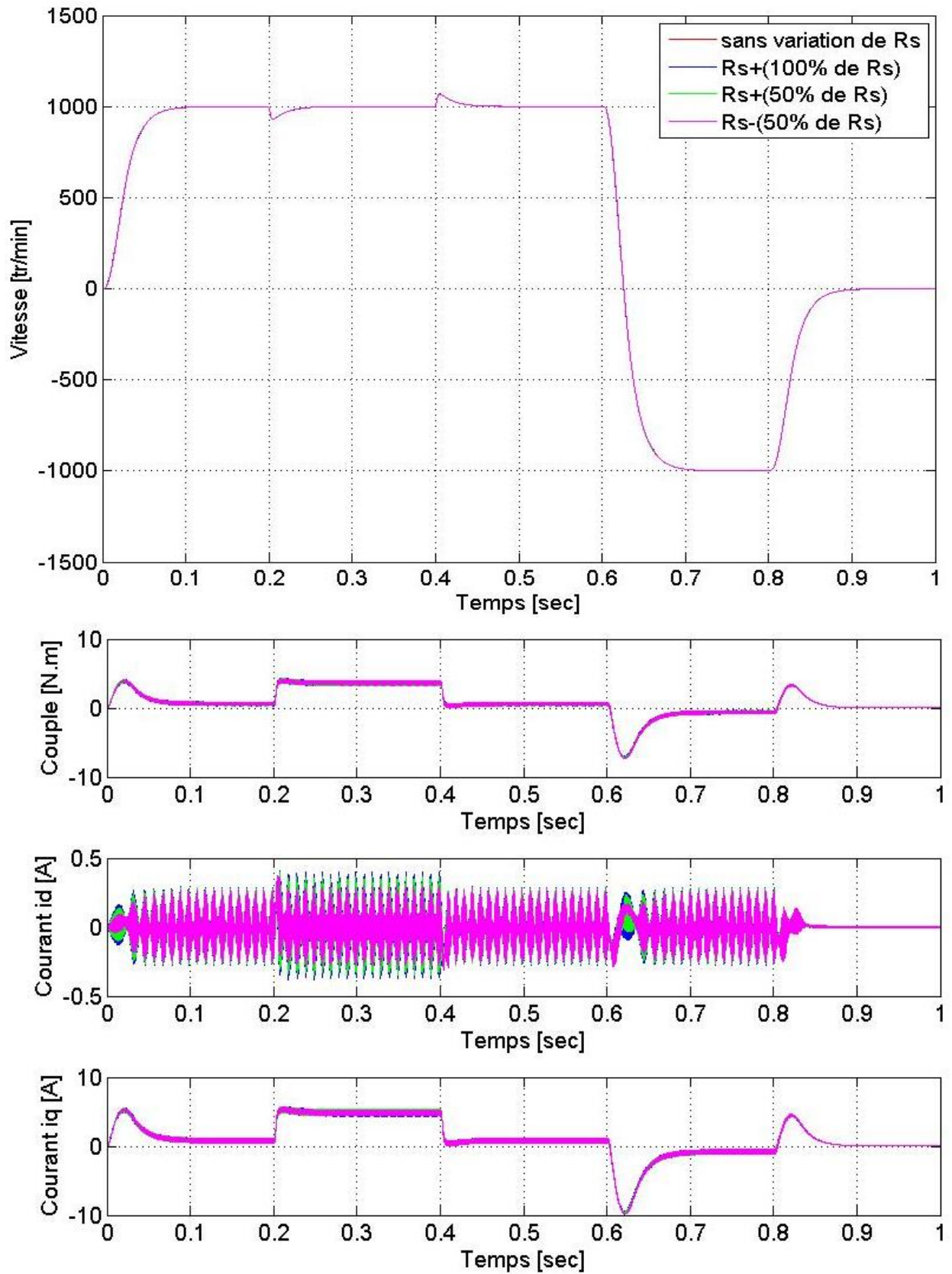


Fig. (3.19) : Résultats de simulation lors des variations de Résistance R_s

3.7.2.5. Interprétation des résultats de simulation GPC Cascade

Les résultats de la simulation de la GPC cascade sont représentés par les figures (3.15), (3.16) et (3.17), ces résultats sont obtenus dans les conditions suivantes :

- ✓ Démarrage à vide avec une consigne de vitesse de (1000tr/min), ensuite on inverse la consigne à (-1000tr/min).
- ✓ Démarrage à vide puis une fois nous atteignons le régime permanent nous appliquons un échelon de couple résistant (3N.m) entre $t=0.2s$ et $t=0.4$. Ensuite on inverse la consigne de vitesse (de 1000tr/min à -1000tr/min).

On remarque que les performances sont très bien maintenues avec un temps de réponse très court.

Dans la figure (3.15) la machine tourne à vide alors que la vitesse est régulée à 1000 tr/min. On remarque d'après cette figure que la vitesse suit bien sa référence.

Dans la figure (3.16) On applique un couple résistant de $C_r = 3Nm$ à partir de l'instant 0.2s jusqu'à l'instant 0.4s alors que la vitesse est régulée à 1000tr/min. On remarque d'après cette figure que la vitesse suit bien sa référence.

Cette figure montre aussi que la dynamique de rejet de perturbation est très rapide ; La chute de la vitesse à l'instant d'application de la perturbation ne dépasse pas 50tr/min (soit 5% de la valeur de la consigne), ainsi le temps de rétablissement est très bref (inférieur à 0.08s) avec un dépassement au monté nul, résultat nettement différent de celui obtenu avec le régulateur *PI* tel que le temps de rejet de la perturbation était 0.2s avec un dépassement au monté de 55 tr/min (5.5%).

La figure (3.17) montre un démarrage à vide avec une consigne de 1000tr/min suivi d'une application d'un couple nominal 3Nm à l'instant 0.2s et 0.4s avec un test d'inversion de vitesse donnant une référence varie de (1000tr/min et -1000tr/min), nous remarquons que la dynamique de régulation est bien meilleure que dans le cas d'un réglage *PI*.

La robustesse d'une commande est sa capacité de surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres de la machine, soit à la simplification de la dynamique du modèle.

Nous proposons dans cette partie l'étude de la robustesse de la commande GPC/cascade vis-à-vis la variation du moment d'inertie J

La figure (3.18) montre que la variation de l'inertie fait introduire des oscillations, l'augmentation de « J » améliore un peu la dynamique comme l'indique la figure (3.18 zoom) et la diminution de « J » rend la chute de vitesse plus grande. Le découplage étant toujours assuré et les grandeurs à commander suivent leurs valeurs de consignes. Donc, cette commande est robuste vis-à-vis la variation du moment d'inertie.

Les figures (3.19) montrent que la variation de la résistance statorique n'affecte pas les performances du système.

On note également, d'après ces résultats, que la variation de la résistance statorique R_s n'affecte pas le comportement de la *GPC*. En effet, celui-ci est stable et le découplage entre les deux axes d et q persiste.

Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié la commande prédictive généralisée, qui est une combinaison entre la prédiction du comportement futur du procédé avec la commande rétroaction, appliquée à la MSAP.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la *GPC* donne des résultats très satisfaisants ainsi bien lors d'une variation de consigne que lors d'une variation de perturbation. Différentes tests ont été effectués, ou les résultats de simulation montrent bien que la *GPC* est robuste aux variations paramétriques. Ensuite on a appliqué le principe de réglage en cascade pour commander la vitesse et le courant en même temps par des régulateurs de type *GPC*.

D'après les résultats obtenus on constate que la *GPC* cascade apporte des performances remarquables, notamment, en ce concerne la poursuite de la vitesse à sa consigne imposé et le rejet de la perturbation. En remarque aussi que le *GPC* cascade est robuste aux variations des paramètres électriques mais on observe une légère détérioration de la robustesse lors de la variation de l'inertie donc, ces paramètres ont une influence déterminante sur le comportement du système. Mais il n'est pas toujours facile de trouver des valeurs optimales pour ces paramètres.

A decorative frame resembling a scroll, with a vertical strip on the left side and rounded corners. The text is centered within the frame.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans ce mémoire on a étudié une technique de la commande prédictive appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

On a modélisé d'abord la MSAP en utilisant le modèle de Park, puis on a défini une stratégie de commande vectorielle qui permet le découplage du système de la machine.

La modélisation du moteur synchrone à aimants permanents par les équations d'état dans la référentiel (d,q) nous a été très bénéfique, du fait qu'elle nous amène de conclure que le moteur synchrone à aimants permanents peut être commandé en utilisant la transformation de Park (d,q).

Dans le deuxième chapitre on a présenté la commande vectorielle par orientation du flux, qui a un principe similaire à celui de la MCC à excitation séparée.

Les résultats de cette commande présentent de très bonnes performances avec un découplage assuré et une dynamique de rejet de perturbation assez bonne donc un contrôle fin de la vitesse.

Dans le troisième chapitre on a présenté la commande prédictive GPC dans sa version classique avec un modèle CARIMA, on a constaté que cette technique peut finaliser sous formalisme générique RST, condition fondamentale pour la structure prédictive cascade envisagée par la suite. Cette partie se termine par une application sur la machine synchrone à aimant permanent, et ainsi des tests de robustesse de la GPC ont été effectués ; on a conclu que les résultats obtenus avec les régulateurs prédictives sont nettement meilleurs par rapport aux régulateurs classiques.

Le problème c'est qu'il n'existe aucune théorie précise permettant de démontrer la stabilité de la commande, à l'exception de travaux de Clarke assurant la robustesse de la méthode sous certaines conditions de réglage très restrictives (portant sur N_1, N_2, N_0), ce problème a été résolu grâce à l'approche polynomiale en introduisant une étude de stabilité, de plus elle offrira la possibilité, dans le cas de la structure cascade, de s'affranchir de l'hypothèse très discutable de la transparence de la boucle fermée interne, en permettant le calcul de sa fonction de transfert équivalent.

Une perspective à étudier consiste dans l'élargissement de la méthodologie à d'autres types de correcteurs structurés sous forme *RST*.

Enfin pour la continuation de ce travail de recherche on propose d'utiliser un algorithme génétique pour optimiser les paramètres de réglage, et d'élargir aussi l'application de cette commande à une gamme plus variée de moteurs, et pour tester de façon expérimentale les bénéfices réellement attendus il faut étaler les résultats obtenus en simulation par des essais expérimentaux sur banc d'essais.



Annexes

Annexe A :

Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents étudié

Paramètres	Valeurs (S.I)
<i>Fréquence</i>	50
<i>Puissance</i>	1500
<i>Tension d'alimentation</i>	220/380
<i>Nombre de pôles</i>	6
<i>Résistance statorique</i>	2.54
<i>Inductance de fuite</i>	0.0008
<i>Inductance longitudinale</i>	0.0085
<i>Inductance transversale</i>	0.0085
<i>Flux d'un aimant</i>	0.165
<i>Moment d'inertie</i>	0.0012
<i>Coefficient de frottement</i>	0.006

Fig. (A.01) : *les paramètres de la MSAP*

Annexe B :

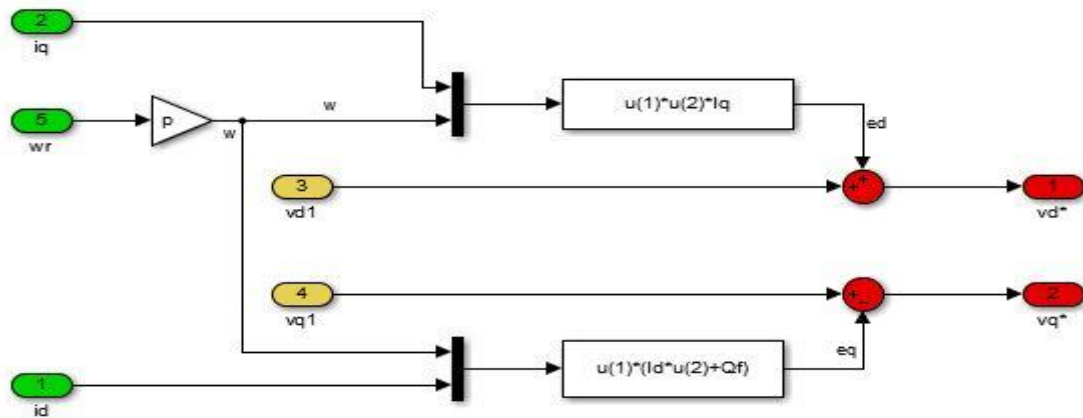


Fig. (B.01) : Bloc de Découplage

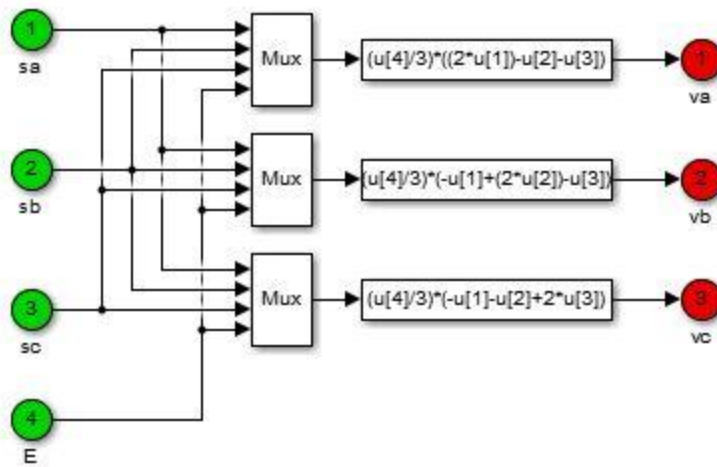


Fig. (B.02) : Bloc de l'Onduleur de tension 3 phases

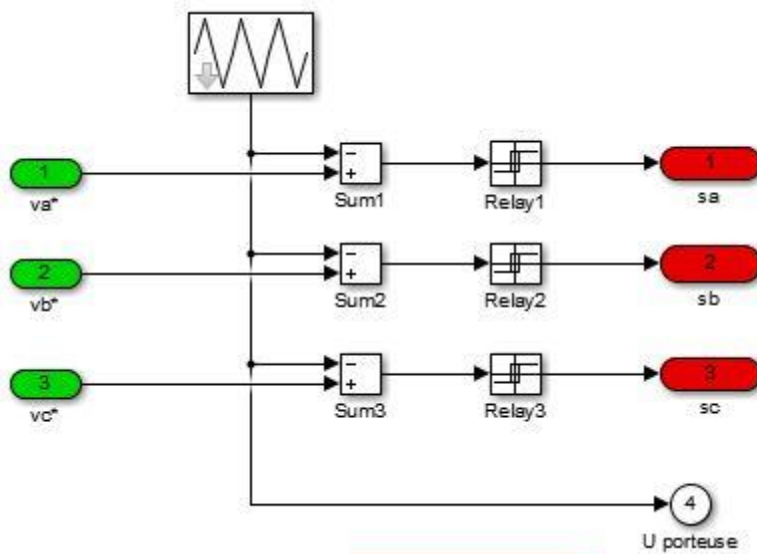


Fig.(B.03) : Bloc de la commande MLI

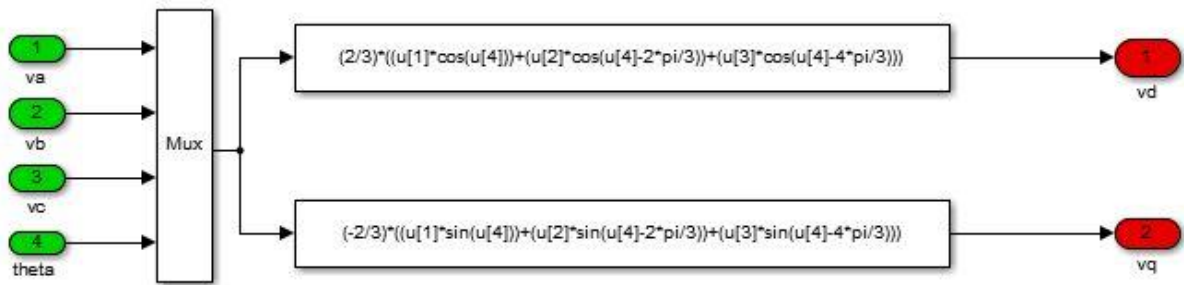


Fig. (B.04) : Bloc de Transformation de Park



Fig. (B.05) : Bloc de Transformation de Park Inverse

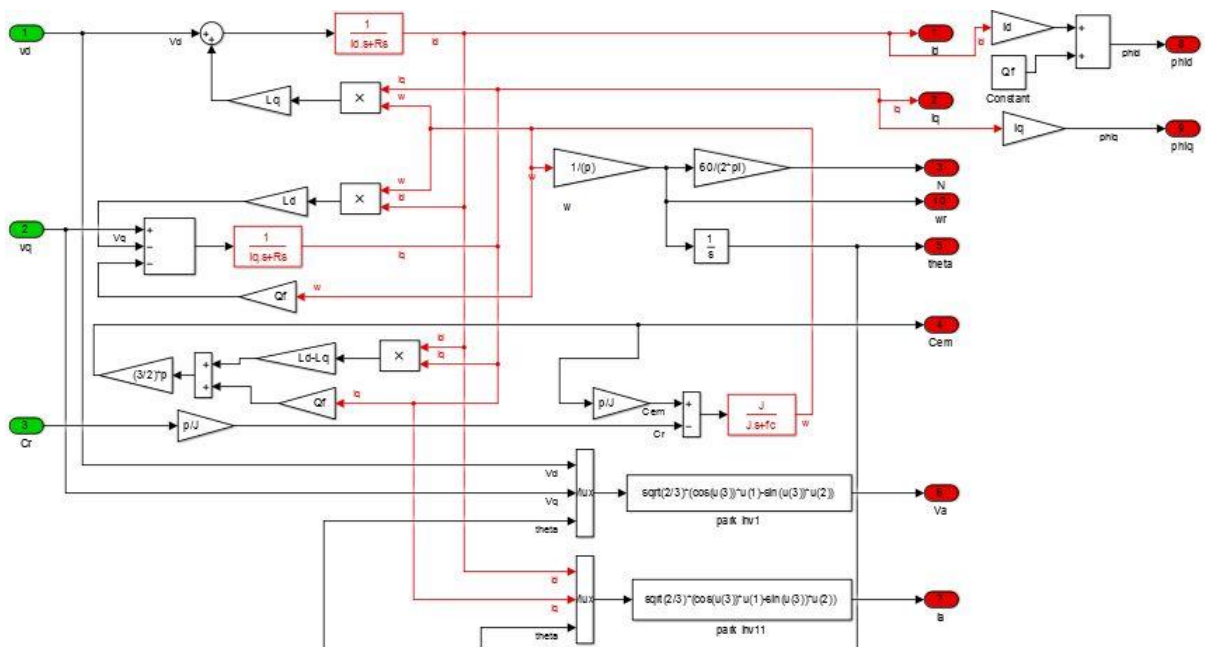


Fig. (B.06) : Bloc de la MSAP

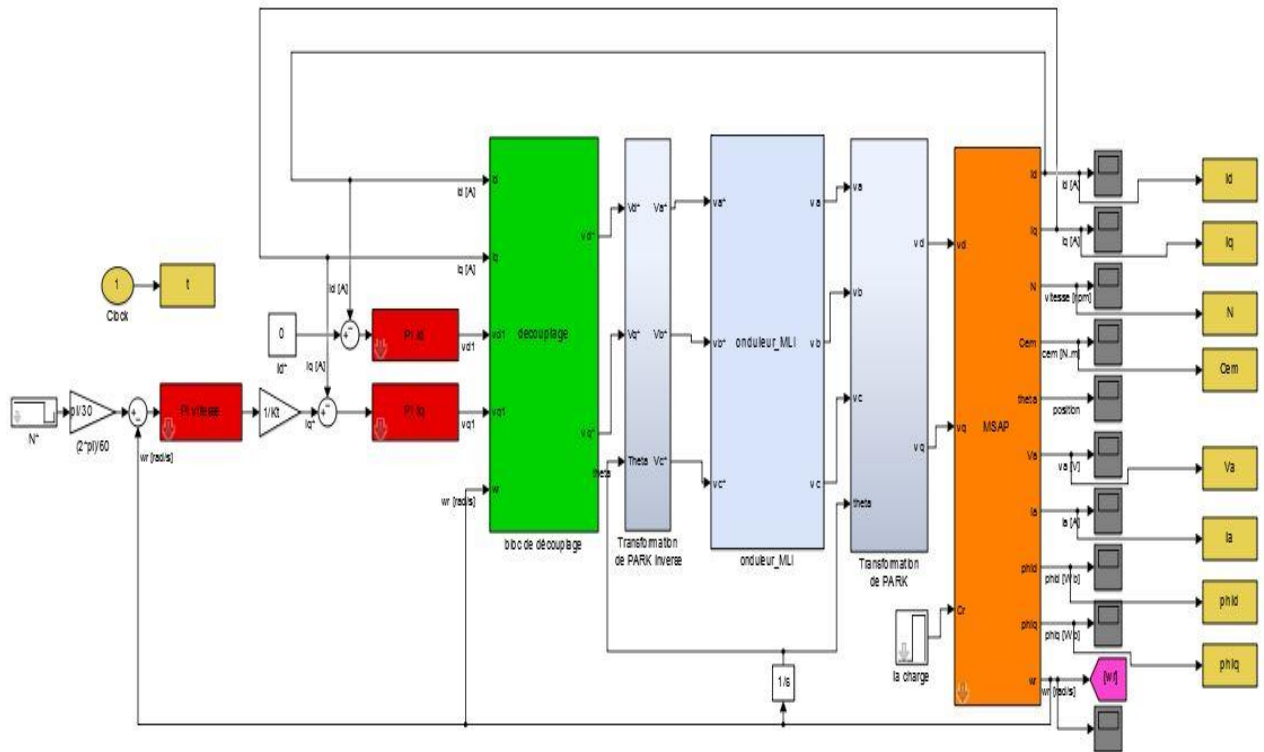


Fig. (B.07) : Schéma bloc de de la commande vectorielle de la MSAP sous Simulink

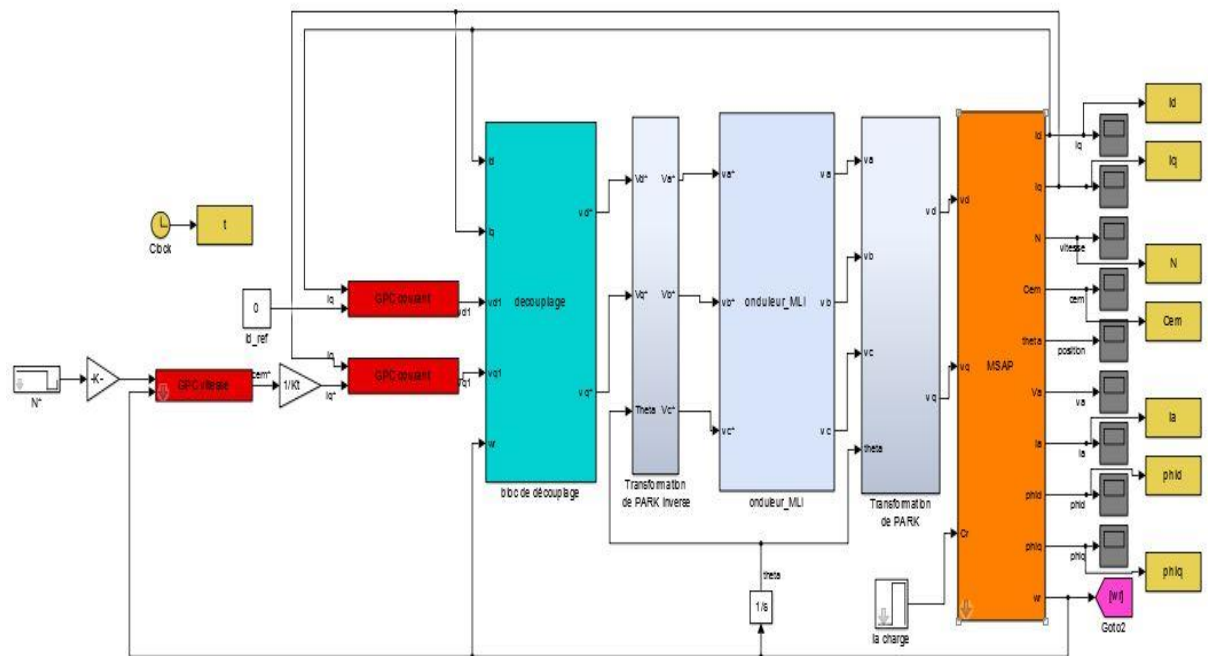


Fig. (B.08) : Schéma bloc de de la commande GPC de la MSAP sous Simulink

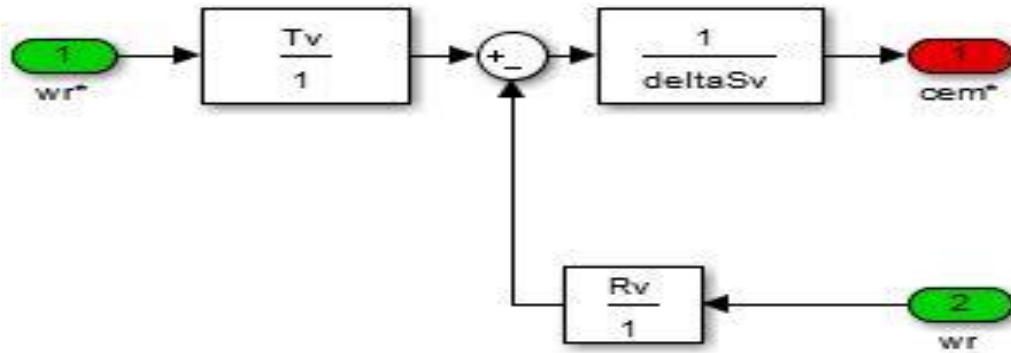


Fig. (B.09) : Schéma bloc de de régulation de vitesse de la commande GPC sous Simulink

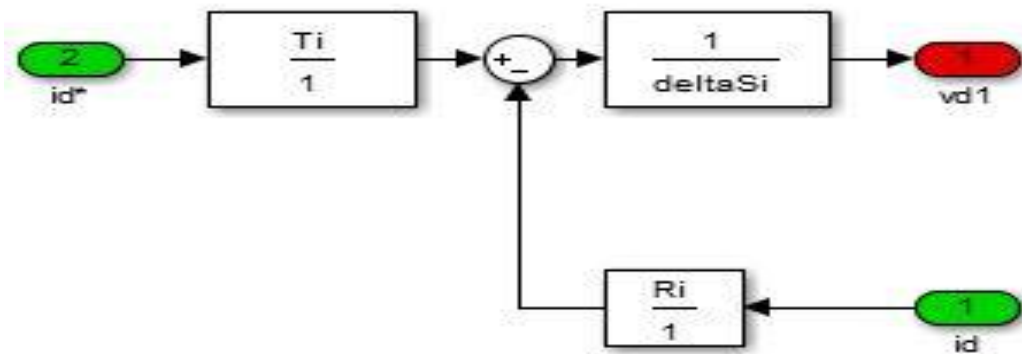


Fig. (B.10) : Schéma bloc de de régulation de de courant i_d de la commande GPC sous Simulink

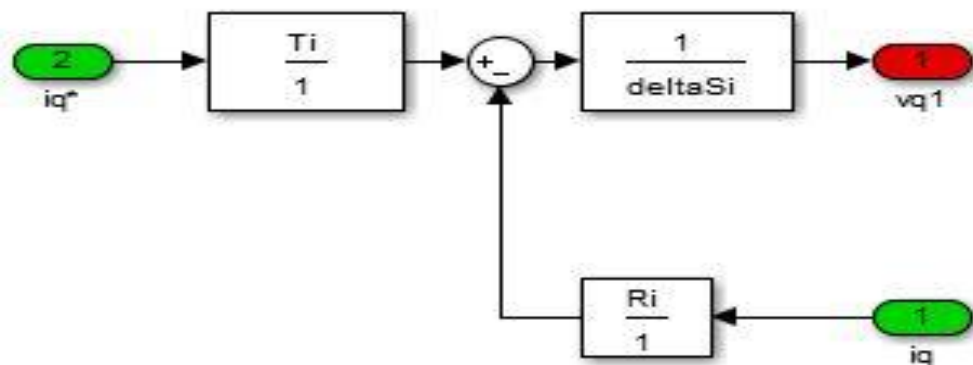


Fig. (B.11) : Schéma bloc de de régulation de de courant i_q de la commande GPC sous Simulink

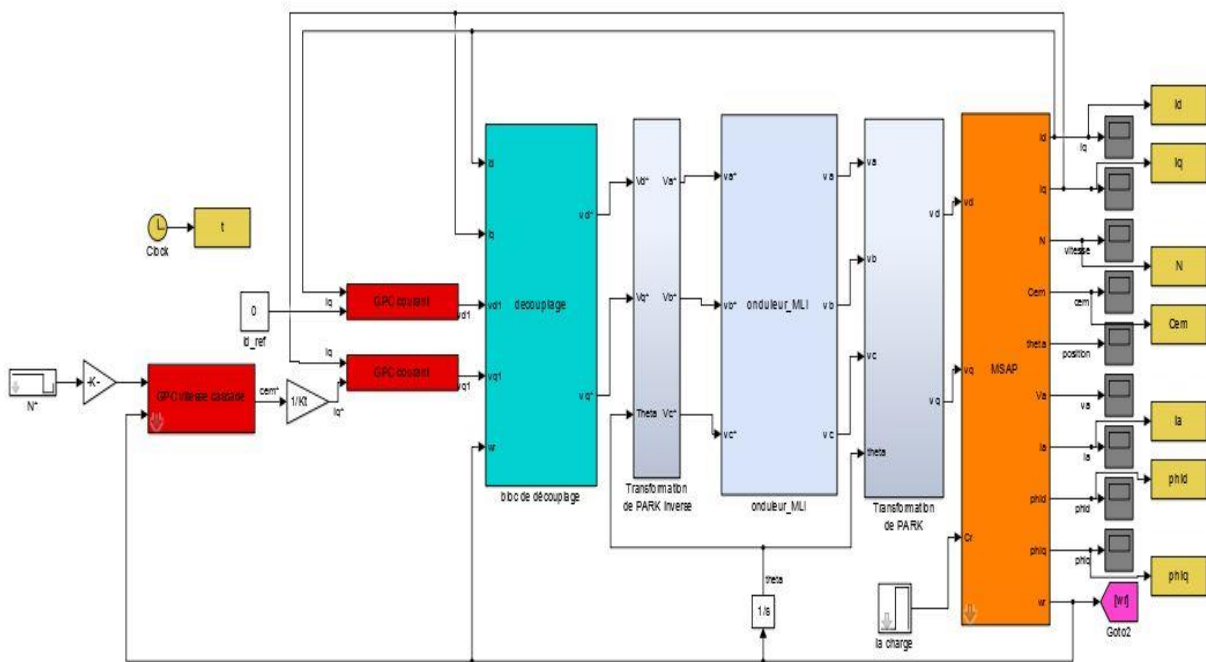


Fig. (B.12) : Schéma bloc de de la commande GPC Cascade de la MSAP sous Simulink

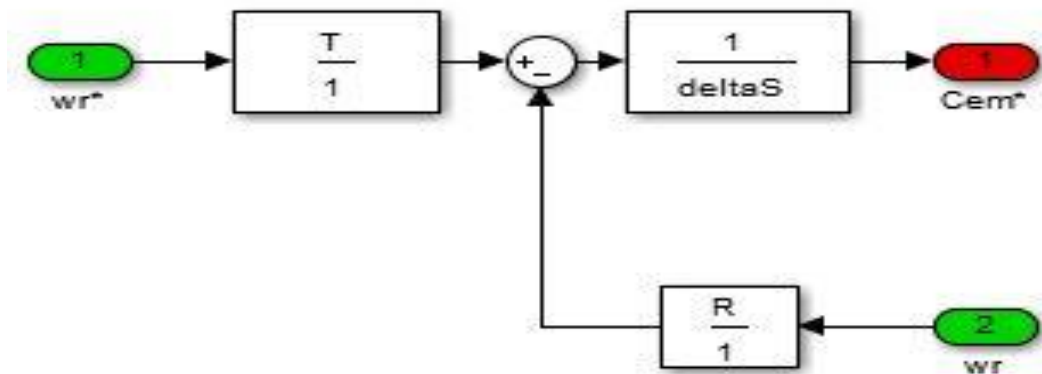


Fig. (B.13) : Schéma bloc de de régulation de vitesse de la commande GPC Cascade sous Simulink

Bibliographie

- [01] P. HENRI : « Conception d'une Architecture Multiprocesseur pour la Commande de Systèmes Electromécaniques » : Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain , 2003.
- [02] M. SEBBA, S. HASSAINE, S. MOREAU et A.CHAKER : « Analyse et Synthèse d'une Structure de Contrôle Vectoriel Simplifiée Associée au Couple de Charge Appliquée au Moteur Synchrone à Aimants Permanents »: Acta Electrotehmca, vol 50, N°2, 2009.
- [03] G. Grellet, G.Cerc, " actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande ", Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [04] M.Kadjoudj, "Contribution à la Commande d'une MSAP ", Thèse De Doctorat D'état Université De Batna, 2003.
- [05] R. Lateb "Commande prédictive généralisée d'un moteur synchrone à aimant permanent", Mémoire De magister, Ecole Militaire Polytechnique EMP Alger, 2001.
- [06] M. Maaziz, "Commande adaptative des systèmes non linéaires : Application à la commande d'une machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Paris (2000).
- [07] I. Quennic, "Optimisation d'un procédé de fermentation semi continu : Optimisation et commande", Thèse de Doctorat, Toulouse (1990).
- [08] J. Richalet, A. Rault, J.L. Testud et J. Papon, —Model predictive heuristic control: applications to industrial processes| *Automatica*, 1978.
- [09] D.W Clarke, C. Mohtadi et P.S. Tuffs, —Generalized predictive control – Part I. and III, *Automatica*, 1987.
- [10] A. KADDOURI " Étude d'une Commande Non Linéaire Adaptative d'une machine Synchrone à Aimants Permanents ", Thèse de Doctorat, Université Laval, Québec, 2000.
- [11] W. Leonhard, "Control of AC Drives", spring, Verlag, Berlin, 1984
- [12] AMEUR Aïssa, "commande sans capteur de vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un observateur d'ordre complet à mode de glissement", thèse de magister U. BATNA 2005.
- [13] M. BUDINGER, J. LISCOUET, S. ORIEL X, J-C H. MARE : «Etat de L'art sur la Conception des Systèmes D'actionnement Electromécanique » ; Notes de Cours, INSA Toulouse, 2008.
- [14] A. Kassatkine, " Electrotechnique élémentaire", Edition Mir, Moscou, 1987.
- [15] Y. Amara "contribution à la Conception et à la Commande des Machine Synchrone à Double Excitation Appliquée au Véhicule Hybride", Thèse de Doctorat, Université Paris, France, Décembre 2001.
- [16] CHERID Ahmed, "commande par la logique floue d'une MSAP", thèse de magister UHBC 2002.
- [17] MEZZAR Farida, "commande d'un moteur synchrone autopiloté par réseau de neurones", P.F.E, UHBC 2004.

Bibliographie

- [18] : A.Maasoum "Commande à la commande singulièrement perturbé d'unemachine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro-Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
- [19] : P.Lopez, A.S.Nouri "Théorie élémentaire et pratique de la commande par lesrégimes glissants, Mathématiques et Applications", Volume 55, DOI: 10.1007/3-540-34480-22, springerlink, 2006
- [20] R.Anayet, D.Y.Absi (2002) «Machine synchrone à double étoile, Modélisation,alimentation et commande ». PFE, USTHB.
- [21] : F.Benchabane "Commande en position et en vitesse par mode de glissementd'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering",Mémoire de magister, Université mohamed khider de Biskra, 2005.Algérie,
- [22] : M.S.Merzoug "Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOCd'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Mémoire de magister, Batna,Algérie, 2007.
- [23] E. G. MIGLIORE, " Commande Prédictive à Base de Programmation Semi Définie",thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2004.
- [24] M. ATCHI Mohamed, "Commande Prédictive Généralisée Application sur la Machine Asynchrone triphasée" Projet de fin d'études Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'état en Automatique, *Ecole Nationale Polytechnique 2007.*
- [25] Benbrahim Amel, "Commande Prédictive Généralisée d'une MachineSynchrone à Aimants Permanents" Projet de fin d'études Pour l'obtention pour obtenir le diplôme de Magistère enElectrotechnique,Université de BATNA 2009.
- [26] M. C. LOZADA, " Sur les Modèle Flous Adaptatifs Dynamiques ", Thèse de doctorat,l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse,
- [27] Patrick Boucher, Didier Dumur, "la commande prédictive", collection méthodes etpratiques de l'ingénieur, école centrale de Lille, éditions Technip-Paris 1996
- [28] G. Ramond: « Contribution à la commande prédictive généralisée adaptative direct et applications», *Thèse de doctorat Université PARIS XI 2001.*
- [29] E.F. Camacho, C.Bordons, "Model Predictive Control", Springer-Verlag London, 2^{ème} edition, 2003.
- [30] M.T. Khadir —Modélisation et commande prédictive des systèmes industriels’’ *Thèsedoctorat université Annaba 2005*
- [31] M. Susanu —Commande prédictive hiérarchisée pour le positionnement des axes de machine outil à architecture ouverte ’’ *Thèse doctorat, Supélec Paris, 2005.*
- [32] Nicolas Petit, Commande prédictive, Notes de cours, école centrale Paris, AnnéeScolaire 2005-2006.

A decorative graphic of a scroll with a black outline and grey shading on the rolled-up ends. The text is centered within the scroll.

Références Bibliographiques