



FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT de GÉNIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de Master

Spécialité : Génie Electrique

Option : Automatisation et contrôle de système industrielle

Présenté par :

DEBBA Samia
MINT MEHAMED Fatimetou

Sujet du mémoire

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISE
D'UNE MACHINE SYNCHROME A AIMANTS
PERMANENTS

Soutenu publiquement devant le jury composé de :

Mr, D .NASRI	UNV ; IBN Khaldoun	Président
Mr, M.SEBA A	UNV ; IBN Khaldoun	Rapporteur
Mr, M.BELARBI	UNV ; IBN Khaldoun	Examineur

PROMOTION : 2015

Remerciement

*Avant tout, je remercie ALLAH qui ma donner le courage, la volonté
et la patience pour réaliser ce mémoire.*

*Nous tenons a remercier notre promoteur **Mr. Sebaa Morsli** ,
D'avoir proposé et dirigé ce travail, pour son aide, et son orientation .
nous sommes également remercie*

Mr.Hassaine Said , Mr Kouadria Selman .

*pour leur éclairés qu'ils nous ont prodigués pour élaborer ce travail ,
De même, mes remerciement pour les membres jury, pour l'intérêt qui 'ils
sont manifesté a ce travail en acceptant de juger :*

Mr, Nasri Djilali.

Mr, Belarbi Mustapha.

*Sans oublier de remercier tout les enseignants du département des
génies électrique de l'université de Tairte.*

*Je remercie également toutes personnes ayant contribué de près au de
loin a réalisation de ce travail.*

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I Modélisation de la MSAP

I.1 Introduction.....	3
I.2 Présentation de la machine synchrone	3
I.3 machine synchrone a aiment permanent	3
I.3.1 Constitution d'un MSAP.....	3
I.3.1.1 Différentes structures du rotor [4].....	4
I.3.3 avantages de la MSAP	5
I.3.4 Inconvénients de la MSAP.....	5
I.3.5 Domaine d'application.....	5
I.3.6 différents types d'alimentation	6
I.3.6.1 Alimentation par un onduleur de courant	6
I.3.6.2 Alimentation par un onduleur de tension.....	6
I.4 Modélisation de la machine synchrone a aimants permanents	7
I.4.1 Description.....	7
I.4.2 Hypothèses simplification.....	7
I.4.3 Mise en équation de la machine.....	8
I.4.3.1 Equations électriques	8
I.4.3.2 Equation magnétique	8
I.4.3.3 Equation mécanique.....	9
I.4.4 Transformation de PARK	9
I.4.4.1 Equation des flux aux système biphasé (d,q).....	11
I.4.4.2 Equation des tensions dans les systèmes biphasés (d, q)	11
I.4.5 Expression du couple	12
I.5 Définition de l'onduleur.....	13
I.5.1 modélisation de l'onduleur de tension.....	13
I.6 commande en MLI de l'onduleur	15
I.6.1 Fonctionnement [8].....	15
I.6.2 Technique Triangulo-Sinusoidale.....	15
I.7 Résultats de la simulation	16
I.11 conclusion	18

Sommaire

Chapitre II commande vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction	19
II.2 Principe de la commande vectorielle	19
II.2.1 stratégie de commande	20
II.2.2 les Avantages de la commande vectorielle	21
II.2.3 les Inconvénients de la commande vectorielle	21
II.3 Commande vectorielle de la MSAP	22
II.3.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	22
II.3.1.1 Découplage	23
II.3.2 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en courant	24
II.4 Régulation.....	25
II.4.1 Réglage Avec PI	25
II.4.1.1 Calcul des régulateurs de courant par PI	25
II.4.1.2 Calcul du régulateur PI de la boucle de vitesse	27
II.4.2 Mise en œuvre de l'asservissement de la vitesse par PID.....	29
II.4.2.1 Calcul du régulateur PID	30
D'après les figure(II .9), on remarque que lors du démarrage a vide du MSAP pour un échelon de consigne 200rad/s que l'allure de vitesse suit parfaitement sa référence.....	36
II.6 Conclusion	37

Chapitre III commande en vitesse prédictive généralisé

III.1 Introduction	38
III.2- Principe de la commande prédictive	38
III.3- Eléments de la commande prédictive.....	39
III.4- Principe de fonctionnement du commande prédictive généralisée.....	40
III.4- Fonction de coût.....	42
III.5- Critère d'optimisation	45
III.6- Choix des paramètres de réglage du GPC.....	48
III.6.1 Choix des paramètres N, Nu, et ?	48
III.7- Organigramme de simulation de la commande GPC.....	48
III.8- Application de la GPC sur la MSAP.....	49

Sommaire

III.8.1 Application de la GPC mono variable sur la MSAP.....	50
III.9- Interprétation des résultats de simulation	51
III.10-Conclusion	52

Conclition générale	54
---------------------------	----

Bibliographie

Annexe

Annexe I : Le comportement dynamique de la MSAP

- Partie I : Résolution de l'équation de Diophante
- Partie II : les programmes de synthèse GPC

Notations et Abréviations

MSAP :	machine synchrone à aimants permanents.
(abc) :	modèle réelle de la machine triphasé.
(d-q) :	modèle de Park.
MLI :	modulation de largeur d'impulsion.
(I_a, I_b, I_c) :	Courants des phases de la machine.
$(\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c)$:	Flux des phases de la machine.
(V_a, V_b, V_c) :	Tension des phases statoriques.
(I_{ds}, I_{qs}) :	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
(V_{ds}, V_{qs}) :	Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.
C_{em} :	Couple électromagnétique.
C_r :	Couple résistante.
f_c :	Coefficient de frottement.
$[P]$:	Matrice de PARK.
P :	Nombre de paire de pôles.
J :	Moment d'inertie.
(L_d, L_q) :	Inductances cycliques directe et en quadrature.
$K_{p(d,q)} K_{i(d,q)}$:	Coefficient de régulateur PI de courant (I_{ds}, I_{qs}).
K_p, K_i :	Coefficient de régulateur PI de vitesse.
K_p, K_i, K_d :	Coefficient de régulateur PID de vitesse.
U :	tension continue à l'entrée de l'onduleur.
w :	Vitesse angulaire du rotor.
W_r :	Vitesse de rotation mécanique.
ed , eq :	termes de découplages.
Reg :	Régulateur.
PI :	Proportionnable et Intégral .
PID :	Proportionnable et Intégral Dérivé.
FTBO :	Fonction de transfert en boucle ouverte .
FTBF :	Fonction de transfert en boucle fermée.
\hat{y} :	Sortie prédite .
$A(q^{-1}), B(q^{-1}), C(q^{-1})$	polynômes fonctions de l'opérateur retard q^{-1} d.
N :	horizon de prédiction.

Notations et Abréviations

N_u :	horizon de commande .
λ :	Coefficient de pondération .
G :	Ensemble des termes dans les commande future .
F :	Ensemble des termes dans les commande de sortie passées.
W :	La consigne .
$u(t)$:	Les commande appliquer au procédé .
\hat{u} :	Vecteur représentant les commandes futures.
$u(t), y(t), \xi(t)$:	Sont représenter l'entrer ,sortie et le signal de perturbation .

Table des Figures

Figure I.1.Représentation de la machine synchrone à aimants permanents	4
Figure I.2.à aimants permanents (MSAP).....	4
Figure I.3.Représentation de MSAP	7
Figure I.4.passage de système triphasé ou système biphasé	10
Figure I.5.Schéma équivalent de la MSAP dans repère (d,q)	12
Figure I.6.Schéma principe de l'onduleur de tension.....	13
Figure I.7. Vitesse de Rotation.....	16
Figure I.8 couple électromagnétique	16
Figure I.9 Courants statorique de l'axe Id.....	17
Figure I.10 Courants statorique de l'axe Iq.....	17
Figure I.11 Vitesse de Rotation.....	17
Figure I.12 couple électromagnétique	17
Figure I.13 Courants statorique de l'axe Id.....	17
Figure I.14 Courants statorique de l'axe Iq.....	17
Figure II.1.Passage de système triphasé au système biphasé	20
Figure II.2.Commande par orientation du champ de la MSPA (Ids nul).....	21
Figure II.3.Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension	22
Figure II.4.Schéma bloc de découplage.	24
Figure II.5.Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en courant.	24
Figure II 6.Commande des courants en deux boucles indépendantes.....	25
Figure II.7.Pilotage de vitesse par PI.	28
Figure II.8.Commande de la vitesse.....	30
Figure II.9.Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide de l'asservissement de vitesse par un PI	33
Figure II10.Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge de l'asservissement de vitesse par un PI.	34
Figure III1.Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide de l'asservissement de vitesse par un PID	35
Figure III2.Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge de l'asservissement de vitesse par un PID	35
Figure III3.Les courants statoriques.	36
Figure III4.Les vitesse statorique avec PI et PID	36

Table des Figures

Figure III 1. Représentation temporelle du principe de la commande prédictive	39
Figure III. 2 Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée.....	40
Figure III. 3 Structure du model CARIMA	42
Figure III.4 L'influence de chaque terme de l'équation vectorielle de GPC	47
Figure III.5 Implantation du GPC	49

Introduction générale

Introduction Générale

Les entraînements à vitesse variable par moteur à courant alternatif ont apporté à la force motrice électrique une nouvelle jeunesse et un espace plus large d'applications. C'est notamment le cas avec le développement des nouvelles machines électrique, plus rapides et plus performants.

Cette force motrice exige de plus en plus une vitesse variable, ce besoin se généralise dans tous les secteurs de l'industrie, traction électrique, l'aérospatial (bras manipulateur). C'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse et une dépense minimale d'énergie et de matière première.

Des nombreuses solutions d'entraînements par moteur à courant alternatif à vitesse variable sont aujourd'hui surtout avec l'évolution des semi-conducteurs , de la microélectronique et des nouveaux matériaux , qui ont fait émerger dans le temps des solutions nouvelles , plus performantes , plus attrayantes , plus économique et , par conséquent , plusieurs types d'entraînements électriques peuvent être utilisés pour la commande de vitesse ,ces derniers se distinguent les uns des autres par les technologies mises en œuvre et par le type de commande .

Par exemple : la commande vectorielle, la commande direct de couple, la commande optimale et la commande à étudier dans ce mémoire dite : prédictive. A l'heure actuelle, les machines principalement utilisées dans les entraînements régulés sont :

1. La machine synchrone à aimant permanent et autopilotée (communément appelée machine sans brosses).
2. La machine à réluctance variable à aimant permanent (moteur pas à pas de puissance)
3. La machine asynchrone triphasée

Les machines des catégories 1 et 2 sont des machines qui dépendent d'un convertisseur d'électronique de puissance et forment avec celui-ci une seule entité. Vu les avantages qu'elle a sur les autres types de machine électriques tournantes, parmi lesquels nous pouvons citer : Robustesse, prix relativement bas, entretien moins fréquent, la machine synchrone à aimant permanent est à l'heure actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles ou la variation de vitesse est requise car elle répond bien aux besoins dans une très large gamme de puissance.

Introduction Générale

Le travail dans ce mémoire consiste à étudier, par simulation numérique, la commande prédictive en vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent alimenté en tension, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe I.

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.

En ce qui concerne le deuxième chapitre, nous essayons de présenter le principe de base de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension ou la technique d'orientation de flux permet la commande indépendante du flux et du couple en faisant une analogie avec la machine à courant continu, après on présente les méthodes de synthèse des régulateurs classique.

En suite nous aborderons les principes méthodes de la commande à savoir celle utilisant, pour le contrôler de la boucle de vitesse.

Un régulateur de type PID (proportionnel ; intégral et dérivé), dont les paramètres de ce dernier ont été calculés par la méthode de déphasement de pole avec utilisation d'une anti-saturation du signal de commande, et pour le contrôle des boucles de courants, des régulateur de type PI dimensionnés par la méthode de compensations.

Puis nous mettons en œuvre la commande avec régulation des courants i_d et i_q . A la fin du chapitre, des résultats de simulation relatifs à la stratégie de commande développée sont présentés.

Le dernier chapitre est consacré pour la présentation du principe de la commande prédictive en général, puis on aborde de façon plus détaillé la commande prédictive dite généralisée (GPC) pour les systèmes linéaires mono-variables et sans contraintes en étudierons dans un premier temps comment on détermine un prédicteur à j pas, et dans un deuxième temps, comment l'utiliser pour déduire la loi de commande d'un correcteur linéaire à implanter dans le système.

Chapitre I

Modélisation de la Machine

Synchrone à Aimants Permanents

I.1 Introduction

Avec l'apparition de nouveaux matériaux magnétiques utilisés dans la construction des machines électriques (aimantes à forte coercibilité par exemple) modifiant ainsi leur structure et améliorant leurs performances, les machines synchrones à aimants permanents (**MSAP**) connaissent un regain d'intérêt du-à la diversité des applications que permettent leurs nombreuses variantes d'alimentations et leurs différentes structures géométriques.

Nous essayons dans ce chapitre, on présentera la machine synchrone à aimants permanents en décrivant son principe ainsi que les différents modes d'alimentation qu'on peut utiliser. Pour simplifier la modélisation de la MSAP, les équations électriques sont généralement exprimées dans le repère de Park. Cependant, pour valider le modèle mathématique obtenu, des simulations numériques d'une MSAP autopilotée, alimentée par un système de tensions biphasées, puis par un onduleur de tension commandé à MLI, ont été effectuées. Les différents résultats sont donnés et commentés à la fin de ce chapitre.

I.2 Présentation de la machine synchrone

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 [1] :

- les machines synchrone à rotor bobiné
- les machines synchrone à réluctance.
- les machines synchrone à aimants permanents.

I.3 machine synchrone a aiment permanent

I.3.1 Constitution d'un MSAP

La structure de la MSAP se comporte, comme une machine asynchrone. Le schéma de la MSAP peut être représenté par trois enroulement a, b et c, au stator avec les aimant permanents au rotor.

L'alimentation des enroulements statiques donne naissance à une force magnéto-trice tournante la vitesse angulaire ω_r , le rotor ou la roue polaire à aimants permanents dont le nombre de pôles est égale à celui du stator permet de produire une force magnéto-trice d'excitation, le schéma de la figure (I.1) illustre la représentation de la MSAP.

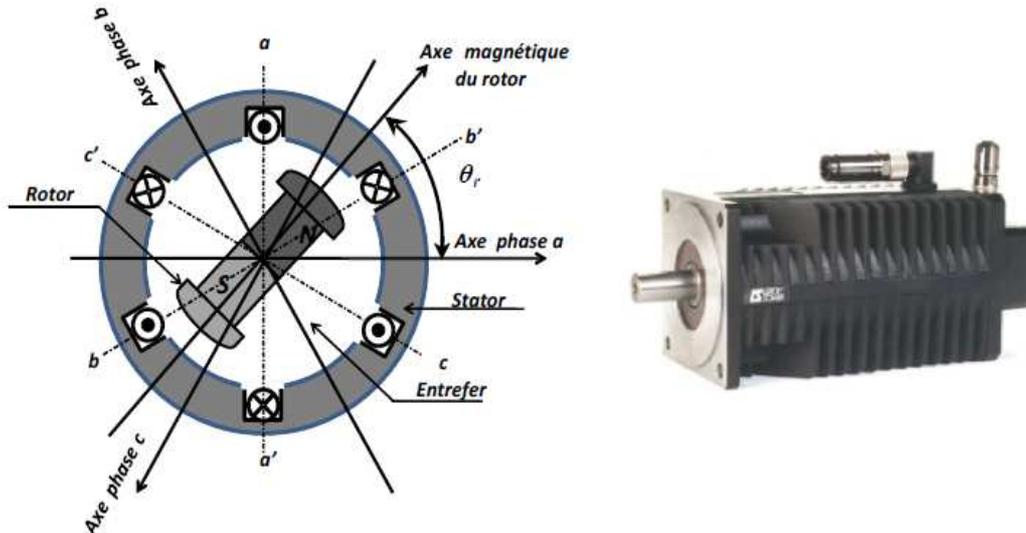


Figure I.1.Représentation de la machine synchrone à aimants permanents [2].

I.3.1.1 Différentes structures du rotor [4]

La figure suivante représente la machine à aimants avec les différentes structures possibles du rotor à pôles lisses et pôles saillants :

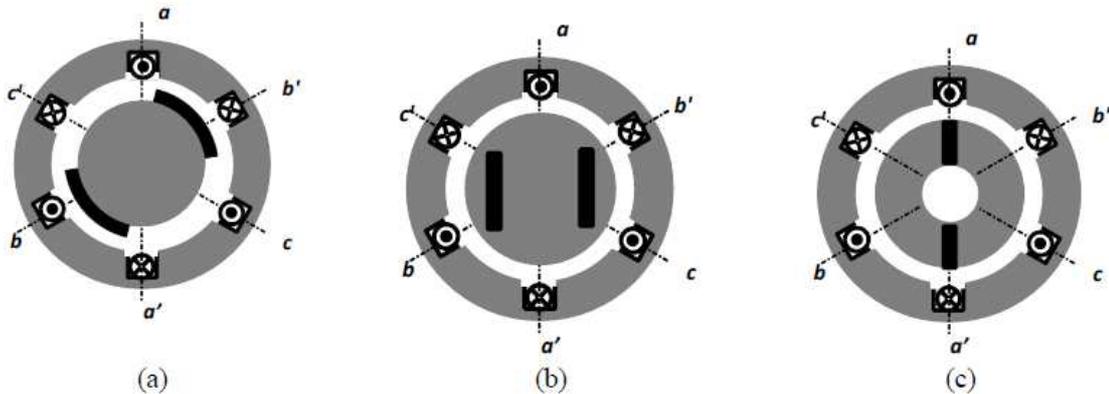


Figure I.2.à aimants permanents (MSAP)

La figure I.2 (a) : représente une machine à aimants collés en surface pôles lisses (l'inductance d'axe direct est égale à l'inductance en quadrature $L_d=L_q$) elle est caractérisée par un grand entrefer.

La figure I.2 (b) : représente une machine à aimants insérés. Cette machine est caractérisée par une saillance direct (l'inductance d'axe direct est inférieure à l'inductance quadrature $L_d < L_q$). Par conséquent, l'effet de saillance provoque l'augmentation du couple max.

La figure I.2(c) : représente une machine à aimants enterrées au rotor, dit aussi à concentration de flux. Elle est caractérisée par une saillante inverse (l'inductance d'axe quadrature est inférieure à l'inductance d'axe direct $L_d > L_q$).

I.3.3 avantages de la MSAP

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. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs On cite principalement [3] :

- 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;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance

I.3.4 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite [3] :

- Coût élevé des aimants.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.
- Interaction magnétique due au changement de structure.

I.3.5 Domaine d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, Allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation

L'entraînement à vitesse variable, et la traction [1][4] :

- 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.

I.3.6 différents types d'alimentation

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

Les convertisseurs (alternatif/continu) de l'électronique de puissance, sont utilisés dans des domaines d'application variés, dont le plus connu. Est sans doute celui de la 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 [5].

I.3.6.1 Alimentation par un onduleur de courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. Alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique C_{em} de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de C_{em} lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

I.3.6.2 Alimentation par un onduleur de tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones [4].

I.4 Modélisation de la machine synchrone a aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe si tous les phénomènes interviennent dans son fonctionnement sont pris en compte.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de tous ces phénomènes, car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent la base fondamentale du fonctionnement de la machine.

I.4.1 Description

Une Machine synchrone comporte trois bobine statoriques (A, B, C) décalées entre elles par un angle de $(2\pi/3)$ alimentées par un convertisseur statique (onduleur) commandé par la technique triangulo-sinusoïdale MLI.

Ces deux condition sont nécessaire pour la création d'un champ tournant au sein de la machine {théorème de ferrais} ; Le champ du rotor est crée par un aimant permanent dont L'effet est représenté par un bobinage alimenté par un courant continu. [5]

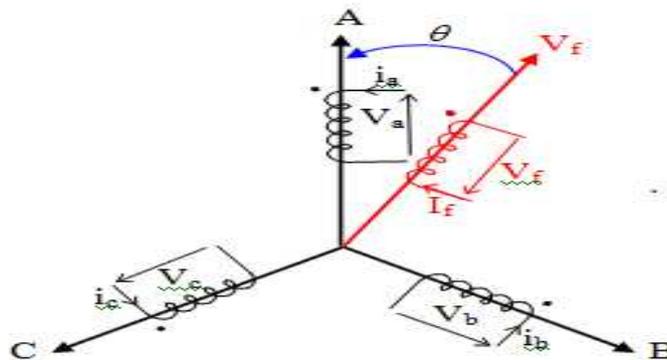


Figure I.3.Représentation de MSAP

I.4.2 Hypothèses simplification

A fin de simplifier le Modèle, on considéré les hypothèses simplification suivantes :

- Machine à pole lisses.
- Machine Non saturé.
- Nous supposons pour des raisons de simplicité que la machine est alimentée par des tensions sinusoïdales.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.

- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

I.4.3 Mise en équation de la machine

On distingue trois types d'équations qui définissent internement le comportement de la machine savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

I.4.3.1 Équations électriques

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasé à aimants permanents en convention récepteur et en absence d'enroulements amortisseurs s'écrivent

$$V_a = R_s I_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \quad (I.1)$$

$$V_b = R_s I_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \quad (I.2)$$

$$V_c = R_s I_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \quad (I.3)$$

Avec R_s : résistance d'une phase statorique.

V_a, V_b et V_c : Tensions d'alimentation.

La forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

I.4.3.2 Équation magnétique

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_a I_a + M_{ab} I_b + M_{ac} I_c + M_{af} I_f \\ \varphi_b = L_b I_b + M_{ba} I_a + M_{bc} I_c + M_{bf} I_f \\ \varphi_c = L_c I_c + M_{ca} I_a + M_{cb} I_b + M_{cf} I_f \end{cases} \quad (I.5)$$

Pour un réseau symétrique : $L_a = L_b = L_c = L$

$$M_{af} = M_f \cos(\theta); M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); M_{cf} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (I.6)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + M_f I_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Tel que :

M : mutuelle inductance entre phase du stator

L : Inductance propre d'une phase statorique

$M_f I_f$: Flux constant du aux aimants permanents

I.4.3.3 Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine synchrone est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \quad (I.8)$$

Avec :

Ω_r : Vitesse mécanique de la rotation de la machine.

P: Nombres des paires de pole ;

C_f : Coefficient de frottement;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

J : Moment d'inertie ;

C_r : Couple résistant.

I.4.4 Transformation de PARK

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un Champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. même pensons Le vecteur De courant I_1 qui est proportionnel à la force magnétomotrice créée par les courants de toutes les phases Admettons que les axes triphasés sont immobiles par rapport Au stator mais que les axes biphasés tournent avec la vitesse ω_r . projection du vecteur de courant I_1 sur les axes triphasés (a, b, c) est sur les axes biphasés (d,q)

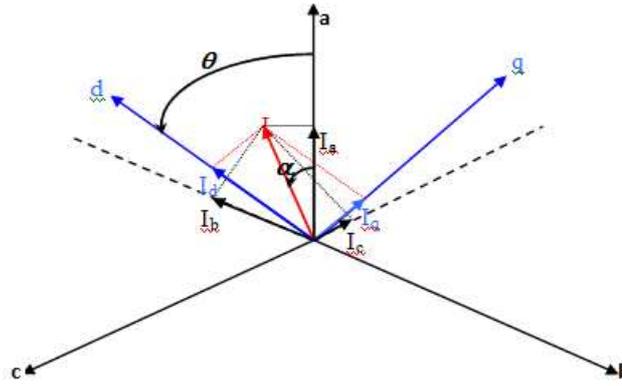


Figure I.4. passage de système triphasé ou système biphasé [6]

Avec I_1 : vecteur de courant.

I_a, I_b, I_c : Les projections du courant I_1 sur les axes triphasés.

I_d, I_q : Les projections du courant I_1 sur les axes biphasé.

$\theta = \int \omega_{coord} dt$: l'angle entre les axes triphasé et les axes biphasé.

ω_r : La vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé Par apport au système d'axes triphasé, α : L'angle entre I_1 et l'axe de la phase

α : L'angle entre le vecteur de courant I_1 et l'axe de la phase 'a'

A partir les projections sur les axes triphasés :

$$I_a = I_1 \cos(\alpha) \quad (\text{I. 9})$$

$$I_b = I_1 \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I. 10})$$

$$I_c = I_1 \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I. 11})$$

Et pour les projections sur les axes biphasés :

$$\begin{cases} I_d = I_1 \cos(\theta - \alpha) \\ I_q = I_1 \sin(\theta + \alpha) \end{cases} \quad (\text{I. 12})$$

A partir de (I.7) et (I.8) on obtient

$$I_d = \frac{2}{3} \left[I_a \cos(\theta) + I_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{I. 13})$$

$$I_q = \frac{2}{3} \left[I_a \sin(\theta) + I_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{I. 14})$$

Il faut ajouter l'expression du courant I_0

$$I_0 = \frac{1}{2} [I_a + I_b + I_c] \quad (\text{I. 15})$$

Donc on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 16})$$

D'où la matrice de passage :

$$[P](\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$[P](\theta)$: Matrice de PARK

Le passage des grandeurs (a,b,c) aux grandeurs (d,q,0) s'écrit :

$$[F_{d,q,0}] = [P](\theta)[F_{a,b,c}] \quad (I.18)$$

Avec F : représente la matrice colonne relative

I.4.4.1 Équation des flux aux système biphasé (d,q)

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$[P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & L & L \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

On multiplie par la matrice $[P](\theta)$ on obtient.

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = [P](\theta) \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_f [P](\theta) \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Après développement :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_f \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Les équations du flux d'axe direct (d) et en quadratique (q) s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (I.24)$$

I.4.4.2 Équation des tensions dans les systèmes biphasés (d, q)

On a

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Dans le système (d,q):

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \phi_d \end{cases} \quad (I.27)$$

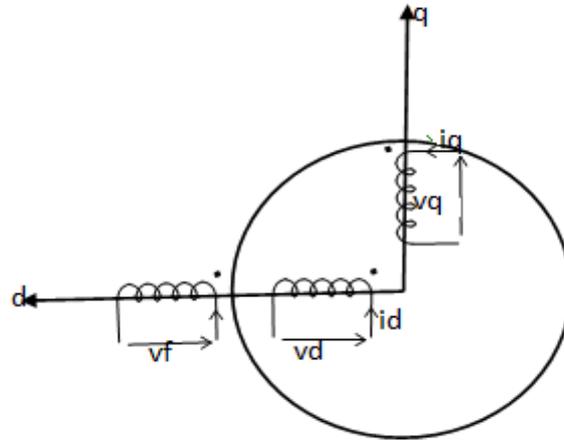


Figure I.5. Schéma équivalent de la MSAP dans repère (d,q)

I.4.5 Expression du couple

La transformation de Park permet de conserver la puissance dans les deux repères

Dans le repère (a, b, c), la puissance est donnée par :

$$P(t) = V_a(I_a + V_b * I_b + V_c * I_c) \quad (I.28)$$

Et dans le système (d,q) s'écrit comme suite :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \quad (I.29)$$

En remplaçant V_d et V_q par leur expression la puissance devient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) + \omega (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \right] \quad (I.30)$$

Ou

$R_s (I_d^2 + I_q^2)$: Représente les chutes ohmiques (perte par effet joule) ;

$I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt}$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée ;

$\omega (\phi_d I_q - \phi_q I_d)$: Représente la puissance transfère du stator ou à l'entrefer.

Sachant que :

$$P_{em} = C_{em} \Omega$$

Donc :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\phi_d I_q - \phi_q I_d] \quad (I.31)$$

I.5 Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu - alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [6] [7].

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'impulsions [7].

On distingue plusieurs types d'onduleurs se selon la source :

- onduleurs de tension ;
- onduleurs de courant.

Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.), Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

I.5.1 modélisation de l'onduleur de tension

Le schéma détaillé de l'onduleur de tension associé au MSAP est donné par la figure(I.6). Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. Shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération.

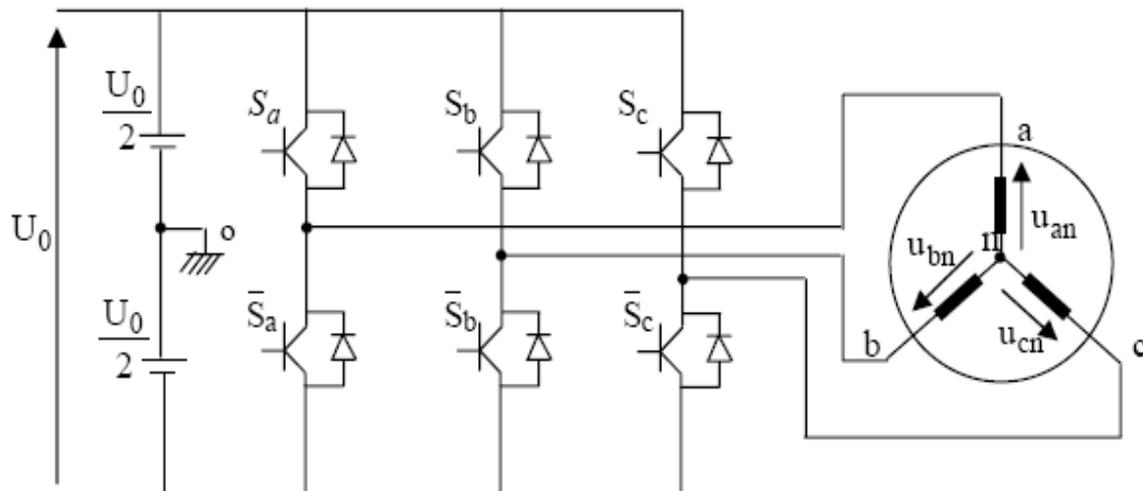


Figure I.6.Schéma principe de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable

➤ la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} .

On a:

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} &= U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} &= U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{aligned} \quad (I.32)$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif.

On a:

$$\begin{aligned} U_{ao} &= U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} &= U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} &= U_{cn} + U_{no} \end{aligned} \quad (I.33)$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la machine et U_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.34)$$

La substitution de (I.27) dans (II.28) aboutit à:

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_b + U_{co}) \quad (I.35)$$

En remplaçant (I.28) dans (I.29) on obtient :

$$\begin{aligned} U_{no} &= \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} &= -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} &= -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{aligned} \quad (I.36)$$

Alors :

$$\begin{aligned} U_{an} &= \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} &= \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} &= \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \quad (I.37)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_o \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

I.6 commande en MLI de l'onduleur

I.6.1 Fonctionnement [8]

Le but d'un onduleur MLI est alimenter la machine synchrone qui entraîne un capteur de position, le capteur va par l'intermédiaire d'une mémoire, déclencher 3 sinusoïdes prés programmés formant un système triphasé équilibré direct .ces sinusoïdes de référence attaquent un multiplieur. La modulation de largement d'impulsion MLI permet d'atténuer les effets des harmoniques 5 et 7 générateurs d'ondulation de couple (de période T/6). En effet cette technique est utilisé pour alimenter des machines synchrones à aiment permanents qui ont une bande passante mécanique très élevée .Il peut y avoir des problèmes à basse vitesse

I.6.2 Technique Triangulo-Sinusoïdale

$$V_p = \begin{cases} \left[\frac{4t}{T_p} - (4n + 1) \right] V_{pm} \\ \left[\frac{4t}{T_p} + (4n + 3) \right] V_{pm} \end{cases} \quad (I.39)$$

Pour $t \in \left[\frac{2n+1}{2} T_p, (n+1) T_p \right]$

Avec T_p : période de V_p , $T_p = 1/f_p$

$$f_p = m * f$$

f : Fréquence des signaux de référence ;

m : Rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence.

Chaque interrupteur K_{i1} et K'_{i2} supposé idéalisé introduite une fonction ou tension

$$f_{ij} = (i = 1,2,3 \text{ et } j = 1,2)$$

Tel que :

$$\begin{cases} F_{ij} = 1 & \text{si } k_{ij} \text{ fermé et } k'_{ij} \text{ fermé} \\ F_{ij} = 0 & \text{si } k_{ij} \text{ ouvert et } k'_{ij} \text{ fermé} \end{cases} \quad (I.40)$$

Les transistors imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur .ainsi pour la première de ces tensions.

$$U_{abs} = 0 \quad \text{Si } V_{11} = 1 \text{ et } V_{21} = 1 \quad U_{abs} = -U_f \quad \text{si } V_{11} = 0 \text{ et } V_{21} = 1$$

$$U_{abs} = 0 \quad \text{Si } V_{11} = 0 \text{ et } V_{21} = 0$$

$$U_{abs} = U_f \quad \text{Si } V_{11} = 1 \text{ et } V_{21} = 0$$

Si le récepteur est équilibré, on peut faire le passage des tensions composées aux tensions simples V_{as}, V_{bs}, V_{cs} . à la sortie de l'onduleur en utilisant :

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (\text{I.41})$$

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{1}{3}[U_{ab} + U_{ac}] \\ V_{bs} = \frac{1}{3}[U_{ba} + U_{bc}] \\ V_{cs} = \frac{1}{3}[U_{ca} + U_{cb}] \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

I.7 Résultats de la simulation

Les figures suivantes Représentent les résultats de la simulation de la machine avec l'onduleur. La simulation a été effectuée sous le logiciel MATLAB/ simulink traitant le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents. A noté que les paramètres de la machine sont donnés en annexe(I).

- comportement en boucle ouverte de l'association de la MSAP :

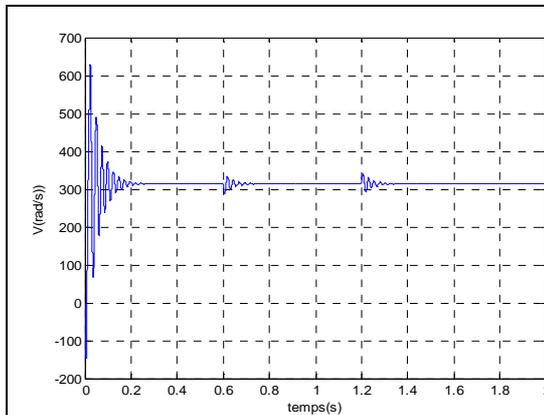


Figure I.7. Vitesse de Rotation

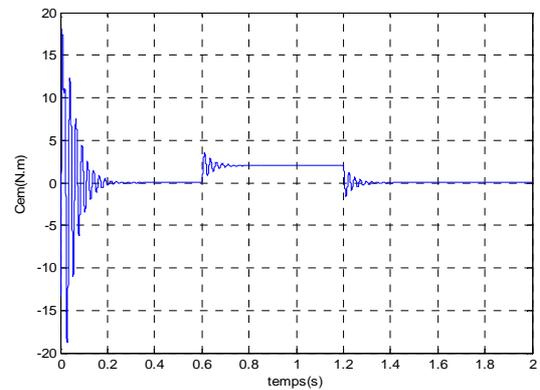


Figure I.8 couple électromagnétique

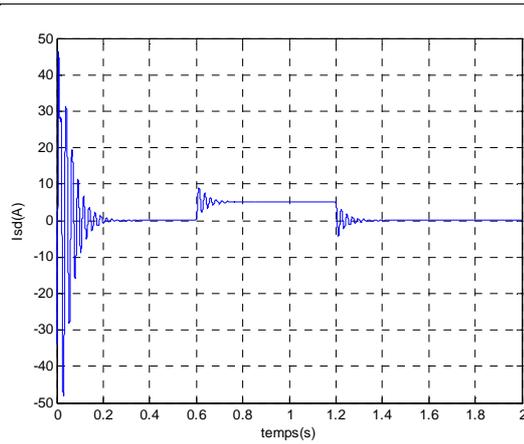


Figure I.9 Courants statorique de l'axe Id

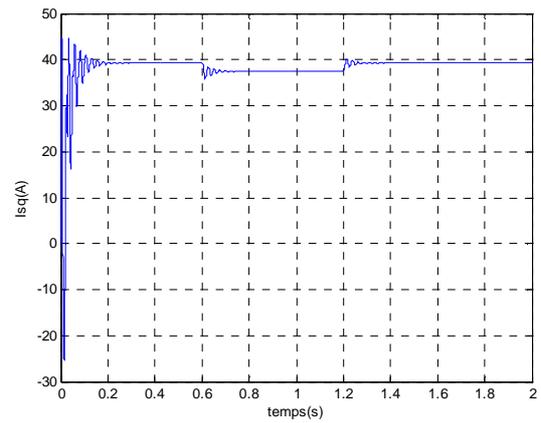


Figure I.10 Courants statorique de l'axe Iq

➤ Comportement d'une MSAP alimentée par onduleur de tension :

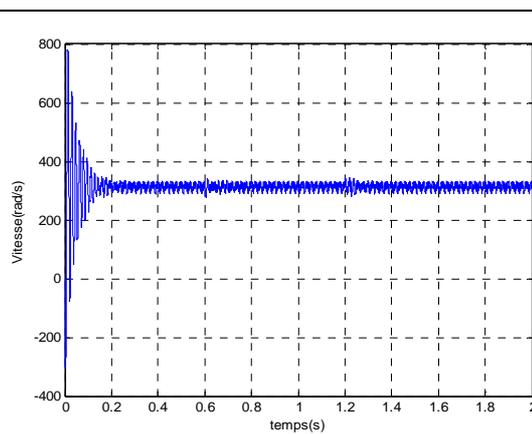


Figure I.11 Vitesse de Rotation

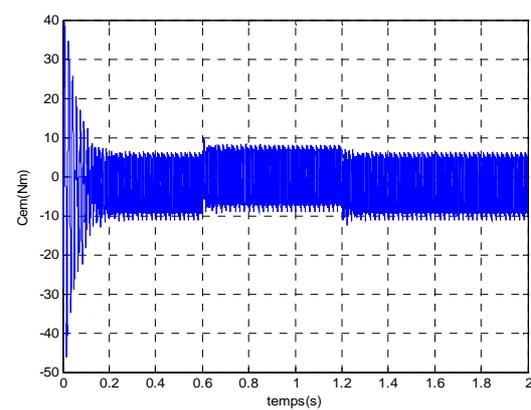


Figure I.12 couple électromagnétique

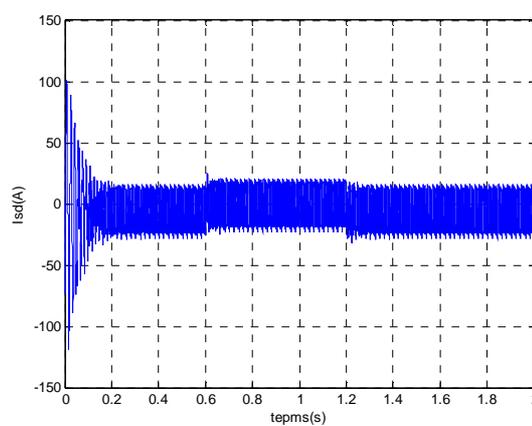


Figure I.13 Courants statorique de l'axe Id

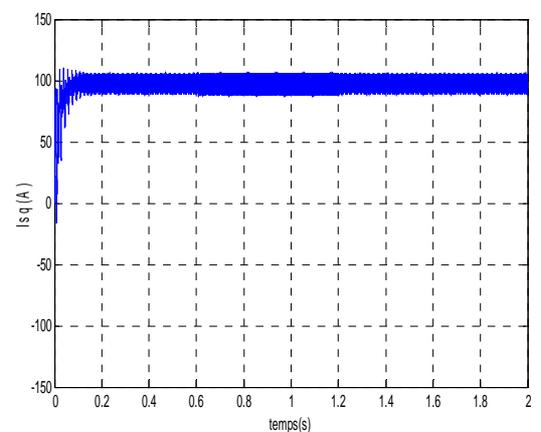


Figure I.14 Courants statorique de l'axe Iq

Par comparaison des résultats obtenus lors l'alimentation par réseau, l'utilisation d'un onduleur fait augmenter les dépassements des régimes transitoires (plus de deux fois) et affecte toutes les allures par l'effet de la commutation ; d'où nous les voyons bruitées et ça exprime l'augmentation de l'effet des harmoniques. L'utilisation d'un onduleur augmente aussi le temps de réponse (d'établissement) de la vitesse. Néanmoins, nous sommes obligés de l'utiliser pour faire varier la vitesse de rotation de la machine et comme même il a d'autres avantages par rapport à l'alimentation directe par réseau du fait qu'il diminue les pertes par la diminution de la consommation du courant et la production du flux d'environ la moitié, ce qui conduit à la non saturation du circuit magnétique et prolonge la durée de vie de la machine.

I.11 conclusion

On représenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, sa constitution fondamentale (partie induit et partie inducteur) et puisque nous pouvons distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents par la structure de leur rotor, on a analysée ces structures en présence de pièce polaire et sans pièce polaire avec aimantation radiale et tangentielle. Ainsi on a mis en évidences les avantages, et les domaines d'application de la machine synchrone à aimants permanents.

Nous avons modélisé les différents éléments du système, par ce que cette partie est nécessaire pour l'intégration de la MSAP dans les systèmes de commandes. Le modèle mathématique de la MSAP est obtenu dans le repère de Park moyennant des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérablement simplifiés pour nous permettent d'aborder aisément la commande qui est présenté dans le chapitre suivants.

En fin nous avons présenté le modelé du MSAP avec l'onduleur de tension commandé par la technique MLI et on a conclu que les deux composantes du courant et le couple sont fortement couplée.

Chapitre II
Commande Vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction

Par le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur, limite la puissance et la vitesse maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Pour toutes ces raisons, la machine synchrone à aimants permanents tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose : le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite 'd'orientation du flux', à été proposée par Blaschke en 1971 [8], elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composant analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un Coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, qui est l'objectif de ce chapitre.

II.2 Principe de la commande vectorielle

L'objectif de la commande vectorielle de la **MSAP** est d'aboutir à un modèle équivalent a celui d'une machine a courant continu, c'est-a-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [9].

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôle le flux de la machine avec le courant statorique (I_{ds}). Tandis que, la composante I_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la MCC.

Si le courant I_{ds} 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. D'autre part, si le courant I_{ds} est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage).

Le couple électromagnétique développé par la MSAP peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \phi_f I_{qs}] \quad (\text{II.1})$$

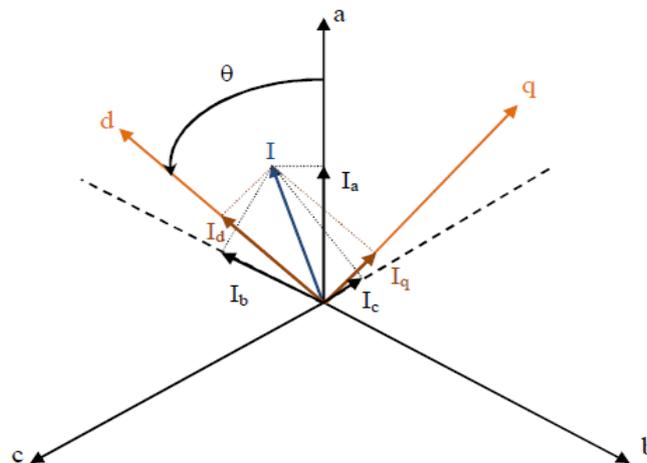


Figure II.1. Passage de système triphasé au système biphasé [9].

II.2.1 stratégie de commande

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure (II.2), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant I_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants [10].

La machine étudiée est à pôles lisses, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de Park est maintenu calé sur l'axe q ($I = I_{qs}$). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle (figure II.2) qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système devient :

$$I_{ds} = 0 \Rightarrow I = I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

$$\Phi_f = L_f \cdot I_f \quad (\text{II.3})$$

Pour tout régime, le flux et le courant reste en quadrature de sorte que l'évolution du couple suit celle de I_{qs} puisque

$$C_e = K I_{qs} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} P \Phi_f \quad (\text{II.5})$$

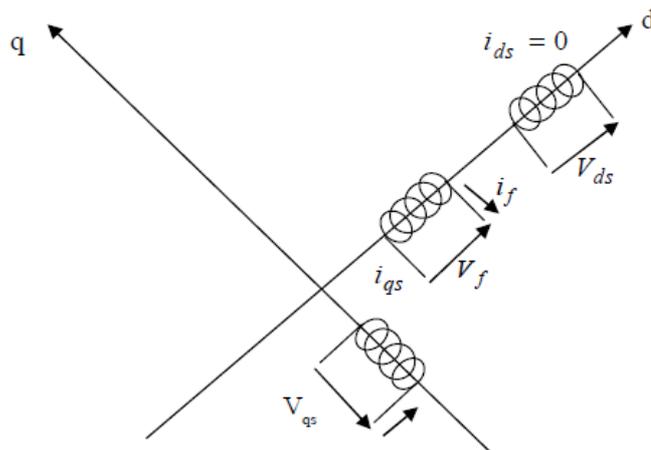


Figure II.2. Commande par orientation du champ de la MSAP (I_{ds} nul)[10].

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu, ou les courants : I_f et I_{qs} produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

II.2.2 les Avantages de la commande vectorielle [11]

- 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.

II.2.3 les Inconvénients de la commande vectorielle [11]

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

- 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.

II.3 Commande vectorielle de la MSAP

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant [12] :

- 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 MLI

II.3.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant. La figure (II.3) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux [12].

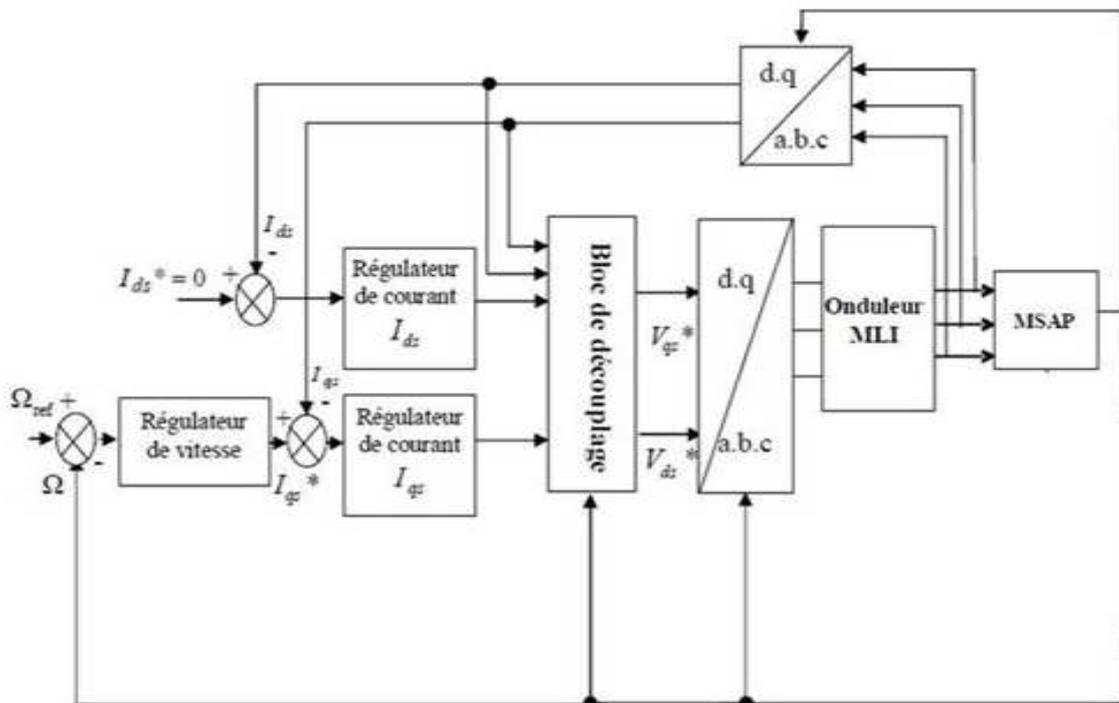


Figure II.3. Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension [12].

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants I_{ds} et I_{qs} et transformation de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence Cem^* ou le courant de référence I_{qs}^* .

Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine.

I_{qs}^* est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{qs}^* .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de I_{ds} . Le courant I_{ds} de référence est maintenu à zéro

La sortie des régulateurs de I_{ds} et I_{qs} donnent des tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* et par la transformation de Park, on obtient les références de tensions V_{as}^* , V_{bs}^* et V_{cs}^* , qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

II.3.1.1 Découplage

Les équations de la MSAP commandée par orientation du flux :

$$R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{dI_{ds}}{dt} = V_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \quad (\text{II.6})$$

$$R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{dI_{qs}}{dt} = V_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \quad (\text{II.7})$$

On tient à signaler ici que le schéma bloc de la structure de commande en tension contient un bloc de compensation dont les équations sont données comme suit :

Posons :

$$\begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} + e_q \\ V_{qs1} = V_{qs} + e_d \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec

$$e_q = -\omega L_{qs} I_{qs} \quad (\text{II.9})$$

$$e_d = -\omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - e_q \\ V_{qs} = V_{qs1} - e_d \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

e_d et e_q représentent les f.é.m. qu'il faut compenser.

Alors on peut donner le schéma bloc de la compensation par la figure (II.4)

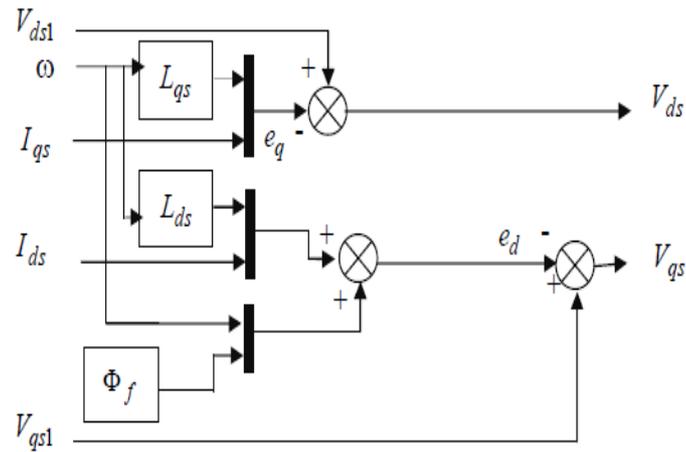


Figure II.4.Schéma bloc de découplage.

II.3.2 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en courant

Dans certaines applications, la préférence est donnée à une commande en courant. Cette Commande peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension réglé en courant ou moyen d'un régulateur linéaire classique (PI) ou (PID) La figure (II.5) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en courant et commandée par orientation du flux [13].

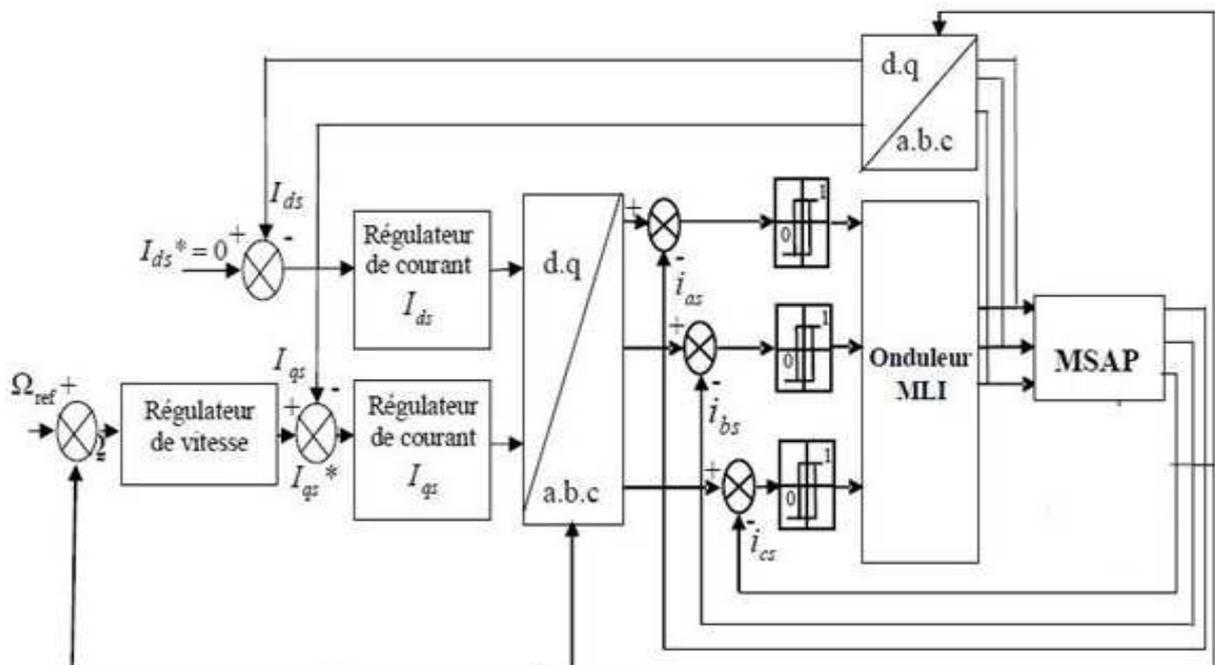


Figure. II. 5.Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en courant [13].

II.4 Régulation

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités, il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse et le couple, il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires. Les plus importantes concernent les protections.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus.

Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur PI (proportionnel – intégral). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée, l'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système. [14]

II.4.1 Réglage Avec PI

II.4.1.1 Calcul des régulateurs de courant par PI

Le schéma du control des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique la figure suivante :

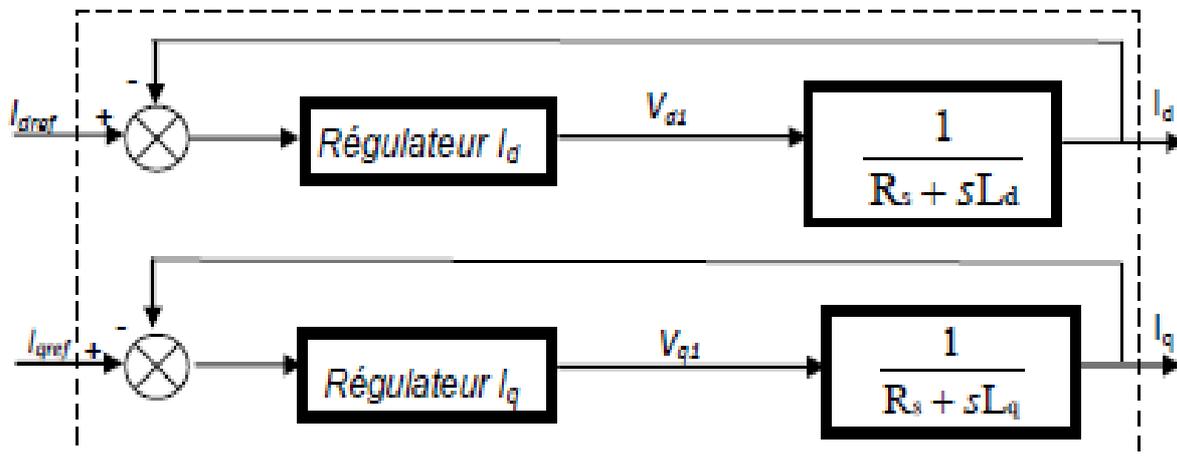


Figure II. 6. Commande des courants en deux boucles indépendantes.

A partir des équations (II.6), (II.7) et (II.11), on peut écrire les fonctions de transfert suivantes :

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{ds}s} = \frac{I_{ds}}{V_{ds1}} \quad (\text{II. 12})$$

$$F_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{qs}s} = \frac{I_{qs}}{V_{qs1}} \quad (\text{II. 13})$$

Avec

$$T_{ds} = \frac{L_{ds}}{R_s} \quad (\text{II. 14})$$

$$T_{qs} = \frac{L_{qs}}{R_s} \quad (\text{II. 15})$$

Les régulateurs (Reg d) et (Reg q) sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$Reg_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \quad (\text{II. 16})$$

$$Reg_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \quad (\text{II. 17})$$

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par

$$FTBO_d = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{ds}s} \quad (\text{II. 18})$$

$$FTBO_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{qs}s} \quad (\text{II. 19})$$

la démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_{ds} \quad (\text{II. 20})$$

$$\frac{K_{pq}}{K_{iq}} = T_{qs} \quad (\text{II. 21})$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$FTBO_d = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{I_{sd}}{I_{sd \text{ ref}}} \quad (\text{II. 22})$$

$$FTBO_q = \frac{1}{1 + \tau_q s} = \frac{I_{sq}}{I_{sq \text{ ref}}} \quad (\text{II. 23})$$

Avec

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}} \quad (\text{II. 24})$$

$$\tau_q = \frac{R_s}{K_{iq}} \quad (\text{II. 25})$$

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de τ_d et τ_q . Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée régulé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

II.4.1.2 Calcul du régulateur PI de la boucle 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 :

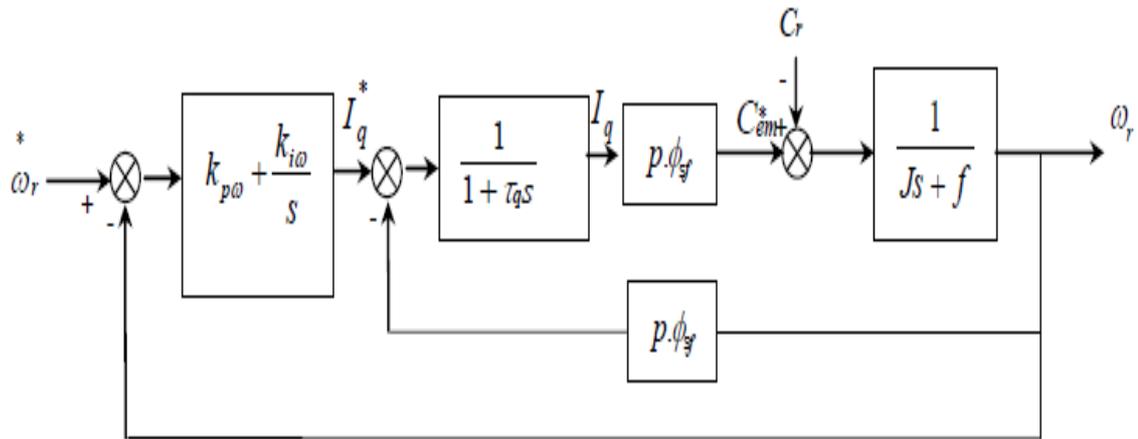


Figure II.7. Pilotage de vitesse par PI.

Le courant statorique direct est asservi à zéro. Compte tenu des termes de découplage que l'on introduit dans les boucles internes et en compensant le zéro du PI par le pôle de la partie électrique du moteur pour rapidité la système, la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne est donnée par:

$$Reg_q(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (\text{II. 26})$$

$$G(s) = \frac{p^2 * Q_f}{Js + f_c} \quad (\text{II. 27})$$

$$FTBO = \left(\frac{sK_p + K_i}{s} \right) \left(\frac{p^2 * Q_f}{Js + f_c} \right) \quad (\text{II. 28})$$

$$FTBO = \frac{(sK_p + K_i)p^2 * Q_f}{Js^2 + sf_c} \quad (\text{II. 29})$$

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

$$FTBF = \frac{(sK_p + K_i)p^2 * Q_f}{Js^2 + s(f_c + K_p * p^2 * Q_f) + K_i * p^2 * Q_f} \quad (\text{II. 30})$$

On devise la fonction de Transfer en boucle fermé par la terme($K_i * p^2 * Q_f$) pou obtient la forma canonique du système de 2^{ème} ordre :

$$FTBF = \frac{(sK_p + K_i)/K_i}{\frac{J}{K_i * p^2 * Q_f} S^2 + \frac{f_c + K_p * p^2 * Q_f}{K_i * p^2 * Q_f} S + 1} \quad (\text{II.31})$$

La *FTBF* 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 :

$$\frac{1}{w_n} S^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{w_n}\right) S + 1 \quad (\text{II.32})$$

Alors

$$\frac{J}{K_i * p^2 * Q_f} = \frac{1}{w_n} \quad (\text{II.33})$$

$$\frac{f_c + K_p * p^2 * Q_f}{K_i * p^2 * Q_f} = \frac{2\varepsilon}{w_n} \quad (\text{II.34})$$

Avec

ζ : coefficient d'amortissement

On choisit alors le coefficient d'amortissement $\zeta=1$ et $W_n = 30\text{rd/s}$ on déduit K_i et K_p

Avec :

$$K_i = \frac{J * w_n^2}{p^2 * Q_f} \quad (\text{II.35})$$

$$K_p = \frac{2 * \varepsilon * K_i * p^2 * Q_f - w_n * f_c}{w_n * p^2 * Q_f} \quad (\text{II.36})$$

II.4.2 Mise en œuvre de l'asservissement de la vitesse par PID

Malgré un éventail très large de processus existants et malgré les diverses formulations envers les exigences requises, le régulateur Proportionnel Intégral Dérivé (PID) s'est fortement imposé dans plus de 90% des boucles de contre-réaction.

La prédominance incontestée de ce type de commande provient, outre de sa simplicité extrême, des performances qu'il peut offrir aux systèmes en boucle fermée, satisfaisant très souvent les cahiers des charges, si ses paramètres sont choisis convenablement.

Le choix d'une commande de type PID permet souvent, lorsqu'on ajuste judicieusement ses paramètres, de remplir le cahier des charges à entière satisfaction. Ceci peut expliquer pourquoi il est très souvent préféré à d'autres structures et qu'il est utilisé, malgré la complexité de nombreux systèmes industriels, dans la grande majorité des boucles de rétroaction.

Quant à la question de savoir si un régulateur PID est suffisant pour le contrôle d'un système considéré, une étude qualitative est proposée en. Elle souligne que, lorsque la dynamique d'un système est essentiellement du premier ordre, un régulateur *PI* est adéquat. C'est également le cas pour une architecture PID, quand la dynamique dominante est du second ordre. C'est ce qui nous a motivé à introduire, dans ce qui suit du présent chapitre, cette approche.

II.4.2.1 Calcul du régulateur PID

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de maintenir la vitesse constante. En insérant un régulateur PID dans la boucle de vitesse on obtient le schéma de la figure suivante :

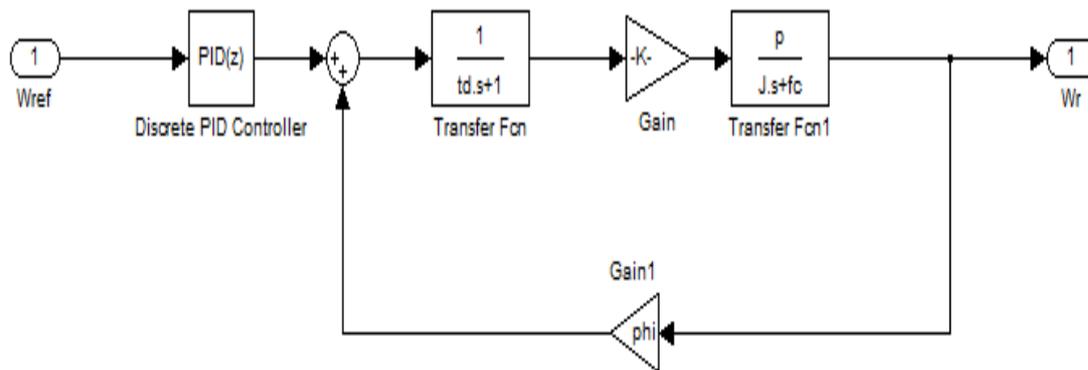


Figure II. 8. Commande de la vitesse.

$$F_q(s) = \left(\frac{1}{1 + T_d s} \right) (p * Q_f) \left(\frac{p}{J s + f c} \right) \quad (\text{II. 37})$$

$$T_d = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II. 38})$$

$$F_q(s) = \frac{p^2 * Q_f}{JT_d S^2 + S(J + T_d * f_c) + f_c + p^2 * Q_f^2} \quad (\text{II. 39})$$

Après calculs :

$$F_q(s) = \frac{p^2 * Q_f / J * T_d}{S^2 + S\left(\frac{1}{T_d} + \frac{f_c}{J}\right) + \frac{f_c + p^2 * Q_f^2}{J * T_d}} \quad (\text{II. 40})$$

On pose :

$$K_0 = \frac{p^2 * Q_f}{J * T_d} \quad (\text{II. 41})$$

$$A_0 = \frac{f_c + p^2 * Q_f^2}{J * T_d} \quad (\text{II. 42})$$

$$A_1 = \frac{1}{T_d} + \frac{f_c}{J} = \frac{J + f_c * T_d}{J * T_d} \quad (\text{II. 43})$$

Donc

$$F_q(s) = \frac{K_0}{s^2 + sA_1 + A_0} \quad (\text{II. 44})$$

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

$$GPID = \frac{Kd}{s} \left[s^2 + \frac{K_p}{K_d} s + \frac{k_i}{k_d} \right] \quad (\text{II. 45})$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO = \frac{Kd}{s} \left[s^2 + \frac{K_p}{K_d} s + \frac{k_i}{k_d} \right] \left[\frac{K_0}{s^2 + sA_1 + A_0} \right] \quad (\text{II. 46})$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation des pôles du système, en posant

$$A_0 = \frac{k_i}{k_d} \quad (\text{II. 47})$$

$$A_1 = \frac{k_p}{k_d} \quad (\text{II. 48})$$

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

$$FTBO = \frac{k_d}{s} * \frac{p^2 * Q_f}{J * l_q} \quad (\text{II. 49})$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II. 50})$$

$$FTBF = \frac{\frac{k_d}{s} * \frac{p^2 Q_f}{J l_q}}{1 + \frac{k_d}{s} * \frac{p^2 Q_f}{J l_q}} = \frac{k_d P^2 Q_f}{s J l_q + K_d P^2 Q_f} \quad (\text{II. 51})$$

$$FTBF = \frac{1}{s \frac{J l_q}{k_d p^2 Q_f} + 1} = \frac{1}{s T_f + 1} \quad (\text{II. 52})$$

La FTBF possède une dynamique de 1^{ère} ordre avec le temps mesuré donné par :

$$T_f = \frac{J l_q}{k_d p^2 Q_f} \quad (\text{II. 53})$$

On choisit le Temps mesuré par 300 pour rapidité le système on obtient :

$$T_f = \frac{T_m}{300} \quad (\text{II. 54})$$

Le temps mécanique :

$$T_m = \frac{J}{f_c} \quad (\text{II. 55})$$

Alors:

D'après les équations (II.39), (II.34), (II. 35) on détermine k_d k_p k_i :

$$k_d = \frac{J * L_q}{T_f * p^2 * Q_f} \quad (\text{II. 56})$$

$$k_p = A_1 * k_d \quad (\text{II. 57})$$

$$k_i = A_0 * k_d \quad (\text{II. 58})$$

II.5 Résultats de simulation

Les résultats suivants représentent la réponse de la MSAP lors d'une commande par Orientation du flux, la MSAP alimentée en tension.

➤ Résultats de simulation de l'asservissement de vitesse par un PI

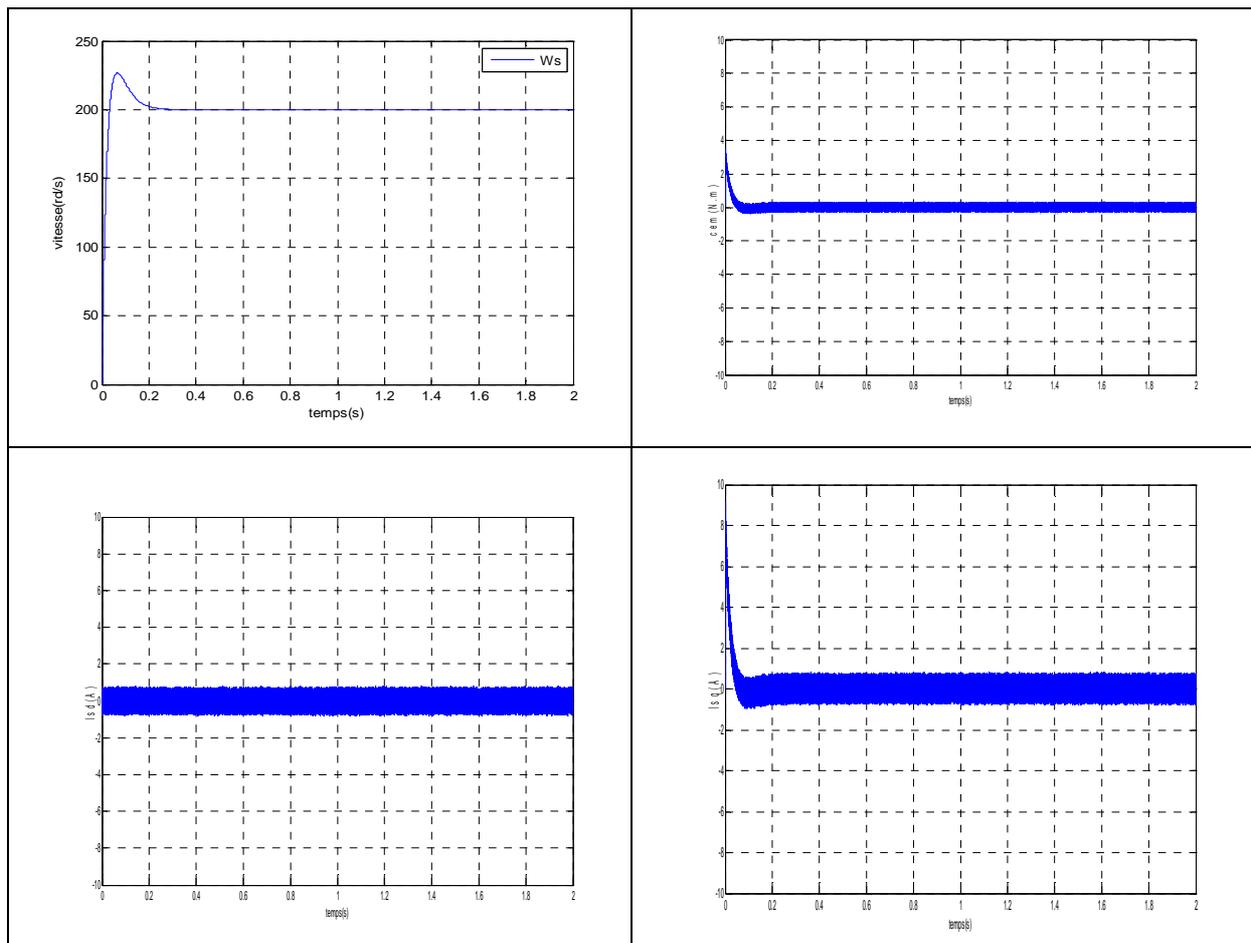


Figure II.9. Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 200 rad/sec.

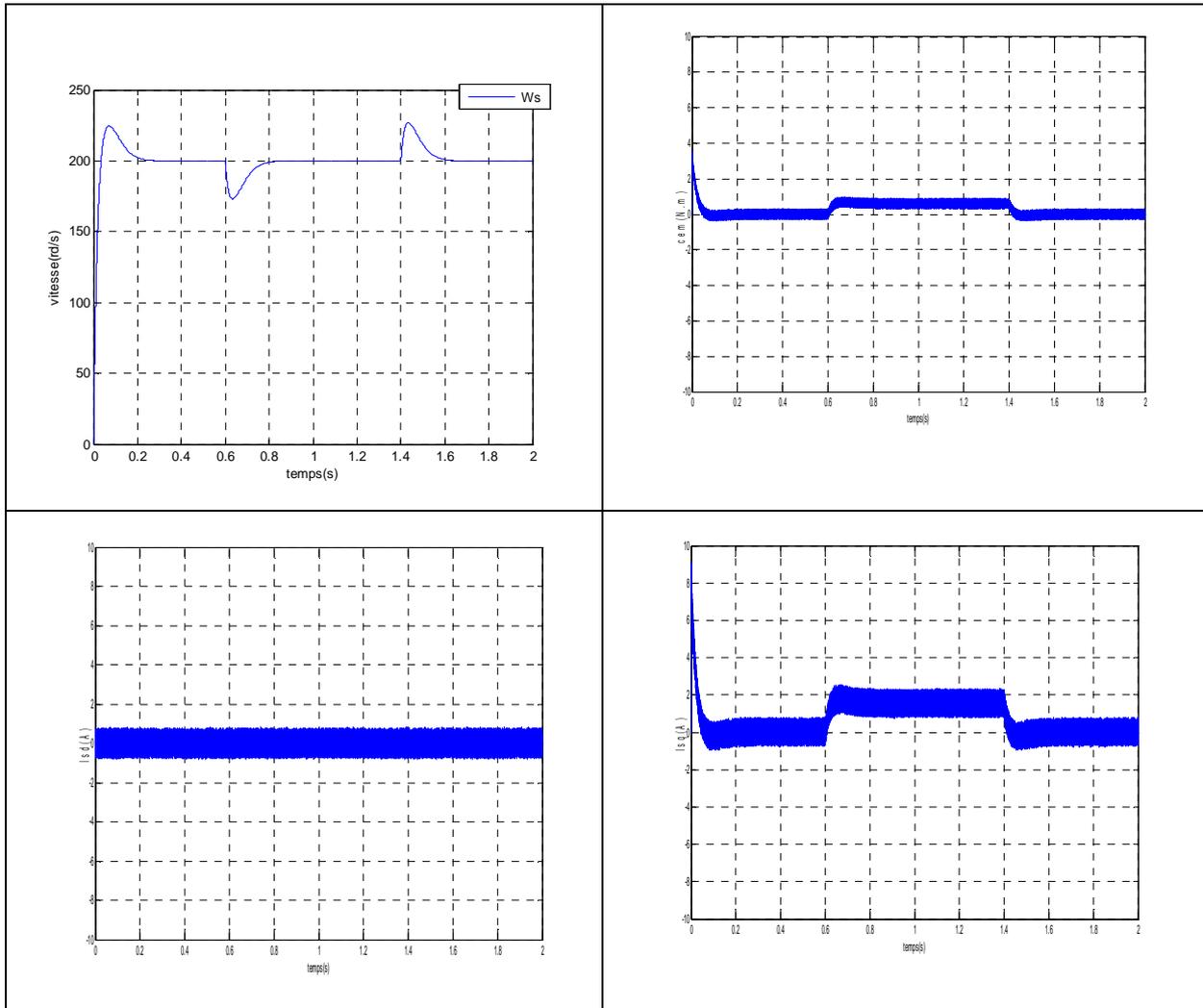
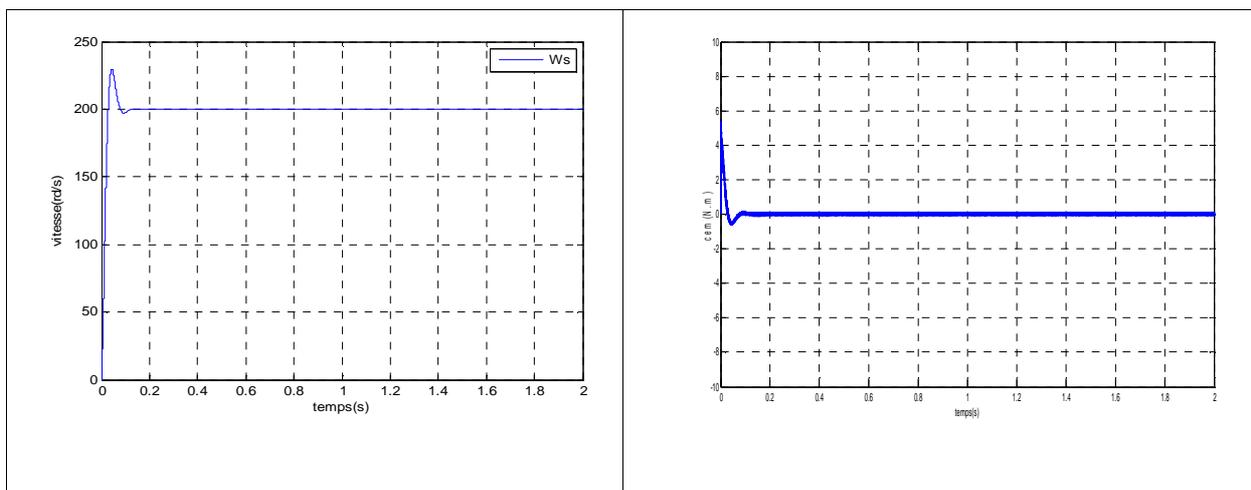


Figure II.10. Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.6$ s pour une consigne de 200 rad/sec.

➤ Résultats de simulation de l'asservissement de vitesse par un PID



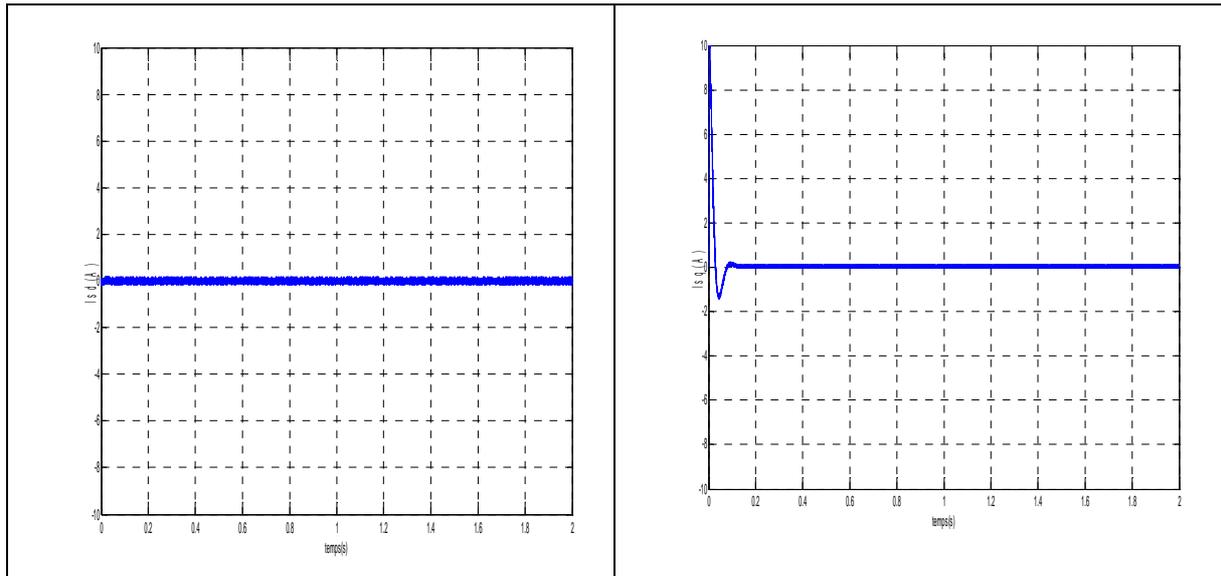


Figure II.11. Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 200 rad/sec.

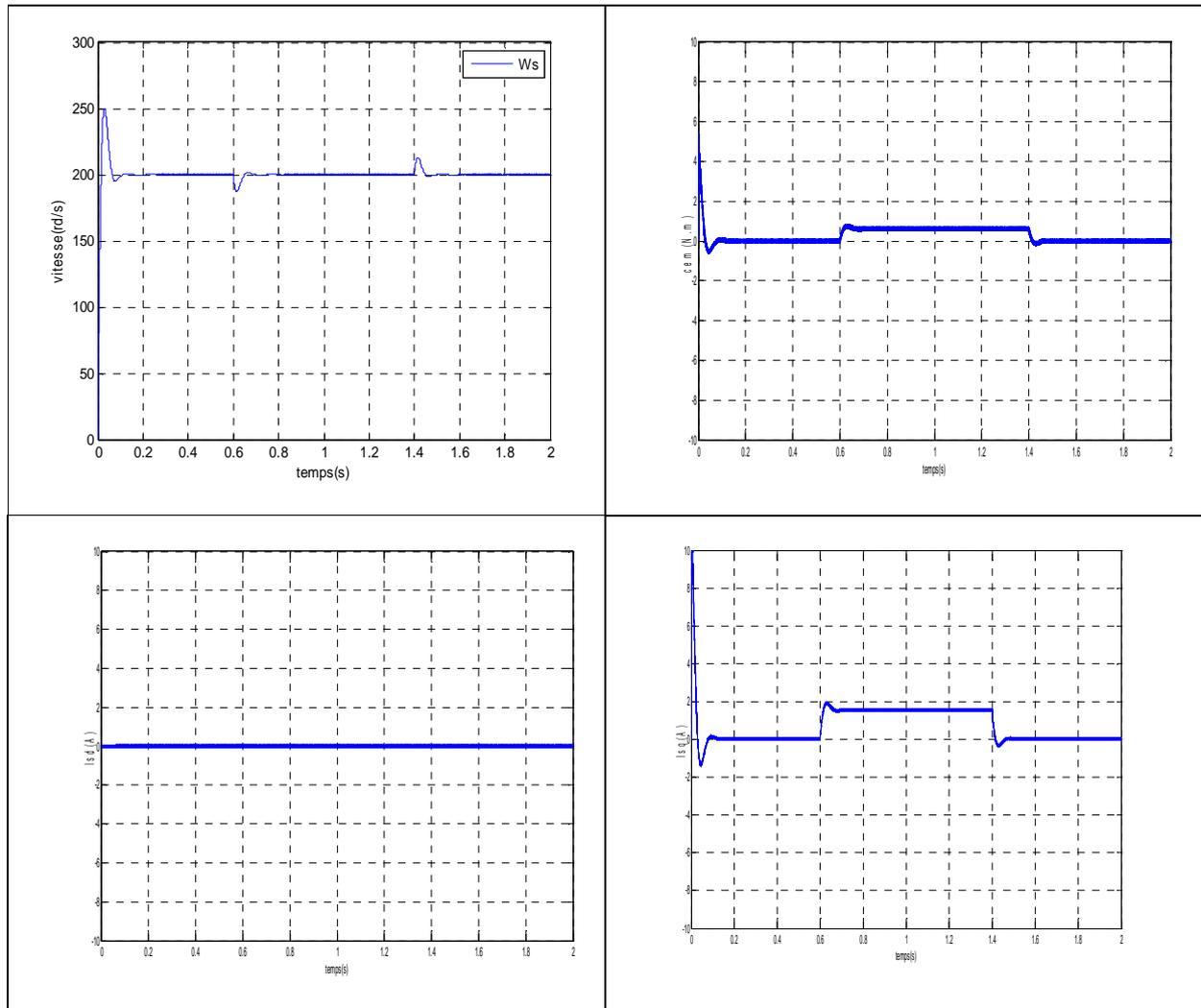


Figure II.12. Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.6s$ pour une consigne de 200 rad/sec.

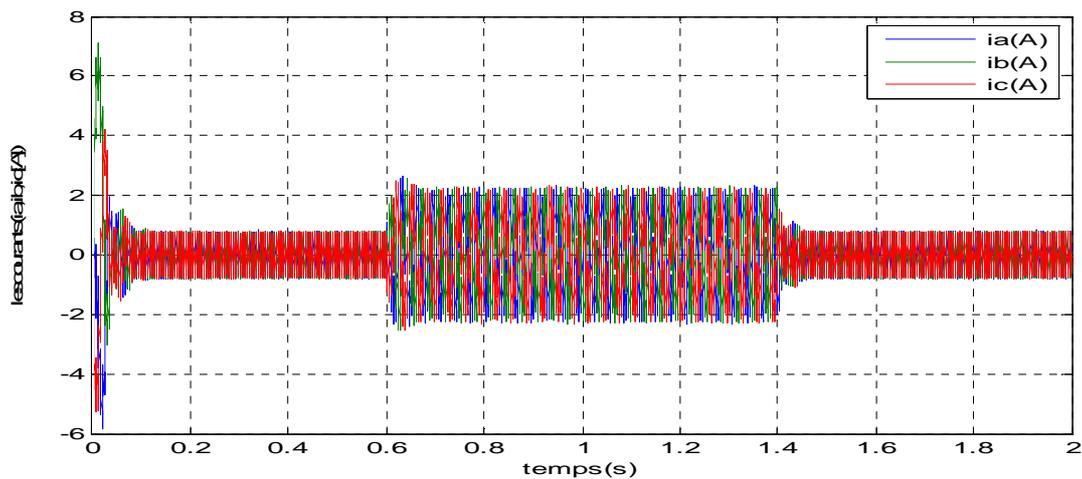


Figure II.13. les courants statoriques

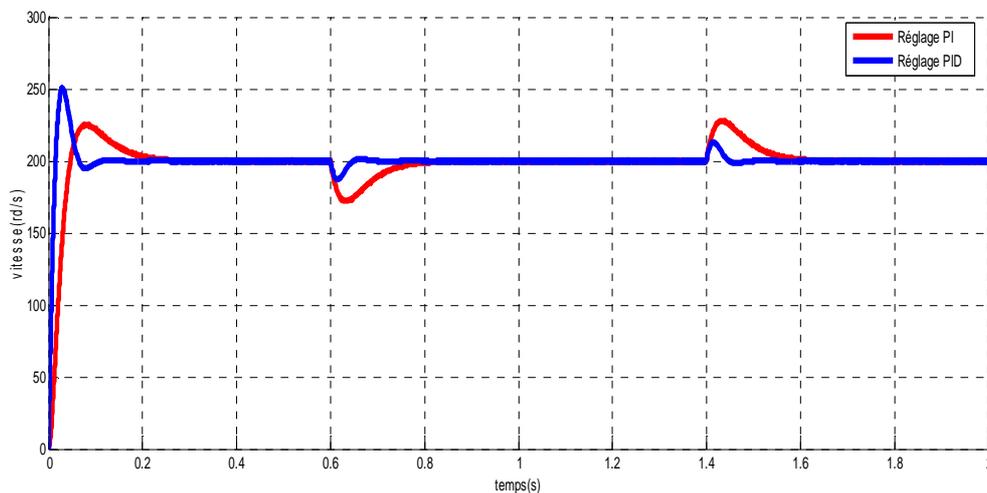


Figure II.14.les vitesses statorique avec PI et PID

D'après les figure(II .9), on remarque que lors du démarrage a vide du MSAP pour un échelon de consigne 200rad/s que l'allure de vitesse suit parfaitement sa référence.

La réponse de deux composant du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant $i_d = 0$), et le courant i_q et l'image du couple.

Les deux réponses de système présenter dans la figure (II.14) est montrer que le l'asservissement de vitesse avec un régulateur PID est satisfaisant par rapport au réglage par un PI (le temps de réponse acceptable, la minimisation de erreur statique)

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié la commande vectorielle par orientation du champ appliquée à la MSAP.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension ou en courant donne des performances et de robustesse remarquable, caractérisées par des faible temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires.

Cette technique de commande a permis d'obtenir un découplage entre le flux et le couple, alors la MSAP n'a plus lieu d'être sous estimée devant la MCC à excitation séparée, comme l'indique la grandeur dans l'axe directe du courant.

La commande de la machine par l'intermédiaire du courant i_q a permis d'améliorer la dynamique de poursuite de la machine et une prise en compte efficace des perturbations. l'intérêt d'une telle stratégie de commande est qu'elle permet de fournir un algorithme de commande relativement simple, qui peut être implémenté par microprocesseur dont la seule grandeur mesurée par le capteur est la position.

Dans le but de diminuer les bruits de mesure et les perturbations et améliorer la qualité de régulation, tout en assurant des performances de commande très élevées, une approche algorithmique basée sur la commande prédictive sera réalisée. Cette approche ainsi que la discussion des résultats de simulation obtenues font l'objet principal du chapitre suivant.

Chapitre III
Commande Prédicative Généralisé

III.1 Introduction

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 régulateur classiques, à savoir (PI ,PID...etc.) tout en respectant des contraintes de fonctionnement et de production toujours plus élevées.

Le but de la stratégie prédictive est de faire coïncider la sortie du processus avec la consigne dans le futur sur un horizon fini. Cependant, il n'existe pas une stratégie unique mais plutôt tout un ensemble de méthodes de commande prédictive.

Une de ces méthodes, appelée Commande Prédictive généralisée (GPC) à été proposée par Clark et son équipe en 1987[15]. Cette technique qui utilise un modèle de représentation CARIMA, est basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fini.

Dans ce chapitre nous présentons le principe de la commande prédictive puis nous exposons la description et l'analyse théorique de l'algorithme GPC, pour les systèmes linéaires mono variable et sans contraintes. Finalement, une démonstration des résultats de simulation indiquant les performances du régulateur GPC appliquée à la MSAP est présentée dans la dernière partie.

III.2- Principe de la commande prédictive [15], [16]

De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante :

1. Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote $y(t + k/t), k = 0 \dots N$ 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 t .

2. Calculer la séquence de signaux de commande, dénote par, $u(t + k/t), k = 0 \dots N - 1$, en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par $w(t + k / t) k = 0 \dots N$, d'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre $y(t + k / t)$ et $w(t + k / t)$ 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 $u(t/t)$ est envoyé au processus tandis que les autres signaux

de commande sont oubliés. Au temps $t + 1$ on acquiert la sortie réelle $y(t + 1)$ et on recommence au premier.

La représentation temporelle est donnée par le schéma Figure (III.1) ou l'on observe les commande $u(t + k/t)$ à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne $w(t + k)$.

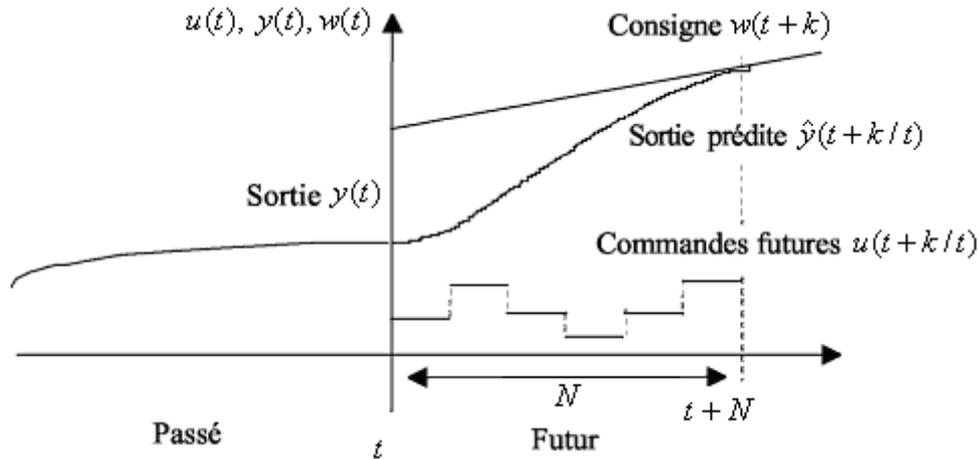


Figure III 1. Représentation temporelle du principe de la commande prédictive [16].

III.3- Eléments de la commande prédictive

Les éléments de base de la commande prédictive sont [17] :

1. Un modèle pour réaliser les prédictions.

Le modèle de prédiction se compose de deux parties, la première décrit la relation entrées sorties et l'autre les perturbations et les erreurs de modélisation. Le modèle doit être discret car la commande prédictive est une commande numérique.

Selon le modèle, il existe plusieurs formes de commande prédictive [17],[18]:

- Commande prédictive linéaire à base de modèle d'état, Fonction de transfert ... etc.
- Commande prédictive non linéaire à base de modèle d'état non linéaire ...etc.

2. Une fonction coût à minimiser plus les contraintes.

3. Un algorithme d'optimisation (pour calculer la commande future).

Différentes options peuvent être considérées pour chaque élément, ce qui donne une variété d'algorithmes de commande prédictive.

III.4- Principe de fonctionnement du commande prédictive généralisée

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"[19].

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

Le schéma de principe de la commande prédictive généralisée est donné par la figure (III.2) suivante :

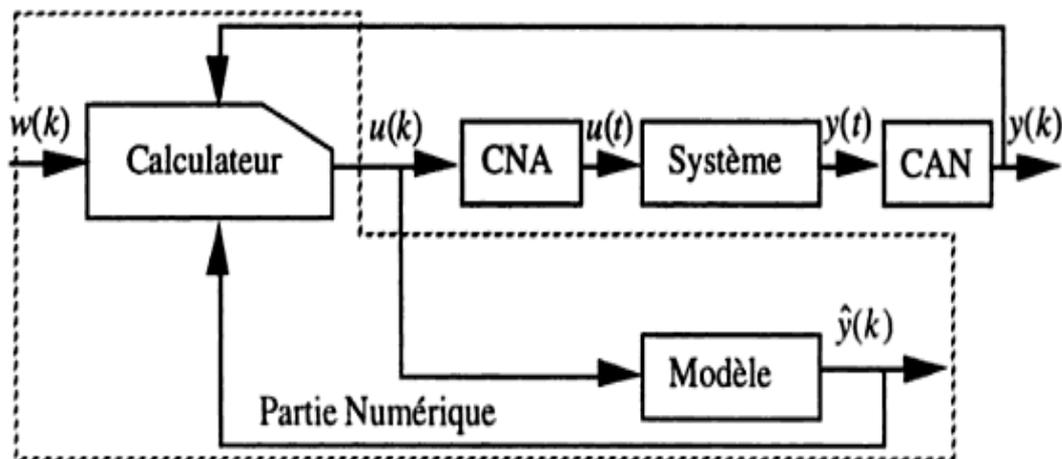


Figure III. 2 Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée [19].

III.5- Le modèle de prédiction :

La commande prédictive nécessite, un modèle numérique de représentation pour son fonctionnement. Ce modèle permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini. Ce modèle peut être obtenu par une discrétisation de la fonction de transfert continue du modèle (transformée en z) ou par une identification préalable du système.

Le modèle CARMA (Controlled Auto Régressive and Moving Average) est donné par l'expression suivante [15] ,[20]:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + C(q^{-1})\xi(t) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$y(t)$, $u(t)$: Représentent respectivement la sortie, la commande appliquée à l'entrée.

$C(q^{-1})\xi(t)$: Représente la perturbation.

$u(t-1)$: Commande appliqué à l'instant $t-1$.

$\xi(t)$: Séquence de variables aléatoires centrée, non corrélée avec l'entrée.

q^{-1} : Opérateur de retard.

$A(q^{-1}), B(q^{-1}), C(q^{-1})$, sont des polynômes fonctions de l'opérateur retard q^{-1} définis par :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \quad (\text{III.2})$$

$$B(q^{-1}) = q^{-d}(b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b}) \quad (\text{III.3})$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c} \quad (\text{III.4})$$

Où les degrés des polynômes A , B et C sont respectivement n_a , n_b et n_c .

Ou les paramètres $n_a \in \mathbb{N}^*$; $n_b \in \mathbb{N}$; $n_c \in \mathbb{N}^*$ et les matrices A_i , $i = 1, 2, 3, \dots, n_a$;

B_i , $i = 1, 2, 3, \dots, n_b$ et C_i , $i = 1, 2, 3, \dots, n_c$ sont des matrices à coefficients réel.

En introduisant un effet intégral, on élimine les perturbations stationnaires, le terme de perturbation s'écrit comme suit:

$$e(t) = C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (\text{III.5})$$

$$\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1} \quad (\text{III.6})$$

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

En combinant l'équation (III.1) avec (III.5) on obtient le modèle CARIMA :

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (\text{III.7})$$

L'expression (III.7) constitue le modèle CARIMA (Controlled AutoRegressive Integrated Moving Average). Le but recherché avec l'introduction d'un intégrateur est l'annulation de toute erreur statique vis-à-vis d'une consigne ou d'une perturbation constante.

On prendra par la suite $C(q^{-1})=1$.

Le schéma bloc du modèle est donné par la figure (III.3).

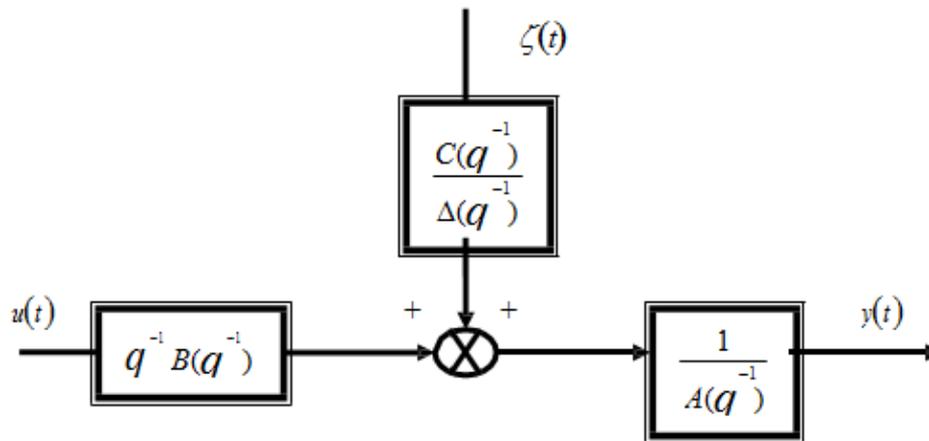


Figure III. 3 Structure du model CARIMA [20].

III.4- Fonction de coût

L'objectif du correcteur GPC est de minimiser l'erreur quadratique entre les prédictions de la sortie et la consigne futures, pour la simplifier le développement on choisit comme étant $C(q^{-1})$ est égale à 1.

On obtient le modèle [21]:

$$A(q^{-1})y(t) = [B(q^{-1})q^{-d}u(t-1) + \frac{\xi(t+j)}{\Delta}] \times \Delta(q^{-1})E(q^{-1})q^j \quad (\text{III.8})$$

Pour dériver le prédicteur j-pas en avant, on considère l'identité

$$E_j A \Delta + q^{-j} F_j = 1 \quad (\text{III.9})$$

Avec

E_j : est un polynôme d'ordre $(j-1)$

F_j : est un polynôme d'ordre (na)

On multipliant l'équation (III.8) par le terme $\Delta E(q^{-1})q^j$ on obtient :

$$E_j A \Delta y(t+j) = E_j B \Delta u(t+j-1) + E_j \xi(t+j) \quad (\text{III.10})$$

En utilisant l'identité de Diophantine (I.9) on obtient :

$$(1 - q^{-j} F_j) y(t+j) = E_j B \Delta u(t+j-1) + E_j \xi(t+j) \quad (\text{III.11})$$

On déduit donc l'équation de sortie $y(t+j)$

$$y(t+j) = F_j y(t) + E_j B \Delta u(t+j-1) + E_j \xi(t+j) \quad (\text{III.12})$$

Comme E_j est de degré $(j-1)$ le produit $E_j \xi(t+j)$ est nul, se qui prouve la robustesse de l'algorithme dont les composantes du bruit sont toutes nulles dans le future, ce qui rend ce type de prédicteur optimal et robuste, d'où le modèle prédicteur est comme suit :

$$\hat{y}(t+j/t) = G_j \Delta u(t+j-1) + F_j y(t) \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$G_j = E_j B \quad (\text{III.14})$$

pour $j = 1 \dots N_2$

$$F_j (q^{-1}) = f_{j,0} + f_{j,1} q^{-1} + \dots + f_{j,na} q^{-na} \quad (\text{III.15})$$

$$E_j (q^{-1}) = e_{j,0} + e_{j,1} q^{-1} + \dots + e_{j,(j-1)} q^{-(j-1)} \quad (\text{III.16})$$

Donc la prédiction à long horizon se fait par le calcul récursif du polynôme G_j et de $F_j y(t+j)$.

Pour calculer G_{j+1} et $F_{j+1} y(t)$ on procède à la récursivité de l'équation de Diophantienne utilisée précédemment. sa résolution est détail en annexe partie(II).

En considérant un nombre de prédictions pour lesquelles j varie d'une valeur minimale à une valeur maximale ce qui introduit la notion de l'horizon de prédiction fuyant qui sera limité indiqué avant et qui représente la limite maximale de l'horizon de prédiction ou par N_2 .

$$N_u \leq j \leq N_2 .$$

Pour simplicité, on prend $N_u = 1$ et $N_2 = N$, on à alors $j \in [1 N]$

Ces N sorties prédire est représentées par le vecteur :

$$\hat{y} = [\hat{y}(t+1) \hat{y}(t+2) \dots \hat{y}(t+N)]^T . \quad (\text{III.17})$$

De l'équation (III.13) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{y}(t+1) = G_1 \Delta u(t) + F_1 y(t) \\ \hat{y}(t+2) = G_2 \Delta u(t+1) + F_2 y(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{y}(t+N) = G_n \Delta u(t+N-1) + F_N y(t) \end{array} \right. \quad \text{(III.18)}$$

La prédiction de la sortie est composée de termes connus(f) et de termes encore non déterminés (\tilde{u}) à l'instant t . On va donc séparer l'équation de prédiction de la sortie en deux.

$$\begin{aligned} f(t+1) &= [G_1 - g_{10}] \Delta u(t) + F_1 y(t) \\ f(t+2) &= Z[G_1 - Z^{-1} g_{21}] \Delta u(t) + F_2 y(t) \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \end{aligned} \quad \text{(III.19)}$$

Introduisant les polynômes \bar{G}_1 pour simplifier les notations. Ils sont de degré NB, ont leur coefficient en Z^{-0} nul, et sont définis ainsi :

$$\begin{aligned} \bar{G}_1 &= G_1 - g_{10} \\ \bar{G}_2 &= Z(G_2 - Z^{-1} g_{21} - g_{20}) \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \end{aligned} \quad \text{(III.20)}$$

Les J premiers termes de degré les plus faibles de G_j sont les coefficients de la réponse indicielle du procédé, par conséquent on va avoir :

$$(g_{ji}, g_i) \forall i \in [0 j]. \forall j \in [1 N];$$

La séparation des termes déterminés et connus donne l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \overbrace{y(t+1)}^{\hat{y}} &= \overbrace{g_0 \Delta u(t)}^{G\tilde{u}} + \overbrace{[\bar{G}_1 \Delta u(t) + F_1 y(t)]}^f \\ y(t+2) &= Z(Z^{-1} + g_0) \Delta u(t) + [\bar{G}_1 \Delta u(t) F_2 y(t)] \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \end{aligned} \quad \text{(III.21)}$$

Le modèle prédicteur résultant s'exprime en écriture vectorielle comme suit

$$\hat{y} = G \Delta u + f \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$\hat{y} = [\hat{y}(t+1) \hat{y}(t+2) \cdots \hat{y}(t+N_2)]^T .$$

$$\Delta u = [\Delta u(t) \Delta u(t+1) \cdots \Delta u(t+N_2-1)]^T .$$

$$f = [f(t+1) f(t+2) \cdots f(t+N_2)]^T .$$

La matrice G est triangulaire inférieure ($N \times N$)

$$G = \begin{pmatrix} g_0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ g_1 & g_0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_2 & g_1 & g_0 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \cdot & \cdot & g_0 \end{pmatrix}$$

III.5- Critère d'optimisation

La loi de commande est calculée de façon à minimiser le critère quadratique suivant [22] :

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} (\hat{y}(t+j/t) - w(t+j))^2 + \lambda(j) \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (\text{III.23})$$

Avec

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

$\hat{y}(t+j/t)$: Sortie prédite à l'instant $(t+j)$.

$w(t+j)$: Consigne appliquée a l'instant $t+j$.

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

$\lambda(j)$: Facteur de pondération sur l'incrément de commande.

N_1 : L'horizon de prédiction minimal sur la sortie.

N_2 : L'horizon de prédiction maximal sur la sortie avec $N_2 \geq N_1$.

N_u : L'horizon de prédiction sur la commande.

J : Est l'horizon de prédiction.

La minimisation analytique de cette fonction fournit la séquence de commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée sur le système. La procédure étant itérée de nouveau à la période d'échantillonnage suivante selon le principe de l'horizon glissant [22].

➤ **Remarque :**

– Si l'on dispose effectivement des valeurs de la consigne dans le futur, on utilise toutes ces informations entre les horizons N_1 et N_2 de façon à faire converger la sortie prédite vers cette consigne.

– On trouve l'aspect incrémental du système en considérant Δu dans le critère.

– 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.

Le critère précédemment introduit sous forme analytique (III.23) peut également être écrit sous forme matricielle comme :

$$J = (Gu + f - w)^T (Gu + f - w) + \lambda u^T u \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$w = [w(t+1) \ w(t+2) \ \dots \ w(t+N_2)]^T$$

La solution optimale est ensuite obtenue par dérivation de (III.24) par rapport au vecteur des incréments de commande :

$$J = (\hat{u}^T G^T + f - w)^T (G \hat{u} + f - w) + \lambda \hat{u}^T \hat{u} \quad (\text{III.25})$$

$$J = \hat{u}^T (G^T G + \lambda I) \hat{u} + \hat{u}^T G^T (f - w) + (f - w)^T G \hat{u} + (f - w)^T (f - w)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{u}} = 2(G^T G + \lambda I) \hat{u} + 2G^T (f - w) \equiv 0$$

Soit la solution optimale :

$$\hat{u} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (f - w) \quad (\text{III.26})$$

Ainsi seulement G et f sont nécessaires pour déterminer le vecteur des incréments contrôle optimal à appliquer, dont $\Delta u(t)$ qui représente le premier élément du vecteur qui sera confirmé à appliquer à l'entrée du processus commandé :

$$u(t) = u(t-1) + Q^{-1} G^T (f - w)$$

Où Q^{-1} est la première ligne de $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$.

Soit encore en remplaçant les différents vecteurs :

$$\begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \vdots \\ \Delta u(t + N_u - 1) \end{bmatrix} = Q^{-1}G^T \left(\begin{bmatrix} w(t + 1) \\ \vdots \\ w(t + N) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{G}_1 \Delta u(t) + F_1 y(t) \\ \vdots \\ \bar{G}_N \Delta u(t) + F_N y(t) \end{bmatrix} \right) \quad (III.27)$$

$w(t + 1)$ La figure (III.4) montre l'influence de chaque terme de l'équation vectorielle précédente sur la détermination de la commande.

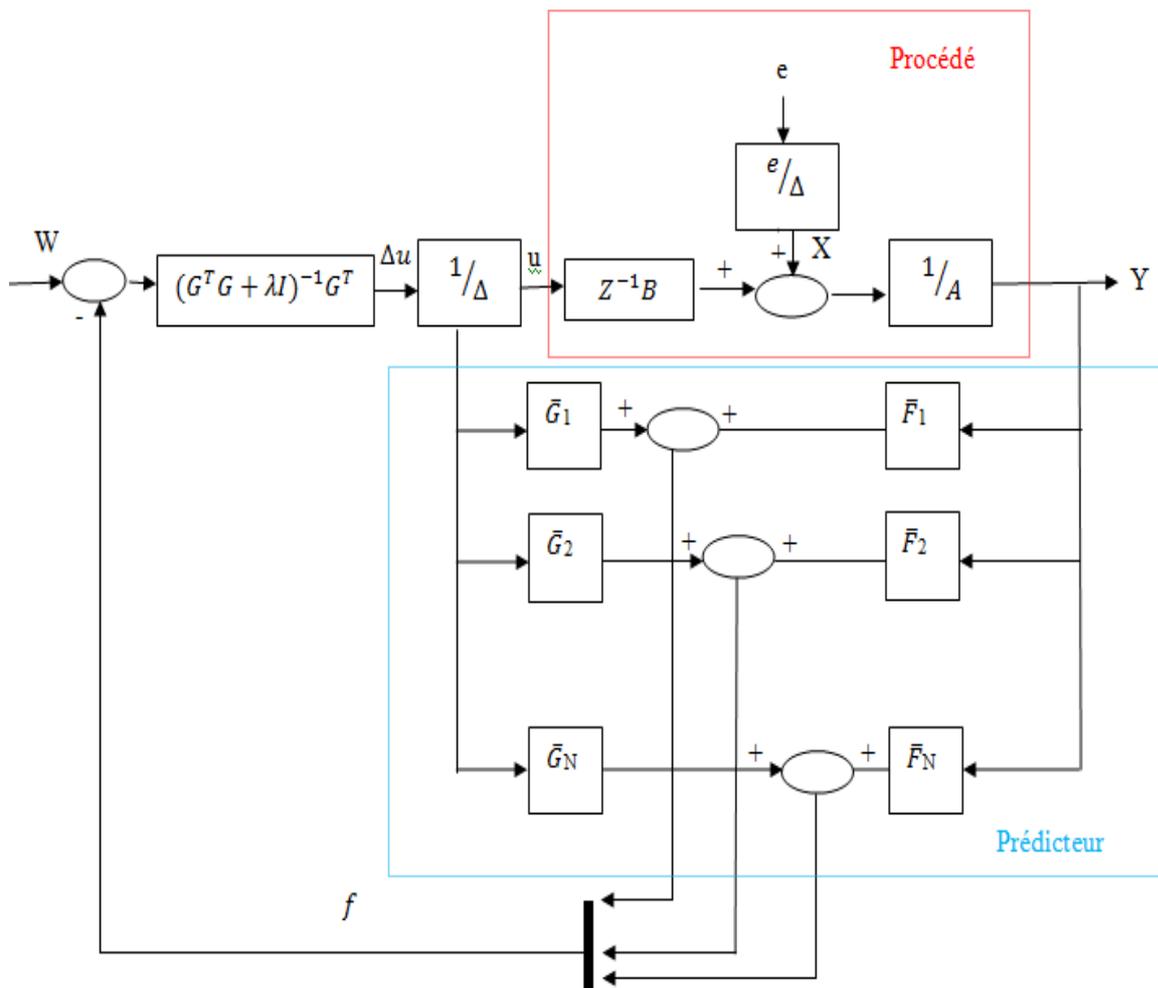


Figure III.4 L'influence de chaque terme de l'équation vectorielle de GPC

$\Delta u(t)$ peut se mettre sous la forme polynomial suivante :

$$\Delta u(t) = \tilde{M} w(t) + \check{G} \Delta u(t - 1) - \check{F} y(t)$$

Avec :

- \tilde{M} : un polynôme en Z de degré N ;
- \check{G} : un polynôme en Z^{-1} de degré NB ;
- \check{F} : un polynôme en Z^{-1} de degré NA ;

Ce résultat correspond à l'équation qu'il faudrait programmer pour obtenir la loi de la commande donnée par le GPC.

III.6- Choix des paramètres de réglage du GPC

Les seuls paramètres traditionnellement utilisés pour calculer le correcteur linéaire donné par le GPC, sont N , N_u et λ .

Il importe au concepteur du régulateur de choisir de bonnes valeurs pour stabiliser le système une fois rebouclé.

III.6.1 Choix des paramètres N , N_u , et λ [20],[23]

➤ Choix de N (l'horizon de prédiction) :

N doit être au moins supérieur au degré de $B(Z^{-1})$, mais généralement choisi proche du temps de montée du système.

➤ Choix de N_u (l'horizon de commande) :

N_u est pris égal à 1 des systèmes simples, mais sera augmenté pour des systèmes plus compliqués. La motivation quant au choix de petites valeurs pour N_u est justifiée par le fait que cela conduit à des calculs plus simples et donc plus rapides. N_u sera au moins égal au nombre de pôles instables ou mal amortis. Augmenter N_u rend la commande et la sortie correspondante plus active, jusqu'à une valeur de N_u , à partir de laquelle son augmentation ne conduit qu'à de faibles variations.

➤ Choix de λ (coefficient de pondération) :

λ est un paramètre difficile à choisir. Il intervient dans le critère à optimiser et caractérise l'importance que l'on veut donner à la commande par rapport à l'écart entre signal de sortie et la consigne. Il doit donc être choisi positif.

Une autre utilisation possible de λ , consiste à s'en servir pour rendre la matrice $[G^T G + \lambda I]$ inversible dans le cas où $G^T G$ serait singulière.

Le choix de λ peut être varié entre 0 et 10.

III.7- Organigramme de simulation de la commande GPC

L'algorithme du GPC se décrit sous la forme suivante [24], [25]:

Début

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

-Calcul du polynôme $A. \Delta$

-Résolution de l'équation de diophantine.

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

2-calcul des matrices polynomiales E_j et F_j

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

4-Calcul de la matrice inverse $[G^T G + \lambda.I]^{-1}$.

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

Fin

III .8- Implantation du GPC

On peut s'interroger quant au choix de l'utilisation du GPC sur la machine synchrone à aimants permanents et pour quelle raison nous permanents et pour quelle raison nous permet-elle de déterminer la commande optimale. le GPC fait partie de la commande prédictive, ce qui nous permet de prévoir les valeur que prendra la sortie du procédé à J pas, ainsi on peut déterminer les commande à appliquer sur N_u , qui permettre d'obtenir les valeur prédites du signal de sortir .

Sur cette base, on va pouvoir déterminer à partir d'un instant t , les N_u valeur que devra prendre commande respectant le critère d'optimisation fixe.

La figure (III-) nous montre la disposition du schéma fonctionnel ou $G(z)$ représente le procédé discrétisé.

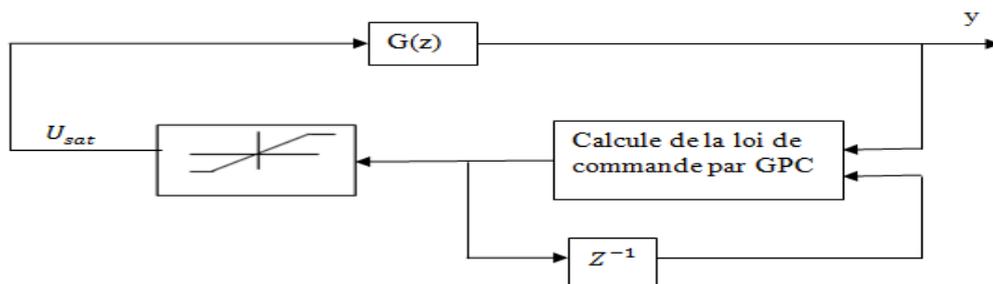


Figure III.5 Implantation du GPC .

III.9- Application de la GPC sur la MSAP

Cette partie est consacrée à l'étude du comportement de l'algorithme de commande prédictive généralisée développé précédemment, et son application en simulation sur une machine synchrone à aimants permanents.

Le programme de cette commande adaptative donne plusieurs degrés de liberté à l'utilisateur:

a-choix de l'horizon de commande

b-choix de l'horizon de prédictive

c-choix de facteur de pondération

En jouant sur ces degrés de liberté, l'utilisateur doit trouver un fonctionnement optimal, il est à priori difficile d'avoir une idée précise de la valeur de ces paramètres, et seuls des essais répétés donneront des plages de valeurs admissibles. De plus, ces paramètres n'influent pas d'une manière indépendante, c'est-à-dire que la variation de l'un d'eux nécessite souvent le réajustement des autres paramètres.

Le programme permet de filtrer la sortie du système, si celle-ci varie trop on utilise alors cette filtrée pour le calcul.

Maintenant ; nous allons tester les performances de l'algorithme, en l'appliquant pour commander le système.

III.9.1 Application de la GPC mono variable sur la MSAP

On prend comme entrée du régulateur la variation de la vitesse comme il est illustré par la figure (III.4) :

Et à fin de tester les performances de notre contrôleur on a initialisé le système comme suit :

L'horizon de prédiction : $N=3$

L'horizon de commande : $N_u = 3$

Facteur de pondération : $= 1$

Période d'échantillonnage : $T_e = 0.0001$

III.10- Interprétation des résultats de simulation

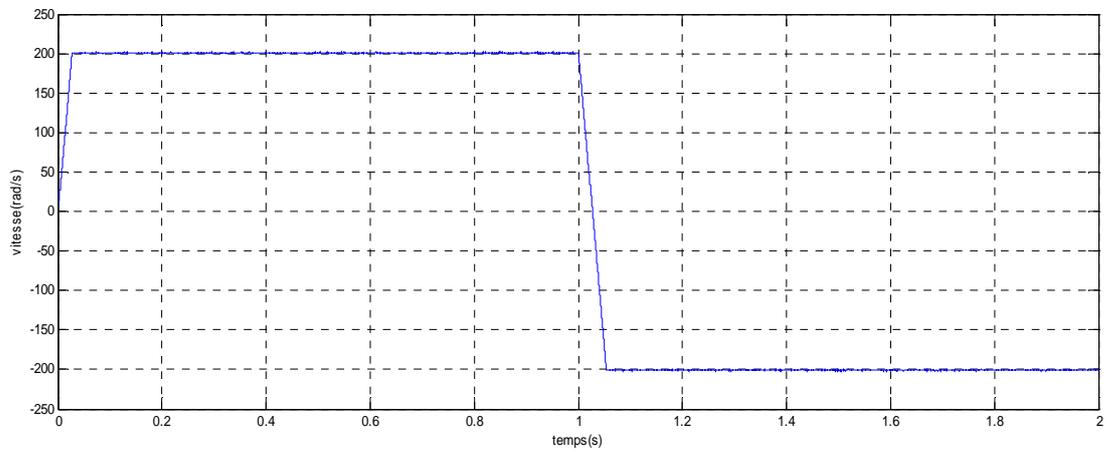


Figure III.6 vitesse de rotation

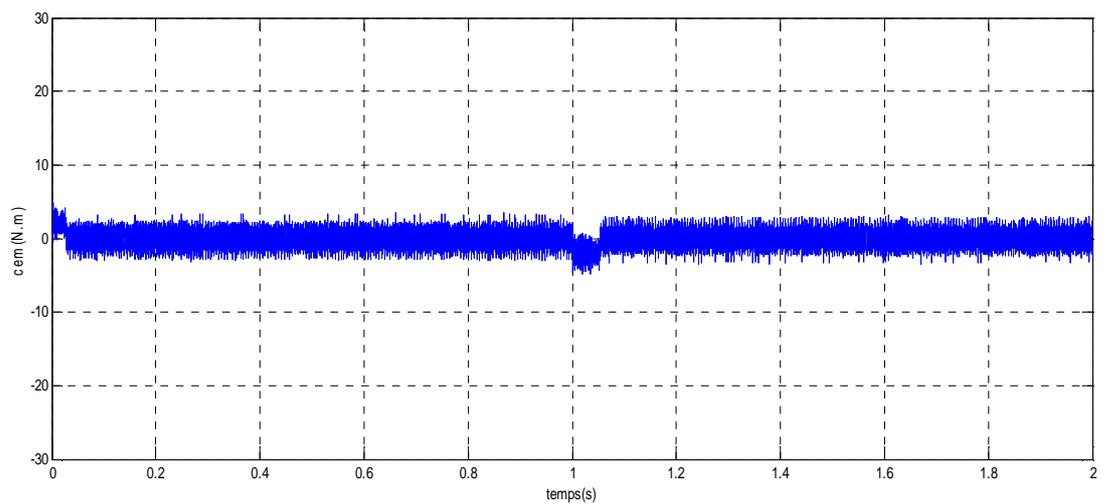


Figure III.7 couple électromagnétique

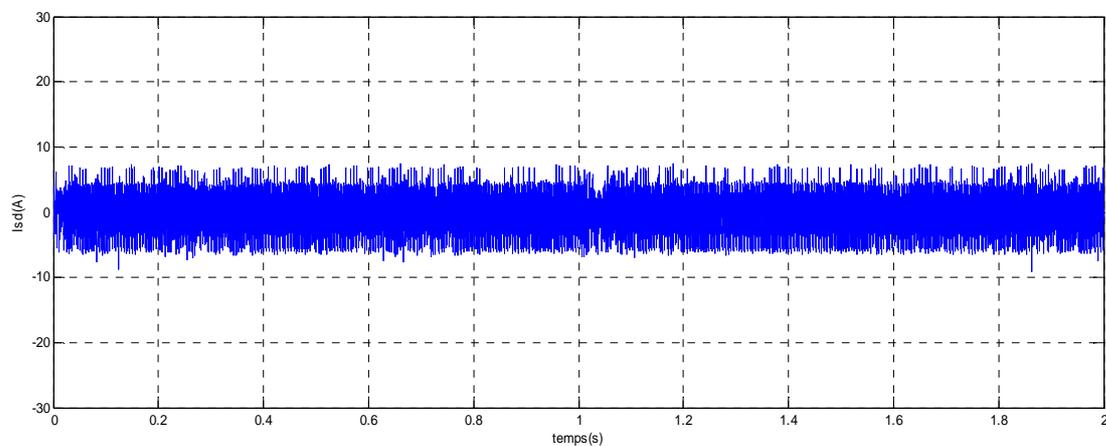


Figure III.8 Courants statorique de l'axe Id

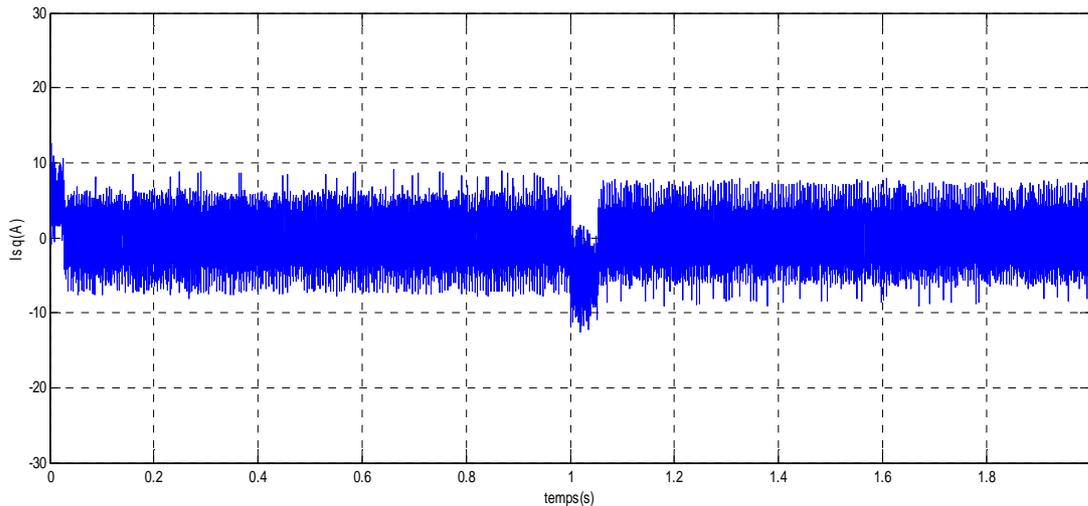


Figure III.6 Courants statorique de l'axe Iq

Nous remarquons que le comportement en vitesse est amélioré par rapport à la régulation analogique de plus de cinq en ce qui concerne le dépassement.

D'autre part, les performances de la régulation du courant statorique I_d sont un peu affectées par la présence des dépassements non importants, et par la présence des fluctuations lors des moments transitoires.

On remarque que le vecteur de courant statorique est presque superposable avec la composante I_q qui régule le couple développé par la machine ; la composante I_d s'annule juste après un pic au démarrage et après le changement de la consigne de vitesse, ce qui assure le découplage. Le couple électromagnétique suit sa référence et l'autopilotage est assuré toujours après le régime transitoire c'est-à-dire au moment de démarrage ou après le changement de la consigne de vitesse.

III.11-Conclusion

D'après l'étude de la commande prédictive généralisée, qui est une combinaison entre la prédiction du comportement futur du procédé avec la commande appliquée à la MSAP.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de cette technique de commande qui donne des résultats très satisfaisants aussi 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.

On peut conclure:

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

- L'erreur statique de la sortie la GPC est éliminée.
- Le facteur de pondération est comme un coefficient qui limite les fluctuations de la commande.
- Si on augmente l'horizon maximale de prédiction N_2 ; Le système devient plus lent, la commande diminue.
- La GPC permet de préserver la stabilité et garantir les performances requises pour une large classe de systèmes.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la synthèse de deux stratégies de commandes analogique et numérique , classique et moderne , destinées au pilotage d'un moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses alimenté par un onduleur de tension à MLI et commande par orientation du champ permettant de simuler des asservissements électriques de vitesse.

L'étape la plus importante dans ce travail est la modélisation, en vue de synthétiser une commande électrique parce qu'il faut connaître les mises en équations des machines à courant alternatif et des convertisseurs pour déduire les schémas fonctionnels à partir desquels les commandes peuvent être conçues.

A cet effet, nous avons essayé d'analyser et de modéliser les principaux éléments constitutifs de l'ensemble variateur de vitesse –moteur synchrone pour obtenir un modèle analytique qui imite au mieux le comportement du système à commander.

La mise en équation du comportement dynamique de ce variateur a été effectuée dans le repère rotorique . à la fin du premier chapitre, nous avons donné les résultats de simulation qui imitent le comportement de la MSAP à pôles lisses autopilotée en MLI.

Les résultats de simulation montrent que la MSAP présente des régimes transitoires inadmissibles et une mauvaise consommation d'énergie d'où vient la nécessité de commander la machine ce qui fait l'objet du second chapitre.

Concernant la commande vectorielle de la MSAP, nous remarquons que le réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine lors des variations de grandes amplitudes (inversion de la consigne ; application du couple résistant

Devant l'insuffisance des performances dynamiques du régulateur PID utilisé dans le réglage classique de la machine et par le souci de les améliorer, nous avons appliqué une technique récente (commande prédictive généralisée). Cette dernière utilise un régulateur prédictif basé essentiellement sur la minimisation d'un critère quadratique dont ces paramètres s'agissent d'un modèle, qu'il va utiliser sur le site, en temps réel . le contrôleur prédictif utilise s'est bien adapté à la commande de la machine synchrone à aimants permanents ou il nous a donné, à la fois , une nette amélioration au régime transitoire à la consigne de vitesse , est très réduit par rapport à celui approprié d'un contrôle classique par le PID et un bon découplage et une erreur statique nulle

Conclusion générale

Ce qui a été présenté dans le troisième chapitre n'a d'autre prétention que d'être une simple introduction aux concepts de la commande prédictive, car beaucoup reste à dire. Cette commande n'est pas à ajouter à la liste des commandes proposées par ailleurs parce qu'elle est plus une démarche qu'une proposition spécifique, comme ont pu l'être, dans le passé, le PID, la commande quadratique ou le placement de pôles, etc.

Donc ce travail n'est qu'un début ouvrant des nombreuses directions qui peuvent être exploités dans l'avenir on peut citer entre autres :

- La commande prédictive multi variables des grandeurs de sorties d'une MSAP
- L'étude de l'influence de la variation des paramètres de la commande prédictive sur une dynamique de vitesse .

Bibliographie

Bibliographie

- [1] M. Ben Freida « commande Non linéaire d'un moteur synchrone a aiment » mémoire Magister Université Batna 2009.
- [2] K.NABTI, «stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone» ,Thèse de doctorat, Université de Constantine 2010.
- [3] H .AID et W.AINA, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents » mémoire de Master, Tlemcen 2013.
- [4]A.KHLAIEF « contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machine synchrone à aimant permanents (MSAP) » Thèse doctoral, Tunisie 2012.
- [5] A .OULD ELHADJ « commande en vitesse de la MSAP par mode glissant » mémoire de magister, Université Tébessa 2014.
- [6] A.MEZILI, Y. ZERROUKI , «commande en vitesse d'un machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique », mémoire de magister, Université ibn khaldoun - Tiaret 2008.
- [7] S.FERNANDEZ, « Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau » ,Thèse de doctorat, Université Lille Nord -France 2013.
- [8]. S.CAPITANEANU, «Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », Thèse de doctorat, l'institut national technique –Toulouse 2002 .
- [9] F.BENCHABANE , «commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur msap avec minimisation du chattering» mémoire de magistère, de Biskra 2005 .
- [10] M . HEMMAMI, «commande sans capteur de vitesse de la MSAP par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant», mémoire de magistère, Université de Biskra 2006.
- [11] D. LAHOUEL « commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents» , mémoire de magistère, Université de Batna 2009
- [12] H.ABDLLAOUI, « étude expérimentale de la position rotorique d'un MSAP par variables électrique» , mémoire de magistère, , Université Tébessa 2000.

Bibliographie

- [13] A. ATTOU « Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents » mémoire master, Université djilali liabes- sidi bel abbasse 2011.
- [14] C.Abdel Madjid, Y. LAAMARI « commande par la logique floue de la machine a aimant permanant » mémoire ingénieur d'état ,Université Msila 2005.
- [15] B.boucher , D.dumur «La commande prédictive» Édifions Techniques Paris , 1996 .
- [16] A.DEBBEH, «commande prédictive généralisée robuste etude et application» mémoire de magister, Université badji mokhtar Annaba , 2006.
- [17] N.BOUMALHA,« Analyse et comparaison d'algorithmes de Commande prédictive: Application à la machine à induction», mémoire de magister, Université Médéa, 2010.
- [18]A .BENBRAHIM, « Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents» mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [19]K. KHELIFI, «Analyse D'une Commande Prédictive Sous Contraintes Pour La Conduite D'une Machine Asynchrone Triphasé », mémoire de magister, Université hassiba ben bouali - Chlef, 2008.
- [20]S .OLARU, «Contribution A L'étude De La Commande Predictive Sous Contraintes Par Approche Géométrique» thèse de doctorat, Université paris xi orsay, 2005.
- [21]S .HOUACHAE, A .HAOIA, «La Commande Prédictive Généralisée D'un Moteur Synchrone A Inducteur Bobiné A Pole Saillant » mémoire de magister , Université ibn khaldoun Tiaret 2004 .
- [22] R .ERROUISSI, «Contribution A La Commande Prédictive Non Linéaire D'une machine Synchrone A Aimants Permanents» thèse de doctorat, l'université du Québec à Chicoutimi , 2010 .
- [23]N.GHAGHI, J.MANAE, B.FERKYOU « La Commande Prédictive Généralisé D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents» mémoire de magister, Université ibn khaldoun Tiaret 2004.

Annexe

Annexe I

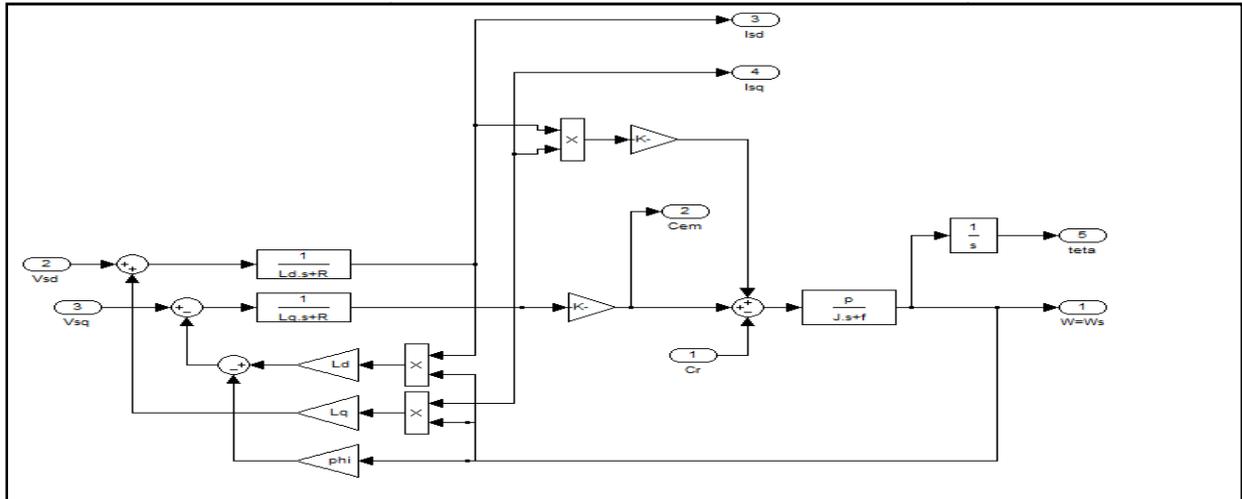
Partie I :

1. Caractéristique de la MSAP utilisée :

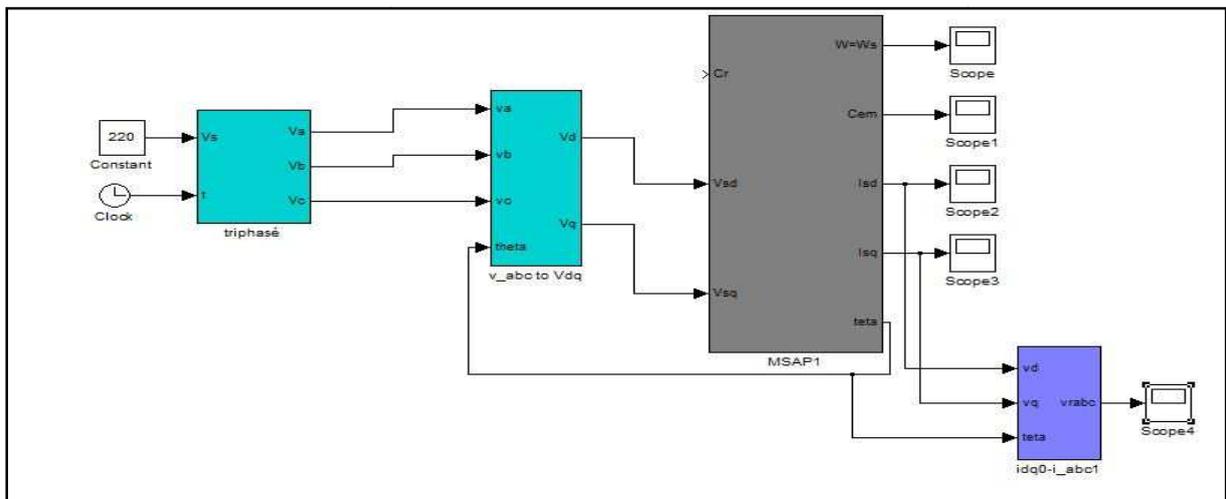
	Symbole	unité	Valeurs numériques
			(MSAP) à lisses
Résistance des enroulements statorique.	R_s	Ω	2.875
Inductance cyclique des enroulements statorique	L_{cs}	H	0.0032
L'inductance: Saillance/ Cyclique le rapport.	Δ	%	0
L'inductance de Park suivant l'axe direct.	L_d	H	0.0032
L'inductance de Park suivant l'axe en quadrature.	L_q	H	0.0032
Flux total des aimants.	Φ	W_b	0.13
Nombre de paire de pôles	P		3
Moment d'inertie des masses tournantes.	J	Kgn^2	0.0008
Coefficient de frottement visqueux.	f_c	Nm/rad	0.00095

Annexe I

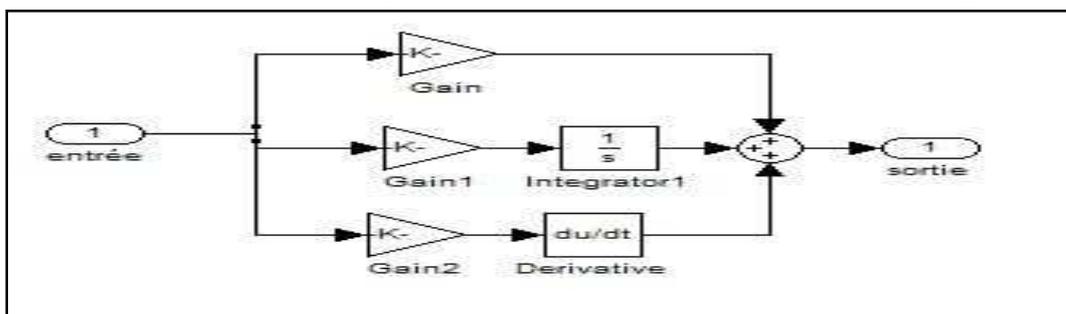
2. Tout les résultats présentées dans ce travail sont simulés avec le logiciel <<SIMULINK>> qui fournit des interfaces graphique à utilisés pou des modèles à construire dont la manipulation est très simple. Nous présentons quelques une à titre d'exemple.



Interface graphique de la MSAP

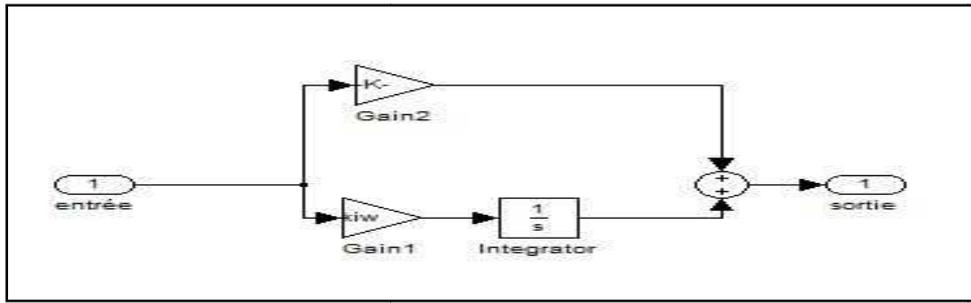


Auto pilotage de la MSAP dans le référentiel de Park sans onduleur

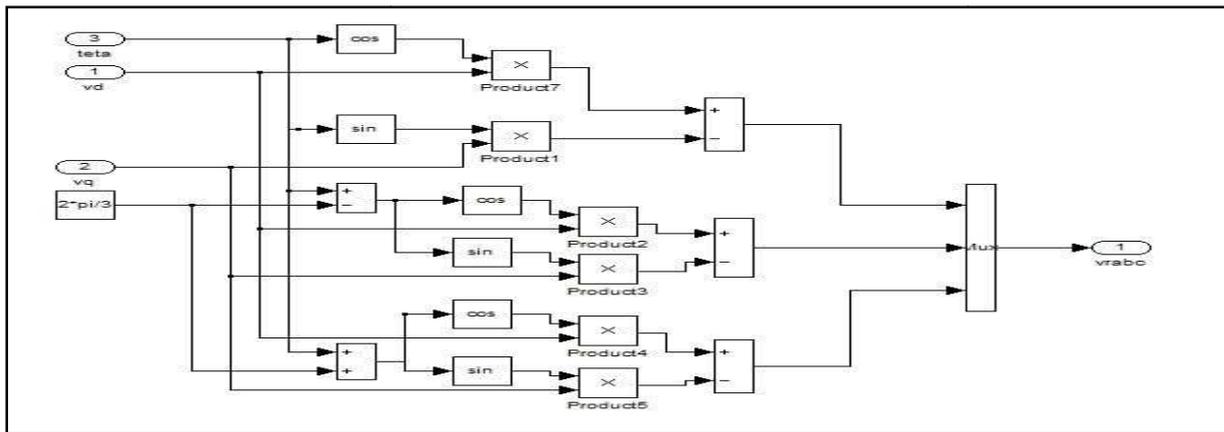


Correcteur PID

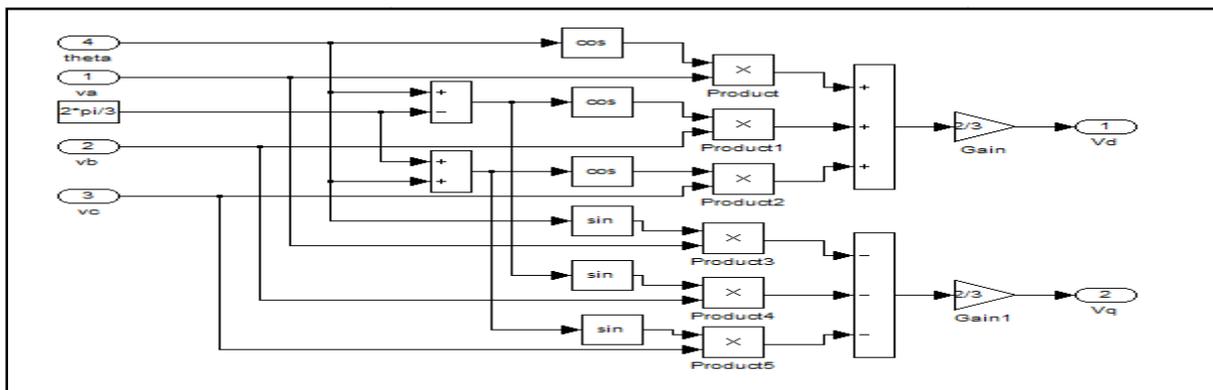
Annexe I



Correcteur PI

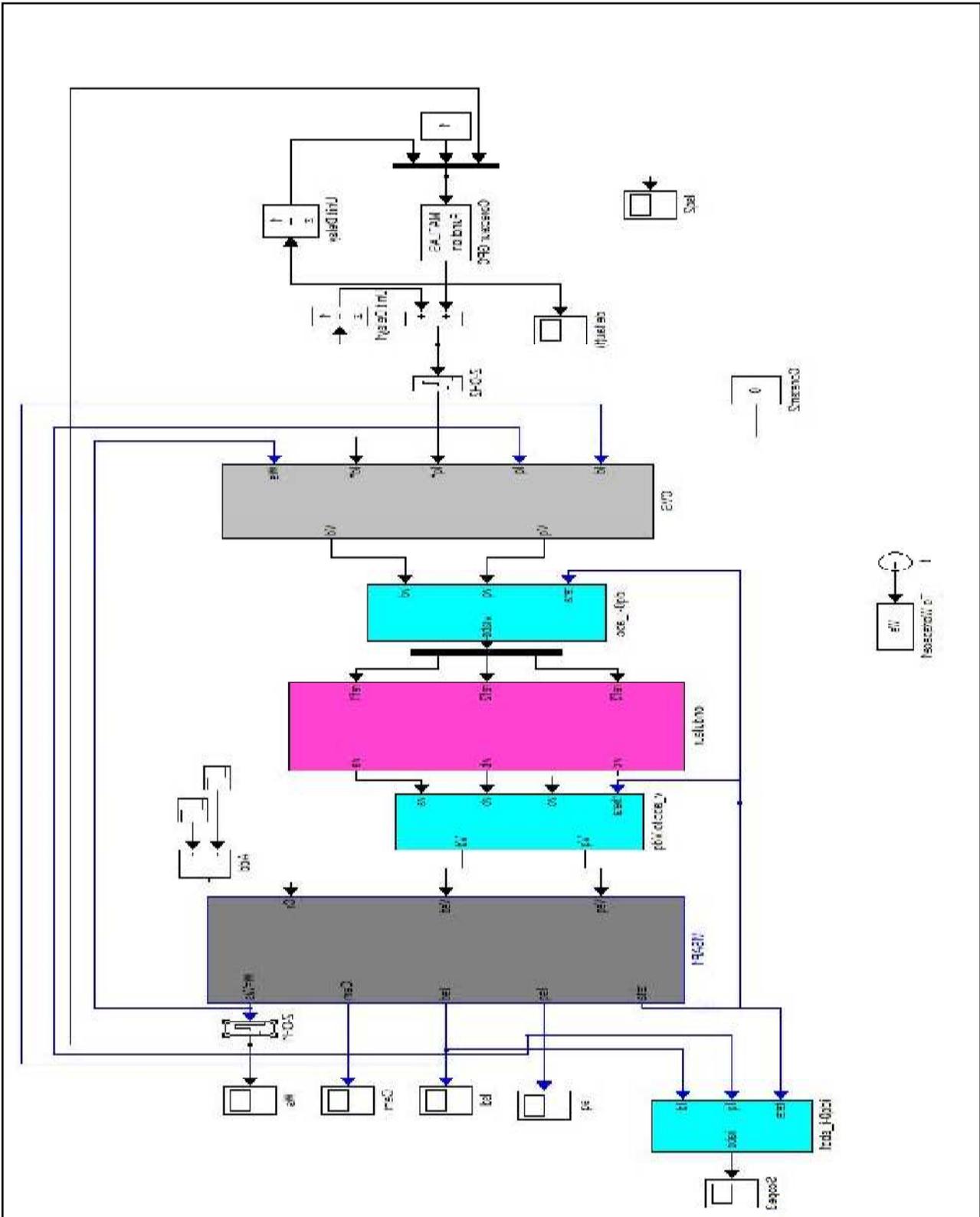


Transformation inverse de Park



Transformation de Park inverse

Annexe I



L'interface de commande en vitesse de l'association MSAP-OND avec un correcteur prédictif

Annexe I

3. Résolution des équations Diophantiennes

Pour dériver le prédicteur j -pas en avant, on considère l'identité

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

On peut avoir E_{j+1} et F_{j+1} à partir de E_j et F_j et ainsi de suite.

$$E_{j+1} A \Delta + q^{-j-1} F_{j+1} = 1 \quad (2)$$

En faisant retrancher (3.1) de (3.2) on obtient :

$$(E_{j+1} - E_j) A \Delta = q^{-j} (q^{-1} F_{j+1} - F_j) = 0 \quad (3)$$

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

$$E_{j+1} - E_j = r_j \quad (4)$$

En remplaçant dans l'expression (3.3) on obtient :

$$q^{-j} (q^{-1} F_{j+1} - F_j + r_j A \Delta) = 0 \quad (5)$$

$$F_{j+1} = q (F_j - r_j A \Delta) \quad (6)$$

Sachant que

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

$$A(q^{-1}) = \alpha_0 + \alpha_1 (q^{-1}) + \alpha_2 (q^{-2}) + \dots + \alpha_{na+1} q^{-na+1}$$

Avec

$$\alpha_0 = 1$$

$$\alpha_i = a_i - a_{i-1}$$

$$\alpha_{na+1} = -a_{na} \text{ avec } i = 0, 1, \dots, na.$$

Après identification dans (3.), on obtient les relations récurrentes suivantes :

Annexe I

$$r_j = f_{j,0}$$

$$r_{j+1,i} = r_{j+1,i} + \alpha_{i+1} r_j$$

Avec $i = 0, 1, \dots, na$

$$F_{j+1}(q^{-1}) = F_{j+1}(q^{-1}) + r_j(q^{-1}) \quad (7)$$

L'initialisation des itérations de calcul se fait en supposant pour $j=1$, $E_1=1$.

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

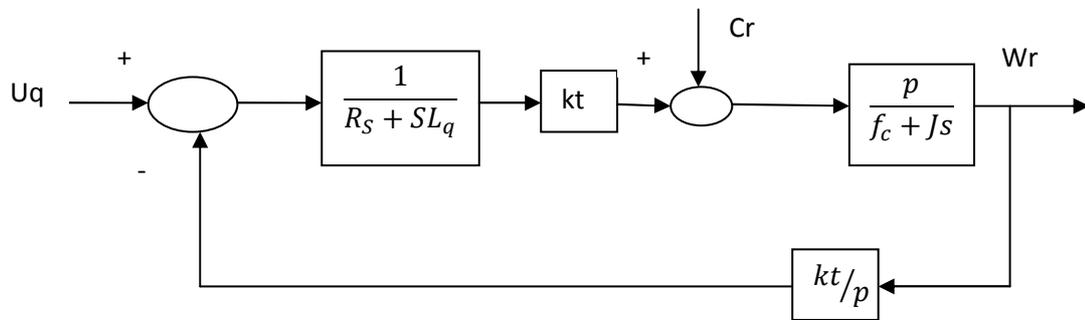
Ces relations déterminent le polynôme $F_{j+1}(q^{-1})$ et nous retrouvons à partir de

Partie II :

Détermination des matrices polynomiales $A(Z^{-1})$ et $B(Z^{-1})$:

Pour obtenir la matrice polynomiales $A(Z^{-1})$ et $B(Z^{-1})$ on choisit la boucle de vitesse correspondante à notre modèle (figure(III .3)).

Puis en calcule la fonction de transfert en boucle fermée, en fonction de l'opérateur de Laplace qui a pour expression :



Boucle de vitesse

$$G(S) = \frac{kt \times p}{(Rs + SLq)(fc + Js) + kt^2}$$

Après l'obtention de $A(s)$ et $B(s)$, on passe à la discrétisation de la fonction de transfert en utilisons l'approximation par un bloqueur d'ordre zéros(zoh).

Transfert en utilisons de la période d'échantillonnage T_e est une condition primordiale dans la détermination des matrices du système discret. Pour notre cas, le choix de la période

Annexe I

d'échantillonnage T_e est une fonction de la petite constante de temps du modèle linéaire telle que :

$$T_e = \tau_e / 2$$

Avec :

$$\tau_e = \frac{L_q}{R_s}$$

➤ Discrétisation avec un bloqueur d'ordre zéro 'zoh'

```
>>% Introduction des paramètres de la MSAP
Rs=2.875 ; Id=0.0032 ; Iq=0.0032 ;
J=0.0008 ; p=3 ; phi=0.13 ;
>>% Fonction de transfert en BF de la boucle de vitesse
N=[0 kt]
D=[J*Lq [(J*Rs)+(Lq*fc)] (Rs*fc)+kt^2]
G=tf(N,D)
N=
    0  1.1700
D=
    0.0000  0.0023  0.1524
Transfer function:
           1.17
-----
2.56e-006 s^2 + 0.0023 s + 0.1524

>>Gd=c2d(G,Te,'zoh')
Transfer function:
    0.002218 z + 0.002153
-----
    z^2 - 1.913 z + 0.9141

Sampling time: 0.0001
```

Annexe I

Partie III :

Les programmes de synthèse du GPC :

Voici les sources des programmes MATLAB qui ont permis d'effectuer les simulations qui ont été exposés.

Le GPC (correcteur linéaire) PGPC.m :

Ce programme détermine le correcteur linéaire qu'apporte le GPC, et l'implante dans le schéma SIMULINK repro.m par l'intermédiaire de la fonction matlab qui lance la simulation. La fenêtre de commande affiche les itérations que l'algorithme pourrait effectuer durant le temps de simulation.

PGPC.m

```
%programme principal de GPC (commande linéaire)
%fonction avec le schéma s_gpc
Te=1e-5          %Te est la période d'échantillonnage
%Ce programme ne gêne pas une consigne variable(voir synthese calcul de Mtilda
lambda=1         %pondération
N2=3             %horizon de sortie N2>=Nu
Nu=3            %horizon de commande
%contrainte sur la commande
%Q et R définis tel que :M=inv(G'*Q*G+R)*G'
Q=eye(N2)
R=lambda*eye(Nu)      %Matrice de pondération (lambda)
%les polynome sont en puissance de décroissantes de 1/z
B=[0.002153 0.002218] %B sont le terme de retard
A=[0.9141 -1.913 1]   %ATTENTION A(q-1)=1+a1.q-1+a2.q-2+...
%Fin des paramètres
%*****
NB=length(B)-1       %renvoi le degre de B
NA=length(A)-1       %renvoi le degre de A
delta=[-1 1]         %delta=1-q^(-1)
Diophantine          %appel du sous- programme diophan.m
Synthese             % appel du sous- programme Synthese.m
```

الملخص:

العمل المقدم في هذه المذكرة يعالج موضوع تحت عنوان التحكم:التحكم التنبئي المعمم للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم في البداية قمنا بانجاز النموذج الرياضي و التحكم الشعاعي للآلة المتزامنة و المغذاة بواسطة موج ،و بعدها تبيننا الضابطات الكلاسيكية من النوع (التناسبي التكاملي) و ذلك من اجل ضبط التيار و(التناسبي التكاملي المشتق) من اجل ضبط السرعة .

و بعدها ركزنا على دراسة كيفية تحديد المتنبئ بعدد من الخطوات و كيفية استعماله لاستنتاج قانون تحكم الضابط الخطي و زراعته في النظام

كلمات مفتاحيه: المحرك المتزامن ذي المغناطيس الدائم ،موج التوتر الكهربائي ثلاثي الطور ،التحكم الاشعاعي ،التحكم التنبئي المعمم .

Résumé:

Le travail présenter dans ce mémoire traite le sujet « commande prédictive généralisé d'un MSAP » ;Nous avons réaliser tout d'abord la modélisation et la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent alimenter par un onduleur de tentions on a adapter des régulateur classique PI pour le réglage des courant ainsi un régulateur PID pour le réglage de la vitesse ensuite on a consacrer pour étudierons comment on déterminer un prédicteur a j pas ,et comment l'utiliser pour déduire la loi de commande d'un correcteur linéaire à implanter dans le système .

Mot clé :MSAP, onduleur triphasé ,commande vectorielle ,commande prédictive généralisé

Abstract :

The work presented in this report deport with a topic entitled the « Généralided predictive control of MSAP»;First of all we have achieved the modeling and the field orient control of the MSAP; Before ,we be classic régulateur of type PI and PID for the regulation of the ciurant and the speed ;Then we interested how will determine a predictor has j not and how interested to deduce the law from linear corrector to establish in the system.

Key Words:

MSAP, there –phase inverter , field orient control, Generalided predictive control.