

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Djilali BOUNAÂMA Khemis Miliana

**Faculté des Sciences et de la Technologie**

**Département de Sciences et de la Technologie**

Mémoire Présenté

Pour l'obtention de diplôme de

**Master en Génie électrique**

**Spécialité:** Automatique et systèmes de la production

Titre :

**La commande prédictive généralisée appliqué a la machine  
synchrone a aimant permanent**

**Réalisé par :** Touaimi Med.Islam

Douaer Med.Amine

**Mr B.Bentchikou .Encadreur**

**Année Universitaire 2016/2017**

# Remerciements

*Nous remercions Allah le tout puissant, qui nous a donné la foi, la force et la patience pour aller jusqu'au bout de ce travail.*

*Au terme de ce travail de fin d'études nous tenons à exprimer notre gratitude et nos remerciements pour toutes les personnes qui ont contribué à sa réalisation.*

*Nous tenons tout d'abord à remercier notre Encadreur Mr Bentchikou Brahim pour son aide, ses conseils, son encouragement et sa disponibilité dans ce mémoire.*

*Ainsi que tous nos professeurs qui nous ont enseignés durant nos études à la faculté des sciences et techniques département mathématique et informatique.*

*Nos profonds remerciements pour les membres de jury qui ont acceptés d'évaluer ce travail.*

*A la fin nous tenons à remercier tous nos collègues d'études particulièrement notre promotion.*

## Sommaire

Introduction générale : .....	10
I.1. Introduction.....	13
I.2. Description de la machine synchrone à aimants permanents : .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
I.3. Les aimants permanents.....	15
I.3.1. Caractéristiques générales des aimants permanents.....	16
I.3.2. Les différents types d'aimants permanents :.....	17
I.4. Applications des machines synchrones à aimants permanents : .....	17
I.5. Avantages et Inconvénients de la MSAP .....	19
I.5.1. Avantages.....	19
I.5.2. Inconvénients .....	20
I.6. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents : .....	20
I.7. Equation générale : .....	21
I.7.1 Transformation de Park : .....	22
I.7.1.1 Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park :.....	23
I.8. Modélisation de l'alimentation de la machine : .....	26
I.9. Modélisation de l'onduleur :.....	26
I.10. Principe des stratégies de commande : .....	27
I.10.1. Technique triangulo-sinusoidale:.....	28
I.11. Conclusion : .....	30
II.1. Introduction : .....	32
II.2. La commande vectorielle.....	33
II.2.1.Principe de la commande vectorielle :.....	33
II.2.1.1 Mise en œuvre de la commande vectorielle de la MSAP :.....	34
II.2.1.2 Commande vectorielle simplifiée :.....	34
II.2.1.3 Application de la commande par orientation du champ :.....	34

II.2.1.4 Structure de la commande vectorielle de la MSAP :.....	35
II.2.2 Association onduleur-machine : .....	36
II.2.3 Résultats de simulation et interprétations : .....	37
II.3. Régulateur PI : .....	38
II.3.1. La régulation de la vitesse : .....	38
II.3.1.1 Fonction de transfert en boucle ouverte : .....	38
II.3.1.2. Fonction de transfert en boucle fermée : .....	40
II.3.2. La régulation du courant id :.....	41
II.3.3 Application sur l'association onduleur-machine : .....	43
II.3.4 Résultats de simulation : .....	43
II.3.5 Etude de la robustesse du régulateur PI :.....	46
II.4. Conclusion .....	48
III.1. Introduction : .....	51
III.2 Mise en œuvre de la commande GPC : .....	53
III.2.1 Description du modèle du processus :.....	53
III.2.2 Prédicteur optimal : .....	53
III.2.3 Résolution des équations diophantiens: .....	55
III.2.4 Fonction de coût quadratique : .....	57
III.2.5 Choix des paramètres de réglage :.....	58
III.2.6 Prédicteur optimal sous forme matricielle : .....	58
III.2.7 Critère quadratique matriciel :.....	59
III.2.8 Minimisation de la fonction de coût :.....	59
III.2.9 Stratégie de l'horizon fuyant : .....	60
III.2.10 Application de la GPC à la MSAP :.....	60
III.2.10.1 Modèle simplifié de la MSAP :.....	60
III.2.10.2. Structure globale de réglage de la MSAP .....	64
III.2.11 Fonction de transfert du modèle simplifié de la MSAP :.....	64

III.2.11.1 Calcule de la loi de commande : .....	67
III.2.12 Résultats de simulation : .....	69
III.2.13 Influence des paramètres de synthèse : .....	70
III.4 Etude de la robustesse : .....	72
III.5. Conclusion :.....	76
Conclusion Générale .....	77
Bibliographie :.....	80

# Table des indices

**A,B,C** : Les axes des trois phases statoriques

**A(q-1),B(q-1)** : Polynômes en q-1

**B0(s)** : Interpolateur d'ordre zéro

**E** : Tension continue à l'entrée de l'onduleur

**ef (t + N 2 )** : Erreur de performance

**Fc** : Coefficient de frottement dynamique

**F(s)** : Fonction de transfert du système

**F** : Gain d'adaptation

**GPC** : Commande prédictive généralisée

**id(iq)** : Courant statorique d'axe direct (en quadrature)

**J** : Moment d'inertie

**Ld(Lq)** : Inductance cyclique d'axe direct (en quadrature)

**MSAP** : Machine synchrone à aimants permanents

**[ ] θ P** : Matrice de transformation de park

**P** : nombre de paires de pôles

**q-1** : Opérateur retard ( $q^{-1}y(t)=y(t-1)$ )

**R** : Résistance d'une phase statorique

**Te** : Période d'échantillonnage

**Tem = Ce** : Couple électromagnétique

**Tr** : Couple résistant

**abc abcabcV ,i ,φ** : représentant respectivement les tensions, les courants de phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques

**w(k)** : Consigne

**y(k)** : Sortie du processus

**ŷ(k)** : Sortie prédite

**δ** : Angle de déphasage entre la fem et la tension

$\varepsilon$  : Erreur de prédiction

$\hat{\theta}$  : le vecteur des paramètres estimés

$\xi$  : Coefficient d'amortissement

$\tau_e$  : Constante du temps électrique

$\tau_m$  : Constante du temps mécanique

$\varphi$  : Vecteur des observations

$\mathbf{abc}\varphi$  : flux rotoriques vus par les enroulements du stator

$\mathbf{f}\varphi$  : flux créé par les aimants au rotor

$\Phi(t)$  : Vecteur régresseur

$\Omega$  : Vitesse mécanique du rotor

## Table des Figures :

Figure 1 : Référentiel a, b, c et Référentiel d-q .....	15
Figure 2: Cycle d'hystérésis .....	15
Figure 3 : courbe de désaimantation .....	16
Figure 4 : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents .....	19
Figure 5 : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques.....	14
Figure 6 : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent .....	21
Figure 7 : bloc de la machine synchrone à aimants permanents. ....	25
Figure 8 : Schéma de principe de l'onduleur de tension .....	26
Figure 9 : Représentation des interrupteurs.....	26
Figure 10 : Evolution des grandeurs électriques de la MSAP lors du fonctionnement à vide. 29	
Figure 11 : Evolution des grandeurs électriques de la MSAP lors du démarrage à vide puis application d'un échelon de couple au régime permanent. ....	29
Figure 12 : Diagramme vectoriel des tensions du moteur synchrone pour $i_d=0$ .....	34
Figure 13 : Modèle de la MSAP parfaitement découplée .....	35
Figure 14 : Schéma bloc de la structure de découplage [FOC].....	36
Figure 15 : Schéma bloc de découplage de la MSAP alimentée par onduleur de tension. ....	37
Figure 16 : Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association onduleur- MSAP.....	38
Figure 17 : Régulation de la vitesse .....	38
Figure 18 : Boucle de régulation .....	39
Figure 19 : Schéma structurel du système à régler.....	40
Figure 20 : Boucle de régulation du courant $i_d$ .....	42
Figure 21 : Schéma global de la commande du système dans le repère (d,q).....	43
Figure 22 : Evolution des grandeurs électriques de la MSAP + onduleurs en boucle fermée lors du fonctionnement en charge pour une consigne de 314 rd/s .....	45
Figure 23 : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs en boucle fermée lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s.....	45



Figure 24 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de la résistance de $R=+50\%$ .....	46
Figure 25 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de la résistance de $R=-50\%$ .....	47
Figure 26 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de la résistance de $R=100\%$ .....	47
Figure 27 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de l'inertie de $J=+200\%$ .....	48
Figure 28 : temporelle du principe de la commande prédictive .....	52
Figure 29 : Schéma de principe du GPC .....	52
Figure 30 : Echantillonneur-interpolateur. ....	61
Figure 31 : Echantillonneur- interpolateur d'ordre zéro. ....	62
Figure 32 : Signal échantillonné bloqué.....	62
Figure 33 : Structure globale de réglage de la MSAP .....	64
Figure 34 : Evolution des grandeurs électriques de la MSAP + onduleurs.....	69
Figure 35 : Jeux de paramètres.....	70
Figure 36 : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs en boucle fermée lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup. ....	71
Figure 37 : Comportement de la MSAP lors du fonctionnement à vide pour une .....	72
Figure 38 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de la résistance de $R=+50\%$ .....	73
Figure 39 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de.....	73
Figure 40 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation des .....	74
Figure 41 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation des inductances de $Ld=Lq=+100\%$ .....	74
Figure 42 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de.....	75
Figure 43 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de.....	75

## Résumé

### Résumé :

Nous nous sommes assigné comme objectif l'étude par simulation numérique de la commande prédictive adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents munie de son découplage vectoriel. Après avoir fait l'étude théorique de la machine synchrone à aimants permanents avec l'alimentation de l'onduleur, utilisant la commande vectorielle pour pouvoir l'assimiler à une machine à courant continu. Pour ce, nous avons usé de différentes techniques de commandes, dont essentiellement la commande prédictive généralisée. La commande prédictive peut être combinée avec un algorithme d'adaptation paramétrique robuste pour obtenir un système de commande adaptative. On peut ainsi faire de l'auto ajustement des régulateurs et mettre à jour les paramètres du modèle de commande de la MSAP en utilisant l'algorithme d'adaptation paramétrique.

Mots clés : machine synchrone à aimants permanents, commande vectorielle, commande prédictive généralisée.

### خلاصة القول:

خصصنا دراسة موضوعية عن طريق المحاكاة العددية للسيطرة التنبؤية التكيفية للمغناطيس مولد متزامن دائم المقدمة مع فصل ناقلات لها. بعد الدراسة النظرية للمغناطيس مولد متزامن دائم مع امدادات الطاقة العاكس، وذلك باستخدام مكافحة ناقلات لتكون قادرة على استيعاب ذلك إلى جهاز DC. لهذا، وقد استخدمنا الضوابط الفنية المختلفة، والتي المعمم أساسا السيطرة التنبؤية. السيطرة التنبؤية يمكن دمجها مع خوارزمية التكيف حدودي للحصول على وحدة تحكم على التكيف قوية. وبالتالي يمكن للمرء أن التكيف الذاتي من المنظمين وتحديث المعلمات من نموذج التحكم PMSM باستخدام خوارزمية التكيف حدودي.

### Summary:

We have set ourselves the goal of studying numerically the adaptive predictive control of a permanent magnet synchronous machine with its vector decoupling. After the theoretical study of the permanent magnet synchronous machine with the power supply of the inverter, using vector control to be able to assimilate it to a DC machine. For this purpose, we used different control techniques, mainly generalized predictive control. The predictive control can be combined with a robust parametric adaptation algorithm to obtain an adaptive control system. It is thus possible to make self-adjustment of the regulators and to update the parameters of the control model of the MSAP using the parametric adaptation algorithm

# Introduction Générale

## Introduction générale :

De nos jours, il n'est plus nécessaire de démontrer que le calcul numérique du champ électromagnétique est devenu indispensable pour la conception des machines synchrones à aimant permanent. Par ailleurs, l'évolution des systèmes de commande des machines électriques est aussi une étape en perpétuelle évolution dans les processus industriels.

En effet, la conception des systèmes de commande et des machines synchrones à aimant permanent a été dans un passé récent menée séparément ainsi des méthodes analytiques ont été utilisées pour développer des modèles sous forme de schéma électrique équivalent, pour décrire le comportement global de la machine. Par ailleurs, des systèmes de contrôle sont aujourd'hui basés sur des estimateurs complexes avec boucle de rétroaction et ils sont généralement mis en œuvre par des processeurs de signaux numériques. En conséquence la simulation du système de contrôle est généralement effectuée dans des simulateurs de systèmes, en utilisant des modèles analytiques très simples pour les machines électriques. Malheureusement, ces modèles ne sont plus satisfaisants au niveau des grandeurs locales (saturation, courants induits, harmonique d'espace...) surtout dans les machines de moyenne et grande puissance. Des demandes à l'efficacité et des performances à moindre coût de la part des industriels, ont poussé les chercheurs à développer des produits vers un processus de conception combinée, dans cette conception, l'analyse du comportement de la machine synchrone est menée par un calcul du champ électromagnétique et ensuite couplée aux systèmes de commande. Cette nouvelle méthodologie est surtout spécifique dans les systèmes de moyenne et de grande puissance où la commande des moteurs en régulation de vitesse et de couple, doit être adaptée pour que l'ensemble fonctionne de façon optimale. Cette procédure garantira de meilleures performances pour une application donnée.

Dans la conception moderne des machines électriques, la méthode des éléments finis a pris un essor considérable avec l'avènement des moyens informatiques. En effet, cette méthode représente l'état de l'art dans le calcul numérique du champ magnétique des machines électriques. Cette méthode permet de résoudre directement les équations de la physique avec un minimum d'hypothèses et permet aussi de coupler les équations de la physique aux équations des circuits électriques composant le convertisseur statique.

## **Introduction Générale**

Dans le cas de l'association d'un système de commande à un système de conception d'une machine synchrone, il est nécessaire d'introduire de nouvelles connaissances sur le mécanisme de ce couplage. en se basant sur des études antérieures et l'analyse comparative des méthodes nouvellement mise au point, cette étude vise à proposer une méthodologie pour le couplage des équations du champ magnétique d'une machine synchrone avec le circuit électrique externe et des systèmes de contrôle en boucle fermée. le résultat final permettra de déterminer les grandeurs principales de la machine synchrone (couple, vitesse, courants, flux, état de saturât.

## I.1. Introduction

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

Historiquement, le moteur à courant continu (M.C.C) a constitué la seule source Électromagnétique de vitesse variable en raison de son facilité de commande. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, non seulement d'augmenter la densité d'énergie de ces machines, mais aussi de réduire leurs dimensions et leurs pertes par rapport aux autres type de Moteur, alors beaucoup davantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé aussi.

Dans ce chapitre nous présenterons les différents types d'aimant ainsi que les Principales structures des machines synchrones à aimant permanent et leur domaine D'application. La modélisation de la MSAP par la transformation de Park, puis nous traiterons L'association convertisseur machine. Une démonstration des résultats de simulation indiquant la validation du modèle utilisé sera aussi présentée.

## 1.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :

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

## Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

---

qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

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

Notre intérêt plus particulièrement vers cette dernière catégorie, en effet avec

L'apparition d'aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé).

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



**Figure 1 : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques**

Le stator de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de  $120^\circ$ .

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types : [02]

- rotor possédant des pièces polaires, servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.

- rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constant, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

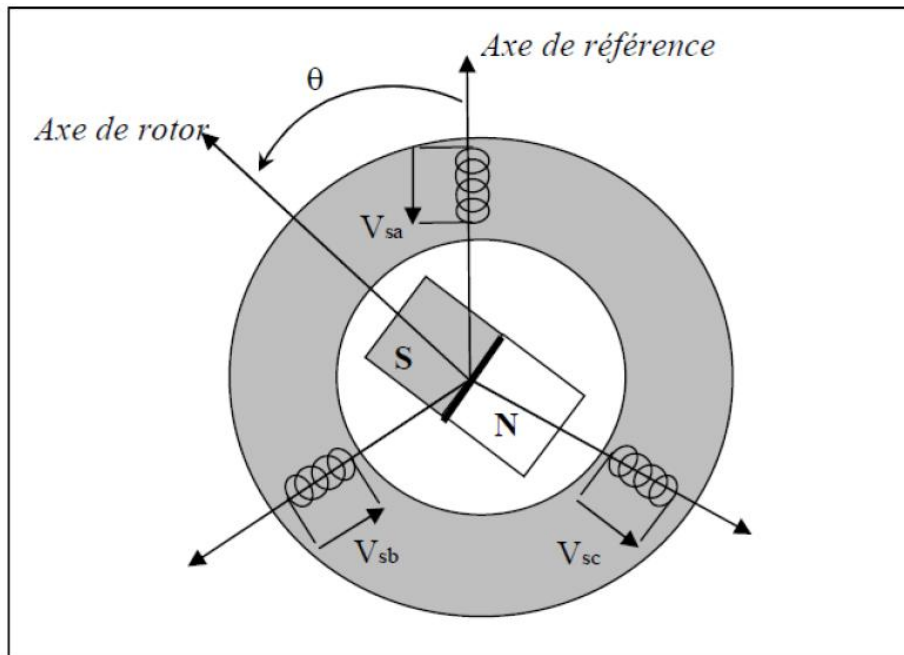


Figure 2 : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent

### I.3. Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la Largeur de leur cycle d'hystérésis (figure 2) et forment deux grandes familles. Le premier est Celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants Permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de Propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe. [01]

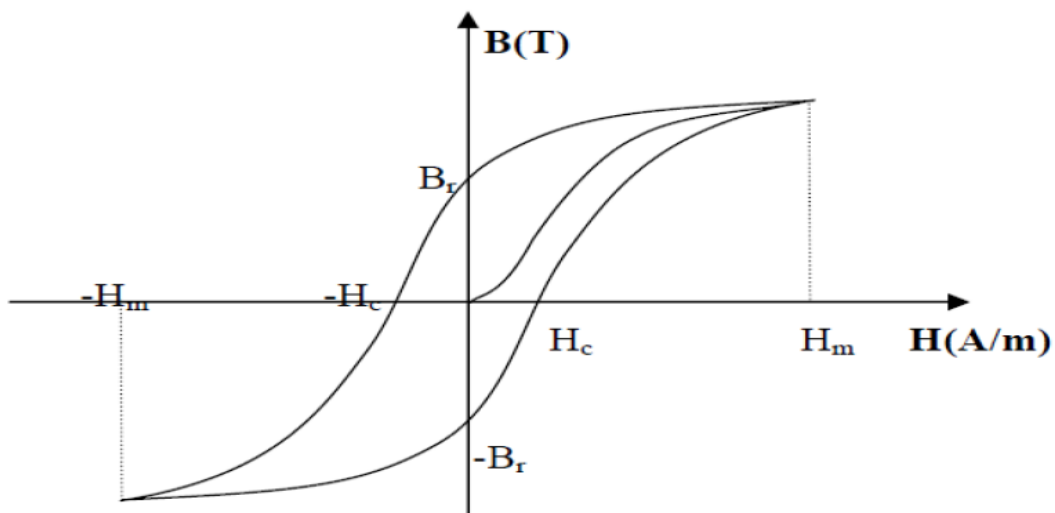


Figure 3: Cycle d'hystérésis

### I.3.1. Caractéristiques générales des aimants permanents

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (voir figure 3).

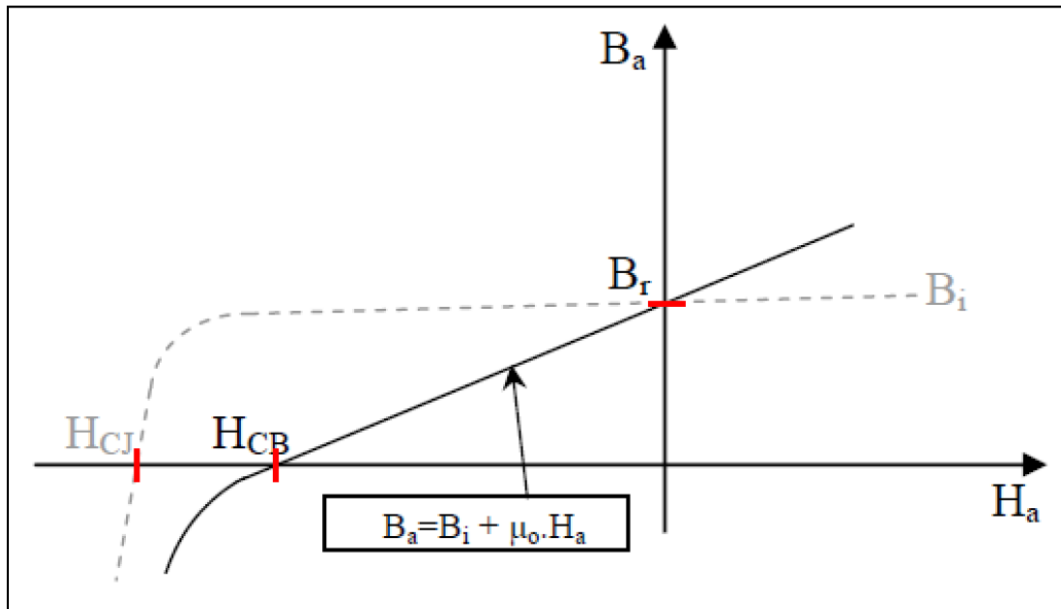


Figure 4 : courbe de désaimantation

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont :

- L'induction résiduelle (ou rémanente),  $B_r$ , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- le champ coercitif,  $H_{cb}$ , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- le champ coercitif de polarisation,  $H_{cj}$ , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- le produit d'énergie (B.H) : valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques). [01]



### I.3.2. Les différents types d'aimants permanents :

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types:

- **Les Alnico:** aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres.

En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

- **Les Ferrites:** aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.

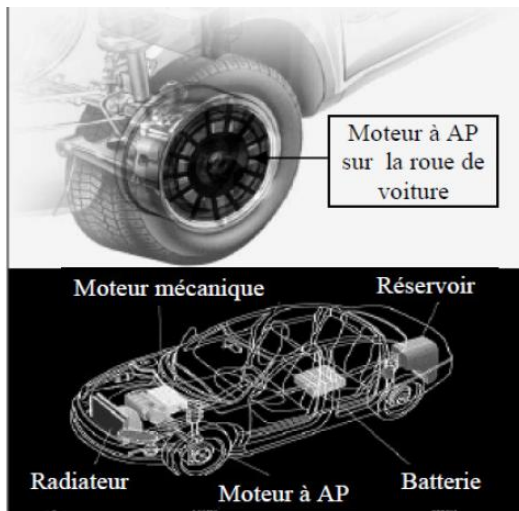
- **Les alliages métaux – terres rares:** ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

### I.4. Applications des machines synchrones à aimants permanents :

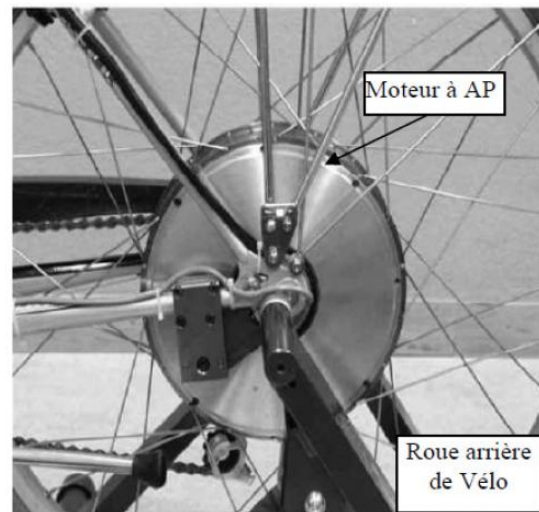
Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. (**La figure 4**) illustre quelques applications de ces machines. Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et

## Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

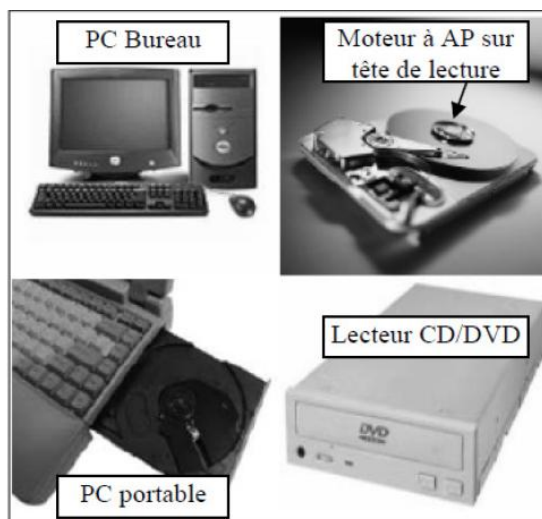
grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...).



(a) : Voiture Hybride



(b) : Vélo électrique



(c): Lecteurs CD/DVD et disque dur de PC



(d) : Lecteur vidéo, VCR

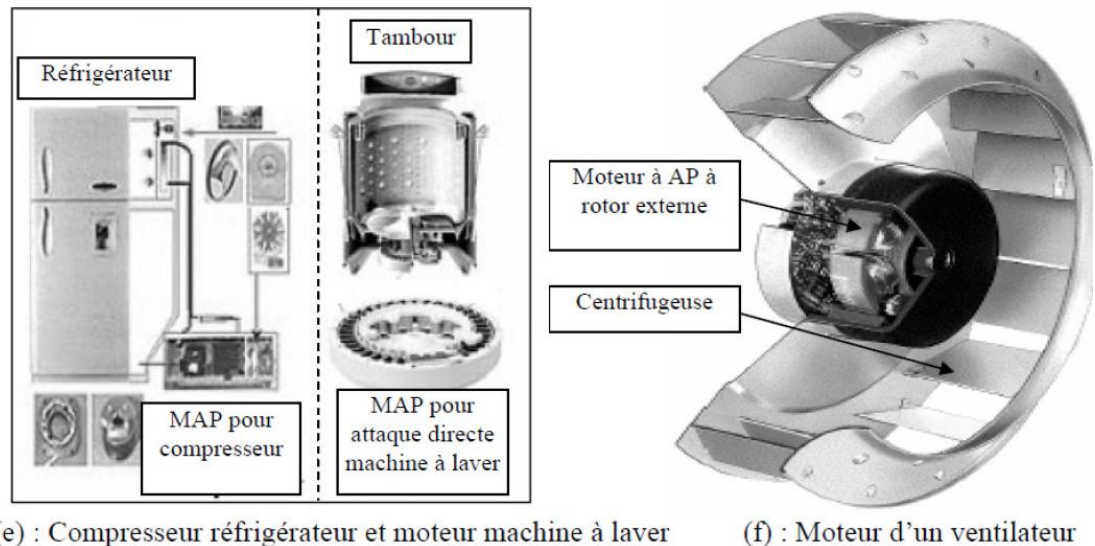


Figure 5 : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

## I.5. Avantages et Inconvénients de la MSAP

### I.5.1. Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [AZE 00][SEB 03][AME 05][HAR 07][GHA 07][MAS 07]

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse. [02]

### I.5.2. Inconvénients

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps. [02]

### I.6. Description de la machine synchrone à aimants permanents :

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

Sachant que le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (A, B, C) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de  $120^\circ$  électrique et au rotor des aimants permanents assurant son excitation (**figure 1**). Afin de modéliser le MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références : le moteur possède une armature symétrique non saturée, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants et une distribution sinusoïdale de la FMM créée par les enroulements au stator et les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.

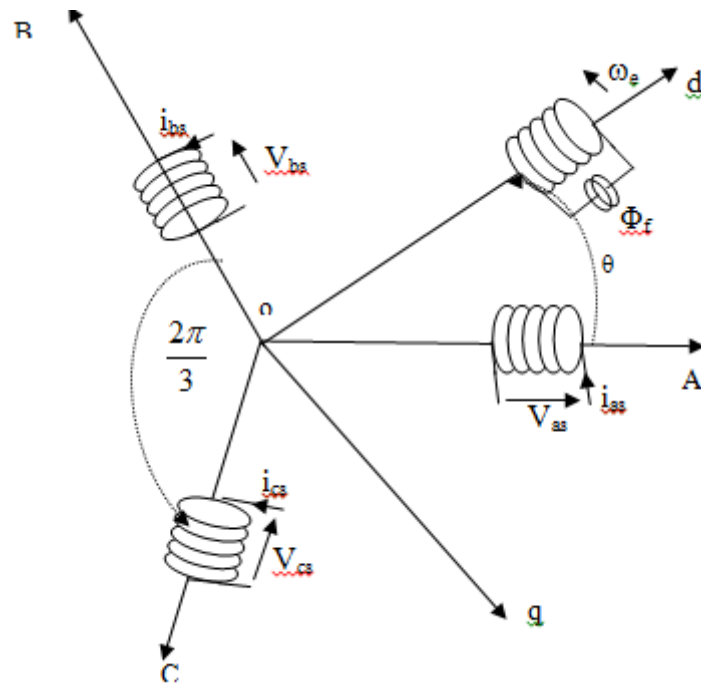


Figure 6 : Référentiel a, b, c et Référentiel d-q

## I.7. Equation générale :

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique. En considérant les hypothèses simplificatrices citées ci-haut, le modèle triphasé s'exprime par [01]:

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\varphi_{abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Avec  $V_{abc}, i_{abc}, \varphi_{abc}$  représentant respectivement les tensions, les courants de phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques R indique la résistance d'une phase statorique.

Les flux totaux  $\phi_{abc}$  sont exprimés par :

$$\phi_{abc} = [L][i_{abc}] + [\phi_{abc}] \quad (\text{I.3})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec  $L_{ss}$  et  $M_s$  représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques, la self-inductance est la somme de deux inductances

$L_{ss} = L_{ls} + \frac{3}{2}L_m$  ou  $L_{ls}$  l'inductance de fuite et  $L_m$  l'inductance de magnétisation et  $\phi_{abc}$

sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator. Ils représentent les amplitudes des tensions induites dans les phases statoriques à vide.

$$[\phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \phi_m \cos(\theta) \\ \phi_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \phi_m \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

La substitution de (I.3) dans (I.1) donne:

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + [L] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + [\phi_{abc}] \quad (\text{I.6})$$

### I.7.1 Transformation de Park :

Afin de supprimer la non-linéarité du système d'équations différentielles, on adopte des changements de variables et des transformations qui réduisent la complexité du système. La majorité des travaux dans la Littérature préfèrent utiliser la dite transformation de Park qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif

## Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse .La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{dqo}] = [P_\theta][X_{abc}] \quad (\text{I.7})$$

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

La matrice de transformation  $[P_\theta]$  est donnée par [02]:

$$[P_\theta] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

La transformation inverse de Park s'effectue par la matrice suivante :

$$[P_\theta]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

### I.7.1.1 Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park :

En appliquant la transformation (I.7) au système (I.1), on aura:

$$[v_{dq}] = [P_\theta][v_{abc}] = [P_\theta][R][i_{abc}] + [P_\theta] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{I.10})$$

Ensuite, en se basant sur (1.9) et (1.6) on obtient:

$$[v_{dq}] = [P_\theta][R][P_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [P_\theta][P_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\phi_{dq}] + [P_\theta] \left( \frac{d}{dt} [P_\theta]^{-1} \right) [\phi_{dq}] \quad (\text{I.11})$$

## Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Du moment que  $[R]$  est diagonale, alors :

$$[P_\theta][R][P_\theta]^{-1} = [R]$$

En utilisant :

$$[P_\theta] \frac{d}{dt} [P_\theta]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Et à l'aide de (I,11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[v_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + p\Omega [\varphi'_{dq}] \quad (\text{I.13})$$

Où :

$$[v_{dq}] = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, [\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}, [\varphi'_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_q \\ -\varphi_d \end{bmatrix}.$$

Et la transformation (I. 8) appliqué à (I. 3) donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{I.14})$$

Où :  $\phi_f, p$  désignent respectivement le flux crée par les aimants au rotor et le nombre de paires de pôles.

L'équation d'équilibre entre le couple moteur et le couple opposé par la partie mécanique du système à la forme suivante [03] [04]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - F_c \Omega \quad (\text{I.15})$$



## Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Avec :

J : représente l'inertie

FC : est le coefficient de frottement dynamique.

Tr : est le couple résistant.

Le couple électromagnétique (Tem) est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer généré par les courants statoriques. Il est exprimé par [02] [03]:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{I.16})$$

En développant le système d'équations (1.13), on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d-q [15] [16]:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \Omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \Omega i_d - \frac{\phi_f}{L_q} p \Omega + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{3p}{2J} (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} T_r - \frac{F_c}{J} \Omega \end{aligned} \quad (\text{I.17})$$

Le schéma bloc représentant les équations (I.17) est illustré à la (figure 7)

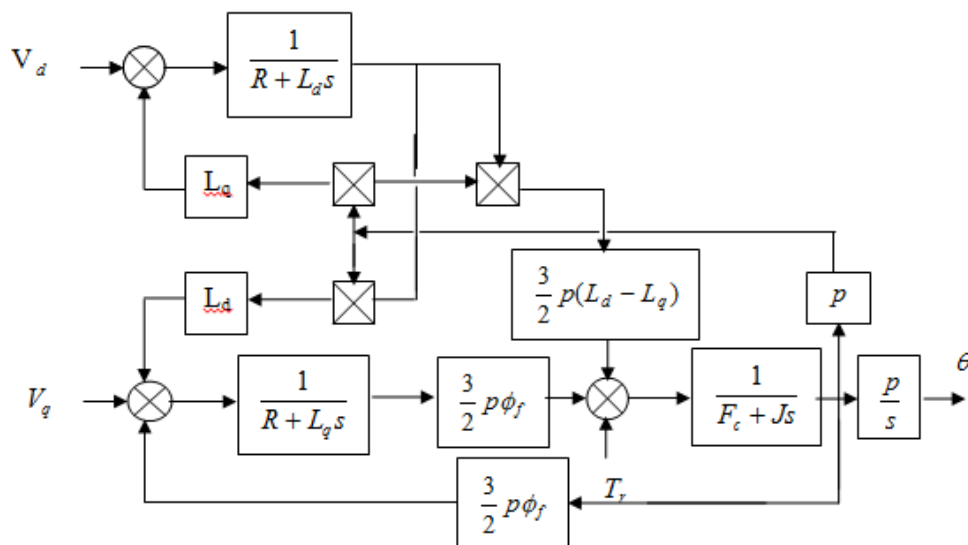


Figure 7 : bloc de la machine synchrone à aimants permanents.

## I.8. Modélisation de l'alimentation de la machine :

La commande du moteur synchrone à aimants permanents nécessite une tension d'alimentation à fréquence variable. L'onduleur de tension MLI (Modulation de largeur d'impulsions) permet de reconstituer les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe. Dans cette partie, nous présentons la technique triangulo-sinusoïdale destinée à la commande en tension d'un moteur synchrone à aimants permanents. [03]

## I.9. Modélisation de l'onduleur :

La (figure 8) représente le schéma de principe de l'onduleur , il est composé de six transistors ( $T_1, T_2, T_3, T_1', T_2', T_3'$ ) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ( $D_1, D_2, D_3, D_1', D_2', D_3'$ ) les semi-conducteurs de l'onduleur sont considérés des éléments binaires idéalisés

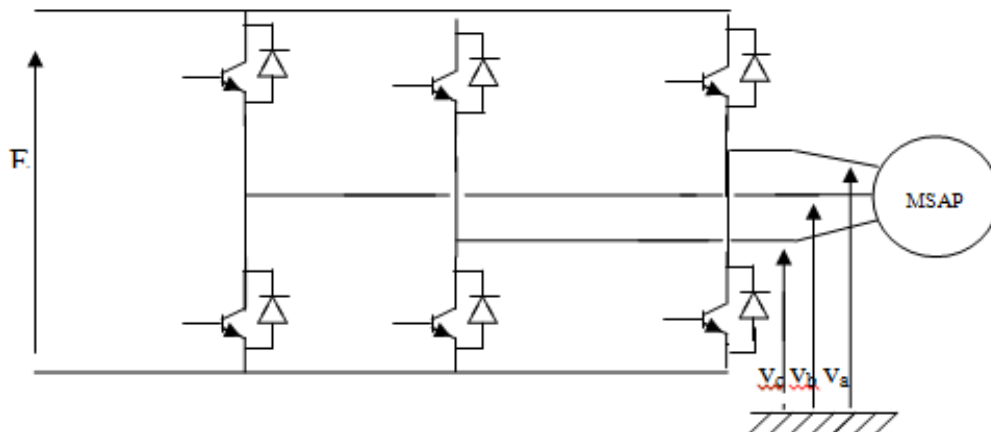


Figure 8 : Schéma de principe de l'onduleur de tension

Afin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexions  $F_j$  ( $j=1,2,3$ ) (figure 9) :

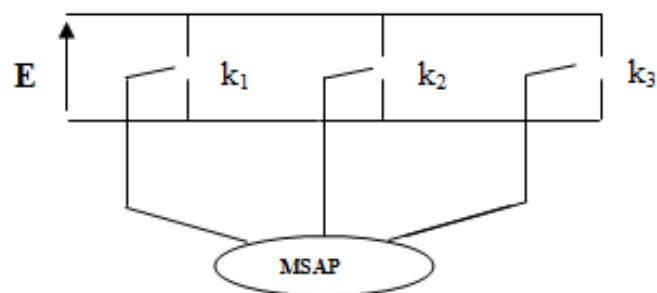


Figure 9 : Représentation des interrupteurs.

Nous définissons les fonctions logiques comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_j \text{ est connecté à la borne + de la source} \\ -1 & \text{si } k_j \text{ est connecté à la borne - de la source} \end{cases}$$

Les tensions de lignes aiguillées par l'onduleur sont alors :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= \frac{E}{2}(F_1 - F_2) \\ U_{bc} &= \frac{E}{2}(F_2 - F_3) \\ U_{ca} &= \frac{E}{2}(F_3 - F_1) \end{aligned} \quad (\text{I.18})$$

Du fait que les enroulements du stator de la machine sont à neutre isolé, les tensions de phase vérifient la relation :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{I.19})$$

En tenant compte des relations (I,18)et(I,19) les tensions simples sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques  $F_j$ . celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

Il y a plusieurs stratégies de commande de l'onduleur parmi lesquelles on trouve, la triangulo-sinusoïdale.

### I.10. Principe des stratégies de commande :

Les grandeurs de sorties des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la machine. Le principe de la stratégie de commande de l'onduleur est basé sur le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Si les commandes sont les courants  $i_d$  et  $i_q$ , on utilise un comparateur à hystérésis (stratégie delta). Si ce n'est pas le cas, les commandes sont les tensions  $v_d$  et  $v_q$ , et l'onduleur est commandé par la technique triangulo-sinusoïdale. [04]

La MLI consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions de manière à ce que le fondamentale de la tension soit le plus proche de la référence sinusoïdale. Les lois de modulation de largeur d'impulsions (MLI) sont nombreuses. Pour notre étude nous examinons la technique triangulo-sinusoïdale.

### I.10.1. Technique triangulo-sinusoïdale:

La MLI triangulo-sinusoïdale est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutations sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdaux sont déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$  à la même fréquence  $f_s$ . ces tensions sont définies par :

$$V_{REF} = r \sin\left(2\pi f_s t - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right); \quad j=1,2,3. \quad (\text{I.21})$$

La porteuse est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - 1 & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ 3 - \frac{4t}{T_p} & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

### I.5. Résultats de simulation :

On représente dans cette simulation la réponse de la machine alimentée du réseau, pour un fonctionnement à vide (**figure 10**). La vitesse se stabilise autour de la valeur de (500rd/s) au bout de 2 s qui est un temps de réponse assez élevé, tandis que le couple électromagnétique tend vers une valeur qui compense les pertes de frottement.

Pendant le démarrage, on voit qu'il y a un fort appel de courant, ce régime a une durée équivalente au temps de démarrage ensuite une atténuation jusqu'à se stabiliser en régime permanent. La (**figure 11**) donne également la réponse de la machine lors de l'application à  $t=1.5s$  d'un échelon du couple résistant. La valeur de la vitesse diminue alors que le couple électromagnétique a une valeur compensant la charge appliquée.

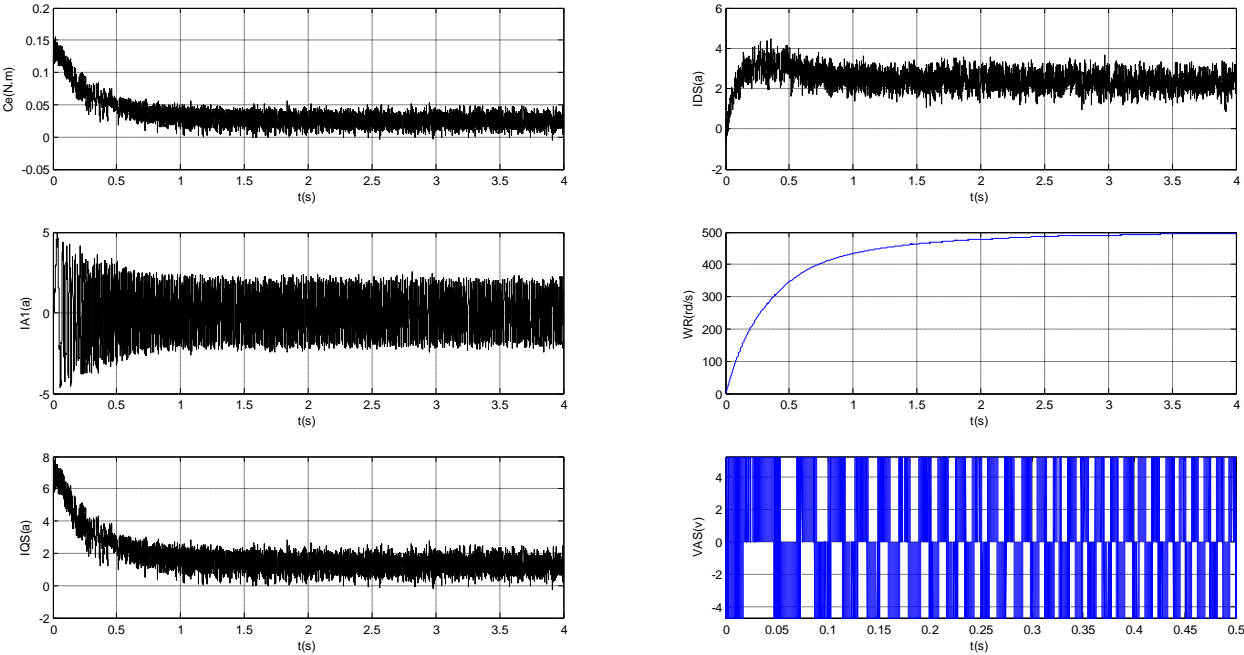


Figure 10 : Evolution des grandeurs électriques de la MSAP lors du fonctionnement à vide.

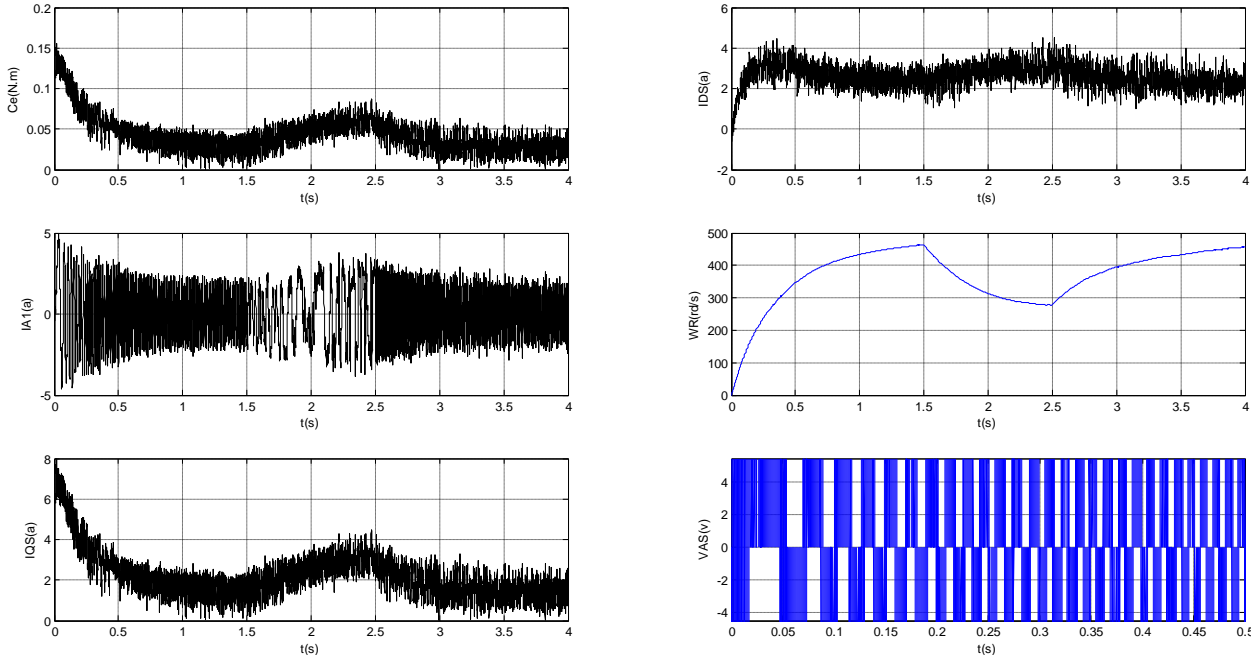


Figure 11 : Evolution des grandeurs électriques de la MSAP lors du démarrage à vide puis application d'un échelon de couple au régime permanent.

### **I.11. Conclusion :**

Nous avons présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans un système triphasé. En choisissant la transformation de Park . Une simulation sous MATLAB/ nous a permis de valider le modèle MSAP utilisé comme suite dans ce chapitre on a présenté la réponse de la machine alimentée du réseau, pour un fonctionnement à vide . La vitesse se stabilise autour de la valeur de (500rd/s) au bout de 2 s qui est un temps de réponse assez élevé, tandis que le couple électromagnétique tend vers une valeur qui compense les pertes de frottement.

Pendant le démarrage, on voit qu'il y a un fort appel de courant, ce régime a une durée équivalente au temps de démarrage ensuite une atténuation jusqu'à se stabiliser en régime permanent. La valeur de la vitesse diminue alors que le couple électromagnétique a une valeur compensant la charge appliquée.

### II.1. Introduction :

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

Parmi ces régulateurs on trouve le régulateur **PI** qui est la combinaison d'un régulateur proportionnel et d'un régulateur intégral. Les deux ajustés correctement, combinent leurs avantages, l'un compensant les inconvénients de l'autre. La partie proportionnelle accélère le régulateur intégral lent, la partie intégrale, par contre, permet d'éviter un écart de réglage.

L'avantage d'un régulateur linéaire réside essentiellement dans la facilité avec laquelle on modélise ses effets sur le système asservi. De plus, les performances qu'il offre sont en principe indépendantes du point de fonctionnement.

Dans ce chapitre nous allons régler la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents à l'aide de ces deux régulateurs. Sachant que nous avons montré précédemment qu'on peut ramener le modèle de la **MSAP** à un modèle linéaire équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. A partir de ce modèle, le régulateur de vitesse peut être synthétisé au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Nous mettons en œuvre le contrôle vectoriel en boucle fermée, la vitesse sera contrôlée par l'intermédiaire du courant statorique  **$i_q$** .

### II.2. La commande vectorielle

#### II.2.1.Principe de la commande vectorielle :

L'objectif de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leur comportement statique et dynamique grâce notamment à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu, qui offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et c'est grâce à cette propriété que sont obtenues des performances dynamique élevées. Cependant, la présence du collecteur limite son domaine d'utilisation. Face à ces limitations, la robustesse de la machine synchrone à aimants permanents est devenue très attirante pour l'industrie. Toutefois, de nombreuses difficultés sont à surmonter à cause de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures statorique et rotorique. [05]

Comme pour les moteurs à courant continu, une commande découplée de la MSAP est cherchée, celle-ci peut être obtenue par la technique de la commande vectorielle.

A partir de l'équation du couple :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (II.1)$$

Le flux rotorique étant fixe, la valeur du couple désirée peut être obtenue en contrôlant les composantes des courants  $i_d$  et  $i_q$ . Dans le cas de la MSAP à pôle lisses l'expression du couple se réduit à :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \phi_f i_q \quad (II.2)$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante quadratique du courant. Il est maximal pour un courant donné si l'on impose  $i_d=0$ . Dans ce cas le déphasage du courant par rapport à la FEM est nul. Le couple obtenu est alors proportionnel au courant d'alimentation de la machine comme dans le cas d'une machine à courant continu.

La (figure 12) représente le diagramme vectoriel des tensions de la MSAP lorsque  $i_d=0$  Avec:

$$\underline{E}_1 = j \cdot p \cdot \Omega \cdot \phi_f \quad (II.3)$$



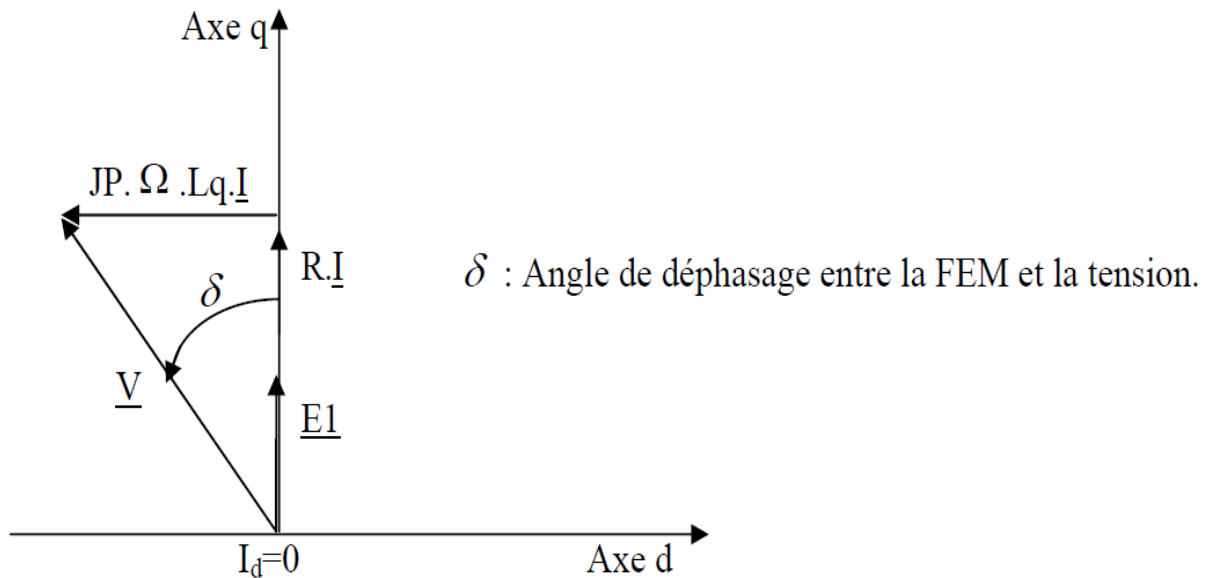


Figure 12 : Diagramme vectoriel des tensions du moteur synchrone pour  $i_d=0$

### II.2.1.1 Mise en œuvre de la commande vectorielle de la MSAP :

Nous avons montré au paragraphe précédent qu'il est possible de ramener le modèle du moteur synchrone à aimants permanents à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu.

Dans cette section, nous mettons en œuvre le contrôle vectoriel, en utilisant les stratégies de commande qui permettent la réalisation du découplage de la machine et d'atteindre des performances dynamiques et statiques élevées.

### II.2.1.2 Commande vectorielle simplifiée :

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

### II.2.1.3 Application de la commande par orientation du champ :

Le modèle en tension décrit par les équations de MSAP est illustré à la figure (13) montre que la machine synchrone à aimants permanents est un système multi variable et fortement couplé. L'expression (II.1) montre que le couple électromagnétique développé par la MSAP dépend à la fois des grandeurs  $i_d$  et de  $i_q$ . [05]

## Chapitre II : Commande vectorielle et Régulateur PI

Afin d'obtenir un modèle réduit et découplé de la machine, nous choisissons  $v_q$  et  $v_d$  de telle sorte que la composante  $i_d$  soit nulle, cela est possible en prenant :

$$v_d = -L_q \cdot p \cdot \Omega \cdot i_q \quad (\text{II.4})$$

En maintenant la tension ( $V_d$ ) la première équation du système de MSAP devient :

$$\frac{di_d}{dt} + \frac{R}{L_d} \cdot i_d = 0 \quad (\text{II.5})$$

La solution de cette équation différentielle de premier ordre est :

$$i_d(t) = \text{EXP}\left(-\frac{R}{L_d} \cdot t\right) \cdot \quad (\text{II.6})$$

Comme la valeur ( $R / L_d$ ) est grande, ce qui impose  $i_d=0$ . On évite ainsi l'emploi d'un régulateur pour maintenir le courant  $i_d$  nul.

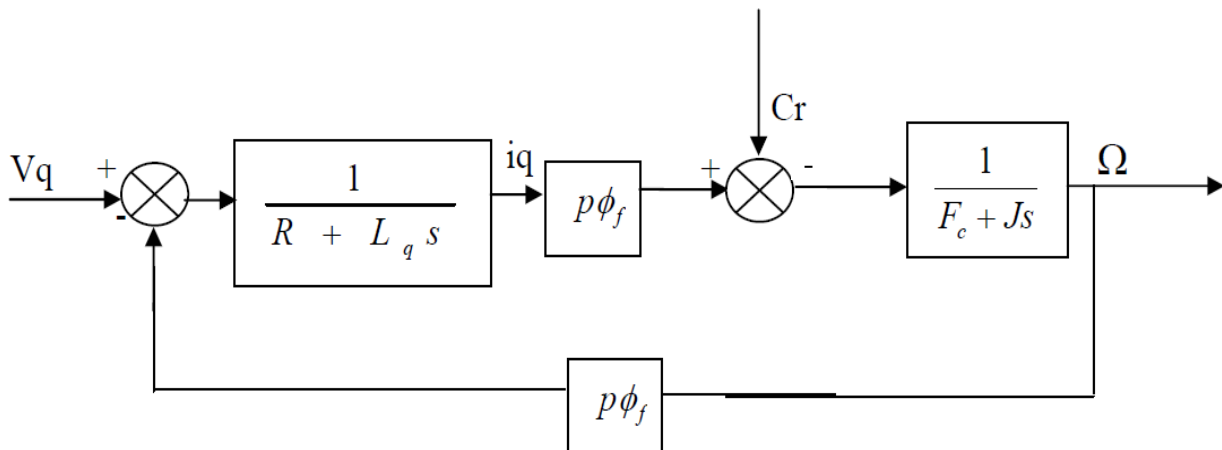


Figure 13 : Modèle de la MSAP parfaitement découplée

### II.2.1.4 Structure de la commande vectorielle de la MSAP :

A partir des équations de MSAP, nous tirons la structure de découplage du contrôle vectoriel de la MSAP :

$$V_d^* = -p \cdot \Omega \cdot L_q \cdot \frac{T_{em}^*}{KT} \quad (\text{II.7})$$

$$V_q^* = R \cdot \frac{T_{em}^*}{KT} + \frac{L_q}{KT} \cdot \frac{dT_{em}^*}{dt} + p \cdot \Omega \cdot \phi_f \quad (\text{II.8})$$

Avec :  $KT=3/2P\phi_f$

Dans ces expressions, les grandeurs de références se distinguent des grandeurs réelles par l'exposant \*. Le schéma-bloc correspondant à cette structure est donné à la (**figure 14**)

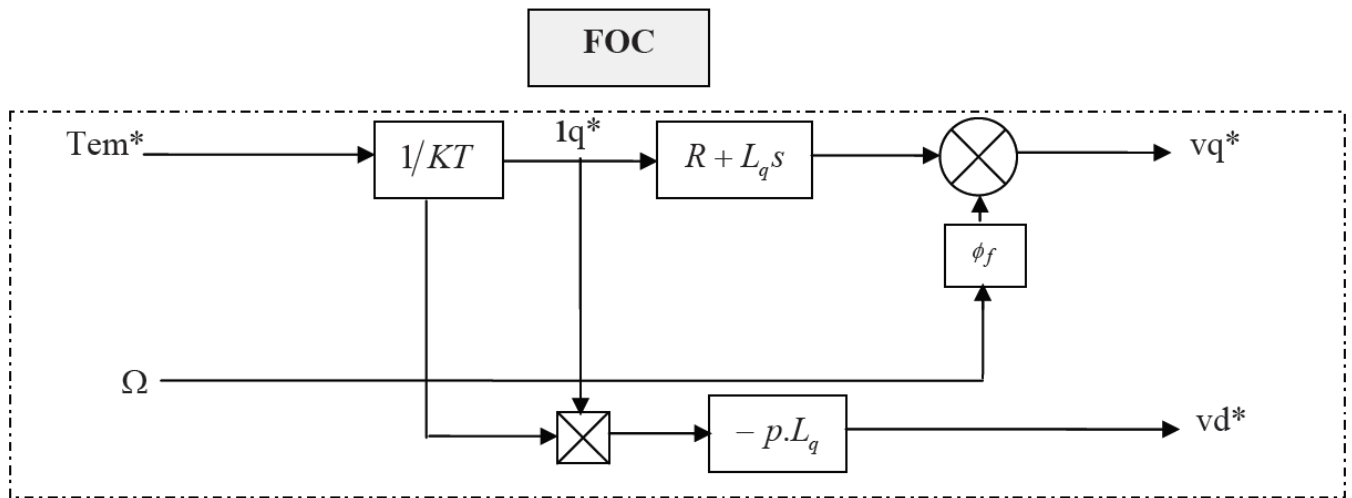


Figure 14 : Schéma bloc de la structure de découplage [FOC]

### II.2.2 Association onduleur-machine :

Ayant choisi la référence de couple ( $T_{em}^*$ ), le bloc de découplage fournit les tensions de commande  $v_d^*$  et  $v_q^*$ . Ces deux tensions de commandes assurent le contrôle des courants  $i_d$  et  $i_q$ . Les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur sont déterminés par l'intersection de la porteuse avec les tensions de références ( $v_a^*, v_b^*, v_c^*$ ). Le passage du repère ( $d, q$ ) aux grandeurs réelles est assuré par la transformation inverse de Park, ce passage est donné par le système suivant : [06]

$$\begin{cases} v_a^* = \frac{2}{3} (v_d^* \cdot \cos(\theta) + v_q^* \cdot \sin(\theta)) \\ v_b^* = \frac{2}{3} (v_d^* \cdot \cos(\theta - 2\pi/3) + v_q^* \cdot \sin(\theta - 2\pi/3)) \\ v_c^* = \frac{2}{3} (v_d^* \cdot \cos(\theta + 2\pi/3) + v_q^* \cdot \sin(\theta + 2\pi/3)) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\text{Où : } \theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (\text{II.10})$$

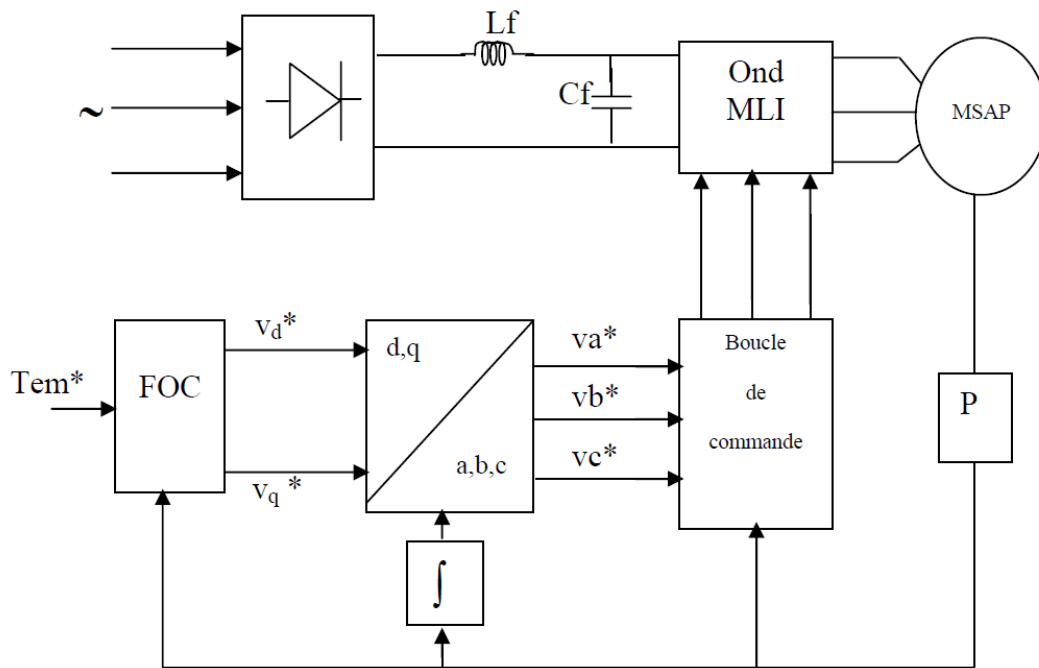


Figure 15 : Schéma bloc de découplage de la MSAP alimentée par onduleur de tension.

### II.2.3 Résultats de simulation et interprétations :

Pour voir l'utilité et la faisabilité de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent en boucle ouverte, nous avons procédé à la simulation numérique du fonctionnement global de l'ensemble **FOC-onduleur** de tension **MSAP**, et pour cela nous avons choisi un couple de référence (**Tem\***) variant comme indique la (**figure 16**), nous remarquons bien que la composante direct du courant est sensiblement nul, cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour de sa valeur moyenne. La composante en quadrature du courant est l'image du couple. Ainsi on voit clairement que le couple électromagnétique suit le couple de référence avec un léger dépassement causé par la variation brusque de la consigne (**Tem\***). [06]

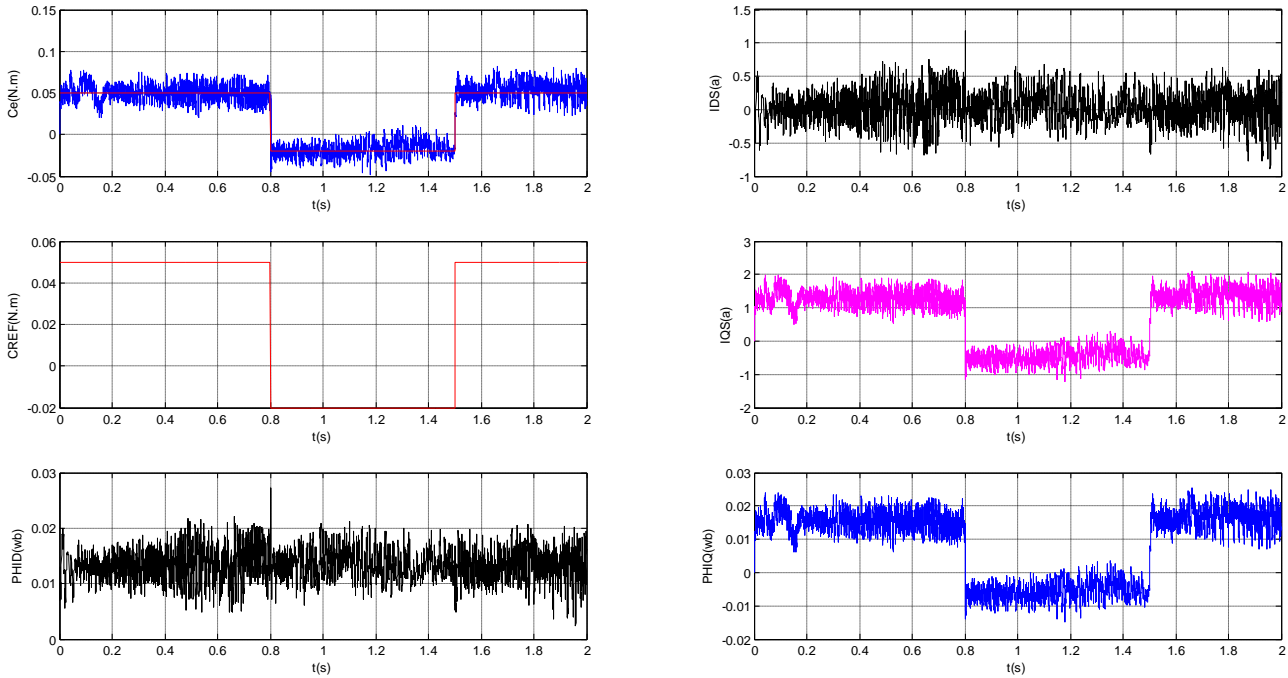


Figure 16 : Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association onduleur- MSAP

## II.3. Régulateur PI :

### II.3.1. La régulation de la vitesse :

Le régulateur de vitesse peut facilement être déterminé à partir du modèle découplé de la machine. La (figure 17) montre schématiquement la régulation de vitesse du système découplé.

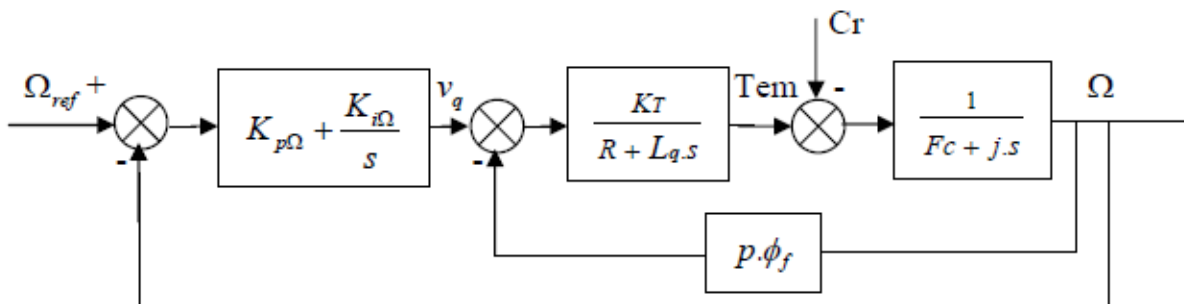
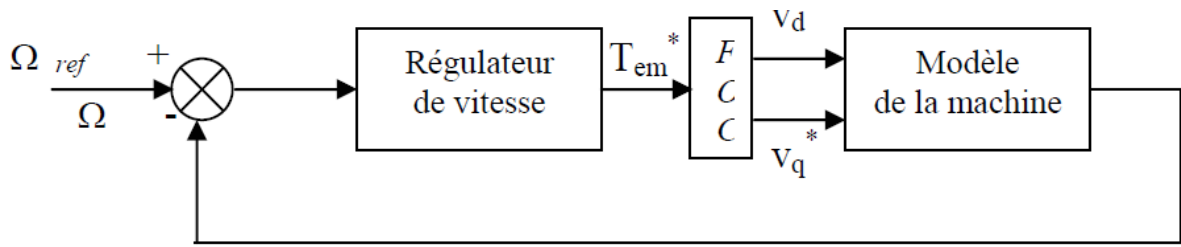


Figure 17 : Régulation de la vitesse

#### II.3.1.1 Fonction de transfert en boucle ouverte :

Le modèle de la machine, associé à la structure de commande (FOC), et au régulateur de vitesse est représenté à la (figure 18).



**Figure 18 : Boucle de régulation**

La relation entrée-sortie du système en boucle ouverte est donnée par :

$$F_0(s) = \Omega(s) / T_{em}^* \quad (\text{II.11})$$

Le modèle de la machine est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_d = R.i_d + L_d.di_d/dt - L_q.p.\Omega.i_q \\ v_q = R.i_q + L_q.di_q/dt + L_d.p.\Omega.i_d + p.\Omega.\phi_f \\ T_{em} = 3/2.p.(\phi_f.i_q + (L_d - L_q).i_d.i_q) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Le bloc de découplage fournit les tensions de commande  $\mathbf{v_d}^*$  et  $\mathbf{v_q}^*$  données par :

$$\begin{cases} v_d^* = -L_q.p.\Omega.i_q^* \\ v_q^* = R.i_q^* + p.\Omega.\phi_f + L_q.di_q^*/dt \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Pour le calcul du régulateur de vitesse, la constante de temps électrique peut être négligée.

Donc le système (II.13) s'écrit :

$$\begin{cases} v_d^* = -L_q.p.\Omega.i_q^* \\ v_q^* = R.i_q^* + p.\Omega.\phi_f \\ i_q^* = T_{em}^* / K_T \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

A partir des deux systèmes (II.12), (II.14), nous obtenons :

$$i_q = \frac{i_q^*}{1 + \tau_e.s}$$

Avec:  $\tau_e = L_q / R$

D'où  $T_{em} = \frac{T_{em}^*}{1 + \tau_e.s}$  (II.15)

L'équation mécanique, nous donne:

$$\Omega(s) = \frac{T_{em} - T_r}{F_c + J.s} = \frac{T_{em} - T_r}{F_c(1 + \tau_m.s)} \quad (\text{II. 16})$$

$$\text{Avec : } \tau_m = J / F_c$$

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique ( $T_{em}$ ) donné par (II. 15), dans

(II. 16), on obtient :

$$\Omega(s) = \frac{1}{F_c \cdot (1 + \tau_e.s) \cdot (1 + \tau_m.s)} \cdot T_{em}^* - \frac{1}{F_c \cdot (1 + \tau_m.s)} \cdot T_r \quad (\text{II.17})$$

Cette équation correspond au schéma de la (figure 19).

En comparant l'équation (II,11) avec (II,17) on obtient :

$$F_o(s) = \frac{1}{F_c \cdot (1 + \tau_e.s) \cdot (1 + \tau_m.s)} \quad (\text{II.18})$$

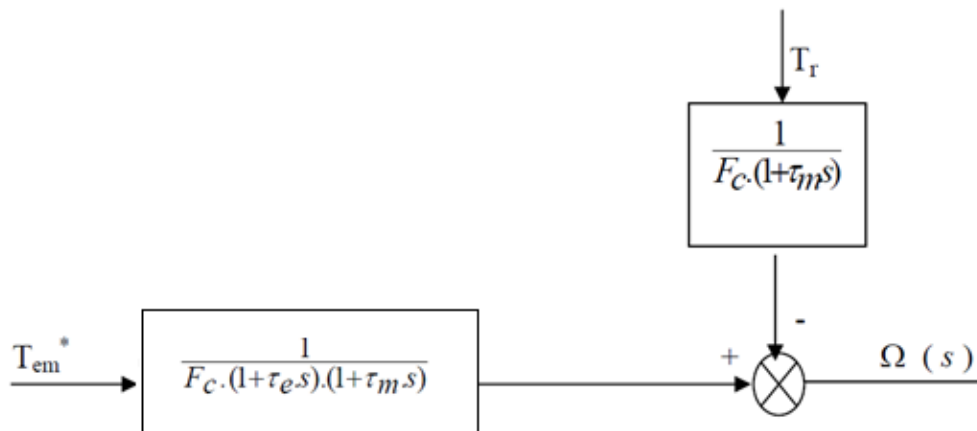


Figure 19 : Schéma structurel du système à régler

### II.3.1.2. Fonction de transfert en boucle fermée :

Théoriquement, une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performances exigées par la boucle de vitesse, mais une action proportionnelle, lors d'un changement de consigne de vitesse fait substituer un écart. Une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent. [07]

## Chapitre II : Commande vectorielle et Régulateur PI

---

En ajoutant un régulateur **PI** de fonction de transfert donnée par :

$$F_{reg\Omega} = K_{p\Omega} + K_{i\Omega} / s \quad (\text{II. 19})$$

La fonction de transfert globale en boucle ouverte sera :

$$F_{go}(s) = (K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}) \cdot \frac{1}{F_c \cdot (1 + \tau_e \cdot s) \cdot (1 + \tau_m \cdot s)} \quad (\text{II. 20})$$

En boucle fermée, on aura :

$$F_f(s) = \frac{F_{go}(s)}{1 + F_{go}(s)} \quad (\text{II. 21})$$

Après un calcul élémentaire, on obtient l'expression finale **de Ff(s)** :

$$F_f(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{J \cdot \tau_e \cdot s^3 + (J + F_c \cdot \tau_e) \cdot s^2 + (K_{p\Omega} + F_c) \cdot s + K_{i\Omega}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (\text{II. 22})$$

En tenant compte des paramètres de la machine, on peut négliger les deux termes  $J \cdot \tau_e$  et  $F_c \cdot \tau_e$ ..., alors le dénominateur **D(s)** devient :

$$D(s) = J \cdot s^2 + (K_{p\Omega} + F_c) \cdot s + K_{i\Omega} \quad (\text{II. 23})$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortisseur relativement optimal, les paramètres des régulateurs ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Nous imposons les pôles du système, ou la partie réelle est égale à la partie imaginaire. [02]

Dans ce cas, les paramètres du régulateur sont :

$$\begin{aligned} K_{i\Omega} &= 2 \cdot \rho^2 \cdot J \\ K_{p\Omega} &= 2 \cdot J \cdot \rho - F_c \end{aligned} \quad (\text{II. 24})$$

Avec  $\rho$  : le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles.

### II.3.2. La régulation du courant id :

De la première équation du système (II.22), on peut écrire :

$$v_d = v_0 - p \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q \quad (\text{II. 25})$$



Avec :

$$v_0 = (R + s.L_d).i_d \quad (\text{II. 26})$$

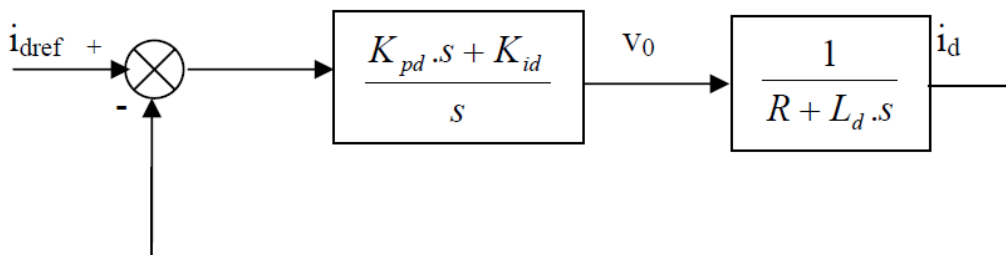
D'où :

$$i_d = \frac{v_0}{R + L_d.s} \quad (\text{II. 27})$$

En insérant un régulateur PI de fonction de transfert donnée par :

$$F_{regid} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (\text{II. 28})$$

La boucle de régulation du courant  $i_d$  se présente comme suit :



**Figure 20 : Boucle de régulation du courant  $i_d$**

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$F_{fid} = \frac{K_{pd}.s + K_{id}}{L_d.s^2 + (K_{pd} + R).s + K_{id}} \quad (\text{II. 29})$$

Le calcul des paramètres du régulateur se fait de la même manière que celle de la boucle de vitesse, ce qui donne :

$$\begin{aligned} K_{pd} &= 2.\rho.L_d - R \\ K_{id} &= 2.\rho^2.L_d \end{aligned} \quad (\text{II. 30})$$

## Chapitre II : Commande vectorielle et Régulateur PI

En imposant toujours deux pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = P (-1 \pm j)$ , en boucle fermée et par identification avec les équations caractéristiques désirées, nous obtenons les coefficients des régulateurs utilisés pour les deux boucles de vitesse et courant **id**. [08]

### II.3.3 Application sur l'association onduleur-machine :

La (figure 21), représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (**d, q**). Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence de courant **iq**, par contre le courant **id** est imposé nul.

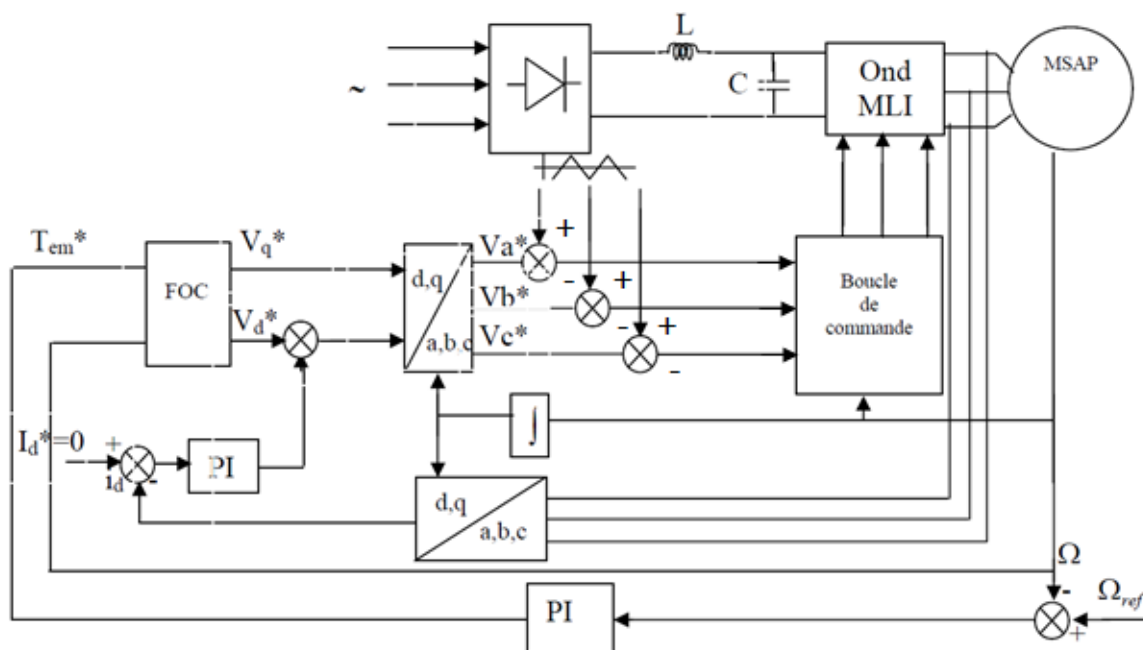


Figure 21 : Schéma global de la commande du système dans le repère (**d,q**)

### II.3.4 Résultats de simulation :

Nous présentons quelques résultats de simulation qui montrent la faisabilité de cette approche pour la commande du moteur synchrone à aimants permanents.

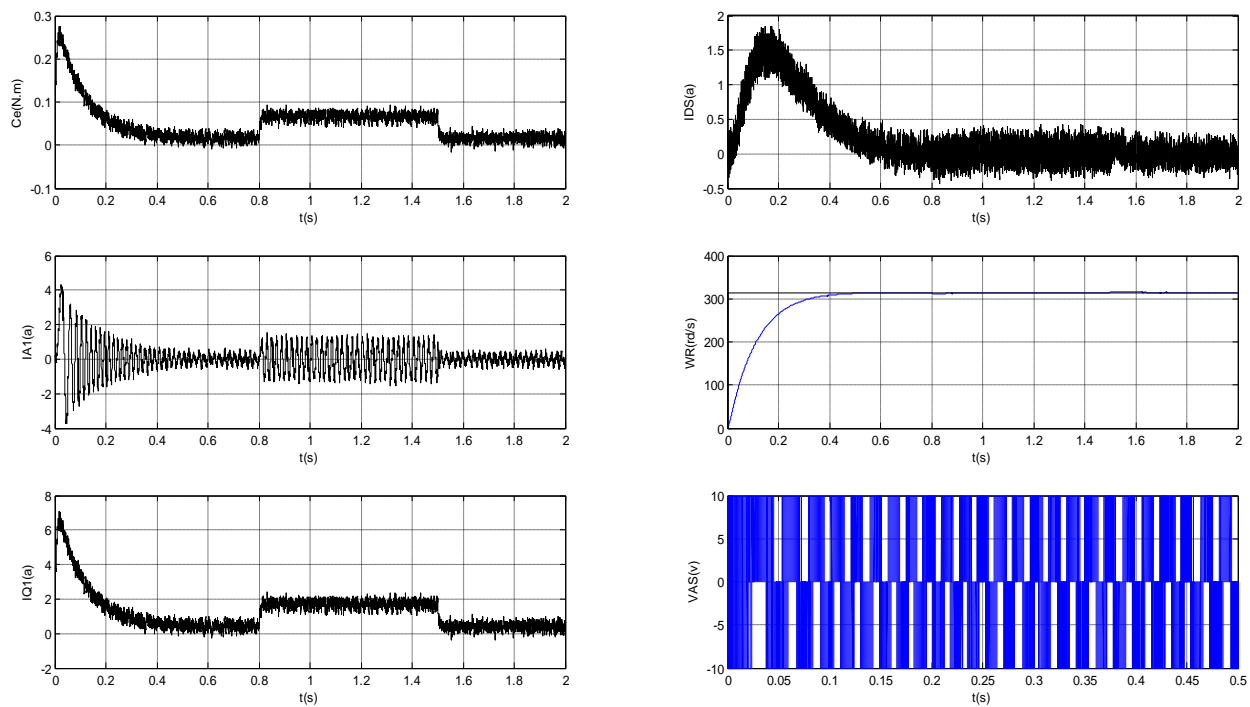
Comme on peut le constater d'après les (figures 22), qui représentent respectivement le comportement des grandeurs caractéristiques de la MSAP, seulement on applique un couple résistant  $C_r=0.05$  entre  $t=0.8s$  et  $t=1.5s$ , et enfin l'évolution des grandeurs de la MSAP en boucle fermée lors d'inversion du sens de rotation de  $314rd/s$  à  $-314rd/s$ . La vitesse atteint  $314rd/s$  au bout de  $0.8 s$ , le courant **id** atteint rapidement la valeur nulle tandis que le couple est proportionnel au courant **iq**. [09]

## Chapitre II : Commande vectorielle et Régulateur PI

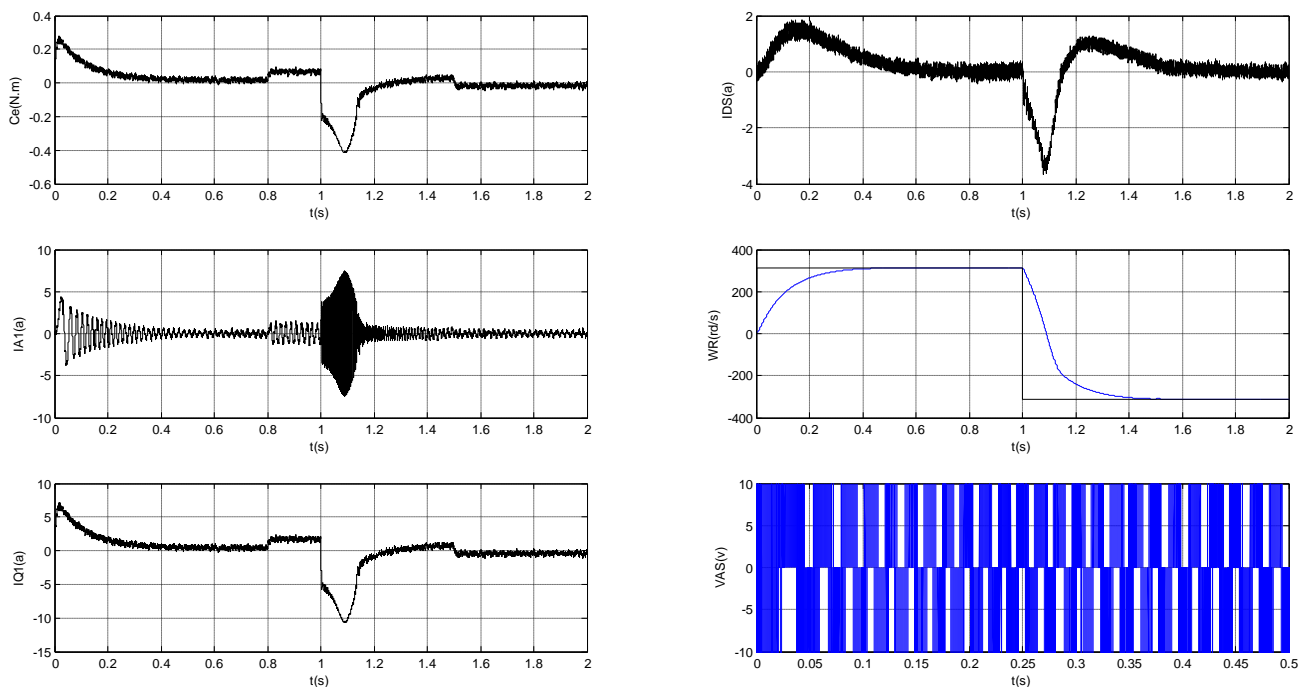
---

Les courbes de simulation montrent que les performances de poursuite pour une consigne de vitesse donnée sont satisfaisantes, et le courant de phase présente une allure parfaitement sinusoïdale. Néanmoins le courant de démarrage atteint une valeur très importante avec un temps de réponse assez élevé, donc pour régler ce problème, plusieurs options s'offrent pour diminuer le courant de démarrage, à priori celle de choisir une dynamique plus lente. Cependant c'est un choix indésirable dans certaines applications industrielles. Une autre alternative est d'introduire une limitation de courant qui se chargera de maintenir le courant dans un intervalle défini avec application d'un couple résistant au démarrage.

Une limitation est introduite à la sortie du régulateur, elle consiste à limiter la grandeur de sortie du régulateur dans une plage de valeur, c'est-à-dire, dans le cas de la **MSAP** nous limiterons la grandeur de courant dans l'axe quadratique de manière à avoir  $|i_a \text{lim}| \leq 3 * i_n$ . Valeur que la **MSAP** peut tolérer.



**Figure 22 : Evolution des grandeurs électriques de la MSAP + onduleurs en boucle fermée lors du fonctionnement en charge pour une consigne de 314 rd/s**



**Figure 23 : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs en boucle fermée lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s**

### II.3.5 Etude de la robustesse du régulateur PI :

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

Ainsi nous allons étudier par simulation, la robustesse de la commande par régulateur PI vis-à-vis des variations du modèle de la machine. Pour se faire, nous varions la résistance statorique, chacune des inductances ainsi que l'inertie. Les variations adoptées pour tester la robustesse sont de -50%, +50%, +100%, pour les résistances, les inductances et on rajoutant 200% pour l'inertie, ensuite on effectue une variation simultanée des inductances et de la résistance en même temps, et cela pour les différents types de commandes étudiées. [09]

L'influence de l'augmentation ou de la diminution des paramètres de la machine se remarque par une légère perturbation des courants et du couple électromagnétique et quelques fois par un dépassement important de La vitesse pour certaines variations paramétriques ainsi que la variation de l'inertie se traduit par la variation du temps de réponse, ce qui montre que le système n'est pas robuste dans quelques cas de transformations. Tous ces résultats sont illustrés sur les (figures 24 - figures 27).

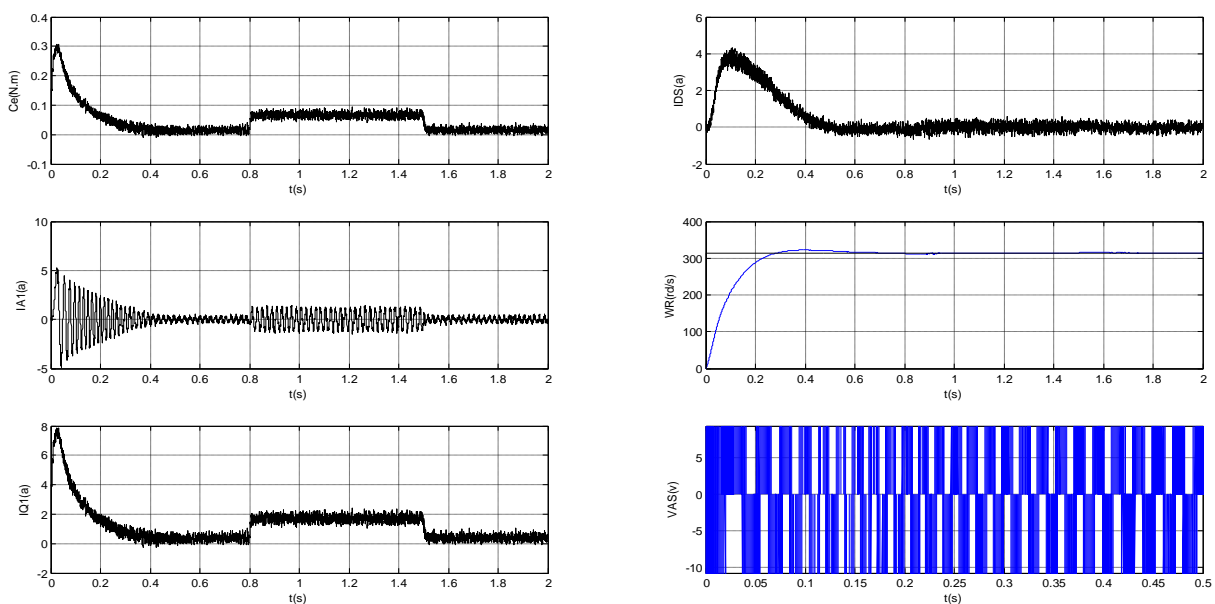
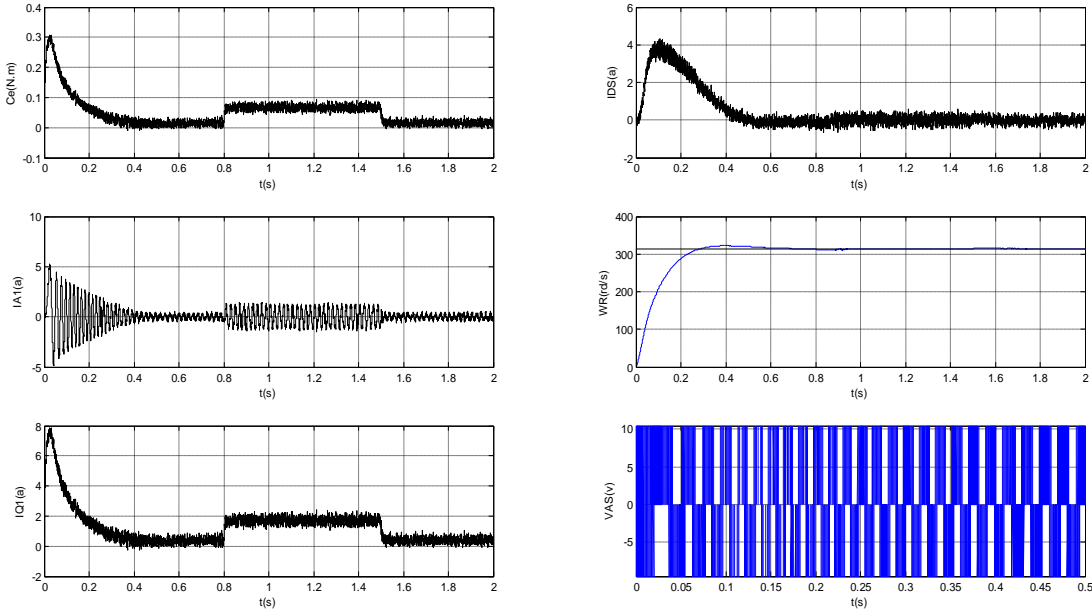
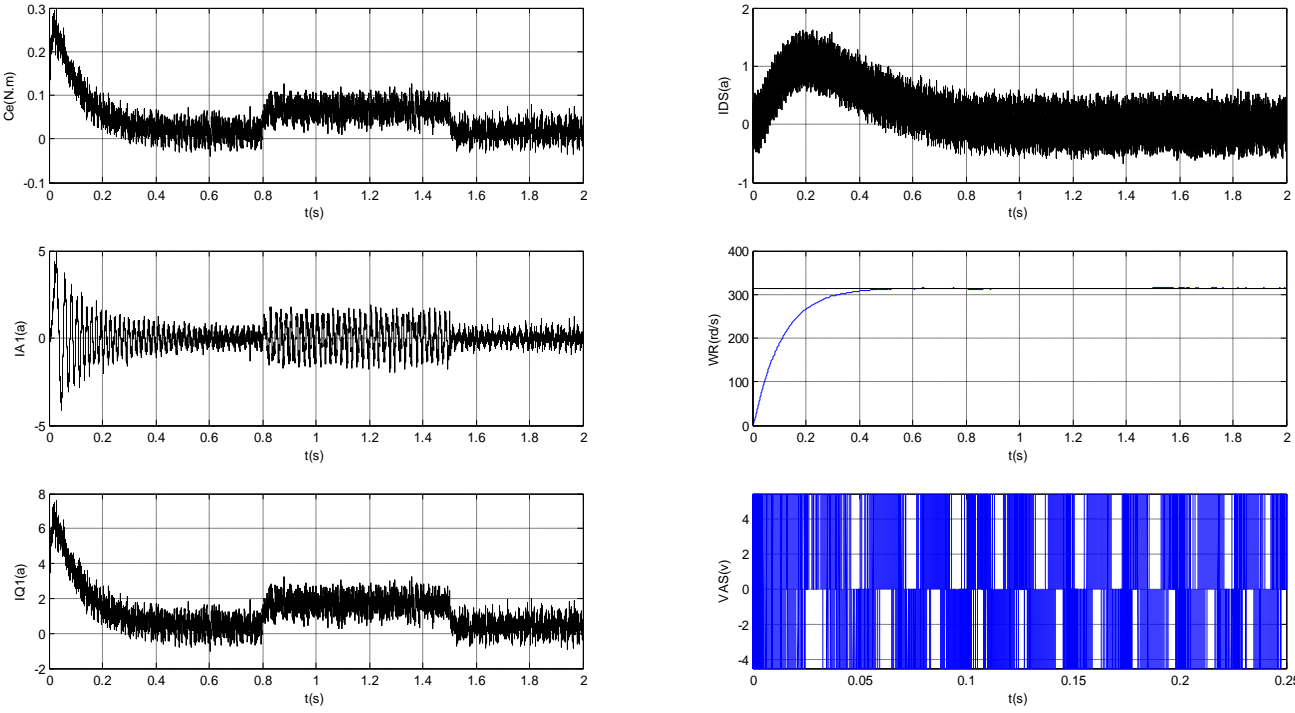


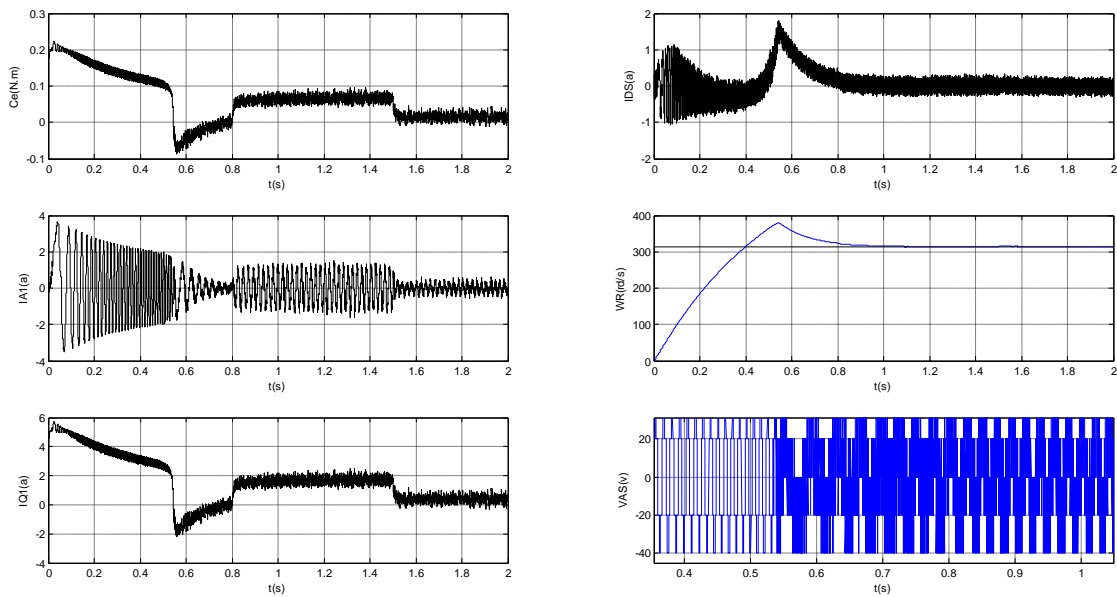
Figure 24 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de la résistance de  $R=+50\%$



**Figure 25 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de la résistance de R=-50%**



**Figure 26 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de la résistance de R=100%**



**Figure 27 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de l'inertie de  $J=+200\%$**

### II.4. Conclusion

Dans ce chapitre on a vu l'application de la commande vectorielle sur la MSAP, cette stratégie qui nous permet de faire un découplage entre les différentes variables d'états pour rendre le système linéaire. Une autre fois on a distingué que les régulateurs classiques (PI) donne toujours des meilleurs résultats pour un réglage de vitesse mais l'inconvénient majeur de ses régulateurs reste la sensibilité pour les changements des paramètres de la machine d'après les résultats obtenu dans l'étude de la robustesse.

### III.1. Introduction :

Cette partie a pour but tout d'abord de préciser les grandes idées communes aux Méthodes prédictives, puis, dans le cas particulier de la Commande Prédicative Généralisée (GPC) qui nous intéresse pour la structure adaptative, de développer la mise en œuvre mathématique aboutissant à la synthèse du régulateur sous forme RST et enfin d'aborder le problème du choix des paramètres de réglage.

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

- Commande Prédicative Généralisée (G.P.C.) de D.W. Clarke : [05]
- Commande Prédicative Fonctionnelle (P.F.C.) de J. Richalet : [06]

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

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

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

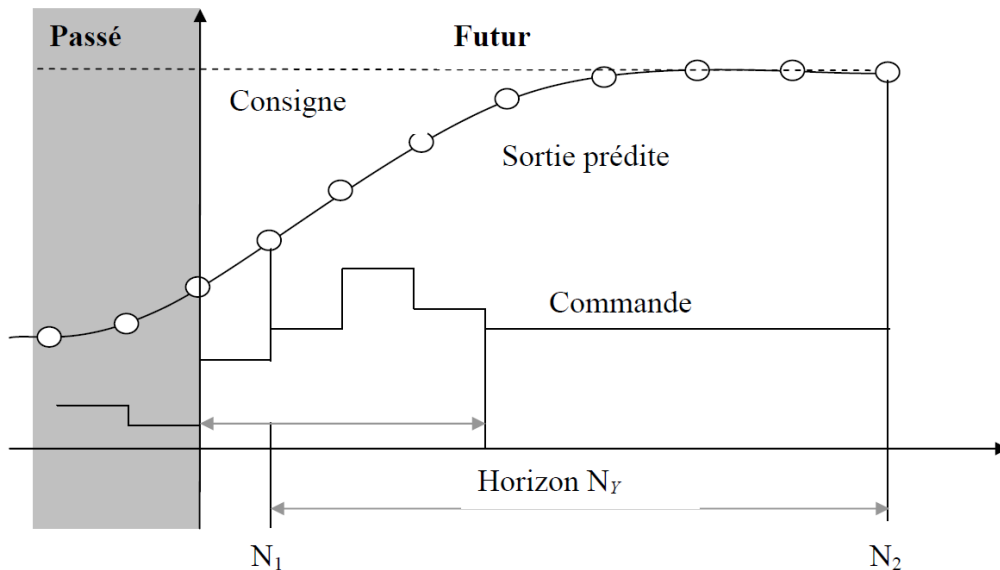
- Élaboration d'une séquence de commandes futures. Elle est obtenue par minimisation d'une fonction de coût quadratique, sur un horizon fini, portant sur les erreurs de prédiction futures,



## Chapitre III : Commande Prédictive Généralisée

écarts entre la sortie prédite du système et la consigne ou une trajectoire de référence future, et sur un terme dépendant de la commande.

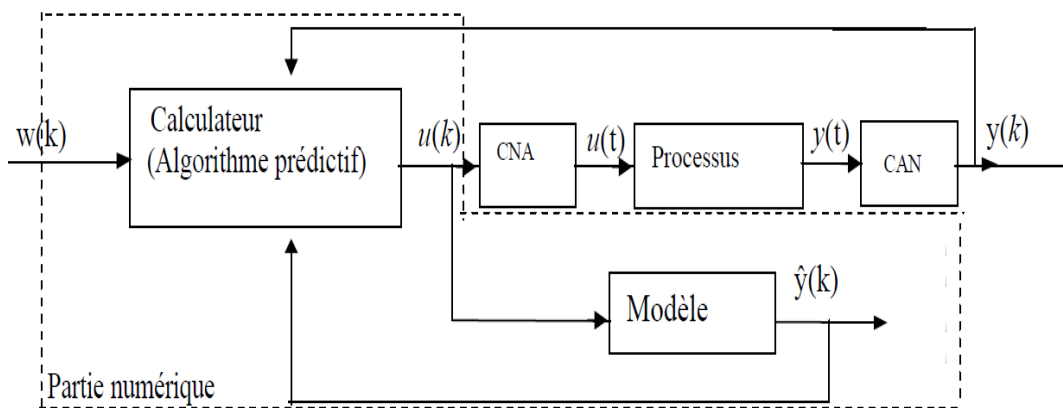
Le rôle du calculateur est de générer cette commande, qui sera optimale au sens du critère précédent. La **(figure 28)** illustre le principe de la commande prédictive, où l'on observe les commandes  $u(k)$  à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne  $w(k)$ .



**Figure 28 : temporelle du principe de la commande prédictive**

Seul le premier élément  $u(k)$  de la séquence optimale de commande est appliqué sur le système, tous les autres éléments de la séquence sont oubliés. À la période d'échantillonnage suivante, une nouvelle sortie est mesurée et la procédure complète est répétée. Ce procédé s'appuie sur le principe de l'horizon fuyant (receding horizon).

Les principes de la commande prédictive qui viennent d'être exposés permettent d'établir le schéma de fonctionnement de la **(figure 29)**.



**Figure 29 : Schéma de principe du GPC**

Avec  $w(k)$  consigne,  $y(k)$  sortie du processus,  $\hat{y}(k)$  sortie prédite,  $u(k)$  commande appliquée sur le système.

### III.2 Mise en œuvre de la commande GPC :

#### III.2.1 Description du modèle du processus :

La stratégie prédictive nécessite au préalable la présence d'un modèle numérique, puisqu'il permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini. Le modèle communément utilisé en GPC est le modèle CARIMA de la forme :

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

$Y(t), u(t), \xi(t)$  représentent respectivement la sortie, la commande appliquée à l'entrée et la séquence aléatoire centrée, non corrélée avec l'entrée

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

$q^{-1}$ : est le l'opérateur de retard.

$d$  : représente le nombre d'échantillonnage contenu dans le retard.

Quant au polynômes  $A, B, C$ , ils sont définis par :

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

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

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

#### III.2.2 Prédicateur optimal :

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

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

## Chapitre III : Commande Prédictive Généralisée

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

$G_j, F_j, H_j, J_j$ , Respectivement termes représentant le futur, le présent, le passé, et le terme lié aux perturbations. La première expression entre crochets de l'équation (III.3) Représente la réponse libre, quant à la seconde expression, elle représente la réponse forcée. On obtient à partir de (III.2) et de (III.3) : [10]

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

L'équivalence de l'équation de transfert donne :

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

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

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

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

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

Avec :

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

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

Expression dans (III.7) on obtient :

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

## Chapitre III : Commande Prédictive Généralisée

---

Dés lors que  $E_j(q^{-1})$  est d'ordre  $j-1$ , les composantes du bruit sont dans le future [07][08].

Le prédicteur optimal est donnée par la relation finale.

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

Avec :

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

$$\text{degré} \{E_j(q^{-1})\} = j - 1$$

$$\text{degré} \{F_j(q^{-1})\} = n_a$$

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

### III.2.3 Résolution des équations diophantiens:

L'implémentation de la GPC nécessite la résolution de l'équation diophantien.

Posons :

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

Devient alors à l'ordre  $j$  et  $j+1$  :

$$E_j(q^{-1})\alpha(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \quad (\text{III.12})$$

$$E_{j+1}(q^{-1})\alpha(q^{-1}) + q^{-(j+1)}F_{j+1}(q^{-1}) = 1 \quad (\text{III.13})$$

La différence (III.13)-(III.12) donne :

$$(E_{j+1}(q^{-1}) - E_j(q^{-1}))\alpha(q^{-1}) + q^{-j}(F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})) = 0 \quad (\text{III.14})$$

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

$$E_{j+1}(q^{-1}) - E_j(q^{-1}) = r_j q^{-j} \quad (\text{III.15})$$

## Chapitre III : Commande Prédictive Généralisée

---

En remplaçant dans l'expression (III.13)

$$q^{-j} \cdot (q^{-1} \cdot F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + r_j \cdot \alpha(q^{-1})) = 0 \quad (\text{III.16})$$

$$F_{j+1}(q^{-1}) = q \cdot (F_j(q^{-1}) + r_j \cdot \alpha(q^{-1})) \quad (\text{III.17})$$

Sachant que :

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

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

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

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

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

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

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

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

$$E_{j+1}(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) + q^{-j} \cdot r_j \quad (\text{III.20})$$

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

Les conditions initiales étant pour  $J=1$

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

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

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

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

### III.2.4 Fonction de coût quadratique :

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

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

$$\text{Sous l'hypothèse } \Delta U = (T+j) = 0 \forall j \geq N_U \quad (\text{III.26})$$

avec :  $w(t+j)$  consigne appliquée à l'instant  $t+j$ ,  $\hat{y}(t+j)$  sortie prédite à l'instant  $t+j$ ,  $\Delta u(t+j-1)$  incréments de commande l'instant  $t+j-1$ .

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

Le critère nécessite la définition de quatre paramètres de réglage :

- $N_1$ : horizon de prédiction minimal sur la sortie
- $N_2$ : horizon de prédiction maximal sur la sortie
- $N_U$  : horizon de prédiction sur la commande
- $\lambda$  : coefficient de pondération sur la commande.

Ce critère et l'incrément de la commande. Sa  $i$  m futures dont seule la première sera effectivement appliqué. L'aspect incrémental du modèle se retrouve dans le comprend donc un terme quadratique sur l'erreur minimisation analytique fournit la séquence des commandes critère par l'intermédiaire de  $\Delta u$ . Enfin le coefficient  $\lambda$  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. [11]

### III.2.5 Choix des paramètres de réglage :

La définition du critère quadratique a montré que l'utilisateur doit fixer quatre paramètres de réglage, Ce choix de paramètres s'avère cependant délicat pour une personne non spécialiste, car il n'existe pas des relations empiriques permettant de relier ces paramètres à des indicateurs classiques en automatiques, tels que marges de stabilité ou bande passante. [12]

Néanmoins les observations obtenues sur plusieurs systèmes quant à l'influence des paramètres GPC [05][08] ont permis d'arriver aux conclusions suivantes :

**N1** : horizon minimum de prédiction, correspond au retard pur du système, si le retard est connu sinon on convient d'initialiser à 1.

**N2**: horizon maximum, est choisi de sorte que le produit  $N_2 T_e$  soit limité par la valeur du temps de réponse souhaité. En effet augmenter la prédiction au-delà du temps de réponse n'apporte aucune information supplémentaire et complexifie la résolution. Par ailleurs, plus N2 est grand, plus le système corrigé est stable et lent.

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

$\lambda$ : Facteur de pondération. La constatation faites par Dumur [08] montrent qu'il

est judicieux de choisir ce facteur au voisinage de  $\lambda_{opt} = \text{tr}(\mathbf{G}'\mathbf{G})$ . G étant la matrice formée des coefficients de la réponse indicielle.

### III.2.6 Prédicteur optimal sous forme matricielle :

La relation Eq. III.10 donnant le prédicteur optimal est utilisée dans le critère Eq. III.25 entre les horizons N1 et N2. Pour simplifier les notations, il est possible d'utiliser une représentation matricielle de ce prédicteur.

Posons pour cela:

$$\begin{aligned} \mathbf{if}(q^{-1}) &= [F_{N_1}(q^{-1}) \dots F_{N_2}(q^{-1})]', \quad \mathbf{ih}(q^{-1}) = [H_{N_1}(q^{-1}) \dots H_{N_2}(q^{-1})]', \\ \tilde{\mathbf{u}} &= [\Delta u(t) \dots \Delta u(t+N_u-1)]', \quad \hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(t+N_1) \dots \hat{y}(t+N_2)]', \quad \mathbf{w} = [w(t+N_1) \dots w(t+N_2)]' \end{aligned} \quad (\text{III. 27})$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \dots & \dots \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} & \dots & g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix}$$

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

La matrice G formée à partir des coefficients des polynômes  $G_j$ s'identifie en faitaux coefficients de la réponse indicielle du modèle D'échantillonnage.

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

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

### III.2.7 Critère quadratique matriciel :

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

$$J = \left[ G\tilde{u} + if(q^{-1})y(t) + ih(q^{-1})\Delta u(t-1) - w \right]' \quad (\text{III. 29})$$

$$\left[ G\tilde{u} + if(q^{-1})y(t) + ih(q^{-1})\Delta u(t-1) - w \right] + \lambda \tilde{u}'\tilde{u}$$

### III.2.8 Minimisation de la fonction de coût :

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

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

Avec les matrices :

$$M = Q^{-1} G', \text{ de dimension } N_u \times (N_2 - N_1 + 1) \quad (\text{III. 31})$$

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



### III.2.9 Stratégie de l'horizon fuyant :

De façon classique, en commande prédictive, seule la première valeur de la séquence, Eq. III.30, est finalement appliquée au système en accord avec la stratégie de l'horizon fuyant, l'ensemble de la procédure étant effectué de nouveau à la période d'échantillon

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

(III. 32)

Avec  $m_1 =$  première ligne de la matrice M.

### III.2.10 Application de la GPC à la MSAP :

#### III.2.10.1 Modèle simplifié de la MSAP :

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park [01] [02] est donné par le système d'équation (I.17) cité en premier chapitre.

Après l'annulation du courant  $i_d$ , on obtient le modèle simplifié de la MSAP, ayant la même structure que celle d'un moteur à courant continu.

$$\begin{aligned} \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{\phi_f}{L_q} p\Omega + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{3p}{2J} \phi_f i_q - \frac{1}{J} T_r - \frac{F_c}{J} \Omega \end{aligned} \quad (III. 33)$$

En considérant le modèle de la MSAP muni du découplage vectoriel, on obtient la fonction de transfert dans le cas d'une commande vitesse :

$$\frac{\Omega(s)}{v_q(s)} = \frac{3p\phi_f}{(3p^2\phi_f^2 + 2F_cR) \cdot (1 + \frac{2(JR + F_cL_q)}{3p^2\phi_f^2 + 2F_cR} s + \frac{2LqJ}{3p^2\phi_f^2 + 2F_cR} s^2)} \quad (III. 34)$$

On peut l'écrire sous la forme :

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{v_q(s)} = \frac{K_0}{(1 + \tau_1 \cdot s)(1 + \tau_2 \cdot s)} \quad (III. 35)$$

Avec :  $\tau_1 = -1/a$ ,  $\tau_2 = -1/b$ , et :  $K_0 = \frac{3 \cdot p \cdot \phi_f}{2 \cdot F_c \cdot R + 3 \cdot p^2 \cdot \phi_f^2}$  (III.36)

## Chapitre III : Commande Prédictive Généralisée

---

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

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

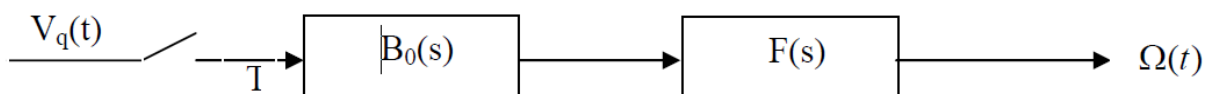
$$K_0 = 32.9391 \qquad a = -277.9715 \qquad b = -3.5201.$$

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

### III.2.10.1.1 Interpolateur d'ordre zéro :

Le développement important de la théorie des systèmes échantillonnés est du principalement au développement de la commande par ordinateur. dans ce cas souvent le signal fourni par l'ordinateur est un signal d'escalier, c'est-à-dire variant par palier. [12]

D'un point de vue pratique, tout se passe comme si le système continu était commandé par l'intermédiaire d'un échantillonneur-interpolateur d'ordre zéro (**figure 30**) permettant de conserver l'information pendant une période



**Figure 30 : Echantillonneur-interpolateur.**

Avec

$T_e$  : période d'échantillonnage.

F(s) : la fonction de transfert du système

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

$$B_0(s) = \frac{1 - \text{Exp}(-sT_e)}{s} \qquad \text{(III.37)}$$

Dans la pratique, ce type d'échantillonnage avec blocage étant le plus utilisé ou l'association échantillonneur-interpolateur d'ordre zéro (**figure 31**), permet une discrétisation par paliers d'un signal (**figure 32**) [09] [10].

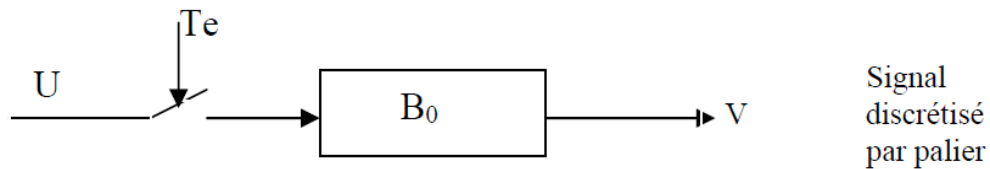


Figure 31 : Echantillonneur- interpolateur d'ordre zéro.

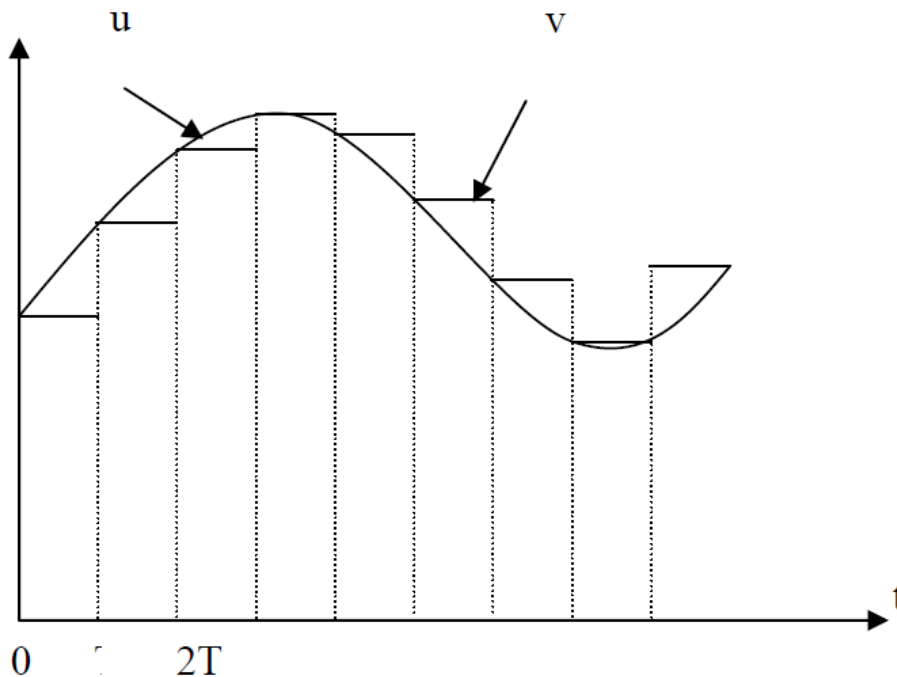


Figure 32 : Signal échantillonné bloqué

### III.2.10.1.2 Choix de la période d'échantillonnage :

Lorsqu'on échantillonne un signal continu, on ne peut perdre aucune information si la fréquence d'échantillonnage est supérieure au double de la plus haute fréquence continue dans le signal initial [09] [10].

Compte tenu de cette remarque du très connue de Shannon. [11]

Alors le choix de la période d'échantillonnage  $T_e$  peut s'effectuer en utilisant la règle suivante :

Pour un système de comportement proche de celui d'un second ordre, on prend  $T_e$  telle que : [09]

$$0.25 < T_e n\omega < 1.5$$

$n\omega$  : étant la pulsation propre du système.

D'où les essais ont été réalisés avec une période d'échantillonnage de 1 ms.

## Chapitre III : Commande Prédictive Généralisée

---

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

$$F(s) = \frac{B_0(s)}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad \text{(III.38)}$$

C'est la transmittance en «s».

Donc leur transmittance en z s'écrit :

$$F(z) = \frac{b_1(z) + b_0}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad \text{(III.39)}$$

Avec :

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

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

$$a_1 = -(\text{Exp}(a \cdot T_e) + \text{Exp}(b \cdot T_e)) \quad \text{(III.40)}$$

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

Où  $T_e$  est la période d'échantillonnage (dans notre application, nous avons choisi  $T_e=1\text{ms}$ )

L'application numérique conduit au résultat suivant :

$$F(z) = \frac{0.014703z^{-1} + 0.013387z^{-2}}{1 - 1.7538z^{-1} + 0.75466z^{-2}}$$

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

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

$$F(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad \text{(III.41)}$$

$$F(q^{-1}) = q^{-1} \cdot \frac{b_1 + b_2 \cdot q^{-1}}{1 + a_1 \cdot q^{-1} + a_2 \cdot q^{-2}} \quad \text{(III.42)}$$

## III.2.10.2. Structure globale de réglage de la MSAP

La (figure 33) représente la structure globale de réglage, elle montre la commande de vitesse par la GPC muni de découplage vectoriel. A partir de la consigne de la vitesse, l'algorithme de commande calcule la tension  $V_q^*$ , et à partir de cette tension on fait l'estimation du courant  $I_q^*$  celui-ci conduit au calcul de  $V_d^*$ .

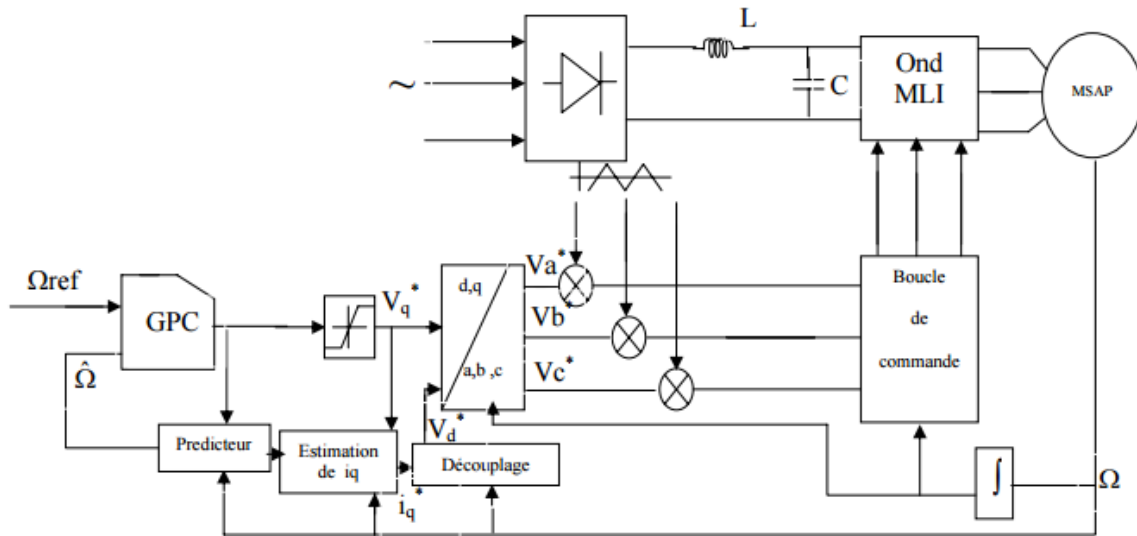


Figure 33 : Structure globale de réglage de la MSAP

## III.2.11 Fonction de transfert du modèle simplifié de la MSAP :

Après l'annulation du courant  $i_d$ , on obtient le modèle simplifié de la MSAP ayant la même structure que celle d'un moteur à courant continu.

A partir du modèle simplifié de la MSAP nous écrivons la fonction de transfert en z utilisée auparavant :

$$F(z) = \frac{0.014703z^{-1} + 0.013387z^{-2}}{1 - 1.7538z^{-1} + 0.75466z^{-2}}$$

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

$$F(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})}{A(q^{-1})}$$

## Chapitre III : Commande Prédicative Généralisée

---

Il, s'ensuit :

$$A(q^{-1}) = 1 - 1.7538q^{-1} + 0.75466q^{-2}$$
$$B(q^{-1}) = 0.014703q^{-1} + 0.013387q^{-2}$$

L'algorithme de commande se décrit de la forme suivante :

Début

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

-Calcul du polynôme  $A.\Delta$

-Résolution de l'équation de diophantiennes.

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  $G$ .

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

Fin

En utilisant cette algorithme, nous obtenons les résultats suivant :

Alors :

$$F1 = 2.7538 \quad -2.5085 q^{-1} \quad 0.7547q^{-2}$$

$$F2 = 5.0750 \quad -6.1532 q^{-1} \quad 2.0782 q^{-2}$$

$$F3 = 7.8223 \quad -10.6522 q^{-1} \quad 3.8299 q^{-2}$$

$$F4 = 10.8890 \quad -15.7922 q^{-1} \quad 5.9032 q^{-2}$$

## Chapitre III : Commande Prédicative Généralisée

---

$$F5=14.1940 -21.4114 q^{-1} \quad 8.2174 q^{-2}$$

$$F6=17.6760 -27.3876 q^{-1} \quad 10.7116 q^{-2}$$

$$F7= 21.2886 -33.6280 q^{-1} \quad 13.3393 q^{-2}$$

$$F8=24.9968 -40.0624 q^{-1} \quad 16.0656 q^{-2}$$

$$F9= 28.7739 -46.6379 q^{-1} \quad 18.8640 q^{-2}$$

$$F10= 32.5997 -53.3142 q^{-1} \quad 21.7144 q^{-2}$$

ET :

$$E1=1$$

$$E2 = 1.0000 + 2.7538 q^{-1}$$

$$E3 = 1.0000 + 2.7538q^{-1} + 5.0750q^{-2}$$

$$E4 =1.0000 + 2.7538q^{-1} + 5.0750q^{-2} + 7.8223q^{-3}$$

$$E5 = 1.0000 +2.7538 q^{-1} +5.0750q^{-2} + 7.8223q^{-3} + 10.8890q^{-4}$$

$$E6 = 1.0000 + 2.7538q^{-1} + 5.0750 q^{-2} + 7.8223 q^{-3} + 10.8890q^{-4} + 14.1940q^{-5}$$

$$E7 = 1.0000 + 2.7538q^{-1} + 5.0750q^{-2} +7.8223q^{-3} +10.8890q^{-4} +14.1940q^{-5} + 17.6760q^{-6}$$

$$E8 = 1.0000 + 2.7538q^{-1} + 5.0750q^{-2} + 7.8223q^{-3} + 10.8890q^{-4} + 14.1940q^{-5} + 17.6760q^{-6} +21.2886q^{-7}$$

$$E9 = 1.0000 + 2.7538q^{-1} + 5.0750q^{-2} + 7.8223q^{-3} +10.8890q^{-4} + 14.1940q^{-5} + 17.6760 q^{-6} +21.2886q^{-7} +24.9968q^{-8}$$

$$E10 = 1.0000 + 2.7538q^{-1} +5.0750q^{-2} + 7.8223q^{-3} +10.8890q^{-4} +14.1940q^{-5} + 17.6760q^{-6} +21.2886q^{-7} +24.9968q^{-8} + 28.7739q^{-9}$$

Alors :

$$G1 = 0.0134 + 0.0147q^{-1}$$

$$G2 =0.0134 + 0.0516q^{-1} + 0.0405q^{-2}$$

$$G3 = 0.0134 + 0.0516q^{-1} + 0.1084q^{-2} + 0.0746 q^{-3}$$

$$G4= 0.0134+ 0.0516q^{-1} + 0.1084q^{-2} + 0.1793q^{-3}+ 0.1150 q^{-4}$$

$$G5 = 0.0134 + 0.0516q^{-1} + 0.1084q^{-2} + 0.1793 q^{-3} + 0.2608q^{-4} + 0.1601 q^{-5}$$

## Chapitre III : Commande Prédictive Généralisée

$$G6 = 0.0134 + 0.0516q^{-1} + 0.1084 q^{-2} + 0.1793q^{-3} + 0.2608 q^{-4} + 0.3501q^{-5} + 0.2087q^{-6}$$

$$G7 = 0.0134 + 0.0516q^{-1} + 0.1084q^{-2} + 0.1793 q^{-3} + 0.2608q^{-4} + 0.3501q^{-5} + 0.4453q^{-6} + 0.2599q^{-7}$$

$$G8 = 0.0134 + 0.0516q^{-1} + 0.1084q^{-2} + 0.1793 q^{-3} + 0.2608q^{-4} + 0.3501q^{-5} + 0.4453q^{-6} + 0.5449q^{-7} + 0.3130q^{-8}$$

$$G9 = 0.0134 + 0.0516q^{-1} + 0.1084q^{-2} + 0.1793 q^{-3} + 0.2608q^{-4} + 0.3501q^{-5} + 0.4453q^{-6} + 0.5449q^{-7} + 0.6476q^{-8} + 0.3675 q^{-9}$$

$$G10 = 0.0134 + 0.0516q^{-1} + 0.1084 q^{-2} + 0.1793q^{-3} + 0.2608q^{-4} + 0.3501q^{-5} + 0.4453q^{-6} + 0.5449q^{-7} + 0.6476q^{-8} + 0.7527q^{-9} + 0.4231q^{-10}$$

### III.2.11.1 Calcule de la loi de commande :

La commande appliquée a l'instant présent est de la forme suivante :

$$Vq(t) = Vq(t-1) + \tilde{V} q.\text{optimale} \quad (\text{III .43})$$

Avec :

$$\tilde{V} q.\text{optimale} = [G^T \cdot G + \lambda I_{NU}]^{-1} \cdot G^T \cdot (W-f)$$

Pour N1=1, N2=10 et Nu=1. La matrice G se réduit a une matrice de dimension 10 :1 (cette matrice est notée S1), telle que :

$$[S1] = [0.0134 \ 0.0516 \ 0.1084 \ 0.1793 \ 0.2608 \ 0.3501 \ 0.4453 \ 0.5449 \ 0.6476 \ 0.7527]^T$$

le vecteur de F est défini comme suit :

$$f(t+i) = \bar{G}_i \Delta Vq(t-1) + F_i \Omega(t) \quad \text{ou } i = 1, \dots, 10.$$

Avec :

$\bar{G}_1 = 0.0147$	$\bar{G}_6 = 0.2086$
$\bar{G}_2 = 0.0404$	$\bar{G}_7 = 0.2598$
$\bar{G}_3 = 0.0746$	$\bar{G}_8 = 0.3130$
$\bar{G}_4 = 0.1150$	$\bar{G}_9 = 0.3675$
$\bar{G}_5 = 0.1601$	$\bar{G}_{10} = 0.4230$



Donc il vient :

$$\begin{bmatrix} f(t+1) \\ f(t+2) \\ f(t+3) \\ f(t+4) \\ f(t+5) \\ f(t+6) \\ f(t+7) \\ f(t+8) \\ f(t+9) \\ f(t+10) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{G}_1 Vq(t-1) - \bar{G}_1 Vq(t-2) + 2.7538\Omega(t) - 2.5085\Omega(t-1) + 0.7547\Omega(t-2) \\ \bar{G}_2 Vq(t-1) - \bar{G}_2 Vq(t-2) + 5.0750\Omega(t) - 6.1532\Omega(t-1) + 2.0782\Omega(t-2) \\ \bar{G}_3 Vq(t-1) - \bar{G}_3 Vq(t-2) + 7.8223\Omega(t) - 10.6522\Omega(t-1) + 3.8299\Omega(t-2) \\ \bar{G}_4 Vq(t-1) - \bar{G}_4 Vq(t-2) + 10.8890\Omega(t) - 15.7922\Omega(t-1) + 5.9032\Omega(t-2) \\ \bar{G}_5 Vq(t-1) - \bar{G}_5 Vq(t-2) + 14.1940\Omega(t) - 21.4114\Omega(t-1) + 8.2174\Omega(t-2) \\ \bar{G}_6 Vq(t-1) - \bar{G}_6 Vq(t-2) + 17.6760\Omega(t) - 27.3876\Omega(t-1) + 10.7116\Omega(t-2) \\ \bar{G}_7 Vq(t-1) - \bar{G}_7 Vq(t-2) + 21.2886\Omega(t) - 33.6280\Omega(t-1) + 13.3393\Omega(t-2) \\ \bar{G}_8 Vq(t-1) - \bar{G}_8 Vq(t-2) + 24.9968\Omega(t) - 40.0624\Omega(t-1) + 16.0656\Omega(t-2) \\ \bar{G}_9 Vq(t-1) - \bar{G}_9 Vq(t-2) + 28.7739\Omega(t) - 46.6379\Omega(t-1) + 18.8640\Omega(t-2) \\ \bar{G}_{10} Vq(t-1) - \bar{G}_8 Vq(t-2) + 32.5997\Omega(t) - 53.3142\Omega(t-1) + 21.7144\Omega(t-2) \end{bmatrix}$$

Après la simplification des calculs on obtient la loi de commande suivante :

$$Vq(t) = 0.9885 Vq(t-1) + 0.9885 Vq(t-2) + 0.9885W$$

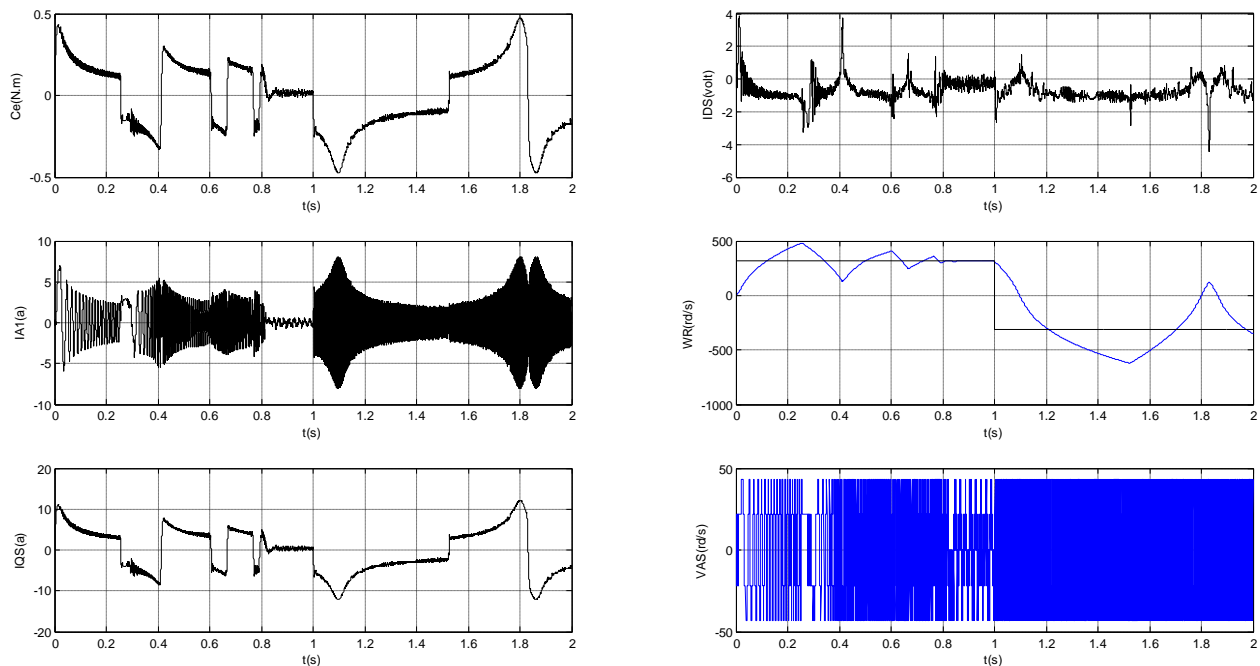
$$-79.2639 \Omega(t) + 1.2665 \Omega(t-1) - 50.7405 \Omega(t-2) \tag{III.44}$$

Avec :  $\lambda = 1.1$  la relation (III.44) devient :

$$Vq(t) = 0.6492Vq(t-1) + 0.3507Vq(t-2) + 1.1900W - 28.1219\Omega(t) + 44.9341\Omega(t-1) - 18.0021\Omega(t-2)$$

(III.45)

### III.2.12 Résultats de simulation :

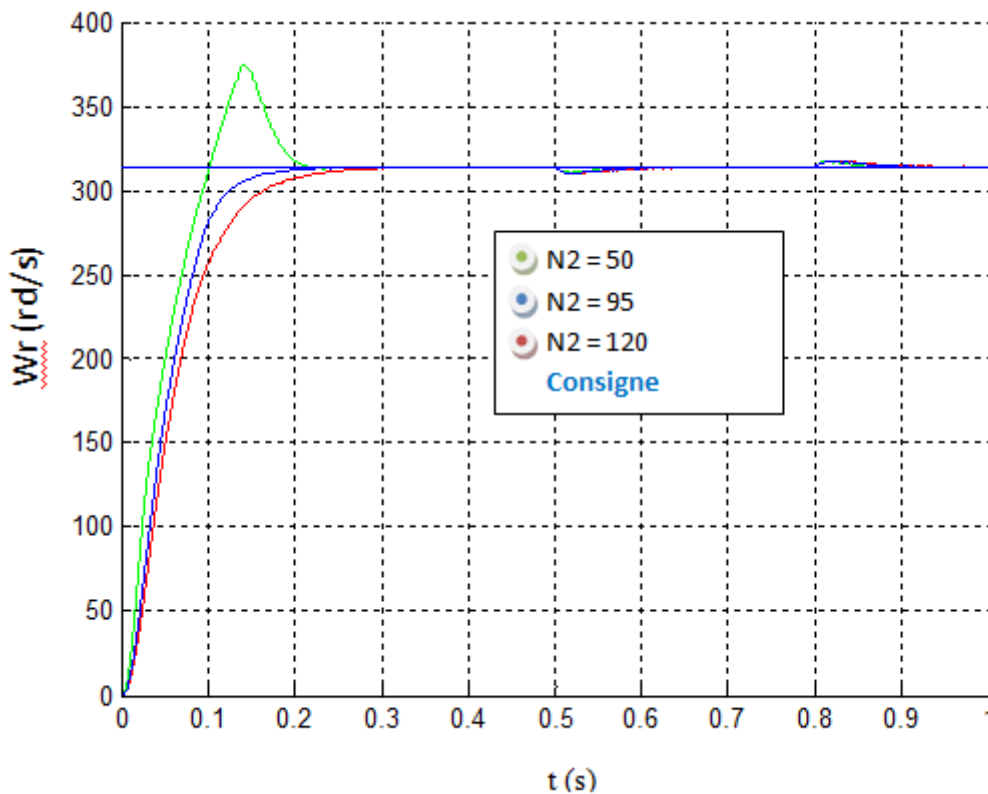


**Figure 34 : Evolution des grandeurs électriques de la MSAP + onduleurs**

Comme l'indique la **figures 34**, il en ressort que pour une consigne de lors de 314 rd/s démarrage à vide le régime permanent est atteint à  $t=0.15$  s, qui est un temps de réponse très appréciable, alors que le courant de démarrage ( $i_a$ ) atteint les 6 ampères, ce qui représente un courant de démarrage trop élevé par rapport au courant nominal, qui nécessite un limiteur de courant. L'application de la charge entre  $t=0.5$  s et  $1.5$  s entraîne une légère perte de vitesse qui est vite rétablie, notons par ailleurs que cette charge ne présente guère une influence sur la composante directe du courant, ce qui indique que la commande vectorielle est effective. Le courant de phase ( $i_a$ ) présente bien une allure sinusoïdale. Enfin lors de l'inversion de la consigne l'on note une augmentation trop importante du courant de démarrage ce qui est justifié par la grande variation que subit la machine (de 314rd/s à -314rd/s), le temps d'établissement de la vitesse a légèrement augmenté pour atteindre  $t=0.2$  s. Toutefois lors de l'inversion de la consigne, nous observons une apparition d'un dépassement au niveau de la réponse, donc un effet d'emballement survient, comme il a été trouvé pour le régulateur numérique décrit au chapitre II. Ce qui nous a amené à introduire un dispositif anti-windup, ce dernier ne suffit pas pour limiter la vitesse donc il est recommandé d'agir sur les paramètres de la GPC pour remédier à ce problème. [10]

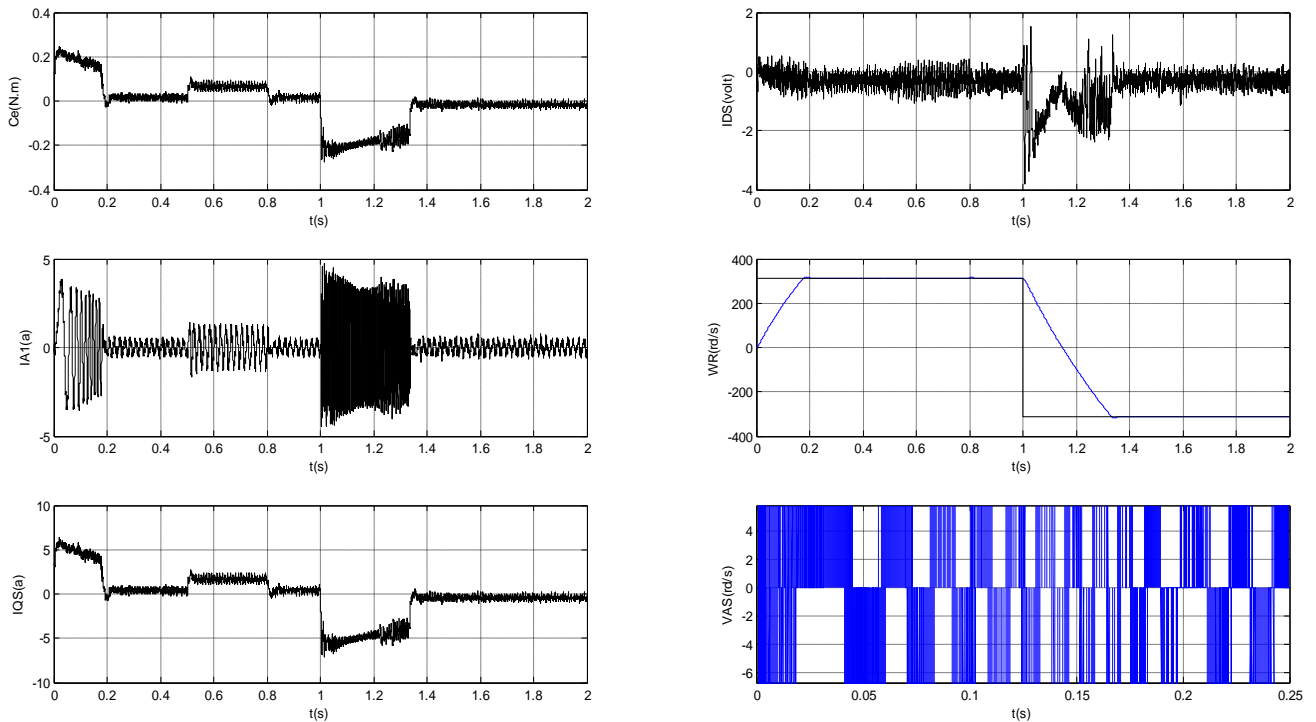
### III.2.13 Influence des paramètres de synthèse :

Comme il a été mentionné au **paragraphe III.2.5** en maintenant  $N1$ ,  $Nu$ , et  $\lambda_{opt}$  à des valeurs respectives de 1, 1, trace ( $G'G$ ), et en faisant varier  $N2$  afin de concilier une réponse rapide et un courant de démarrage acceptable, il est nécessaire de pouvoir trouver un jeu de paramètres qui puisse satisfaire ces exigences. Pour ce faire l'influence des Paramètres sur les grandeurs de la MSAP est analysée à travers la figure suivante (**figure 35**) :



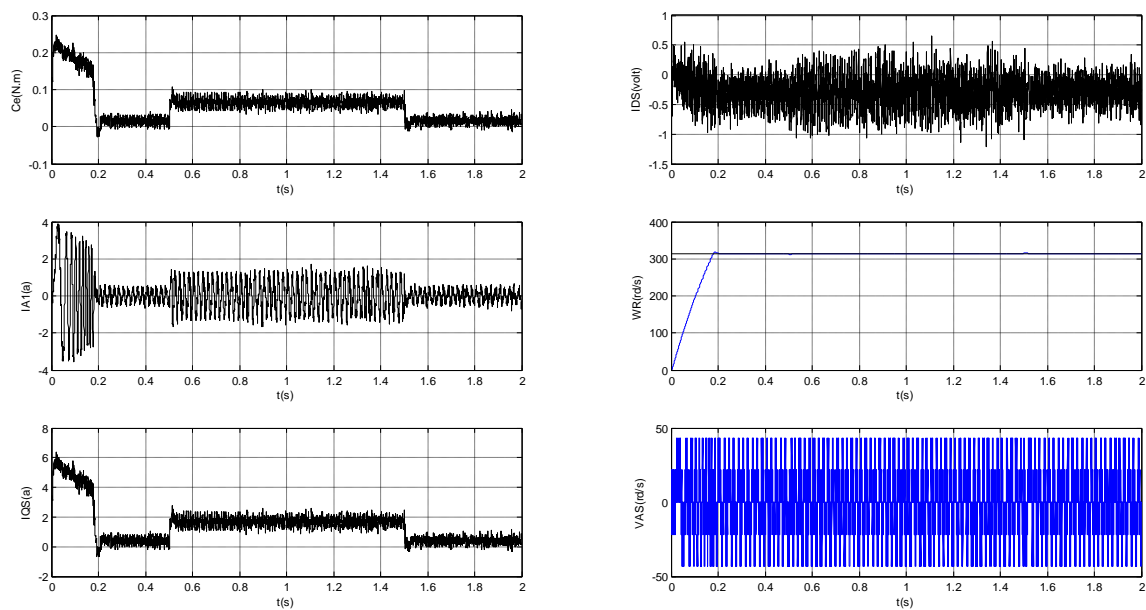
**Figure 35 : Jeux de paramètres.**

Il en ressort qu'une forte augmentation de  $N2$  se traduit par une lenteur dans la réponse du système alors qu'une trop forte diminution se traduit par un très grand dépassement de la consigne (emballement). Sachant que lorsqu'on fait augmenter  $N2$  le temps de réponse augmente d'où un temps de calcul supplémentaire qui, pour être diminué il doit être accompagné d'un dispositif anti-windup qui sert en premier lieu à limiter la vitesse autour de la valeur de consigne ainsi que le courant de démarrage (**figures 36**). [11]



**Figure 36 : Evolution des grandeurs de la MSAP + onduleurs en boucle fermée lors d'inversion du sens de rotation de 314rd/s à -314rd/s avec l'insertion d'un dispositif anti-windup.**

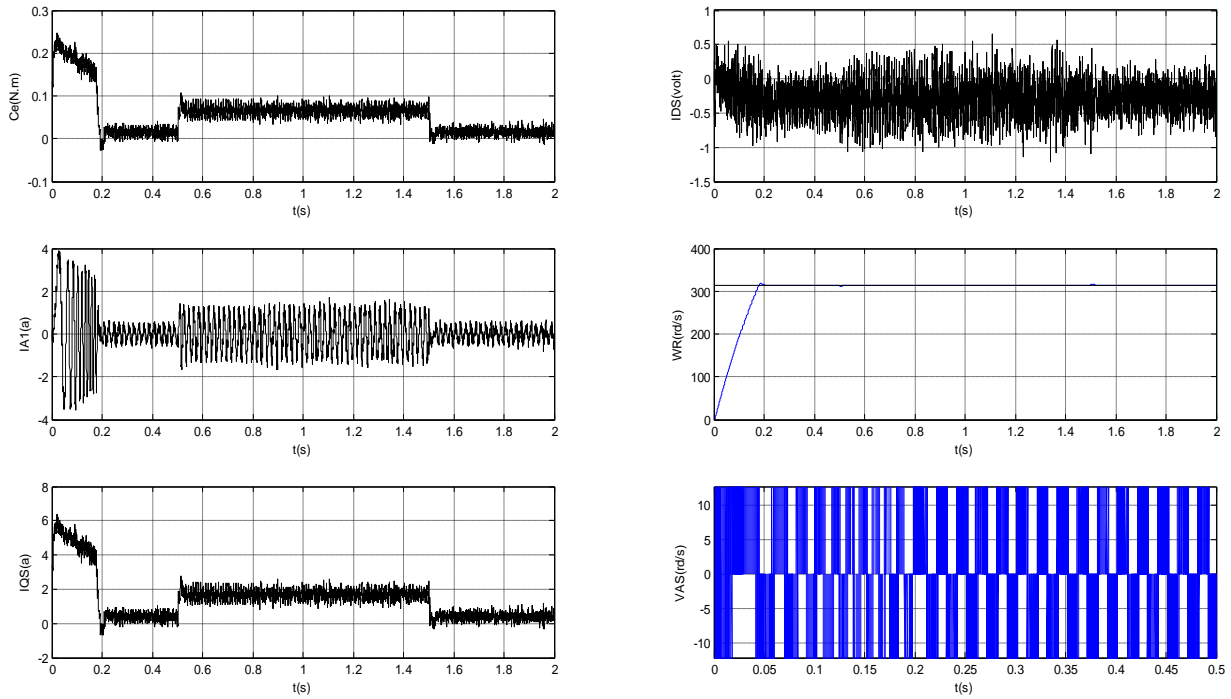
Sachant qu'avec l'utilisation d'un dispositif anti-windup et par l'action sur les paramètres de la GPC, on diminue légèrement le courant de démarrage, donc il est nécessaire d'introduire un limiteur de courant pour protéger la machine contre les intensités intenses du courant (**Figure 37**).



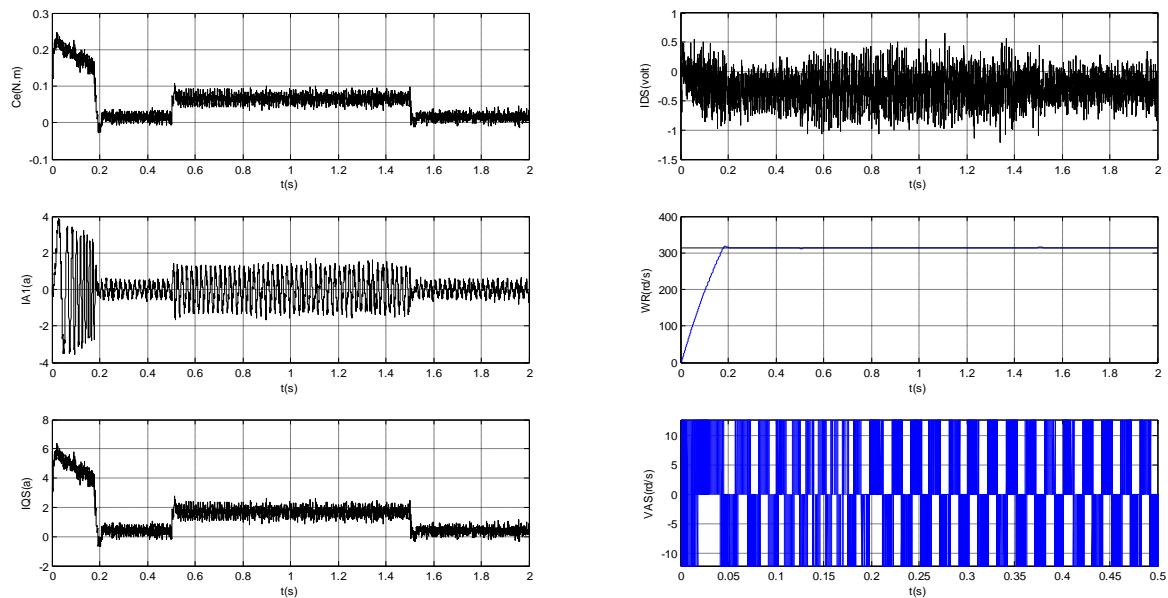
**Figure 37 : Comportement de la MSAP lors du fonctionnement à vide pour une Consigne de 314 rd/s puis application d'un couple résistant  $C_r=0.05$  entre  $t=0.5s$  et  $t=1.5s$  avec l'insertion d'un dispositif anti-windup et un limiteur de courant.**

### III.4 Etude de la robustesse :

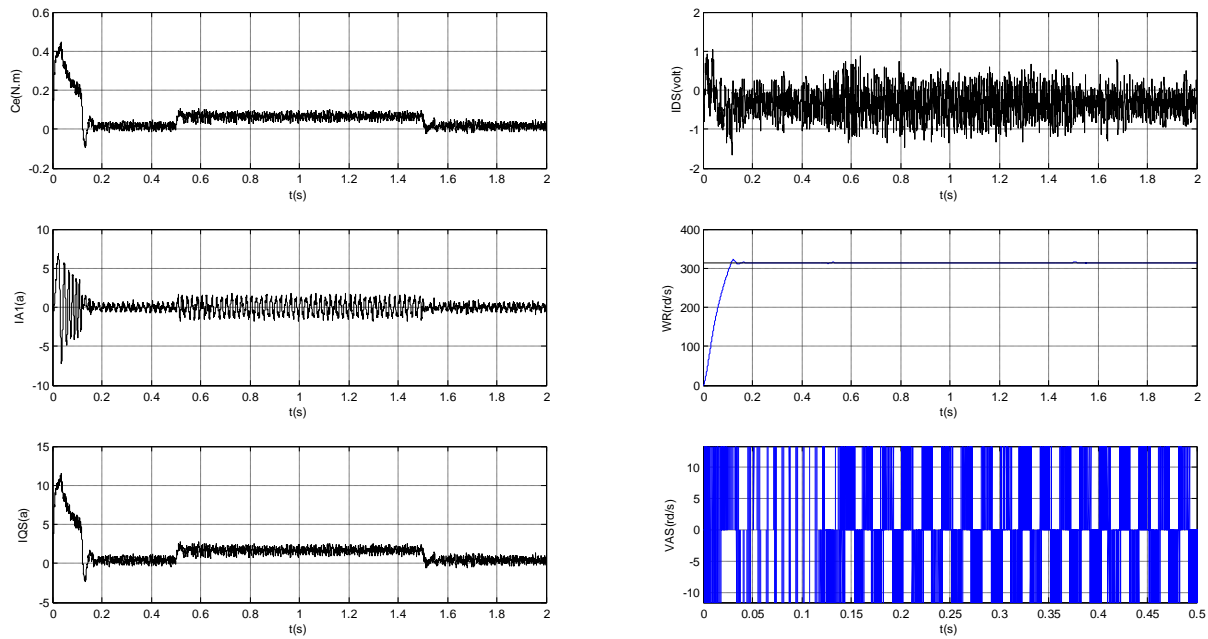
Afin de tester la robustesse de réglage vis-à-vis des variations paramétriques. Nous avons procédé à changer plusieurs paramètres électriques et mécaniques de la MSAP, pour un jeu de paramètres de commande qui caractérise les meilleures performances. Les simulations sont faites pour une réponse à une consigne de vitesse nominale lors d'un démarrage à vide avec variation de la charge et avec limitation de courant et en utilisant le dispositif anti-windup pour des raisons citées précédemment. Ainsi nous adoptons comme changement de paramètres celui effectué au chapitre II.



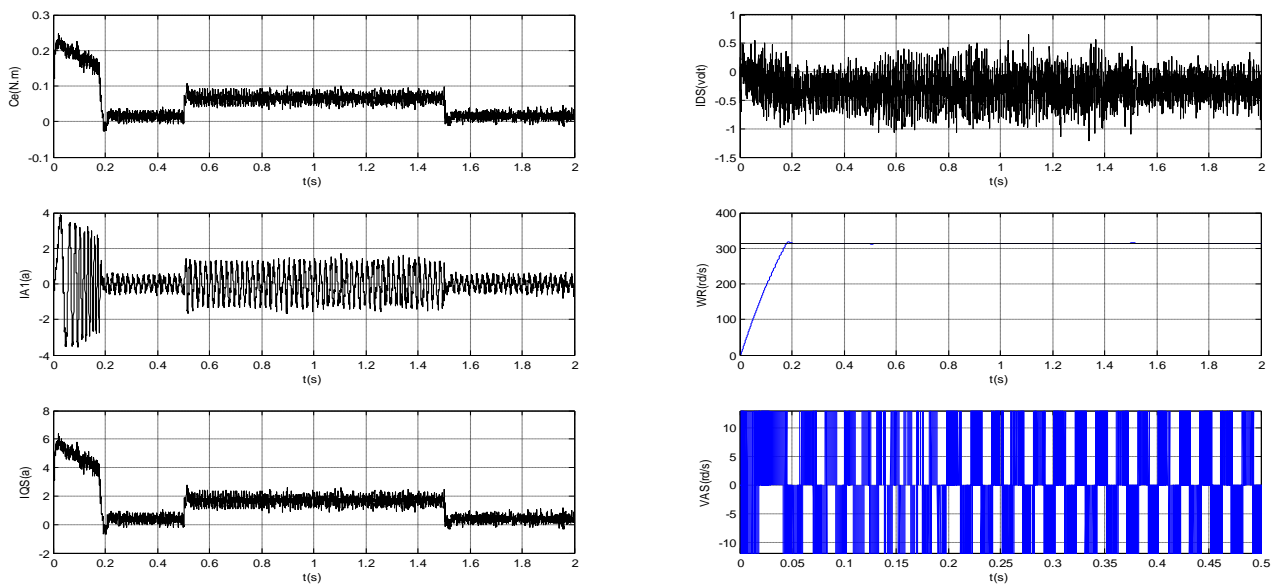
**Figure 38 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de la résistance de  $R=+50\%$  .**



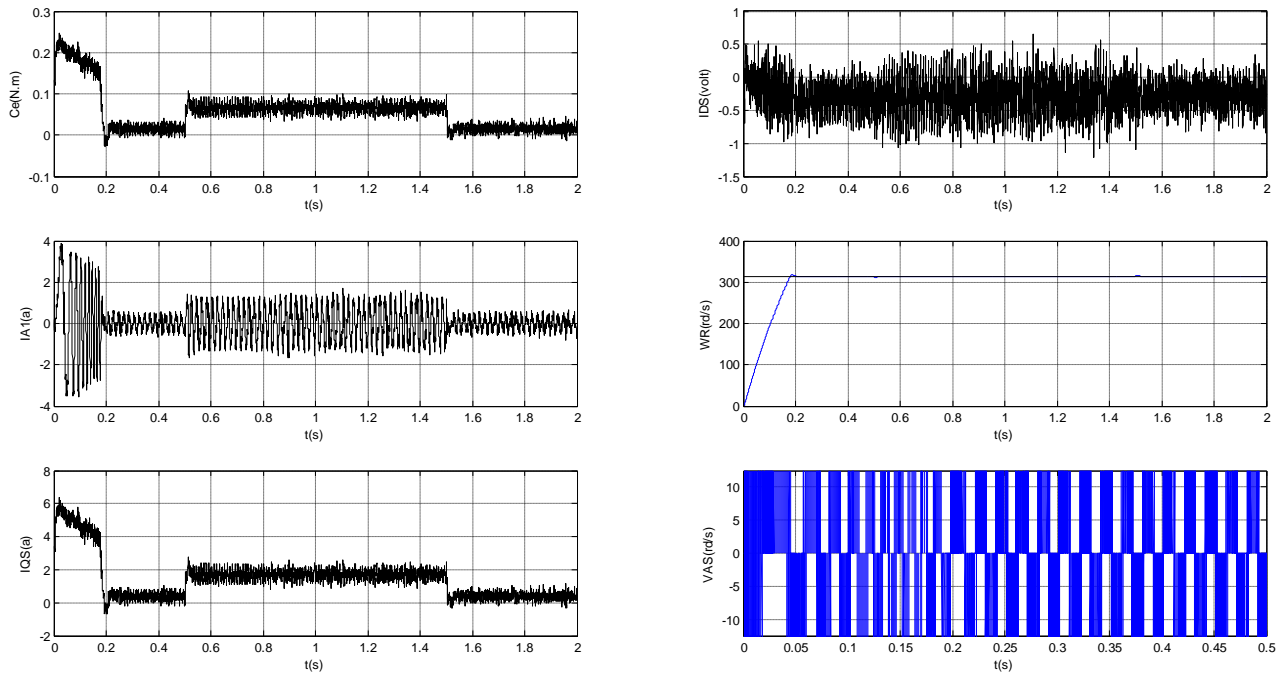
**Figure 39 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de La résistance de  $R=+100\%$**



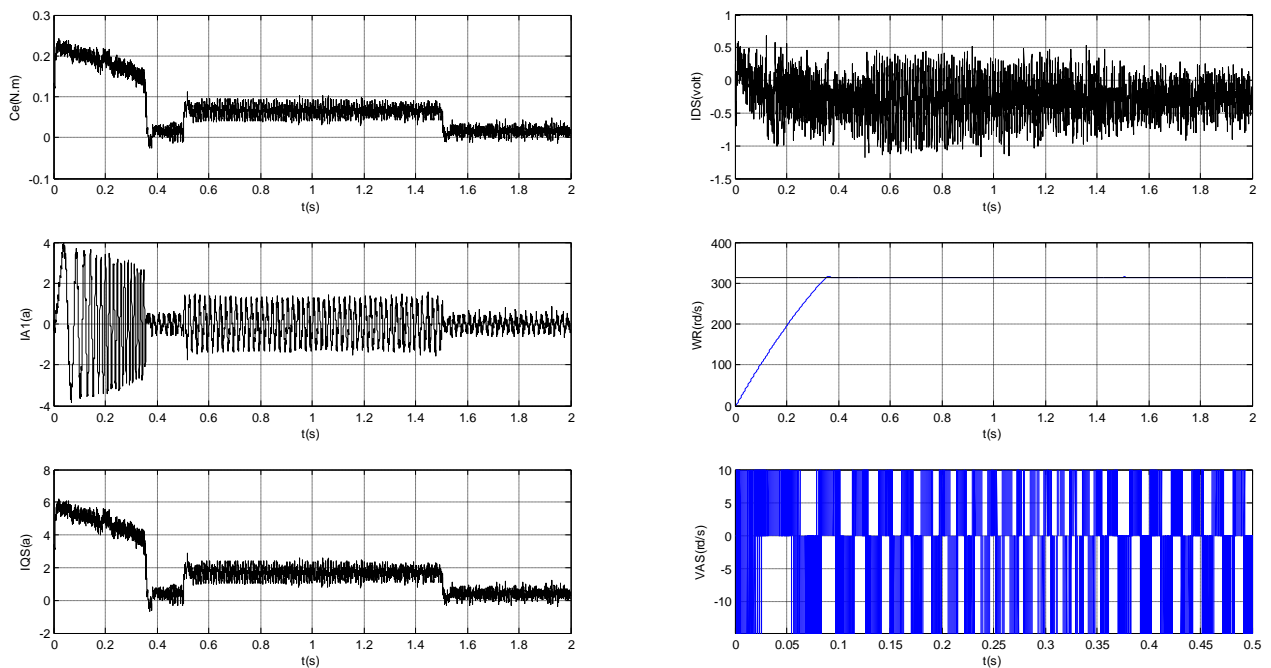
**Figure 40 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation des Inductances de  $L_d=L_q=+50\%$  et de la résistance de  $R=+50\%$**



**Figure 41 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation des inductances de  $L_d=L_q=+100\%$**



**Figure 42 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de L'inertie de J=+100%**



**Figure 43 : Comportement des grandeurs de la MSAP lors d'une variation de L'inertie de J=+200%**



### III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude de la commande prédictive par ses deux variantes. Il en ressort à travers les analyses et constatations précédentes qu'une limitation avec limiteur muni du dispositif anti-windup procure de meilleures performances par rapport à la limitation par action sur les paramètres de la GPC, puisque pour le même objectif et une même limitation, il est constaté un temps d'établissement plus petit, un meilleur rejet de la perturbation, enfin le temps de calcul inhérent à l'algorithme est réduit. Par ailleurs, on note une contribution de la GPC à la diminution du temps de réponse à travers l'action sur l'horizon maximum de prédiction.

L'association de la GPC au dispositif anti-windup est très compatible, dans la mesure où le dispositif se charge de maintenir le courant dans une plage de valeurs et le réajustement de jeu de paramètres de la GPC, à travers notamment les horizons de prédictions, permet d'améliorer le temps de réponse, ce qui représente un autre intérêt.

Par ailleurs l'analyse des résultats de simulations montrent que les performances dynamiques du système sont assez bien préservées lorsqu'on effectue les variations paramétriques, même lorsque les variations atteignant par exemple les +200% de l'inertie ce qui présente d'excellentes performances et de robustesse.

Ces qualités de robustesse la placent parmi les commandes les plus convoitées par l'industrie.

En présence de variations importantes des paramètres du système, le maintien d'un haut niveau de performance peut être impossible à atteindre avec un régulateur fixe (c'est pour cette raison que nous avons fait l'étude de la GPC sous sa deuxième version c'est-à-dire avec régulateur RST), même si la loi de commande prédictive assure de façon intrinsèque une certaine robustesse. Le maintien d'un niveau de performances correct est dès lors possible par le développement d'une version adaptative du régulateur prédictive. C'est l'objet de notre étude que nous allons aborder dans le cinquième chapitre.

### Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire nous a permis de faire un tour d'horizon sur les différentes techniques de commande et la diversité des régulateurs qui existent dans le domaine de l'automatique.

En décrivant les régulateurs classiques et en remarquant leurs limitations devant les préoccupations qui naissent d'un jour à l'autre dans le contrôle des processus récents, on cherche à exploiter des méthodes modernes pour un besoin pressant afin d'améliorer leurs performances de plus en plus élevées.

Ainsi, afin d'améliorer ces performances, nous nous sommes intéressé dans ce travail à étudier la commande prédictive et la commande adaptative destinée pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents, sachant que cette machine trouve sa meilleure place dans le monde industriel grâce à sa flexibilité de variation de vitesse et sa stabilité de fonctionnement. Après avoir mené une étude théorique de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur statique, on utilise la commande vectorielle pour ainsi aboutir à une similitude d'une machine à courant continu.

Pour ce, nous avons songé à de différentes stratégies de commandes, dont la commande classique qui est représentée ici par les régulateurs PI, où les résultats de simulations ont montré de bonnes performances puisqu'ils permettent une meilleure maîtrise du régime transitoire de la MSAP, avec un découplage assuré et une dynamique de rejet de perturbation assez bonne. Néanmoins l'étude de la robustesse montre que le temps de réponse est assez grand, aussi il y'a un dépassement remarquable de la vitesse par rapport à la consigne dans plusieurs cas de simulations, ce qui montre que le système n'est pas robuste vis-à-vis de certaines variations paramétriques. Malgré que les PI sont largement utilisés dans les domaines des entraînements à vitesse variable, ils sont inadéquats pour satisfaire les performances exigées car ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des variations paramétriques et/ou environnementale. L'utilisation d'une commande moderne pour surmonter cette détérioration est plus que nécessaire.

La simulation de la commande GPC polynomiale au modèle non linéaire de la MSAP muni de son découplage vectoriel en mode de variateur de vitesse en utilisant le jeu de

## Conclusion Générale

---

paramètre de commande obtenu par définition, indique d'assez bonnes performances. L'étude de l'influence des paramètres de synthèse a permis de cerner l'influence de ces derniers sur le comportement général des grandeurs de la MSAP. Nous avons relevé que la réduction de l'horizon maximum de prédiction avec un facteur de pondération fixé par définition, permet d'avoir une dynamique de sortie et de rejet de perturbation assez rapide, avec un découplage effectif. Toutefois nous avons observé un courant de phase au démarrage trop important. L'introduction d'un limiteur muni d'un dispositif anti-windup a permis de garder un jeu de paramètres offrant de bonnes performances dynamiques et de maintenir un courant de phase appréciable au démarrage.

Enfin, il est fort intéressant d'étayer les résultats obtenus en simulation par des essais expérimentaux sur banc d'essais.

## Conclusion Générale

---

### PARAMETRES DE LA MACHINE

La machine synchrone à aimants permanents utilisée pour les besoins de notre étude est une machine du type SmCo a distribution sinusoïdale, ses caractéristiques sont les suivantes :

<i>Puissance nominale</i>	100 w
<i>Nombre de paire de pôle</i>	2
<i>Couple résistant nominal</i>	$C_r=0.05 \text{ Nm}$
<i>Inductance cyclique</i>	$L_d=L_q=0.0121\text{H}$
<i>Résistance d'une phase statorique</i>	$R_s=3.4\Omega$
<i>Flux des aimants</i>	$\Phi_f=0.013\text{wb}$
<i>Moments d'inertie</i>	$J=0.0001 \text{ N.m.S}^2/\text{rd}$
<i>Coefficients de frottements visqueux</i>	$F_c=0.00005 \text{ N.S/rd}$
<i>Tension nominale</i>	28 v

### **Bibliographie :**

- [01] Azeddine Kaddouri “ Étude D'une Commande Non-linéaire Adaptative D'une Machine Synchrones à Aimants Permanents ” Thèse de Doctorat (Ph.D), Université Laval Québec (Novembre 2000).
- [02] A.Tlemçani “ La commande Adaptative par les Systemes Flous : application à la machine synchrone à aimants permanents ” Thèse de magister,ENP,Alger(2000).
- [03] K.Benmansour. “ Etude et implantation de controleurs robustes et flous d'une MSAP avec pilotage vectoriel ” Thèse de magister de L'école Militaire polytechnique de bordj el bahri , (Novembre 1999).
- [04] L .Ramdane “ Commande Predictive Generalisé d'un moteur synchrone à aimants permanents ” Thèse de magister de L'école Militaire polytechnique de bordj el bahri , (29 janvier 2001).
- [05] D.W.Clarke “Application of generalized predicrive control to industrial processes ” IEEE Control System magazine , pp 49-66 , avril 1988.
- [06] J.Richalet, A.Rault, L.Testud ,J.Papon.J “ Model predictive heuristic control : Applications to industrial processes ” Automatica , vol. 14, pp 413-428.
- [07] P.Boucher , D.Dumur “La commande prédictive ” Technip, Paris,1996.
- [08] D.Dumur , P,Boucher “ A review introduction to linear GPC and applications ” Journal a ,vol 39 , no4,pp21-35 ,1998.
- [09] P.Borne, G.Dauphin-Tanguy, J.P.Richard F.Rottela, I.Zambettakis-“Analyse et régulation des processus industriels : Régulation numérique” tome2,Technip, Paris,1993.
- [10] Patrick Sairry “ Automatique de basse ” Berti,1993
- [11] I.D.Landau “ Identification et comande des systemes ” Hermès, Paris,1993.
- [12] M.B Benchikou ‘Inverstigation dans les technique de commande GPS appliquées à une MSAP’ CU Media, 2006.