



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par

Melle. SALMI Wassila

Melle. OUANASSI Leyla

THEME

Commande adaptative de la machine synchrone à aimants permanents

Soutenu le 20/06/2018 devant la commission d'examen composée de :

Mr. MAALEM Ali

M.A.A à l'Université de Khenchela

Président

Mr. CHAIBA Azeddine

M.C.A à l'Université de Khenchela

Encadreur

Mr. BEDDIAF Yassine

M.C.B à l'Université de Khenchela

Examineur

Promotion 2017/2018

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciement

Ce travail a été réalisé au sein du Département d'Electrotechnique de l'Université de Abbas- laghrour khenchela faculté science et technologie

Notre remerciements vont tout premièrement, à dieu le tout puissant de nous' avoir donné le courage pour réaliser ce travail.

*Nous souhaitons tout particulièrement exprimer notre gratitude à notre encadreur Docteur **Chaïba Azzedine** de l'université de abbes- laghrour khenchela pour la confiance qu'il nous a apporté et l'aide précieuse, pour sa grande disponibilité ainsi que pour sa compréhension et les encouragements qu'il nous a apportés.*

Nos remerciements vont aussi à tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation et à tous les membres du jury D'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de notre mémoire de master

Nous remercions ceux qui nous sont très chers, nos parents, à qui nous dois notre présence et notre réussite. Merci pour l'amour, pour la patience, pour les efforts, pour les sacrifices que vous avez fait pour nous voir réussir.

En fin nous remercions tous ceux qui nous avons aidés de près ou de loin afin d'achever ce travail en particulier nos collègues du département électrotechnique spécialité commande électrique.

Dédicace

*À ma tendre et douce mère je dédie ce mémoire de master. Elle
le tous et avants tous, la bougie qui s'atteinte et reste nous jours
plaine d'obscure, je t'oublierai jamais .tu reste du fond de mon cœur
Merci, maman pour toutes ces belles années, passées ensemble, pour
ton amour, ta tendresse, ta gentillesse et ta patience. Votre sourire est
rempli notre vie de joie et d'espoir. la lune qui éclaire l'obscurité des
nuits. Trouve paix et salut auprès de Dieu, cléments et
miséricordieux. Je prie Dieu, le tout Puissant de l'accueillir dans son
vaste paradis.*

*Je dédie aussi ce modeste travail à mon fiancer « Bilal ». À ma
cher famille : mon père, mes sœurs « Chaima », « Zaima », mes
frères « Jalal Eddine », « Haitham » et petit « Mohammed
Amin ».*

*Non oublier mes amies et mes collègues. et à tous qui me connaitre.
À mes amies d'enfance et collègues «layla, nousaiba, widad, sana,
Souad, Zina, Amina, Assia, Ouidad, Meryem, yosra, Nawal»
À toute ma famille.
À tous ceux que je l'aime*

WASSILA

Dédicace

Je dédie ce modeste travail aux êtres le plus cher que j'ai au monde. A ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, de fierté, de sagesse et de patience. A ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage : mes parents, je prie Dieu, le tout Puissant lui protéger et lui donner la santé Et le bonheur, que dieu les garde à jamais.

À mes chère frères « Hamza » et « Abderrahmane »

À mes sœurs « Messaouda », « Fadhila », « Rabiaa » et « Chaima ».

À mes chères cousine « Samia » et « Nabila »

A mes amies d'enfance et collègues « Nabila, Sabah, Zahra, Noussaïba, Widad, Assia, Ouidad, Meryem, Iman, Samiha, Fouzia, wissam, Zainel, Faïza, Fattoma, Afaf et Zahia »

A mon binôme : Wassila pour tous les moments de joies et de peines qu'on a passées ensemble. A sons Famille aussi À le plus chère « Mohammed Amine »

À toute la famille Ouanassi et à tous qui me connaître.

Layla

Sommaire

Sommaire

<i>INTRODUCTION GÉNÉRALE</i>	01
------------------------------------	----

Chapitre I :

Modélisation de la MSAP

I.1 Introduction	03
I. 2 La présentation de la machine synchrone à aiment permanents.....	04
I.2.1 Description.....	04
I.2.2 Le stator.....	04
I.2.3 Le rotor.....	05
1.2.3.1 Les types de rotor.....	05
I.3Principe de fonctionnement.....	06
I.4 Les types de la machine synchrone.....	06
I.4.1 La Machines synchrone à aimants permanents.....	06
I.5 structure.....	07
I.6 Les catégories de la machine synchrones à aiment permanant.....	08
I.6.1 machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS). ...	08
I.6.2 Machine synchrone à aimant permanent insérés (MSAPI).....	09
I.6.3 Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)	09
I.6.4 Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE).....	10
I.7 Les aimants permanents.....	11
I.7.1 Propriétés d'aimant Permanent.....	11
I.7.2 Choix D'aimants Permanents Utilises Pour La MSAP.....	12
I.7.3 Type d'aimants utilisés dans les MSAP	13
I.8 Principe de l'autopilotage des machines synchrones.....	14
I.9.1 Avantages de la MSAP.....	15
I.9.2 Inconvénients de la MSAP.....	16
I.10 Domaines d'application.....	16

Sommaire

I.11 Hypothèses simplificatrices.....	16
I.12 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	17
I.12.1 Mise En Equation	17
I.12.1.1 Equations électriques	18
I.12.1.2 Equations magnétiques.....	18
I.12.1.3 Les équations électrique de la MSAP dans le plan (a,b,c).....	19
I.12.1.4 Les équations mécaniques.....	19
I.12.2 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère de Park.....	20
I.12.2.1 Équations électriques dans le repère de Park (d, q).....	21
I.13 Schéma fonctionnelle de la MSAP.....	22
I.14 Mise sous forme d'équation d'état.....	23
I.14.1. Equations électriques.....	23
I.15 Schéma fonctionnelle de la MSAP sans onduleur.....	24
I.16. Résultats de simulation	24
I.16.1 Simulation du modèle de la machine à vide	24
I.16.2 Interprétation des résultats.....	25
I.16.3 Résultats de simulation en charge.....	26
I.16.4 Interprétation des résultats.....	26
I.17 Modélisation de l'alimentation de la machine.....	26
I.17.1 Onduleurs.....	26
I.17.2 Définition de l'onduleur.....	27
I.17.3 Types d'onduleurs.....	28
I.17.4 Application des onduleurs.....	29
I.17.5 Modélisation de l'onduleur de tension.....	30
I.17.6 Modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle.....	31
I.18 Simulation de la MSAP avec l'onduleur.....	33
I.18.1 Résultats de simulations de la MSAP avec l'onduleur a vide.....	33
I.18.2 Interprétation de résultat.....	34
I.18.3 Résultats de simulations de la MSAP avec l'onduleur en charge.....	34
I.18.4 Interprétation de résultat.....	34

Sommaire

I.15 Conclusion.....	35
----------------------	----

Chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction.....	36
II.2 Commande vectorielle.....	37
II.3 Principe de la commande vectorielle.....	37
II.4 Avantages et inconvénient de la commande vectorielle.....	38
II.4.1 Avantages de la commande vectorielle.....	38
II.4.2 Inconvénient de la commande vectorielle.....	38
II.5 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	38
II.6 Découplage.....	39
II.7 Découplage par compensation.....	41
II.8 Bloc De Défluxage.....	42
II.9 Régulation.....	43
II.9.1 calcul des régulateurs.....	44
a) Régulation du courant i_d	44
b) Régulation du courant i_q	46
c) Régulation de vitesse.....	46
II.10 Schéma bloc de la commande vectorielle.....	48
II.11 Les résultats de simulation.....	49
II.11.1 Simulation du modèle de la machine à vide.....	49
II.11.2 Interprétation de résultat.....	49
II.11.3 Simulation du modèle de la machine en charge.....	49
II.11.4 Interprétation de résultat.....	50
II.11.5 Les teste robustesse.....	51
II.11.5.1. l'inversion de vitesse.....	51
II.11.5.2. défluxage.....	51
II.12 Conclusion.....	53

Chapitre III

Commande adaptative de la MSAP

Sommaire

III.1 Introduction.....	54
III.2 Commande adaptative.....	54
III.3 Domaines d'application de la commande adaptative.....	55
III.4 Commande adaptative « directe » avec modèle de référence.....	55
III.5 Méthode basée sur l'optimisation.....	56
III.6 Méthode basée sur la stabilité de Lyapunov.....	57
III.7 Approche De L'hyper stabilité.....	58
III.8 Les avantage du MRAC.....	59
III.9 Les inconvénients.....	59
III.10 Application de la commande adaptative à modèle référence à la MSAP.....	59
III.11 Schéma de simulation.....	61
III.12 Simulation du modèle de la machine à vide	62
III.12.1 Interprétation.....	62
III.12.2 Simulation du modèle de la machine en charge.....	63
III.12.3 Interprétation.....	63
III.12.4 les tests robustesse.....	64
III.12.4.1 inversion de vitesse.....	64
III.12.4.2 défluxage.....	65
III.13 Conclusion.....	66
Conclusion générale.....	67
Annexe	
Bibliographie	

Sommaire

Liste des figures

Liste de figure

Chapitre I:

Figure I.1 : Machine synchrone à aimants permanents.

Figure I.2 : représente le schéma de la machine synchrone.

Figure I.3 : Les différents types de rotor.

Figure I.4 : Moteur industriel à aimants permanents de quelques KW.

Figure I.5 : Différents types de rotors d'une MSAP.

Figure I.6 : machines synchrones à aimants permanents monté en surface.

Figure I.7 : machine synchrone à aimant permanent insérer.

Figure I.8 : machins synchrones à aimants permanents chapeauté.

Figure I.9 : Machines synchrones à aimants permanents enterrée.

Figure I.10 : Cycle d'hystérésis.

Figure I.11 : Courbe de désaimantation d'un matériau pour aimant permanent.

Figure I.12 : Caractéristique B(H) de l'aimant permanent idéal.

Figure I.13 : Caractéristiques des aimants permanents.

Figure I.14 : le schéma de principe de l'autopilotage.

Figure I.15 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Figure I.16 : Les différents couples qui agissent sur le rotor.

Figure I.17: Représentation de la MSAP dans le repère de Park.

Figure I.18 : Schéma fonctionnel du modèle de Park.

Figure I.19 : Schéma fonctionnel de la MSAP.

Figure I.20 : Représentation de la MSAP sans onduleur MLI.

Figure I.21 : Résultats de simulation de la MSAP à vide sans onduleur.

Figure I.22 : Résultats de simulation de la MSAP en charge sans onduleur.

Figure I.23 : Structure de 1 'onduleur.

Figure I.24 : Onduleur De Tension Triphasé.

Figure I.25 : Schéma de l'onduleur triphasé.

Figure I.26 : Principe de la commande MLI.

Figure I.27: Représentation de la MSAP avec onduleur MLI.

Figure I.28 : Résultats de simulation de la MSAP en charge avec onduleur.

Figure I.29 : Résultats de simulation de la MSAP à vide avec onduleur.

Chapitre II :

Figure II.1 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux.

Figure II.2: Schéma bloc de découplage.

Figure II.3: Découplage par compensation.

Figure II.4 : Commande découplée.

Figure II.5 : Bloc de Déluxage.

Figure II.6 : Régulateur **PI**.

Figure II.7 : Boucle de régulation du courant I_d .

Figure II.8 : Boucle de régulation du courant i_q .

Figure II.9.10: Boucle de régulation de vitesse.

Figure II.11 : schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP.

Figure II.12. : Résultats de simulation de la MSAP à vide.

Figure II.13: Résultats de simulation de la MSAP en charge.

Figure II.14: Résultats de simulation de l'inversé la vitesse de rotation du MSAP.

Figure II.15: Résultats de simulation de Déluxage du MSAP.

Chapitre III :

Figure III.1: exemple de commande à modèle de référence.

Figure III.2 : Schéma d'une commande adaptative directe avec modèle de référence.

Figure III.3 : structure d'une commande basée sur l'optimisation.

Figure III.4 : Schéma d'une commande basée sur la théorie de l'hyper stabilité.

Figure III.5 : Structure de la commande adaptative à modèle de référence.

Figure III.6 : schéma bloc de la commande adaptative de la MSAP.

Figure III.7 : Résultats de simulation de la MSAP à vide.

Figure III.8 : Résultats de simulation de la MSAP en charge.

Figure III.9 : Résultats de simulation de l'inversé la vitesse de rotation du MSAP.

Figure III.10 : Résultats de simulation de Déluxage du MSAP.

Liste des notations et symboles

Liste des notations et symboles

<i>Liste des notations et symboles</i>	
Sigles utilisés :	
MS	Machine Synchrones
MSAP	machine synchrone à aimants permanents
MSAPI	machine synchrone à aimants permanents insérées
MSAPS	machine synchrone à aimants permanents montés en surface
MSAPC	machine synchrone à aimants permanents chapeautés
MSAPE	machine synchrone à aimants permanents enterrés
CFI	curent-Fed-inverter
VFI	voltage-Fed-inverter
DC	courant directe
DA	courant alternatif
MLI	modulation de largeur d'impulsion
SVM	space vector modulation en anglais
CV	commande vectorielle
PI	contrôleurs proportionnel-intégral
PID	contrôleurs proportionnel-intégral-dérivé
FTBO	fonction de transfert boucle ouvert
FTBF	fonction de transfert boucle fermé
MRAC	commande adaptative modèle référence en anglais
CAMR	commande adaptative modèle référence
CA	commande adaptative
FT	fonction de transfert
F.E.M (f.e.m)	force électro motrice
F.M.M	Force magnéto motrice
Repère :	

Liste des notations et symboles

a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Axes du référentiel de Park
O	Axe homopolaire.
α, β	Axes du référentiel statorique
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator
$P[(\theta)]$	Matrice de Park
$P[(\theta)^{-1}]$	Matrice de Park inverse
Grandeurs électriques au stator :	
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} [V]	Tension statorique de la phase a, b, ou c
V_s [V]	Tension stator
V_d, V_q [V]	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ [V]	Tension statorique sur l'axe α et l'axe β
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} [A]	Courant statorique de la phase a, b, ou c
I_s [A]	Courant statorique
I_d, I_q [A]	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ [A]	Courant statorique sur l'axe α et l'axe β
E [V]	Tension d'entrée de l'onduleur
Grandeurs magnétiques au stator :	
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ [Wb]	Flux statorique de la phase a, b, ou c
φ_d, φ_q [Wb]	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$ [Wb]	Flux statorique sur l'axe α et β

Liste des notations et symboles

ϕ_s [Wb]	Flux statorique
<i>Grandeurs magnétiques au rotor :</i>	
ϕ_f [Wb]	Flux magnétique du rotor
<i>Grandeurs mécaniques :</i>	
Ω [rad/s]	Vitesse mécanique de rotor
p	Nombre de pair de pôles.
Ω_{ref} [rad/s]	Vitesse de référence
J [Kg.m ²]	Moment d'inertie du moteur
f_r	Coefficient de frottement visqueux
C_e (N.m)	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r [N.m]	Couple résistant, ou de charge
C_m [N.m]	Couple mécanique
C_f [N.m]	Couple de frottement.
P_u [kW]	Puissance utile
P_a [kW]	Puissance absorbé
P_{js}	Pert joule statorique
P_c	Pert collective
η	Rendement
$\cos \varphi$	Facteur de puissance
ω [rad/s]	Vitesse de rotation électrique
<i>Paramètres de la machine :</i>	
R_s [Ω]	Résistance d'une phase statorique

Liste des notations et symboles

L_d [H]	Inductance sur l'axe d
L_q [H]	Inductance sur l'axe q
L_s [H]	Inductance d'une phase statorique
L_{s0} [H]	Inductance propre d'une phase statorique
M_{s0} [H]	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
K_p, K_i	Actions proportionnelle et intégrale
K_t	Le coefficient du couple
T_d, T_q	Constante de temps électrique relative à l'axe d et à l'axe q
X	Vecteur d'état
U	Vecteur de commande
U_q	Commande équivalente
U_n	Commande discontinue
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
\hat{X}	Estimation de x
t	Temps

Introduction

Générale

INTRODUCTION GENERALE

Pendant les deux dernières décennies, il y a eu un développement dans des méthodes de conception pour commande des systèmes dynamique non-linéaires .Plusieurs méthodes ont été inventées. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu substituées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels.

Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigés les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [1].

Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas ou les machines sont à courant alternatives qui permet de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisque il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotorique [2].

D'une outre par 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 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 [3].

L'apparition de ce problème nous pousse de chercher des méthodes qui nous permet d'avoir commandé parfaitement ces genre de machine d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c.-à-d un modèle linéaire et découplé, ce qui permet

d'améliorer son comportement dynamique, pour cette cause, on a présenté dans ce travail deux type de commande les plus utilisées actuellement qui sont : la commande vectorielle utiliser la régulateur classique PI et La commande adaptative à modèle de référence

Le principe de la commande vectorielle d'une MSAP par orientation du flux rotorique a pour objectif d'orienter le flux rotorique suivant l'axe d . Cette stratégie consiste à maintenir l'axe d constamment aligné sur le vecteur flux de l'aimant. La référence pour le courant I_d est maintenue à zéro. La référence pour le courant I_q est déterminée par l'intermédiaire d'un correcteur Intégral-Proportionnel (IP) de vitesse. Ce régulateur possède l'avantage de ne pas introduire de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle [4].

La commande adaptative est très utile ce type de commande ne permet pas de garantir de bonnes performances de poursuite en présence des perturbations externes ou des variations structurelles. Le premier article concernant les systèmes adaptatifs avec modèle de référence a été publié en 1958 par **M.P. Whitaker, J. Yamron** et **A. Keser**. Depuis, plusieurs recherches sont été développées pour aboutir à diverses structures de systèmes adaptatifs à modèle de référence. La commande adaptative à modèle de référence (**MRAC**) est basée essentiellement sur l'emploi du modèle de référence afin de désigner la performance désirée du système. La fonction du contrôleur consiste à éliminer toutes les divergences entre la réponse du modèle et celle du système pour n'importe quelle entrée et dans n'importe quelle condition [5] [22].

Le but assigné à ce travail de thèse est d'améliorer les performances de la commande de la MSAP alimentée par un onduleur de tension afin d'obtenir un système correspondant celle du MCC.

Nous avons organisé notre travail comme suit :

- dans le premier chapitre, nous allons aborder la modélisation de la MSAP dans les hypothèses simplificatrices de linéarité, permettant l'étude de son comportement dynamique en appliquant la transformation de Park, puis on a fait l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.
- le second chapitre est consacré l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents, et la régulation de La vitesse est par un régulateur classique de type *PI*.
- le dernier chapitre, présent la commande adaptative au nous intéressons plus particulièrement à la commande adaptative à modèle de référence, et à l'étude de sa robustesse par rapport aux variations paramétriques de la machine.

Chapitre I

Modélisation de la

MSAP

I.1 Introduction :

Les machines synchrones sont des machines, qui contrairement aux machines asynchrones, ne fonctionnent qu'au synchronisme. Les champs tournants statorique et rotorique, tournent toujours à la même vitesse que celle du rotor. Cette vitesse à l'instar de la machine asynchrone, est imposé par la pulsation des courants statorique (fonctionnement moteur) ou par la vitesse mécanique du rotor entraîné (qui à son tour impose les fréquences des courants statorique : il s'agit donc du fonctionnement en alternateur).

Elle est plus en plus utilisée en moteur pour les applications de grande puissances , car elle possède de meilleures performances que la machine asynchrone .sont principe défaut reste son prix, ainsi que la difficulté du démarrage en moteur liée à la condition de synchronisme .cette dernière contrainte est actuellement largement levée, grâce à la généralisation de l'utilisation de l'électronique de puissance [6].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de position/vitesse ayant de hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur synchrone d'atteindre ces performances. Le control vectoriel permet un découplage entre les variables de la commande, et donne de hautes performances dynamiques pour une large gamme d'application. Pour pallier aux variations des paramètres du système et aux perturbations externes, des techniques modernes d'automatique telle que le contrôle robuste, Contrôle adaptatif et le contrôle à structure variable .La commande de la machine synchrone (MS) doit prendre en compte les spécificités propres à cette machine : l'ordre élevé du modèle, les non-linéarités du fonctionnement et de modélisation ainsi que le couplage entre les différentes grandeurs de commande. De plus, les paramètres de la machine dépendent Généralement du point de fonctionnement et varient soit avec la température (Résistance), soit avec l'état magnétique de la machine (inductance), sans compter Que la charge peut être variable. Ces variations paramétriques affectent les Performances du système de commande lorsqu'on utilise un régulateur ou une loi de commande à paramètres fixes. Ainsi, le recours à des algorithmes de commande Robuste est souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire [7].

Dans ce chapitre On présente la modalisation de La MSAP, par le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park)

I.2 La présentation de la machine synchrone à aimant permanents:

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor [2].



Figure (1.1) : Machine synchrone à aimants permanents.

I.2.1 Description :

Les machines synchrone sont des convertisseurs réversibles, Dont la vitesse de Rotation de l'arbre est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Elle peut fonctionner soit en génératrice soit en moteur Elle est appelée alternateur (mono ou triphasé) lorsqu'elle fonctionne en générateur électrique, ou moteur synchrone lorsqu'elle fonctionne en moteur électrique[8].

Comme toutes les machine tournantes, on distingue la partie fixe appelée stator, de la partie tournant appelée rotor, l'entrefer est l'espace aménagé entre les deux armatures .il peut être constant (rotor lisse) ou variable (rotor saillant) [6].

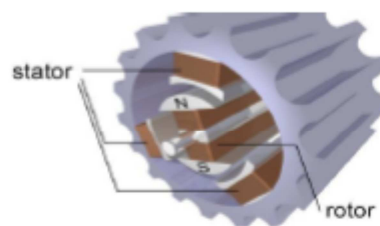


Figure (1.2): représente le schéma de la machine synchrone.

I.2.2 Le stator :

Le stator comprend une carcasse et un circuit magnétique généralement constitués de tôles d'acier au silicium et un bobinage.

Parcouru par un système de courant équilibré, il produit un champ tournant :

Le stator est donc identique à celui de la machine asynchrone et la distribution des bobines sur l'armature est incontournable pour réduire les harmoniques.

Le stator constitue l'induit de la machine puisqu'il est dans tous les cas (moteur ou générateur) traversé par le champ inducteur produit par le rotor [6].

I.2.3 Le rotor :

C'est dans la conception du rotor que la machine synchrone se distingue clairement de la machine asynchrone. Le rotor porte des bobines d'excitation parcourues par un courant continu, qui créent $2p$ pôles, selon le nombre de paires de pôles au stator.

Le rotor constitue l'inducteur de la machine. Il est dans tous les cas, alimenté pour fournir le champ nécessaire au fonctionnement de la machine. Quel que soit le procédé utilisé, il faut réaliser à partir de l'inducteur une distribution spatiale du champ la plus proche de la sinusoïde au niveau du stator. Il existe aussi des types de rotors à aimants où l'excitation reste donc fixe, il est inutile d'alimenter le rotor. L'absence de contacts tournant constitue dans ce cas, un avantage certain.

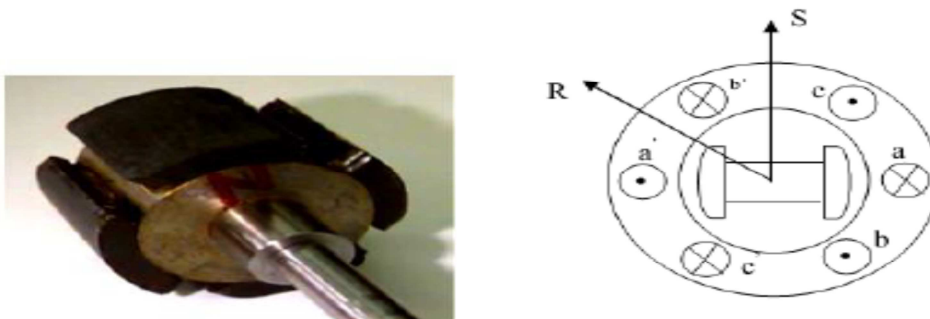
Cependant ce procédé ne permet pas de régler le flux à partir de l'inducteur, comme cela se fait couramment pour le rotor bobiné [6].

I.2.3.1 Les types de rotor :

On peut distinguer deux types de rotors :

Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.

Dans le deuxième, par contre, les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides.



a. Machine à pôles lisses b. Machine à pôles saillants

Figure (1.3): Les différents types de rotor.

I.3 Principe de fonctionnement :

- si le rotor est entraîné par une autre machine (turbine dans les centrales), le champ tournant qu'il crée induit un système triphasé de forces électromotrice au stator. la machine fonctionne alors en génératrice synchrone ou alternateur. Les f.é.m. induites seront de paires de pôles
- si le stator est alimenté par un système triphasé équilibré de tension de pulsation ω . il génère dans l'entrefer de la machine un champ tournant à la vitesse

$$\omega = \Omega / P = 2\pi f / p \quad (\text{I.1})$$

- si le rotor a été préalablement lancé à la même vitesse Ω l'interaction entre les deux champs tournants va maintenir la rotation du rotor. la machine fonctionne alors en moteur. la vitesse de ce moteur est rigoureusement constant pour une fréquence d'alimentation donnée, d'où l'appellation moteur synchrone [9].

I.4 Les types de la machine synchrone :

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

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

I.4.1 La Machines synchrone à aimants permanents :

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19ème siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis Plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants. L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à Terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore,...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages à savoir L'induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée,

énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines. Dans la machine à aimants permanents MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique [11].

I.5 Structure :

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile où Rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements Constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.



Figure (I. 4) : Moteur industriel à aimants permanents de quelques KW.

Le stator d'une machine synchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée.

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statorique et y induit des forces électromotrices (f.é.m.) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface [13].

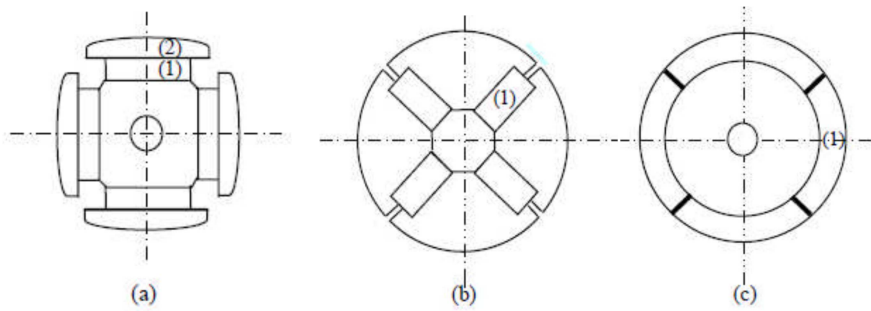


Figure (I.5) : Différents types de rotors d'une MSAP.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2),
- (b) aimants permanents (1) noyés
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor. [10]

I.6 Les catégories de la machine synchrones à aimant permanent :

Il existe quatre catégories du machines synchrones à aimant permanent du point de vue construction mécanique : [12]

I.6.1 Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS) :

Cette constructure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor (figure 1.6).les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sure une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pole lisses.la tenue mécanique des aimants est facilitée par la force centrifuge.

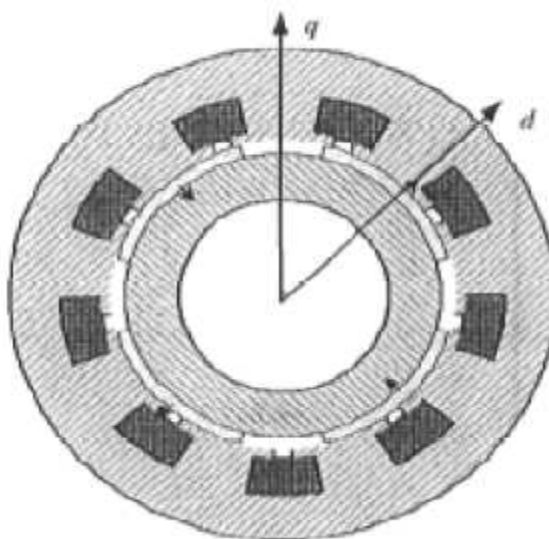


Figure (I.6) : machines synchrones à aimants permanents monté en surface.

I.6.2 Machine synchrone à aimant permanent insérés (MSAPI) :

À partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique figure (1.7). Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces interpolaires qui rajoutent de la saillance.

Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS.

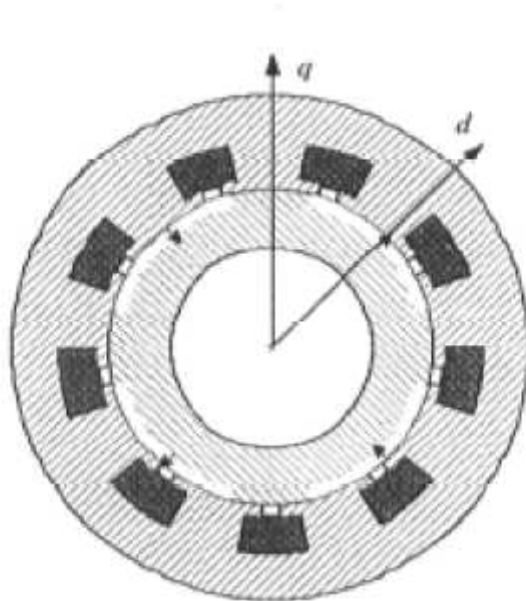


Figure (I.7) : machine synchrone à aimant permanent insérés.

I.6.3 Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) :

Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants et des pièces polaires généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.e.m au stator en agissant sur le profil de la pièce.

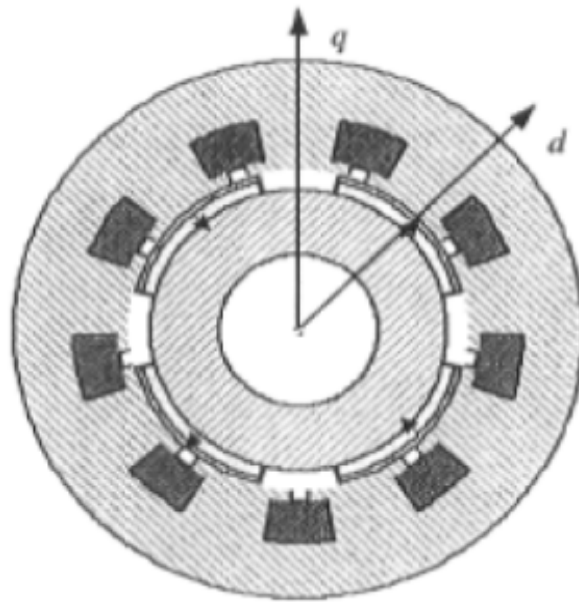


Figure (I.8): Machines synchrones à aimants permanents chapeauté.

I.6.4 Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)

Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents figurée (1.9). En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer.

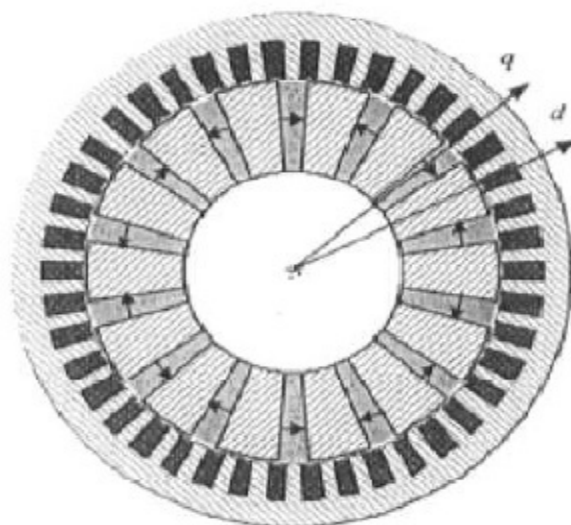


Figure (I.9) : Machines synchrones à aimants permanents enterrée.

I.7 Les aimants permanents :

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la Largeur de leur cycle d'hystérésis figure (I.10) 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 [14].

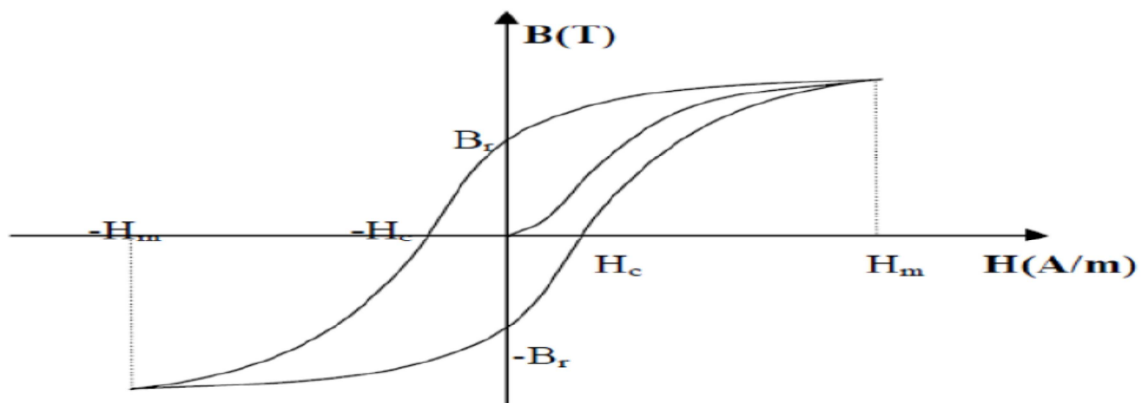


Figure (I.10): Cycle d'hystérésis.

I.7.1 Propriétés d'aimant Permanent :

Les aimants permanents utilisés dans les machines synchrones ont pour fonction principale la création du flux inducteur. Ils doivent permettre l'obtention d'une puissance massique élevée, ce qui réduit le volume de la machine. D'autre part une faible sensibilité à la température est également indispensable, ce qui limite la désaimantation en fonctionnement normal. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du plan B-H figure (1.11).

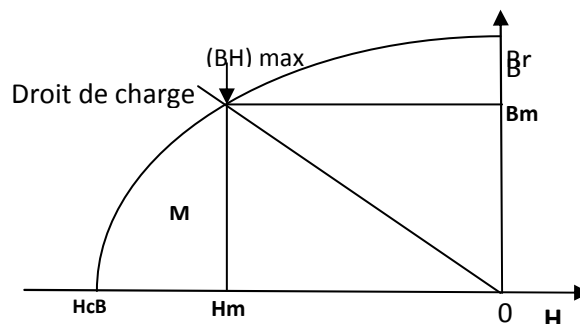


Figure (I.11): Courbe de désaimantation d'un matériau pour aimant permanent.

Cette courbe donne :

- L'induction rémanente B_r c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé, c'est une indication de la puissance potentielle de l'aimant.
- Le champ coercitif de l'induction H_c qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$, qui définit la valeur énergétique de l'aimant par unité de volume.
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant $(BH)_{max}$. L'aimant permanent idéal pour la réalisation des inducteurs de machines synchrones doit présenter une caractéristique $B(H)$ rectangulaire, avec des valeurs de B_r et H_c aussi élevées que possible.

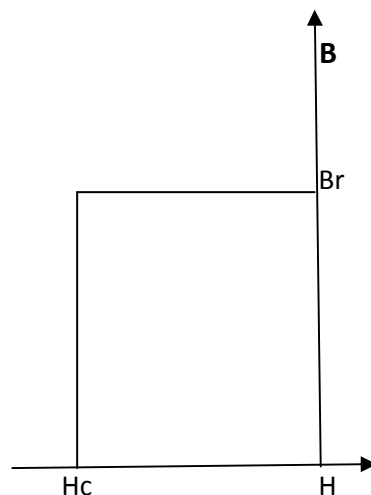


Figure (I.12) : Caractéristique $B(H)$ de l'aimant permanent idéal.

I.7.2 Choix d'aimants Permanents Utilisés Pour La MSAP :

Le choix des matériaux des aimants permanents est essentiel puisqu'il intervient pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur 7, 30 :

- Les **alnico** : sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane.
- Les **ferrites** : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium.
- Les **terres rares** : tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur compositions.

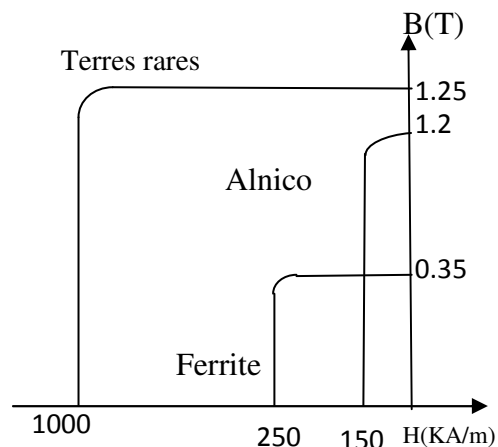


Figure (I.13): Caractéristiques des aimants permanents.

Les alliages métaux de transitions-terres rares sont à l'heure actuelle les aimants permanents les plus performants qui entrent dans la composition des inducteurs des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium cobalt $Sm_2 Co_{17}$, qui est quasiment amagnétique (la perméabilité relative vaut environ : $(\mu_r = 1.07)$ et qui est caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés ($B_r = 1.25$ T, $H_c = 1000$ KA/m). la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est à taille égale trois fois plus importante que pour les alnico, et six fois plus importante que pour les ferrites.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur.
- Poids du moteur.
- Dimension du moteur. [2]

I.7.3 Type d'aimants utilisés dans les MSAP :

Les aimants permanents que l'on peut rencontrer dans les machines de traction sont principalement les ferrites durs et les aimants terres rares :

Le Samarium-Cobalt ($SmCo_5$ et $Sm_2 Co_{17}$) et le Néodyme-Fer-Bore ($NdFeB$).

Ferrite : C'est le matériau le plus ancien et le moins cher. Ses performances modestes le cantonnent dans les machines de petite puissance ou de faible puissance massique. C'est un matériau très cassant mais résistant à la corrosion.

Samarium-Cobalt : Ce sont les premiers aimants terres rares apparus sur le marché. Leur énergie est très supérieure à celle des ferrites, de même que leur prix. Le domaine d'utilisation

de ces aimants se limite peu à peu aux applications fonctionnant à haute température et à champ inverse élevé (militaire, nucléaire, ...).

Néodyme-Fer-Bore: C'est la version d'aimants terres rares la plus récente et la plus performante sur pratiquement tous les points. Les progrès constants réalisés ces dernières années dans leur élaboration, et leur coût inférieur aux Samarium-Cobalt, leur assurent une quasi-exclusivité dans les machines de traction. Malheureusement ils sont par nature très sensibles à la corrosion. Des techniques récentes (revêtements ou additifs) font cependant quasiment disparaître cet inconvénient [16].

I.8 Principe de l'autopilotage des machines synchrones:

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile; c'est le principe de l'autopilotage.

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEM de celle-ci et les courants statorique. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine. Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machin [17].

La figure (I.14) ci-dessous représente le schéma de principe de l'autopilotage.

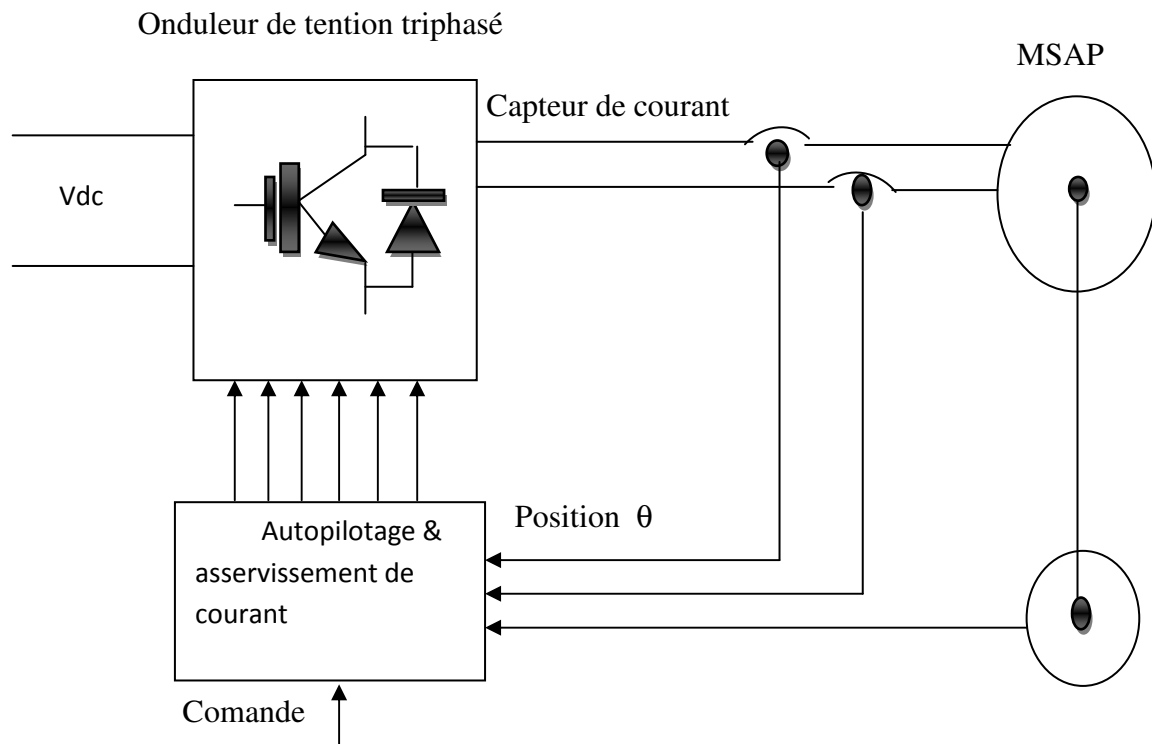


Figure (I.14) : le schéma de principe de l'autopilotage.

I.9.1 Avantages de la MSAP :

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

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- 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.
- Supporter des surcharges et un bon comportement en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.

I.9.2 Inconvénients de la MSAP :

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.
- La présence de pulsation de couple.
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par des contraintes comme la température max, courant max...etc.

I.10 Domaines d'application :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires), C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- Les automobiles,
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- Les servomoteurs,
- Les applications robotiques,
- La production d'électricité,
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins,
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne [15].

I.11 Hypothèses simplificatrices :

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 [18].

I.12 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

Tout comme la machine à induction, La machine synchrone triphasée comporte un stator fixe avec Enroulements triphasés représenté par les trois axes (a, b, c). Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logée trois enroulement identiques, à *p* paires de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$ et un rotor mobile autour de l'axe de système de la machine.

La machine 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.

Donc, les équations électriques peuvent être déduites de la même façon que la machine à Induction à partir du schéma qui représente les enroulements statorique et rotorique.

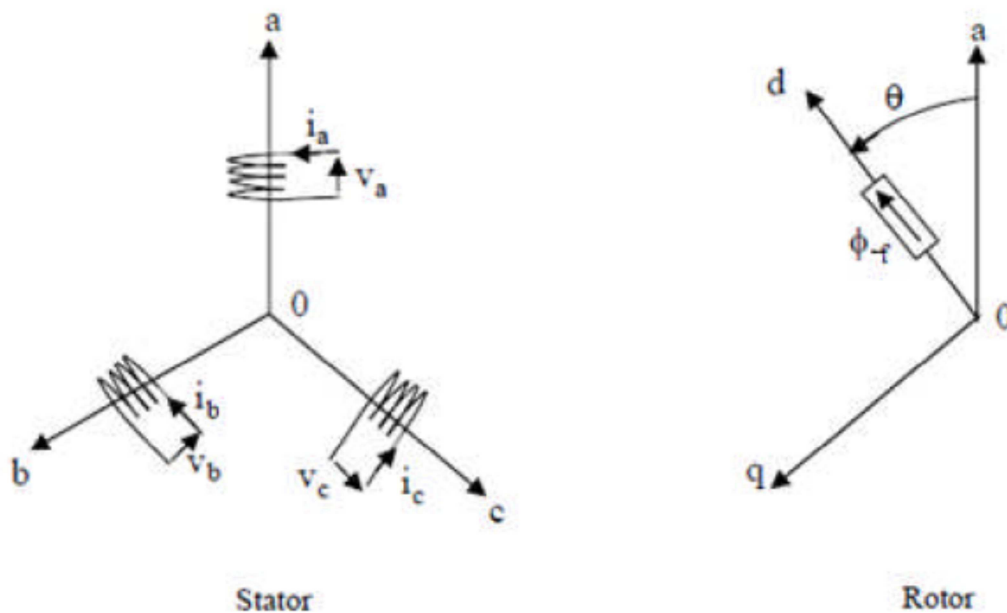


Figure (I.15) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

I.12.1 Mise En Equation :

$$[Vs] = [Rs][Is] + \frac{d\phi_s}{dx} \tag{I.10}$$

$$\phi_s = [Ls][is] + [\lambda] \tag{I.11}$$

Où : λ est le flux magnétique permanent

$$[Ls] = [Lss] + [Lm] \tag{I.12}$$

L_s : Matrice d'inductance du stator

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c] \quad (\text{I.13})$$

V_s : Vecteur de tension statorique

I.12.1.1 Equations électriques :

Les équations électriques dans un repère fixe (abc), lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

R_s : la résistance par phase statorique

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$[v_a \ v_b \ v_c]^T$: Les tensions des phases statorique

$[i_a \ i_b \ i_c]^T$: Les courants des phases statorique

$[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$: Les flux totaux à travers bobines statorique.

I.12.1.2 Equations magnétiques :

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (\text{I.16})$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

On désigne par :

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statorique. Elle contient des termes constants que nous

Regroupons dans $[L_m]$ et des termes variables dépendant de φ , que nous regroupons

dans $[L_m(\varphi)]$: [12]

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} i_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & i_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & i_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$[L_m] = L_m \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Ou :

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statorique,

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{sf}] = [M_{sf}]^t \quad (\text{I.20})$$

$[M_{sf}]$: La matrice d'inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

Les expressions des flux mutuels inducteur-phase sont donnée par :

$$\varphi_a = \varphi_f \cos(p\theta) \quad (\text{I.21})$$

$$\varphi_b = \varphi_f \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{I.22})$$

$$\varphi_c = \varphi_f \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3}) \quad (\text{I.23})$$

φ_f : C'est la valeur crête du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statorique

I.12.1.3 Les équations électrique de la MSAP dans le plan (a.b.c) :

$$[v_a] = [R_s][i_a] + \frac{d\varphi_a}{dt} \quad (\text{I.24})$$

$$[v_b] = [R_s][i_b] + \frac{d\varphi_b}{dt} \quad (\text{I.25})$$

$$[v_c] = [R_s][i_c] + \frac{d\varphi_c}{dt} \quad (\text{I.26})$$

$[\varphi_a \varphi_b \varphi_c]$: Vecteur des flux statorique.

$[R_s]$: Résistance d'une phase d'enroulement statorique.

I.12.1.4 Les équations mécaniques :

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 : [15].

$$\sum_i C_{i=j} \frac{d\Omega}{dx} \quad (I.27)$$

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dx} \quad (I.28)$$

$$C_f = f \Omega \quad (I.29)$$

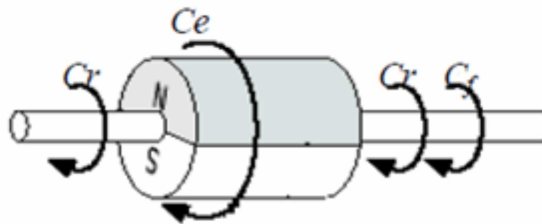


Figure (I.16): Les différents couples qui agissent sur le rotor.

À partir des équations précédentes, nous remarquons que l'étude du système est assez difficile vu le nombre d'équations différentielles à coefficient variables. Pour résoudre ce problème, nous allons utiliser des transformations mathématiques (repère de Park), qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à un coefficient constant. Ainsi, nous allons présenter la modélisation de la MSAP dans le repère lié au rotor puis au stator en utilisant la Transformation de Park [16].

I.12.2 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère de Park :

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park et elle permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a, b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans le repère cartésien (d, q) comme le montre la Figure.

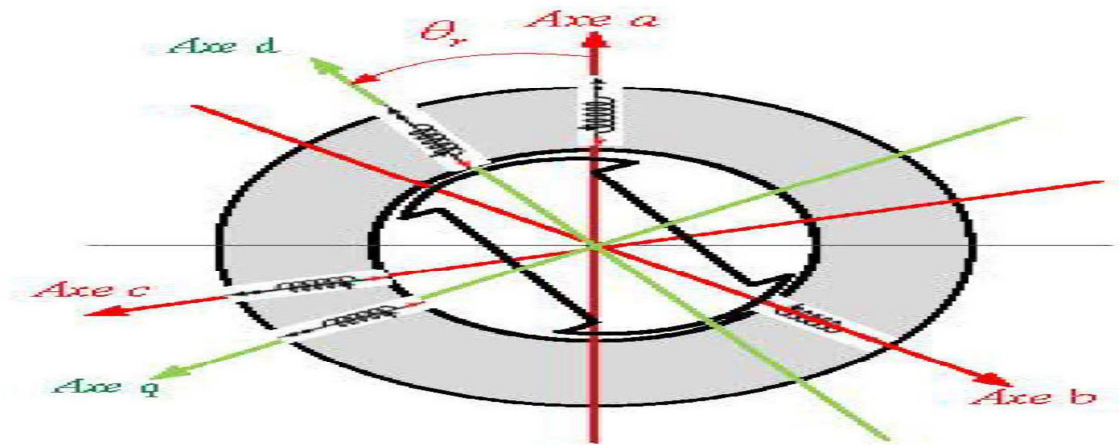


Figure (I.17): Représentation de la MSAP dans le repère de Park.

La transformation de Park est un outil mathématique permettant de transformer les axes magnétique des bobines statorique (a.b.c) en axes orthogonaux (d.q).ce qui traduit par le remplacement des bobinages statorique (a.b.c) par des bobinages équivalents (d.q) [13.]

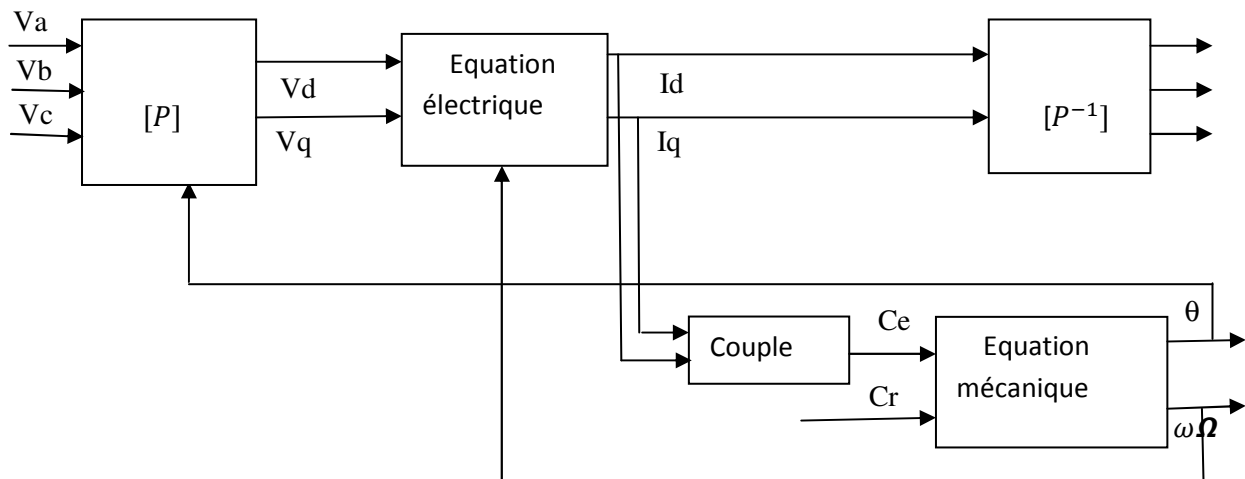


Figure (I.18): Schéma fonctionnel du modèle de Park.

La matrice de passage notée $P(\theta)$ est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin(\theta) & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

Et inversement, pour passer des équations dans le plan de Park aux équations dans le plan (a, b, c) on utilise la transformation de Park inverse qui est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Le changement de variable effectué aux équations des tensions, courants et flux, on obtient :

$$[i_{dq}] = P(\theta)[i_{abc}] \quad (\text{I.31})$$

$$[v_{dq}] = P(\theta)[v_{abc}] \quad (\text{I.32})$$

$$[\theta_c] = P(\theta)[\varphi_{abc}] \quad (\text{I.33})$$

I.12.2.1 Équations électriques dans le repère de Park (d, q) :

Enfin les équations de la machine synchrone dans le repère de Park sont données par les expressions suivantes :

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\Omega_t L_d i_d \quad (\text{I.34})$$

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + p\Omega_t L_q i_q \quad (\text{I.35})$$

Expression du couple électromagnétique : [13]

$$C_{em} = (k_t i_d + p(L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{I.36})$$

$$k_t = p\varphi_f \quad (\text{I.37})$$

Ou :

P : le nombre de pair de pole

v_d : La tension statorique sur l'axe d

v_q : La tension statorique sur l'axe q

i_d : La tension statorique sur l'axe d

i_q : La tension la tension statorique sur q

R_s : La résistance statorique

L_d : L'induction statorique sur l'axe d

L_q : L'induction statorique sur l'axe q

k_t : Le coefficient du couple

φ_f : Le flux inducteur

I.13 Schéma fonctionnelle de la MSAP :

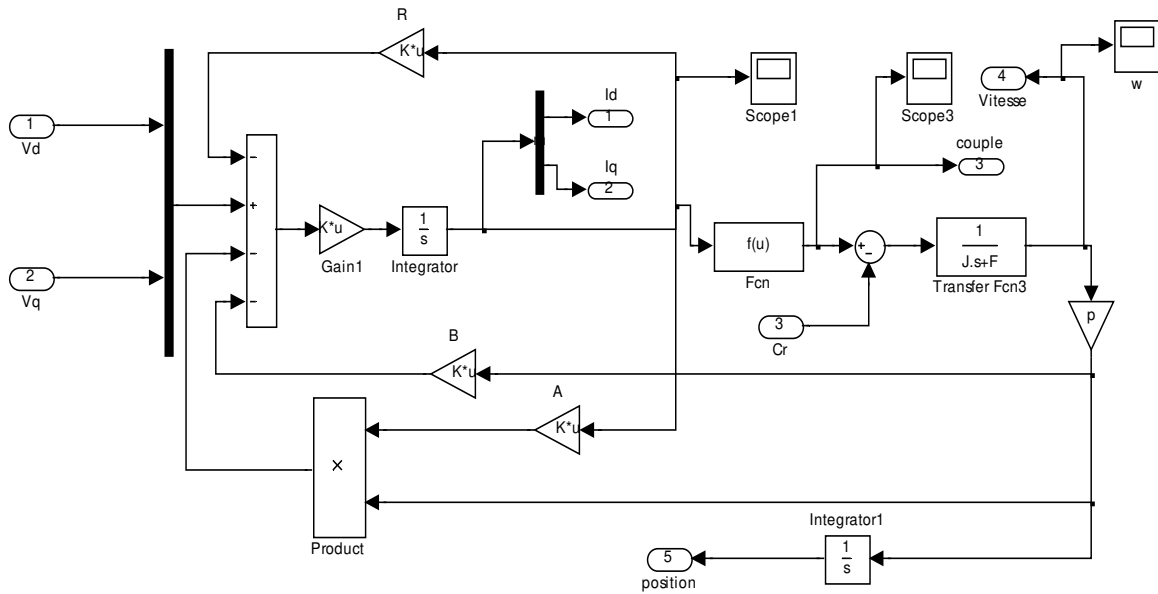


Figure (I.19): Schéma fonctionnel de la MSAP.

I.14 Mise sous forme d'équation d'état :

En prenant les tensions (V_d , V_q) et le flux d'excitation f.e.m comme grandeurs de commande, les courants statorique (I_d , I_q), comme variables d'état et le couple C_r comme perturbation. Alors a partir de ça en peut écrire le système sous forme d'équations d'état : [11].

$$\begin{cases} \dot{[X]} = [A][X] + [B][V] \\ [X] = [I_d \ I_q]^t, [V] = [V_d \ V_q \ \varphi_f] \end{cases} \quad (I.38)$$

[A] : Matrice du fondamentale qui caractérise le système

[B] : Matrice d'entrée

[V] : Vecteur de commande

[X] : Vecteur d'état

I.14.1 Equations électriques :

Le system peut s'écrire sous forme d'équation suivante :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][V] \quad (I.39)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

On peut écrire les matrice [A]et[B]sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -\frac{L_d}{L_q} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \tag{I.42}$$

Ces équations constituent la base du schéma fonctionnelle de la machine synchrone aimante permanente

I.15 Schéma fonctionnelle de la MSAP sans onduleur :

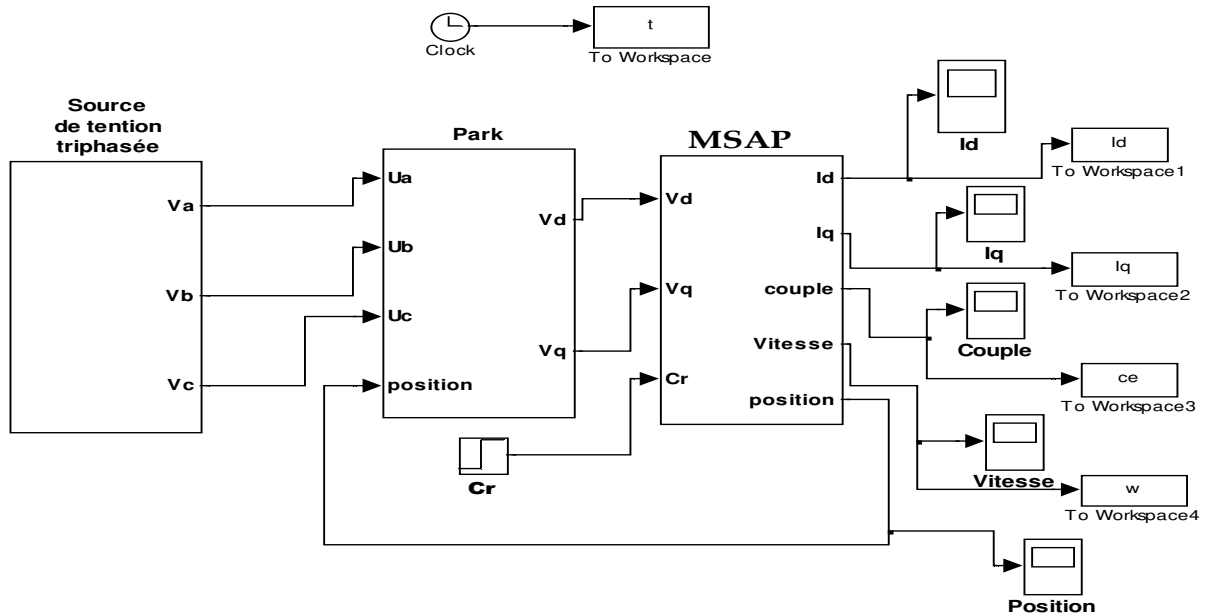


Figure (I.20): Représentation de la MSAP sans onduleur MLI.

I.16 Résultats de simulation :

Pour vérifier le modèle mathématique de la machine, nous allons tester les Programmes numériques dans l'environnement MATLAB. Les paramètres sont donnés dans l'annexe.

I.16.1 Simulation du modèle de la machine à vide :

On a fait la modélisation de la machine synchrone a aimant permanent à vide sans utiliser l'onduleur est nous avons obtenu les résultats suivant :

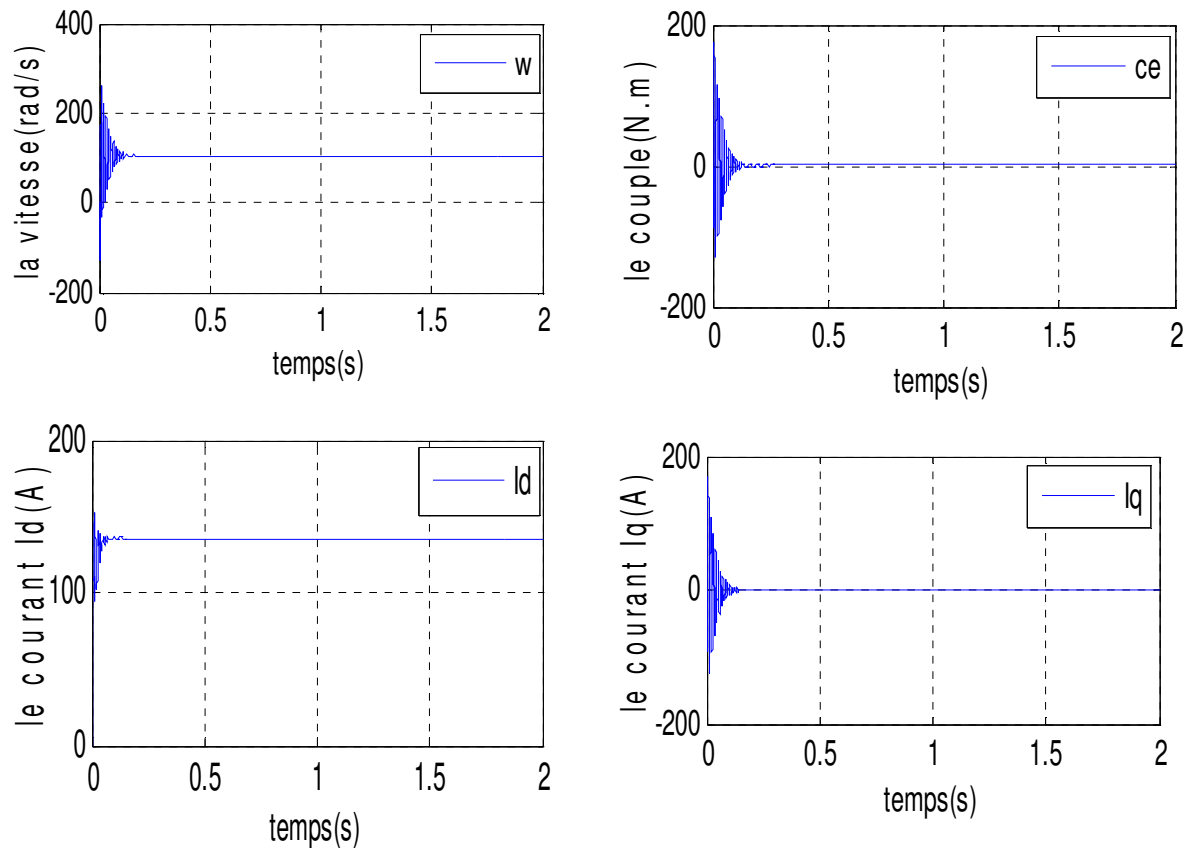


Figure (I.21) : Résultats de simulation de la MSAP à vide sans onduleur.

I.16.2 Interprétation des résultats :

La vitesse

On remarque que la vitesse prend des pics très importants au début puis se stabilise à la vitesse de synchronisme. Ces pics sont dus à l'absence d'enroulements d'amortissements pour la stabilisation de la vitesse au point de synchronisme.

Le couple :

Après un régime transitoire de 0.1 s, le couple ramène le rotor à la vitesse de synchronisme ou il se stabilise au voisinage de zéro puisque il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés.

Les courants :

Au démarrage, les courants direct et en quadrature i_d et i_q sont caractérisés par des pics très importants qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales.

Ces pics s'expliquent par une faible f.é.m. liée à la valeur de la vitesse au démarrage

I.16.3 Résultats de simulation en charge :

A l'aide du bloque SIMULINK de MATLAB On a fait la modélisation de la machine synchrone a aimant permanent en charge sans utilisé l'onduleur est on a obtenu les résultats suivant :

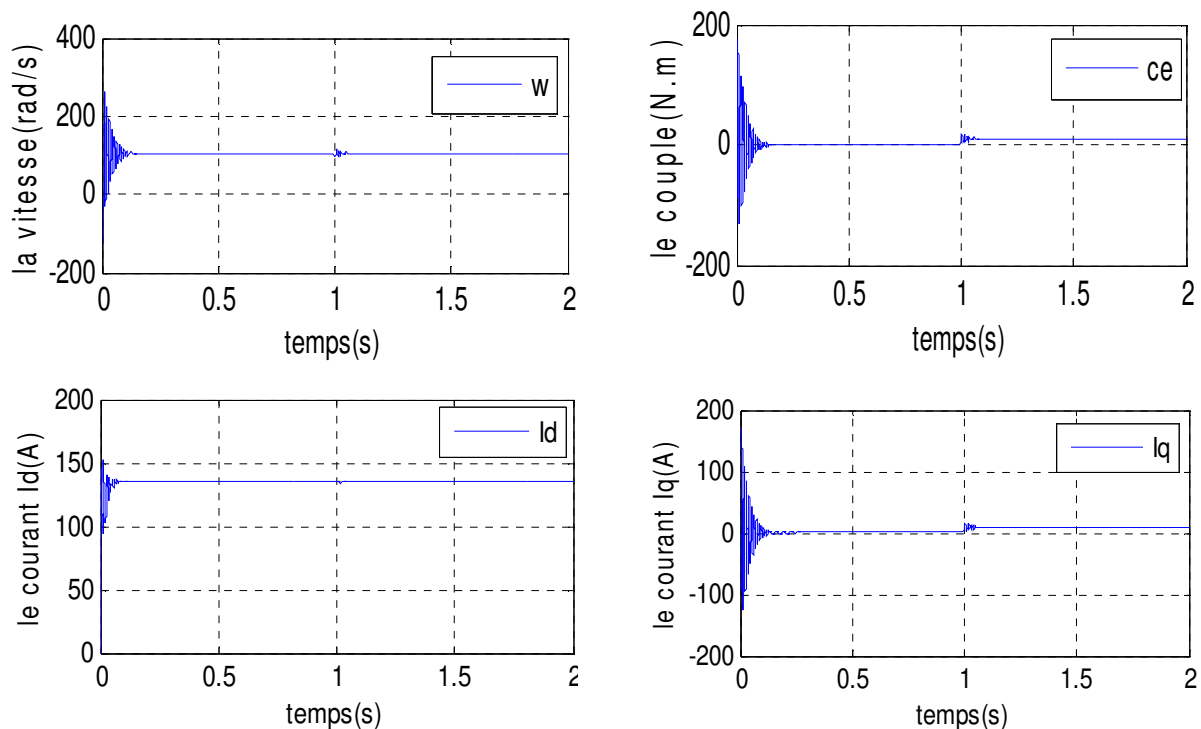


Figure (I.22) : Résultats de simulation de la MSAP en charge sans onduleur.

I.16.4 Interprétation des résultats :

Pendant le démarrage on remarque que tous les signaux sont fortement pulsateur parce que la machine passe par le régime transitoire puis elle se stabilise et entre dans le régime permanent.

On voit que la vitesse prend des pics plus importants que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge à l'instant $t=1s$. A noter que la valeur du couple se stabilise a la valeur de la charge 10 Nm à $t=1s$.

I.17 Modélisation de l'alimentation de la machine :

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens

I.17.1 Onduleurs :

Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple :

Variateur de vitesse des moteurs à courant alternatif, chauffage par induction, les alimentations de secours, les alimentations non interrompues.

L'entrée d'un onduleur peut être une batterie, une tension continue issue des panneaux solaires, ou d'autre source de courant continu obtenu à partir d'un redressement monophasé ou triphasé.

Les onduleurs peuvent être classifiés en deux types :

Les onduleurs Monophasés et les onduleurs triphasés. Chaque groupe peut utiliser les dispositifs de commande comme : BJT, MOSFET, MCT, SIT ou commande forcée des thyristors en fonction des applications. Généralement, ces onduleurs utilisent la commande MLI pour produire une tension de sortie alternative. Un onduleur est appelé un «current-fed-inverter», (CFI) s'il est alimenté par une source de courant continu (le courant d'entrée est maintenu constant), un «voltage-Fed-inverter» (VFI) s'il est alimenté par une source de tension continue (la tension d'entrée est maintenue constante), et un « variable de linked inverter », si la tension d'entrée est contrôlable [19].

I.17.2 Définition de l'onduleur :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC) et sont conçus pour la transformation de la tension continue en tension alternative. En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. Représente schéma de principe de l'onduleur. [20]

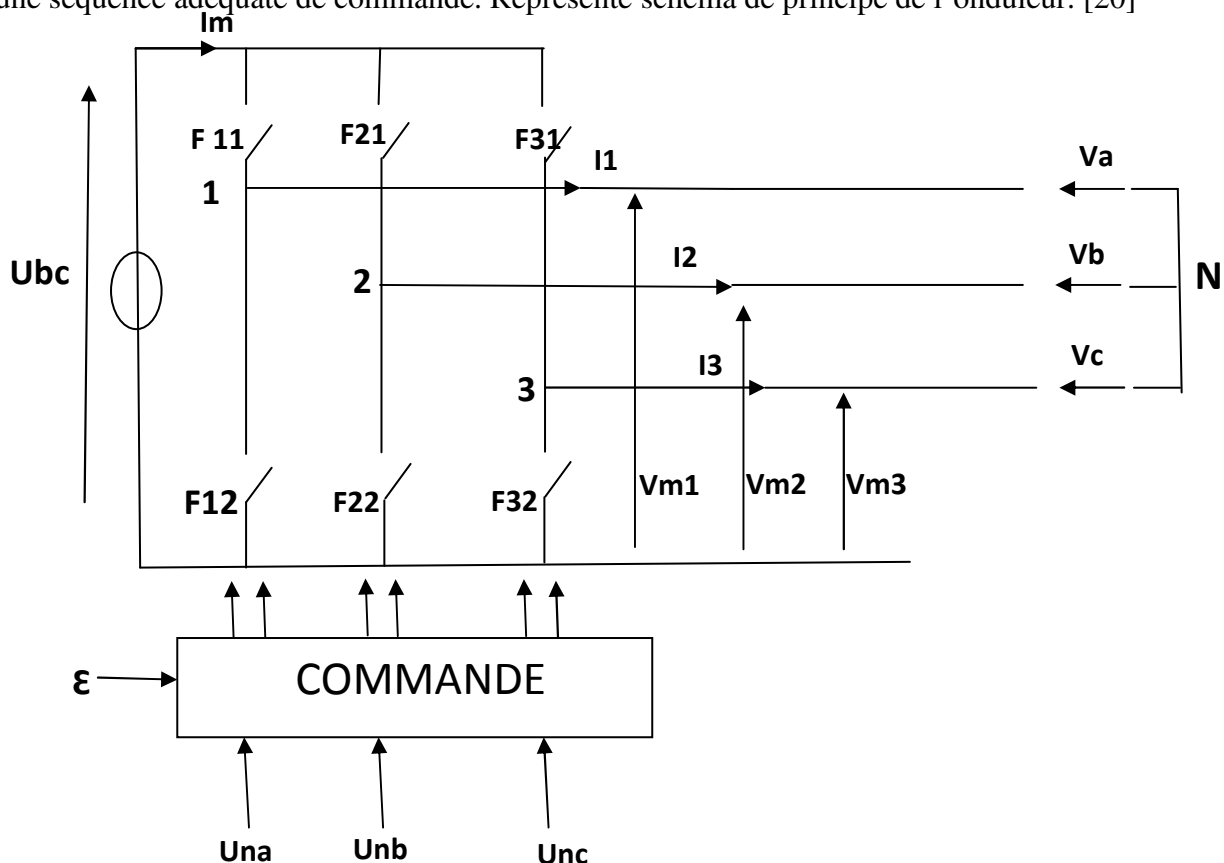


Figure (I.23) : Structure d'un onduleur.

I.17.3 Types d'onduleurs ;

Les onduleurs sont classés selon le type d'application et les performances désirées.

Selon la source :

- Onduleur de tension.
- Onduleur de courant.

Selon le nombre de phase (monophasé, triphasé, ect...)

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

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance »

- **Les onduleurs monophasés :**

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- **l'onduleur monophasé** avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull - l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi pont. Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont
- **Les onduleurs triphasés :**

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs (figure -4). Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode .la source de tension continue est obtenue à partir d'un Pont Redresseur. Pour Assurer La Continuité Des Courants De Sortie Alternatif I_a, I_b, I_c , Les interrupteurs K_1, K'_1 et K_2, K'_2, K_3 et K'_3 doivent être complémentaires deux à deux On définit $K_i = (T_i, D_i)$. [20]

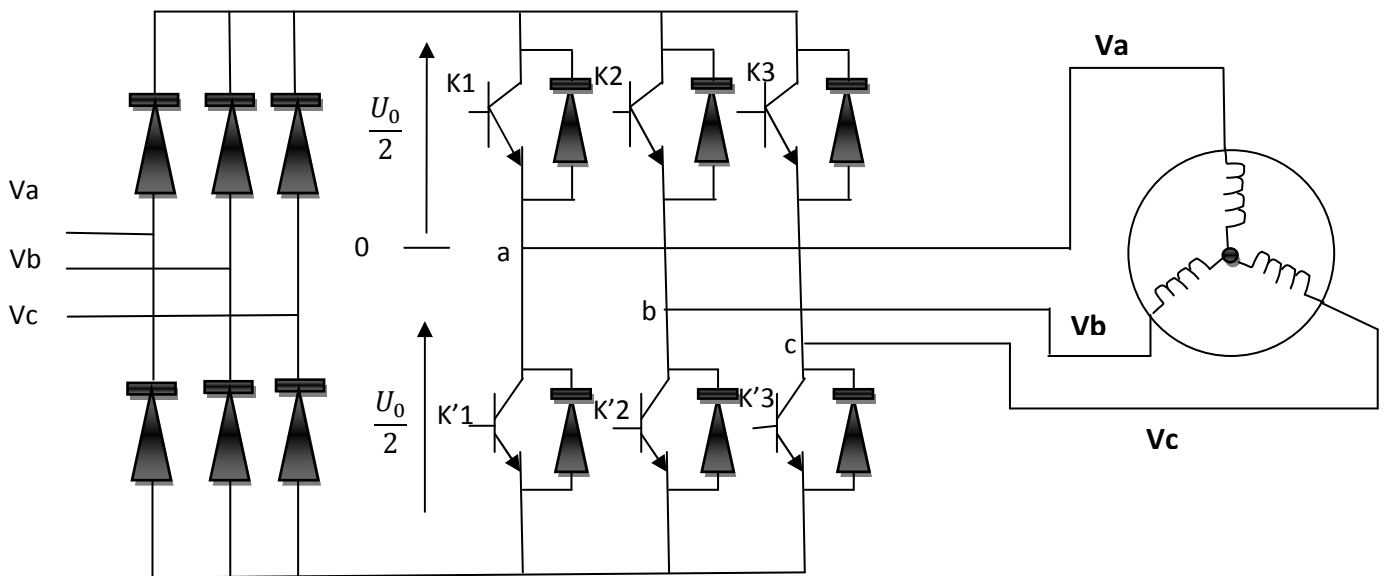


Figure (I.24): Onduleur De Tension Triphasé.

- **Les onduleurs multi niveaux :**

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Pour les réaliser ou doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenu par exemple à partir d'un diviseur capacitif), on peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie. Cette dernière est souvent obtenue par une modulation de largeur d'impulsions (MLI). Ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée (> 5000 tr/mn) [21].

I.17.4 Application des onduleurs :

Ils sont utilisés en électrotechnique pour :

- Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables.
- Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes.

Nous citons quelques domaines d'application :

- Production des tensions sinusoïdales de fréquences moyennes (de quelques kHz à quelques 10Khz): soudage...
- Alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs, chauffage à induction....
- Alimentation des moteurs à courant alternatif à fréquence variable [24].

I.17.5 Modélisation de l'onduleur de tension :

Dans l'étude de l'ensemble commande onduleur machine charge, nous nous intéresserons Uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la Machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant L'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux: c'est-à dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur machine [23].

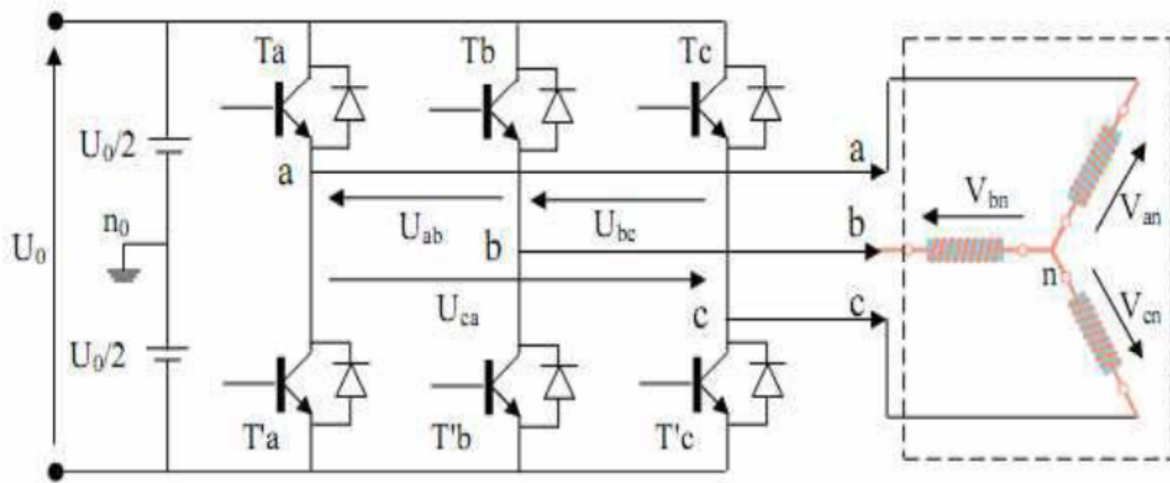


Figure (I.25): Schéma de l'onduleur triphasé.

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure(I.25) :

On considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de f.e.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} ,

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques (Si les transistors supposée être des Interrupteurs idéaux), on a

Si $S_i = 1$ Alors $i T$ est passant et ' $i T$ est ouvert

Si $S_i = 0$ Alors $i T$ est ouvert et ' $i T$ est passant

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (I.43)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \left(\frac{1}{3}\right) [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{I.46})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits Si (i=a, b, c) on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{I.47})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

En remplaçant (I.48) dans (I.39), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

En remplaçant (I.48) dans (I.49), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.50})$$

I.17.6 Modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle :

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

– **Le premier**, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

– Le **second**, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence [15].

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs

- **Caractéristique de la MLI :**

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (I.51)$$

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (I.52)$$

Avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence ***f_p*** de la porteuse et la fréquence ***f_r*** de la référence.

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante ***V_r*** à la valeur crête ***V_p*** de la porteuse.

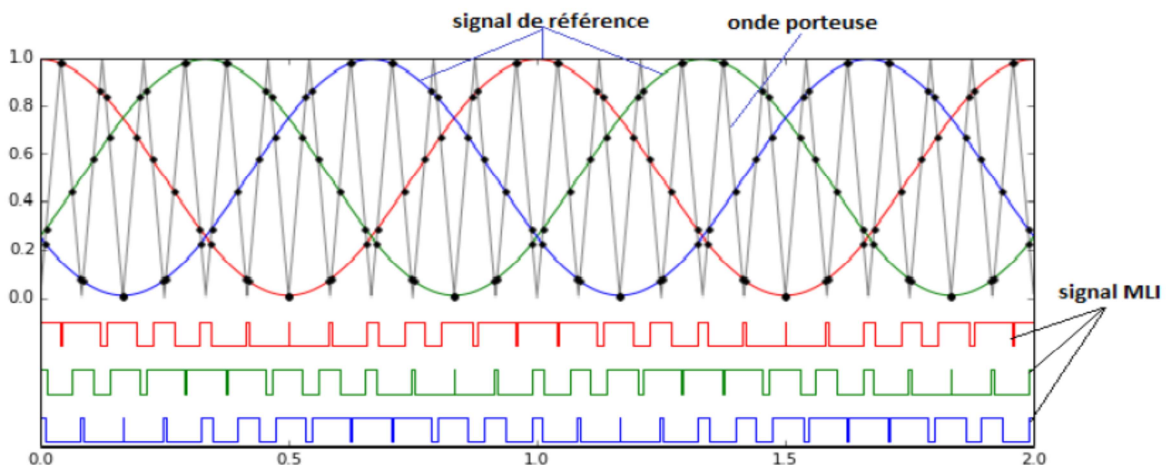


Figure (I.26) : Principe de la commande MLI.

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point commun (0)[15].

I.18 Simulation de la MSAP avec l'onduleur :

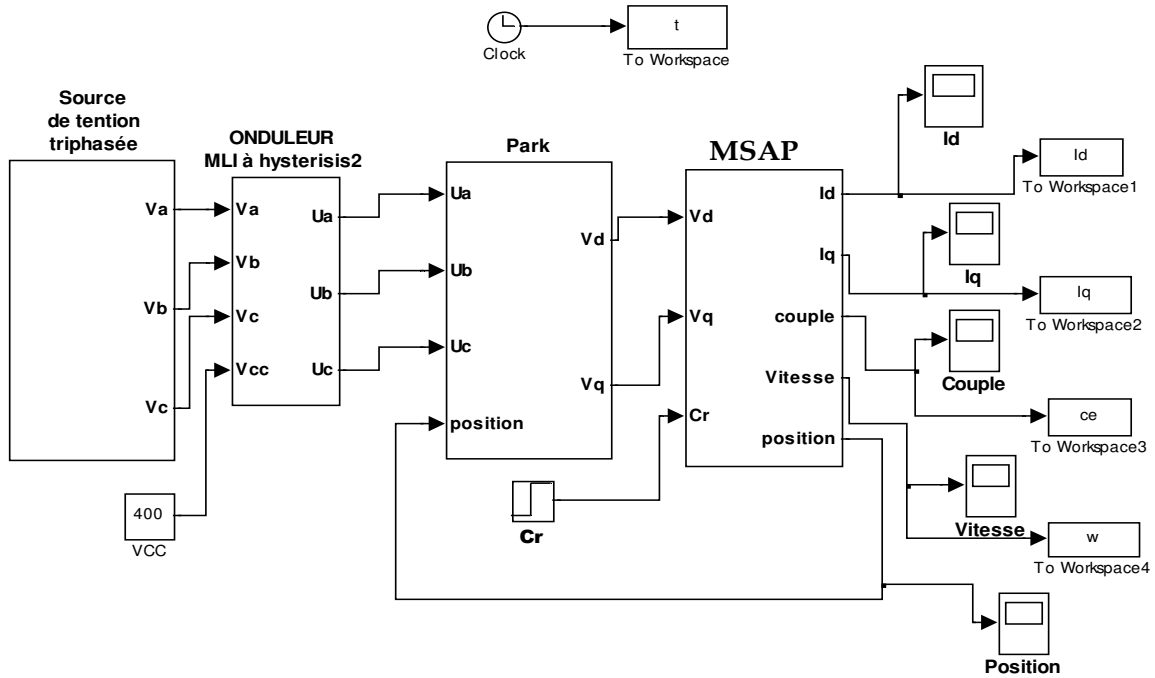


Figure (I.27) : Représentation de la MSAP avec onduleur MLI.

I.18.1 Résultats de simulations de la MSAP avec l'onduleur à vide :

On a fait la simulation de la machine synchrone à aimant permanent à vide (sans charge) utilisons l'onduleur est on a obtenu les résultats suivant :

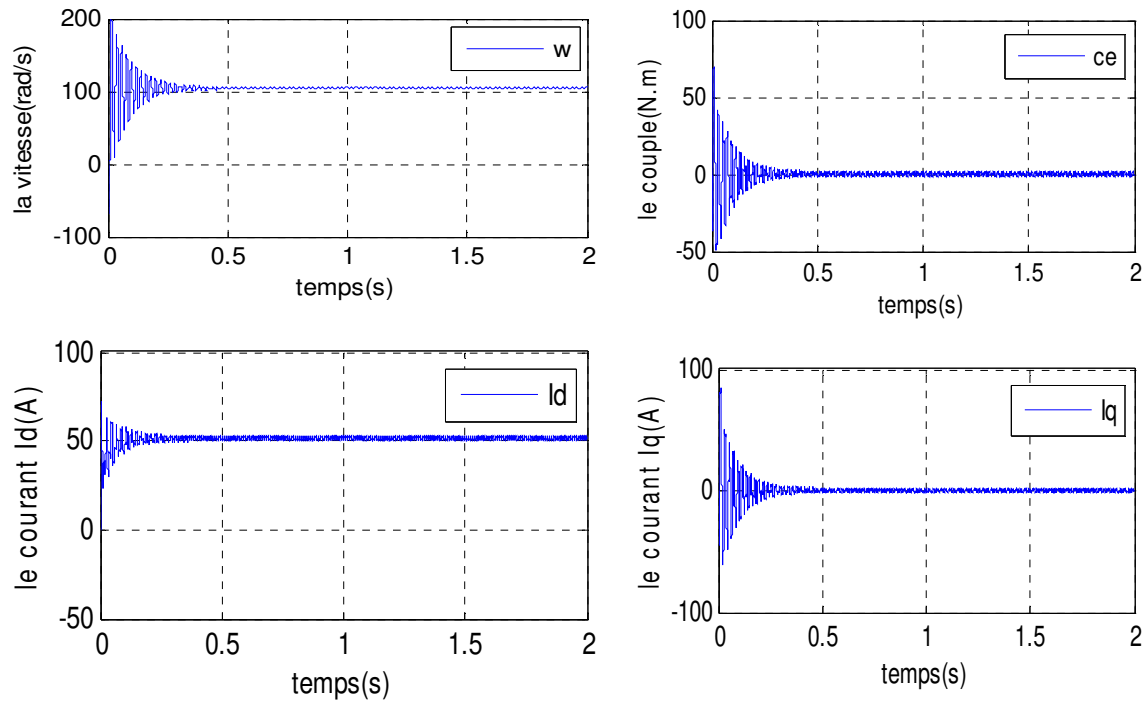


Figure (I.28) : Résultats de simulation de la MSAP à vide avec onduleur.

I.18.2 Interprétation de résultat :

Lorsque on a simulé le modèle en association avec l'onduleur MLI on remarque que les résultats obtenus ont les même du modèle sans onduleur en charge mais ils présentent des oscillations dues aux harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

I.18.3 Résultats de simulations de la MSAP avec l'onduleur en charge :

On a fait la simulation de la machine synchrone a aiment permanent en charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$) à $t = 1\text{s}$. On a obtenu les résultats suivant :

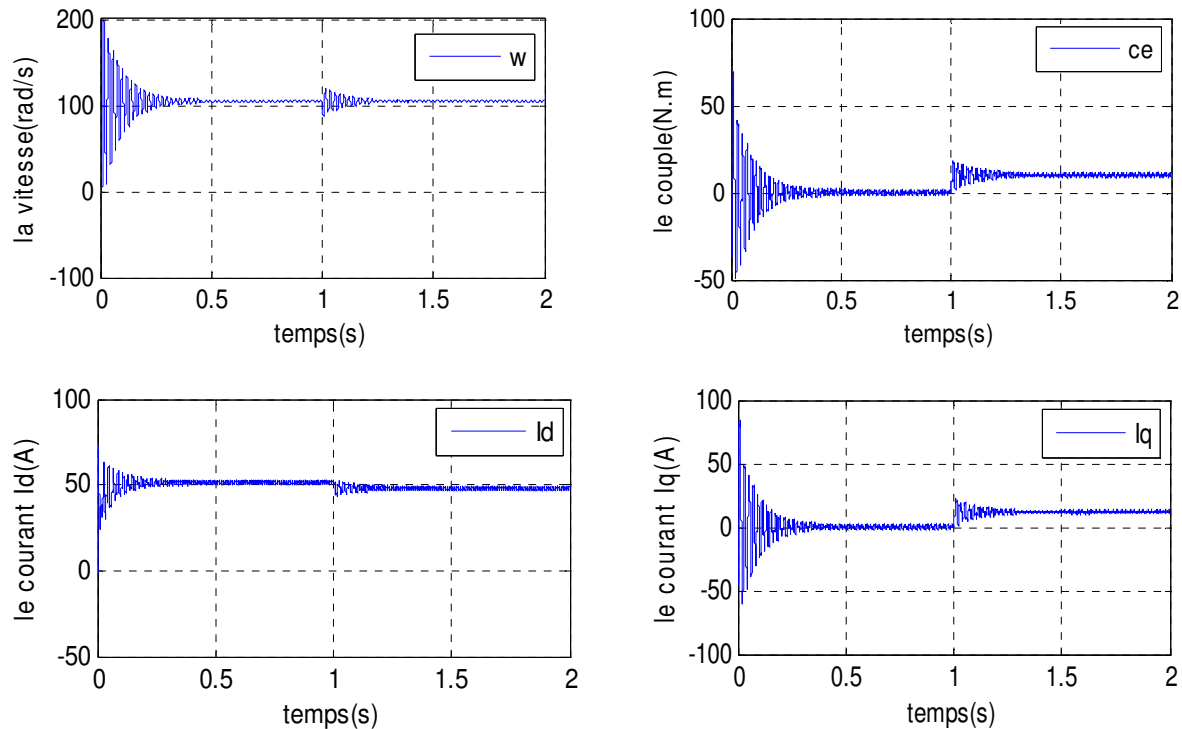


Figure (I.29) : Résultats de simulation de la MSAP en charge avec onduleur.

I.18.4 Interprétation de résultat :

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations qui affectent le fonctionnement de la machine.

I.19 Conclusion :

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

Aussi Nous avons présenté le modèle du MSAP avec l'onduleur de tension commandé par la technique MLI et on a conclu que les deux composantes du courant et le couple sont fortement couplées, Il est donc nécessaire de trouver une moyenne pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques; c'est pour cette raison, qu'il faut faire un découplage entre ces variables pour que la machine répond aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variables et avoir des hautes performances dans le régime dynamique.

La solution la plus adéquate actuellement est l'orientation du flux suivant l'axe «d». Le chapitre suivant sera consacré à la technique de la commande vectorielle.

Chapitre II

Commande vectorielle

de la MSAP

II.1 Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue. [8]

Durant ces dernières années, la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents a fait l'objet de très nombreuses études. Les algorithmes proposés pour le contrôle du couple et du courant nécessitent tous des informations précises sur la du rotor. Ces informations sont données par un capteur externe (résolve) disposé sur l'arbre du rotor. Cette solution présente quelques inconvénients qui, dans certains cas, restreignent son application pour les raisons suivantes:

- Encombrement du processus réel
- Coût élevé du système
- Axe de la machine inaccessible [2].

Les techniques de la commande vectorielle appelées aussi commande à orientation du flux ont pour but d'assurer un certain découplage dans les moteurs à courant alternatif de façon à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient commandés indépendamment. Ces techniques tirent leur idée de base du modèle " d_q " du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés.. Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux .

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [13].

Le présent chapitre est consacré à la régulation analytique de vitesse de la MSAP utilisant la commande vectorielle avec un régulateur PI .

II.2 Commande vectorielle :

La commande vectorielle contrôle les courants des phases statorique en fonction du module et de l'angle désirés pour s'assurer que ceux-ci soit sinusoïdaux et toujours en quadrature avec le flux rotorique. Puisque la machine utilisée est synchrone, l'angle du flux est intimement lié à la position des aimants permanents et donc du rotor. Le module du flux est fixe au rotor et le module des courants au stator est fixé selon le couple désiré. Le flux rotorique utile est perçu sinusoïdal du stator, mais ce flux est perçu comme étant constant si nous le regardons du rotor. Le système de commande vectorielle exploite ce concept en transformant les paramètres et signaux de la MSAP pour les visualiser par rapport au rotor. Cela permet de représenter les courants de phase dans une représentation cartésienne basée sur le sens du flux des aimants permanents .Puisque le couple est fonction du module du courant statorique en quadrature au flux rotorique, un couple constant est produit par un courant statorique constant sur l'axe en quadrature de cette nouvelle représentation cartésienne. Cette particularité est fort intéressante car le flux sinusoïdal est perçu constant dans cette représentation. Pour passer du référentiel fixe du stator au référentiel tournant du rotor, la transformation de Park est utilisée. Le système de commande contrôle donc le courant dans le plan nommé quadrature-direct (qd). Puisque les courants statorique ainsi transformés sont maintenant constants, ils sont normalement compensés par deux contrôleurs proportionnel-intégral (PI) pour atteindre leur consigne de façon indépendante selon l'axe q et l'axe d [23].

II.3 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.

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 :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P(\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (\text{II.1})$$

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 pôles lisses l'expression du couple se réduit à

$$C_{em} = \frac{3}{2}P\varphi_f i_q \quad (\text{II.2})$$

D'où
$$\varphi_d = \varphi_f \quad (\text{II.3})$$

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 [26].

II.4 Avantages et inconvénient de la commande vectorielle :

II.4.1 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.4.2 Inconvénient de la commande vectorielle :

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

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- 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.

II.5 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.1) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux.

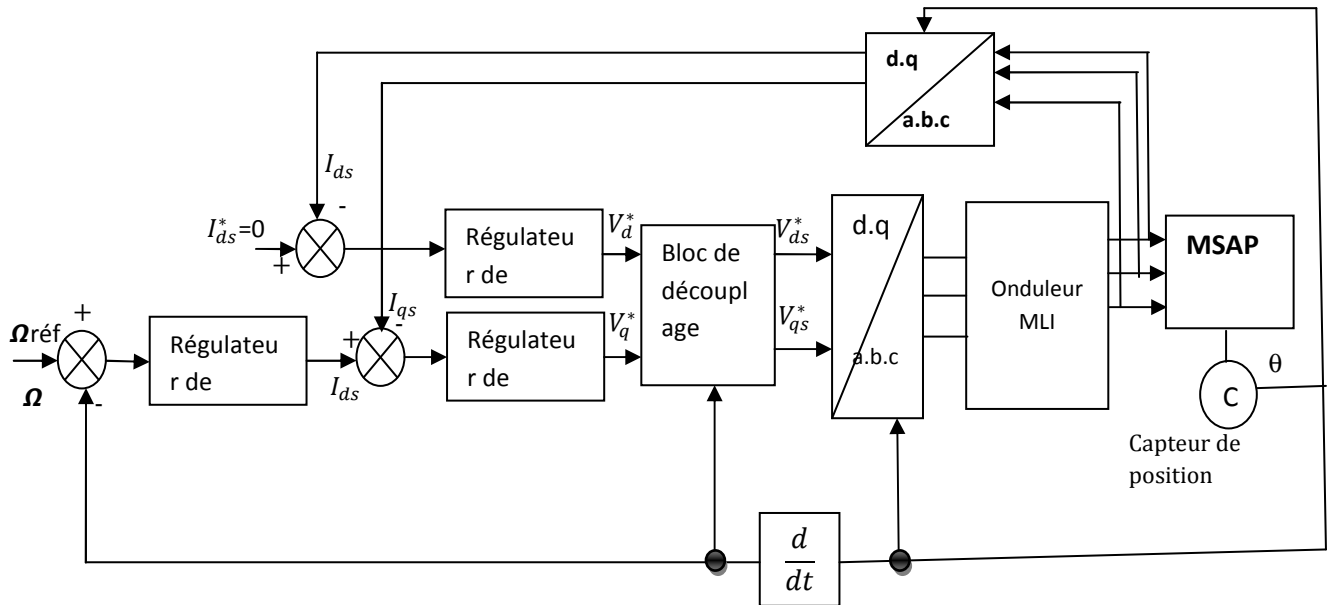


Figure (II.1) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux.

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants i_{sd} et i_{sq} 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 C_e^* ou le courant de référence i_{qs}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine i_{qs}^* est comparé à la valeur i_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{qs}^*

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

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

On va ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants, 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 [15].

II.6 Découplage :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la Commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes

du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statorique, il y a des termes de couplage entre les axes d et q.

On ajoute des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants, 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.

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes

$$\begin{cases} R_s i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} = V_{ds} - \omega L_{qs} i_{qs} \\ R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} = V_{qs} + \omega L_{ds} i_{ds} + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (II.4)$$

Le principe de ce découplage revient à définir deux variables de commande V_{ds1} et V_{qs1}

Posons :

$$\begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} + e_q \\ V_{qs1} = V_{qs} + e_d \end{cases} \quad (II.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_q = \omega L_{qs} L_{qs} \\ e_d = \omega L_{ds} L_{ds} + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (II.6)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - e_q \\ V_{qs} = V_{qs1} - e_d \end{cases} \quad (II.7)$$

e_d Et e_q : les f.é.m. qu'il faut compenser [27].

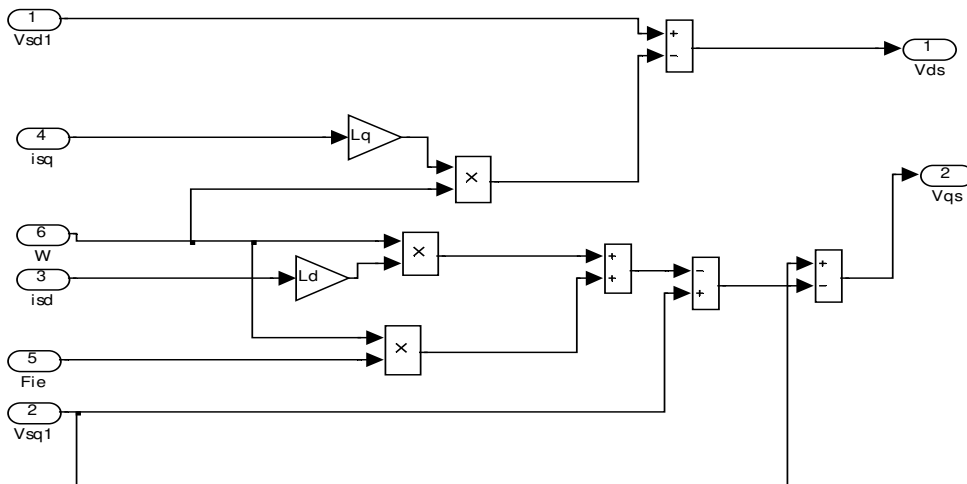


Figure (II.2):Schéma bloc de découplage.

II.7 Découplage par compensation :

La compensation donc, à pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d , e_q représentés dans la Figure (2.3) telle que:

$$\begin{cases} Vd = Vd1 - ed \\ Vq = Vq1 - eq \end{cases} \tag{II.8}$$

Avec :

$$\begin{cases} Vd = Ld \frac{did}{dt} + Rs id \\ Vq = Lq \frac{diq}{dt} + Rq iq \end{cases} \tag{II.9}$$

Et

$$\begin{cases} ed = Lq \omega iq \\ eq = \omega (Ld id + \phi f) \end{cases} \tag{II.10}$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant id ne dépend que de $Vd1$, et iq ne dépend que $Vq1$, à partir de l'équation (2.6) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} id = \frac{Vd1}{Rs + pLd} \\ iq = \frac{Vq1}{Rs + pLq} \end{cases} \tag{II.11}$$

p : Opérateur de Laplace.

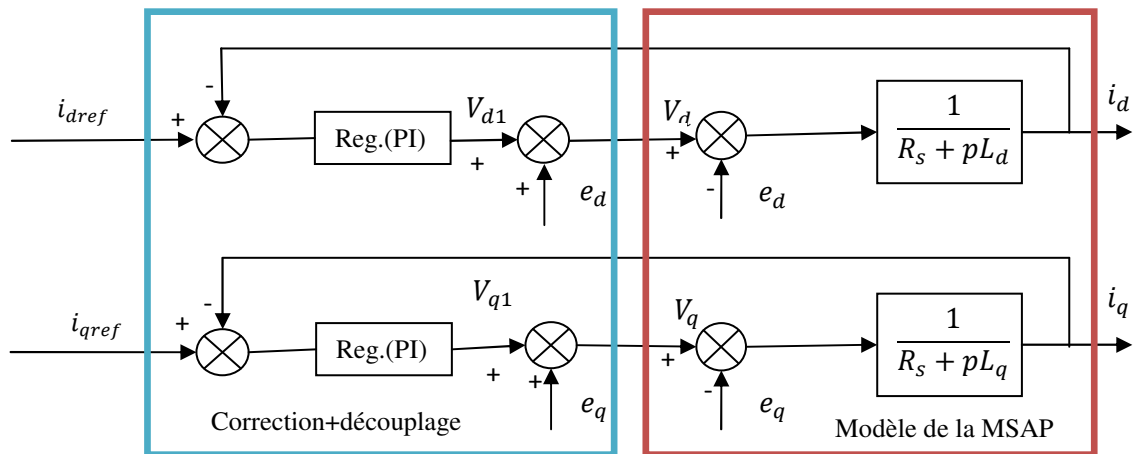


Figure (II.3) : Découplage par compensation.

Le terme e_q a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le découplage des deux axes d et q . De la même manière que pour le courant i_d , le terme e_d est utilisé pour éliminer le découplage [8].

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la Figure (II.4). Reg. (PI) [26].

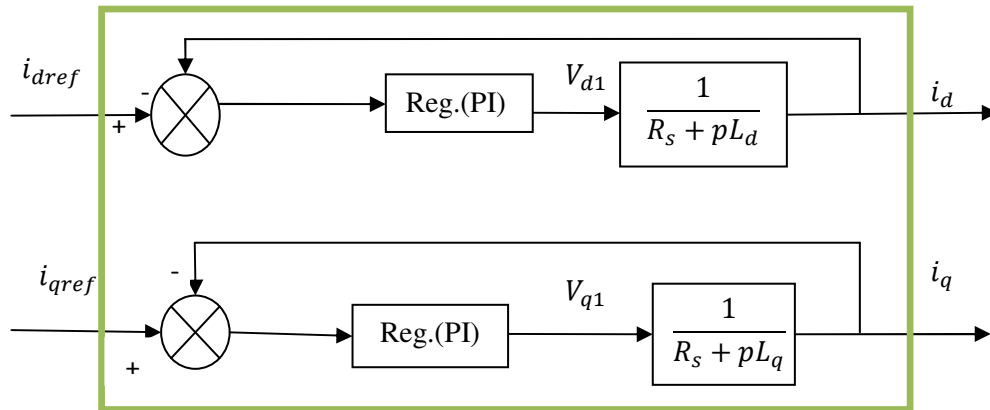


Figure (II.4) : Commande découplée.

II.8 Bloc de Défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ; ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante:

$$\text{Sous-vitesse: } \varphi_{ref} = \varphi_{rnom} \quad \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

$$\text{Sur-vitesse : } \varphi_{ref} = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \varphi_{nom} \quad \text{pour } |\Omega| > \Omega_{nom}$$

Avec :

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale,

φ_{rnom} : Le flux rotorique nominale,

φ_{ref} : Le flux rotorique de référence.

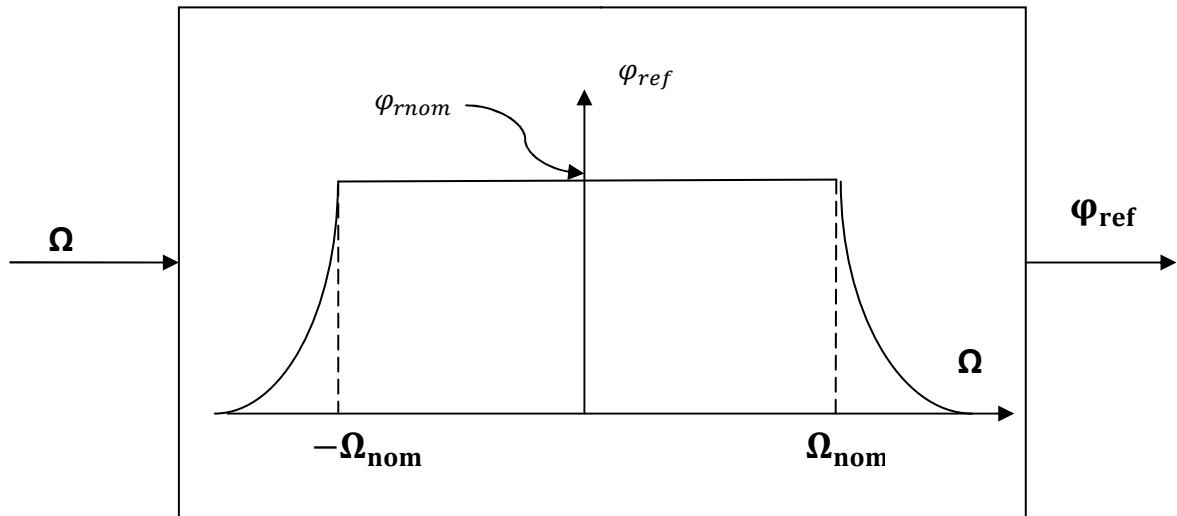


Figure (II.5): Bloc de Défluxage.

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

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

$$\begin{cases} R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} = V_d + p\Omega L_s i_q \\ R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} = V_q + p\Omega L_s i_d - p\Omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

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

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_s P) I_d - \omega L_s I_q \\ V_q = (R_s + L_s P) I_q + \omega (L_s I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec:

$$\omega = p\Omega \quad (\text{II.14})$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension [28].

II.9 La régulation :

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleure. Les

régulateurs standards de type **PI** ou **PID** sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels.

II.9.1 Calcul des régulateurs :

Soit $y_{réf}$ le signal à poursuivre, et y le signal de sortie du système à contrôler C_r

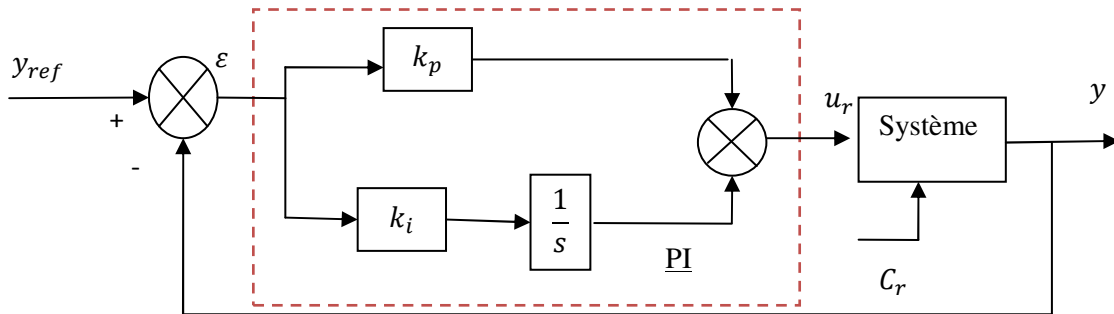


Figure (II.6) : Régulateur PI.

Le régulateur est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (II.5) La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) d(t) \tag{II.15}$$

C'est-à-dire :

$$\frac{u_r(t)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \tag{II.16}$$

k_p : Gain proportionnel.

k_i : Gain intégral.

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \varepsilon \tag{II.17}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante : $PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2}$

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \tag{II.18}$$

a) Régulation du courant i_d :

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante :

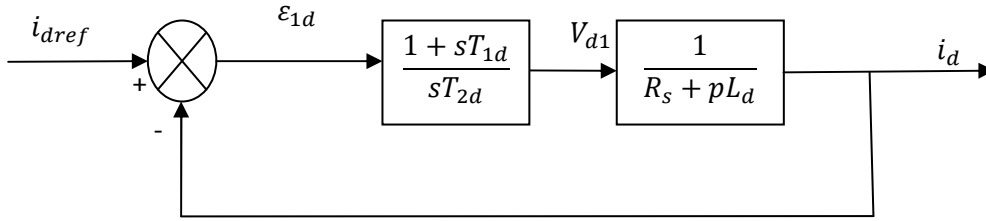


Figure (II.7) : Boucle de régulation du courant I_d .

La fonction de Transfer en boucle ouvert est :

$$FTBO + \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}(R_s+sL_D)} = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}R_s(1+s\frac{L_d}{R_s})} \quad (\text{II.19})$$

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

$$1 + sT_{1d} = 1 + s\frac{L_d}{R_s} \quad (\text{II.20})$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} = \tau_d \quad (\text{II.21})$$

Avec :

τ_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe d.

Après compensation l'équation (II.19), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sT_{2d}R_s} \quad (\text{II.22})$$

La fonction de Transfer en boucle fermé est donnée par :

$$FTBF = \frac{1}{1+sT_{2d}R_s} \quad (\text{II.23})$$

L'équation (II.19) peut être imposée de la forme $\frac{1}{1+s\tau_d}$ par identifications on trouve

$$\tau_d = T_{2d}R_s \Rightarrow R_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (\text{II.24})$$

En imposant le temps réponse t_r :

$$t_r = 3\tau_d \quad (\text{II.25})$$

Donc :

$$T_{2d} = \frac{t_r}{3R_s} \quad (\text{II.26})$$

En remplace l'équation (II.24) dans (II.18), On obtient :

$$K_{id} = \frac{R_s}{\tau_d} \quad (\text{II.27})$$

Si on remplace l'équation (II.25) dans (II.27), On obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{3L_d}{t_r} \\ K_{id} = \frac{3R_s}{t_r} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

b) Régulation du courant i_q :

La boucle de régulation sur l'axe q est présentée par la figure suivante :

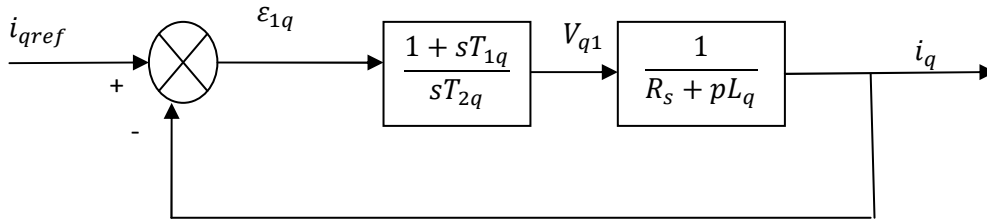


Figure (II.8) : Boucle de régulation du courant i_q .

Pour la régulation du courant i_q , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_d .

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s\left(1+s\frac{L_q}{R_s}\right)} \tag{II.29}$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sT_{2q}R_s} \tag{II.30}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \tag{II.31}$$

On impose :

$$t_r = 3\tau_q \tag{II.32}$$

En remplace l'équation (II.26) dans (II.28), On obtient :

$$T_{2q} = \frac{t_r}{3R_s} \tag{II.33}$$

On obtient finalement :

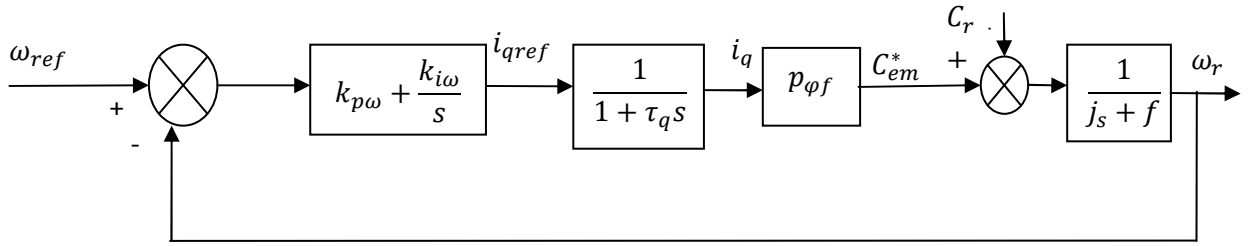
$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{t_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{t_r} \end{cases} \tag{II.34}$$

c) Régulation de vitesse :

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi.
- Sous système de la partie mécanique [18].

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



5Figure (II.9) : Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la Figure (2.9) peu être simplifié par la figure (II.10) :

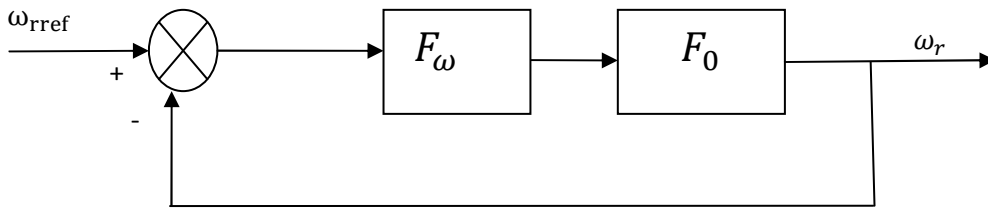


Figure (II.10) : Boucle de régulation de vitesse.

$F_ω(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par:

$$F_ω(s) = K_{pω} + \frac{K_{iω}}{s} = \frac{1+sT_{1ω}}{sT_{2ω}} \tag{II.35}$$

Ou

$$\begin{cases} K_{pω} = \frac{T_{1ω}}{T_{2ω}} \\ K_{iω} = \frac{1}{T_{2ω}} \end{cases} \tag{II.36}$$

$F_W(t)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r = 0$ est donnée par :

$$F_0(S) = \frac{P\phi_f}{(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \tag{II.37}$$

$\tau_m = \frac{j}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par:

$$FTBF = \frac{F_ωF_0}{1+F_ωF_0} \tag{II.38}$$

Après les calculs en trouve:

$$FTBF(s) = \frac{p\phi_f(K_{pω}s+K_{iω})}{jT_qs^2+(J+fT_q)s^2+(p\phi_fK_{pω}+f)s+p\phi_fK_{iω}} \tag{II.39}$$

Si on néglige (JT_q) et (fT_q) devant (J) le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$P(s) = Js^2 + (p\phi_fK_{pω} + f)s + p\phi_fK_{iω} \tag{II.40}$$

La FTBF possède une dynamique de 2ème ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\delta}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \tag{II.41}$$

Afin d'obtenir une réponse sans dépassement ($\delta = 1$), on doit respecter la relation suivante : $\omega_0 \cdot t_r \approx 4.75$ (A partir des abaques d'un système de second ordre (présentés dans l'annexe), où ω_0 représente le temps de réponse en vitesse du système.

Ou : ω_0 : pulsation propre du système. δ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (II.36) et (II.37) on trouve:

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\delta\omega_0 - f}{p\phi f} \\ k_{i\omega} = \frac{J\omega_0^2}{p\phi f} \end{cases} \tag{II.42}$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement Égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique Souhaitée [26].

II.10 Schéma bloc de la commande vectorielle :

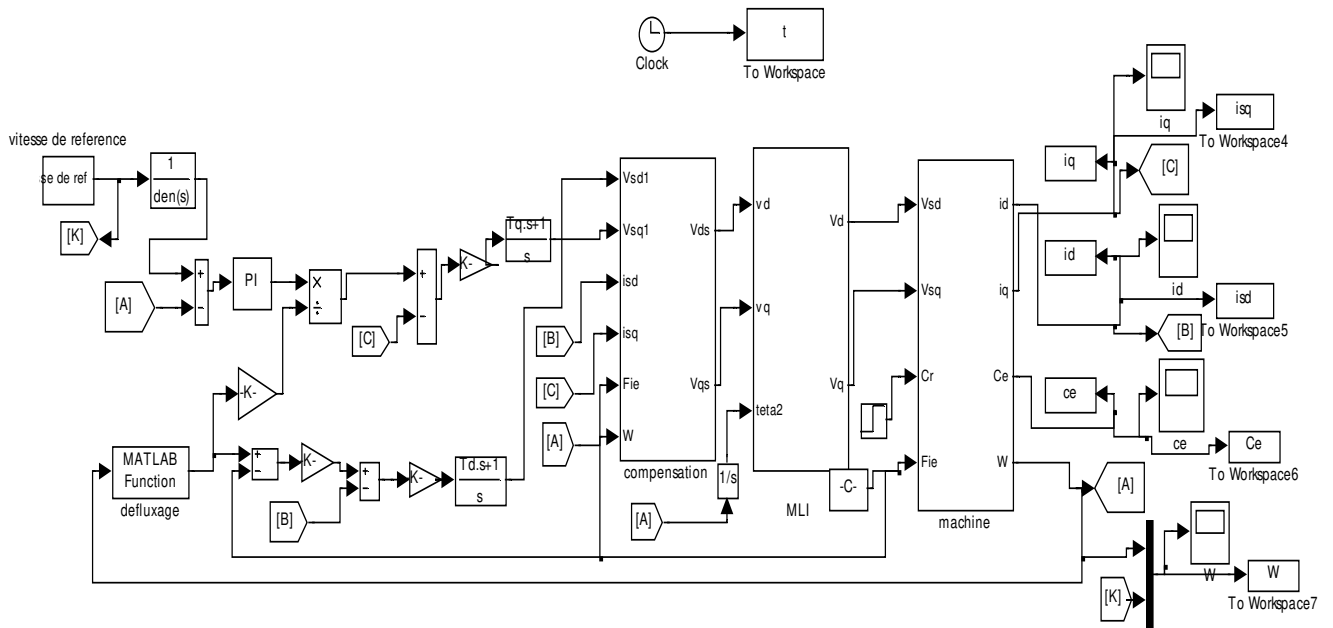


Figure (II.11) : schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP.

II.11 Résultats de simulation :

II.11.1 Simulation du modèle de la machine à vide :

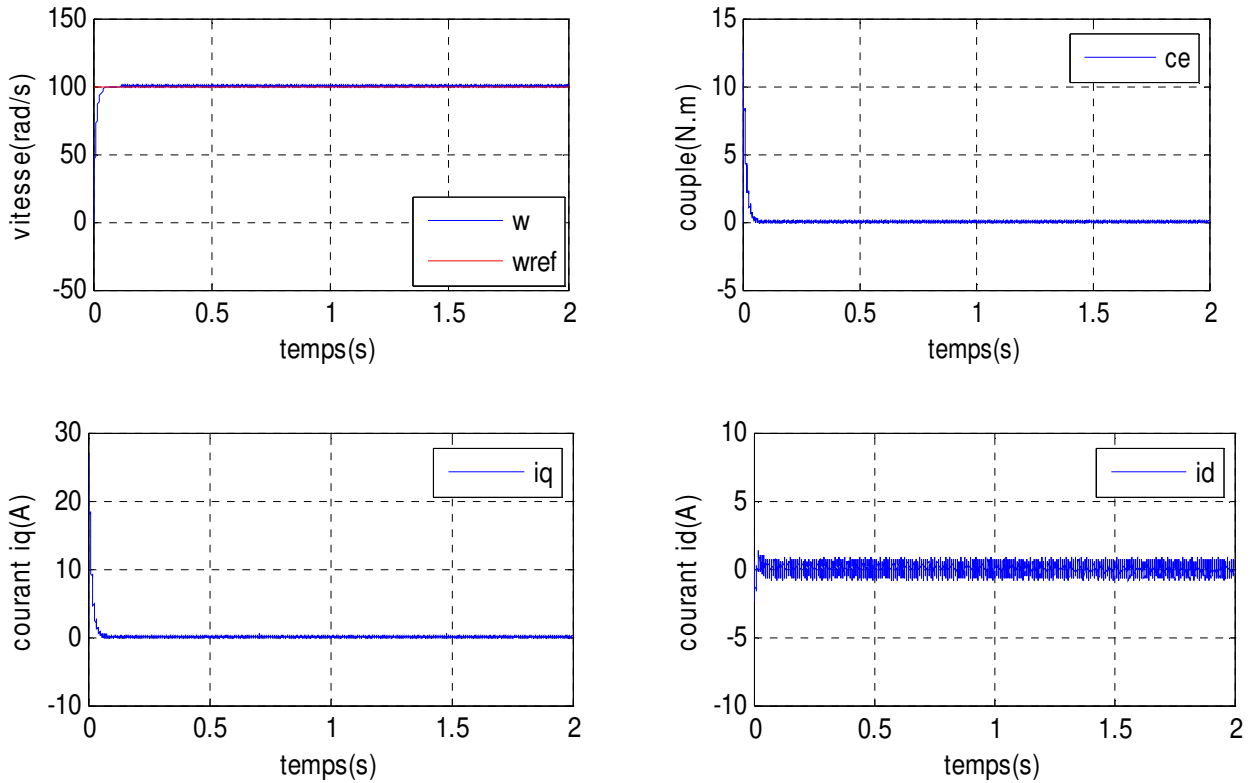
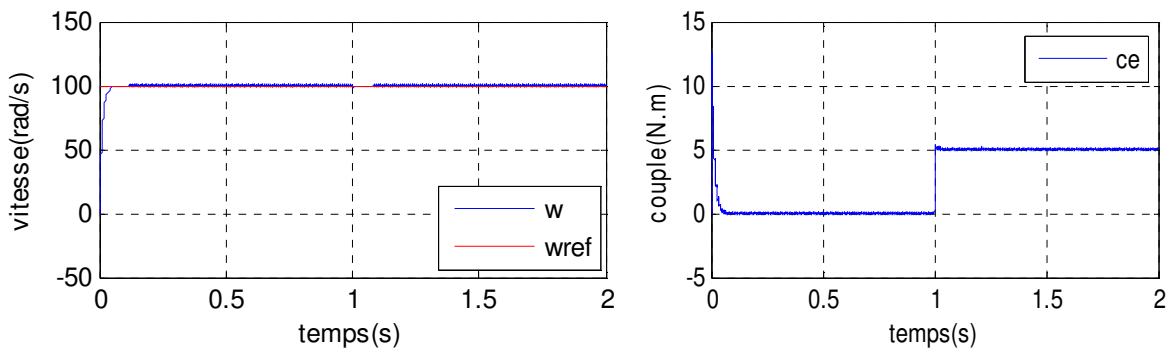


Figure (II.12) : Résultats de simulation de la MSAP à vide.

II.11.2 Interprétation de résultat :

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100(rad/s).représentent les résultats de simulation de l'essai à vide. On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement à $t=0.1$ (s)

II.11.3 Simulation du modèle de la machine en charge :



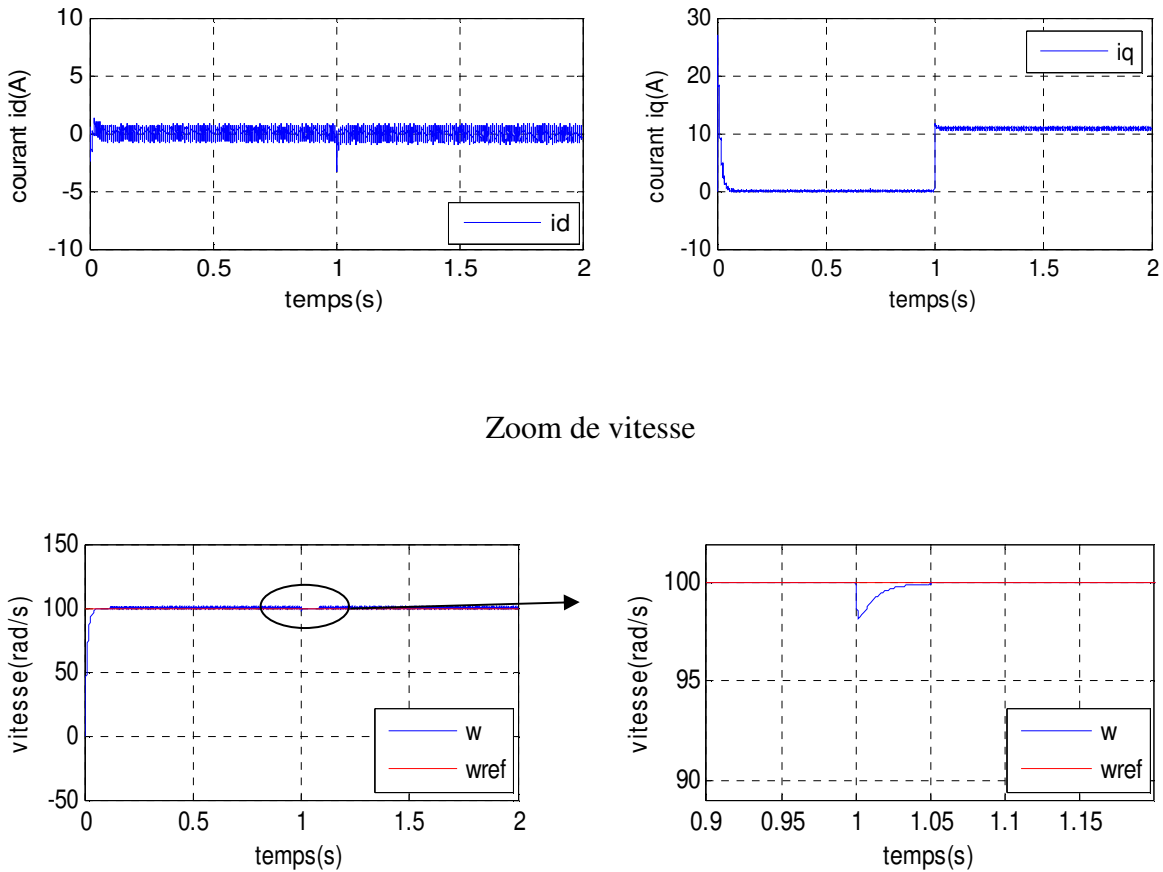


Figure (II.13) : Résultats de simulation de la MSAP en charge.

II.11.4 Interprétation de résultat :

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation dans le cas du réglage classique d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux, avec un régulateur PI face à une vitesse de référence de 100 (rad/s) suivie d'une application d'un couple résistante de 5 Nm.

Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quelque soit la variation de la charge (dans le régime permanent). L'onduleur engendre des fluctuations qui sont ressenties au niveau du couple.

Le courant I_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro.

La variation de la vitesse est rapide avec petite dépassement et sans erreur statique, le rejet de perturbation est aussi rapide.

L'allure du courant statorique I_q présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

II.11.5 Teste robustesse :

II.11.5.1 L'inversion de vitesse :

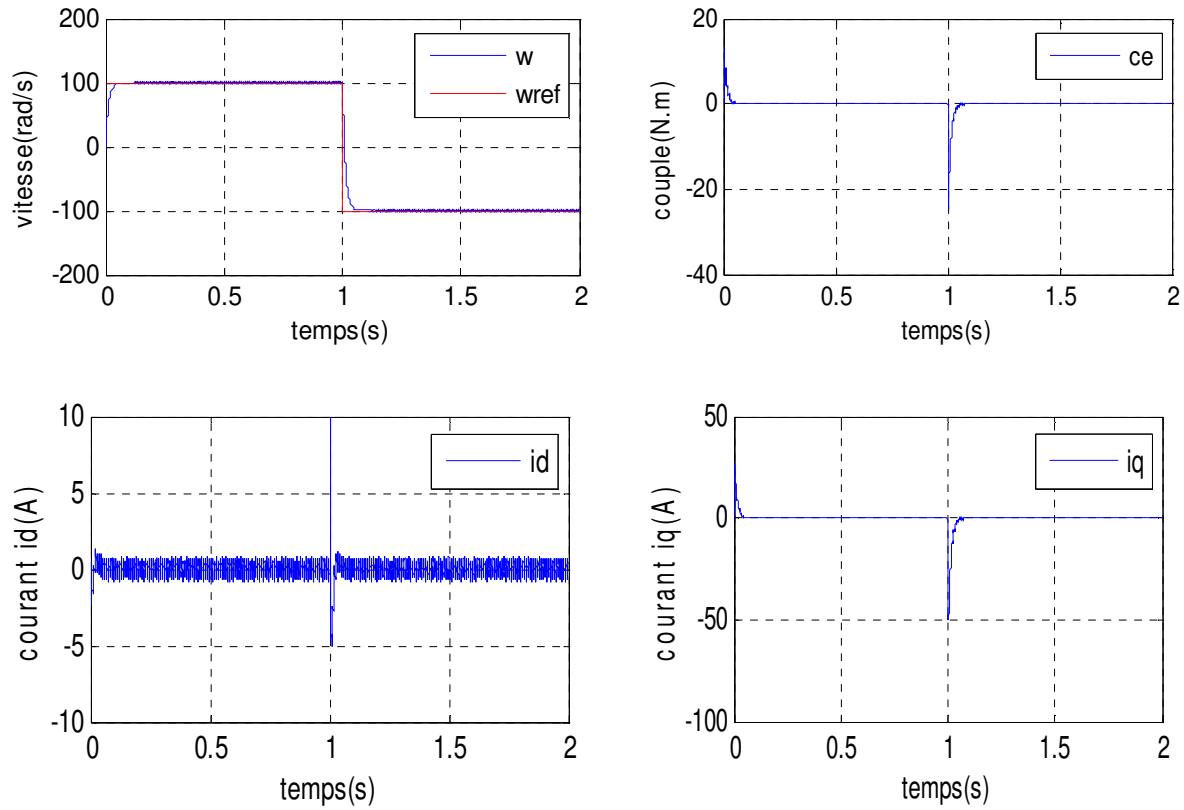
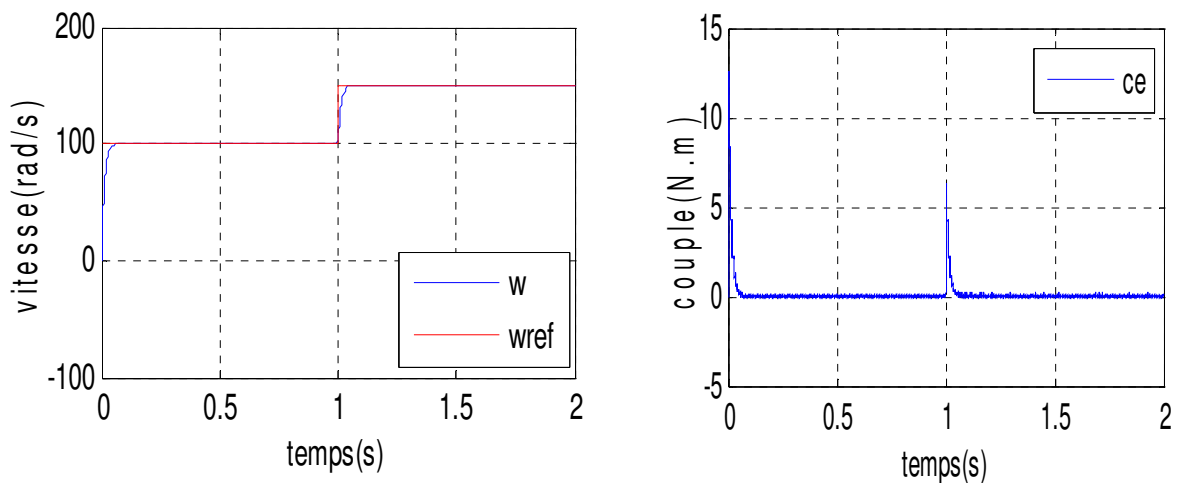


Figure (II.14) : Résultats de simulation de l'inversé la vitesse de rotation du MSAP.

Dans l'essai de la figure (II.14) On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle $+100 \text{ rad / s}$ à la valeur -100 rad / s à l'instant $t=1\text{s}$. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

II.11.5.2 Mode Défluxé :



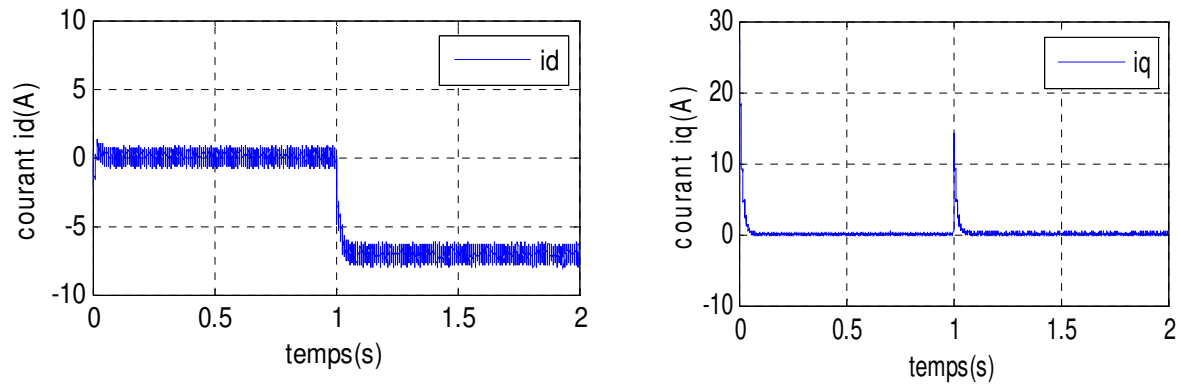


Figure (II.15) : Résultats de simulation de Défluxage du MSAP.

On remarque que bloc de défluxage du MSAP de la valeur référentielle $+100 \text{ rad / s}$ à la valeur $W_n = 150 \text{ rad/s}$ se fonction à l'instant $t=1\text{s}$

II.12 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande vectorielle ainsi que son application à la MSAP. On a ensuite défini une stratégie de commande vectorielle qui permet le découplage du système de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

On a simulé le système MSAP-Onduleur en utilisant la technique MLI et la technique de la commande vectorielle pour régulation de vitesse.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension donne des performances et de robustesse remarquable, caractérisées par des faible temps de réponse, un rejet de perturbation, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

Mais cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Aussi le régulateur PI ne maîtrise pas bien le régime transitoire. Pour pallier à ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique commande de la MSAP, qui se traduit par la commande adaptative.

Chapitre III

Commande adaptative

III.1 Introduction :

On peut résoudre le problème de la variation des paramètres, qui entraînent des conséquences sur les performances du système et même une instabilité du système dans les cas extrêmes, par les techniques de la commande adaptative où le régulateur s'adapte aux conditions du fonctionnement du système. Les configurations de la commande adaptative classique demandent un grand volume de calcul parce que leurs algorithmes sont très complexes ce qui nous incite à opter pour d'autres méthodes robustes et simples. En effet la logique floue ne demande pas autant de calcul, car les algorithmes se composent d'opérations répétitives. L'intégration de la logique floue dans la commande adaptative est aussi une solution forte intéressante. Nous nous intéressons à la commande adaptative avec modèle de référence. Dans ce système de commande, le modèle de référence définit comment doit idéalement répondre à un signal de commande [7].

Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse de la loi d'adaptation, pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs des boucles de commande, afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performance quand les paramètres du procédé à commander sont difficiles à déterminer ou variant avec le temps [27].

III.2 Commande adaptative :

La commande adaptative correspond à plusieurs techniques de commande qui ont en commun la propriété de l'adaptation en temps réel des paramètres des correcteurs ou du modèle utilisé. On peut citer le correcteur adaptatif, les correcteurs à gain programmé et la commande adaptative à modèle de référence (MRAC)

La MRAC est la commande adaptative, la plus rencontrée dans les publications portant sur le contrôle de la machine électrique.

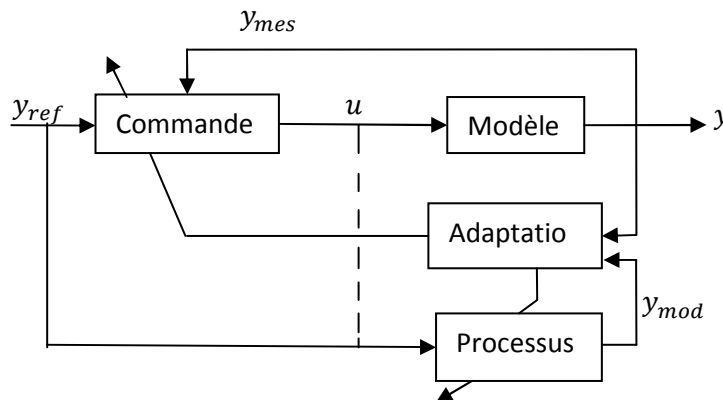


Figure (III.1): exemple de commande à modèle de référence

L'erreur entre le modèle et le processus à agir directement sur la commande (les paramètres des correcteurs sont recalculés en temps réel en fonction de cette erreur), de même manière l'erreur peut être la variable conduisant à l'adaptation en temps réel des paramètres du modèle. Ces structures de commande sont utilisées soit pour l'estimation adaptative des paramètres des machines, soit pour l'estimation des variables d'état [30].

III.3 Domaines d'application de la commande adaptative :

La CA est utilisé quand c'est techniquement nécessaire et économiquement rentable. Les techniques de CA ont été utilisées avec succès pour un grand nombre d'applications : Asservissements à moteurs électriques, robots manipulateurs, cimenteries, réacteurs chimiques ; colonnes à distiller, machines à papier, régulation de Ph, échangeur de chaleur, Systèmes d'armes ... etc.

L'utilisation des systèmes de CA connaît aujourd'hui un essor certain, d'une part, à cause de leur complexité raisonnable et, d'autre part, à cause du développement des cartes à microprocesseurs pouvant servir de support pour leur mise en œuvre. En ce qui concerne la rentabilité, les éléments suivants sont à prendre en compte Amélioration de la qualité des produits, augmentation de la production, économie d'énergie, espacement des arrêts d'entretien et détection précoce des anomalies [31].

III.4 Commande adaptative « directe » avec modèle de référence :

Une commande adaptative (CA) est dit « directe » si les paramètres du régulateur sont ajustés en une seule étape. Cette technique est originalement proposée par «Whitaker » en « 1958 ». Sa première Application remonte au début des années 70.

Le développement de la commande adaptative avec un modèle de référence (CAMR) (MRAC en anglais) repose sur l'hypothèse que pour toutes les valeurs possibles des paramètres du procédé, on suppose qu'il existe un régulateur de Structure donnée qui peut assurer la réalisation des performances désirées. Le rôle de la boucle d'adaptation paramétrique se limite à trouver les bonnes valeurs des paramètres de ce régulateur dans chaque cas.

La première étape de calcul de MRAC est de définir un « modèle de référence » qui est une fonction de transfert (FT) représentant les performances désirées en boucle fermée. La différence entre la sortie $Y(KTe)$ du procédé et celle $Y_M(KTe)$ du modèle de référence est une mesure de la différence entre les performances mesurées (réelles) et désirées. Cette information est utilisée par le mécanisme d'adaptation paramétrique (qui reçoit aussi d'autres mesures : commande et sortie) pour ajuster automatiquement les paramètres du régulateur Sortie du procédé [31].

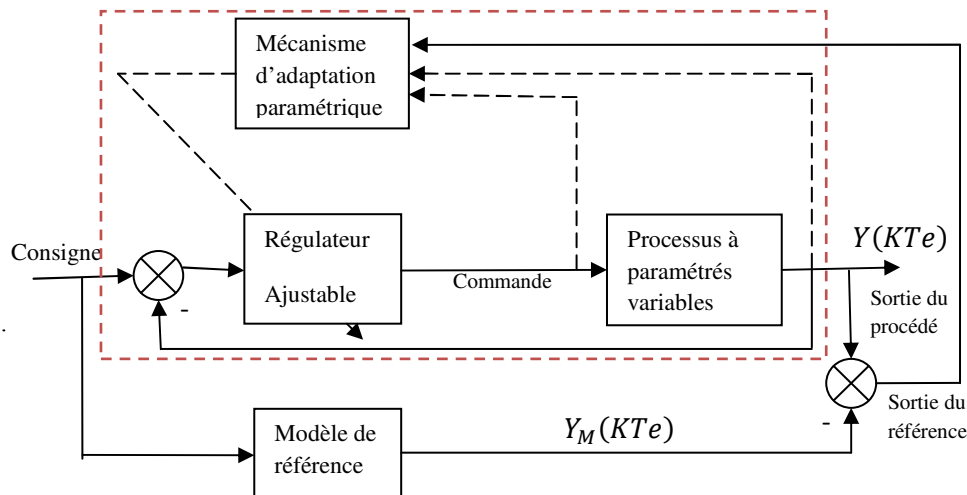


Figure (III.2): Schéma d'une commande adaptative directe avec modèle de référence.

III.5 Méthode basée sur l'optimisation :

Ces méthodes consistent en une recherche rapide pour minimiser la fonction erreur entre le système à commander et le modèle de référence.

En utilisant par la suite la règle du gradient pour la synthèse du mécanisme d'ajustement. Cette approche est basée sur la minimisation de l'indice de performance sur la base du gradient des paramètres. Cette règle ne nécessite pas la stabilité globale du système, mais il s'agit de trouver un compromis entre la stabilité et la vitesse de réponse lors de la simulation. La règle du gradient est basée sur la minimisation de l'intégrale quadratique de l'erreur entre la sortie du modèle et celle du système réel. Cette méthode utilise des techniques d'optimisation de la fonction d'erreur du modèle de référence.

L'exemple connu pour cette approche est appelé en littérature la règle du MIT qui utilise une intégrale pour le carré de l'erreur de la sortie. Pour plus de clarté, prenons un exemple d'un système premier ordre [27].

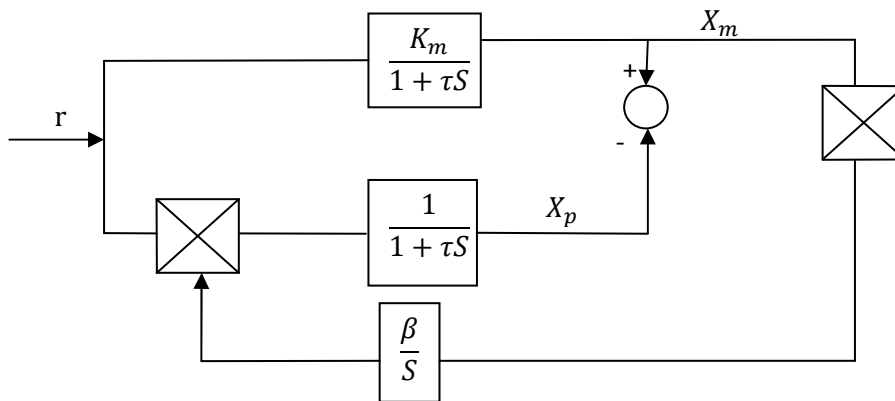


Figure (III.3) : structure d'une commande basée sur l'optimisation.

III.6 Méthode basée sur la stabilité de Lyapunov :

Le problème de la stabilité a conduit plusieurs chercheurs dans les débuts des années 60 à considérer la synthèse des contrôleurs adaptatifs en utilisant la théorie de la stabilité et en particulier la seconde méthode de Lyapunov qui est devenue largement connue et qui possède un avantage sur celle de la MIT. Une fonction de Lyapunov peut être choisie comme suit :

$$V = V(\theta, e, t)$$

Ou :

θ : Vecteur des paramètres du contrôleur.

L'approche de Lyapunov est offre de stabilité globale pour n'importe quelle restriction, soit en utilisant les conditions initiales de l'erreur ou les entrées du système. L'avantage que présente cette approche et la nécessité de trouver une fonction de Lyapunov appropriée, la méthode de Lyapunov est appliquée pour la synthèse d'une commande adaptative à modèle de référence.

La fonction de Lyapunov est donnée par [32]:

$$V = e^2 + \beta \cdot x^2 \quad (\text{III.1})$$

Ou β est une constante positive et $x = km + kp$

Si V est négative donc assurent une convergence globalement asymptotique de l'erreur vers zéro.

Les recherches de Lyapunov ont rapidement évoluées ainsi des extensions du concept de base se sont apparues, les lois adaptatives sont classées comme suit :

Modification de l'entrée et synthèse de la boucle déterreur « input modification and feed-back synthèse». Pour examiner ces deux méthodes, on est obligé d'établir une représentation du système et du modèle de référence.

Le système est décrit par [32] :

$$\dot{X} = A.X + B.u \quad (\text{III.2})$$

Le modèle de référence est décrit par :

$$\dot{X}_m = A_m.X + B_m u_m \quad (\text{III.3})$$

A_m : est une matrice d'Hurwitz

L'erreur ($e = \dot{X}_m - \dot{X}$) peut être formulée comme suit [32] :

$$E = A_m.e + w \quad (\text{III.4})$$

Avec

$$w = (A_m - A)X + B_m.u_m - B.u \quad (\text{III.5})$$

III.7 Approche De L'hyper stabilité :

Le concept de l'hyper stabilité consiste en un système de contrôle pouvant être représenté sous la forme standard

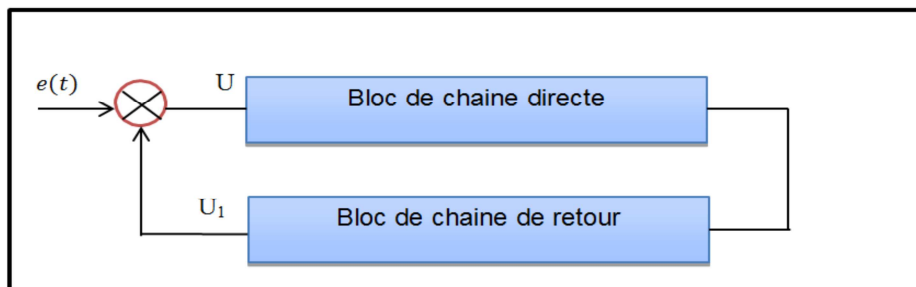


Figure (III.4) : Schéma d'une commande basée sur la théorie de l'hyper stabilité.

A partir des résultats de la théorie de l'hyper stabilité, le point équilibré $X=0$ est Asymptotiquement hyper stable ou globalement asymptotiquement stable si la fonction de transfert $G(p)$ est réelle strictement positive. Similairement, le point équilibré $X=0$ est hyper stable ou globalement stable si la fonction de transfert $G(p)$ est réelle positive. Les étapes pour désigner le système MRAC sont données par Landau comme suit :

Étape 1 :

Transformer un système MRAC en un système de chaîne de retour standard équivalent composé de deux blocs.

Étape 2 :

Chercher les solutions qui appartiennent aux lois d'adaptation et apparaissent dans la voie de la boucle de retour dans le système équivalent tel que l'inégalité de Popov sera satisfaite.

Etape 3 :

Chercher des solutions qui apparaissent dans la voie chaîne directe telle que celle-ci sera représentée par une fonction de transfert réelle positive. Ceci assure une stabilité globale du système [22].

III.8 Les avantages de la MRAC :

La MRAC présente certains avantages tels que :

- elle permet d'utiliser un modèle simplifié lors de la conception;
- elle maintient des bonnes performances en présence de variations de paramètres et des perturbations.
- elle permet d'avoir une adaptation rapide pour des entrées définies.

III.9 Les inconvénients de la MRAC :

Cependant, la MRAC présente les faiblesses suivantes :

- problème de stabilité.
- temps de réponse lent suite à des valeurs initiales erronées des intégrateurs du mécanisme d'adaptation (si utilisés).
- il est souvent difficile de trouver une compensation efficace contre les effets des perturbations importantes;
- la complexité de l'algorithme peut être un obstacle important à une implantation sur microprocesseurs, ce qui en limite l'utilisation avec les systèmes rapides

III.10 Application de la commande adaptative à modèle référence à la MSAP :

Dans cette partie nous allons établir une commande adaptative à modèle de référence basé sur un contrôle vectoriel appliqué à une machine synchrone, dans cette étude en exploitant la théorie de l'hyper stabilité. La structure de la commande adaptative par modèle de référence utilisant une réponse du premier ordre pour le modèle de référence de vitesse et une formulation simple du couple électromagnétique de référence en fonction des grandeurs mesurable.

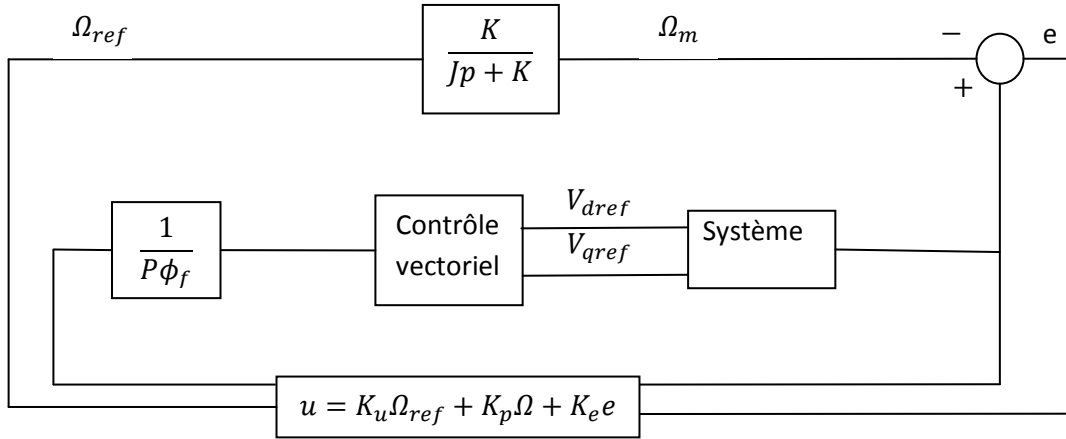


Figure (III.5): Structure de la commande adaptative à modèle de référence

Le system est décrit par l'équation suivant :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_e \quad (\text{III.6})$$

Le modèle de référence pour le système linéaire du premier ordre est donné par :

$$\frac{J}{K} \frac{d\Omega_m}{dt} + \Omega_m = \Omega_{ref} \quad (\text{III.7})$$

Le passage du modèle de référence à commande découplée se fait par :

L'erreur donnée par:

$$e = \Omega_m - \Omega \quad (\text{III.8})$$

La loi de commande U est donnée par : $U = K_u\Omega_{ref} + K_p\Omega + K_e e$

$$(\text{III.9})$$

Avec les valeurs de K_u , K_p qui sont données par :

$$K_u(e, t) = \int_0^t \alpha \cdot e \cdot \Omega_{ref} dt + \beta \cdot e \cdot \Omega_{ref} \quad (\text{III.10})$$

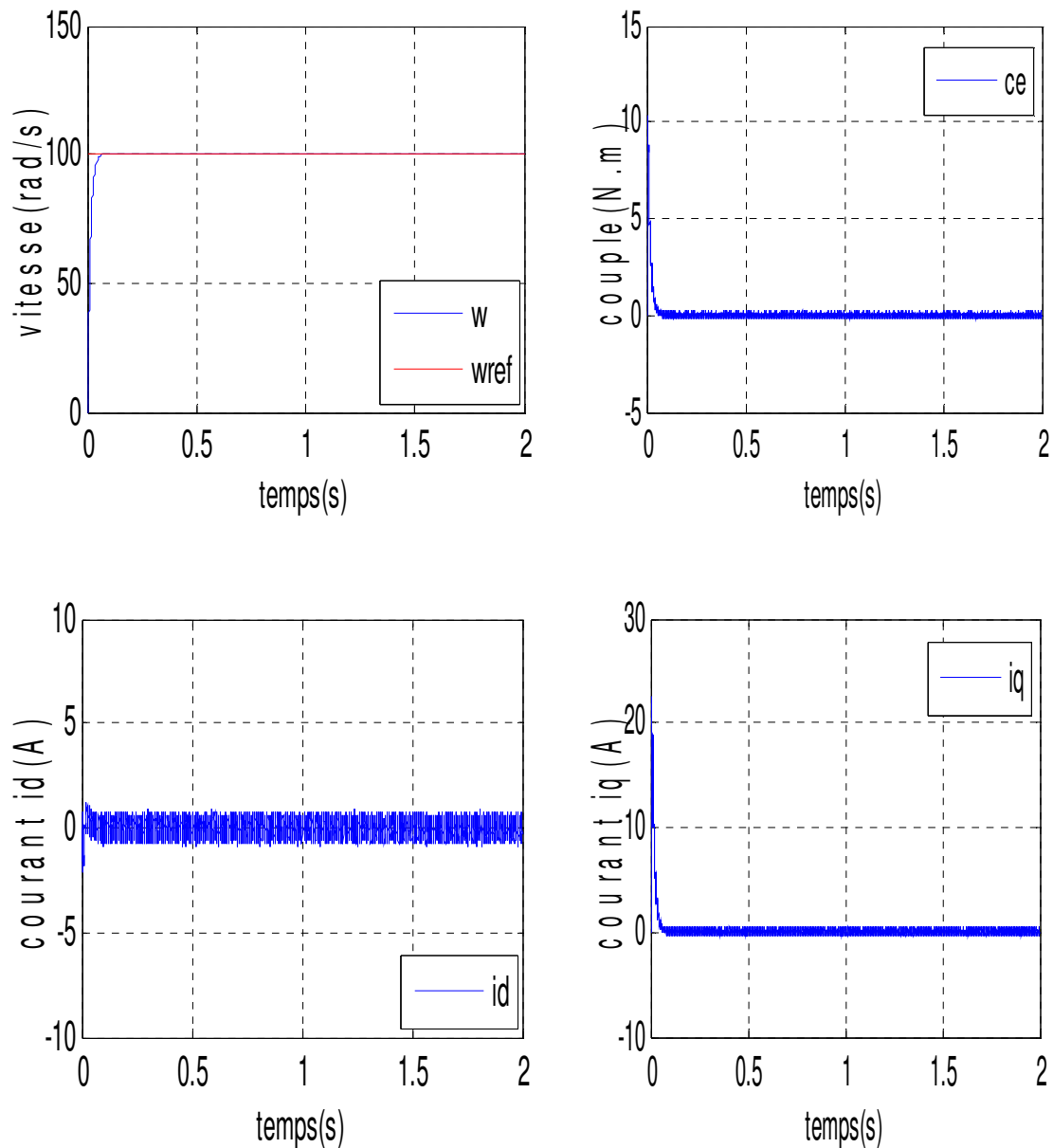
$$K_p(e, t) = \int_0^t \alpha \cdot e \cdot \Omega dt + \beta \cdot e \cdot \Omega \quad (\text{III.11})$$

Les gains et utilisés dans le cas de la commande vectorielle sont constants et dépendent uniquement des paramètres de la machine étudiée. On note que les gains utilisés dans le cas de la commande vectorielle sont constants et dépendent uniquement des paramètres de la machine étudiée. Par contre en commande adaptative, ces gains ne seront plus fonction des paramètres de la machine, mais auront une forme générale qui peuvent être utilisée pour toutes les machines dont le paramètre α et β sont des constantes [27].

L'expression de e est donné par :

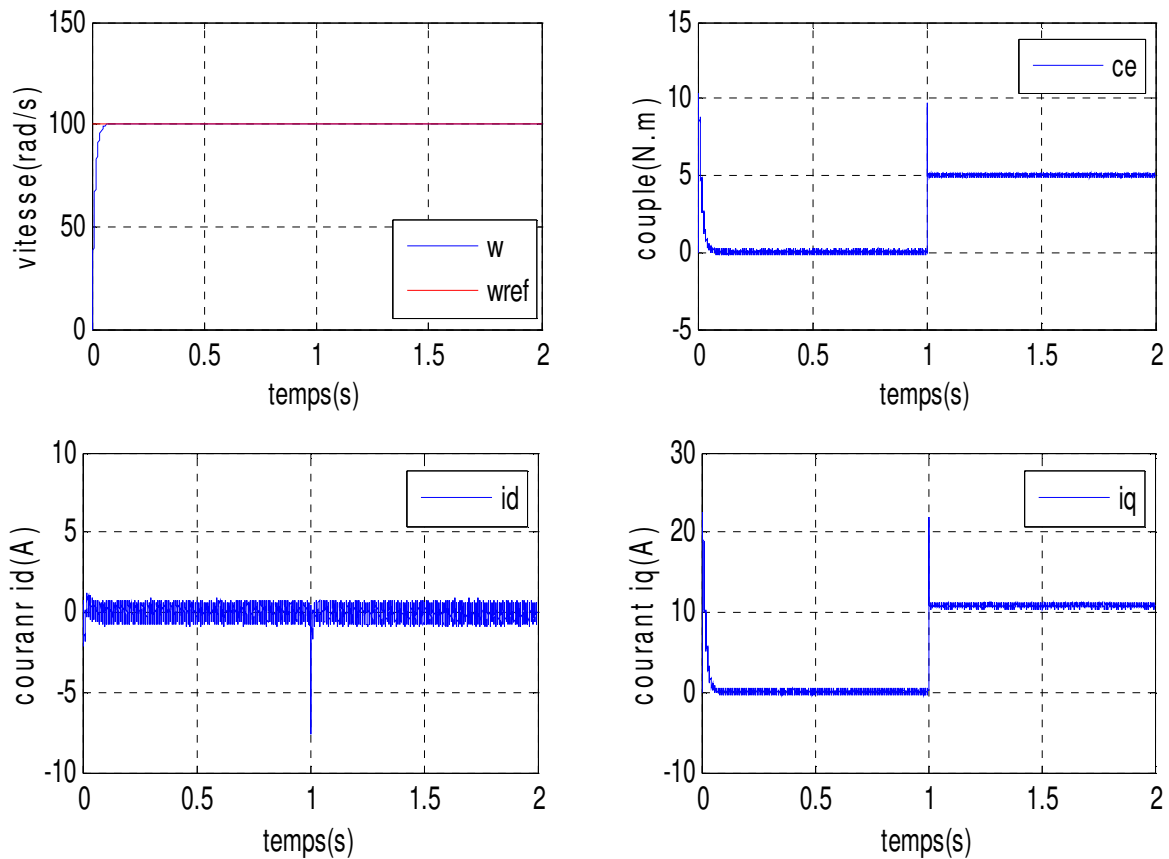
$$e = C_{11}(\Omega_m - \Omega) \quad (\text{III.12})$$

Avec

III.12 Simulation du modèle de la machine à vide :**Figure (III.7) :** Résultats de simulation de la MSAP à vide.**III.12.1 Interprétation :**

On représente les résultats de simulation de l'essai à vide. On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence.

III.12.2 Simulation du modèle de la machine en charge :



Zoom de vitesse

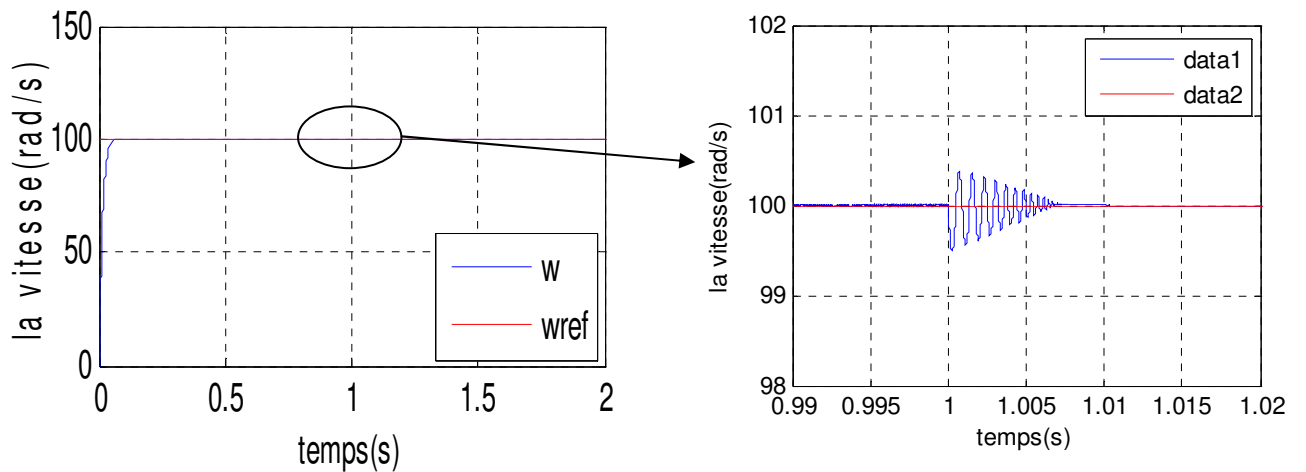


Figure (III.8) : Résultats de simulation de la MSAP en charge.

III.12.3. Interprétation :

Les résultats de simulation de la vitesse, l'erreur entre le modèle et le système ainsi que le couple et les courants, on a présenté la réponse du système et celle du modèle pour une variation de référence de 0 à 100 rad /s .En premier lieu, on remarque un temps de réponse de

la vitesse très court de l'ordre de 0.007s. Malgré ceci la vitesse au démarrage ne suit pas exactement la vitesse du modèle par la suite, on remarque un suivi parfait du modèle ce qui est vérifié par l'erreur entre la réponse du système et celle du modèle. L'application de la perturbation n'influe pas sur le système, on a alors un suivi parfait. Le courant I_d est égal à zéro ce qui prouve que le découplage est maintenu.

III.12.4 les tests robustesse

III.12.4.1 inversion de vitesse :

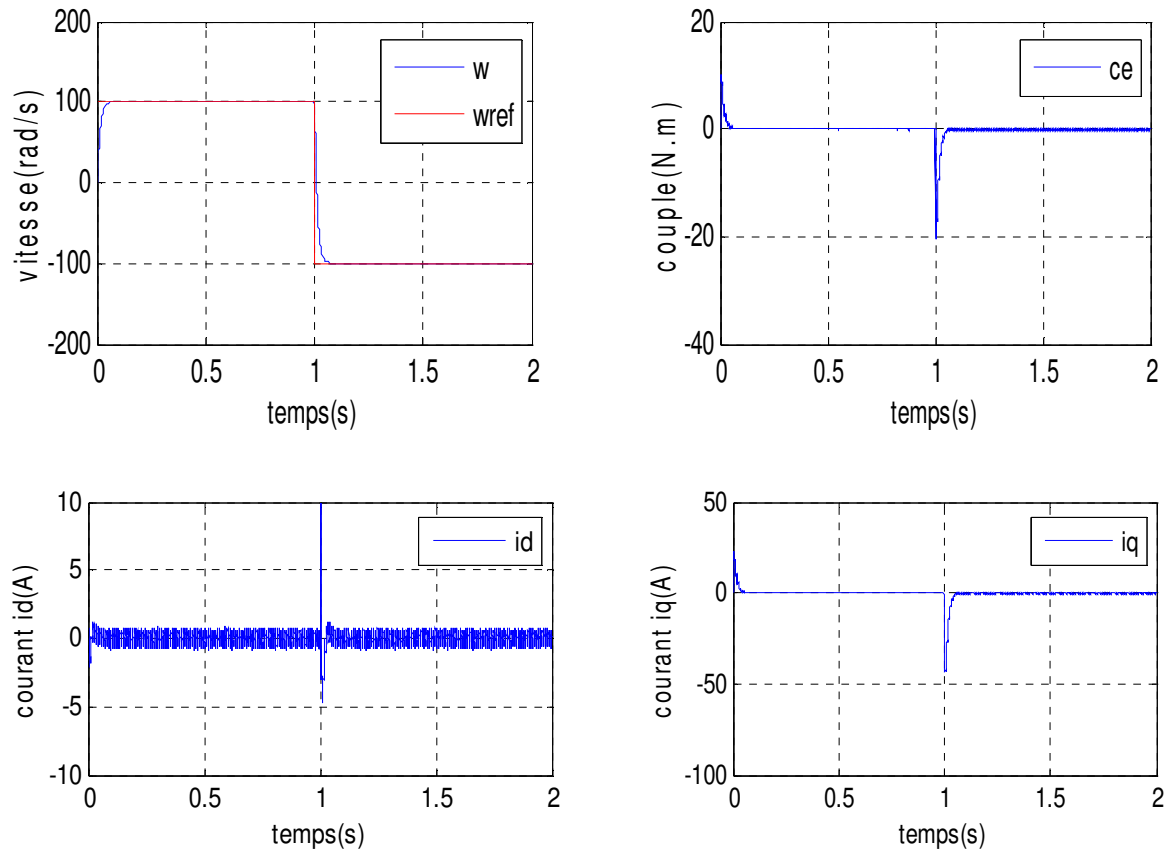


Figure (III.9) : Résultats de simulation de l'inversion de la vitesse de rotation du MSAP.

Dans l'essai de la figure (III.9), On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle +100 rad / s à la valeur -100 rad / s à l'instant $t=1s$.

III.12.4.2 défluxage :

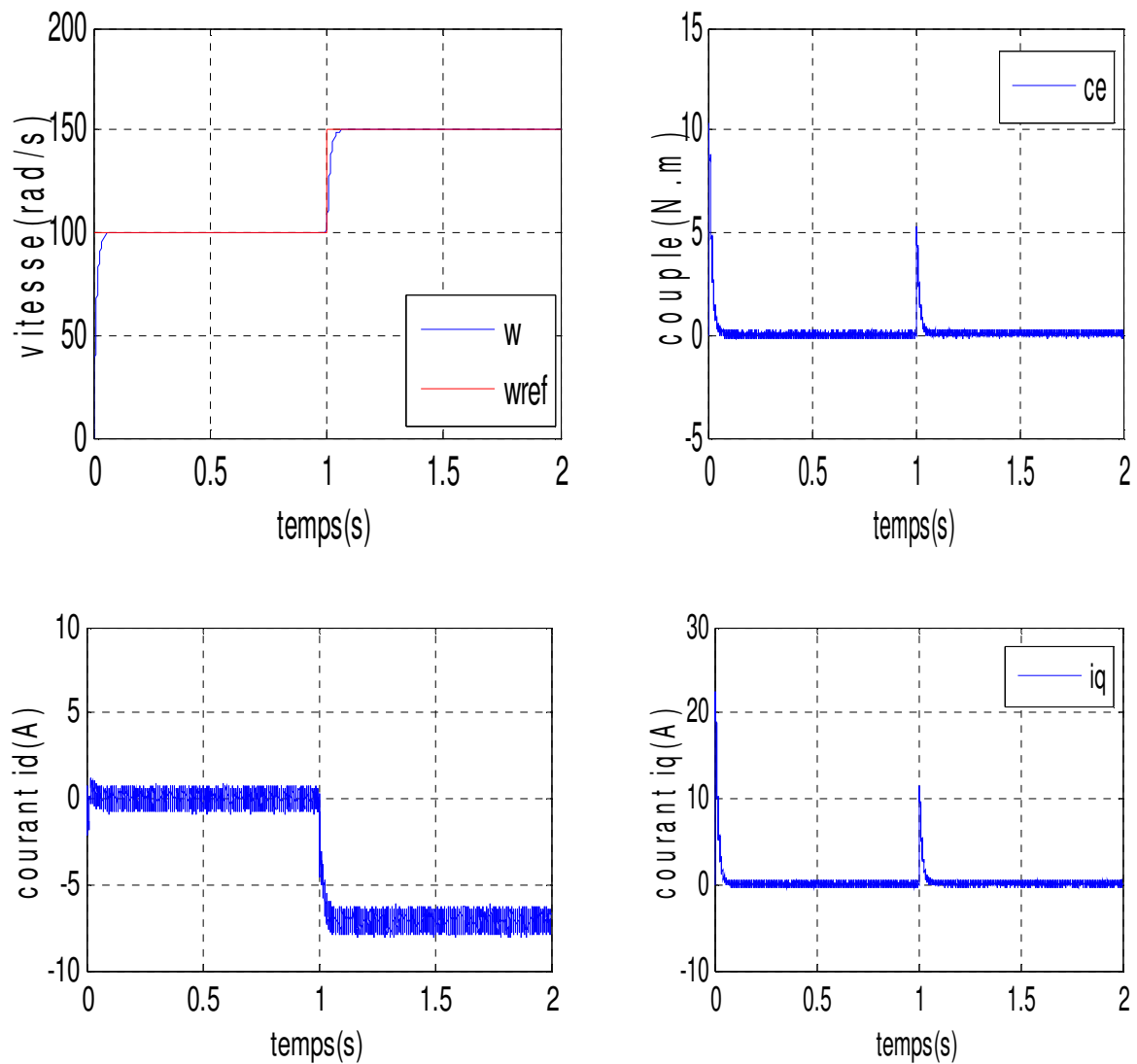


Figure (III.10) : Résultats de simulation de Défluxage du MSAP.

On remarque que bloc de défluxage du MSAP de la valeur référentielle +100 rad / s à la valeur $W_n= 150\text{rad/s}$ se fonction.

II.13 Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre l'étude et l'application d'une structure adaptative a modèle de référence basée sur le même choix du courant $I_d = 0$. La contribution proposée est l'introduction des gains adaptatifs variables pour le calcul de la loi de commande, ce qui permettra d'augmenter les performances du système. On a remarqué à travers les résultats de simulation que la réponse du système et celle du modèle sont en bonne concordance. Ainsi que le régulateur adaptatif a bien maitrisé le régime transitoire.

Nous nous somme borné par le temps de faire les tests des variations paramétriques pour voir la robustesse de la MRAC.

Conclusion

Générale

CONCLUSION GENERALE

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 (commande vectoriel avec régulateur PI) et en remarquant leurs limitations devant les préoccupations qui naissent d'un jour à l'autre dans le contrôle des processus récents

Ainsi que l'application de la commande adaptative par modèle de référence pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone. Cette stratégie de control permet de forcer le système commandé de suivre le modèle de référence désiré. Différents régimes transitoires ont été simulés pour apprécier l'utilisation de l'MRAC pour la commande de la vitesse de la machine synchrone : démarrage et inversion de sens de rotation, à vide et en charge. Les résultats de simulation montrent les hautes performances et la robustesse de cette commande

la comparaison entre les deux commande ,nous faisons surprendre que la commande vectoriel est la plus répandu, et donne des bonne résultats, mais la régulateur PI très sensible pour la variation des paramètres de la machine.par contre la commande adaptative est simple à réaliser elle assure la stabilité et la qualité de commande pour des limites assez grandes de variation des caractéristiques du système à commander, la fiabilité de ces systèmes est relativement élevée. Dans ce cas on peut dire que l'MRAC est la commande la plus efficace pour assurer la robustesse de la MSAP par rapport aux systèmes classiques

BIBLIOGRAPHIE

bibliographie :

[1]MESSAADI Mouna, commande backstepping appliquée à la machine synchrone a aimants permanents, mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de magister en électrotechnique, université Hadj Lakhdar – Batna, Soutenu le : 16/01/2012

[2]MAAROUK Abdelatif, commande dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension, mémoire de fin d'études, en vu de l'obtention du diplôme de master en machines électriques, université M'Hamed Bougara- Boumerdes, juin 2016

[3]BEKKOUCHE Brahim &ABER Bochra, commande par backstepping d'un MSAP sans capteur mécanique en utilisant l'observateur de luenberger, mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de master (LMD), université Dr. Tahar Moulay de Saïda, Soutenu le /06/2017 Promotion 2016-2017

[4]KHLAIEF Amor, contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), thèse présentée pour obtenir le grade de docteur d'Aix-Marseille université, année : 2012

[5]GRAIDIA Safia, commande adaptative floue type-2 par mode glissant des systèmes chaotiques, projet de fin de cycle en vue d'obtention du diplôme de master, Université Kasdi Merbah–Ouargla, année universitaire : 2011/2012

[6]SATOR Dalila -NAMANE, machine à courant alternatif machine asynchrone et synchrone, convertisseurs électromécanique, livre, chapitre 05 Page 213-214 édition ellipses marketing

[7]AISSAOUI Abdel Ghani, ABID Mohamed, ABID Hamza, TAHOUR Ahmed, la commande adaptative par modèle de référence de la machine synchrone, Université Sidi Bel Abbes 2008

[8]LE TRIONNAIRE Catherine & PICHENY Jean-Pierre, vade-mecum d'électrotechnique (réseaux, production, électronique de puissance, systèmes industriels), Ellipse édition marketing S.A.2010

[9]R.Abdessemed & M.Kadjoudj, modélisation des machines électriques presses de l'université de Batna, 1997

[10]BOUNASLA Noureddine, commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents, mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de magister en électrotechnique, université Ferhat abbas Sétif -1 (Algérie), 2014

[11]BOUDJEMA Abderaouf, commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP, Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme master, Soutenu le : Juin 2014

[12] HAMECHA Samira, étude et commande d'une Eolienne à base d'une Machine Synchrone à Aimants permanents, mémoire de magister, université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, soutenue le 25/06/2013

[13] : LATTRECHE Mohammed Tahar, commande floue de la machine synchrone a aimant permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien, mémoire de magister en vue d'obtention du diplôme de magister en électrotechnique université Ferhat Abbas De Sétif UFAS, soutenu le: 24 /06 /2012

[14] TOUAIMI Med Islam & DOUAER Med Amine, la commande prédictive généralisée appliqué à la machine synchrone a aimant permanent, mémoire présenté pour l'obtention de diplôme de master en génie électrique spécialité: automatique et systèmes de la production, université de Djilali BOUNAËMA Khemis Miliana, Année Universitaire 2016/2017

[15] AMIRI Mohammed li & DAHMANE Oussama, commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant, memoire présenté pour l'obtention du diplôme de master en électrotechnique, soutenu publiquement, le 04 / 07 / 2017

[16] ZIDELMAL Toufik, modèle de prédiction et de commande de la machine synchrone à aimants permanents application dans les aérogénérateurs, mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, université du Québec en Abitibi-TEMISCAMINGUE, avril 2015

[17] ZEGHOUDI Souhila, commande par passivité de la machine synchrone a aimants permanent, mémoire de master spécialité : électrotechnique option : commande des machines électriques, université Abou Bakr BELKAID – Tlemcen, Soutenu le: 15/06/2015

[18] LAHOUEL Dalila, commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents, mémoire présenté pour obtenir le diplôme de magistère en électrotechnique, soutenu le 01 / 07 / 2009

[19] MERABET Kamel, commande mu d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de La tension triphasée, mémoire présenté à l'université du Québec à Trois-Rivières comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique, décembre 2011

[20] BOUKAROURA Abdelkader, modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche bond-graph, mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de magister en électrotechnique, université Ferhat Abbas De Sétif, Soutenu le 02/ 12 / 2009

[21] BERREZZEK Farid, étude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone, mémoire présenté en vue d'obtention du diplôme de magister, université BADJI Mokhtar – Annaba, Année 2006

[22] RAHOUA Naima, commande adaptative à modèle de référence d'une machine synchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension, mémoire de magister, l'université de Biskra ,2003/2004

[23] LÉVESQUE Daniel, étude de conception d'un système de commande pour une machine synchrone à aimants permanents utilisée en propulsion, mémoire présente a l'école de technologie supérieure comme exigence partielle à l'obtention de la maîtrise en génie électrique Montréal, le 3 décembre 2008

- [24] TOUMI Mohammed, mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de : magister en électrotechnique, université de Batna Soutenu le : 09/06/2012
- [25] AFSHARNIA Saeed, contrôle vectoriel des machines synchrones a aimants permanents: identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple, thèse présentée à l'institut national polytechnique de lorraine en vue de l'obtention du titre de doctorat de l'I.N.P.L, université de lorraine, Soutenu publiquement le 27 Avril 1995
- [26] KOBBI Abdellatif & DEKKICHE Mounir, Etude comparative enter la commande vectorielle et la commande non linéaire, Mémoire MASTER ACADEMIQUE en Machines électriques et électronique de puissance, université Kasdi Merbah Ouargla, Le 05/06/2017
- [27] KACHIR Nesrine, commande adaptative de la machine synchrone à aimants permanents, mémoire de master présenté au département de électrotechnique université Ferhat Abbas – Sétif, Soutenu le /06/2015
- [28] HEMMAMI Mohammed Ilyes, commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant, mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de magister en : électrotechnique, université Mohamed Khider – Biskra
- [29]BEKKOCHE Ibrahim & ABER Bochra, commande par backstepping d'un MSAP sans capteur mécanique en utilisant l'observateur de luenberger, mémoire de fine d'études en vue de l'obtenir du diplôme de master [LMD], université Dr Tahar Moulay de Saida soutenu 06/2017
- [30]BOUGDAN Vulturescu, contribution a la commande robuste des systèmes électromécaniques par la méthode du modèle de comportement, thèse en cotutelle en vue d'obtenir le titre de docteur de l'université, université de sciences et technologies de Lille,2002
- [31]ACHOUR AdelYazid, techniques de commande avancée, destiné aux étudiants de master 2 commande des systèmes électriques, université A.MIRA-BEJAIA
- [32]DISSA Abdenour, RZKI Wail, Pr Farid NACRI, commande adaptative de la machine synchrone à aimant permanent, département de génie électrique, université de Batna, Alegria

Annexe

Annexe

Les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent étudiée en simulation sont les suivants ;

Description	Paramètres
Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kW}$.
Tension nominale	$V_n = 220/380V$.
Nombre de paires de pôles	$P = 3$
Vitesse de rotation nominale	$\omega_n = 105 \text{ rad/s}$.
Résistance statorique	$R_s = 1.4\Omega$.
Inductance longitudinale	$L_d = 0.0066H$.
Inductance transversale	$L_q = 0.0058H$.
Flux des aimants	$F_{ie} = 0.1546Wb$
Moment d'inertie	$J = 0.00176Kg.m^2$
Coefficient de frottement	$F = 0.00038818$
Couple résistant dans la machine	$C_r = 10N.m$
Couple résistance dans la commande vectorielle et la commande adaptative	$C_r = 5N.m$

Schéma bloc de la commande adaptative :

