

Ministre de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

BADJI MOKHTAR – ANNABA UNIVERSITY  
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA



جامعة باجي مختار – عنابة

Faculté des sciences de l'ingénieur  
Département d'électromécanique

**MEMOIRE**

**Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister**

**Thème**

**Analyse du comportement du moteur  
synchrone dans les entraînements  
électriques à vitesse variable**

**Option**

**ELECTROMECHANIQUE**

Présenté par

Annane Adel

Directeur du mémoire : Mr S. Bouras

M.C. Université d'Annaba

**Devant le jury**

Président : Mr A. Haddouche  
Rapporteur : Mr S. Bouras  
Examineurs : Mr S. Saâd  
Mr L. Herous  
Mr N. Ghorab

Prof Université de Annaba  
M.C Université de Annaba  
Prof Université de Annaba  
M.C Université de Annaba  
M.C Université de Annaba

2009/2010

## *Remerciements*

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à Monsieur *Bouras Slimane*, Maître de conférence au sein du département d'électromécanique à l'université de Annaba, qui a assuré la direction de ce travail. Au cours de ces deux années, j'ai profité d'un encadrement scientifique de qualité. Je le remercie pour ses conseils pertinents et éclairés, son aide était pour moi d'une importance capital dans la réalisation de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur *Haddouche Ali* Professeur au sein du département d'électromécanique à l'université de Annaba, pour m'avoir honoré avec sa présence en acceptant de présider le jury de soutenance de ce mémoire.

Mes vifs remerciements vont également aux membres de jury de soutenance composé de Messieurs : *Herous Lazher*, Maître de Conférence au sein du département d'électromécanique à l'université de Annaba, *Saâd Salah* Professeur au sein du département d'électromécanique à l'université de Annaba, *Ghorab Noureddine* Maître de Conférence au sein du département d'électrotechnique à l'université de Annaba. Je les remercie chaleureusement pour leur présence et pour avoir accepté d'examiner le présent mémoire.

Je remercie aussi tous les enseignants et les responsables du Département d'Electromécanique de l'Université de Annaba pour leur aide et leur encouragement.

Sans oublier mes collègues dans le domaine de la recherche et durant les années d'étude, je tiens à les remercier vivement.

Enfin, Je voudrais associer à mes remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

## Résumé

Ce mémoire porte sur l'étude du comportement de la machine synchrone à aimants permanents à vitesse variable, alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux. Pour ce faire, on a adopté les étapes suivantes :

- L'étude de l'art de la machine synchrone à aimants permanents.
- Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et de son alimentation.
- Présentation de la technique de commande vectorielle appliquée à la (MSAP).
- Une stratégie de commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique (DTFC) appliquée au (MSAP).
- Présentation des algorithmes génétiques et leur utilisation comme outil d'optimisation des paramètres des deux régulateurs de vitesse de la (MSAP).

Plusieurs régimes transitoires ont été traités par simulation (démarrage à vide, introduction d'un couple de charge, inversion et changement de consigne de la vitesse). De plus, des tests de robustesse concernant la variation paramétrique de la (MSAP) ont été aussi effectués. D'après les résultats de simulations, la technique de commande étudiée permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques et statiques et présente une robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et de la variation paramétrique.

## **Abstract**

In this work, a study of a permanent magnet synchronous machine, controlled by two-level voltage inverter.

For this fact, one has adopted the following stages:

- The study of the art of the synchronous permanent magnet machine
- Modelling of the synchronous permanent magnet machine and its supply system
- Presentation of the field oriented control, applied to the (PMSM)
- A direct stator flux and torque control(DTFC) strategy applied to the (PMSM)
- Presentation of the genetic algorithms as a tool of optimization of the two speed regulators of the (PMSM)

Several transient cases have been treated (no-load starting operation, step loading, inversion of speed and change of its command value). Besides, robustness tests concerning the parametric variation of the (PMSM) have been presented. According to the simulation results, the strategy used to control the system has shown good static and dynamic performances and presented robustness against the loading operation outside disruption and the parametric variations.

## ملخص

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة المحرك المتزامن ذي المغناطيس الدائم المغذي بواسطة مموج ذي ثنائي مستويات.

تجسيدا لهذا العمل تم إتباع الخطوات التالية:

- عرض مفصل لما قد خص به هذا المحرك.
- وصف نظام إشغال الماكنة المتزامنة ذي المغناطيس الدائم، مضاعفة التغذية و نمذجتها.
- إبراز تقنية التحكم الشعاعي أو ما يسمى بالتدفق الموجهة.
- إستراتيجية التحكم المباشر في التدفق و في العزم الكهرومغناطيسي لمحرك متزامن ذي المغناطيس الدائم.
- التعرض لتقنية اللوغاريتمات الجينية و استعمالها كأداة لتحسين وسائل نظم السرعة الكلاسيكي.

عولجت عدة أنظمة عابرة ( إقلاع بدون حمولة، إدخال عزم مقاوم بعد الإقلاع، عكس اتجاه الدوران و تبديل قيمة السرعة )، بالإضافة إلى ذلك تم أيضا إجراء اختبارات لمعرفة مدى متانة تقنية التحكم المستعملة إزاء تغير بعض الوسائط الأساسية للمحرك ، من خلال هذه الدراسة تم الحصول على نتائج تمثيلية جيدة، سواء على مستوى النظام العابر أو النظام الدائم.

# SOMMAIRE

Nomenclature  
Liste des figures  
Liste des tableaux

Introduction générale ..... 1

## Chapitre I

### L'état de l'art des machines synchrones à aimants permanents

I.1.	Introduction .....	3
I.2	Machines Synchrones à rotors bobinés.....	3
I.3	Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses.....	3
I.4	Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants.....	4
I.5	Généralités sur les machines électriques à aimants permanents.....	4
I.5.1	Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC).....	6
I.5.2	Les machines à aimants permanents sans balais.....	6
I.5.3	Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP).....	6
I.5.4	Les rotors de la machine à aimants permanents.....	7
I.5.4.1	Aimants en surface.....	7
I.5.4.2	Aimants insérés.....	8
I.5.4.3	Aimants enterrés.....	8
I.5.4.4	Aimants à concentration de flux.....	8
I.5.5	Les matériaux magnétiques.....	9
I.5.5.1	Les aimants.....	9
I.5.5.1.1	Aimants permanents frittés.....	9
I.5.5.1.2	Aimants liés.....	12
I.5.5.2	Des matériaux magnétiques doux.....	12
I.5.5.2.1	Matériaux laminés.....	12
I.5.5.2.2	Matériaux composites.....	12
I.6	Conclusion.....	13

## Chapitre II

### Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

II.1	Introduction.....	14
II.2	Les équations électriques des machines synchrones à aimants permanents.....	14
II.3	Equations magnétiques.....	15
II.4	Equation mécanique.....	16
II.5	Transformation triphasé- diphasé.....	17
II.5.1	Principe de la transformation de park.....	17
II.5.2	Transformation de Concordia.....	18
II.5.3	Choix du Référentiel.....	19
II.5.3.a	Référentiel lié au stator.....	19
II.5.3.b	Référentiel lié au rotor.....	19
II.5.3.c	Référentiel lié au champ tournant.....	19

II.6	Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park...	19
II.6.1	Equations électriques.....	20
II.6.2	Equations magnétiques.....	20
II.6.3	Expression du couple électromagnétique.....	20
II.6.4	Equations du mouvement.....	21
II.6.5	Représentation d'état.....	21
II.7	Résultats de simulation.....	25
II.8	Modélisation de l'association MSAP- Onduleur de Tension.....	26
II.8.1	Introduction.....	26
II.8.2	Onduleur de tension.....	26
II.8.3	Modélisation de l'onduleur de tension.....	26
II.8.4	Stratégies de commande de la (MSAP).....	28
II.8.4.1	Commande en couple.....	28
II.8.4.2	Première stratégie : utilisation du couple réductant.....	29
II.8.4.3	Deuxième stratégie : simplifier la loi couple- courant.....	31
II.8.4.4	Stratégie de contrôle du courant dans le cas de l'alimentation par un..... onduleur de tension	31
II.8.5	Contrôle par hystérésis.....	31
II.8.5.1	Contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (MLI).....	32
A)	Modulation naturelle (sinus - triangle).....	32
B)	Modulation régulière symétrique (échantillonnée).....	33
C)	La SVM (Space Vector Modulation).....	34
II.9	Conclusion.....	36

## Chapitre III

### Commande vectorielle de la MSAP

III.1	Introduction.....	37
III.2	Principe de la commande vectorielle.....	37
III.3	Commande vectorielle de la (MSAP).....	38
III.3.1	Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension.....	39
III.4	Découplage.....	40
III.5	Régulation.....	42
III.5.1	Calcul des régulateurs de courant.....	43
III.5.2	Calcul de régulateur de vitesse.....	45
III.6	Interprétation des résultats.....	46
III.7	Conclusion.....	49

## Chapitre IV

### Commande directe du couple de la MSAP

IV.1	Introduction.....	50
VI.2	Principes généraux de la commande directe du couple.....	50
IV.3	Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé.....	52
IV.4	Stratégie de commande directe de couple et de flux.....	53
IV.4.1	Contrôle du vecteur de flux statorique.....	53
IV.4.2	Contrôle du couple électromagnétique.....	54
IV.5	Sélection du vecteur de tension.....	55

IV.6	Estimation du flux et du couple.....	56
IV.6.1	Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	57
IV.6.2	Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux..	58
IV.7	Elaboration des tables de commutation.....	59
IV.7.1	Elaboration de table de commutation avec séquences nulles.....	59
IV.7.2	Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles.....	60
IV.8	Structure générale de la DTC appliquée au MSAP.....	61
IV.9	Résultats de la simulation et interprétation.....	62
IV.9.1	Démarrage à vide (en l'absence de la charge).....	62
a)	Teste de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine.....	64
b)	Test de robustesse pour une variation de la charge.....	66
IV.10	Conclusion.....	68
	Conclusion générale et perspectives.....	69
	Annexe	
	Références bibliographiques	

# Nomenclature

$MSAP$	Moteur synchrone à aimant permanent
$DTC$	La commande directe du couple
$MLI$	Modulation de largeur d'impulsion
$K_p, K_i$	Coefficient proportionnel- intégral
$\tau$	Constante du temps électrique
$e_d, e_q$	Composantes de la force électromotrice de compensation
$PI$	Régulateur Proportionnel Intégrateur
$S$	Opérateur de Laplace
$\mu_0$	Perméabilité du vide
$\mu_r$	Perméabilité relative de l'aimant
$J_p$	Polarisation magnétique permanente
$B$	Induction magnétique
$H$	Le champ magnétique
$A, B, C$	Axes liés aux enroulements triphasés
$d, q$	Axes de référentiel de Park
$\alpha, \beta$	Axes de référentiel statorique
$\theta$	Angle entre le stator et le rotor
$V_a, V_b, V_c$	Tension statorique phase $a, b$ , ou $c$
$V_s$	Tension statorique
$V_d, V_q$	Tension statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$V_\alpha, V_\beta$	Tension statorique sur l'axe $\alpha, \beta$
$I_a, I_b, I_c$	Courant statorique phase $a, b$ , ou $c$
$I_a^*, I_b^*, I_c^*$	Les courants de phases de référence
$I_s$	Courant statorique
$I_d, I_q$	Courant statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$I_{dref}, I_{qref}$	Courant de référence sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$I_\alpha, I_\beta$	Courant statorique sur l'axe $\alpha, \beta$
$\hat{I}_d, \hat{I}_q$	Courant statorique estimé sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$\phi_a, \phi_b, \phi_c$	Flux statorique phase $a, b$ , ou $c$
$\phi_d, \phi_q$	Flux statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$\phi_\alpha, \phi_\beta$	Flux statorique sur l'axe $\alpha, \beta$
$\phi_s$	Flux statorique
$\phi_r$	Flux magnétique du rotor
$\hat{\phi}_s$	Flux statorique estimé
$\bar{\phi}_s$	Vecteur de flux statorique
$\Delta\bar{\phi}_s$	Variation du vecteur flux statorique
$L_f$	Inductance de la bobine d'excitation

$L_s$	Inductance cyclique propre statorique
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statorique
$[M_{sf}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[C]$	Matrice de transformation de concordia
$[V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]^t$	Tension de sortie de l'onduleur
$S_i (i=1, 2, 3)$	Grandeurs booléennes de commande (des interrupteurs de l'onduleur)
$U_c$	Tension continue
$\Omega$	Vitesse mécanique de rotor
$\Omega_{réf}$	Vitesse de référence
$\omega_s$	Pulsation de fréquence statorique
$\omega$	Pulsation de fréquence rotorique
$C_e$	Couple électromagnétique délivré par le moteur
$C_r$	Couple résistant
$C_f$	Couple de frottement
$\hat{C}_e$	Couple électromécanique estimé
$R_s$	La résistance statorique
$L_d$	L'inductance sur l'axe $d$
$L_q$	L'inductance sur l'axe $q$
$P$	Nombre de paires de pôles
$J$	Moment d'inertie du moteur
$f$	Coefficient de frottement visqueux

## Liste des figures

I.1	Moteur synchrones à inducteur bobiné	4
I.2	Structure des machines à aimants permanents	5
I.3	Stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents	7
I.4	Différents structures des rotors des MSAP	8
I.5	Courbes de B(H) de différents aimants	10
I.6	Différents formes des aimants permanents	11
II.1	Schéma de la machine synchrone à aimant permanent	14
II.2	Les différents couples qui agissent sur le rotor	16
II.3	Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)	19
II.4	Le modèle de la machine dans le repère de <i>Park</i>	22
II.5	Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un réseau triphasé équilibré	24
II.6	Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension	26
II.7	Schéma de l'onduleur triphasé	27
II.8	Contrôle des courants sinusoïdaux par hystérésis	32
II.9	M.L.I à échantillonnage naturel	33
II.10	Echantillonnage régulier symétrique	33
II.11	Synoptique de la modélisation de la SVM sous Simulink	34
II.12	Signaux de commande de la SVM	35
III.1	Commande par orientation du flux de la MSAP ( $I_{ds}$ nul)	38
III.2	Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux'	39
III.3	Description des couplages	40
III.4	Découplage par compensation.	41
III.5	Commande découplée	42
III.6	Schéma bloc représentant la (MSAP) après l'orientation du flux	42
III.7	Commande des courants en deux boucles indépendantes	43
III.8	Commande de la vitesse <sup>45</sup>	43
III.9	Réponses de la MSAP en charge avec ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 0.1 \text{ s}$ )	47
III.10	Réponse de la MSAP pour une inversion de la vitesse à $t = 0.1 \text{ s}$	48
IV.1	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une (MSAP)	51
IV.2	Séquence de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires	52
IV.3	Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ )	54
IV.4	partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1...6}$	56
IV.5	a) Sélection des tensions $V_i$ correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique $\phi_s$ ,	58
	b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.	58
IV.6	: comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple Electromagnétique	59
IV.7	Schéma de la commande générale du contrôle direct de couple d'une (MSAP)	61
IV.8	Résultats de simulation pour un démarrage à vide	63
IV.9	Résultats de simulation pour inversion de la vitesse (+100 rad/s à -100rad/s)	65
IV.10	Résultats de simulation pour application de couple de charge	67

## Liste des tableaux

I.1	Principales caractéristiques magnétiques des familles d'aimants	10
IV.1	Table généralisée des vecteurs de tension d'une commutation par DTC.	60
IV.2	Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.	60
IV.3	Table de commutation sans séquence nulles	60

**Introduction générale :**

Bien que la plus ancienne des machines électriques industrielles, la machine à courant continu reste très utilisée et particulièrement comme actionneur. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses performances statiques et dynamiques sont exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteur et courant d'induit) quasiment indépendantes de la vitesse et de la position du rotor [1]. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient.

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

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

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

Notre mémoire a pour objet l'étude de la commande sans capteur de vitesse par la commande directe du flux statorique et du couple électromécanique appelée simplement (CDFC) appliquée au moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette technique de commande connaît un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, les réseau de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques,...etc. Le présent travail est scindé en cinq chapitres

Dans le premier chapitre et tout au début nous expliquons les différentes machines synchrones à vitesse variable, et après avoir rappelé les principes généraux des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) nous expliquons les comportements spécifiques des matériaux et les éléments les constituant .

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude et à la modélisation de l'association convertisseur – machine (MSAP). Dans cette partie on présentera le modèle mathématique du moteur établi dans un repère à deux axes basé sur des hypothèses simplificat.

Le troisième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents.

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator. L'étude du contrôle direct de couple (DTC) et l'aspect robustesse sont aussi étudiés. C'est ainsi que le quatrième chapitre sera architecturé. Pour clore ce travail nous avons émis une conclusion générale et des perspectives à envisager.

# Chapitre I

## L'état de l'art des machines synchrones à aimants permanents

### **I.1. Introduction :**

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

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants [3].

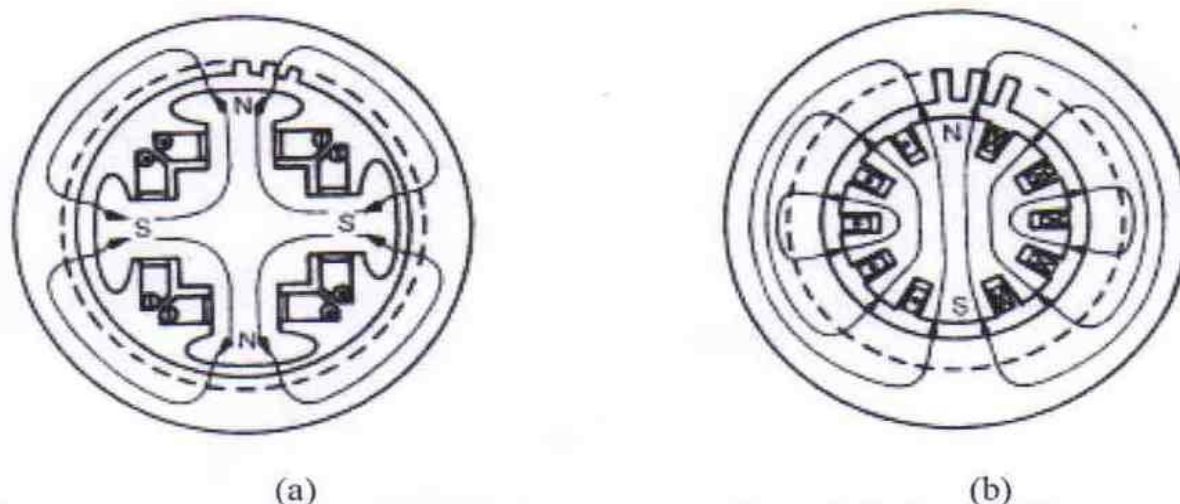
### **I.2. Machines Synchrones à rotors bobinés :**

Dans le cas des moteurs à rotors bobinés, le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu tandis que le stator est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatifs. L'obtention d'une valeur de couple moyen non nulle passe alors par la vérification de la condition de synchronisme qui impose une égalité stricte entre vitesse du champ tournant stator et vitesse du champ tournant rotor.

Afin de s'en parer des contacts glissants (bague balais) comme pour les machines à courant continu, les machines synchrones à rotor bobiné font appel, le plus souvent, à une excitatrice (ou alternateur d'excitation) associée à un redresseur tournant, pour éliminer tout contact glissant. Cet alternateur auxiliaire dont l'induit est accouplé à l'arbre de la machine débite dans l'inducteur, par l'intermédiaire du pont redresseur à diodes tournant aussi avec l'arbre de la machine.

### **I.3. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses**

Plutôt adaptées pour des applications à forte puissance et grande vitesse, le bobinage est dans ce cas logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor et fermées par des clavettes en acier amagnétique (Figure I.1.b). Les têtes de bobines inductrices sont maintenues en place par des frettes en acier amagnétique. L'entrefer étant d'épaisseur constante, seule la répartition des encoches et /ou leur remplissage constitue un paramètre structurel jouant sur la forme d'onde des  $f.e.m$  attendues. Une disposition appropriée permet d'obtenir des  $f.e.m$  sinusoïdales à très faible taux d'harmoniques.



**Fig.I.1 : Moteur synchrones à inducteur bobiné**

a) rotor à pole saillants, b) rotor à pole lisses

#### **I.4. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants**

Pour les machines à rotors à pôles saillants (Figure I.1.a), les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine. Elles sont utilisées pour des applications qui nécessitent une simplicité de constitution. Ce type de machine possède un facteur de puissance relativement faible qui impose un surdimensionnement des convertisseurs statiques, ceci est un inconvénient pour la l'alimentation à fréquence variable. Pour des application de faible puissance aux environ de quelques kilowatts on peut s'affranchir de cette faiblesse de ce genre des machines.

#### **I.5.Généralités sur les machines électriques à aimants permanents [4]**

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. Ils ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides, etc. Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particulier pour les applications spécifiques (servomoteur à vitesse variable). A titre d'illustration, quelques avantages des machines à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importants permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.

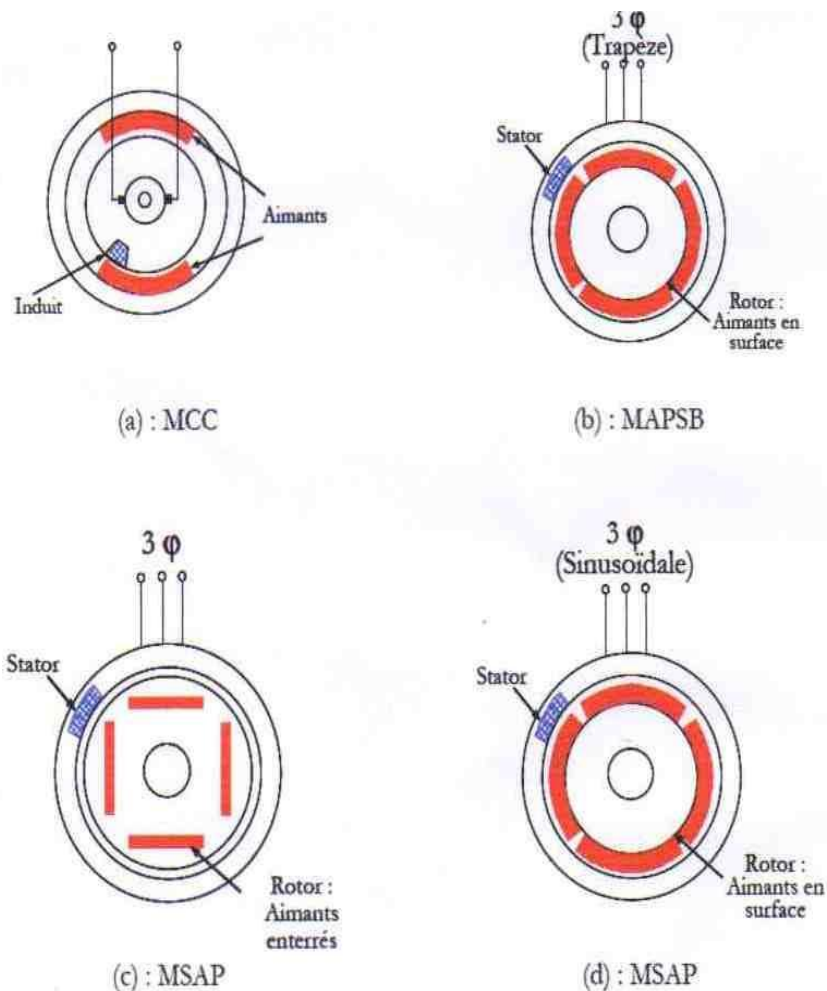
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.

De plus, les machines à aimants permanents (brushless) sont capables de fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité. Le contrôle précis et rapide du couple, de la vitesse et de la position est possible avec un simple onduleur de tension triphasé.

Selon les principes de fonctionnement, les machines à aimants permanents peuvent être classées en trois types :

- Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC).
- Les machines à aimants permanents sans balais (MAPSB).
- Les machines synchrones à aimants permanents sans balais (MSAP).

La figure (I.2) montre la configuration de ces trois types.



**FigI.2 : Structure des machines à aimants permanents**

### **I.5.1. Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC)**

Ce sont les machines à courant continu dans lesquelles le champ magnétique, créé par les électroaimants, est remplacé par celui des aimants permanents. En conséquence, les pertes joules liées aux bobinages de l'excitation sont éliminées, mais le champ de l'excitation n'est plus contrôlable. Ceci limite leur utilisation aux applications de faible puissance et de haute dynamique ne nécessitant pas une fonction en mode de défluxage.

### **I.5.2. Les machines à aimants permanents sans balais**

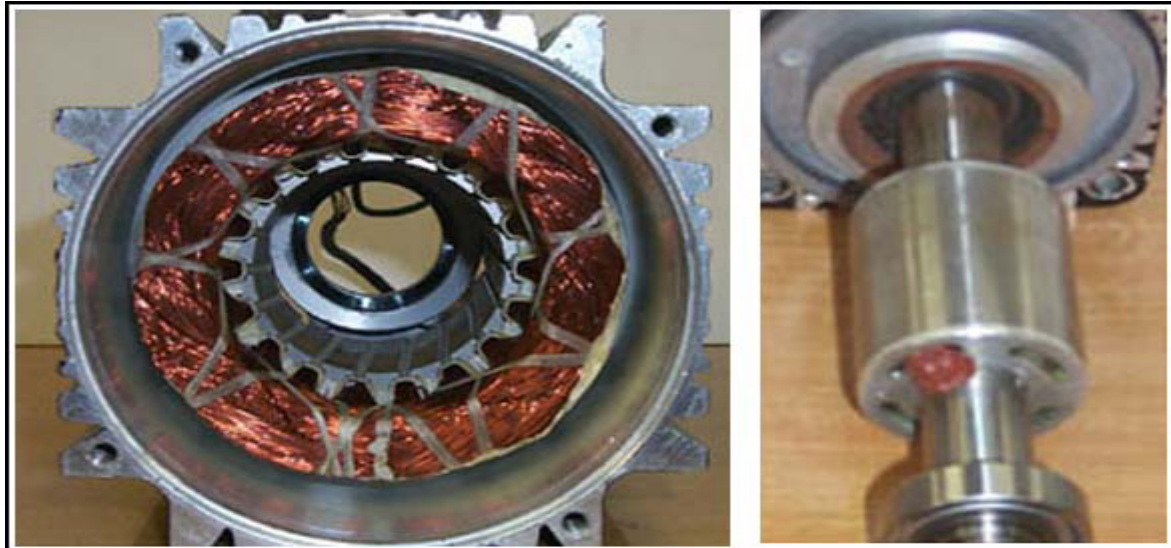
Les progrès dans la technologie des semi-conducteurs ont conduit au développement d'autres types des machines à courant continu où la commutation avec le système balais collecteur est remplacé par la commutation électronique. Dans ces machines, les aimants permanents sont situés sur la partie tournante et le stator est constitué de trois enroulements alimentés par les formes d'onde carrées fournies un convertisseur. La commutation du convertisseur est contrôlée de telle façon que, à chaque instant, seulement deux phases conduisent. Ce système de commutation électronique est fonctionnellement équivalent à la commutation du balais mécanique de la machine à courant continu. Par conséquent, ce type de machine à aimants permanents est connu comme la machine à aimants permanents sans balais (MAPSB) (Brushless PMDC) ou la machine à aimants permanents avec forme d'onde carrée (Squarewave PMDC). La machine MAPSB est préférable pour des nombreuses applications du fait qu'elle ne nécessite que peu d'entretien, elle présente un rendement élevé et sa loi de commande est relativement simple.

### **I.5.3. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)**

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont aussi situés sur la partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoïdalement, comme montré sur la figure(I.2,c,d). Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor ; d'où le nom des machines synchrone à aimants permanents(MSAP).

Dans la plupart des applications, un onduleur est nécessaire pour avoir une alimentation avec une tension et une fréquence variable, où le champ tournant rotorique peut être gardé en synchronisme avec la sortie de l'onduleur pour une vitesse allant de zéro à sa vitesse maximale.

Pour les (MAPSB) ou (MSAP), l'information de la position rotorique est essentielle pour la commande électrique. Par conséquent, dans ces machines, l'interface physique avec un codeur ou résolveur est inévitable. Avec le développement des algorithmes d'estimation de position cette contrainte peut être éliminée.



Stator

Rotor

**Fig.I.3 : stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents**

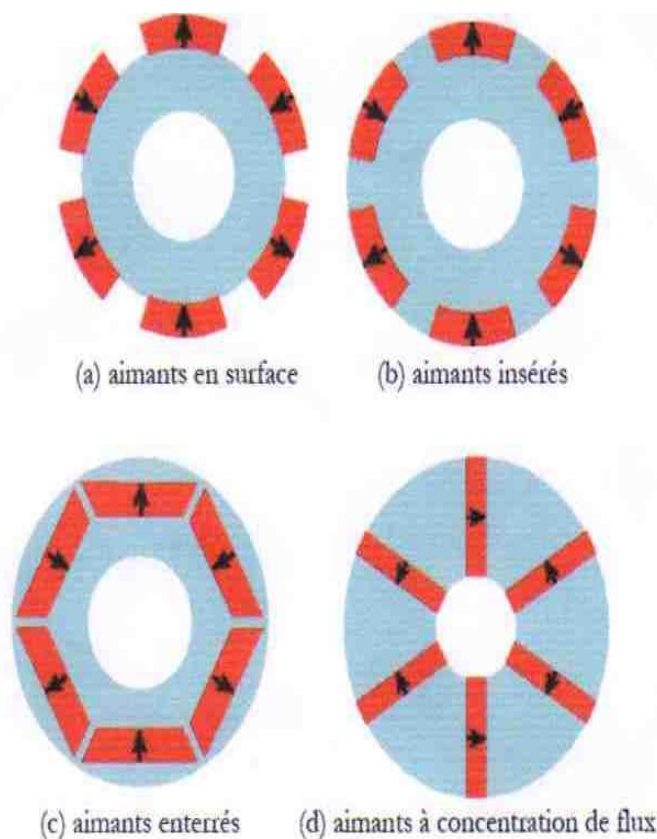
#### **I.5.4. Les rotors de la machine à aimants permanents**

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotoriques. Leur classification globale en terme du placement des aimants est le suivant :

- Aimants en surface (Surface magnet type)
- Aimants insérés (Inset magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Buried magnet type)

##### **I.5.4.1. Aimants en surface**

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur du rotor, ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure (a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principale avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisants. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe- $d$  et l'axe- $q$  sont, pratiquement les mêmes.



**Fig.I.4 : Différents structures des rotors des MSAP**

#### **I.5.4.2. Aimants insérés**

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactif en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe- $q$  est légèrement supérieure à celle dans l'axe- $d$ .

#### **I.5.4.3. Aimants enterrés**

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure(c) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe- $d$  est plus petite que celle de l'axe- $q$ . Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

#### **I.5.4.4. Aimants à concentration de flux**

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (d). Les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents.

L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants permanents intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe-  $q$  est plus grande que celle de l'axe-  $d$ .

### I.5.5. Les matériaux magnétiques

Les performances des MSAP sont intrinsèquement liées aux matériaux magnétiques mis en oeuvre au sein de leur structure Dans ce cadre, nous distinguerons :

La source de champ rotorique constituée d'aimants frittés ou liés ;

Les circuits magnétiques constitué de tôles ou de matériaux magnétiques composites.

Ces circuits doivent naturellement limiter les fuites (bonne perméabilité), et représenter un volume réduit (induction à saturation élevée). Ils ne doivent pas être la source de pertes trop importantes qui nuiraient aux performances du moteur. D'un point de vue mécanique, le matériau doit aussi tenir les contraintes de déformation que les efforts électromagnétiques ou la vitesse lui feront subir, tout en étant aisément usinable pour simplifier le process d'industrialisation Thermiquement, le matériau si possible isotrope, doit être un bon échangeur entre essentiellement le bobinage et l'environnement extérieur [5].

#### I.5.5.1. Les aimants

##### I.5.5.1.1. Aimants permanents frittés

Les aimants permanents sont des matériaux durs, caractérisés par une polarisation rémanente  $J_p = B_r$ , un champ coercitif d'aimantation  $H_c$ , et une énergie spécifique maximale  $(BH)_{\max}$ . D'un point de vue macroscopique, l'état magnétique d'un aimant est décrit par trois vecteurs[6] [7] :

- l'induction magnétique  $B$ ,
- le champ magnétique  $H$ ,
- la polarisation rémanente de l'aimant  $J_p$ .

L'aimantation de l'aimant est la résultante d'une aimantation rémanente  $J_p$  et d'une aimantation induite par un champ extérieur  $J_{ext} = \mu_0 \chi_m(H)$ .  $H$  où  $\chi_m$  est la susceptibilité magnétique du matériau (qui dépend du champ appliqué). Par conséquent, on peut écrire la relation suivante :

$$B = \mu_0 \left[ H + \frac{J_p}{\mu_0} + \chi_m(H) \cdot H \right] = \mu_0 [1 + \chi_m(H)] \cdot H + J_p$$

Soit encore, en introduisant la perméabilité relative de l'aimant  $\mu_r = 1 + \chi_m(H)$ :

$$B = \mu_0 \mu_r(H) \cdot H + J_p$$

Pour les machines tournantes, la partie utile de la caractéristique  $B(H)$  des aimants se situe dans le quart de plan où  $H < 0$  et  $B > 0$ . On parle de caractéristique de démagnétisation lorsqu'un champ extérieur est appliqué pour s'opposer à l'aimantation résiduelle de l'aimant (Figure 1.5).

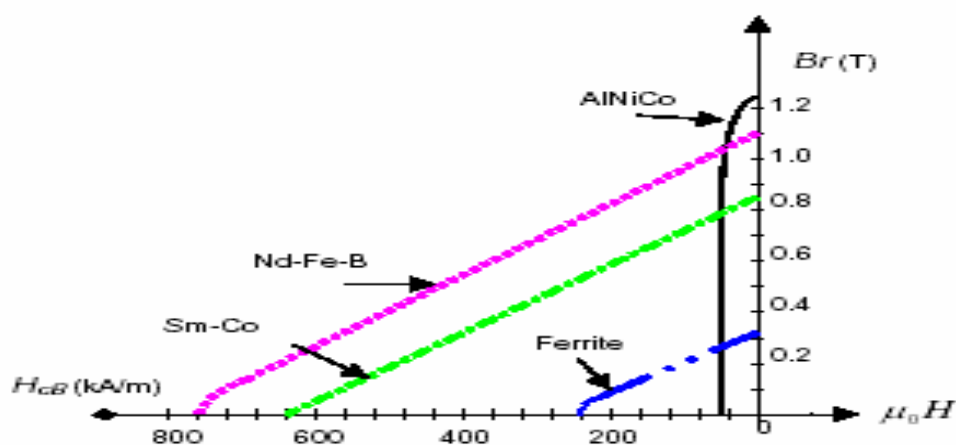


Fig.I.5 : courbes de B(H) de différents aimants

Les aimants permanents que l'on peut rencontrer dans les machines sont principalement les ferrites et les AlNiCo et les aimants terres rares : (Le Samarium-Cobalt et le Néodyme-Fer-Bore ) dont les principales caractéristiques sont regroupées dans le tableau 1.1) [8].

Propriétés	Unités	Alnico	Ferrite	Sm-co	Nd-Fe-B
Champ rémanent $B_r$	T	0,6à1.35	0,35à0.43	0,7à1.05	1,0à1,3
Champ coercitif intrinsèque $H_{ci}$	KA/m	40à130	180à400	800à1500	800à1900
(BH) max	KJ/m <sup>3</sup>	20à100	24à36	140à220	180à320
Coefficient de température $B_r$	%/°C	-0,01à -0,02	-0.2	-0,045à -0.05	-0,08à -0,15
Coefficient de température $H_{ci}$	%/°C	-0,02	0,2à0,4	0,2à 0,25	-0,5à-0,9
Température maximum de fonctionnement	°C	500à550	250	250à350	80à200

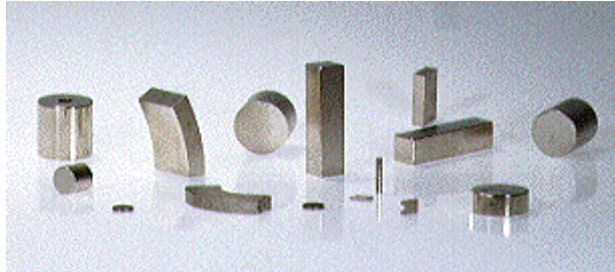
Tab. .1: Principales caractéristiques magnétiques des familles d'aimants

L'analyse du tableau précédent permet d'émettre quelques conclusions sélectives :

- **Alnico** : Les aimants en Alnico ont un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible, ce qui pose de gros problèmes de démagnétisation. Ces aimants ne peuvent être sortis de leur circuit magnétique, sous peine de les désaimanter.

- **Ferrite** : c'est le composant le plus ancien et le moins cher. Ses performances modestes le cantonnent cependant dans les machines de faible puissance massique. C'est un matériau très cassant mais résistant à la corrosion. Par ailleurs, ce sont des aimants fortement sensibles à la

démagnétisation à basse température et possèdent une polarisation rémanente relativement faible qui ne les prédisposent pas aux contraintes aéronautiques [9] [10].



**Images d'aimants terres-rares**



**Images d'aimants ferrites**



**Images d'aimants Alnico**

**Fig.I.6 : Différents formes des aimants permanents**

- **Néodyme-Fer-Bore** : c'est la version la plus performante. Les progrès constants réalisés ces dernières années dans leur élaboration, et leur coût inférieur aux Samarium-Cobalt, leur assurent une quasi-exclusivité pour un grand nombre d'applications. Naturellement sensible à la corrosion, des techniques récentes de traitement tendent à diminuer fortement l'usure. Cependant ils sont encore défavorisés par leur tenue à la température élevée et dans le cas de la haute vitesse par une conductivité pénalisante.

- **Samarium-Cobalt** : ceux sont les premiers aimants terres rares apparus sur le marché. Leur énergie spécifique est très supérieure à celle des ferrites, de même que leur prix. Compte tenu de sa bonne tenue en température ( $> 300^{\circ}\text{C}$ ) et aux champs inverses élevés, ce composant est propice à certaines applications (militaire, nucléaire...) Ils constituent dans ce contexte le meilleur compromis en terme de performance face à un environnement thermique sévère tel que l'on trouve dans des applications aéronautiques.

### I.5.5.1.2. Aimants liés

Actuellement, les aimants frittés souffrent d'une forte sensibilité à la température et de caractéristiques mécaniques déficientes pour certains types d'applications (problème de collage et de résistance aux sollicitations mécaniques). Dans ce contexte, les aimants liés présentent des atouts en partie dus à leur faciliter d'utilisation et de manipulation. Ces aimants liés obtenus par mélange homogène de poudres d'aimants et de matériaux polymères, se distinguent par trois procédés de fabrication donnant lieu à des matériaux injectés, compressés ou calandrés. Pour ces deux dernières catégories, le produit final isotrope ou anisotrope peut avoir des formes complexes grâce à un usinage direct moyennant quelques précautions (arrosage pour limiter l'échauffement, protection contre la corrosion des surfaces usinées). [11].

### I.5.5.2. Des matériaux magnétiques doux

Outre les aimants, le circuit magnétique de la (MSAP) est constitué de matériaux ferromagnétiques doux, dont l'induction en zone de fonctionnement linéaire, suit la loi suivante  $B = \mu_0 \mu_r H$  où  $H \in [100, 10000]$  selon le matériau, alors qu'en zone de saturation, on distingue simplement ce matériau par son induction  $B_{sat}$  comprise entre 1,2 et 2,4T suivant les composants de base.

#### I.5.5.2.1. Matériaux laminés

Les matériaux laminés représentent en volume, la part majeure des machines. Dans la gamme des matériaux participant à la conversion électromécanique, les composants laminés constituent sûrement le volume le plus utilisé. Le flux statorique étant variable, le stator est composé d'un empilement de tôles en Fe-Si de 10 à 65 centièmes de millimètres d'épaisseur pour limiter les pertes. Les divers alliages proposés (Fe-Silicium, Fer-Cobalt, Fer-Nickel) permettent de jouer de façon significatives sur les propriétés magnétiques, mécaniques ou diélectriques. Divers matériaux ont ainsi été développés pour, par exemple réduire les pertes fer ou privilégier l'induction de saturation.

#### I.5.5.2.2. Matériaux composites

Les SMC sont des mélanges de poudres de fer et de liants isolants électriques qui sont compressés, recuits et moulés pour obtenir la forme désirée. Les particules de fer sont indépendantes les unes des autres ; il n'existe pas d'arrangement cristallin de ces particules, ce qui se traduit par un cycle d'hystérésis plus large et donc par des pertes associées plus importantes. A l'inverse, la nature particulière et l'isolation électrique de chaque particule (augmentation de la résistivité du matériau) procure un avantage important quant aux pertes par courants de Foucault ; il faut noter néanmoins, que cette isolation des particules diminue la perméabilité (inférieure de 50% par rapport à des matériaux laminés) et donc le niveau d'induction. Les fabricants de SMC, par exemple Höganäs ou les Poudres du Québec, sont capables de produire toutes les nuances de SMC, du plus isolant et faiblement perméable, jusqu'au moins résistif et bon conducteur magnétique, en changeant les proportions de liants, les pressions et températures de recuit. Ces matériaux étant exploités dans la machine sous forme de pièces massives (stator en une pièce), les transferts de chaleur sont favorisés et entraînent la suppression des "points chauds" inhérents aux circuits à empilement. La machine peut dans ce contexte gagner en puissance massive où l'on augmente la densité de courant.

**I.6. Conclusion**

Dans cette optique, l'étude s'orientera dans un premier temps vers les différentes machines synchrones, puis les aspects structurels des différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs propriétés. Dans le contexte de l'application qui nous concerne, nous optons pour le choix d'un aimant permanent de type NdFeB nouvelle nuance de terre rare pour les machines à aimants permanents et qui permet de préserver les performances sans pour autant sacrifier le coût de réalisation de la machine et aussi la technologie la plus évolutive.

# Chapitre II

## Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

## II.1.Introduction

Il y a quelques années, les programmes de simulation faisaient intervenir la transformation de Clarke ou celle de park. Pour pouvoir effectuer une simulation de la machine synchrone dans un temps relativement court. A ce jour, grâce à l'évolution des technologies informatiques et des processeurs en particulier, nous pouvons nous en passer de ces transformations, ce qui permet dans le cas de la machine synchrone à aimants permanents d'étudier sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire et permanent.

Avant d'établir le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- les f.e.m sont à répartition sinusoïdale,
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable,
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme [12].

## II.2.Les équations électriques des machines synchrones à aimants permanents [13]

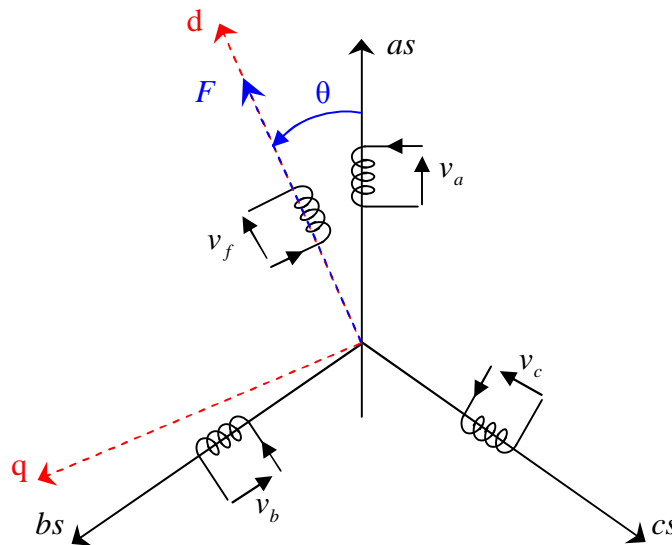


Fig. II.1 : Schéma de la machine synchrone à aimant permanent

### ▪ Du stator

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$R_s$  : La résistance des phases statoriques ;

$[v_a \ v_b \ v_c]^t$  : Vecteur tensions des phases statoriques

$[i_a \ i_b \ i_c]^t$  : Vecteur courants des phases statoriques

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

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad R_s: \text{résistance par phase statorique.}$$

#### ▪ Du rotor

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\phi_f] \quad (\text{II.2})$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

### II.3. Equations magnétiques

#### ▪ Flux statorique:

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (\text{II.4})$$

La matrice  $[L_s]$  est une matrice carrée et d'ordre 3\*3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_{s0}]$ , et les termes variables dépendent de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[L_{s2}(\theta)]$  posons :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{II.5})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[L_{S2}(\theta)] = L_{S2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Les inductances propres et mutuelles  $L_{so}, M_{so}, L_{s2}$  sont des constantes.

#### ▪ Flux rotorique

$$[\phi_f] = [L_f][I_f] + \frac{d}{dt}[M_{sf}][I_s] \quad [L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

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

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{sf}] = [M_{fs}]^t \quad (\text{II.9})$$

### II.4. Equation mécanique

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

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.10})$$

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.11})$$

$$C_f = f\Omega \quad (\text{II.12})$$

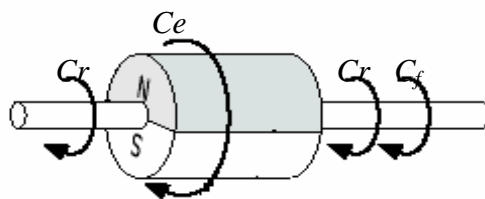


Fig. II.2 : Les différents couples qui agissent sur le rotor

$\Omega$ : la vitesse de rotation mécanique de la MSAP  
 $J$ : le moment d'inertie du moteur  
 $f$ : le coefficient de frottement visqueux  
 $C_e$ : le couple électromagnétique délivré par le moteur  
 $C_r$ : le couple résistant ou de charge

## II.5. Transformation triphasé- diphasé [14]

### II.5.1. Principe de la transformation de park

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

Dans le repère classique il y a trois axes ( $as$ ,  $bs$ ,  $cs$ ) orientés suivant les axes des trois enroulements statorique de la machine. D'habitude, l'axe  $as$  est considéré comme référence pour les transformations ultérieures. Quant au rotor, on a toujours un seul axe ( $F$ -correspondant à la direction de l'aimantation) pour la machine synchrones à aimants permanents  $\theta$  donne la position du rotor par rapport au stator.

Les trois enroulements du stator peuvent être remplacés par deux enroulements fictifs à  $\pi/2$  dans l'espace et alimentés par des courants à  $\pi/2$  dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les l'axes  $d$  et  $q$ , où dans le cas de la MSAP (figure.II.3) l'axe  $d$  est orienté suivant le rotor, c'est-à-dire suivant la direction de l'aimantation.

Pour passer du système triphasé,  $abc$ , au système biphasé,  $dq$ , ( réciproquement) il faut utiliser les transformations de suivantes [15] [16] :

$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{dgo}] \quad (\text{II.13})$$

$$[V_{dgo}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{abc}] \quad (\text{II.14})$$

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

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

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

### II.5.2. Transformation de Concordia

Si on pose  $\theta=0$  dans les équations (II.15.16), les matrices de Park deviennent les matrices de Concordia :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Les transformations de Concordia sont utilisées pour faire le passage entre le système triphasé,  $abc$ , et un système fictif,  $\alpha\beta$ . Ils seront utilisés dans le contrôle direct du couple (DTC-direct torque control), on obtient les transformation de Concordia:

$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{\alpha\beta}] \quad (\text{II.18})$$

$$[V_{\alpha\beta}] = [C]^{-1}[V_{abc}] \quad (\text{II.19})$$

### II.5.3.Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes de la machine synchrones à aimants permanents, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes  $(d,q)$  [17] :

#### II.5.3.a.Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes  $(d,q)$  sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas la phase  $as$  et  $d$  coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courant alternatif.

#### II.5.3.b.Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes  $(d,q)$  sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_r$ . L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

#### II.5.3.c.Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes  $(d,q)$  sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

### II.6.Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équation, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor [18] [19].

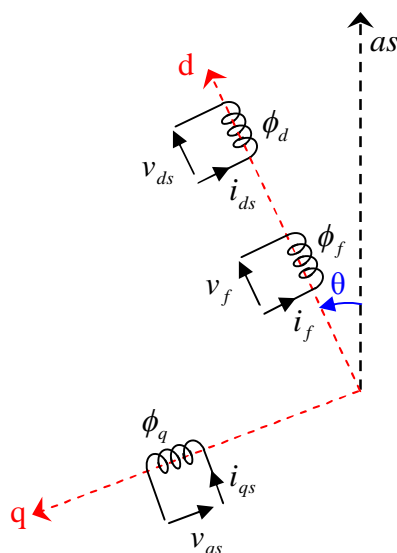


Fig. II.3 : Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère  $(d,q)$

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

### II.6.1. Equations électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega_r \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \phi_q + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

### II.6.2. Equations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes:

Sur l'axe  $d$  [20] [12]:

$$\phi_d = L_d I_d + \phi_f \quad (\text{II.21})$$

$\phi_d$  : Constante indiquant le champs dû à l'aimantation permanente du rotor:

Sur l'axe  $q$ :

$$\phi_q = L_q I_q \quad (\text{II.22})$$

Le modèle de la (MSAP) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \omega_r \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} I_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \omega_r \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{1}{L_q} \phi_f \omega_r + \frac{V_q}{L_d} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

### II.6.3. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromécanique  $C_e$  est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les *FMMs* dans l'entrefer générées par les courants statorique. Il est démontré par [14] [21] :

Selon park, l'expression de la puissance transmise est la suivante:

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II.25})$$

En remplaçant  $V_d$ ,  $V_q$  par leurs expressions on aura:

$$P(t) = \frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2) + (I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt}) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d)] \quad (\text{II.26})$$

- $\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$  : représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator
- $\frac{3}{2} [I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt}]$  : représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} [\frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d)]$  : représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = \omega \quad \text{et} \quad P_e = C_e \Omega \quad (\text{II.27})$$

$$C_e = \frac{3}{2} P [\phi_d I_q - \phi_q I_d] \quad (\text{II.28})$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f] \quad (\text{II.29})$$

Si le rotor est lisse ( $L_d=L_q$ ), cette équation se simplifie en:

$$C_e = \frac{3}{2} P I_q \phi_f \quad (\text{II.30})$$

#### II.6.4. Equations du mouvement

La dynamique de la machine est donnée par l'équation du mouvement suivante:

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.31})$$

#### II.6.5. Représentation d'état

Selon l'expression (II.24), on aboutit à la représentation sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ \frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega \phi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

A partir de (II.23), et (II.29), (II.31) le modèle de le MSAP dans le repère de *Park* peut être schématisé par la figure II.5.

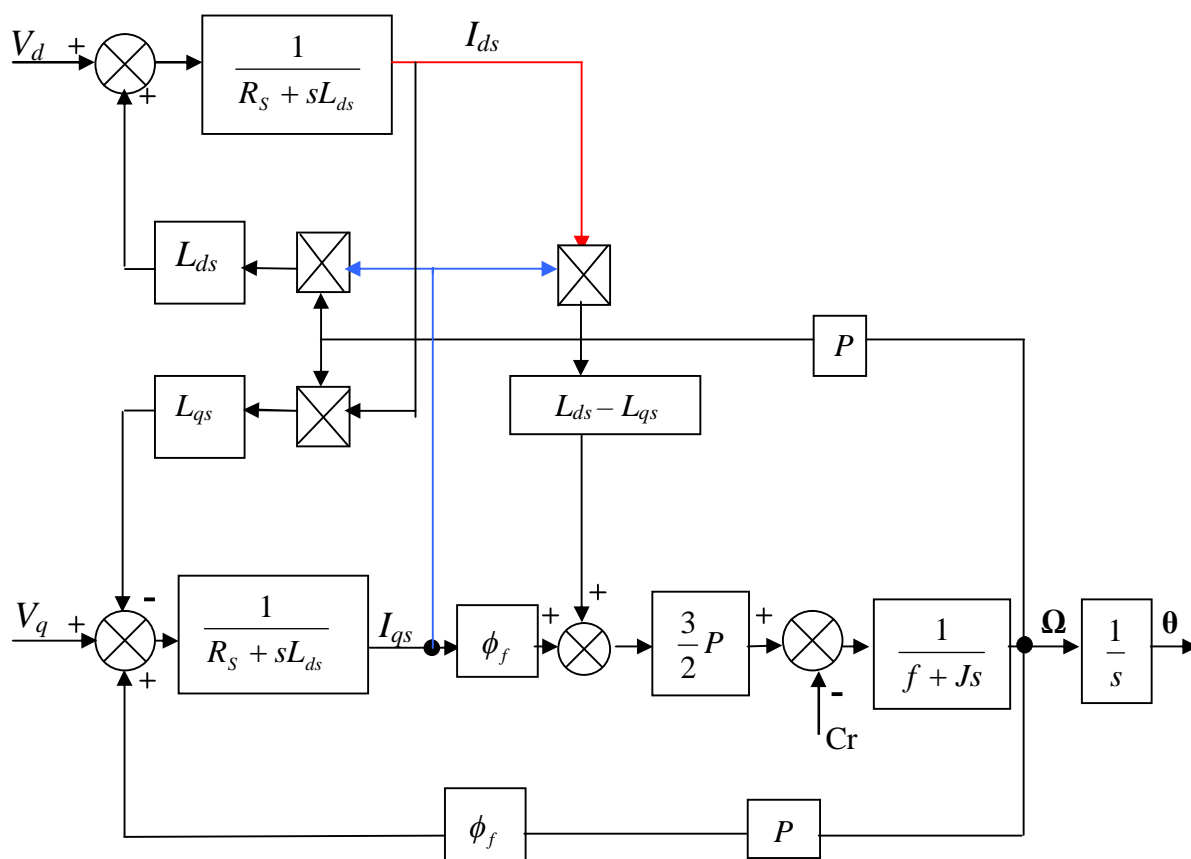
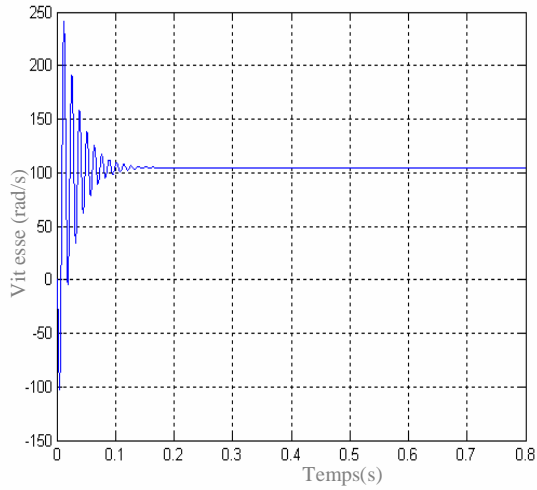
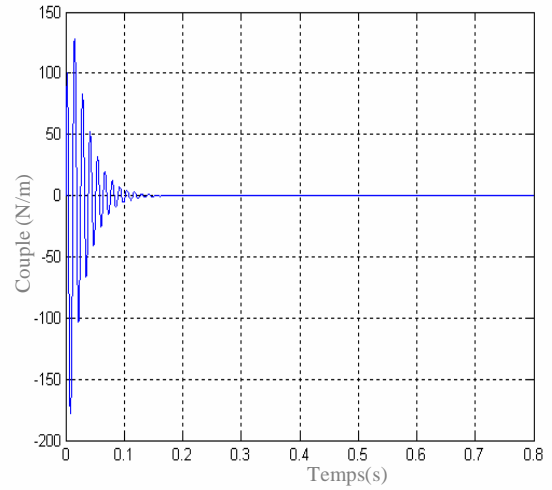


Fig.II.4 : Le modèle de la machine dans le repère de Park.

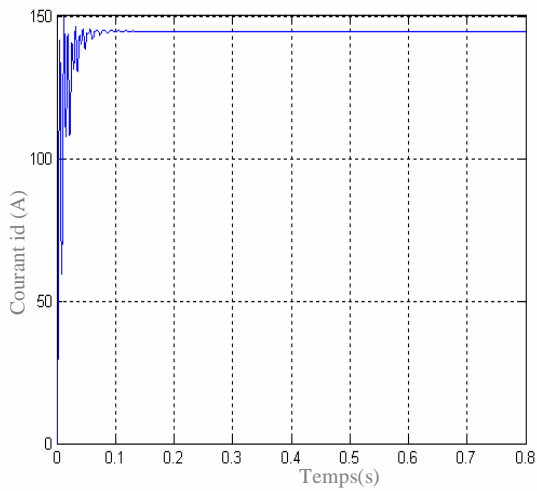
**vitesse de rotation [rad/s]**



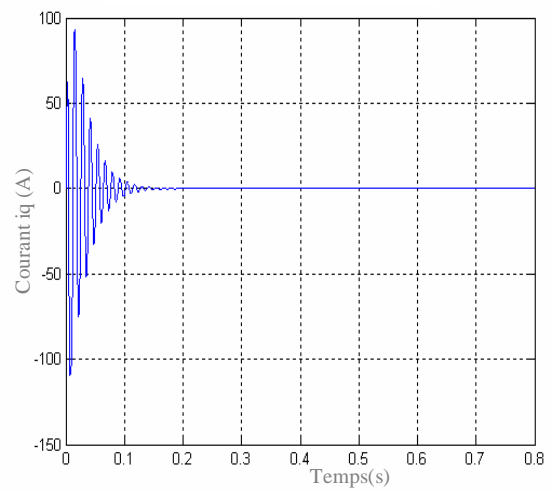
**Couple électromagnétique [N.m]**

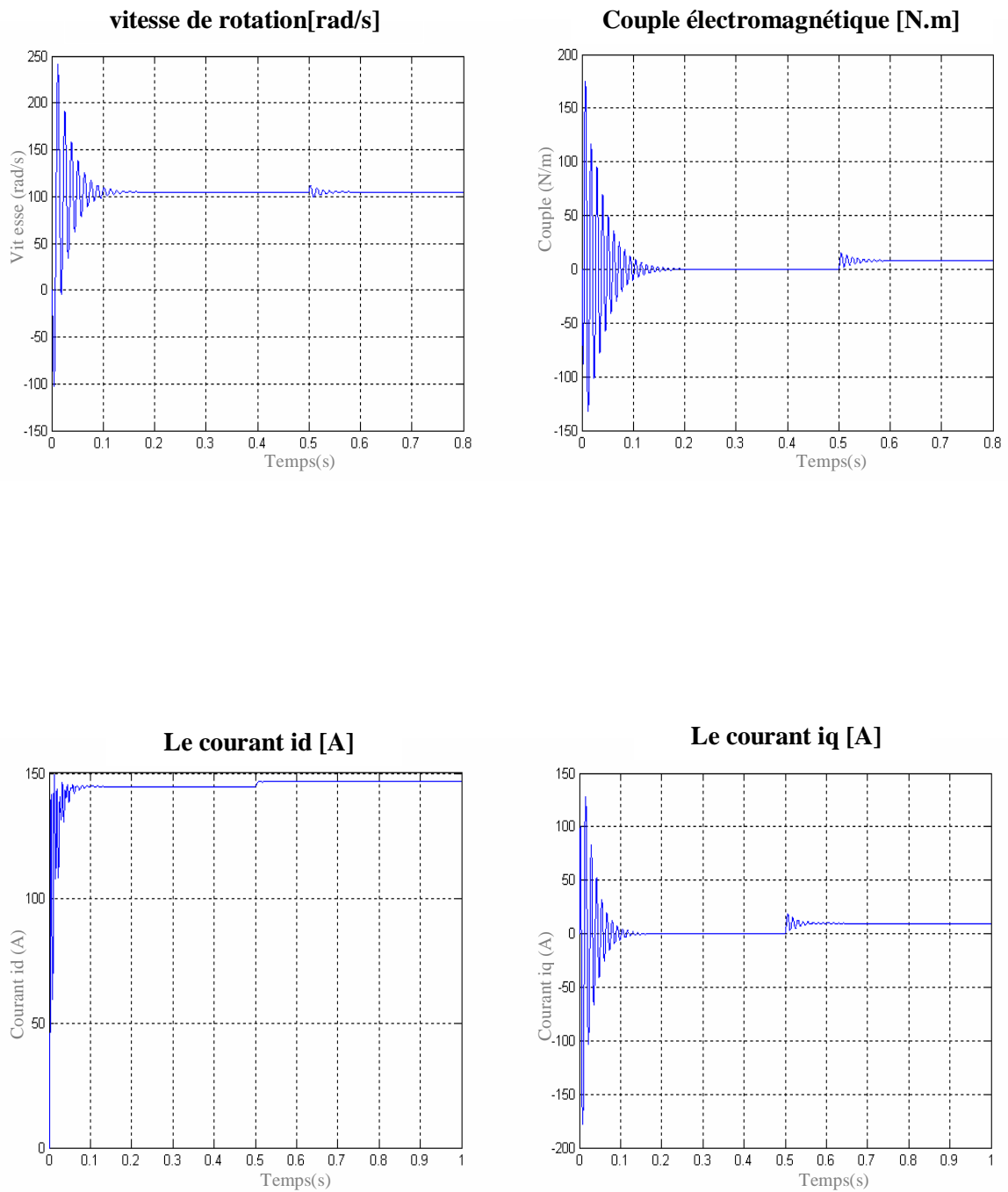


**Le courant id[A]**



**Le courant iq[A]**





**Fig.II.5 : Résultat de simulation de moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un réseau triphasé équilibré**

## II.7. Résultats de simulation

Etant classique, la première application du modèle de la machine synchrone à aimants permanents consiste en sa mise en œuvre dans la simulation numérique d'un démarrage direct sur un réseau triphasé équilibré (220/380V) de fréquence fixe (50Hz) et sans l'application de perturbation (couple résistant nul).

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée de 0.8 kW dont les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

Par suite, on applique à la MSAP un couple résistant de 5N.m au moment de son démarrage.

On constate, d'après les courbes de la figure II.5, que la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage, ensuite se stabilise à une valeur proche de 105rad/s. Comme on remarque aussi au début du démarrage des pics des courants ( $I_d, I_q$ ) assez importants qui sont présents et cela s'explique par la F.C.E.M qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite ils se rétabliront à leurs valeurs correspondantes au régime de fonctionnement, le courant  $I_q$  se réduit pour s'annuler.

Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, avant de se stabiliser par la suite sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

Ces résultats montrent bien le fort couplage existant entre ces différentes variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

## II.8.Modélisation de l'association MSAP- Onduleur de Tension

### II.8.1. Introduction

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone à aimant permanent est associée à deux convertisseurs en cascade.

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La figure.II.6 illustre le schéma de principe de cette association [22] [23].

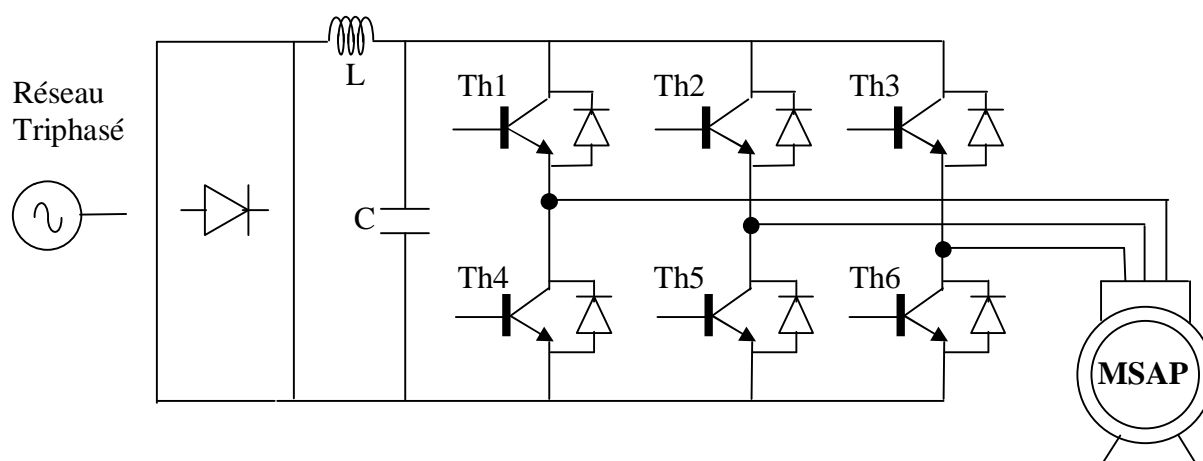


Fig.II.6 : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

### II.8.2.Onduleur de tension

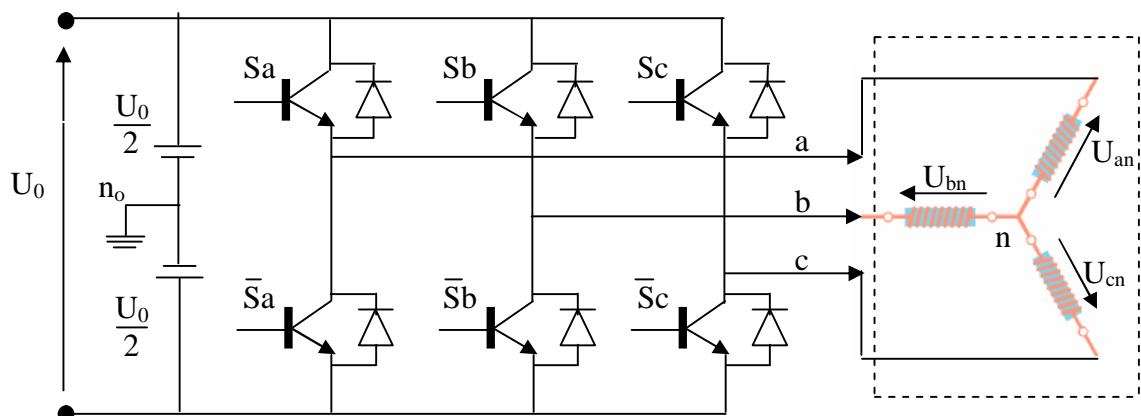
Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

### II.8.3.Modélisation de l'onduleur de tension

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne[24].

- $S_{a,b,c}=1$  : Interrupteur du demi-bas haut (a,bouc) fermé.
- $S_{a,b,c}=0$  : Interrupteur du demi-bas bas (a,bouc) fermé.

La figure (II.7) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.



**Fig.II.7 : Schéma de l'onduleur triphasé**

Pour simplifier l'étude, on supposera que [25] [26] :

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé ;

Pour les tensions composées  $u_{ab}, u_{bc}$  et  $u_{ca}$ , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

$u_{ao}, u_{bo}$  et  $u_{co}$  peuvent être considérées comme des tensions alimentant l'onduleur ( tension continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif. On a :

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

$u_{an}, u_{bn}$  et  $u_{cn}$  sont les tensions simples de la machine synchrone à aimants permanent

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

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{II.35})$$

La substitution de (II.3) dans (III.2) aboutit à :

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{II.36})$$

En remplaçant (III.4) dans (III.2), on aboutit à :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Alors :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{u_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{u_o}{3}(-S_a + S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{u_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}u_o \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Comme on peut le voir, les combinaisons  $(S_a S_b S_c) = (111)$  et  $(000)$  correspondent au vecteur nul. La figure (IV.2) dans le quatrième chapitre montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.

## II.8.4. Stratégies de commande de la (MSAP)

### II.8.4.1 Commande en couple

L'étude des expressions du couple nous permet de déterminer des stratégies de commande permettant d'optimiser les expressions en régime permanent et d'établir des comparaisons pour le choix des grandeurs de réglage de couple.

Les régulateurs classiques de machines sont de type "boucles imbriquées", c'est-à-dire qu'une régulation de couple est d'abord faite, assurant une réponse optimale en couple, puis une régulation de vitesse est effectuée, imbriquant la boucle de couple. L'hypothèse de base d'une

telle stratégie étant que les dynamiques du couple et de la vitesse sont suffisamment éloignées pour traiter séparément leurs boucles de régulation respectives.

L'équation (III.8) donnant le couple montre que celui-ci dépend de deux variables d'état qui sont :

$i_d$  et  $i_q$  (respectivement courant longitudinal et quadrature) .

$$c_e = P(\phi_q i_q - \phi_d i_d) = \{P(L_d - L_q)\dot{i}_d + P\phi_f\dot{i}_q\} \quad , \text{(II.40)}$$

Il s'agit donc de définir une relation entre deux variable puisqu'il n'y a qu'une grandeur à commander (le couple) et deux variables à réguler ( $i_d$  et  $i_q$ ).

### II.8.2.Première stratégie : utilisation du couple réductant

Un critère usuel pour la commande en couple consiste à obtenir un rapport ( couple/ courant en ligne) maximal, en utilisant le couple réductant du moteur.

Les courants de ligne s'écrivent :

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{\frac{2}{3}}(\cos(P\theta)i_d + \cos(P\theta)i_q) \\ i_b = \sqrt{\frac{2}{3}}(\cos(P\theta - \frac{2\pi}{3})i_d + \cos(P\theta - \frac{2\pi}{3})i_q) \\ i_c = \sqrt{\frac{2}{3}}(\cos(P\theta + \frac{2\pi}{3})i_d + \cos(P\theta + \frac{2\pi}{3})i_q) \end{cases} \quad \text{(II.41)}$$

En définissant :

$$I = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad \text{(II.42)}$$

$$\alpha = \arccos\left(\frac{i_d}{I}\right) = \arcsin\left(\frac{i_q}{I}\right)$$

Nous pouvons écrire les courants de ligne :

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{\frac{2}{3}}I \cos(P\theta + \alpha) \\ i_b = \sqrt{\frac{2}{3}}I \cos(P\theta + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = \sqrt{\frac{2}{3}}I \cos(P\theta + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{(II.43)}$$

Nous voyons donc que le module de courant en ligne est :  $\sqrt{\frac{2}{3}}I$

Il s'agit de calculer l'angle  $\alpha$  optimal permettant d'obtenir un rapport couple courant en ligne maximal.

Soit  $T$  ce rapport à rendre maximal :

$$T = \frac{C_e}{I} = \frac{\{P(L_d - L_q)i_d + P\phi_f\}i_q}{I} = \frac{\{P(L_d - L_q)I \cos(\alpha) + P\phi_f\}I \sin(\alpha)}{I} \quad (\text{II.44})$$

Cherchons  $\alpha$  pour lequel  $\frac{\partial T}{\partial \alpha} = 0$

$$\frac{\partial T}{\partial \alpha} = P(L_d - L_q)I \cos(2\alpha) + P\phi_f \cos(\alpha) \quad (\text{II.45})$$

Nos avons  $\frac{\partial T}{\partial \alpha} = 0$  si :

$$2P(L_d - L_q)I \cos^2(\alpha) + P\phi_f \cos(\alpha) - P(L_d - L_q)I = 0 \quad (\text{II.46})$$

Il y a deux solutions qui sont :

$$\alpha_{opt} = \arccos = \left\{ \frac{P\phi_f \pm \sqrt{(P\phi_f)^2 + 8P^2(L_d - L_q)^2 I^2}}{4P(L_d - L_q)I} \right\} \quad (\text{II.47})$$

Le courant de ligne est compris entre zéro et le courant maximal en ligne admissible par le moteur qui est donné par :

$$i_{a \max} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{\max} \quad (\text{II.48})$$

Une première stratégie consiste à prendre pour  $\alpha_{opt}$  une valeur moyenne. Nous avons alors une lois de proportionnalité entre  $i_d$  et  $i_q$  :

$$i_{a \max} = \text{tg}(\alpha_{opt})i_d \quad (\text{II.49})$$

Le couple vaut alors :

$$C_e = \frac{P(L_d - L_q)i_q^2}{\text{tg}(\alpha_{opt})} + P\phi_f i_q \quad (\text{II.50})$$

Il est à noter que cette loi de commande liant le couple à la variable  $i_q$  n'est pas linéaire. Cette stratégie, surtout intéressante dans les grandes puissances.

### II.8.3. Deuxième stratégie : simplifier la loi couple- courant

Une seconde stratégie que l'on rencontre fréquemment consiste à avoir la loi de commande la plus simplifiée possible entre le couple et les courants  $i_d$  et  $i_q$ , de façon à obtenir la plus grande similitude possible entre la commande en couple de la machine synchrone et une commande en couple de machine à courant continu. Ceci est traditionnellement réalisé en imposant  $i_d$  égal à zéro.

En effet, le couple vaut alors :

$$C_e = P\phi_f i_q \quad (\text{II.51})$$

Il est à noter qu'une telle commande en couple n'utilise pas le couple réductant du moteur. Cette stratégie, surtout intéressante pour les servomoteurs, relève d'un point de vue "automatique" (fonctions de transfert plus simples et optimisation plus aisée de la dynamique). La manière naturelle de contrôler le couple consiste à contrôler les courants  $i_d$  et  $i_q$ . Pour cela on associe à la structure Machine-onduleur un reconstruteur d'état afin de calculer  $i_d$  et  $i_q$  à partir des courants de ligne de moteur. Nous pouvons ainsi régler ces deux variables et les asservir aux consignes nécessaires à l'obtention du couple désiré.

### II.8.4. Stratégie de contrôle du courant dans le cas de l'alimentation par un onduleur de tension

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et à tension fixe; en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

La méthode de contrôle des courants par M.L.I à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence de tension sinusoïdale.

La manipulation du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à M.L.I. présente deux importants à savoir :

Repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage. Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension désirée.

Pour cela, deux techniques peuvent être mises en oeuvre.

Contrôle des courants par hystérésis

Contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (MLI)

#### II.8.4.1. Contrôle par hystérésis

Le principe de fonctionnement de la commande des courants par hystérésis est basé sur une comparaison des courants dans les phases de la machine avec les courants de référence

fournis par le système d'autopilotage. A chaque instant, l'état de conduction des interrupteurs de chaque bras dépend du signe du signal d'erreur correspondant.

Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence d'une valeur fixée par l'hystérésis du régulateur, une commutation est imposée aux interrupteurs du bras d'onduleur correspondant de façon à maintenir les courants à l'intérieur de leur bande.

Dans ce système de contrôle, la fréquence de commutation des tensions est libre et essentiellement variable. La mise en œuvre de cette stratégie est relativement simple et ne nécessite pas a priori une connaissance précise des caractéristiques de la machine. Il faut néanmoins que la fréquence de commutation des interrupteurs reste compatible avec les possibilités de l'onduleur [27].

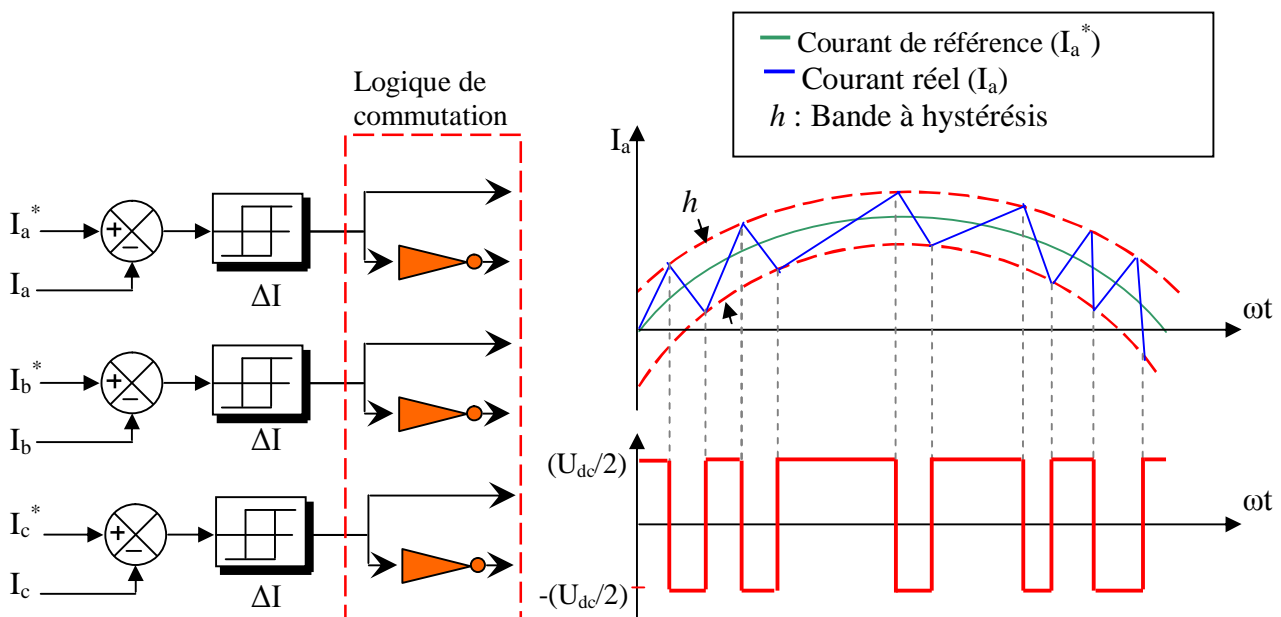


Fig.II.8 : Contrôle des courants sinusoïdaux par hystérésis

#### II.8.4.2. Contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (MLI)

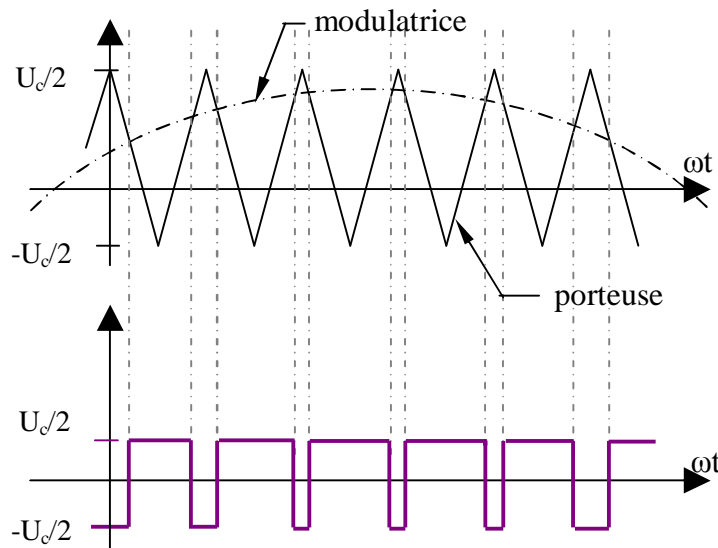
On distingue les types suivants :

##### A) Modulation naturelle (sinus - triangle)

Dans la méthode de M.L.I. naturelle[28], les instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs des impulsions de commande sont déterminés par la comparaison entre la tension modulante sinusoïdale «modulatrice» basse fréquence et une onde triangulaire «porteuse» haute fréquence.

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage. Ces instants étant définis de manière naturelle par la comparaison de deux ondes, il n'existe pas de période d'échantillonnage bien définie, d'où le qualificatif d'échantillonnage naturel, figure (II.9)

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, ce qui rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques, Ceci justifie l'apparition de la MLI régulière ou échantillonnée



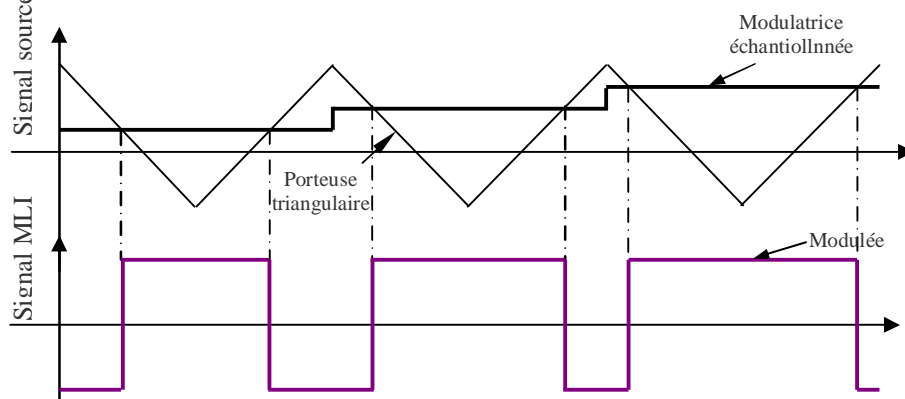
**Fig.II.9 : M.L.I à échantillonnage naturel**

### B) Modulation régulière symétrique (échantillonnée)

Dans cette technique, l'échantillonnage des tensions de référence se fait à des instants périodiquement espacés. Sur la figure II.10 nous présentons ce principe d'échantillonnage[29].

L'onde modulante est échantillonnée à chaque sommet positif de l'onde triangulaire. Cette procédure produit une onde qui est une approximation de la référence sinusoïdale.

L'impulsion générée est symétrique par rapport au centre de la période et la méthode est dénommée M.L.I régulière symétrique. Les instants d'échantillonnage, régulièrement espacés ne dépendent de la même valeur échantillonner [30]. Cette méthode est facilement réalisable en temps réel.



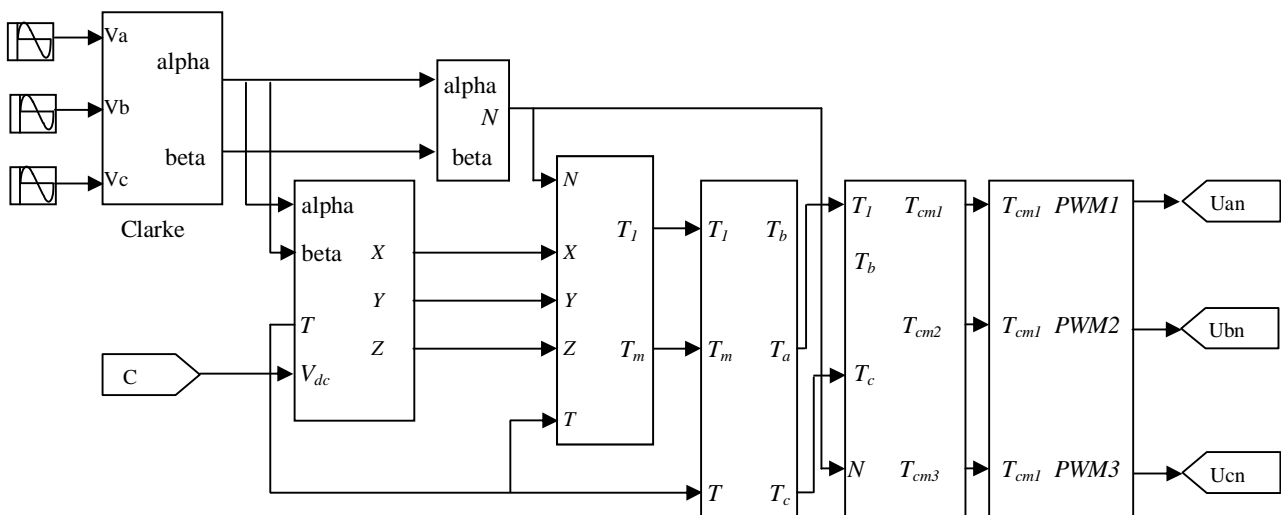
**Fig.II.10 : Echantillonnage régulier symétrique**

### C) La SVM (Space Vector Modulation) [31]

Le nom de SVM est souvent confondu avec le nom de MLI vectorielle. Cependant la SVM est basée sur la représentation par des vecteurs de tensions  $V_s$  de l'onduleur comme expliqué dans la figure (IV.2) et utilise la technique directe numérique (DDT-Direct digital technique) sans comparaison théorique ou pratique entre modulante ou dent de scie.

#### ▪ Modélisation de la SVM sous «SIMULINK»

Après avoir rappelé les différents principes de la fonctionnement de la MLI, nous allons maintenant la modéliser sous l'environnement «simulink» du logiciel Matlab[32].



**Fig.II.11 : Synoptique de la modélisation de la SVM sous Simulink**

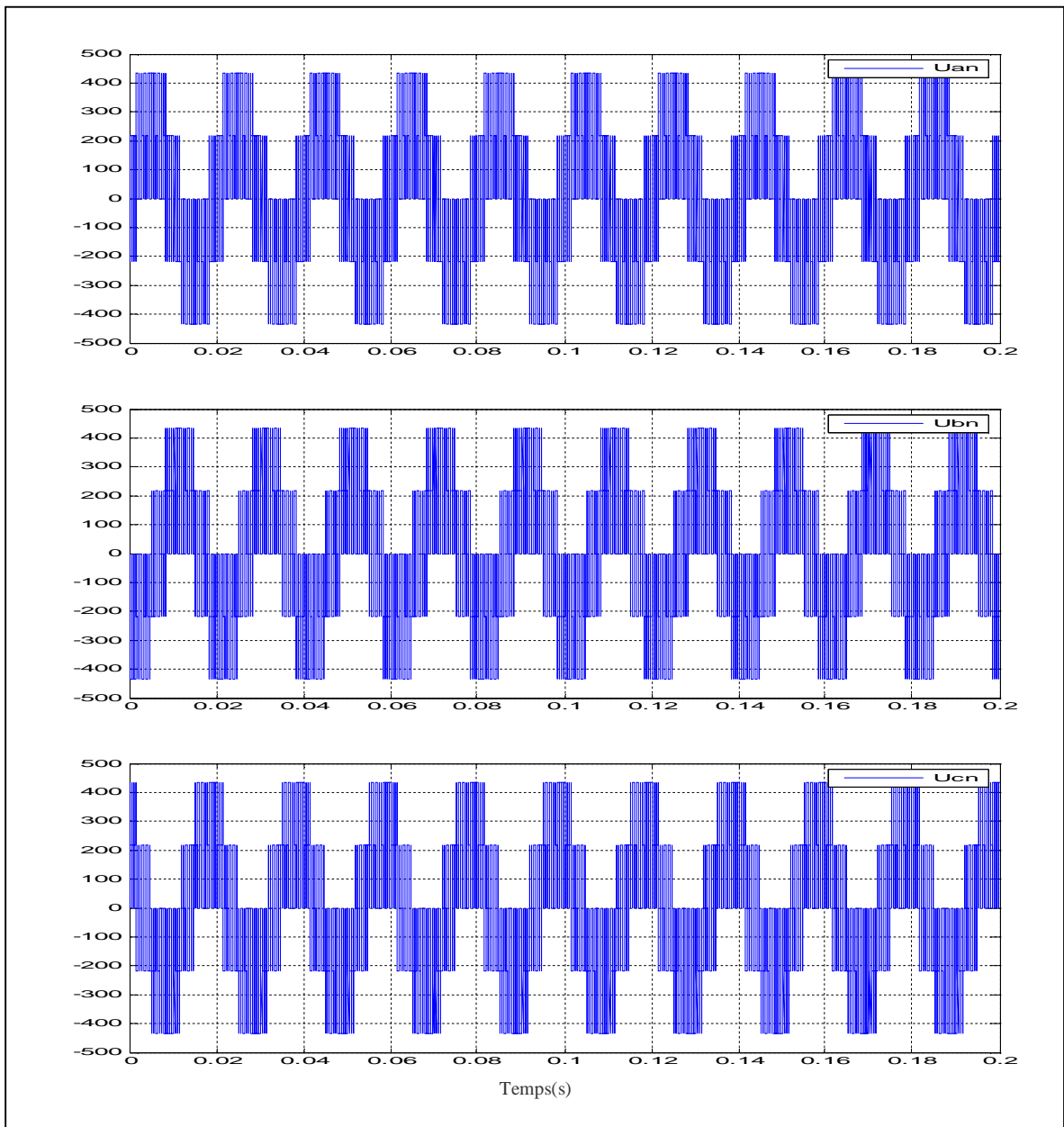
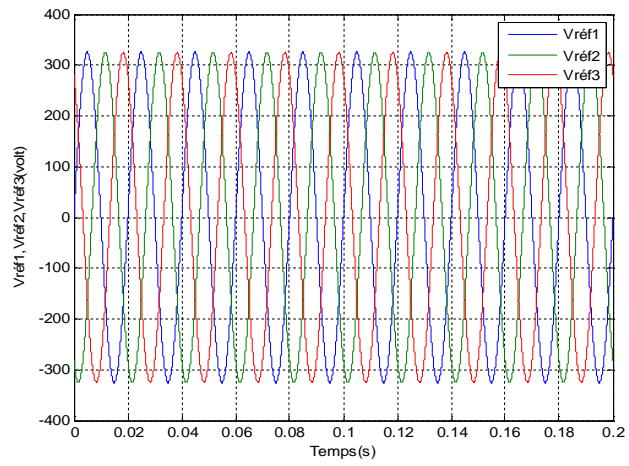


Fig.II.12 : Signaux de commande de la SVM

## **II.9. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté des fondements sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. En se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, nous avons établi le modèle du MSAP dans le repère de Park afin de linéariser le système et faciliter son étude. Puis, on s'est intéressé successivement à la modélisation, au principe de fonctionnement et à la commande de l'onduleur de tension triphasé.

Une simulation a été exécutée sur cette machine ainsi que sur l'onduleur de tension. D'après les résultats de simulation obtenus, nous pouvons conclure que les réponses sont très rapides et stables.

# Chapitre III

## Commande vectorielle de la MSAP

### III.1 Introduction

Par le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Pour toutes ces raisons, la machine synchrone à aimants permanents tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution est motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose que le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite 'd'orientation du flux', à été proposée par Blaschke en 1972 [33], elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composant analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, qui est l'objectif de ce chapitre.

### III.2 Principe de la commande vectorielle [34] [35]

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

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

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

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

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure (III.1), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant  $I_f$  constant produisant un flux équivalent à celui des aimants.

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

$$\phi_f = L_f I_f \quad (\text{III.3})$$

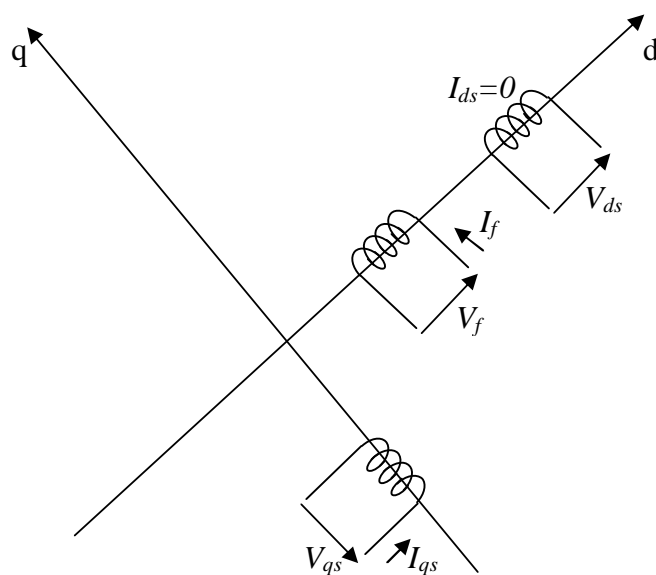
Pour tout régime, le flux et le courant reste en quadrature de sorte que l'évolution du couple suit celle de  $I_{qs}$  donc :

Le couple électromécanique devient :

$$K = \frac{3}{2} P \phi_f \quad (\text{III.4})$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à  $I_q$  :

$$C_e = K I_{qs} \quad (\text{III.5})$$



**Fig.III.1 : commande par orientation du flux de la MSAP ( $I_{ds}$  nul)**

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

### III.3 Commande vectorielle de la (MSAP)

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

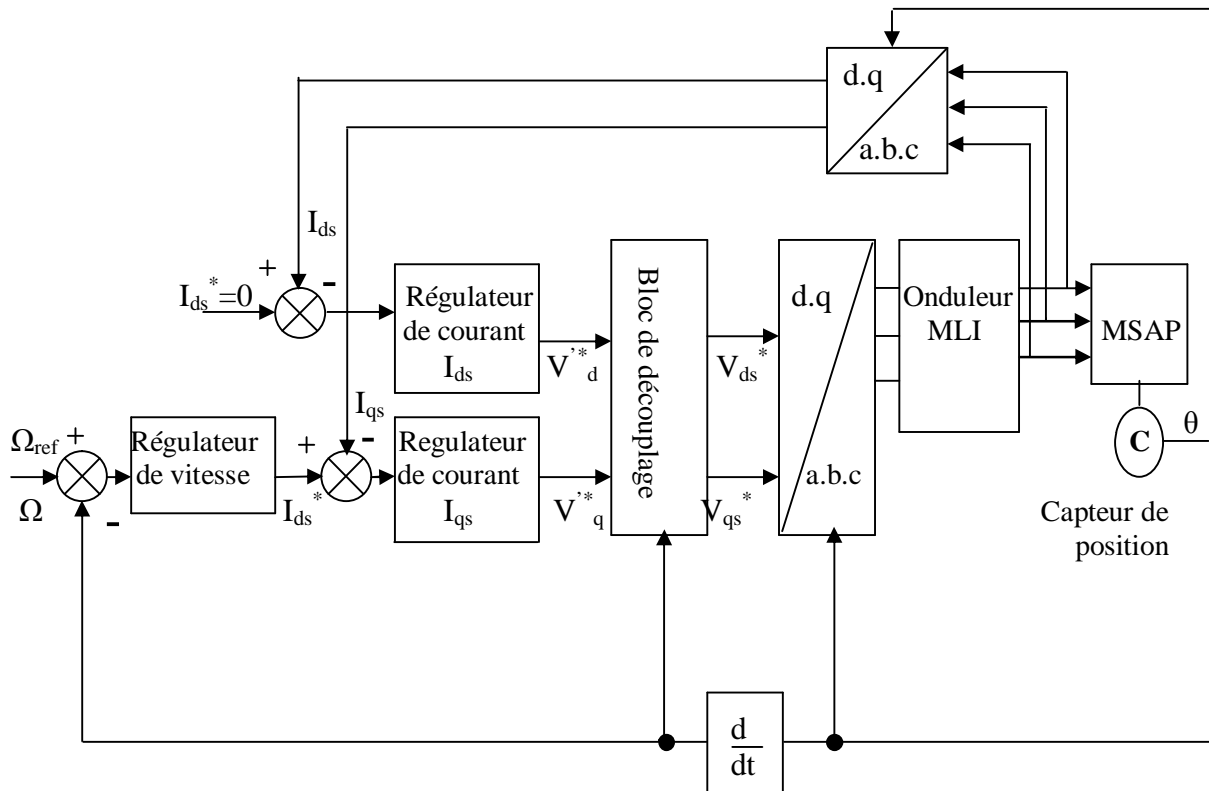
- L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.

- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

### III.3.1 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension

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

La figure (III.2) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux



**Fig.III.2 : 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  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  et transformation de Park et Concordia.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  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 tension de la commande de l'onduleur à commande MLI.

Le système d'équation (II.24.29) introduit au chapitre précédent présente des non linéarités dues essentiellement à la présence des termes  $\omega I_{ds}$ ,  $\omega I_{qs}$  et  $I_{ds}I_{qs}$  pour cette raison nous allons ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes  $d$  et  $q$  complètement indépendantes, ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

### III.4. 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 possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes  $d$  et  $q$ .

La compensation a 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 [36].

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

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d s)I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = (R_s + L_q s)I_q + \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La figure (III.3) représente le couple entre les axes  $d$  et  $q$

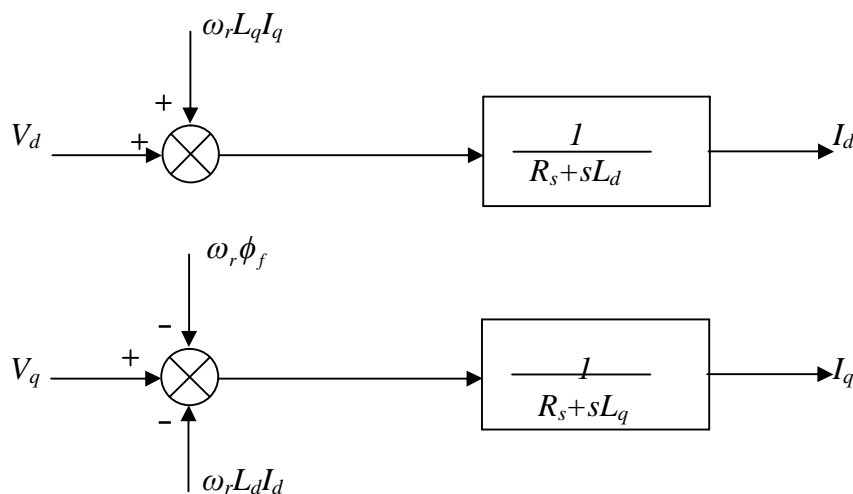


Fig.III.3 : Description des couplages

A partir des équations (III.6), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions Fig. (III.4).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe  $d$  en deux parties :

$$\text{Alors : } \begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega L_q I_q \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

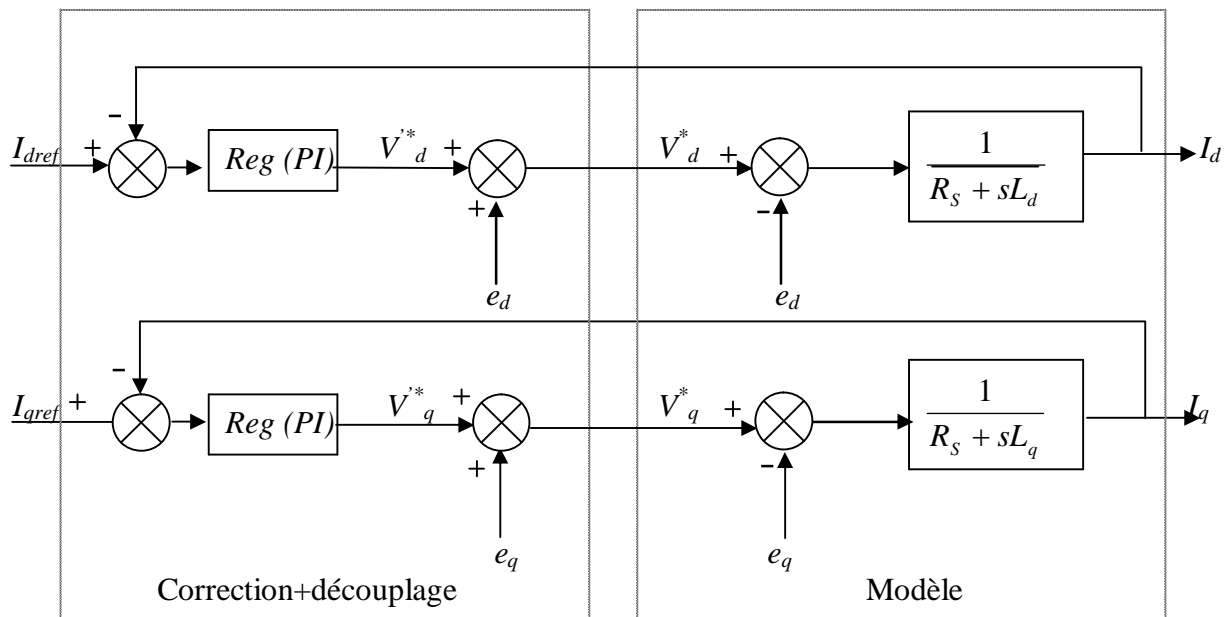
$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + sL_d} \quad (\text{III.8})$$

La perturbation  $e_d$  est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega L_d I_d + \omega \phi_f \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

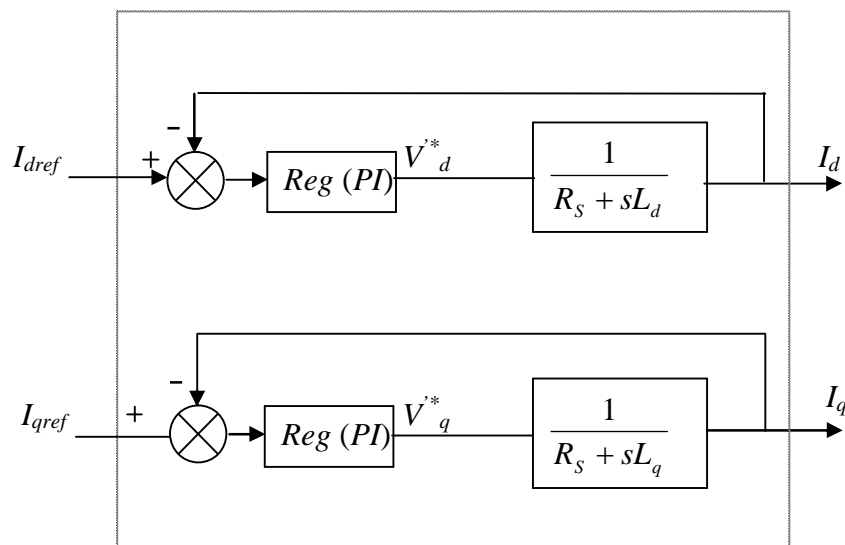
De la même façon, le terme  $e_q$  est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + sL_q} \quad (\text{III.10})$$



**Fig.III.4 : Découplage par compensation.**

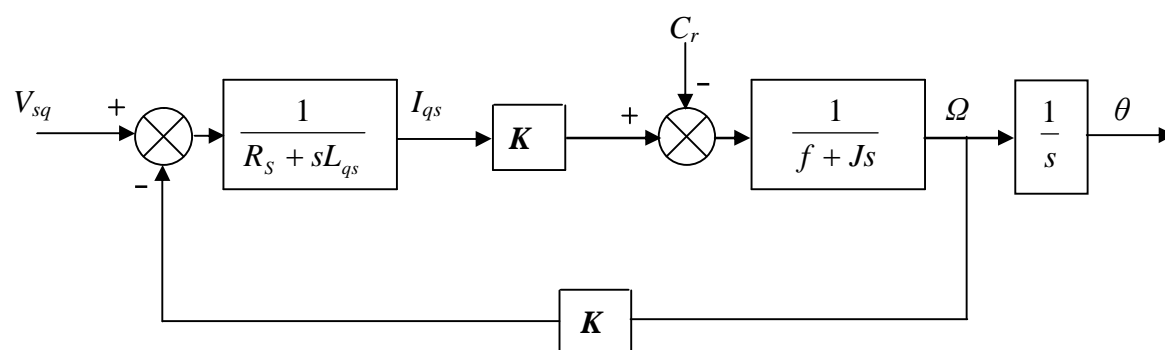
Les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont donc découplées.



**Fig.III.5 : Commande découplée**

### III.5.Régulation

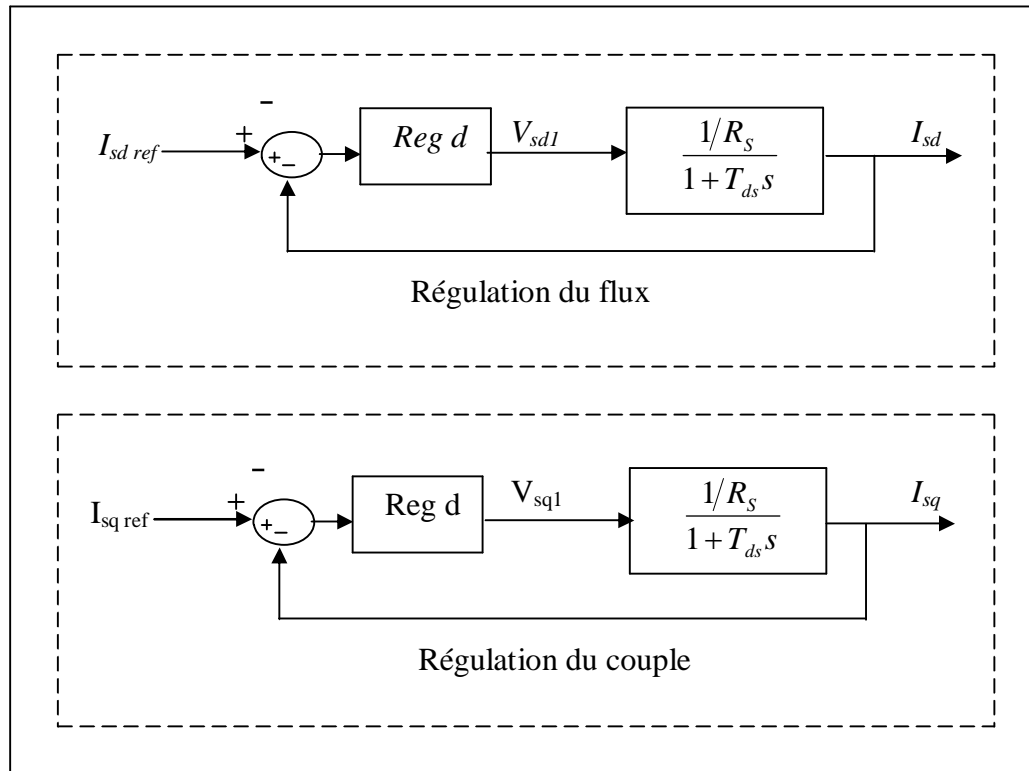
Lorsque le découplage entre l'axe  $d$  et l'axe  $q$  est réalisé et que  $I_d$  est maintenu nul, la figure (II.4) de chapitre précédent se réduit à la figure (III.6). Cette dernière figure montre que l'axe  $q$  de la machine se réduit alors à un schéma équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparé.



**Fig.III.6 : schéma bloc représentant la (MSAP) après l'orientation du flux**

### III.5.1. Calcul des régulateurs de courant

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



**Fig.III.7 : commande des courants en deux boucles indépendantes**

A partir des équations (III.6), (III.7) et (III.9), on peut écrire les fonctions de transfert suivantes :

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{ds} \cdot s} = \frac{I_{sd}}{V_{sd1}} \quad (\text{III.11})$$

$$F_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{ds} \cdot s} = \frac{I_{sq}}{V_{sq1}} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$T_{ds} = \frac{L_{ds}}{R_s} \quad (\text{III.13})$$

$$T_{qs} = \frac{L_{qs}}{R_s} \quad (\text{III.14})$$

Les régulateurs ( $\text{Re } g_d$ ) et ( $\text{Re } g_q$ ) sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$\text{Re } g_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s\right) \quad (\text{III.15})$$

$$\text{Re } g_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \quad (\text{III.16})$$

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

$$FTBO_d = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s\right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{ds} \cdot s} \quad (\text{III.17})$$

$$FTBO_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_{ds} \cdot s} \quad (\text{III.18})$$

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

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_{ds} \quad (\text{III.19})$$

$$\frac{K_{pq}}{K_{iq}} = T_{qs} \quad (\text{III.20})$$

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

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{I_{sd}}{I_{sd.ref}} \quad (\text{III.21})$$

$$FTBF_q = \frac{1}{1 + \tau_q s} = \frac{I_{sq}}{I_{sq.ref}} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

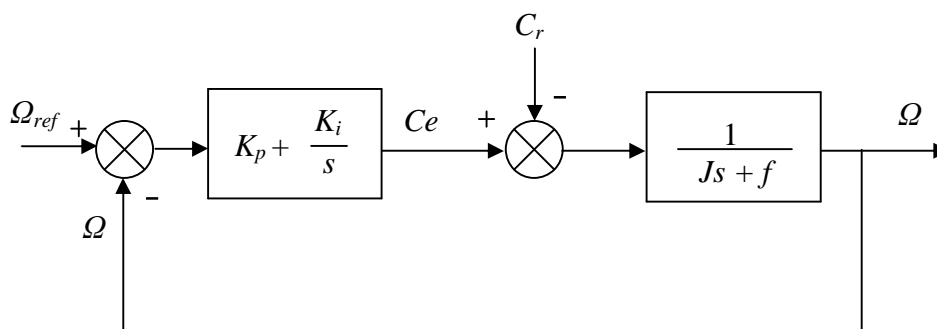
$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}} \quad (\text{III.23})$$

$$\tau_q = \frac{R_s}{K_{iq}} \quad (\text{III.24})$$

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

### III.5.1. Calcul de régulateur de vitesse

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



**Fig.III.8 : commande de la vitesse**

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

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{III.25})$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{s} \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{js + f} \quad (\text{III.26})$$

En adoptant ainsi l'expression de la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée qui donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p}\right)}{Js^2 + (f + K_p)s + K_i} \quad (III.27)$$

La  $FTBF_{\Omega}$  possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, par identification à la forme canonique du 2<sup>ème</sup> ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0}\right)s + 1 \quad (III.28)$$

Avec,  $\zeta$  représente le coefficient d'amortissement et  $\omega_0$  représente la pulsation naturelle. Par identification des équations (III.27) et (III.28) on obtient :

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (III.29)$$

$$\frac{f + K_p}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \quad (III.30)$$

On déduit  $K_i$  et  $K_p$  :

$$K_i = J\omega_0^2 \quad (III.31)$$

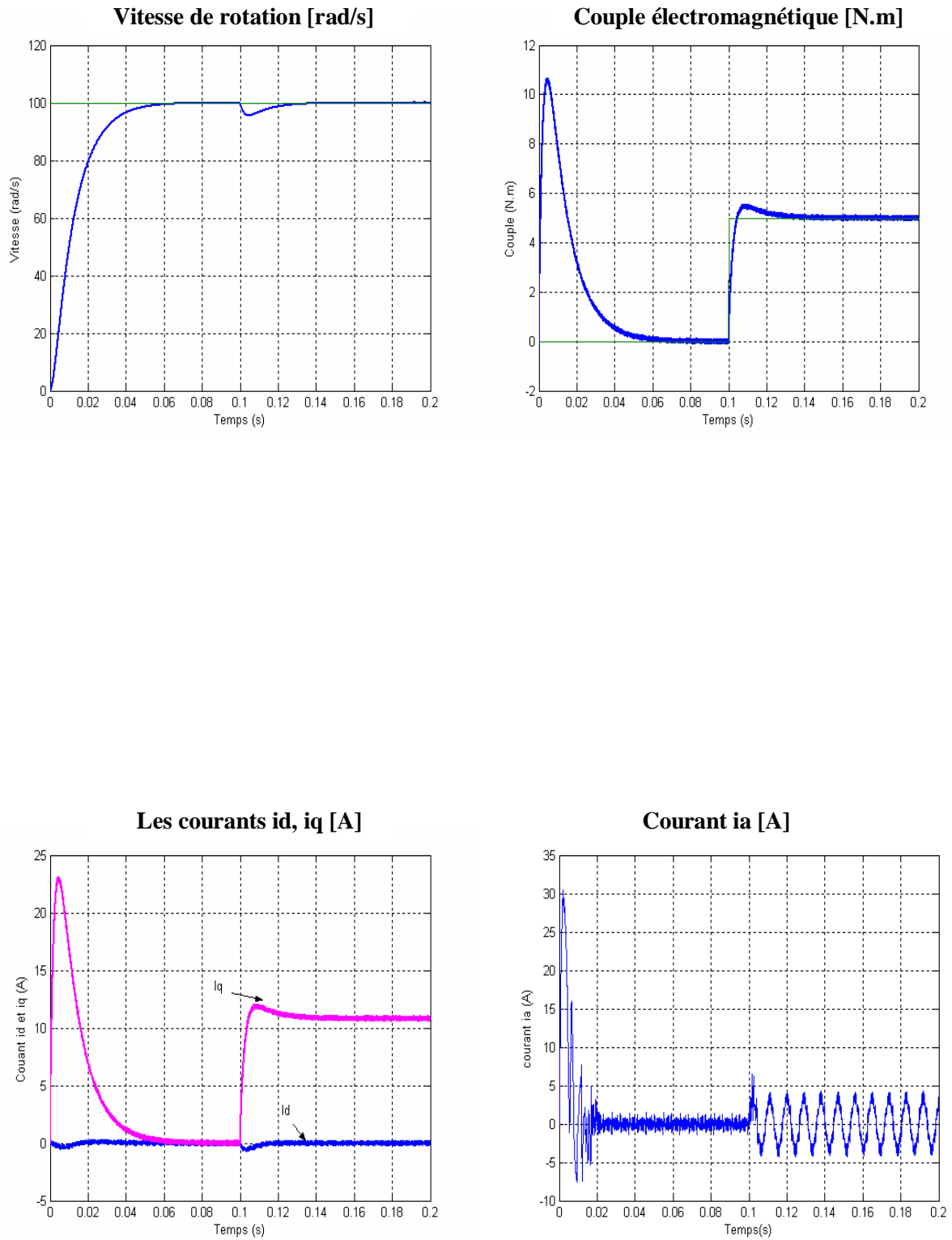
$$K_p = \frac{2\zeta \cdot K_i}{\omega_0} - f \quad (III.32)$$

### III.6. Interprétation des résultats

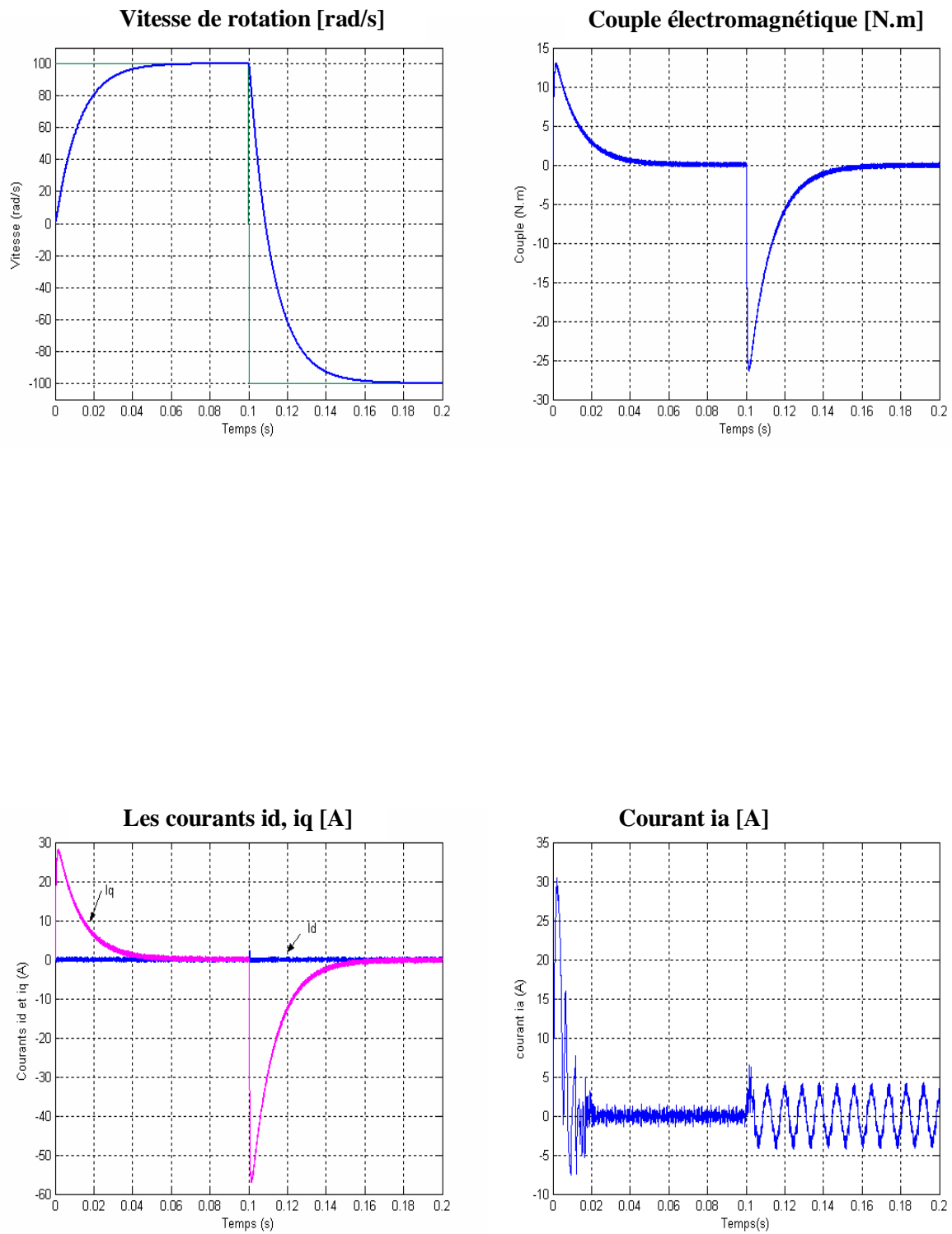
On remarque d'après la figure (III.9) que, lors du démarrage à vide de la (MSAP) pour un échelon de consigne de 100rad/s, suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de t=0.1s que :

- L'allure de la vitesse suite parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rigoureusement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 5 N.m
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la (MSAP), ainsi le courant  $I_d=0$ .
- Le courant  $I_q$  est l'image du couple.

Dans l'essai de la figure (III.10). On a inversé la vitesse de rotation de la (MSAP) de la valeur référentielle +100 rad/s à la l'instant t=0.1 s. les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.



**Fig. III.9 : Réponses de la MSAP en charge avec ( $C_r = 5 \text{ N.m}$  à  $t=0.1 \text{ s}$ )**



**Fig. III.10 : Réponse de la MSAP pour une inversion de la vitesse à  $t=0.1s$**

### **III.7. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude de la commande vectorielle appliquée à l'association Onduleur deux niveaux – MSAP. La simulation de cette dernière montre un très bon découplage se traduisant par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique. Ceci nous permet l'approche des performances analogiques à celle du moteur à courant continu [37].

Pour notre cas, le modèle est à paramètres constants et l'état de la machine est supposé entièrement mesurable, par conséquent la commande permet de réaliser des boucles de régulations indépendantes pour le couple et le flux statorique. La commande non linéaire est directement affectée par le couple de charge et les variations paramétriques; ce qui nécessite l'élaboration d'une commande non linéaire adaptative, dite "dynamique" avec une estimation du couple résistant afin de rendre la commande plus robuste.

Nous remarquons que quelque soient les plages de fonctionnement de la (MSAP), les réponses avec cette commande proposée sont plus rapides et plus performantes lors des perturbations représentées par le couple de charge nominal et la variation paramétrique du moteur [38].

# Chapitre IV

## Commande directe du couple de la MSAP

## IV.1. Introduction

La commande directe du couple a été présentée en Allemagne par Hasse, Blaske, et Leonhard pour des moteurs à induction comme nouvelle approche pour la commande de couple et de flux.

Le contrôle directe du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglosaxonne «Direct torque (and Flux) control», et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs allemand et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field oriented control.). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée. Une fois alimentée par un onduleur de tension sans régulateur de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenue à partir d'une commande vectorielle. Trois techniques de commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes de DTFC [39] [40]:

- commande par une table de commutation;
- commande automatique directe (DSC : Direct Self Control), l'une des méthodes qui a été introduite par *Depenbrock* en 1987 ;
- commande directe par modulation de vecteur (DVMC : Direct Vector Modulation Control).

Ce type de commande repose sur la détermination «directe» de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations).

Dans ce qui suit, on s'intéressera spécialement à la commande directe du couple et du flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande du MSAP par DTC.

## VI.2.Principes généraux de la commande directe du couple

Le principe de la commande directe de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Des erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs hystérésis. Selon les comparateurs un vecteur de tension est choisi parmi une table [41].

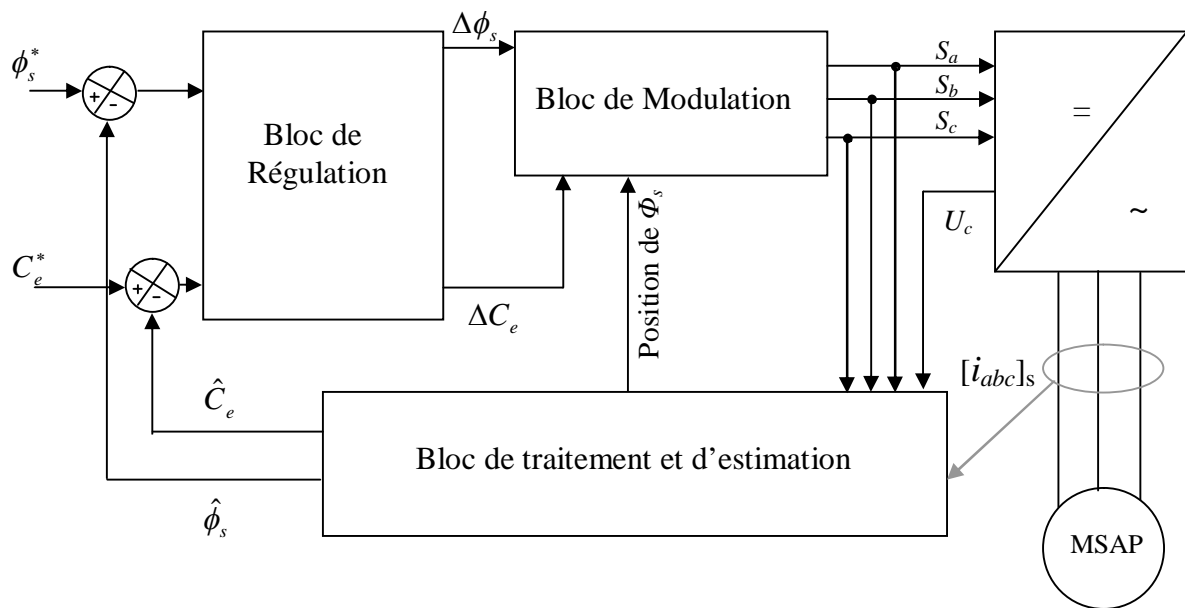
Aucune modulation de largeur d'impulsion n'est nécessaire; au lieu de cela un des six vecteurs de tension est appliqué pendant toute la période d'échantillon.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tension du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.

- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.



**Fig.IV.1 : schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une (MSAP)**

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement.

En plus :

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator ;
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple ;
- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classique; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées Park dans des axes tournants.

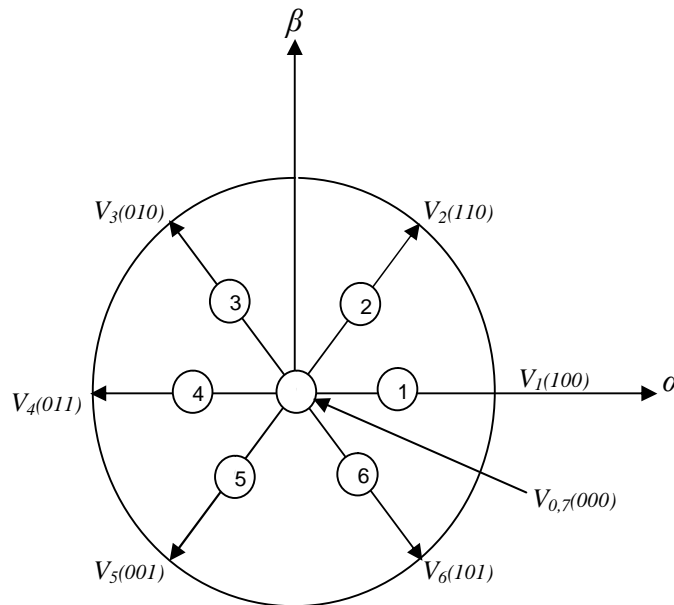
### IV.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

A partir de la stratégie de base de la DTC proposée par *Takahashi*, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses [42] [43] formes. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de *Takahashi* et celle sans séquence nulles.

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondantes aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, (voir figure (IV.2) On peut écrire :

$$\bar{V}_{sn0} = \bar{V}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_{an0} + V_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{IV.1})$$

$[V_{an0} V_{bn0} V_{cn0}]^T$  est le vecteur de tensions de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs (voir figure II.7). Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande  $S_i (i=1,2,3)$ , où  $S_i$  est l'état de l'interrupteur.



**Fig.IV.2 : Séquence de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires**

Avec :

$$\bar{V}_0 \Leftrightarrow (S_1, S_2, S_3) = (0,0,0) \text{ et } \bar{V}_7 \Leftrightarrow (S_1, S_2, S_3) = (0,0,0).$$

#### IV.4.Stratégie de commande directe de couple et de flux

*Takahashi* a proposé une stratégie de commande ce couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant :

- le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50\mu s$ );
- pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la (MSAP) ;
- On reconstitue les composantes du vecteurs de flux statorique, on utilisant les équations (IV.10-13) ;
- On estime le couple électromagnétique de la(MSAP), en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (IV-14) ;
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

##### IV.4.1.Contrôle du vecteur de flux statorique

On se place dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la machine. Le flux statorique de la (MSAP) est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (IV.2)$$

On obtient :

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (IV.3)$$

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (IV.4)$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué à la (MSAP) reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\phi}_s(k+1) \approx \bar{\phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (IV.5)$$

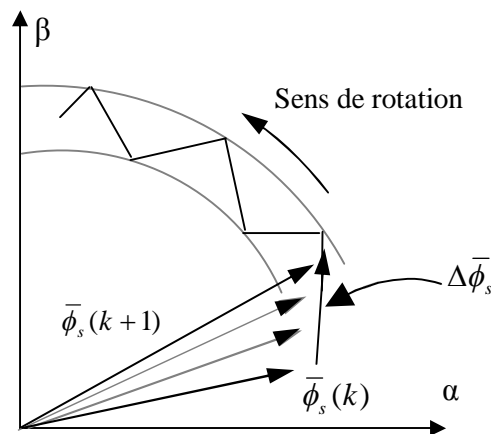
Où encore :

$$\Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (IV.6)$$

Avec :

- $\bar{\phi}_s(k)$  c'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\bar{\phi}_s(k+1)$  c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta \bar{\phi}_s$  c'est la variation du vecteur flux statorique ( $\bar{\phi}_s(k+1) - \bar{\phi}_s(k)$ );
- $T_e$  c'est la période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes,  $\bar{\phi}_s$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique. Pour une période d'échantillonnage constante,  $\Delta\bar{\phi}_s$  est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator de la (MSAP). La figure (IV.) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .



**Fig.IV.3 : Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$**

Donc pour augmenter le flux, statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

#### IV.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante.

$$C_e = k(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r') = k|\bar{\phi}_s||\bar{\phi}_r'| \sin(\theta) \quad (\text{IV.7})$$

Tels que  $k = \frac{P}{L_q}$

Avec :

- $\bar{\phi}_s$  : c'est le vecteur de flux statorique ;
- $\bar{\phi}_r'$  : c'est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- $\delta$  : c'est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\bar{\phi}_s$  et  $\bar{\phi}_r$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\bar{\phi}_s$  (à partir de  $\bar{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\bar{\phi}_s$  et donc le couple électromagnétique de façon découpée.

#### IV.5.Sélection du vecteur de tension

Le choix de vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\bar{\phi}_s$  et du sens de rotation de  $\bar{\phi}_s$  et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique  $(\alpha, \beta)$ , on peut délimiter l'espace  $\bar{\phi}_s$  en le décomposant en six zones appelées secteurs, déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes  $(\alpha)$  et  $(\beta)$ . L'axe  $(\alpha)$  est choisi confondu avec l'axe de la phase  $(a)$  de l'enroulement triphasé  $(a, b, c)$  (voir figure IV.4).

Lorsque le flux  $\bar{\phi}_s$  se trouve dans une zone  $i$  ( $i = 1, \dots, 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants [44][45] [46].

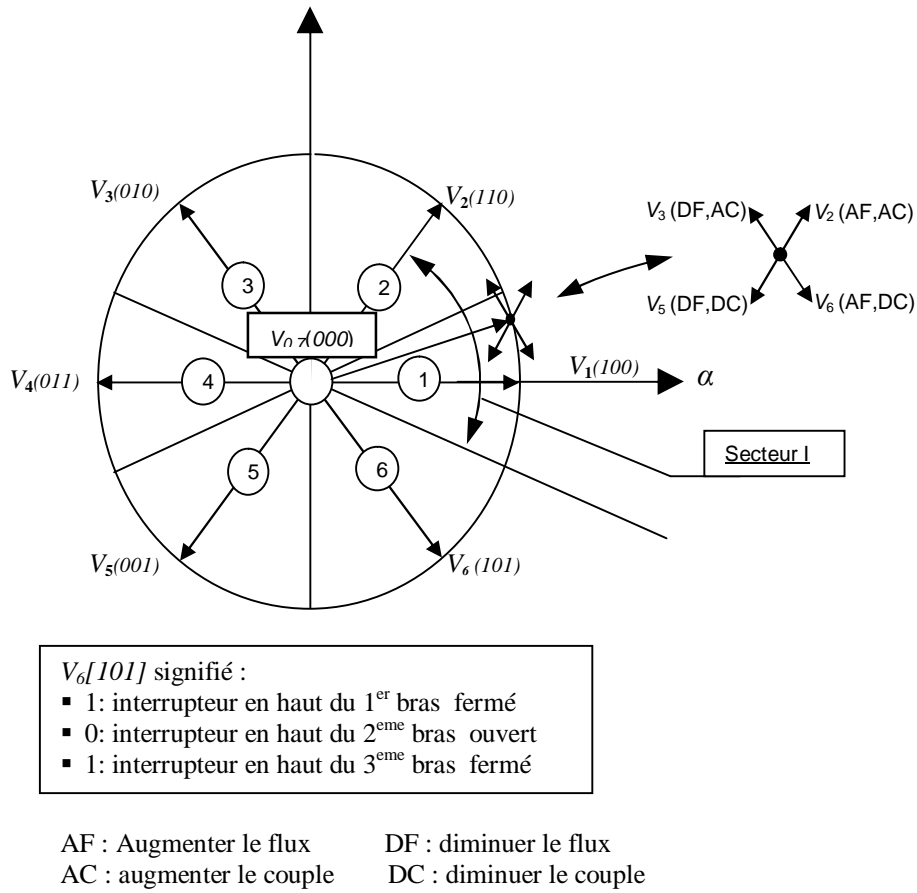
- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\bar{\phi}_s$  croît et  $C_e$  croît ;
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\bar{\phi}_s$  croît et  $C_e$  décroît ;
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\bar{\phi}_s$  décroît et  $C_e$  croît ;
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\bar{\phi}_s$  décroît et  $C_e$  décroît ;
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la relation du flux  $\bar{\phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\bar{\phi}_s$  reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone  $i$ .

En effet, au début de la zone, les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\phi}_s$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Alors aux vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\phi}_s$ , au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de  $\bar{\phi}_s$ ) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de  $\bar{\phi}_s$  dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\bar{\phi}_s$ .

Un estimateur de module de  $\bar{\phi}_s$  et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple est donc nécessaires, pour une commande DTC.



**Fig.IV.4 : partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_{i=1...6}$**

**IV.6.Estimation du flux et du couple**

On considère le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la (MSAP). Les équations des tensions statoriques sont exprimées par [47].

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \dot{\phi}_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dot{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Le calcul du flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\hat{\phi}_s = \hat{\phi}_{s\alpha} + j\hat{\phi}_{s\beta} \quad (IV.9)$$

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

On obtient les tensions  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$  à partir des commandes  $(S_1, S_2, S_3)$  et de la mesure de la tension  $U_c$ , en appliquant la transformée de Concordia :

$$\bar{V}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \quad (\text{IV.11})$$

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3)) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_2 + S_3) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\phi}_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} P (\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{IV.14})$$

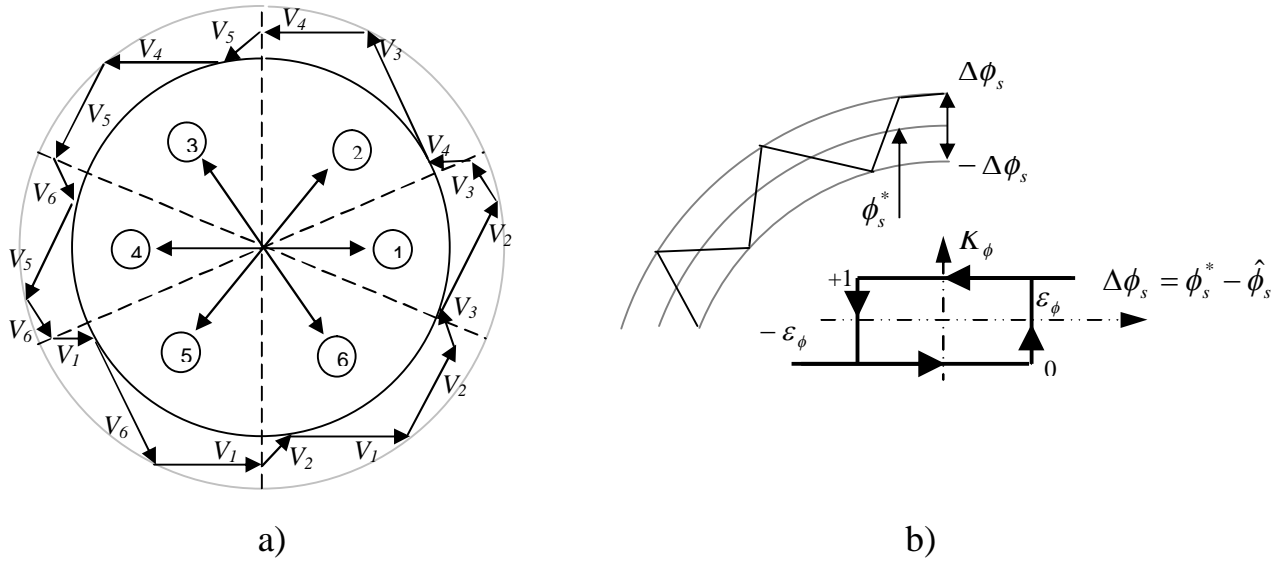
L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée à la (MSAP) en particulier et surtout la commande par DTC.

Dans ce travail, le modèle de la (MSAP) utilisé est exprimé dans le repère  $(d, q)$ , pour cela il nous faut un passage biphasé  $\alpha\beta \rightarrow dq$ .

Les deux composantes du flux statorique sont donnée par (II.21, 22), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse  $dq \rightarrow \alpha\beta$ .

#### IV.6.1. Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux  $\hat{\phi}_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (IV.5).



**Fig.IV.5 : a) Sélection des tensions  $V_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique  $\phi_s$ ,  
b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.**

On peut écrire ainsi :

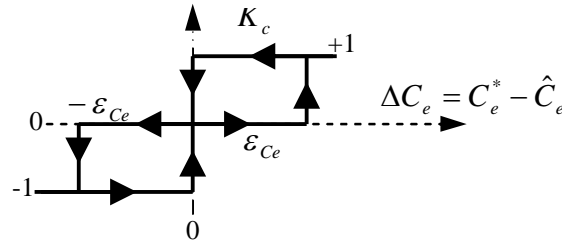
$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\phi_s > \epsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \epsilon_\phi \quad \text{et } d\Delta\phi/dt > 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \epsilon_\phi \quad \text{et } d\Delta\phi/dt < 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\
 \text{si } \Delta\phi_s < -\epsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0
 \end{cases} \quad (IV.15)$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$ , entre le flux de référence  $\phi_s^*$  et le flux estimé  $\hat{\phi}_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux(voir figre.IV.5.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $K_\phi = +1$  pour augmenter l'écart le flux  $K_\phi = 0$  pour le réduire ; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  ou  $\bar{V}_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évaluer le vecteur de flux statorique  $\phi_s$ .

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux  $\phi_s$ . Ainsi, pour aller en «marche arrière», on impose un croisement d'un bras du convertisseur.

#### IV.6.2. Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0,1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (IV.14), tels que  $K_c$  représente l'état de sortie du comparateur et  $\epsilon_{c_e}$  la limite de la bande d'hystérésis (voir figure.IV.6)



**Fig.IV.6 : comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.**

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \quad \text{et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \quad \text{et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = -1 \end{array} \right. \quad (\text{IV.16})$$

En introduisant l'écart  $\Delta C_e$  entre le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure.IV.6), celui-ci génère la valeur  $K_c = 1$  pour augmenter le couple,  $K_c = -1$  pour le réduire et  $K_c = 0$  pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{Ce}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

## IV.7.Elaboration des tables de commutation

### IV.7.1.Elaboration de table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position du vecteur de flux statorique ( $S_i = 1, \dots, 6$ ). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (IV.4) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

	Augmentation	Diminution
$\phi_s$	$V_{i-1}, V_i$ et $V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}$ et $V_{i+3}$
$C_e$	$V_{i+1}$ , et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

**Tab.IV.1. Table généralisée des vecteurs de tension d'une commutation par DTC.**

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la (MSAP).

$K_\phi$	$K_c$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
<b>1</b>	<b>1</b>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	<b>0</b>	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	<b>-1</b>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
<b>0</b>	<b>1</b>	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	<b>0</b>	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	<b>-1</b>	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

**Tab.IV.2. Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.**

Les séquences nulles  $V_0$  et  $V_7$ , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart  $\Delta C_e$ . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande :  $-\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e}$ .

#### IV.7.2. Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles

Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur. Alors, les séquences qui correspondent à  $\Delta C_e$  nulle sont ignorées (voir tableau.IV.2). La table suivante illustre cette modification.

$K_\phi$	0	0	1	1
$K_c$	0	1	0	1
$S_1$	001	010	101	110
$S_2$	101	011	100	110
$S_3$	100	001	110	011
$S_4$	110	101	010	001
$S_5$	010	100	011	101
$S_6$	011	110	001	100

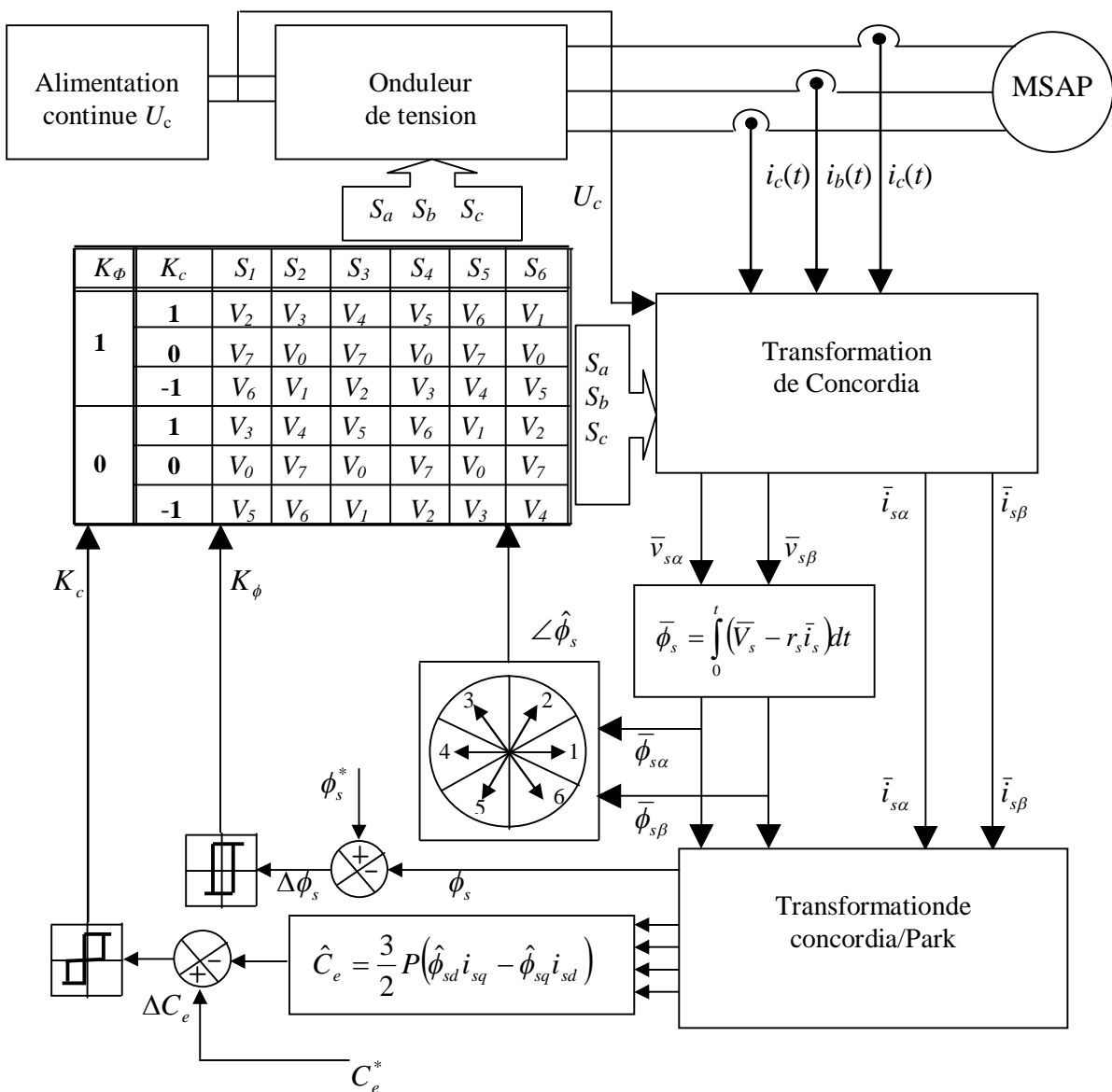
**Tab.IV.3. Table de commutation sans séquence nulles.**

Dans ce cas, si  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$  sont égales à 1 (erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux/couple) et si elles sont égales à 0 (erreurs négatives) alors on applique une diminution du (flux/couple).

L'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur, en particulier, lorsque la vitesse de rotation reste faible.

**IV.8. Structure générale de la DTC appliquée au MSAP**

La structure d'une commande par DTC appliquée à la (MSAP) est représentée sur la figure (IV.6). On utilise le tableau classique des séquences proposées par *Takahashi*. Le choix du vecteur  $\bar{V}_s$  est effectué à chaque période d'échantillonnage  $T_e$ .



**Fig.IV.6 : Schéma de la commande générale du contrôle direct de couple d'une (MSAP)**

## **IV.9.Résultats de la simulation et interprétation**

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande directe du couple à la vitesse de rotation et donc le système d'entraînement global, on a simulé le système sous l'environnement MALAB/SIMULINK en trois cas, le démarrage avec et sans l'introduction d'un couple de charge et avec l'inversion du sens de rotation.

### **IV.9.1.Démarrage à vide (en l'absence de la charge)**

La figure.IV.9 présente un démarrage à vide, on constate que la vitesse répond sans dépassement dans ce régime avec un temps de réponse très court car la machine soumise à une inertie faible, ainsi atteinte sa référence exactement de 100 rad/s.

Au démarrage le couple électromécanique atteint sa valeur maximale et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. Le courant statorique à une forme sinusoïdale.

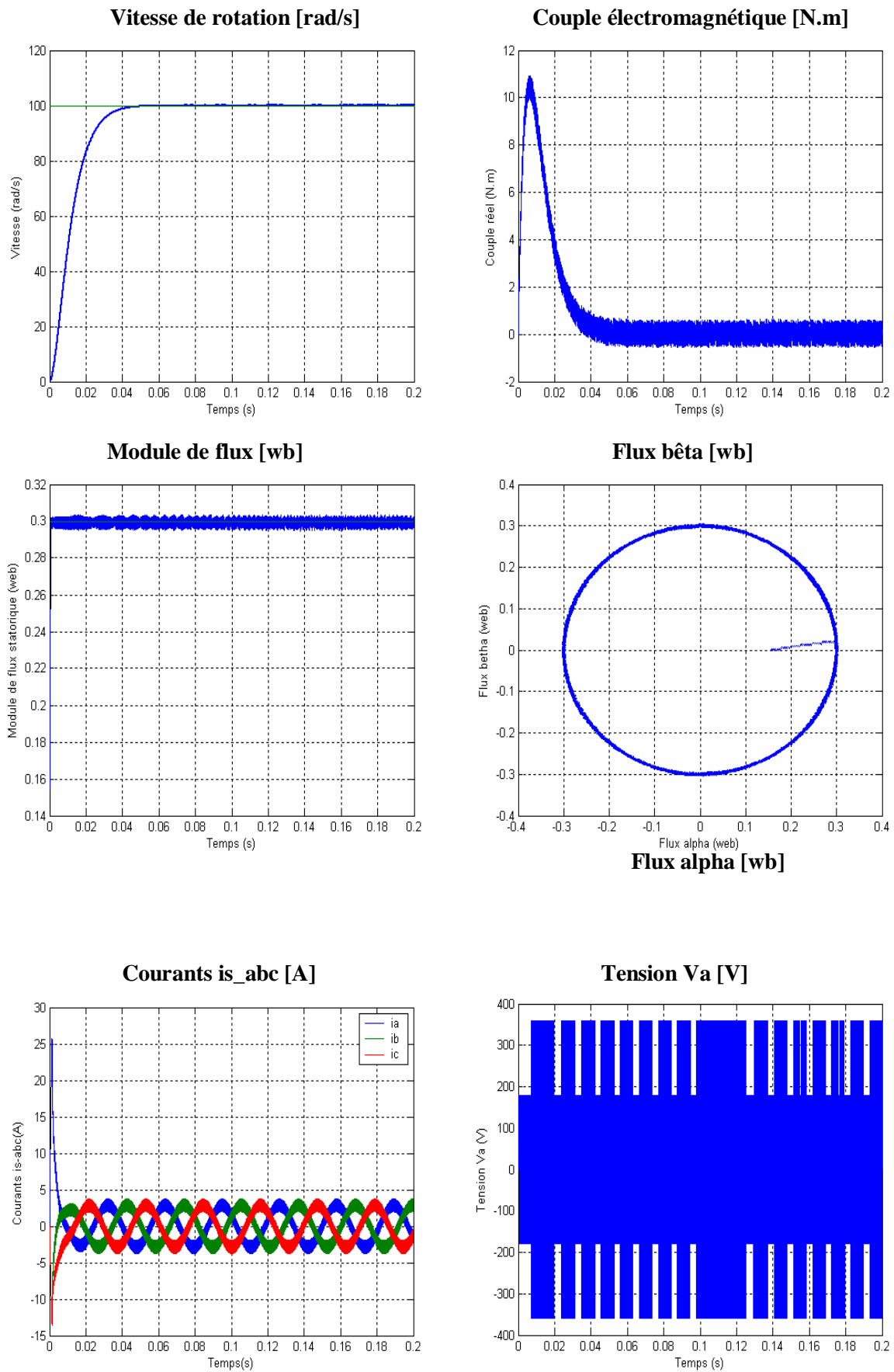


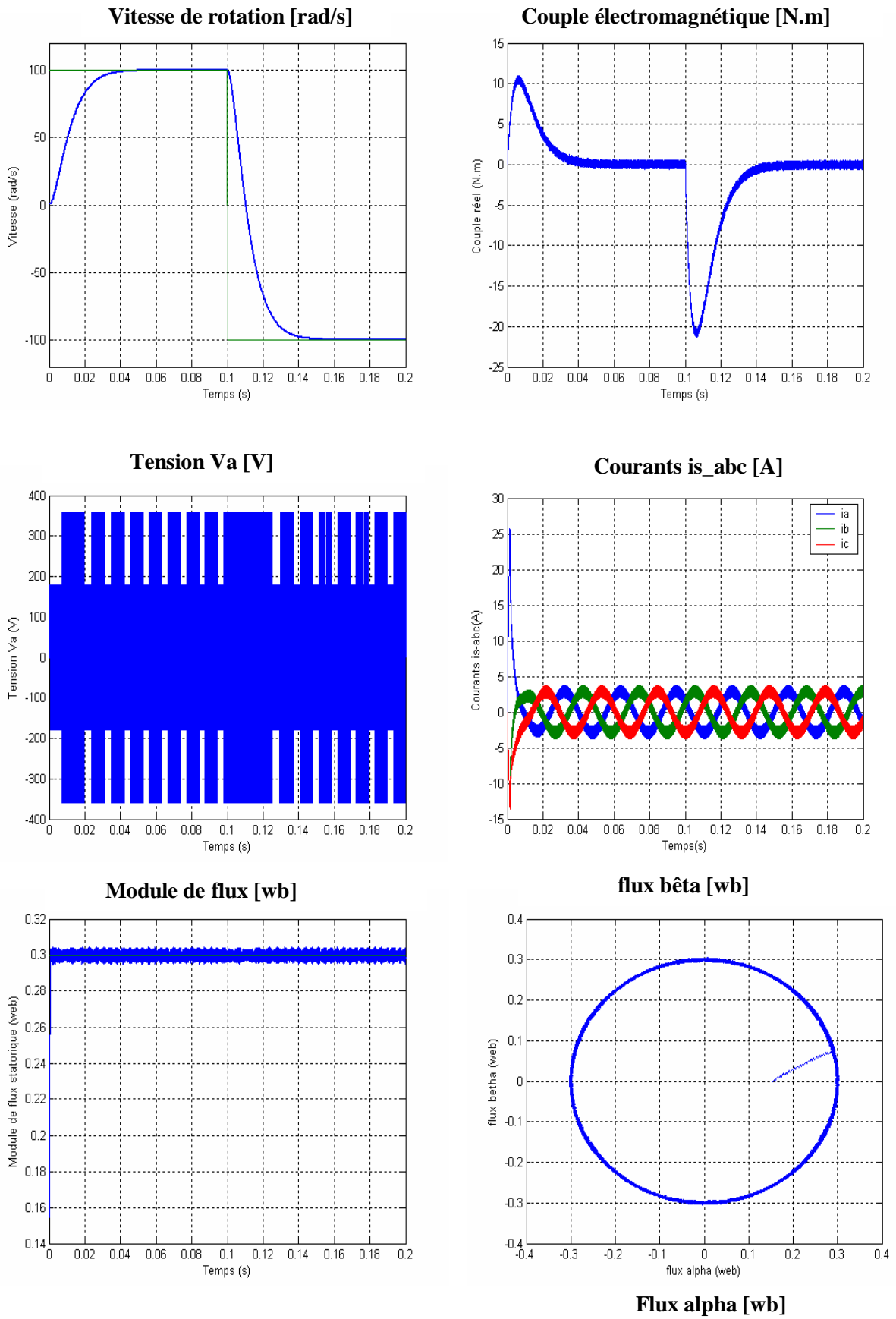
Fig. IV.9 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide

**a) Teste de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine**

Pour avérer l'avantage de la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de référence de la vitesse, on introduit dans la figure IV.10 un changement de consigne de vitesse environ 100rad/s à -100rad/s à l'instant  $t=0.1s$  après un démarrage à vide.

Nous remarquons après l'inversion de la vitesse que la poursuite de la vitesse s'effectue sans dépassement, ainsi la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire et le module de flux atteint sa référence de contrôle sans perturbation.

Cette figure montre aussi l'allure rectangulaire de la tension qui inhérente au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur.



**Fig.IV.10 : Résultats de simulation pour inversion de la vitesse (+100 rad/s à -100rad/s)**

**b) Test de robustesse pour une variation de la charge**

La figure.VI.11 présente le résultat de simulation lors de l'application d'un échelon de consigne de 5N.m à l'instant  $t=0.1s$ . A cet effet , nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablie Rapidement à sa référence qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

On remarque aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que le courant de phase à une forme sinusoïdale est répond avec succès à ce type de test.

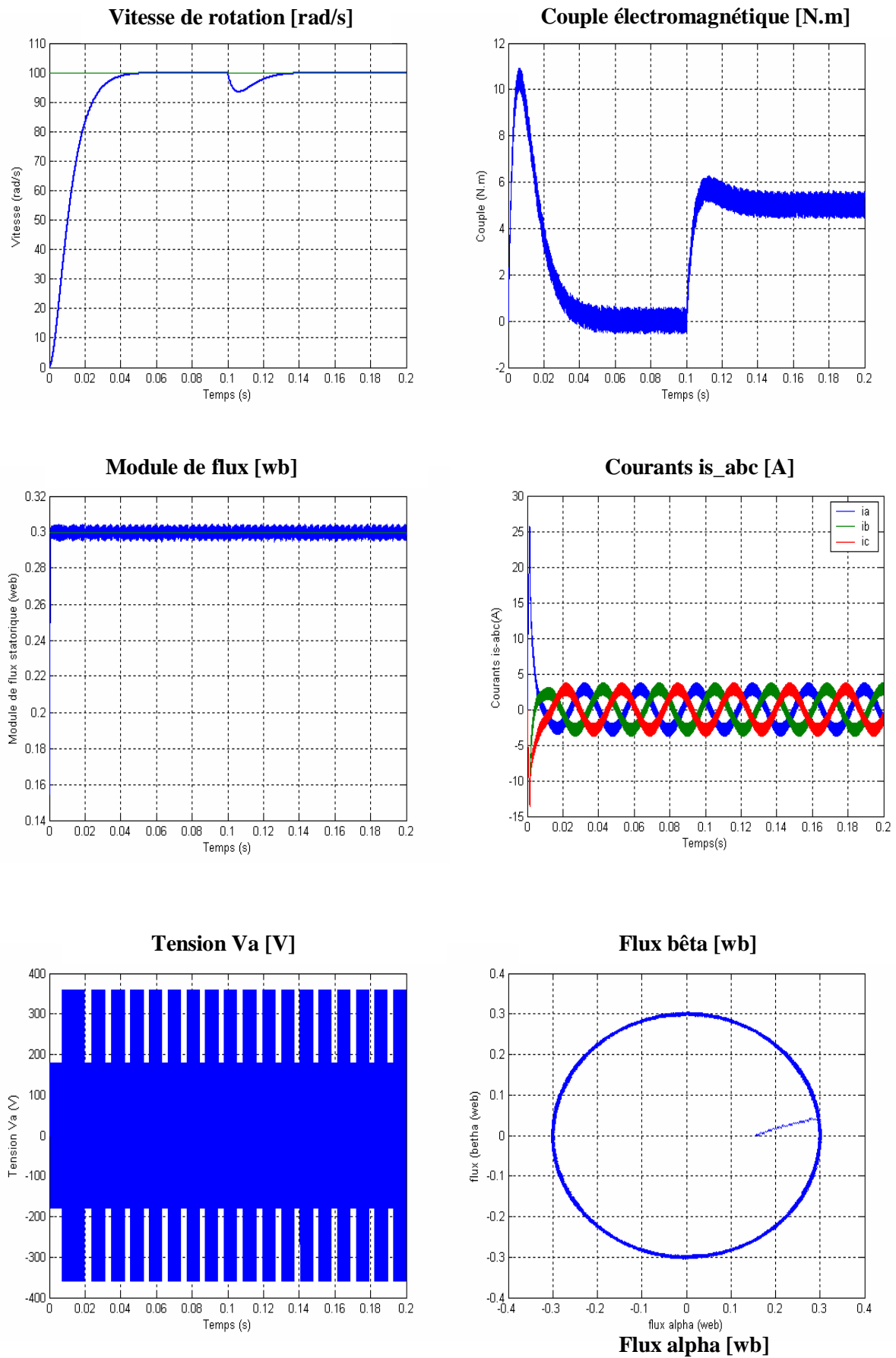


Fig. IV.11 : Résultats de simulation pour application de couple de charge

#### IV.10.Conclusion

Nous avons présenté, à travers cette partie, une méthode pour une commande en couple sans capteur mécanique. Cette approche repose sur l'amélioration d'une estimation simple des composantes en  $\alpha$ ,  $\beta$  du flux statorique par l'introduction d'un algorithme de compensation en ligne inhérente à toute mesure.

Après une analyse des différents effets de cette commande, nous avons montré qu'il est possible de synthétiser une commande de vitesse basée sur une structure minimale utilisant seulement un modèle simplifié du processus à commander et en combinant de manière judicieuse des actions proportionnelle et intégrale au niveau des algorithmes d'estimation du flux et de couple.

Devant l'insuffisance des performances dynamiques du régulateur PI utilisé dans le réglage de la vitesse, vis à vis des perturbations non modélisables, nous avons fait appel à ces estimateurs d'état pour reconstruire les variables d'états à savoir : la position, la vitesse de rotation et la grandeur de perturbation qui est dans notre cas le couple résistant  $C_r$ . Toutefois, les résultats expérimentaux de la commande directe du couple montrent les avantages suivants :

- La robustesse par rapport à la variation de paramètre de la machine et de l'alimentation.
- L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- L'adaptation par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur

## Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire a permis une contribution à l'analyse et à la synthèse des lois de commande robuste appliquées au moteur synchrone à aimants permanents.

Devant l'augmentation significative de la puissance massique attendue pour les futurs équipements, ainsi que les enjeux de l'électrification intensive dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable, l'axe technologique qui consiste à augmenter la performance dynamique de système embarqué a fait l'objectif de choisir les actionneurs électromécaniques susceptibles de répondre aux contraintes extensives résultantes sur l'incertitude de la vitesse.

Le premier chapitre s'est focalisé plus précisément sur le choix des machines synchrones à aimants permanents qui apparaît comme une solution technologique pertinente notamment en terme maniabilité vis-à-vis de réseau à fréquence variable.

La dernière partie de ce chapitre a été axée sur un état de l'art de cette technologie dans le contexte d'une adaptation des machines opérationnelles au domaine de la vitesse variable.

Ainsi, il apparaît clairement que le concept de la machine à aimants permanents offre une certaine marge de manœuvre pour la recherche d'une solution optimale lorsque l'on combine les possibilités en terme de matériaux, de structure et de stratégie d'alimentation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons traité la problématique de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations électriques et mécaniques régissant le comportement dynamique de la MSAP. Ensuite, on a pu élaborer un modèle d'état qui a été simulé en utilisant MATLAB-SIMULINK. Les résultats de simulation sont satisfaisants.

Dans le troisième chapitre, nous avons mis en œuvre une structure de commande simplifiée robuste pour la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents de faible puissance. Après une analyse des différents effets de cette commande, nous avons montré qu'il est possible de synthétiser une commande de vitesse basée sur une structure minimale en utilisant seulement un modèle simplifié du processus à commander et en combinant de manière judicieuse des actions proportionnelle et intégrale au niveau des algorithmes de régulation PI de la vitesse et des courants.

Les résultats de simulation obtenus dans ce cas montrent que le composante du flux portée par l'axe  $d$  s'annule, ce qui signifie que le découplage a été réalisé et que le comportement de la MSAP est rendu similaire à celui du moteur à courant continu à excitation séparée

Dans le quatrième chapitre, devant l'insuffisance des performances dynamiques du régulateur PI utilisé dans le réglage de la vitesse vis à vis les perturbations non modélisables, nous avons d'une part développé une structure de commande sans capteur de vitesse par un contrôle direct de couple (DTC) des machines synchrones à aimants permanents munies des algorithmes qui sont peu sensibles aux variations des paramètres de la machine et ne nécessitent pas de capteurs mécaniques qui sont fragiles et très coûteux et d'autre part, les estimateurs de couple et de flux sont liés directement au modèle mathématique de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. En outre, la MLI est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation. Ainsi, nous avons pu étudier, à travers des résultats de simulation, la robustesse de cette méthode vis à vis des perturbations.

A partir de ces travaux réalisés, quelques perspectives pouvant améliorer les performances dynamiques des associations "MSAP-ONDULEUR" peuvent être suggérées:

- Utilisation des régulateurs de mode glissant ou la régulation par la logique floue.
- Utilisation des onduleurs multi niveaux et des convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre des vecteurs de tensions utiles, ce qui minimisera les fluctuations du couple électromagnétique.
- Utilisation des commandes des microprocesseurs "nouvelle génération", étant donné que les machines synchrones à aimants permanents s'adaptent bien à la commande numérique.

# Annexe

**ANNEXE**

## Paramètre du moteur synchrone à aimants permanent étudié [78]

<b>Paramètre</b>	<b>Valeur</b>
Fréquence	50Hz
Puissance	800Wat
Tension d'alimentation	220/380V
Nombre de paires de pôles	2
Résistance statorique	0.56Ω
Inductance longitudinale Ld	4.5mH
Inductance transversale Lq	4.5mH
Flux d'aimant	0.074wb
Coefficient de frottement	0.00039Nms/rad
Inertie	0.00208kgm <sup>2</sup>

# Références bibliographiques

**Références bibliographiques.**

- [1] G. Grellet, G.Cerc " actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande" Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997
- [2] M. Kadjoudj "Contribution à la Commande d'une MSAP ", Thèse De Doctorat D'état Université De Batna, 2003.
- [3] J .Chenadec " les machines synchrones- technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones"
- [4] A, F Jawad "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents ". Thèse de Doctorat l'Université de technologie de Belfort-Montbéliard, 05 décembre 2008.
- [5] S. Grehant. Introduction aux moteurs à flux transverse. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003
- [6] F. Leprince, Ringuet "Aimants permanents. Matériaux et applications"Techniques de l'ingénieur, (D187).
- [7] J-M. Vinassa "Contribution à la conception d'un actionneur à aimants permanents et commutation électronique destiné à l'assistance électrique de direction pour automobile" Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1994.
- [8] A. Fonseca "Comparaison de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques et hybrides" PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [9] S. Leichter "Etude des machines excitées par aimants ferrites et alimentées par convertisseur statique fonctionnant en commutation naturelle: recherche de structures magnétiques optimales et analyse du comportement" Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1980.
- [10] M. Labraga "Contribution à la conception d'actionneurs à aimants permanents et commutation électronique fonctionnant à basse vitesse" Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1992.
- [11]Yasser.ALHASSOUN "Etude et mise en oeuvre de machines à aimantation induite à haute vitesse" PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [12] P. Pwgasan, R. Knshnan "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". IEEE transactions on industrial electronics, vol. 35, n° 4, November 1988.
- [13] L. Dalila "Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents" Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2009.
- [14] R .Abdessemed, M. Kadjouj "Modélisation des machines électriques". Presse de l'université de Batna 1997.
- [15] A. Saiad "Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [16] F. benchabane " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering" Mémoire de magister, université de Biskra, 2005
- [17] G. Octavian Cimuca " Système inertiel de stockage d'énergie associée à des générateurs éoliens " école nationale supérieure d'arts et métiers centre de Lille 2005
- [18], C. Bouchereb "Contrôle direct du couple des machines synchrones".mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [19] H. Ziane "commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents avec compensation de temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique" mémoire de magister de université de Bejaia 2001.

- [20] L. Lasse "Analysis of torque and speed ripple producing non-idealities of frequency converters in electric drives". Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology) to be presented with due permission for public examination and criticism in the Auditorium 1382 at Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta university, Finland on the 5th of November 2004.
- [21] G. Lacroux "Actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements" Lavoisier, 1995
- [22] A. Ameer "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant". mémoire de magister en électrotechnique université de Batna, 2003.
- [23] S. Belkacem " Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et de DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique". mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [24] N. Babak "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres" Thèse de Doctorat l'Université de Téhéran, Iran, 2001.
- [25] F. Labrique, G. Seguier et R. Baisiere "Les convertisseurs de l'électronique de puissance volume 4 : La conversion continu-alternatif", Lavoisier, 1995.
- [26] P.S. Bastiani "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur – machine alternative : Application à la traction électrique " Thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de Lyon, France, Février 2001.
- [27] H. Tamrabet "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone" mémoire de magistère en électrotechnique université de Batna, 2006.
- [28] A. Schönung, H. Stemmler "Static frequency changers with sub-harmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives", Brown Boveri Review, pp. 555-577, Sep. 1964.
- [29] S.R. Bowes, B.M. Bird, "Novel Approach to the Analysis and Synthesis of Modulation Processes in Power Converters", Proceedings of IEE, Vol.122, N°.5, 1975, pp.507-513
- [30] S. Hiti, D. Boroyevich, "Small signal modelling of three phase PWM modulators" Power Electronics Specialists Conference (PESC '96), Baveno Italy, 23-27 June 1996, pp. 550-555
- [31] S. Laurentiu Capitaneanu " Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux" laboratoire d'électrotechnique industrielle L'ENSEEIH de TOULOUSE
- [32] Z. G. Wang, J. X. Jin " SVPWM Techniques and applications in PMSM machine control" journal of electronic science and technology of china, vol.6, pp.191-192 ,N°2,June 2008
- [33] J. Caron, J. Hautier "Modélisation et Commande de la machine Asynchrone", Technique et documentation, Paris, 1995
- [34] T. Rekioua " Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP" Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [35] A. Benbrahim "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents mémoire de magister en électrotechnique université de Batna, 2009.
- [36] M. Boussak, R. Pilioua-Sendo "Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants". 16<sup>ème</sup> journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre 1996.
- [37] FADLI .OUAHIBA "Modélisation et commande non linéaire de l'association : MSAP- onduleur de tension à trois niveaux "mémoire de magister, université de Batna, 2006
- [38] B. Belabbes "commande à structures variables par linéarisation exacte de l'écart d'une MSAP" université de djilali liabes, 2008

- [39] Y.A. Chapuis, "commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique" Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [40] I. Takahashi, T.Noguchi, "a new quick-reponse and high efficiency control strategy of an induction machine" IEEE Trans.Ind.Applicat., Vol.IA-22, pp.820-827, Oct.1986
- [41] M. hadef "contrôle direct du couple des machines synchrones à aimants permanents avec et sans capteur mécanique" mémoire de magister université de béjaia 2003
- [42] C. Carlos "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1 " Edition Hermes Science Europe, 2000
- [43] B. Mokhtari "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2004.
- [44] J. Luukko "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine-Analysis and Implementation", Doctorate Thesis, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.
- [45] M.F. Rahman, L. Zhong "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor derives" IEEE Trans. on Power Electronics , Vol.12 N°3,pp528-536,1997
- [46] M.R. Zolghadri " contrôle direct du couple des actionneurs synchrones " Thèse doctorat INP, Grondable 1997.
- [47] A. Elbacha, M.T. Lamchich, M. Cherkaoui "contrôle direct de couple d'une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement". <http://www.univ-tlemcen.dz/manifest/CISTEMA2003>.
- [48] A. Chaker, S.Hassaine "Commande en vitesse de la MSAP dotée d'un observateur d'état de LUENBERGER "Laboratoire d'automatique et d'informatique industrielle,ESI de Poitiers,France,2007