



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et la

Recherche Scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire De Fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : science technologie

Filière : Electromécanique

Spécialité: Electromécanique

Thème:

***Commande Predictive d' un Machine Synchrone
a Aimant Permanents***

Présenté par :

M.r Chouirfat Yassin

M.r Gaboussa Mohammed

M.r Ghemima Khaled

M.r Chabani Zakaria

Supervisé par:

Dr. Mahmoudi Abdelkader

2021-2022

ملخص:

MSAP آلة متزامنة المغناطيس الدائم عبارة عن مشغل كهربائي قوي للغاية وله لحظات منخفضة من القصور الذاتي، مما يمنحها ديناميكية تتميز بثوابت زمنية منخفضة للغاية وتجعل من الممكن تصميم السرعة أو عزم الدوران أو الموضع بدقة مثيرة للغاية وأداء ديناميكي.

يظل المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم مرشحاً جيداً بسبب عدد من المزايا التي يتمتع بها، وهي عدم وجود خسائر في الدوار، وسعة التحميل الزائد العالية، والسرعة الثابتة والثابتة عند تردد معين، وقبل كل شيء بسبب عزم الكتلة العالي مقارنةً بالمحرك غير المتزامن ومحرك متزامن كلاسيكي.

الكلمات المفتاحية: تحكم تنبؤي ، آلة متزامنة ، مغناطيس دائم.

Résumé :

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes

Le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique.

Mots clés : commande prédictive, machine synchrone, aimant permanent.

Abstract:

The permanent magnet synchronous machine (PMSM) is a very robust electric actuator and has low moments of inertia, which gives it a dynamic characterized by very low time constants and makes it possible to design speed, torque or position with very interesting precision and dynamic performance.

The permanent magnet synchronous motor remains a good candidate because of a number of advantages it has, namely no rotor losses, high overload capacity, stable and constant speed at a given frequency and above all because of its high mass torque compared to that of asynchronous motor and synchronous motor classic

Keywords: predictive control, synchronous machine, permanent magnet.

Sommaire

Introduction Générale

1

Chapitre I : GENERALITE SUR LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

I.1 Introduction	6
I. I.2 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)	7
I.2.1 Principe de fonctionnement de la MSAP	7
I.2.2 Catégories de la MSAP	7
I.2.3 Avantages de la MSAP	8
I.2.4 Inconvénients de la MSAP	8
I.2.5 Les domaines d'application de MSAP	8
I.3 Modélisation de la MSAP	9
1.3.1 Hypothèses simplificatrices	9
I.3.2 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (a, b, c)	9
I.3.2.1 Equations électriques	10
I.3.2.2 Equation mécanique	12
I.3.2.3 Equation électromagnétique	13
I.3.3 La transformation de Park	15
I.3.4 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)	17
I.3.4.1 les équations électriques	18
I.3.4.2 Equation mécanique	19
I.3.4.3 Equation électromagnétique	19
I.5 Conclusion	19

Chapitre II: Modélisation de l'association onduleur de la commande vectorielle -MSAP

II.1 Introduction	21
II.2. Convertisseur statique continu-alternatif	21
II.2.1 Définition de l'onduleur	21
II.2.2 Onduleur de tension	22
II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP	24
II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance	24
II.3.2 Modélisation du filtre	26
II.3.3 Modélisation de l'onduleur de tension	27
II.4 Stratégies de commande de l'onduler	27
II .5 Principe de la commande vectorielle	29
II .6 Commande vectorielle de la MSAP	30
II.7. Types de la commande vectorielle	31
II.8 Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle	31
II.8.1 Avantages de la commande vectorielle	31
II.8.2 Inconvénients de la Commande vectorielle	31
II.9.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	31
II.9.2 PID Controller	33
II.9.3 Calcule des Régulateurs	33
II.9.4 Découplage	35
II.10 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP	36
II .11. Interprétation des résultats de simulation	36
Conclusion	58

Chapitre III : Commande prédictive du MSAP

III.1 Introduction	45
III.2 La commande prédictive	47
III.3 Stratégie générale de la commande prédictive	50
III.4 Comparaison du contrôle prédictive avec la commande vectorielle	51
III.5 Résultat de simulation	53
III.6. Interprétation des résultats de simulation	59
III.7 .Comparaison entre le contrôle MPC et le Vectorielle en termes de THD	59
III.8 Conclusion	60
Conclusion générale	61

Bibliographie

Liste des Figures

Chapitre I :

Figure.I.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	10
Figure.I.2. Schéma de la machine synchrone à aimant permanent	10
Figure.I.3. Les différents couples qui agissent sur le rotor	13
Figure.I.4. Machine équivalente au sens de Park	13
Figure.I.5. Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)	16
Figure. I. 6. Référentiel tournant d'axes (d– q)	17

Chapitre II :

Figure. II.1. Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension	22
Figure. II.2. Schéma équivalent de l'onduleur	23
Figure. II.3. Schéma de principe de la technique triangulé-sinusoïdale	24
Figure. II.4. Représentation de le redresseur triphasédouble alternance diodes	25
Figure. II.5. Représentation d'un filtre passe bas	26
Figure. II.6. Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension	27
Figure. II.7. Schéma équivalent de l'onduleur à MLI	28
Figure. II.8. Passage de système triphasé au système biphasé	29
Figure. II.9. Commande par orientation du champ de la msp (ds i nul)	30
Figure. II.10. Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP	32
Figure. II.11. Régulateur PI	34
Figure.II.12. Schéma bloc de découplage	36
Figure.II.13. Changement de vitesse 400 a 1500 tr/min	36
Figure.II.14. Changement de vitesse 1200 a 1500 tr/min	38
Figure.II.15. Changement de couple 2-10	40

Chapitre III :

Figure. III.1.	Schéma de principe de la commande prédictive	47
Figure. III.2.	La méthodologie du MPC	51
Figure .III.3.	Le schéma fonctionnel de la structure de base des algorithmes MPC	51
Figure. III. 4.	Changement de vitesse 400 à 1500 tr/min	53
Figure. III. 5.	Changement de vitesse 1200 à 1500 tr/min	55
Figure. III. 6.	Changement de couple 2-10	57

Nomenclature

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants des phases statoriques de la machine.
F_{sa}, F_{sb}, F_{sc}	Flux des phases statoriques de la machine.
f_F	Flux des aimants.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions des phases statoriques.
I_{ds}, I_{qs}	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistante.
f	Coefficient de frottement.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de PARK.
$[P(\theta)^{-1}]$	Matrice de passage inverse de Park
P	nombre de paire de pôles.
M	Inductance cycliquemutuelle stator-rotor
J	Moment d'inertie des masses en rotor.
L_D, L_Q	Inductances cycliques directe et en quadrature.
U_0	tension continue à l'entrée de l'onduleur.
D	Indice de l'axe direct
Q	Indice de l'axe en quadrature
ω	Pulsation des tensions statoriques.
Ω	Vitesse angulaire du rotor.
τ	Constante du temps électrique.
A_{BC}	Indice correspondants aux trois phases du stator
dq	Axe correspon dants au référentiel lié au champ tournant

Liste des abréviations

MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent
MCC	Machine à Courant Continu
MBPC (MPC)	Model (Based) Predictive Control
MPC	Model Predictive Control
IMC	Internal Model Controller
GPC	Generalized Predictive Control
M.L.I	Modulation de largeur d'impulsion.
PI	Correcteur Proportionnel intégrale
D P.I	Action Proportionnel intégrale
K_p , K_i	Coefficient proportionnel- intégral

Introduction Générale

Introduction Générale

Bien que la plus ancienne des machines électriques industrielles, la machine à courant continu reste très utilisée et particulièrement comme actionneur. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses performances statiques et dynamiques sont exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteurs et courant d'induit) quasiment indépendantes et indépendantes de la vitesse et de la position du rotor [1].

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'écarter cet inconvénient.

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique ,servomoteur, entraînement à vitesse variable ...etc.)[1], [2].

Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC.

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

En revanche, lorsque des performances sévères sont requises, les commandes classiques montrent vite leurs limites. En effet l'une des principales difficultés rencontrées dans la commande des procédés est la présence de retard dus essentiellement aux caractéristiques physiques du système à contrôler (constante de temps d'éléments chauffants, acquisition-conversion de signaux...). Ces retards sont souvent la cause de problèmes rencontrés lors de l'application de commande classique. C'est pour résoudre type de problème qu'a été introduite la notion de commande prédictive [3].

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Arrivée à maturité, tellement elle est suffisamment utilisée dans l'industrie, dont ses diverses applications se sont révélées très concluantes, notamment dans les systèmes robotiques, des machines électriques, la surveillance et la conduite des procédés biotechnologiques, [4] [5].

La commande prédictive est un terme général qui englobe un ensemble de méthodes différentes (PFC, DMC, GPC, EPSAC, NLPC...). Néanmoins, toutes ces techniques utilisent la même philosophie de contrôle et le principe de fonctionnement est le même. Nous nous intéressons dans ce mémoire à la commande prédictive généralisée (GPC).

Cette commande est introduite à la fin des années 80 et elle est considéré comme étant la plus populaire des méthodes de prédiction, particulièrement pour des processus industrie. La GPC est basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fuyant et dépend de quatre paramètres qui sont les deux horizons de prédiction minimum et maximum, l'horizon de commande et le facteur de pondération de la commande, dont l'ajustement optimal ne peut être garanti.

Organisation du mémoire

Ce mémoire est scindé en trois chapitres et une conclusion.

Le premier chapitre concernera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les

phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park. L'association convertisseur machine est aussi donnée et est validé par simulations.

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

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

Nous terminerons par une conclusion générale et nous proposerons quelques perspectives pour la continuation future de ce travail.

Chapitre I : GENERALITE SUR LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

I.1 Introduction

I. I.2 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

I.3 Modélisation de la MSAP

I.3.2.2 Equation mécanique

I.3.3 La transformation de Park...

I.4 Conclusion

I.1 Introduction :

Aujourd'hui, les machines à aimants occupent une place importante dans les applications industrielles de petite puissance où l'on recherche la compacité, rusticité et bon rendement (robotique, électroménager, etc....); de moyenne puissance (machines-outils, véhicules électriques; aéronautique, etc....) pour les entraînements à vitesse variable ainsi que pour les grandes puissances en particulier dans la traction ferroviaire, la propulsion navale et la production de l'énergie électrique (éoliennes).

La recherche d'outils simples est le premier souci dans un processus de dimensionnement d'un actionneur électrique. Durant la phase de prédimensionnement, une analyse paramétrique est souvent effectuée, à l'aide de modèles analytiques. Ces modèles, représentant des liens explicites entre les paramètres de dimensionnement et les grandeurs caractéristiques de fonctionnement de l'actionneur, doivent être rapides et faciles à mettre en œuvre.

Les performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume, de la structure et du type d'aimants utilisés.

On va présenter dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application. Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à aimants montés sur la surface rotor que. Ce type de machines présente généralement un large entrefer magnétique. Ces machines nécessitent donc l'utilisation d'aimants très performants. Par ailleurs, la modélisation de cette machine sera décrite à partir d'équations de champ ; le modèle sera développé numériquement en coordonnées polaires.

I. 1. 2 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP):

I. 2. 1 Principe de fonctionnement de la MSAP :

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [6].

Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe [7].

- Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage de délimiter les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [8].

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants.

I. 2. 2 Catégories de la MSAP :

- Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS)
- Machine synchrone à aimants permanents insérés (MSAPI)
- Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)
- Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)

I. 2. 3 Avantages de la MSAP :

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- Puissances massives élevées.
- Absence de contacts glissants $g=0$.
- Un bon rendement
- Absence des balais et d'alimentation continue.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Fonctionnement en survitesse.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [9].

I. 2. 4 Inconvénients de la MSAP :

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Ondulations de couple

I. 2. 5 Les domaines d'application de MSAP :

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance.

Applications aux petites puissances ($P < 600W$) :

- Micro Ventilateur

- Disque Dur
- Fraise de dentiste
- Programmeur Mécanique

Applications aux moyennes puissances ($500W < P < 100kW$) :

- Vélo a assistance
- Voiture électrique (Toyota Prius)
- Machine-outil
- Robot industrie

Applications aux fortes puissances

- Traction ferroviaire
- Propulsion navale

I. 3 Modélisation de la MASP :

I. 3. 1 Hypothèses MASP:

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes.

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale

I. 3. 2 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (a, b, c):

Soit une machine synchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure 1 et dont les phases sont repérées respectivement par S_A , S_B , S_C . L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases S_A et R_a choisis comme axes [10].

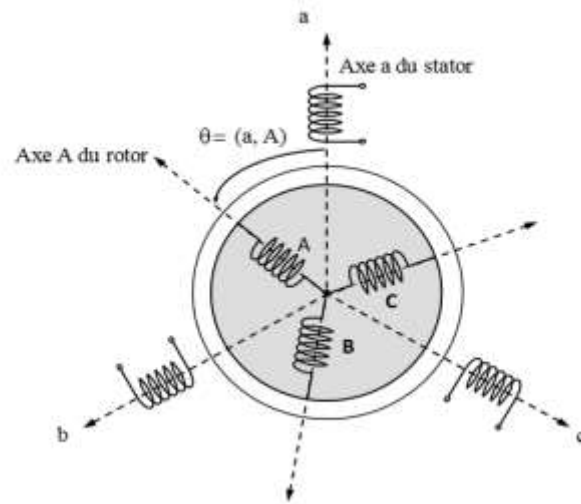


Fig. (I.1) Représentation schématisée d'une machine synchrone triphasée

I. 3. 2. 1 Les équations électriques des machines MSAP [11] :

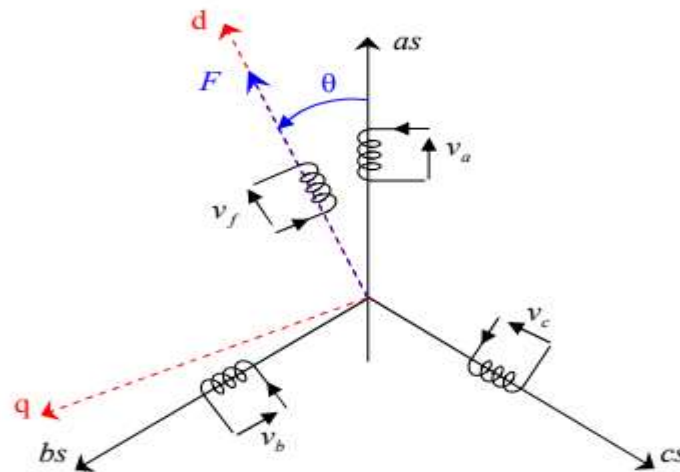


Fig. (I.2) Schéma de la machine synchrone à aimant permanent

- Du stator

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Avec :

R_s : La résistance des phases statoriques ;

$[V_a \ V_b \ V_c]$: Vecteur tensions des phases statoriques

$[i_a \ i_b \ i_c]$: Vecteurs courants des phases statoriques

$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]$: Vecteur flux des phases statoriques

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

R_s : résistance par phase statorique.

Du rotor.

$$[V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$[R_f] = \begin{bmatrix} R_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} [\phi_f] \quad (I.6)$$

I. 3. 2. 2 Equations magnétiques :

- **Flux statorique:**

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (I.7)$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée et d'ordre 3*3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{s0}]$, et les termes variables dépendent de θ , que nous regroupons dans posons :

$$[L_{s2}(\theta)] = [L_{s0}] + [L_s][L_{s2}(\theta)] \quad (I.8)$$

$$[Ls0] = \begin{bmatrix} Lso & Mso & Mso \\ Mso & Lso & Mso \\ Mso & Mso & Lso \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[Ls2(\theta)] = Ls2 \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Les inductances propres et mutuelles $Lso, Mso, Ls2$ sont des constantes

- **Flux rotorique**

$$[\phi f] = [Lf][If] + \frac{d}{dt}[Msf][Is] \quad [Lf] = \begin{bmatrix} Lf & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$[Msf]$: est le matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le st

$$[Msf] = Mf \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \text{ et } [Msf] = [Mfs] \quad (I.12)$$

I. 3. 2. 3 Equation mécanique :

Les seules pièces mobiles d'une (MSAP) sont le rotor et son roulement, et la robustesse et la fiabilité de cette machine est une conséquence directe de sa structure peu compliquée. A cet effet, l'application de la deuxième loi de newton dans cette approche définit aisément. La dernière équation mécanique du modèle de système d'équations fondamentales de la MSAP comme suite :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.13)$$

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I. 14)$$

$$C_f = f\Omega \quad (I. 15)$$

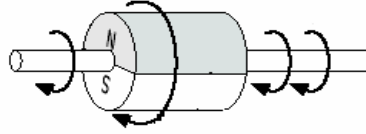


Fig. (I. 3) Les différents couples qui agissent sur le rotor

Ω : La vitesse de rotation mécanique de la MSAP

J : Le moment d'inertie du moteur

f : Le coefficient de frottement visqueux

C_e : Le couple électromagnétique délivré par le moteur

C_r : Le couple résistant ou de charge

I. 3. 3 Transformation de Park :

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles (tension, flux, courant) à leurs composantes fictives appelées les composantes d-q

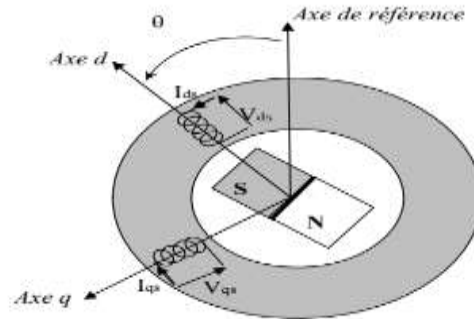


Fig. (I.4) Machine équivalente au sens de Park [12].

$$\begin{cases} [P(\theta)][V_{dhs}] = [Vs] \\ [P(\theta)][V_{qhs}] = [Is] \end{cases} \quad (I. 16)$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$[P(\theta)]$ Étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique $[Vs]$ $[\phi_s]$ et $[Is]$ à leurs composants relatives $[Vdqhs]$ $[Idqhs]$

L'application de la transformation de Park à l'équation (I.16) donne :

$$[P(\theta)][Vdqhs] = [Rs] + [P(\theta)][Idqhs] + \frac{d}{dt}([Lss][P(\theta)][Vdqhs]) + \frac{d[\phi_f]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}$$

Avec :

$$\frac{d}{dt} = s$$

Si on pré multiplie tous ces termes et en sachant que par $[P(\theta)]$

$$[Rs] = Rs \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

on peut écrire les équations simplifiées des tensions :

$$[Vdqhs] = [Rs][Idqhs] + [P(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} ([Lss][P(\theta)][Idqhs]) + \frac{d[\phi_f]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \right\}$$

Avec :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} - \omega \phi_{ds} \end{cases} \quad (I.20)$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_{qs} = L_q I_q \end{cases} \quad (I.21)$$

En introduisant (I.21) dans (I.20) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - L_{qs} \omega I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + L_{ds} \omega I_{ds} + \omega \phi_f \end{cases} \quad (I.22)$$

I. 3. 3. 1. Principe de transformation de Park :

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park, qui rapporte les équations électriques et toriques à un système cartésien d'axes, $d q$.

Dans le repère classique il y a trois axes (as , bs , cs) orientés suivant les axes des trois enroulements statoriques de la machine. D'habitude, l'axe as est considéré comme référence pour les transformations ultérieures. Quant au rotor, on a toujours un seul axe pour la machine synchrone à aimants permanents θ donne la position du rotor par rapport au stator. Les trois enroulements du stator peuvent être remplacés par deux enroulements fictifs à $\pi/2$ dans l'espace et alimentés par des courants à $\pi/2$ dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les l'axes d et q , où dans le cas de la MSAP (figure. I.5) l'axe d est orienté suivant le rotor, c'est-à-dire suivant la direction de l'aimantation. Pour passer du système triphasé, abc , au système biphasé, dq , (réciproquement) il faut utiliser les transformations de suivantes [13] [14] :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta)][V_{dqo}] \\ [V_{dqo}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{abc}] \end{cases} \quad (I. 23)$$

Où $[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ sont les matrices de passage directe et inverse, qui sont données par

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \end{bmatrix} \quad (I. 24)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I. 25)$$

Le système dq sera utilisé dans la commande vectorielle des machines électriques. Dans le système dq , les grandeurs électriques sont de type continues, ce qui donne la possibilité de faire une commande similaire à la commande des machines à courant continu

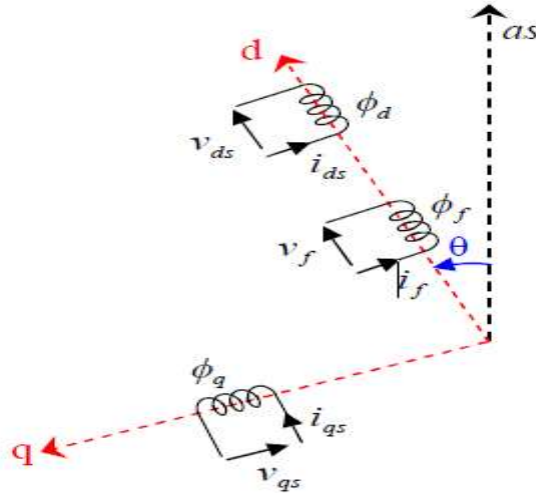


Fig. (I. 5) Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)

I.3.4 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (d,q):

Les équations obtenues dans le repère (a,b,c) sont non linéaires et couplées. Elles sont fonctions de la position du rotor θ . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tension, courant, flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements orthogonaux d'axe (d-q) tournant à une vitesse ω par rapport au stator (figure I.6), aux enroulements triphasés (a,b,c). Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

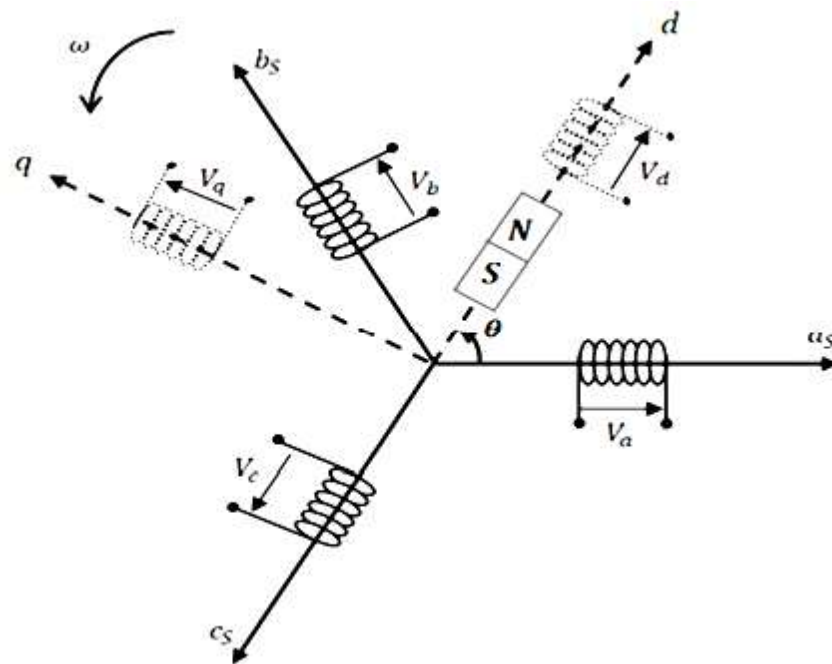


Fig. I. 6: Machine équivalente au sens de Park

Transformation de Park direct :

$$[X_{dqo}] = P(\theta)[X_{abc}] \quad (I.26)$$

Sachant que :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I. 27)$$

-Transformation de Park inverse :

$$[[P(\theta)]^{-1}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I. 28)$$

I. 3. 4. 1 Equation électrique [15] :

En physique, et plus particulièrement en thermodynamique, une équation d'état d'un système à l'équilibre thermodynamique est une relation entre différents paramètres physiques (appelés variables d'état) qui déterminent son état. Il peut s'agir par exemple d'une relation entre sa température, sa pression et son volume. À partir de l'équation d'état caractéristique d'un système physique, il est possible de déterminer la totalité des quantités thermodynamiques décrivant ce système et par suite de prédire ses propriétés.

Les équations d'état sont généralement restreintes à un type de comportement ou de phénomènes physiques donnés. Un même corps peut donc avoir plusieurs équations d'état, concernant par exemple son état magnétique ou son état thermodynamique.

Pour qu'un corps puisse être caractérisé par une équation d'état à un instant donné, il faut que l'état de ce corps dépende uniquement des valeurs prises par les paramètres à cet instant. Les corps présentant un phénomène d'hystérésis ne peuvent donc pas être caractérisés par une équation d'état.

$$\begin{bmatrix} Vrd \\ Vrq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 \\ 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ird \\ irq \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi rd \\ \phi rq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(Ws - Wr) \\ (Ws - Wr) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi rd \\ \phi rq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I. 29)$$

$$\begin{bmatrix} Vsd \\ Vs q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} isd \\ is q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi sd \\ \phi s q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -W_s \\ W_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi s q \\ \phi sd \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

I . 3. 4. 2 Equation magnétique :

$$\begin{bmatrix} \phi sd \\ \phi s q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} isd \\ is q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} isd \\ is q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ir d \\ ir q \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

$$\begin{bmatrix} \phi r d \\ \phi r q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ir d \\ ir q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} isd \\ is q \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

Avec:

$L_s = L_s - M$, $L_r = L_r - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{2}{3} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

I. 3. 4. 3 Equation mécanique :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi r d isd - \phi r q is q) \quad (I.33)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (I.34)$$

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ces types, ces avantages et ces domaines d'application. Par la suite on a présenté le modèle dynamique triphasé de la machine synchrone à aimants permanents et on a prouvé que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variants dans le temps, difficile à étudier. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient linéaire, plus simple et facile à étudier. Le modèle de la machine simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé linéaire de PARK.

CHAPITRE II : Modélisation du système MSAP avec la commande Vectorielle

II.1 Introduction

II.2. Convertisseur statique continu-alternatif

II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP

II.4 Stratégies de commande de l'onduleur

II .5 Principe de la commande vectorielle

II .6Commande vectorielle de la MSAP

II.7. Types de la commande vectorielle

II.8 Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle

II.10 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP

II .11. Interprétation des résultats de simulation

II.12. Conclusion

II. 1 INTRODUCTION :

Les onduleurs tiennent une place importante dans les entraînements de vitesse des moteurs électriques. L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter les machines à courant alternatif par un système de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude variables. Néanmoins, plusieurs problèmes se posent, particulièrement celui de l'apparition des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur le comportement dynamique de la machine ; elles nuisent le fonctionnement normal de la machine. En effet, la présence de ces harmoniques entraîne des couples pulsatifs indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires.

La machine synchrone à aimants permanents tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose : le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite 'd'orientation du flux', a été proposée par Blaschke en 1972 [16], elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

II. 2. C convertisseur statique continu-alternatif :

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Le développement des composants de puissance au milieu du siècle (électronique de puissance) a permis de développer des convertisseurs de puissance électrique sans machines tournantes. La technologie des composants utilisés (semi-conducteurs) ne cesse d'évoluer :

- Faible coût ;
- Puissances commutées élevées
- Facilité de contrôle.

II. 2. 1 Définition de l'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [17] [18]. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon) [17].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

Selon la source :

- Onduleurs de tension,
- Onduleurs de courant ;

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

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

II. 2. 2 Modélisation de Onduleur de tension :

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement représenté selon la figure (II.1), où T_i et T'_i ($i=a, b, c$) sont des transistors MOSFET, S_i et $S_{i'}$ sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

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

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

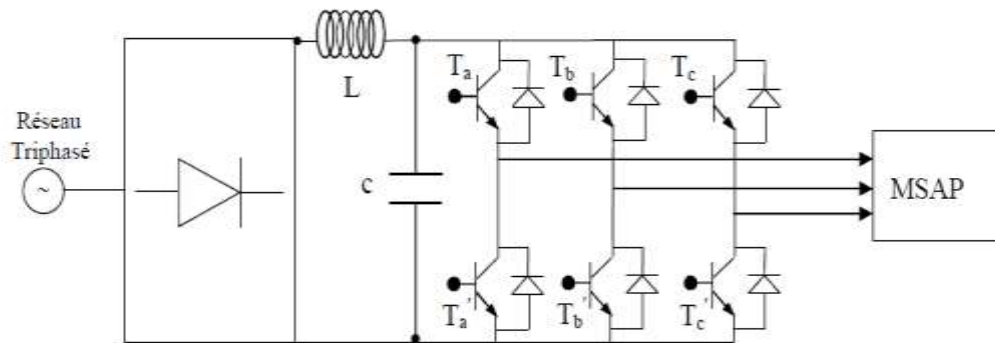


Fig. (II.1) : Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.

On considère l'alimentation de l'onduleur est comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.é.m. égale à $\frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 . L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors

Dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération, Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure (II.2). La machine synchrone est connectée en étoile, U_0 est la tension continue alimentant l'onduleur de tension.

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

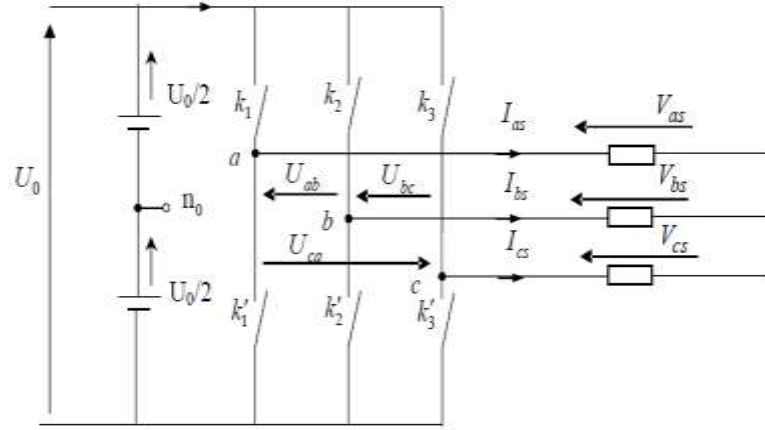


Fig. (II.2): Schéma équivalent de l'onduleur

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = U_0 (S_a - S_b) \quad (II.1)$$

$$U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = U_0 (S_b - S_c) \quad (II.2)$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = U_0 (S_c - S_a) \quad (II.3)$$

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

De (II.1) et (II.3) on trouve

$$V_{as} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (II.4)$$

De (II.1) et (II.2) on trouve

$$V_{bs} = \frac{U_0}{3} (2S_b - S_a - S_c) \quad (II.5)$$

De (II.2) et (II.3) on trouve

$$V_{cs} = \frac{U_0}{3} (2S_c - S_a - S_b) \quad (II.6)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_o \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé porteuse, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué.

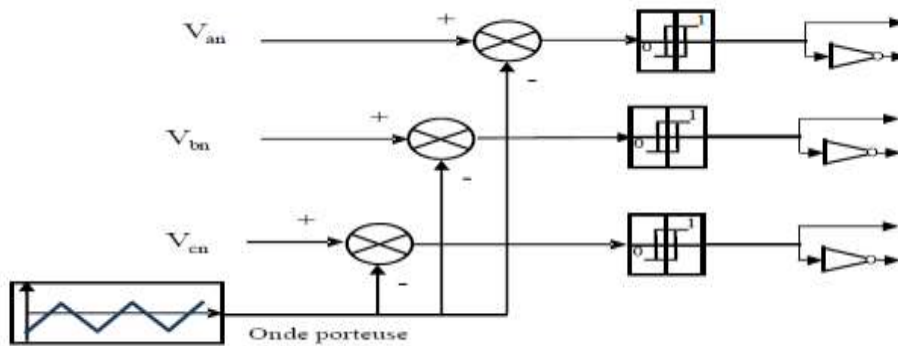


Fig. (II.3) : Schéma de principe de la technique triangle-sinusoidale

II .3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP:

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") [19], permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs.

II. 3. 1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance:

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu»[20], Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la Fig.II.4

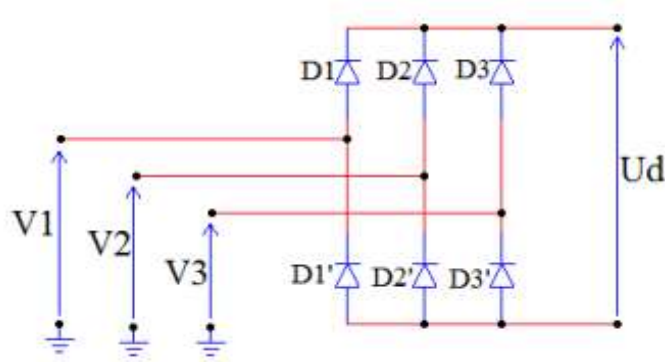


Fig (II.4) Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes .

Ce redresseur comporte trois diodes (D1, D2,D3) à catho commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes (D1', D2', D3') à anode commune $V_2=V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3})$ assurant le retour du courant I_d .Si on suppose que leredresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension.

$$V_1=V_m \sin(2\pi ft) \quad (II.8)$$

$$V_2=V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \quad (II.9)$$

$$V_3=V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \quad (II.10)$$

Le pont de Graëtzà diodes triphasé alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. La séquence de conduction des diodes est définie comme suit.

D_i conduit si $v_i = \max(v_j); j=1,2,3 ; i=1,2,3$ ~

D'_i conduit si $v'_i = \max(v_j); j=1,2,3 ; i=1,2,3$

La tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d=V_i- V'_i=\max(V_j)-\min(V_j) \quad (II.11)$$

Avec :

$D_i;D'_i$: Les diodes en conduction

V_i : La tension à l'anode de D_i

V'_i : La tension à l'anode de D'_i

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_d \text{ moy}=\frac{3\sqrt{3}}{\pi}v_m \quad (II.12)$$

II. 3. 2 Modélisation du filtre :

Pour améliorer la qualité de la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C_f , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel i_d et le courant i , ainsi elle supprime les brusques variations de U_{dc} lors de la commutation, par contre, pour réduire l'ondulation du courant i et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L_f (de résistance interne R) l'ensemble L-C constitue un filtre passe bas[21].

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par (FigII.4)

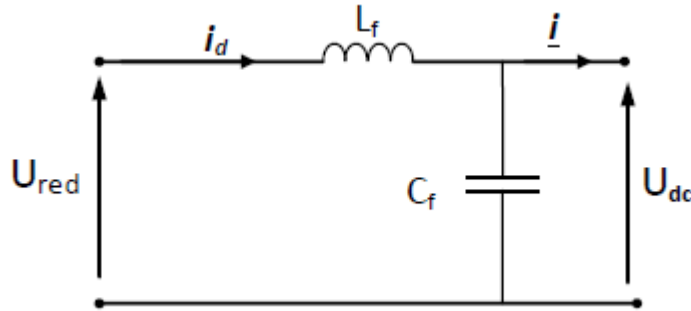


Fig. II.5 Représentation d'un filtre passe bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant ;

$$U_d = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U(t) \quad (II.13)$$

$$\frac{U(t)}{dt} = \left(\frac{1}{C_f} (i_d(t) - i(t)) \right) \quad (II.14)$$

Les deux équations précédentes, nous donnons la fonction de transfert $F(s)$ du filtre sous la forme :

$$f(s) = \frac{U(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + \sqrt{L_f C_f} s} \quad (II.15)$$

Le rôle de la capacité C_f est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L_f est de lisser le courant i_d . Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure.

$$F_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II.16)$$

II. 3. 3 l'onduleur de tension:

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé. Donc la (figure II.5) illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP :

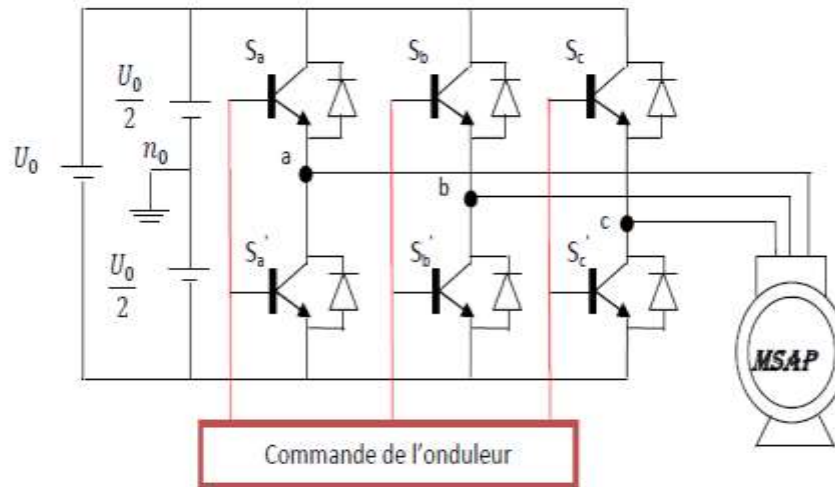


Fig II.6: Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

II. 4 Stratégies de commande de l'onduleur :

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie. Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

II. 4. 1 Contrôle par modulation de largeurs d'impulsions (MLI):

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine.

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM ou Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

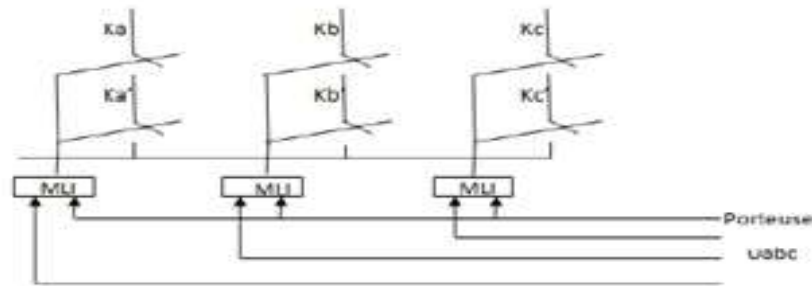


Fig II.7: schéma équivalent de l'onduleur à MLI

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées:

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire, pour notre travail on utilise cette méthode.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

II . 5 Principe de la commande vectorielle :

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la I_{ds} du courant statorique. Tandis que, la composante I_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la MCC.

Si le courant I_{ds} est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant I_{ds} est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage).

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

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \quad (II.17)$$

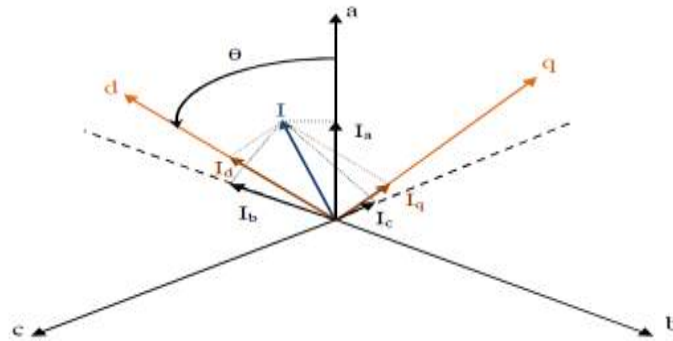


Fig. (II . 8) Passage de système triphasé au système biphasé.

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

$$I_{ds} = 0 \Rightarrow I = I_{qs} \quad (II.18)$$

$$\Phi_f = L_f I_f \quad (II.19)$$

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

$$C_e = K I_{qs} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} p \Phi_f \quad (\text{II.21})$$

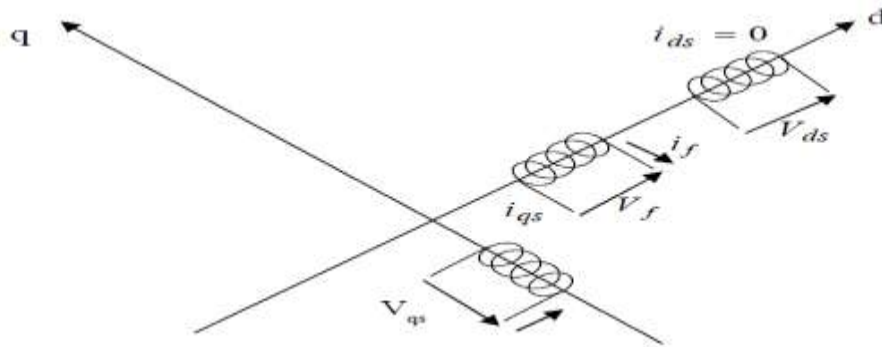


Fig. (II .9) commande par orientation du champ de la MSAP($i_{ds} = 0$).

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

II . 6 Commande vectorielle de la MSAP :

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

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

II. 7. Types de la commande vectorielle :

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse[22].

II. 8 Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle :

II. 8. 1 Avantages de la commande vectorielle :

Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)

- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

II. 8. 2 Inconvénients de la Commande vectorielle:

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

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

II. 9. 1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension:

- La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

La figure (II.11) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux

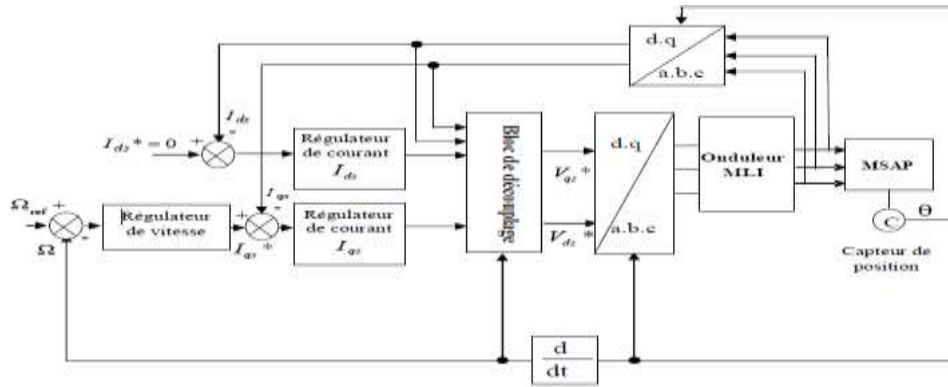


Fig. (II. 10) Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP Alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux' [23].

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

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence Ce^* ou le courant de référence I_{qs}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine.

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

En parallèle avec cette boucle Ω de référence est maintenu à zéro [23].

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

Le système d'équation (II.22) introduit au chapitre précédent présente des non linéarités dues essentiellement à la présence des termes ωI_{ds} , ωI_{qs} et $I_{ds} I_{qs}$ pour cette raison nous allons ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendantes, ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{L_{ds}} (V_{ds} - R_s I_{ds} + \omega L_{qs} I_{qs}) \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{L_{qs}} (V_{qs} - R_s I_{qs} - \omega L_{ds} I_{ds} - \omega \phi_f I_{qs}) \\ Ce = \frac{3}{2} p (L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \phi_f I_{qs} \\ Ce - Cr - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \end{array} \right. \quad (II. 22)$$

II. 9. 2 Contrôleur de PID :

Un contrôleur proportionnel-intégral-dérivé (contrôleur PID ou contrôleur à trois termes) est un mécanisme de boucle de contrôle utilisant une rétroaction largement utilisée dans les systèmes de contrôle industriels et une variété d'autres applications nécessitant un contrôle modulé en continu. Un contrôleur PID calcule en continu une valeur d'erreur comme la différence entre un point de consigne souhaité (SP) et une variable de processus mesurée (PV) et applique une correction basée sur proportionnelle, intégrale et dérivée termes (notés P, I et D respectivement), d'où le nom.

Concrètement, le PID applique automatiquement une correction précise et réactive à une fonction de contrôle. Un exemple quotidien est le régulateur de vitesse d'une voiture, où la montée d'une colline réduirait la vitesse si une puissance constante du moteur était appliquée. L'algorithme PID du contrôleur restaure la vitesse mesurée à la vitesse souhaitée avec un minimum de retard et de dépassement en augmentant la puissance de sortie du moteur de manière contrôlée.

La première analyse théorique et application pratique du PID a été dans le domaine des systèmes de pilotage automatique pour les navires, développés à partir du début des années 1920. Il a ensuite été utilisé pour le contrôle automatique des processus dans l'industrie manufacturière, où il a été largement mis en œuvre dans les contrôleurs d'abord pneumatiques puis électroniques. Aujourd'hui, le concept PID est utilisé universellement dans les applications nécessitant un contrôle automatique précis et optimisé

II. 9. 3 Calcule des Régulateurs :

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en oeuvre. Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs. Nous nous contentons de régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

*Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).

*Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire ; ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

[24][25] Le régulateur (PI) (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme montre la figure (II.12).

La relation entre la sortie $Ur(t)$ et le signal d'erreur $\epsilon(t)$ est donnée par la relation suivante

$$Ur(t) = \epsilon(t) + ki \int_0^t \epsilon(t) dt \quad (II.23)$$

C'est-à-dire :

$$\frac{Ur(s)}{\epsilon(s)} = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (II.24)$$

Avec;

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

T_i : Constante de temps d'intégration; telques : $T_i = \frac{1}{K_i}$

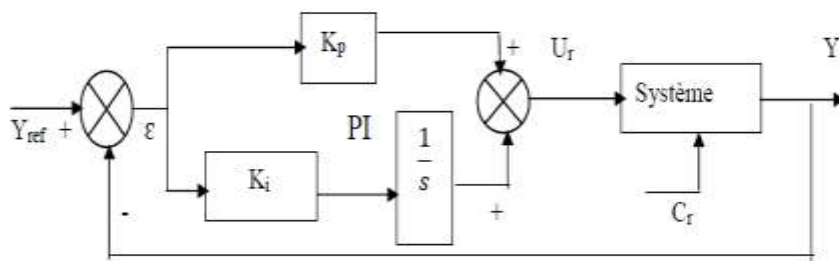


Fig. II.11 :Regulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$\frac{U_r}{\epsilon} = (K_p + \frac{K_i}{s}) \quad (II.25)$$

On peut aussi écrire le régulateur sur la forme suivante :

$$P. I \rightarrow \frac{U_r}{\epsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \quad (II.26)$$

$$\text{Avec ; } \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (a.b) \quad (II.27)$$

II . 9. 4 Découplage :

Les équations de la MSAP commandée par orientation du flux :

$$R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{dI_{ds}}{dt} = V_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \quad (II.28)$$

$$R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{dI_{qs}}{dt} = V_{qs} - \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \quad (II.29)$$

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

Posons :

$$\begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} + eq \\ V_{qs1} = V_{qs} + ed \end{cases} \quad (II.30)$$

Avec :

$$eq = \omega L_{qs} I_{qs} \quad (II.31)$$

$$ed = \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \quad (II.32)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - eq \\ V_{qs} = V_{qs1} - ed \end{cases} \quad (II.33)$$

ed et eq représentent les f.e.m qu'il faut compenser.

Alors on peut donner le schéma bloc de la compensation par la figure (II.12)

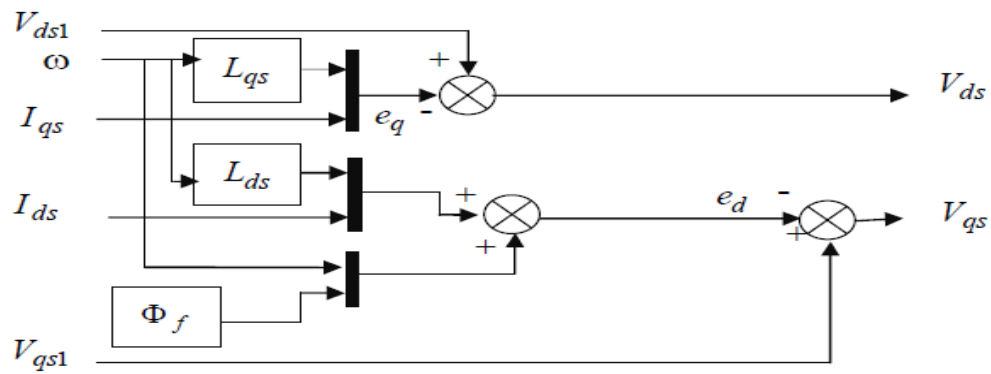
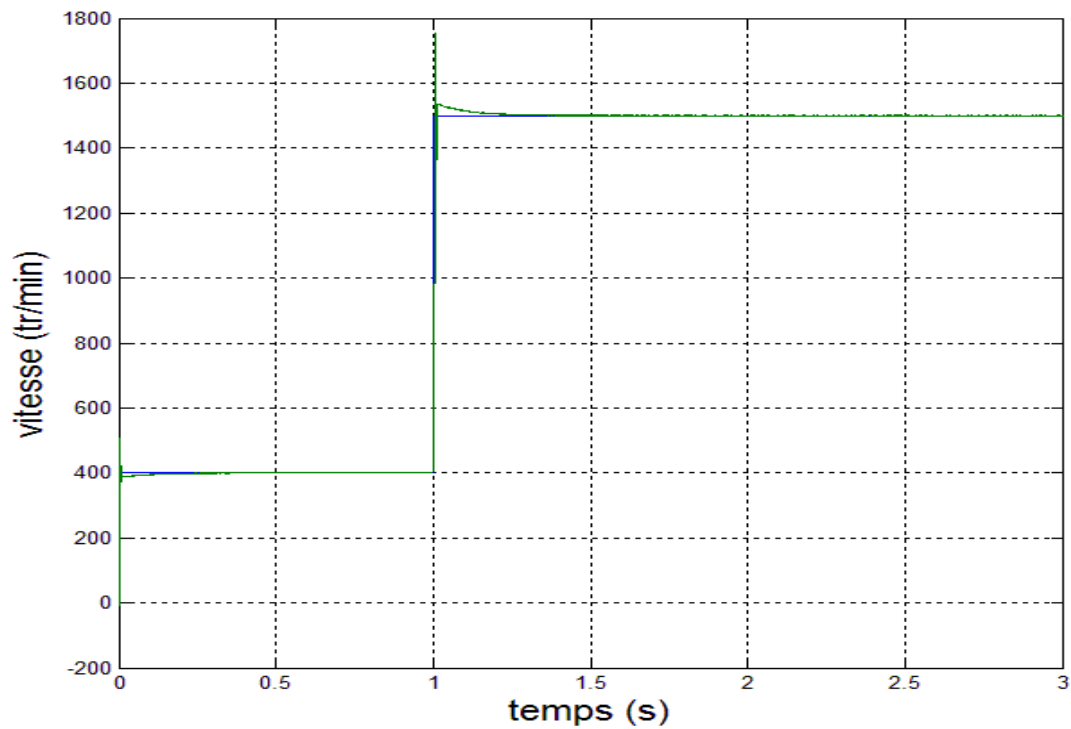


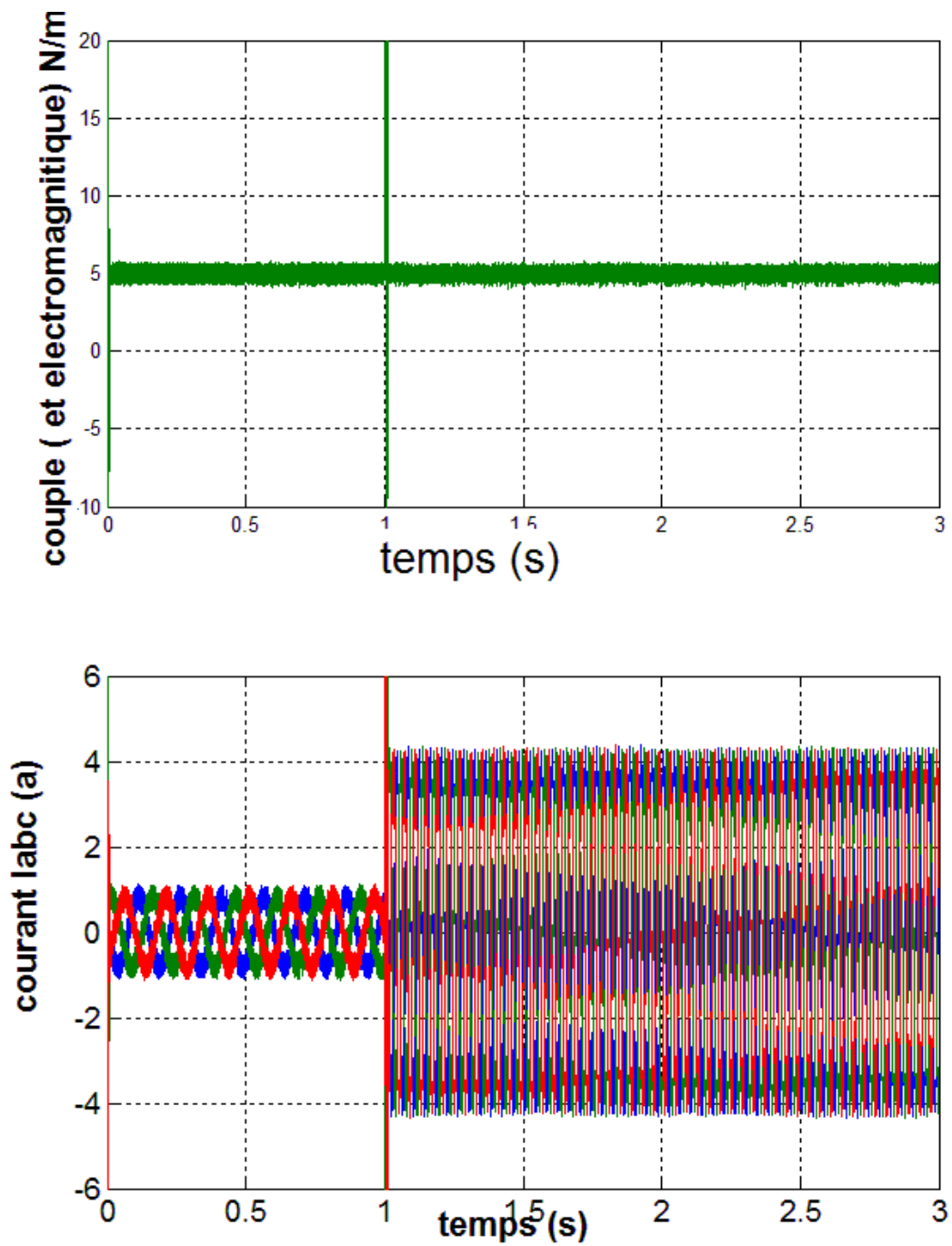
Fig (II.12) Schéma bloc de découplage

II. 10 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP:

II. 10.1. Changement de vitesse :

Changement de vitesse 400 a 1500 tr/min:





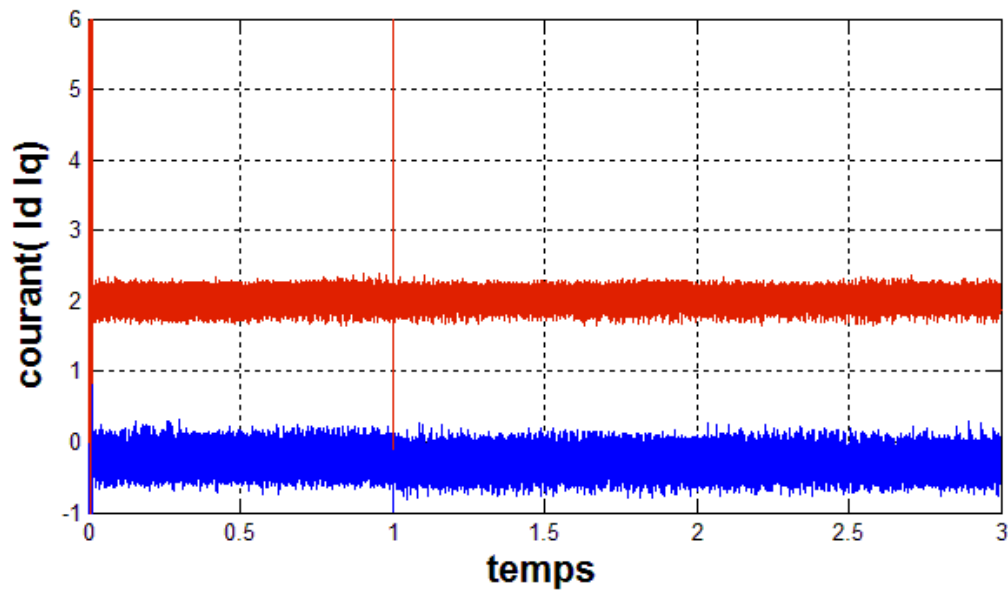
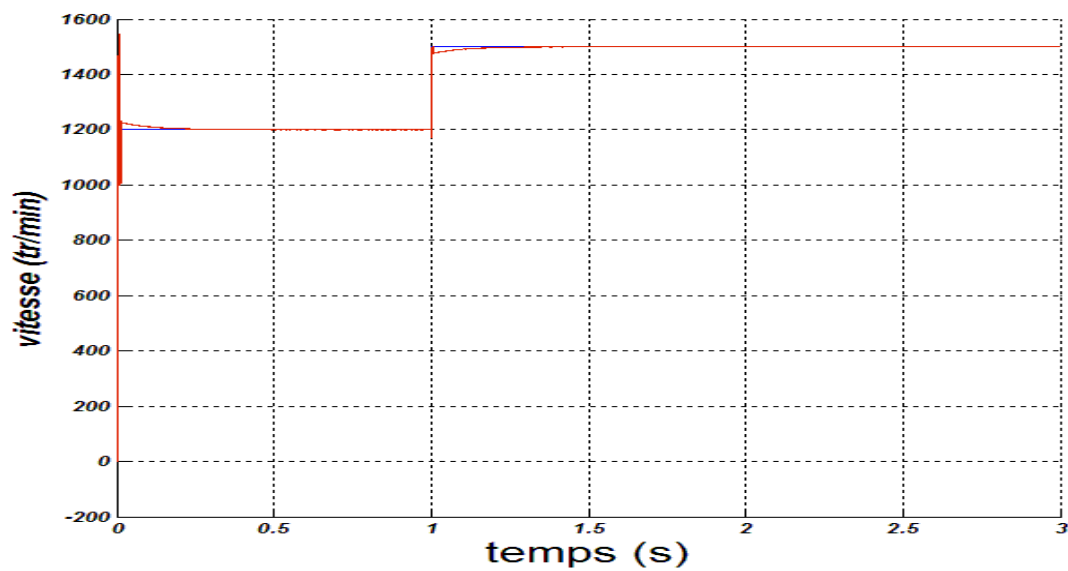
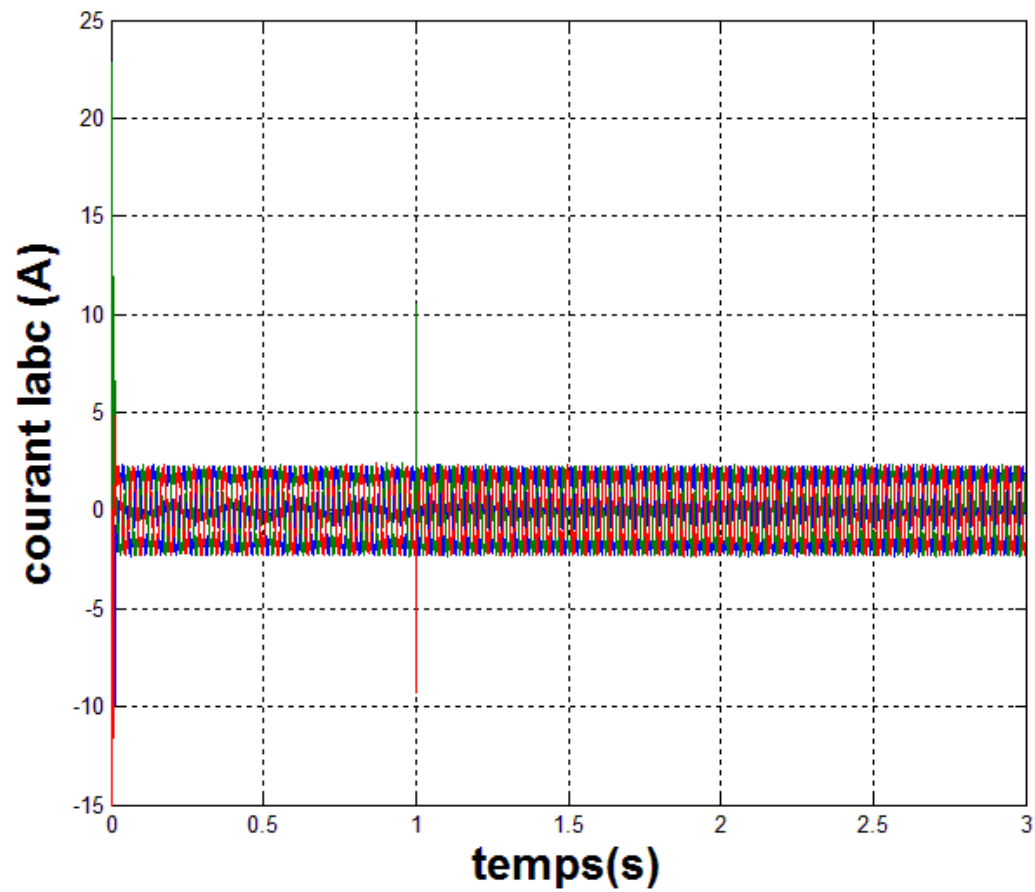
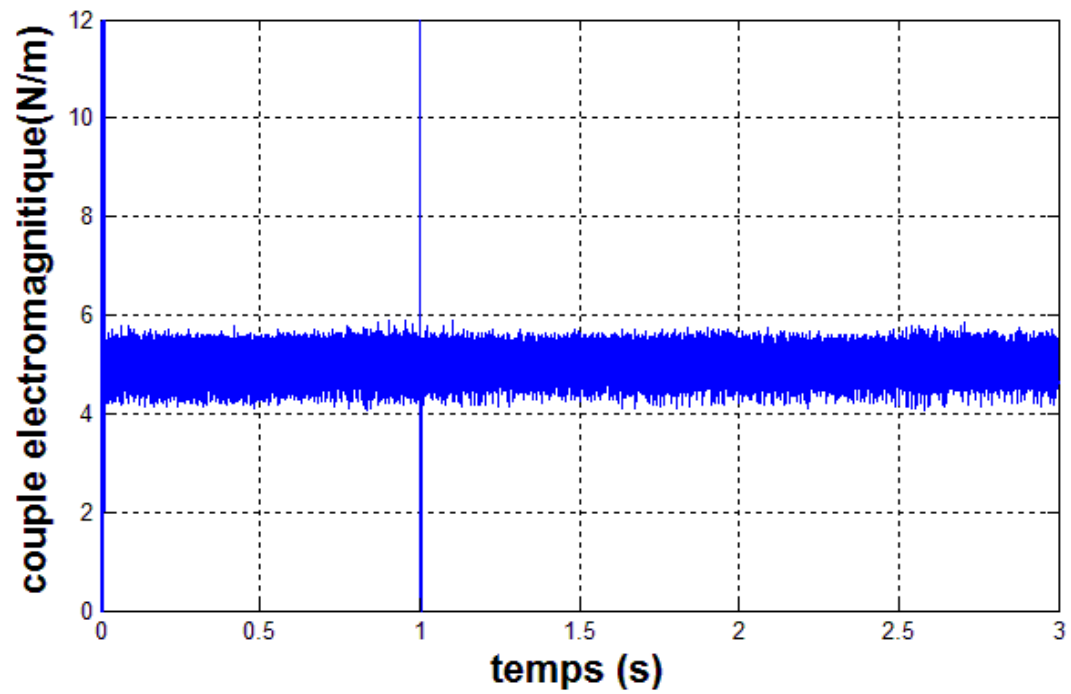


Fig (II. 14) Résultats de simulation lors des variations simultanées des paramètres vitesse 400 rd/s

Changement de vitesse 1200 à 1500 tr/min:





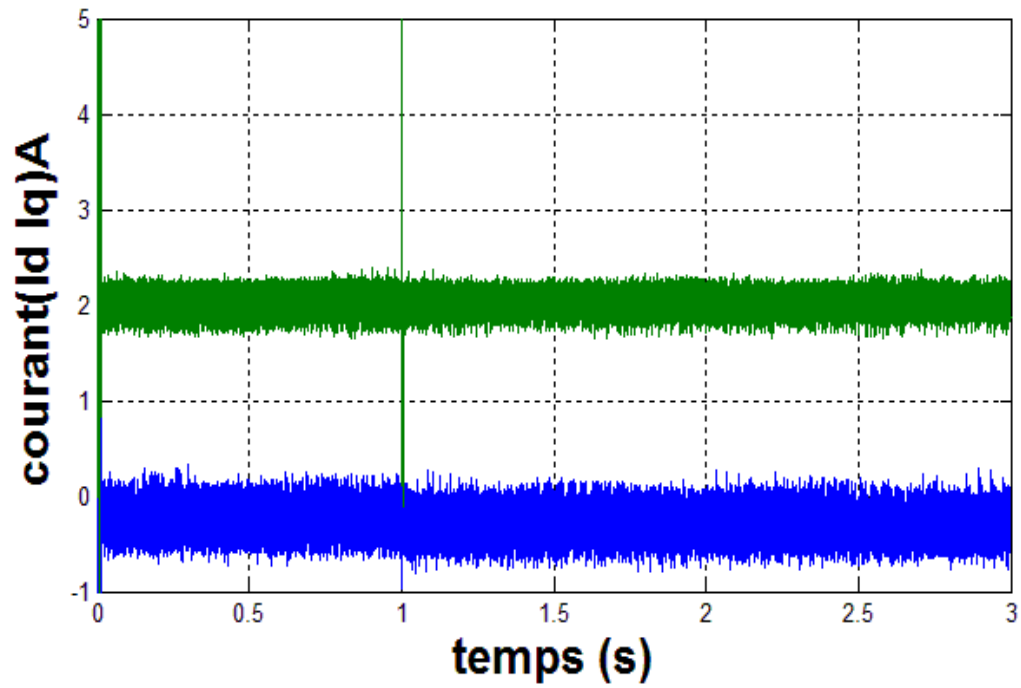
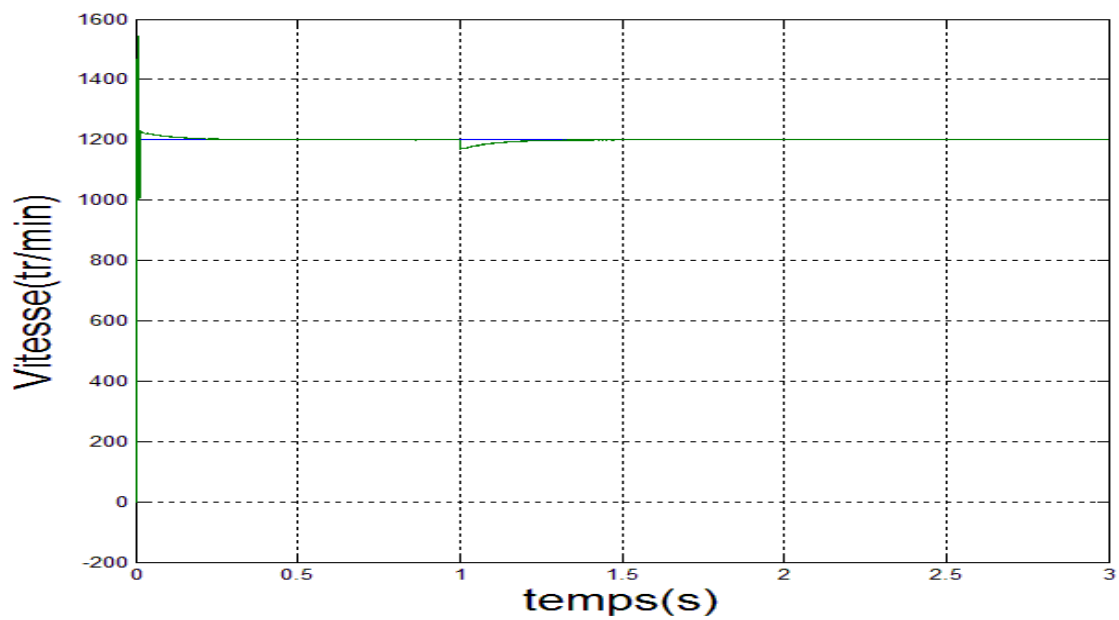
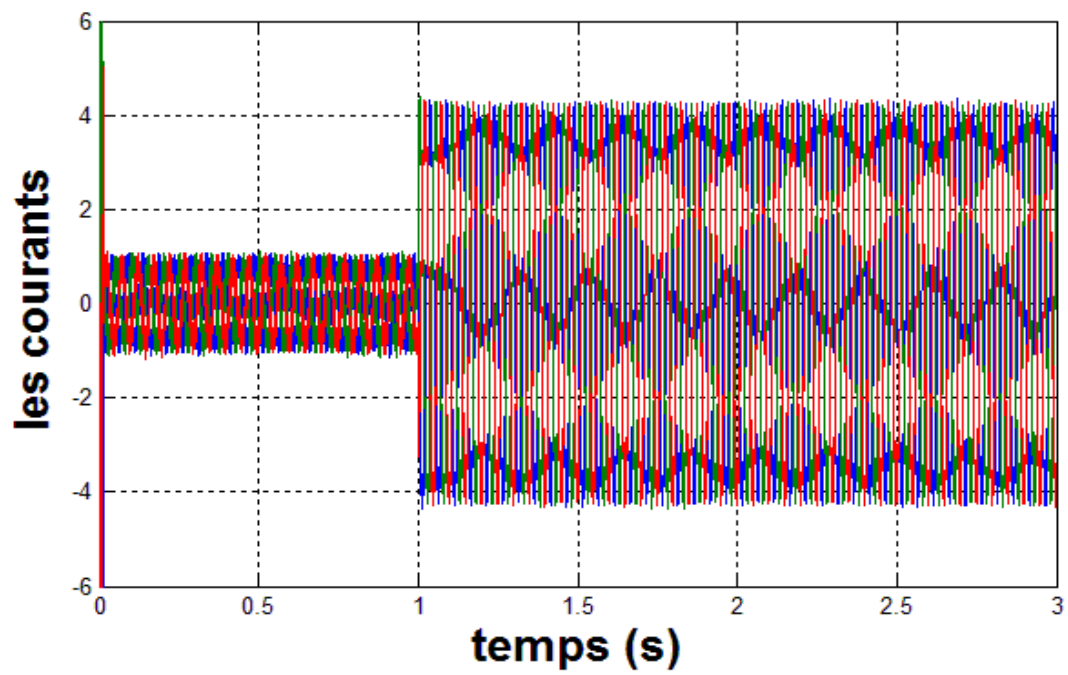
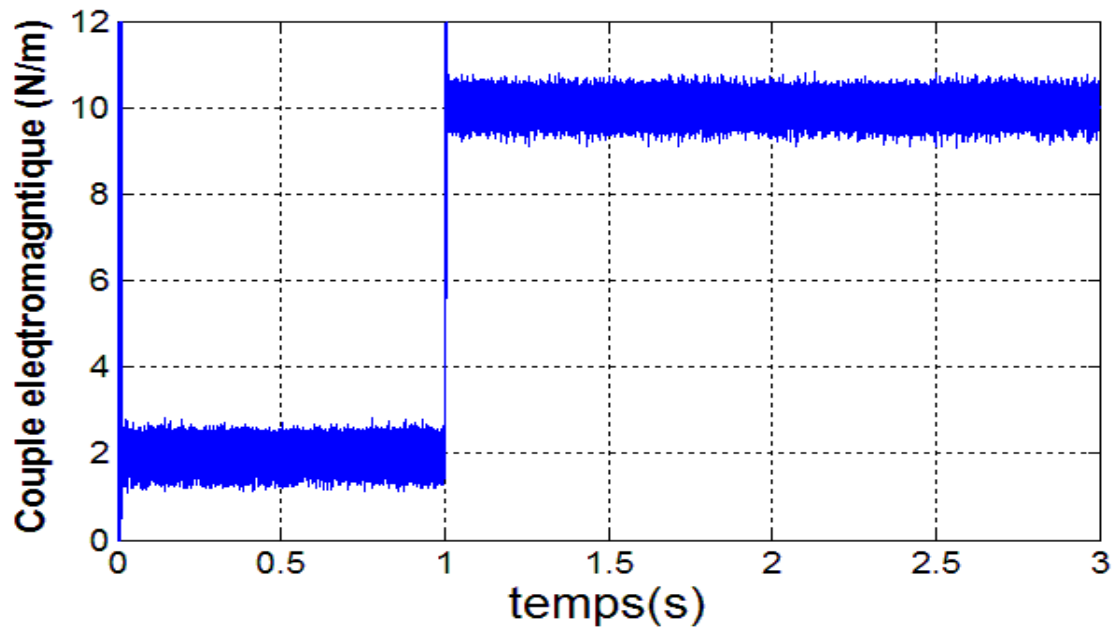


Fig (II.15) Résultats de simulation lors des variations simultanées des paramètres vitesse 1200 rd/s

Changement du Couple de charge 2-10:





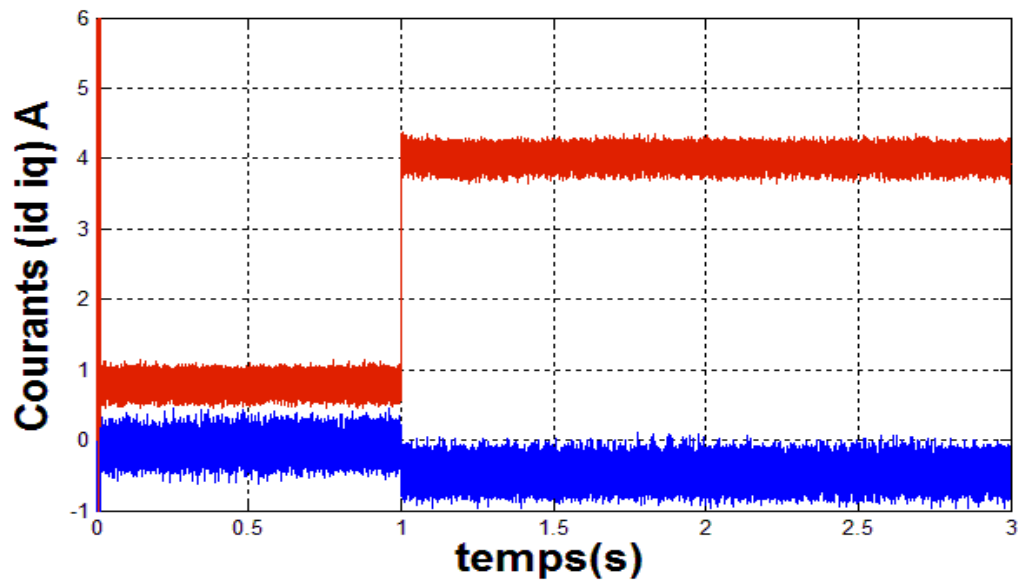


Fig. (II.16) : Résultats de simulation changement Couple 2-10

II .11. Interprétation des résultats de simulation :

La figure (II.6) donne la réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 400rd/s, le flux est installé à la valeur (1500 rd/s) au bout de (1s), de manière à fournir un couple important au démarrage. La machine répond rapidement à un échelon de vitesse, la réponse s'effectue sans dépassement avec un pic de courant Id de (10 A) et atteint rapidement la valeur nulle, le couple électromagnétique est alors proportionnel au courant Iq il se stabiliser à une valeur (20 Nm) qui compense les pertes par frottement, Aux premiers instants ,les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro ,mais qui disparaissent rapidement au bout de que laques alternances, le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l' origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives

la montre le comportement de la MSAP pour une consigne de 1200 rd/s lors d'un démarrage à vide. on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, qui est atteint très rapidement, on remarque aussi des oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension, après la disparation du régime transitoire, le couple tendance à valoriser , même remarque pour les courants statoriques I ds et I qs et courants.

Conclusion :

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents.

Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'autopilotage de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI est commandée par la commande vectorielle.

Dans que chapitre nous avons présenté l'étude et la modélisation d'un onduleur de tension commandé par MLI, le choix de cette technique nous a permis d'optimiser le fonctionnement de la MSAP en éliminant le maximum d'harmoniques de rang faible.

Chapitre III : Commande Prédictive du MSAP

III.1 Introduction

III.2 La commande prédictive

III.3 Stratégie générale de la commande prédictive

III.4 Résumé historique de la commande prédictive

III.5 Commande prédictive généralisée

III.6 Modélisation du convertisseur statique continue-alternatif et de sa commande

III. 7 Comparaison du contrôle prédictive avec la commande vectorielle

III. 8 Résultat de simulation

III.9. Conclusion

III. 1 Introduction :

Actuellement, avec les progrès observés dans le domaine des ordinateurs numériques, il est presque impossible de trouver un secteur de l'activité humaine qui ne soit touché par ce phénomène.

L'emploi de l'ordinateur dans les processus de commande a permis l'implantation de techniques compliquées et sophistiquées qui permettent le développement de stratégies efficaces tout en restant de coût raisonnable ce qui était pratiquement impossible d'envisager avec les mécanismes et les dispositifs précédent.

Des exemples de telles techniques incluent la commande non linéaire, la commande multi-variable, la commande robuste et la commande prédictive [26].

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

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé.

La commande prédictive fait partie des techniques de contrôle à modèle interne (IMC: Internal Model Controller). En anglais on utilise le terme MPC ou MBPC pour qualifier la commande prédictive, Model (Based) Predictive Control.

La commande prédictive se différencie des autres techniques de commande par le fait que doit être résolu en ligne, elle consiste à optimiser, à partir des entrées/sorties d'un système (état, couples,), le comportement futur prédit du système considéré. La prédiction est faite à partir d'un modèle interne du système sur un intervalle de temps fini appelé horizon de prédiction. La solution du problème d'optimisation est un vecteur de commande dont la première entrée de la séquence optimale est injectée au système. Le problème est à nouveau résolu sur l'intervalle de temps suivant en utilisant les données du système mises à jour [29].

La commande prédictive est également appelée commande à horizon glissant ou fuyant, en référence à la manière dont la fenêtre de temps considérée pour les calculs est décalée à chaque itération. Le principal atout de la commande prédictive est sa capacité à prendre en

compte dans son expression même les contraintes fonctionnelles et les contraintes d'exploitation du système considéré.

L'inconvénient d'une telle méthode est le temps de calcul surtout lorsque le modèle utilisé est non linéaire. C'est la raison pour laquelle elle a été essentiellement utilisée dans l'industrie du génie des procédés où les systèmes contrôlés sont suffisamment lents pour en permettre une mise en œuvre avec des périodes d'échantillonnage assez élevées [27].

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

Les principaux utilisateurs de la commande prédictive sont les raffineries de pétroles, l'industrie chimique et agroalimentaire, la métallurgie, l'aérospatiale... Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants [26], [28], [29], [30] :

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

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

III. 2 La commande prédictive :

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Elle est née d'un besoin réel dans le monde industriel. Un besoin de systèmes de régulation capable de performances plus élevées que les contrôleurs classiques, à savoir PID, tout en respectant des contraintes de fonctionnement et de production toujours plus élevées. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de contrôle à modèle interne (**IMC**: **I**nternal **M**odel **C**ontroller). En anglais on utilise le terme **MPC** ou **MBPC** pour qualifier la commande prédictive, **M**odel (**B**ased) **P**redictive **C**ontrol [26], [27], [28]

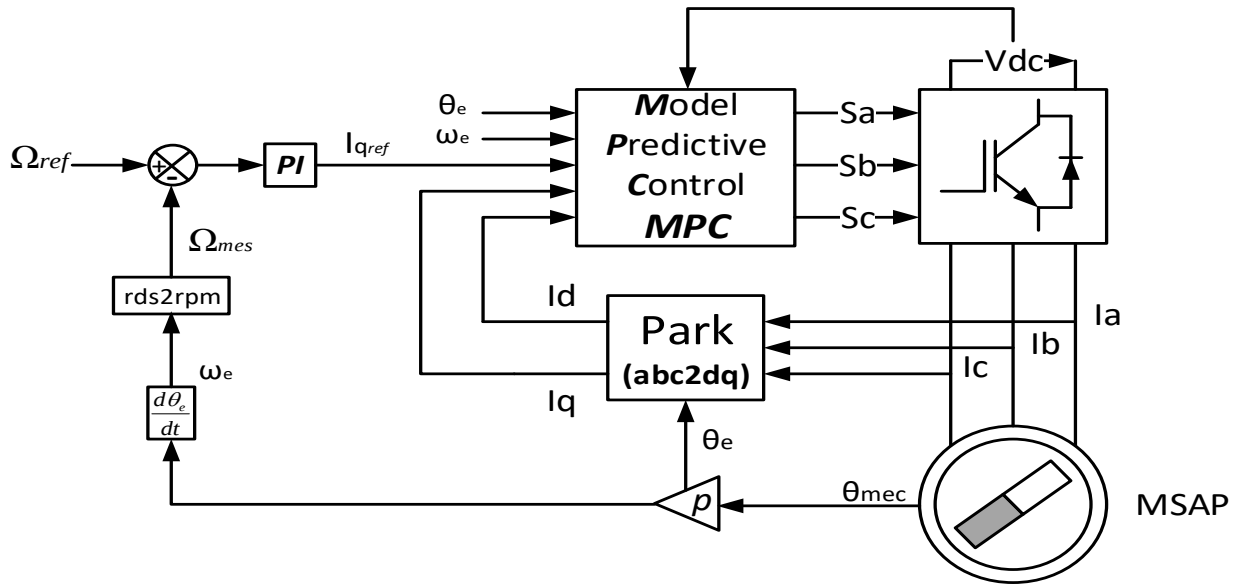


Fig. (III.1) : Schéma de principe de la commande prédictive.

La stratégie de contrôle prédictif proposée repose sur le fait qu'un seul nombre fini des états de commutation possibles peuvent être générées par un convertisseur de puissance statique et que le système peut être utilisé pour prédire le comportement des variables pour chaque état de commutation.

Pour le choix de l'état de commutation approprié à appliquer, un critère de sélection doit être défini. Ce critère consiste à une fonction de coût qui sera évaluée pour les valeurs prédites des variables à contrôler. La prévision de la valeur future de ces variables est calculée pour chaque état de commutation possible, puis l'état qui minimise la fonction de coût est sélectionné.

L'objectif du système de contrôle est de minimiser l'erreur entre les courants mesurés et leurs valeurs de référence. Cette exigence peut s'écrire sous la forme d'une fonction coût qu'elle peut être exprimée en coordonnées orthogonales (α, β) ou en coordonnées tournantes (d, q). Et elle mesure l'erreur entre les références et les courants prédits comme suivant :

$$g = (i_d(k+1))^2 + (i_q^* - i_q(k+1))^2 \quad (\text{III.1})$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d(k+1) \text{ et } i_q(k+1) \text{ sont les composants prédits directe et en quadrature du courant de charge.} \\ i_d^* \text{ et } i_q^* \text{ sont les courants de référence qui peuvent obtenus à partir d'un boucle de régulation externe tel que : la commande FOC.} \end{array} \right.$$

La dérivée du courant de charge di/dt est remplacée par une approximation d'Euler en avant. Cette approximation est de la forme : $\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_e}$

où : T_e : la période d'échantillonnage.

En partant des équations mathématiques de la MSAP dans le repère tournant de Park ; les expressions des courants prédites à l'instant $k+1$ peuvent écrites comme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d(k+1) = (1 - (\frac{R}{L} \cdot T_e)) i_d(k) + (T_e \cdot \omega_e \cdot i_q(k)) + \frac{v_d(k)}{L} \cdot T_e \\ i_q(k+1) = (1 - (\frac{R}{L} \cdot T_e)) i_q(k) - (T_e \cdot \omega_e \cdot i_d(k)) - (\psi_r \cdot \omega_e \cdot T_e) + \frac{v_q(k)}{L} \cdot T_e \end{array} \right. \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$V_{d,q}(k)$: les composantes des 7 valeurs du vecteur tension générée par l'onduleur selon les états des clés S_{abc} comme suivant :

S_a	S_b	S_c	Vecteur tension V
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$V_7 = 0$

Tableau (III.1) : Vecteurs tension selon les états des clés dans le plan (α , β)

L'optimisation de la fonction coût permet de choisir le vecteur tension convenable à appliquer au convertisseur et ceci permet de générer les composantes $V_d(k)$ et $V_q(k)$ à partir de la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (III.3)$$

Où : $V_x = V_\alpha + jV_\beta$ avec $x \in \{0,1,\dots,7\}$

III. 3 Stratégie générale de la commande prédictive :

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

1- Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote $y(t + k / t)$, $k = 0.....N$, les sorties prédites et par N l'horizon de prédiction. Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps t .

2- Calculer la séquence de signaux de commande, dénote par $u(t + k / t)$, $k = 0.....N$ -1, en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par $w(t + k / t)$ $k = 0.....N$, d'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre $y(t + k / t)$ et $w(t + k / t)$ et un coût de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.

3- Le signal de commande $u(t / t)$ est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps $t + 1$ on acquiert la sortie réelle $y(t + 1)$ et on recommence au premier [26], [28], [29], [30].

La figure (III.1) illustre cette méthodologie et sa mise en œuvre utilise la structure de base montrée dans la figure (III.3). Les deux boucles fondamentales à remarquer sur cette figure sont le modèle et l'optimiseur. Le modèle doit être capable de capturer la dynamique du processus, de prédire les sorties futures de manière précise et sa mise en œuvre doit être facile, l'optimiseur fournir les actions de commande.

En présence de contrainte, la solution est obtenue via des algorithmes itératifs, avec plus de temps de calcul, évidemment [28].

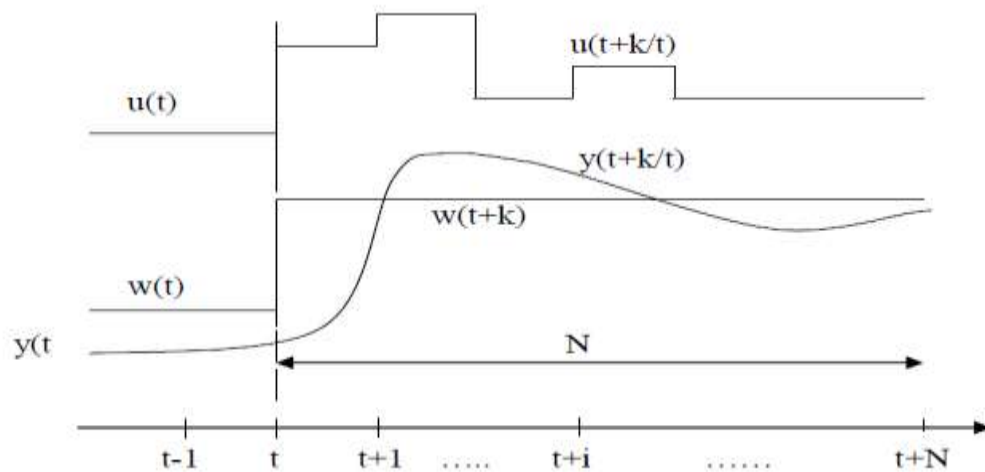


Fig. (III.2) : La méthodologie du MPC

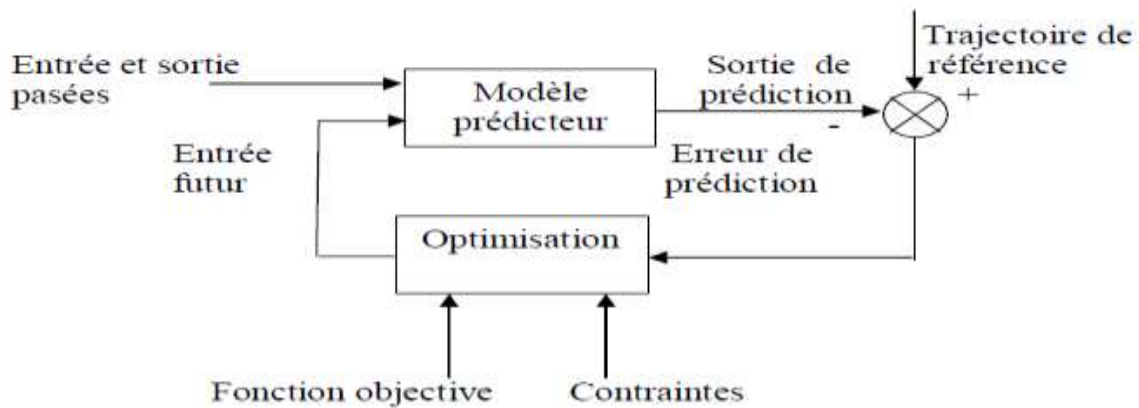


Fig. (III.3) : Le schéma fonctionnel de la structure de base des algorithmes MPC

III. 4 Comparaison du contrôle prédictive avec la commande vectorielle :

Tout d'abord, une comparaison entre la commande prédictive avec la commande vectorielle, ont été faites dans ce tableau afin de connaître la spécification des deux techniques de commande qui figurent dans le tableau (III.2), ou le tableau (III.3) illustre les avantages et les inconvénients de deux techniques.

Tableau (III.2) : Les caractéristiques différentes de deux techniques

Éléments	Vectorielle	MPC
Référentiel des coordonnées	d,q	d,q
Variables Contrôlées	Axes d, q	Axes d, q
Position du Rotor	Exigé	Exigé
Modulateur	Exigé	No exigé
Fréquence de commutation	Constante	Varie autour de la fréquence moyenne
Contrôleurs	Les Régulateurs proportionnels intégral (PI)	Optimisation de la fonction de coût

Tableau (III.3) : Les avantages et inconvénients de MPC et la commande Vectorielle

Éléments	Vectorielle	MPC
Avantages	• Compatibilité et mise en œuvre simple • Contrôle précis du courant • Performances élevées en régime permanent	• intégration des non-linéarités, des contraintes et des variables. • Haute dynamique • Une réponse rapide
Inconvénients	• Faible dynamique • Calcul élevé	• Charge élevée pour les convertisseurs multiniveaux

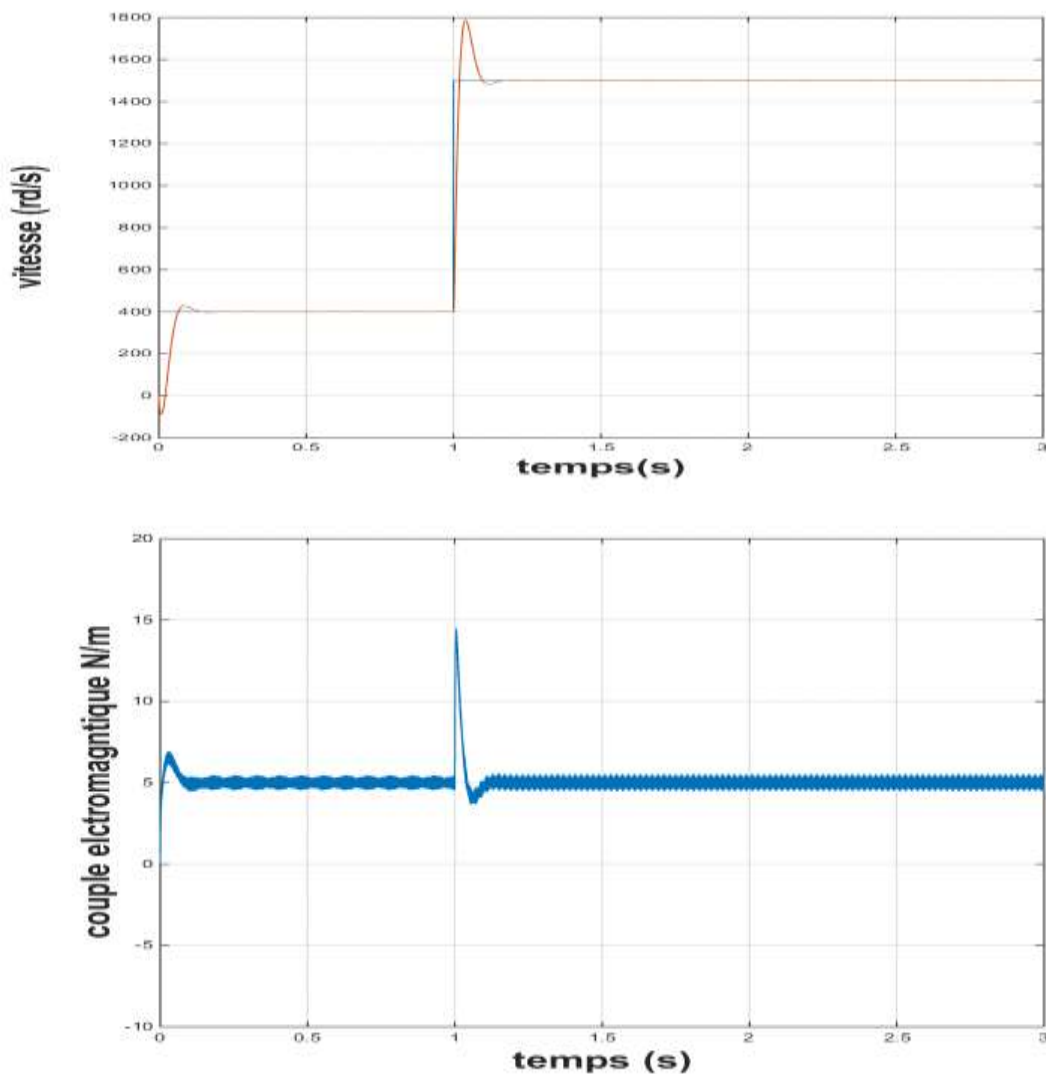
- Faible robustesse

III. 5 Résultat de simulation

Pour évaluer les performances de la commande, deux tests nécessaires sont effectués sur les tests de changement de vitesse et de charge pour connaître l'état stable et la réponse dynamique de cette commande comme suit

III. 5.1. Changement de vitesse

Changement de vitesse 400 a 1500 tr/min



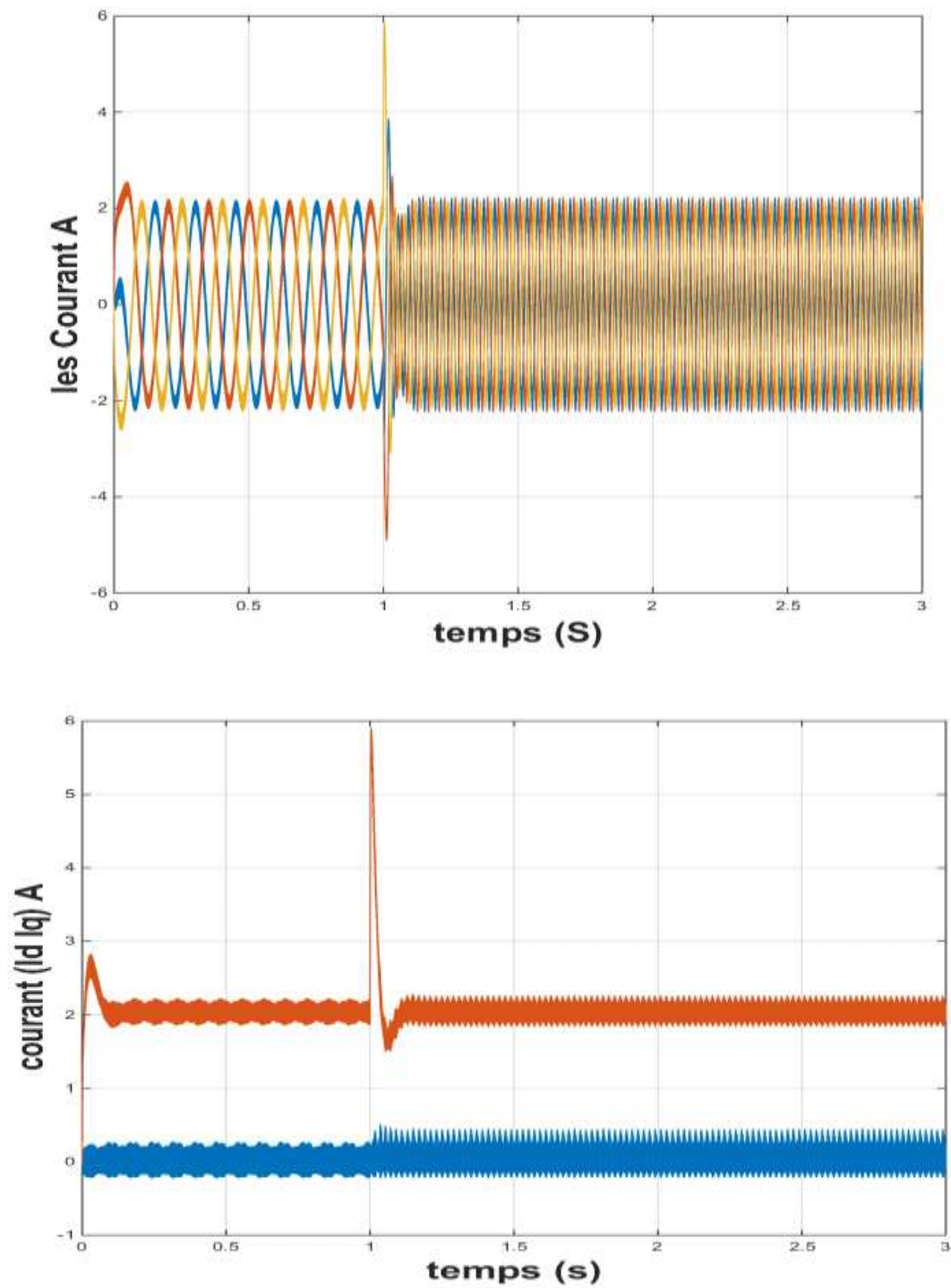
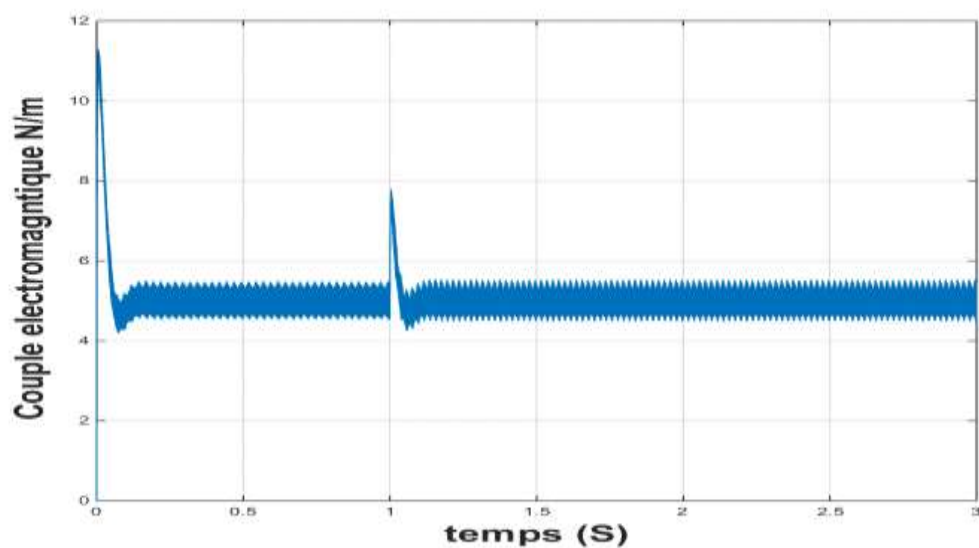
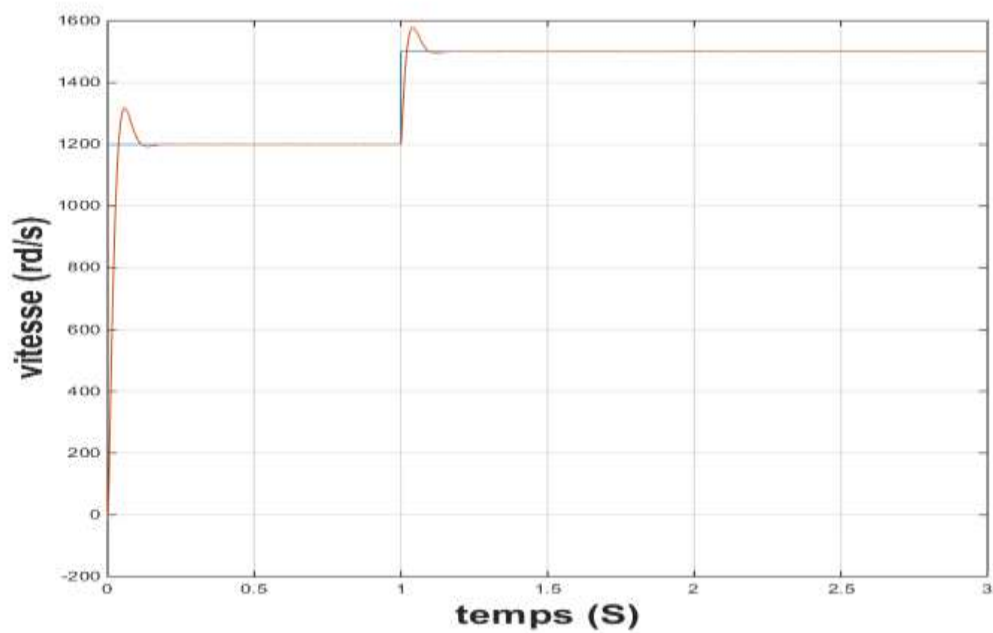


Fig. (III.4) : Résultats de simulation lors des variations simultanées des paramètres vitesse 400 rd/s

III.5.2. Changement de vitesse de 1200 à 1500 tr/min



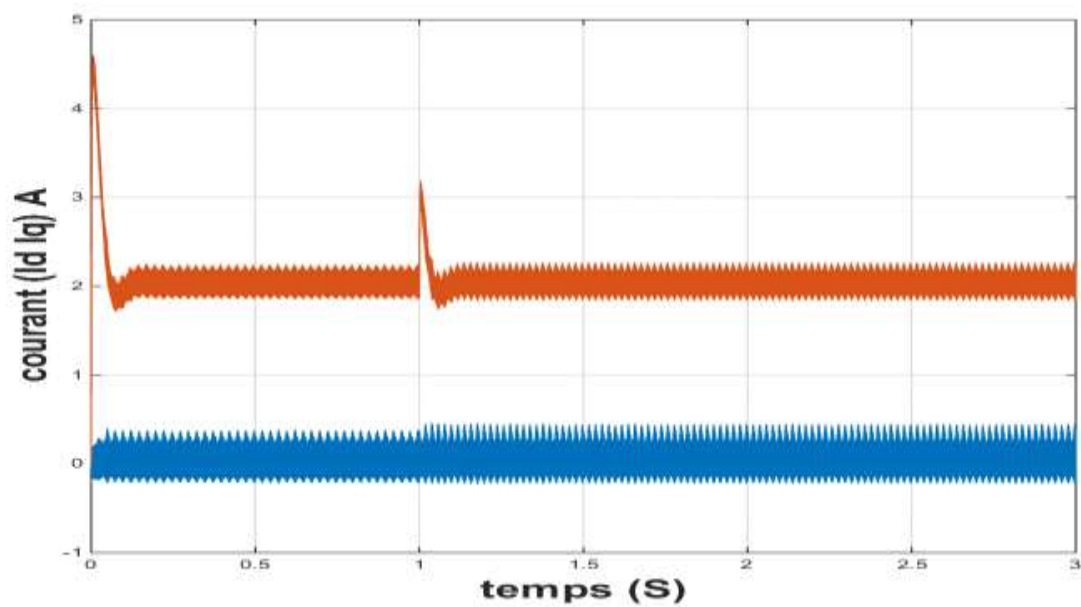
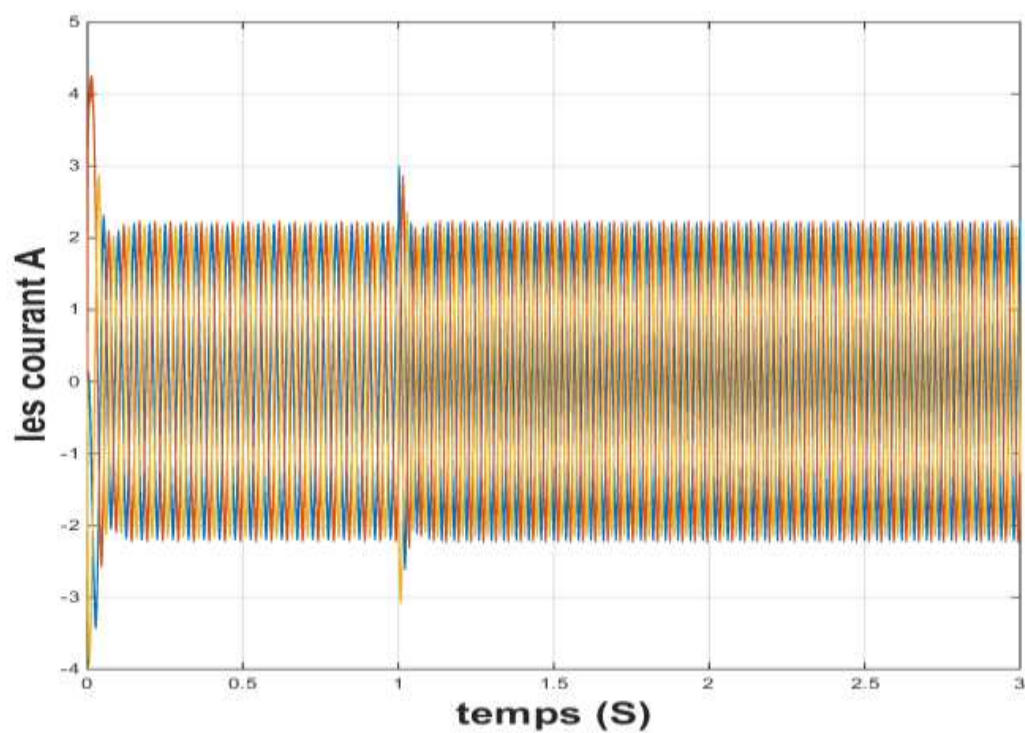
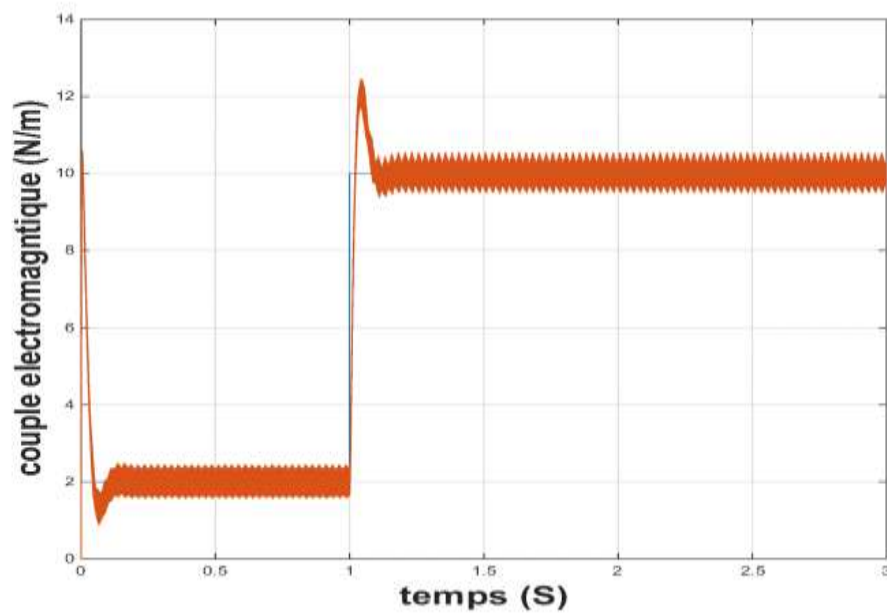
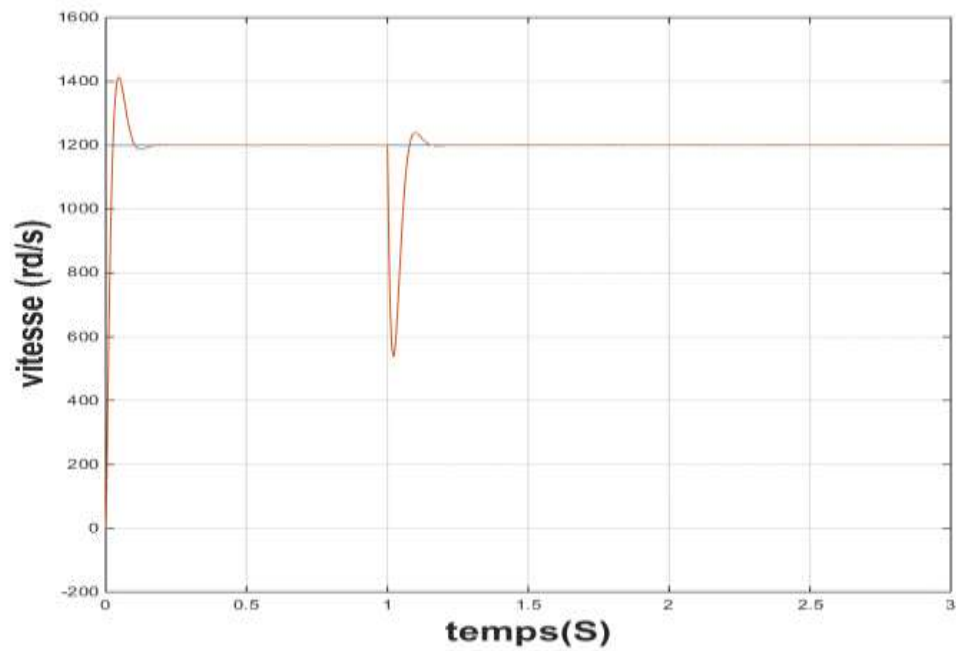


Fig. (III.5) Résultats de simulation lors des variations simultanées des paramètres vitesse 1200 rd/s

III.5.3.Changement du Couple de charge de 2 à 10 Nm



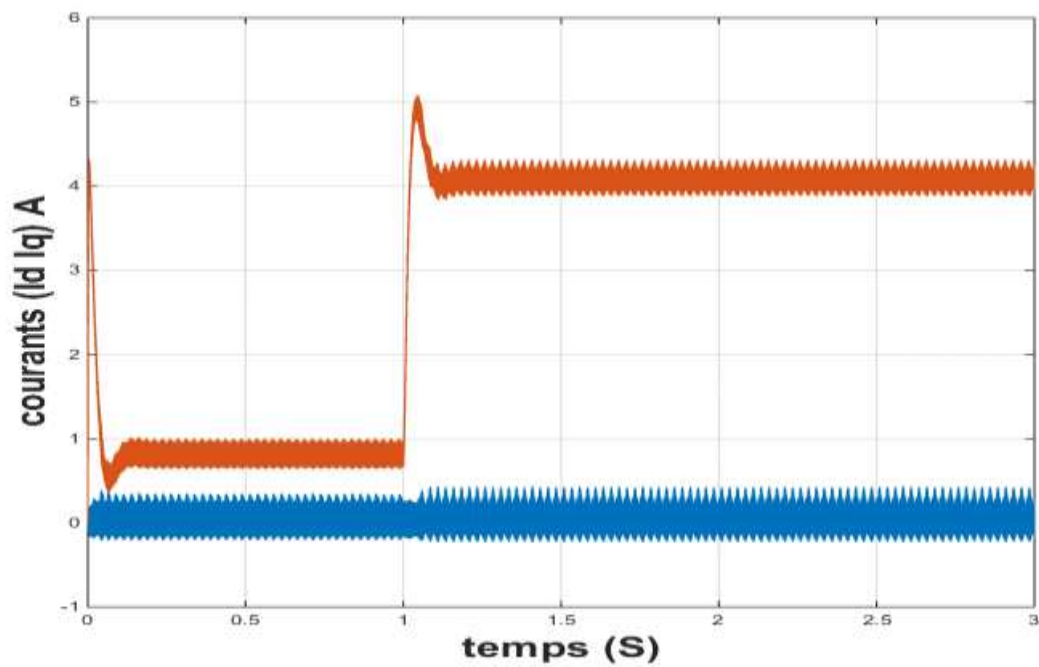
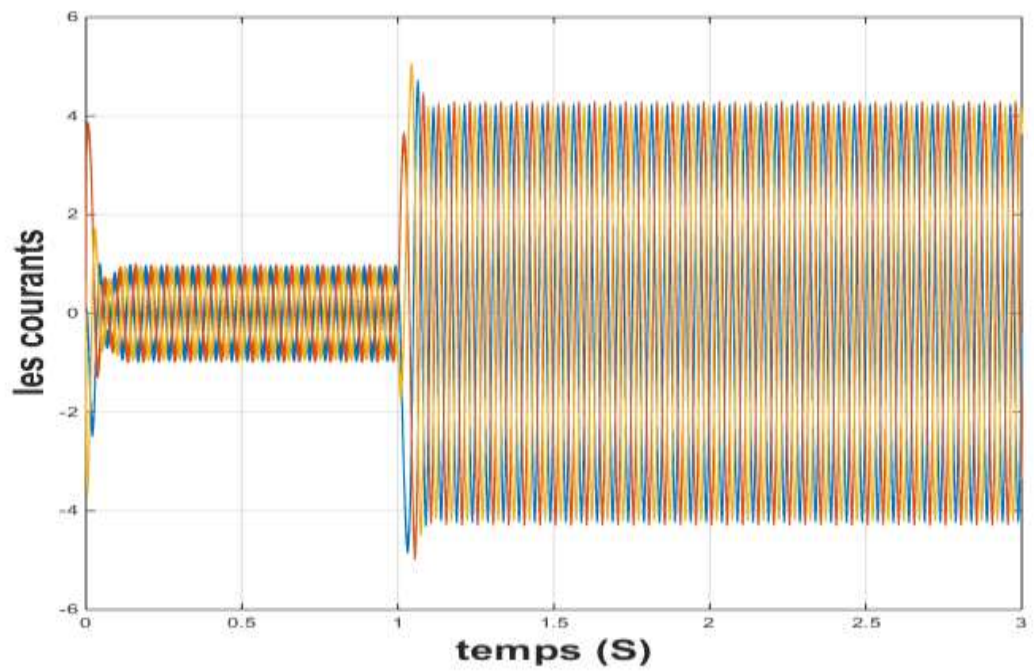


Fig. (III.6) : Résultats de simulation changement Couple 2-10

III.6 Interprétation des résultats de simulation :

Fig. (III.4) : Résultats de simulation lors d'un démarrage pour ou avec un couple de charge stable égal 5 Nm, une consigne de vitesse 400rd/s remarque que l'allure de vitesse suit bien sa consigne sans dépassement avec un temps de réponse très court il suit aussi le changement de consigne de 400 a 1500 tr/min. On remarque aussi que le courant statorique d I est (2A) et que le courant statorique q I est (0A) Aux premiers instants, les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro, (2.-2) mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances, le régime permanent est atteint.

Fig. (III.5) : Résultats de simulation lors d'un démarrage pour ou avec un couple de charge stable égal 5 Nm, une consigne de vitesse 400rd/s remarque que l'allure de vitesse suit bien sa consigne sans dépassement avec un temps de réponse très court il suit aussi le changement de consigne de 1200 à 1500 tr/min. On remarque aussi que le courant statorique d I est (2A) et que le courant statorique q I est (0A) Aux premiers instants, les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro, (2.-2) mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances, le régime permanent est atteint.

Fig. (III.6) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à 5Nm pour une consigne de vitesse 1200 rd/s remarque que l'allure de vitesse suit bien sa consigne sans dépassement avec un temps de réponse très court. Lors du démarrage le couple électromagnétique est égal au maximum de la capacité du moteur (8 N.m), ensuite il se stabilise à une valeur pratiquement (5N.m) en régime permanent. On remarque aussi que le courant statorique d I est (2A) et que le courant statorique q I est (0A) Aux premiers instants, les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro, (4.-4) mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances, le régime permanent est atteint.

III. 7. Comparaison entre le contrôle MPC et le Vectorielle en termes de THD

Afin de faire une comparaison équitable entre la commande vectorielle et la commande prédictive a base de modèle, un test de taux harmonique a été effectué pour connaître la technique de contrôle la plus stable

	Le Couple de Charge	La vitesse de rotation	Vectorielle	MPC
THD	0	400	34	15
		1200	20	3
		1500	10	3
	5	400	0.5	0.4
		1200	0.1	0.1
		1500	0.5	0.38

Discussion du tableau

D'après les résultats de THD pour les deux techniques surtout à faible vitesse et faible charge la commande prédictive surpasse la technique vectorielle

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié la commande prédictive a base de modèle, qui est une Commande nécessite le modèle de la machine et basée sur l'optimisation de le vecteur optimale pour prédire le courant approprié par la fonction de cout.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la MPC donne des résultats très Satisfaisants ainsi bien lors d'une variation de consigne que lors d'une variation de Perturbation. Différentes testes ont été effectués, ou les résultats de simulation montrent bien que la MPC est robuste aux la Commande Vectorielle.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Dans ce mémoire on a étudié une technique de la commande prédictive, appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. On a modélisé d'abord la M.S.A.P en utilisant le modèle de Park, puis on a défini une stratégie de commande vectorielle qui permet le découplage du système de la machine .

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

Dans le deuxième chapitre on a présenté la commande vectorielle par orientation du flux, qui a un principe similaire à celui de la M.C.C à excitation séparée. Les résultats de cette commande présentent de très bonnes performances avec un découplage assuré et une dynamique de rejet de perturbation assez bonne donc un contrôle fin de la vitesse .

Dans le troisième chapitre on a étudié la commande prédictive généralisée et la commande prédictive généralisée en cascade, appliquée à la MSAP, les résultats de simulation indiquent d'assez bonnes performances lors de l'intervention de la charge et l'inversion de la consigne. On a abouti à des commandes de vitesse et de position insensibles aux variations paramétriques et on a montré qu'on peut améliorer les performances de sortie (vitesse et/ou position) du processus commande en agissant sur les paramètres de réglage et de conception du régulateur. Donc, ces paramètres ont une influence déterminante sur le comportement du système. Mais il n'est pas toujours facile de trouver des valeurs optimales pour ces paramètres.

Perspectives

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

Bibliographie

Références

- [1] G. Grellet , G.Cerc, " actionneur Electriques, Principes,Modèles, commande ",
Collection Electro technique ,Edition Eyrolles, 1997
- [2] M . Kadjoudj , "Contribution à la Commande d'une MSAP ", Thèse De Doctorat D'état
Université De Batna, 2003.
- [3] R. Lateb "Commande prédictive généralisée d'un moteur synchrone à aimant
permanent", Mémoire De magister, Ecole Militaire Polytechnique EMP Alger, 2001.
- [4] M. Maaziz, "Commande adaptative des systèmes non linéaires : Application `a la
commande d'une machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Paris (2000)
- [5] I. Quennic, "Optimisation d'un procédé de fermentation semi continu : Optimisation et
commande", Thèse de Doctorat, Toulouse (1990)
- [6], M.Oubidar, S.Bendaoud. Machine Synchrone/Asynchrone, Projet de fin d'étude en
ingénierie, Université du québec en Abitibi-Témiscamingue, 2010
- [7]. M.S.Mahgoun. Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés,
Mémoire de Magister, Université ferhat abbas-Setif (UFAS), 2012
- [8]. H.Aid, W.Aina. Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement
Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents,
Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid, Tlemcen, 2013
- [9]. M.D. Bidart. Commande Coopérative Des Systèmes Monoconvertisseurs
Multimachines Synchrones, Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de
Toulouse (INP Toulouse), 2011

- [10]. TamrabetHanene" Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006
- [11]. L. Dalila "Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents" Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2009.
- [12]. F. Khatounian " Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents " Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006.
- [13] A. Saiad "Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [14] F. benchabane " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering" Mémoire de magister, université de Biskra, 2005
- [15]. Messai Med Brahim et Redouani Med Mokhtar , " Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone ", Thèse de master , Université d'El-Oued,2014.
- [16]. G. Séguier et R. Bausière, "les convertisseurs de l'électronique de puissance", la conversion continu-alternatif Tome 4, deuxième édition, Lavoisier TEC II DOC.
- [17]. F. Labrique et G. Séguier, "La conversion Continu-Alternatif", Technique et Documentation, Paris, 1995
- [18]. Y. Amara "contribution à la Conception et à la Commande des Machine Synchrone à Double Excitation Appliquée au Véhicule Hybride", Thèse de Doctorat, Université Paris, France, Décembre 2001.

- [19] Hamadi Safi Allah, "commande par retour d'état linéarisante d'une machine asynchrone avec et sans défaut ", Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2015.
- [20] K. Kouzi, " Commande Vectorielle d'moteur à induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI- Flou à Gains-Flou Adapté Associa un Observateur par Modes de Glissement "Thèse de magistère, Batna, 16.09.2002.
- [21] Chekima Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.
- [22] T. Rekioua " Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP " Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [23] A. Maasoum "Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro-Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
- [24] F.Benchabane "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Mémoire de magister, Université Mohamed khider de Biskra, 2005.Algérie,
- [25] E. G. MIGLIORE, " Commande Prédictive à Base de Programmation Semi Définie", thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2004.
- [26] O. A.V. Albán, "Contribution à l'identification et à la commande des robots parallèles", thèse de doctorat, Université MONTPELLIER II, 2004.
- [27] M. C. LOZADA, " Sur les Modèle Flous Adaptatifs Dynamiques ", Thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse,
- [28] E.F. Camacho, C .Bordons, "Model Predictive Control", Springer-Verlag London, 2eme edition, 2003.

[29] Patrick Boucher, Didier Dumur, "la commande prédictive", collection méthodes et pratiques de l'ingénieur, école centrale de Lille, 1996.

[30] M. Maaziz, "Commande adaptative des systèmes non linéaires : Application à la commande d'une machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Paris (2000)