

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

CONTROLE DIRECT DU COUPLE D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS –MSAP–

Proposé et dirigé par :

Mme : F.BELAZOUI

Présenté par :

BOURASSE MUSTAPHA
BACHIRI ALI
SID MOKHTAR

Année Universitaire: 2006/2007

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : Mme F. BELAZOUI.

Présenté par : BOURASSE MUSTAPHA.
SID MOKTAR.
BACHIRI ALI.

Thème :

**CONTROLE DIRECT DU COUPLE D'UNE MACHINE SYNCHRONNE A
AIMANTS PERMANENTS**

Résumé :

Le but de ce travail est de présenter le principe et la mise en œuvre d'une technique de commande à savoir le contrôle direct du couple, appliqué à la machine synchrone à aimants permanents.

La première partie de cette étude, concerne les généralités et la modélisation du machine synchrone à aimant permanent.

La deuxième partie, a été consacrée à la stratégie de la commande directe du couple électromagnétique appliquée au MSAP avec régulation de la vitesse.

Mots Clés: Machine Synchrone, aimants permanents, onduleur triphasé, Commande direct du couple (DTC.), estimateur, Régulateur à hystérésis.



REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Mme F.BELAZOUI pour avoir d'abord proposé ce thème, pour le suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département d'Electrotechnique qui ont contribué à notre formation. Par ailleurs, Nos remerciements vont à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Nomenclature

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

CHPITRE I: Généralités sur la MSAP

I.1/Introduction...	..3
I.2.Description d'une machine synchrone...	..4
I.3.Caractéristiques d'une machine synchrone...	..5
I.4.L'aimant permanent...	..5
I.5.Les matériaux d'aimants permanents...	..6
I.6.Types d'aimants permanents utilisés au niveau des MSAP...	6
I.7.Structures des machines à aimants permanents...	..7
I.7.1.Structures à pôles saillants...	..7
I.7.2.Structure avec pièces polaires et concentration de flux...	..8
I.7.3.Structures avec pièces polaires sans concentration de flux...	9
I.7.4.Structures à pôles lisses...	9
I.7.5.Structures à aimants internes...	..11
I.7.6.Structures à aimantation insérée dans l'armature rotative...	..12
I.8.Principe de fonctionnement de la MSAP...	..13
I.9.Les avantages et les inconvénients des MSAP...	..13
I.9.1.Les avantages...	13
I.9.2.Les inconvénients...	..13
I.10.L'auto pilotage de la machine synchrone à aimants permanents...	14
I.11.Conclusion...	14

CHAPITRE II: Modélisation du MSAP

II.1.Introduction...	15
II.2.M odélisation du M SA P...	16
II.2.1.H ypo thèses sim plificatrices...	16
II.2.2.M ise en équation et m odèle de P A R K ...	17
II.2.2.1.M ise en équation...	17
II.2.2.2.P rincipe de la transform ation de P A R K ...	20
II.2.2.3.P rincipe de la transform ation de C O N C O R D I A ...	21
II.2.2.4.P ssage du repère (dq) au repère	22
II.2.2.5.E quation électrique d'un enroulem ent triphasé dans le repère (dq)...	22
II.2.2.6.E quation des flux du M SA P...	23
II.2.2.7.E quation de la tension des M SA P...	23
II.3.Expression du couple électromagnétique...	23
II.4.M odélisation de l'nduleur...	24
II.5.T echnique de com m ande M L I...	26
II.6.S chém a de bloc du m odèle de la M SA P...	27
II.7.R ésultats de sim ulation...	27
II.8.C onclusion...	29

CHAPITRE III: CONTROLE DIRECT DU COUPLE MSAP

III.1.Introduction...	30
III.2.S tratégies de com m ande du m oteur synchrone à aim ants perm anents...	31
III.2.1.Commande par autopilo tage...	31
III.2.2.C om m ande vectorielle du M SA P...	31
III.2.3.C om m ande direct de couple et de flux du M SA P...	32
III.3.P rincipes généraux de la com m ande direct de couple...	32
III.4.Fonctionnement et séquence d'un ondu leur de tension triphasé...	34
III.5.S tratégie de com m ande direct de couple et de flux ...	35
III.5.1.C ontre le du vecteur de flux statrique...	36
III.5.2.C ontre le du couple électrom agnétique ...	37
III.5.3.S lection du vecteur de tension ...	38
III.6.E stim ation du flux et du couple...	40
III.7.C orrection de flux en utilisant un com parateur à hystérésis à deux niveaux ...	41

III.8.Correcteur de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux	. 43
III.9. Elaboration des tables de commutation... ..	. 44
III.9.1. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles... ..	..44
III.9.2. Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles... ..	45
III.10. Réglage de vitesse par un régulateur(P I)	.46
III.11. Structures générale de la DTC appliquée au MSA P	48
III.12. Résultats de la simulation	.49
III.13. Conclusion	53
Conclusion générale... ..	54
Annexe	56
Bibliographie... ..	57

NOMENCLATURE

(r) : Grandeur rotorique .

(s) : Grandeur stator.

d : Axe d du repère tournant(d, q)

q : Axe q du repère tournant(d, q)

D : Axe D du repère statorique (D, Q)

Q : Axe Q du repère statorique (D, Q)

Φ_e : Flux des aimants.

i_{ds} : Courants statoriques d'axe direct.

i_{qs} : Courants statoriques d'axe quadrature.

v_{qs} : Tension statoriques quadrature.

v_{ds} : Tension statoriques d'axe direct.

l_d : Inductances cycliques directe.

l_q : Inductances cycliques quadrature.

r_s : Résistance d'une phase statorique.

f_r : Coefficient de frottement.

Φ_{ds} : Flux statorique instantané dans l'axe d .

Φ_{qs} : Flux statorique instantané dans l'axe q .

Φ_s : Flux statorique instantané dans l'axe

Φ_s : Flux statorique instantané dans l'axe

C_e : Le couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Le couple résistant.

α : La position de repère choisi pour la transformation.

P : Nombre de paire de pôles.

J : Moment d'inertie.

U_c : Tension continue à l'entrée de l'onduleur.

ω : Pulsation des tensions statoriques.

ω_r : Vitesse angulaire du rotor.

θ : L'angle électrique.

Introduction Générale

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil du temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure partie de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice [1].

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [2].

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement.

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleurs exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique [3]. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courants continu dans de nombreux domaines dont les servomoteurs.

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition des composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. La commande directe du couple des machines asynchrones et synchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la commande directe du couple d'une machine 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 tels que, les réseaux de neurones,... ,etc.

Ce mémoire est structuré comme suit :

Dans le premier chapitre, on présentera une étude générale des machines synchrones à aimants permanents avec les caractéristiques d'aimants.

Dans le second chapitre, on rappellera le principe de modélisation de la MSAP dans le repère biphasé de PARK, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation.

Dans le troisième chapitre, on décrira en détail la mise en œuvre de la partie théorique du contrôle direct du couple appliqué à la commande de la machine. On présentera également les résultats de simulation obtenus.

Finalement, une conclusion générale résumera la synthèse du travail réalisé en indiquant les perspectives que peuvent être envisagées.

CHPITRE I

Généralités Sur La MSAP

Généralités sur la MSAP

I.1/Introduction :

L'emploi fréquent depuis plusieurs décennies, des dispositifs à aimants permanents n'ont cessé de faire l'objet d'une constante évolution. Dans le domaine de la conversion électromagnétique d'énergie, les aimants permanents ont depuis longtemps le mérite de constituer une source d'excitation appropriée notamment pour les actionneurs de la robotique et les machines de faible puissance. Aussi, l'apparition des aimants permanents grâce aux avantages qu'elles offrent par rapport aux autres types de machines électriques à savoir :

- * Une source d'excitation indépendante intégrée dans la machine.
- * Une faible inertie.
- * Une fiabilité accrue dû à l'absence de contact glissant.
- * Des pertes rotoriques faibles.

On commence d'abord par une description sur les machines synchrones avec leurs caractéristiques et les types d'aimants permanents et les structures des machines synchrones à aimants permanents.

I.2.Description D'une Machine Synchrone :

Comme toute machine tournante, une machine synchrone comporte un stator et un rotor, à l'exception des rares machines homopolaires, c'est le rotor qui est l'inducteur, et le stator qui est l'induit („armature „en anglais).

Le stator a une périphérie généralement lisse et porte, dans des encoches, des enroulements appelés (circuits d'armature), ou le plus simplement „phases". Lorsque la machine fonctionne en moteur, ces enroulements reçoivent du courant alternatif du réseau, et lorsque la machine fonctionne en alternatif, ils en fournissent au réseau.

Le rotor porte le circuit d'excitation, dans lequel on envoie un courant continu (comme ce bobinage tourne, le courant y est envoyé par l'intermédiaire de deux „balais" qui frottent sur deux „bagues" circulaires). Il peut être de l'un ou de l'autre des 2 types suivants :

- 1- Rotor dit **“à pôles lisses”**, lorsque sa périphérie est parfaitement lisse (l'exception des encoches, naturellement). C'est alors un tambour, sur lequel le bobinage est réalisé de telle sorte que l'axe magnétique soit radial (et non pas longitudinal). Dans ce cas la réluctance du circuit magnétique, entre rotor et stator, est pratiquement constante et indépendante de la position du rotor.
- 2- Rotor dit **“à pôles saillants”**, lorsque sa périphérie est rectangulaire, ou cruciforme, s'il y a plusieurs paires de pôles. Le bobinage est alors réalisé de telle sorte que chacun des pôles successifs sur la périphérie soit alternativement Nord et Sud, toutes les bobines d'excitation étant parcourues par le même courant continu, en série. Dans ce cas, le flux est canalisé de façon plus localisée sous les pôles.[4]

I.3. Caractéristiques D'une Machine Synchrone :

Les machines synchrones constituent la première catégorie importante de machines à courant alternatif. Comme toutes les autres machines, elles sont réversibles et peuvent fonctionner indifféremment en générateur (il s'agit alors des „**alternateurs**") ou en moteur (il s'agit alors „**des compenseurs synchrones**").

Les deux caractéristiques essentielles d'une machine synchrone sont que :

Son rotor est excité par un courant continu (appelé „circuit d'excitation" ou encore „circuit de champ") qui le polarise comme un électro-aimant (le rotor pourrait être théoriquement un simple aimant).

Sa vitesse de rotation est, comme son nom l'indique, synchrone. Pratiquement cela signifie qu'il existe une relation entre cette vitesse de synchronisme et la fréquence des courants stator et le nombre de paires de pôles de la machine.[4].

I.4. L'aimant Permanent :

L'aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique.

L'aimant permanent peut être utilisée comme transducteurs d'une forme d'énergie en une autre forme d'énergie, sans perdre leur propre énergie.

Les aimants permanents procurent un certain nombre d'amélioration et avantages aux machines synchrones à aimant permanents par rapport aux autres types de machines.

I.5. Les Matériaux D'aimants Permanents

On a les deux grandes familles suivantes :

a/ Les matériaux magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieur.

b/ Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanents.[5]

Donc, on peut citer :

*** Les alliages ductiles :**

Ne pas encore industrialisés à grande échelle malgré leurs excellentes propriétés mécaniques.

*** Les aimants à base de micro poudres :**

Ils sont réservés à des applications spéciales.

*** Les alliages à base d'éléments de terre rares :**

Très stables, très puissants, mais chers, sont difficiles à usiner et sensibles à la corrosion.

*** Les alliages à base de fer –nickel- aluminium (ALNICO) :**

Puissants mais peu stables et relativement chers, deviennent de moins en moins compétitifs

*** Les aimants manganèses- aluminium -carbone :**

N'ont pas à ce jour répondu aux grands espoirs qu'ils avaient suscités.

*** Les ferrites dures :**

Matériaux céramique très stables, mais peu puissants et fragiles, sont les aimants les plus compétitifs et les plus utilisés.

I.6. Type d'Aimants Permanents Utilisés Au Niveau Des MSAP :

Parmi les aimants les plus utilisés, on peut citer les deux types suivants :

Les aimants permanents "terres rares" (SmCO_5 et Sm_2C_{17}), NdFeB , ... [6]

Les aimants à alliages métalliques, ferrites (aimants robustes et peu coûteuses) Alnicos.

On note que les aimants permanents du type terres rares (SmCo , NdFeB) sont les plus utilisés, car ils présentent une induction rémanente (B_r) et un champ coercitif H_c (kA/m) plus élevés.

Ces aimants sont très appréciés par les constructeurs, car ils permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, puisque ils possèdent une puissance massique élevée. En effet, la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants.

La courbe ci-dessous présente la courbe désaimantation des différents aimants cités.

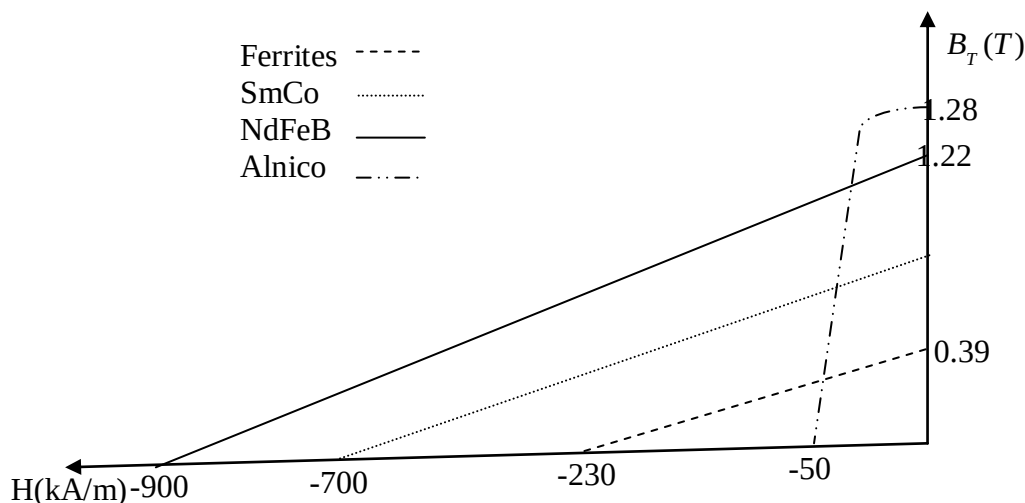


Fig. (I.1) Courbe de désaimantation des différents aimants

I.7. Structures Des Machines À Aimants Permanents :

I.7.1. Structures à pôles saillants :

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou inter polaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les axes (d) et (q) respectivement suivant la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné où la saillance est inversée c'est-à-dire, que l'inductance selon l'axe (q) est supérieure par rapport à celle suivant l'axe (d). On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteur à pôles saillants.

I.7.2. Structures Avec Pièces Polaires Et Concentration De Flux :

Dans le but d'augmenter l'induction dans l'entrefer, et par conséquent, le couple on peut concevoir des structures rotoriques dites (à concentration de flux). Les aimants les plus performant, tels que les terres rares permettent grâce à leur niveau d'induction élevée de produire une concentration de flux importante. Cependant, les effets de saturation seront plus importants. De même, ces structures présentent une saillance inversé. (Fig. (I.2), Fig. (I.3)).

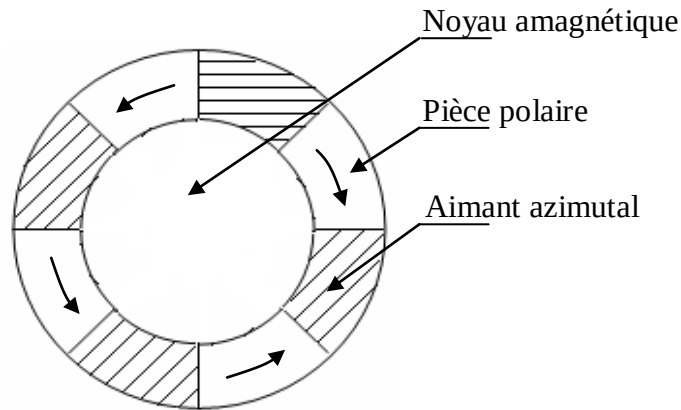


Fig. (I-2) : Structure à aimantation azimuthale

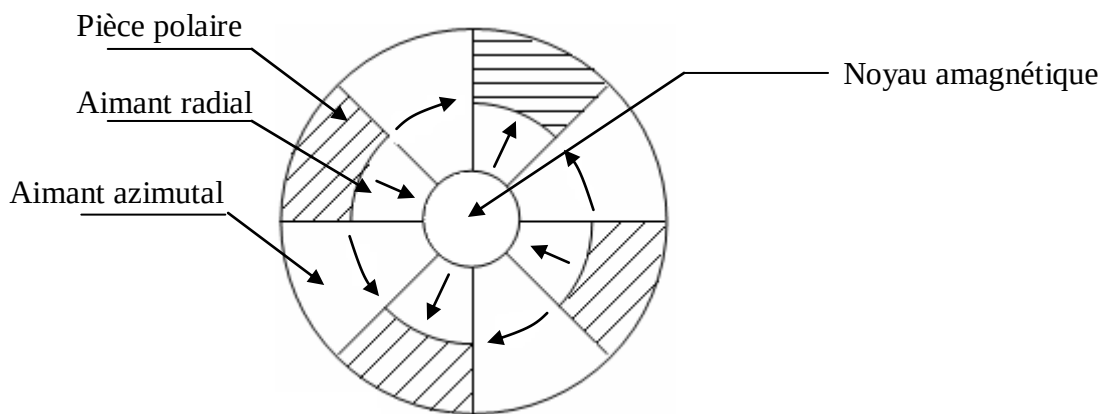


Fig. (I-3) : Structure à aimantation mixte

I.7.3. Structures Avec Pièces Polaires Sans Concentration De Flux :

Les aimants sont dotés d'une aimantation radiale et placés sous des pièces polaires qui permettent de les fixer sans la nécessité d'utiliser de frettes et donc de réduire de façon importante l'entrefer équivalent par rapport à la structure sans pièces polaires, par contre la réaction d'induit sera plus importante, et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation. (Fig. (I.4)).

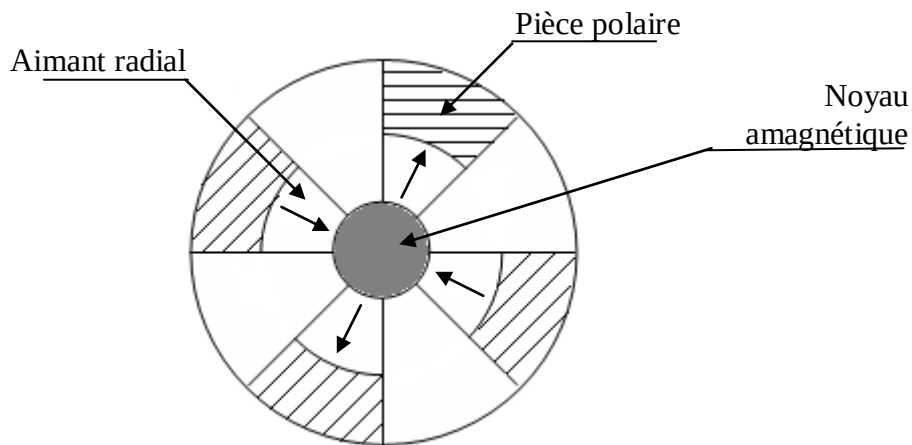


Fig. (I-4) : Structure de rotor avec pièces polaires sans concentration de flux.

I.7.4. **Structures A Pôles Lisses :**

Les structures à rotor lisse se caractérisent par un entrefer magnétique important accentué par l'épaisseur des aimants et souvent pour celle de la ferrite amagnétique de maintien.

Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement autopiloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple.(Fig. (I.5), Fig(I.6), Fig.(I7)).

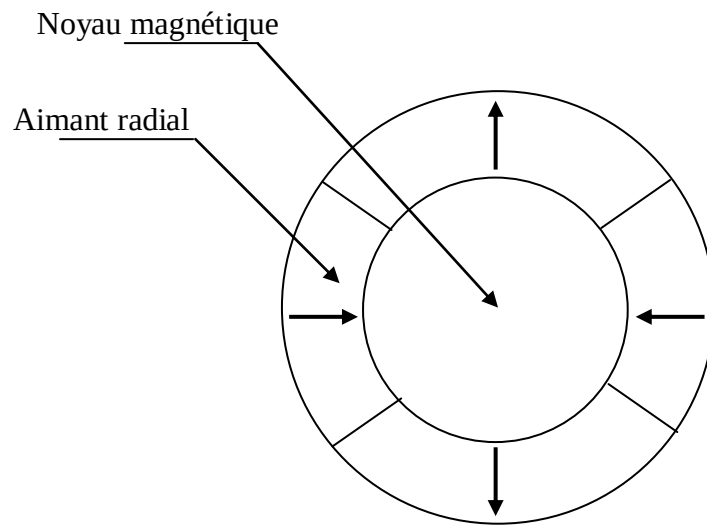


Fig. (I-5) Aimantation radiale

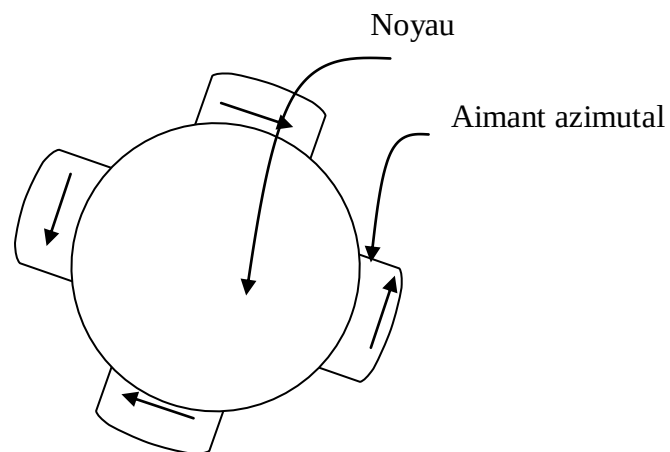


Fig. (I-6) Aimantation tangentielle

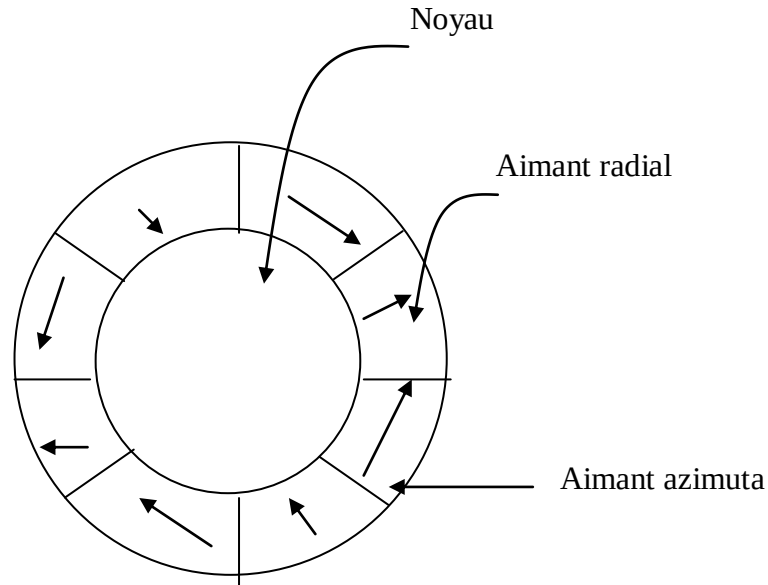


Fig. (I-7)Alimentation mixte

I.7.5. Structures A Aimants Internes:

L'augmentation du nombre de pôle et les dimensions géométriques de ces structures simples avec pièces polaires donnent lieu à des rotors (plus complexes) appelées structures d'inducteurs à aimants internes. Il existe toute une variété de configurations.

Ces structures présentent plusieurs avantages. En effet, robustesse de leurs rotors leur permet d'atteindre de plus grandes vitesses de rotation et des puissances plus importantes, surtout avec les aimants du type NdFeB.

Toute fois, un problème de structuration se passe là où les aimants sont encastrés dans le fer rotorique.(Fig. (I.8)).

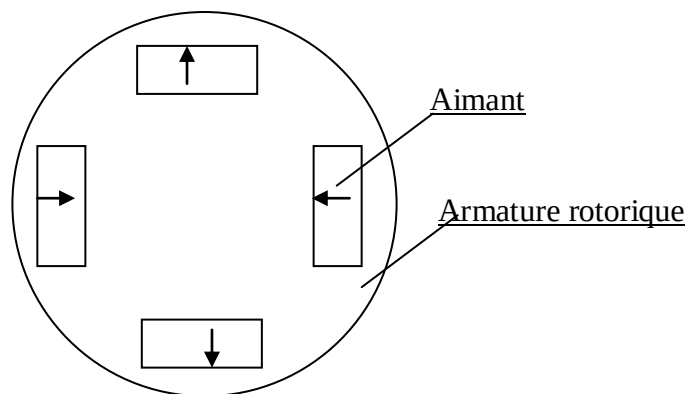


Fig. (I-8) : Structure à aimants internes dans l'armature rotorique.

I.7.6 Structure A Aimantations Insérées Dans L'armature Rotorique:

Dans ce type de structures, les aimants (à aimantation radiale) sont insérées dans l'acier rotorique et débouchent sur l'entrefer une saillance inversée y apparaît.

Ces structures permettent en principe d'accroître le couple et la gamme de vitesse comme elles permettent de réduire le volume d'aimants utilisées et donc le coût de revient.

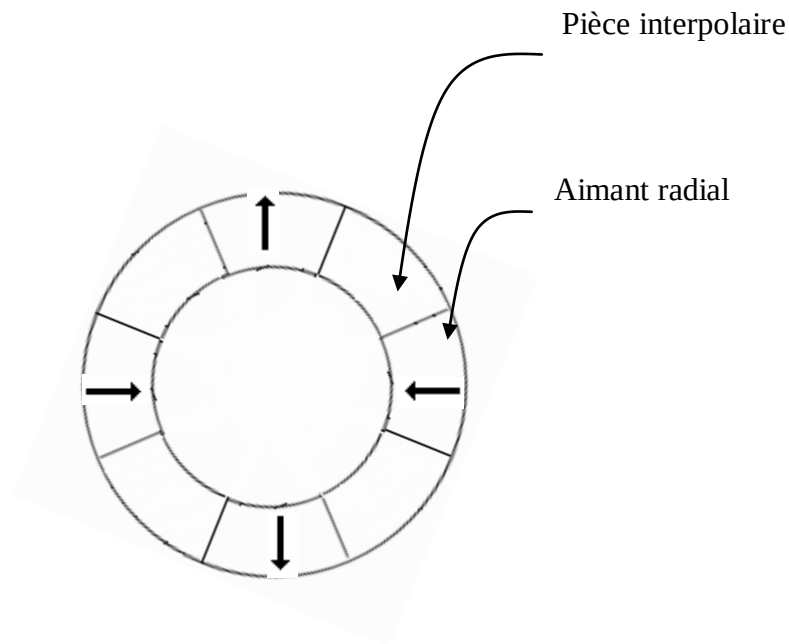


Fig. (I.9). Structure à aimantations insérées

I.8. Principe De Fonctionnement De La MSAP :

Le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante B_n .

Le champ d'induction B_n a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisent le champ d'induction B_n .

Les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance.

I.9. Les Avantages Et Les Inconvénients Des MSAP :

I.9.1. Les Avantages :

* Le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances.

* Son choix est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones.

Alors, on cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- Puissance massique élevée et précision de sa commande.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague balais dans ces machines.

I.9.2. Les Inconvénients :

Le flux inducteurs de la machines à aimant est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieur en particulier dans le cas d'inducteur à pôles saillants.

I.10. L'autopilotage de la Machine Synchrone A Aimants Permanents :

L'autopilotage consiste à maintenir en régime établi, constant le déphasage entre les fondamentaux des caractéristiques d'alimentation et des forces électromotrices statoriques. Pour cela, il faut asservir la position de la fmm statorique à celle de la fmm rotorique. L'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents impose que la fréquence d'alimentation, délivrée par le convertisseur statique, soit rigoureusement liée à la vitesse de rotation.

Dans ces conditions, les interrupteurs du convertisseur statique doivent être commandés suivant une loi, en fonction de la position du rotor, de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer un contrôle rigoureux du couple. La machine élabore elle-même en tournant sa fréquence d'alimentation.

I.11. Conclusion :

La machine à aimants englobe toute une variété de structures. Le choix d'une structure est lié à l'application et la notion prix performants, l'excitation des machines synchrones par aimants permanentes offre plusieurs avantages. Elle permet la suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement.

Une simple comparaison des machines synchrones à aimants avec les autres types des machines laisse deviner un avenir brillant pour la machine à aimants surtout avec l'apparition des aimants très performants (NdFeB, SmCo). De plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant la durée de vie.



CHPITRE II

Modélisation

Du MSAP

Modélisation du MSAP

II.1/ Introduction :

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courants alternatif. Ceci est grâce au développement de la technologie de composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul [1].

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans la domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et couple massique élevé [7].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour palier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à **MLI**.

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à **MLI**).

II.2/ Modélisation du MSAP :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse, tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur. Dans notre cas, nous en déduirons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents [8],[9].

II.2.1/ Hypothèses simplificatrices :

Considérons la machine synchrone avec les hypothèses simplificatrices suivantes :

- * L'induit au stator est muni d'un enroulement triphasé (a, b, c), qui peut être couplé en triangle ou en étoile.
- * La saturation est négligée.
- * Les ampères-tours sont supposés distribués sinusoïdalement le long de l'entrefer.
- * On néglige les amortisseurs.
- * Les équations de la machine sont établies en convention moteur.

II.2.2/ Mise en équation et modèle de PARK :

La mise en équation des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

La transformation de *PARK* permet d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a, b , et c . Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a, b, c et représente la composante homopolaire. La transformation de *PARK* permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère dit de *PARK* à axes orthogonaux (d, q, o) .

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de *PARK* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine

dans ce repère . Le repère de *PARK* (d, q, o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *PARK* [10].

II.2.2.1/ Mise en équation :

A un système triphasé quelconque (a, b, c), on associe un système biphasé (d, q, o) donnant le même champ tournant dans un MSAP , les aimants sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu parfaite, comme le montre la figure (II.1) :

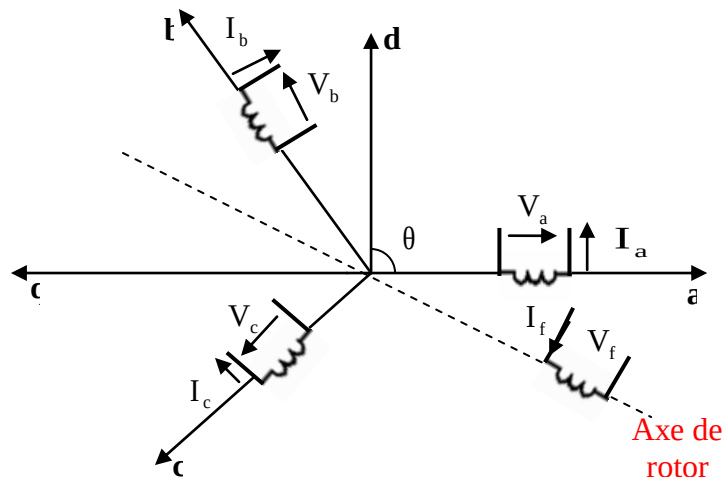


Fig.II.1 : Schéma équivalent d'un MSAP dans le système triphasé.

On donne les équations de la machine synchrone relatives au stator et au rotor [8] :

Equations des flux :

$$\begin{matrix} e & M_{se}^T & i_{abc} & L_e I_e \\ abc_s & L_s & i_{abc} & M_{se} I_e \end{matrix} \quad (II.1)$$

Equation de tension :

$$V_{abc_s} = r_s \dot{i}_{abc_s} + \frac{d}{dt} \lambda_{abc_s} \quad (II.2)$$

Ou :

$$L_s = L_{s0} + L_{s2} \quad (II.3)$$

Avec :

$$L_{s0} \begin{pmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{pmatrix}$$

$$L_{s2} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}) & \cos(\theta - \frac{2}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}) & \cos(\theta - \frac{2}{3}) & \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}) \end{pmatrix}$$

Et :

$$M_{se} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}) \end{pmatrix}$$

θ : est l'angle électrique.

θ_m : est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

L_s : La matrice des inductances statoriques

M_{se} : correspond à la matrice des inductances mutuelles stator rotor.

M_{se} : La valeur maximale de ces inductances mutuelles.

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l'un est statorique et l'autre est rotorique ; ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor[11].

La dernière relation importante complétant le modèle du **MSAP**, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d}{dt} \omega_r + f_r \omega_r = C_e - C_r \quad (II.4)$$

Avec :

J : Le moment d'inertie du moteur.

ω_r : La vitesse angulaire mécanique du rotor.

f_r : Le coefficient de frottement visqueux.

C_e : Le couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Le couple résistant.

II.2.2.2/ Principe de la transformation de PARK :

La transformation directe de PARK, est définie par la matrice P appliquée aux vecteurs originaux $\mathbf{v}_{abc}$, $\mathbf{i}_{abc}$, et $\mathbf{x}_{abc}$.

Elle fait correspondre le vecteur de manière identique $\mathbf{x}_{dqo} = \mathbf{x}_o \quad \mathbf{x}_d \quad \mathbf{x}_q^T$.

- Le vecteur $\mathbf{x}_o$ représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs $\mathbf{x}_a$, $\mathbf{x}_b$, et $\mathbf{x}_c$.

- Les vecteurs $\mathbf{x}_d$, $\mathbf{x}_q$ représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux $\mathbf{x}_a$, $\mathbf{x}_b$, et $\mathbf{x}_c$.

Alors :

$$\mathbf{x}_{dqo} = P \mathbf{x}_{abc} \quad (II.5)$$

$$\mathbf{x}_{abc} = P^{-1} \mathbf{x}_{dqo} \quad (II.6)$$

P , et P^{-1} : les matrices de passage direct et inverse.

Elles sont données par :

$$P = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}) & \cos(\theta - \frac{4}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2}{3}) & \sin(\theta - \frac{4}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (II.7)$$

: La position de repère choisi pour la transformation.

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \frac{2}{3} \cos(\frac{2\theta}{3}) & \frac{2}{3} \sin(\frac{2\theta}{3}) & 1 \\ \cos(\frac{2\theta}{3}) & \sin(\frac{2\theta}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Avec :

θ_s : Pour le stator.

θ_r : Pour le rotor.

II.2.2.3/ Principe de la transformation de Concordia :

La transformation directe de **Concordia** est définie par une matrice C . Aux vecteurs originaux V_{abc} , i_{abc} , ϕ_{abc} , la transformation de **Concordia** fait correspondre les vecteurs V_0 , i_0 et ϕ_0 . Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. Le vecteur X_0 représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs X_a , X_b et X_c . Les vecteurs X et X représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs X_a , X_b et X_c .

La transformation de **Concordia** est définie par :

$$X_0 = C X_{abc} \quad (II.9)$$

$$X_{abc} = C^{-1} X_0 \quad (II.10)$$

Où :

C : La matrice de transformation directe, elle est donnée par :

$$C = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

II.2.2.4/ Passage du repère (dq) au repère ($\alpha\beta$) :

Le passage des composantes ($\alpha\beta$) au composantes dq est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$R = \begin{bmatrix} \cos & \sin \\ \sin & \cos \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

II.2.2.5/ Equation électrique d'un enroulement triphasé dans le repère (dq) :

On a la relation suivante :

$$v = r i + \frac{d\psi}{dt}$$

Une équation compacte peut être établie pour trois phases repérées par les indices a, b, c , sous forme matricielle [8] :

$$V_{abc} = r i_{abc} + \frac{d\psi_{abc}}{dt} \quad (II.13)$$

La transformation de *PARK* est appliquée à l'équation (II.10) comme suit :

$$P^{-1} V_{dqo} = r P^{-1} i_{dqo} + \frac{d}{dt} P^{-1} \psi_{dqo} \quad (II.14)$$

Soit en multipliant à gauche par P :

$$V_{dqo} = r i_{dqo} + \frac{d\psi_{dqo}}{dt} + P \frac{dP^{-1}}{dt} \psi_{dqo} \quad (II.15)$$

On obtient le système des équations dans le repère de *PARK*, qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement équivalent :

$$\begin{aligned}
 V_d &= r i_d + \frac{d}{dt} \left(\frac{d}{dt} i_q \right) \\
 V_q &= r i_q + \frac{d}{dt} \left(\frac{d}{dt} i_d \right) \\
 V_o &= r i_o + \frac{d}{dt} \left(\frac{d}{dt} i_o \right)
 \end{aligned} \tag{II.16}$$

Dans le cas où le système est équilibré (la somme des composantes a, b, c est nulle), la troisième équation , toujours vérifiée car identiquement nulle , devient inutile.

II.2.2.6/ Equation des flux du MSAP :

Les équations des flux statoriques s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \lambda_{ds} &= L_d i_{ds} + \lambda_{sd} \\
 \lambda_{qs} &= L_q i_{qs} + \lambda_{sq}
 \end{aligned} \tag{II.17}$$

II.2.2.7/ Equation des tensions du MSAP :

Les équations des tensions statoriques s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \\
 V_{qs} &= r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs}
 \end{aligned} \tag{II.18}$$

P : Nombre de paire de pôles.

II.3 Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions, dont on retient la suivante qui convient à la commande directe, et correspond à la forme d'état précédente, [12] :

$$C_e = \frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} \tag{II.19}$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$$C_{er} = \frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} : \text{Le couple de réluctance variable.}$$

$C_{ep} = \frac{3}{2} P_e i_q$: Le couple principale.

II. 4-Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative.

La figure (II.2) représente le schéma de principe d'un onduleur, il est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ($D_1, D_2, D_3, D'_1, D'_2, D'_3$). Les semi-conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés.

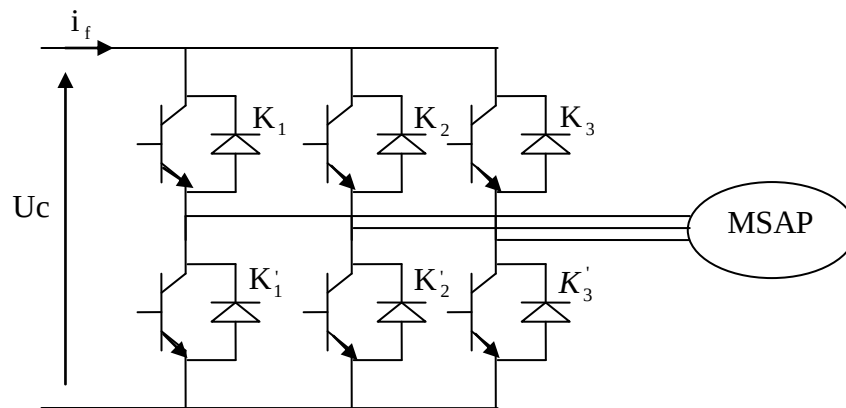


Figure (II.2) Schéma de principe de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion $F_j(j = 1,2,3)$.

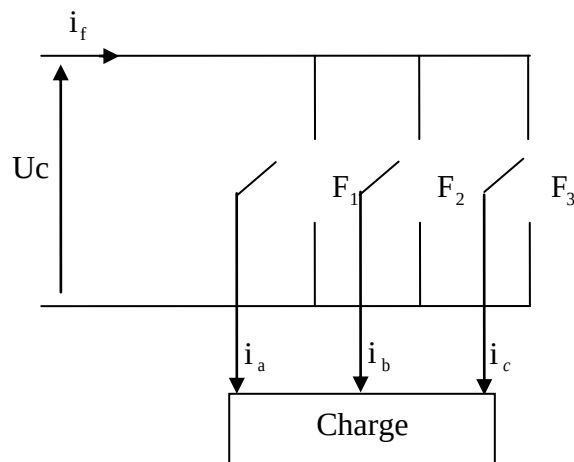


Figure (II.3) Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complètes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_i \text{ est fermé et } k'_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_i \text{ est fermé et } k_i \text{ ouvert} \end{cases}$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_c(F_1 - F_2) \\ U_{bc} &= U_c(F_2 - F_3) \\ U_{ca} &= U_c(F_3 - F_1) \end{aligned} \quad (II.20)$$

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

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (II.21)$$

En tenant compte des deux relations (II.19) et (II.20), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U_c}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b &= \frac{U_c}{3}(-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c &= \frac{U_c}{3}(-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{aligned} \quad (II.22)$$

Les systèmes d'équations (II.18) peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \\ V_b &= \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \\ V_c &= \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II.23)$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (II.24)$$

II. 5- Technique de commande MLI

La technique de modulation de la largeur d'impulsions consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur.

Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude de fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée.

Les signaux de référence sont donnés par l'équation suivante :

$$V_{ref} = r \sin \left[2\pi f t - 2(j-1)\frac{\pi}{3} \right] \quad j=1, 2, 3.$$

Avec :

r : le coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation .

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} & (4n-1) \text{ si } nT_p \leq t < (2n+1)\frac{T_p}{2} \\ \frac{4t}{T_p} & (4n+3) \text{ si } (2n+1)T_p \leq t < (n+1)T_p \end{cases} \quad (II.25)$$

Où : $T_p = \frac{1}{f_p}$ et $f_p = m f$ avec m : indice de modulation qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de la référence.

II.6/ Schéma de bloc du modèle de la MSAP:

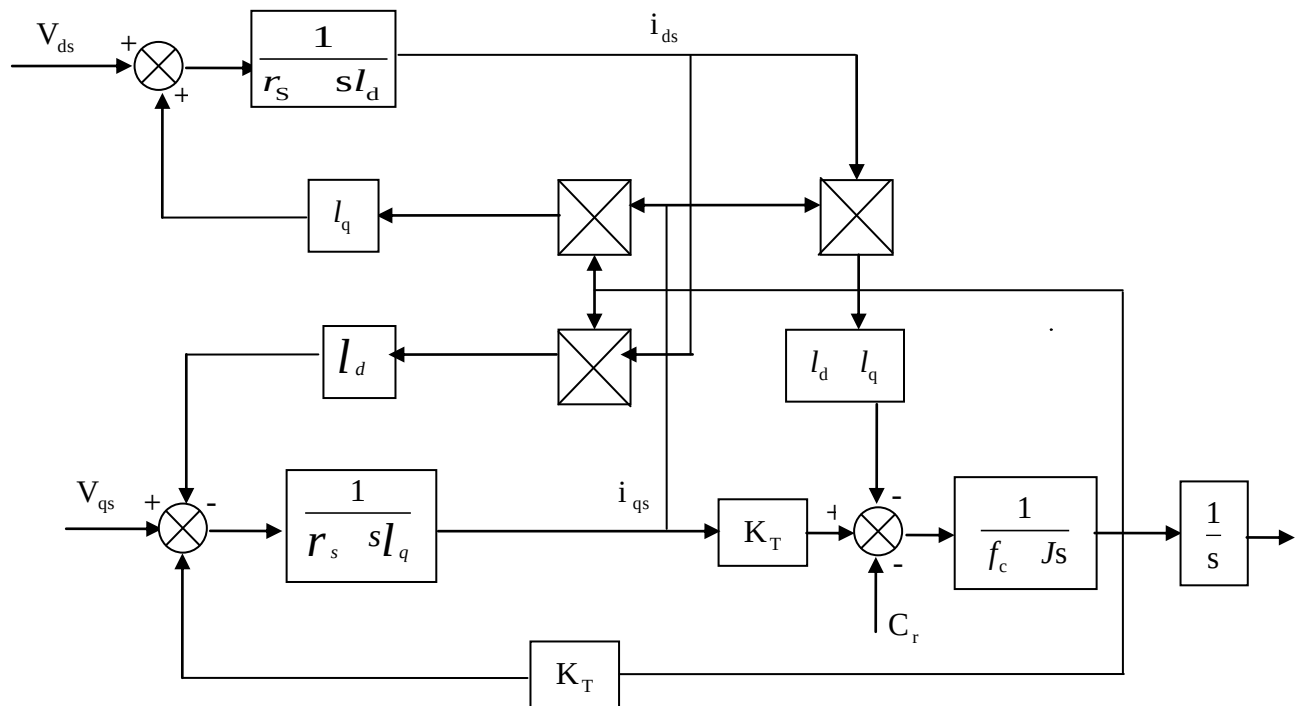


Fig. (II.4) Schéma bloc du modèle de la MSAP

II.7 Résultats de simulation :

Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe (A).

En première étape, on va simuler numériquement le fonctionnement en charge après un démarrage à vide du MSAP alimentée directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ.

L'examen des courbes de la figure (II.5) montre:

Pour la caractéristique de vitesse, on a présenté uniquement le régime permanent, la valeur de la vitesse se stabilise à la celle de synchronisme (104 rd/s). Le modèle de la MSAP est simulé sans enroulements d'excitation et celui d'amortisseurs.

L'allure de la courbe du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court puis elle s'annule. A $t=0.4s$, on applique un couple de charge de $6Nm$, $C_e=f(t)$ tend vers le régime de charge imposée sur l'arbre de la machine.

Pour les caractéristiques des courants, au début du démarrage on voit des pics de courants 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 elle se rétablit à sa valeur nominale permanente après un temps assez court. A

$t=0.4$, on applique une charge de $C_r= 6 \text{ N.m}$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilise au régime permanent.

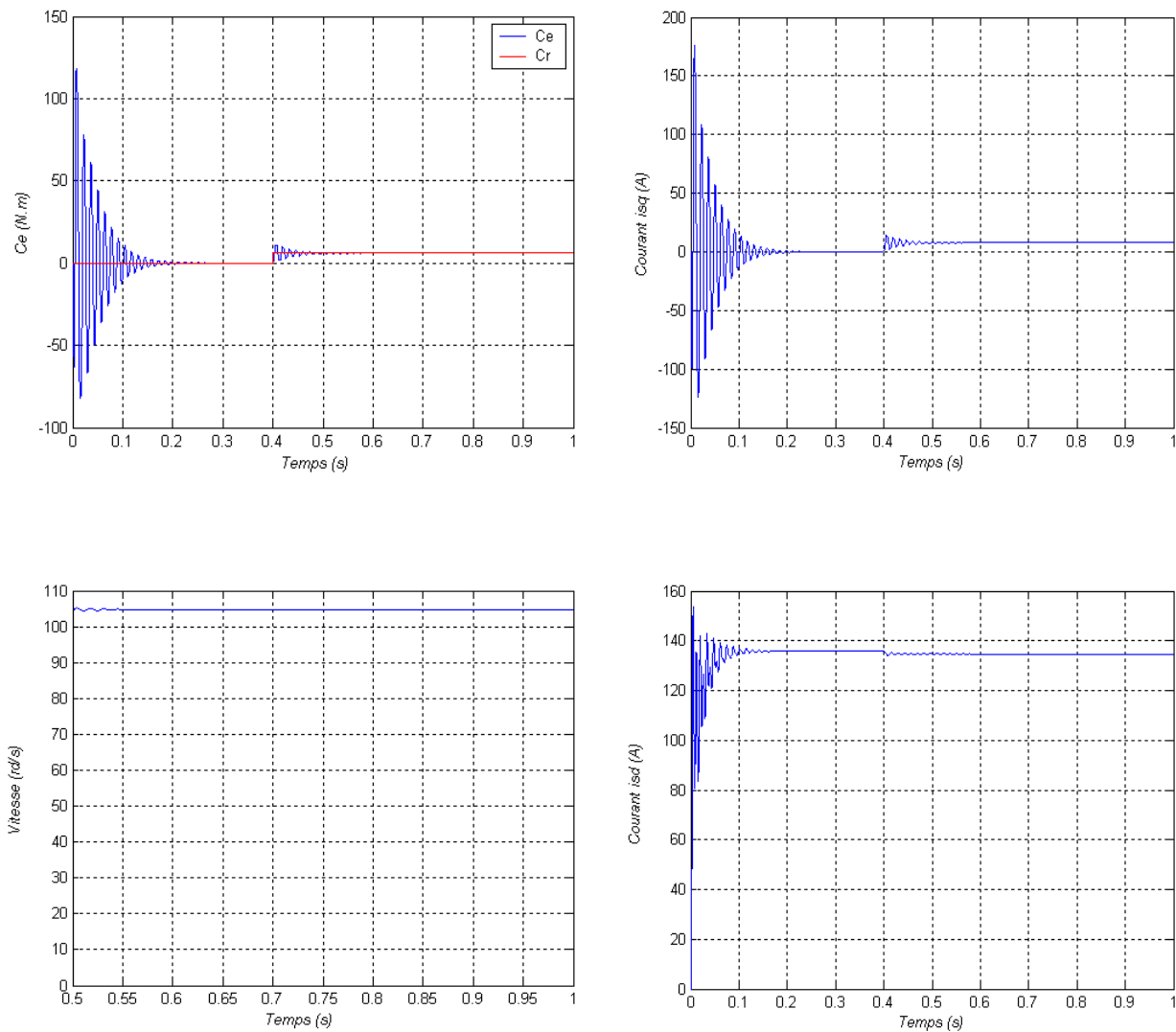


Fig. (II.5) Résultats de simulation du MSAP en charge après un démarrage à vide.

II.8 / Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ces domaines d'application, ainsi que sa modélisation en triphasé en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Par la suite, le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des *MLI* les plus connues.

CHAPITRE III

Contrôle Direct Du Couple Du Machine Synchrone A Aimants Permanents

Contrôle Direct de Couple du MSAP

III.1/INTRODUCTION :

Le contrôle direct du couple (**DTC**, ou **DTFC**) venu de la nomination anglosaxonne (Direct Torque, and Flux , Contrôle) , et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteur de puissance élevées. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (**FOC** Oriented Contrôle). 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[13], une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenu à partir d'une commande vectorielle.

Trois techniques de commande ont été utilisées pour mettre en application des commandes de **DTFC**.

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

Ce chapitre présente une étude théorique détaillée de la mise en œuvre du contrôle direct du couple appliqué à la commande de la MSAP ainsi que les résultats de simulations obtenus pour un fonctionnement en charge.

III.2/ Stratégie de commande du moteur synchrone à aimants permanents :

Il existe plusieurs stratégies de commande d'un **MSAP**, dont on cite :

III.2.1/ Commande par autopilotage :

Une première de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation [9].

La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet :

La détection de la position relative rotor/ stator c'est-à-dire la position du champ inducteur par rapport au champ induit.

La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformation d'impulsions et envoyés sur les gâchettes des thyristors du commutateur de courant qui alimente l'induit de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ».

L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but est d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesse, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courants continus.

III.2.2/ Commande Vectorielle du MSAP :

Elle est appelée aussi commande par orientation de flux et notée **FOC** (*Field Oriented control*). Les principes de cette commande ont été élaborés dès 1972, par **Blaschke** [13]. Depuis, de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine, permettant ainsi le développement de cette commande vectorielle dans de multiples applications industrielles.

La machine synchrone à aimants permanents est représentée par un système d'équations vectoriel. Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et réglées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients de l'alimentation en courant.

La technique de la commande vectorielle permet de transformer le **MSAP** en une structure semblable à celle de la machine à continu continu à excitation séparée dans

lequel le flux n'est pas affecté les variations du couple électromagnétique. En effet, en absence de la saturation et de la réaction de l'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation. On aura ainsi un couple électromagnétique proportionnel au courant de l'induit pour une valeur constante de flux.

Ce contrôle permet une amélioration du temps de réponse et réglage rapide du couple. Mais, cette amélioration est accompagnée par une complexité plus grande de la commande et la mise en œuvre de structures d'observation ou de mesure des grandeurs de la machine, exigée par la commande[10].

De plus, la sensibilité aux variations des paramètres internes de la machine présente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle.

III.2.3/ Commande directe de couple et de flux du MSAP :

La méthode du Contrôle Direct du Couple (Direct Torque Control, en jargon anglo-saxon, **DTC**) a été introduite en 1985 par **Takahashi** et **Depenbrock** spécialement pour les machines asynchrones [13]. Ensuite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande. Cette technique de commande a été appliquée aussi sur les machines synchrones. Cette stratégie de commande relativement nouvelle est concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation par un onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsions (**MLI**) et découplage de flux et de couple par orientation du champ magnétique.

Dans ce cas, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation. ce type de commande est basé sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension[14]

III.3/Principes Généraux De La Commande Directe De Couple :

La commande **DTC** d'un moteur synchrone à aimants permanents est basé 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. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept position distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur.

La commande par **DTC** du **MSAP**, peut être schématisée par la figure suivante :

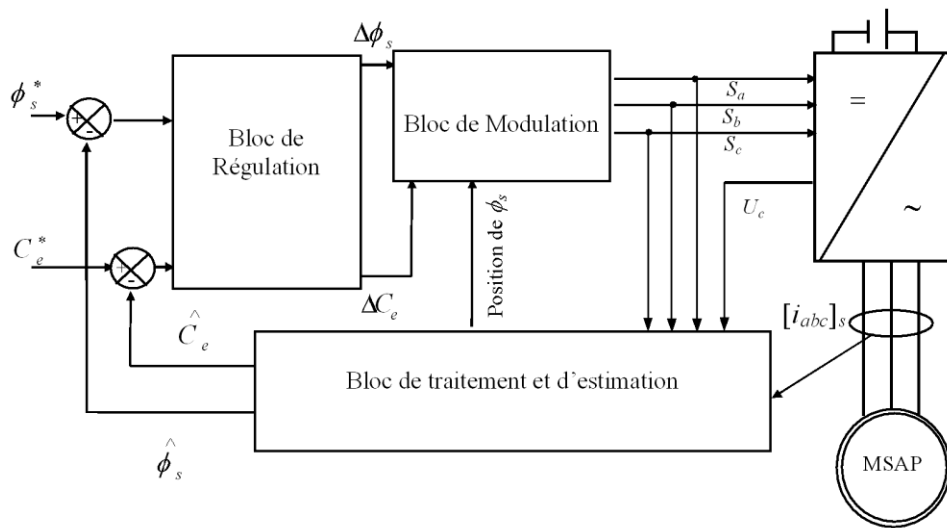


Figure III-1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges gammes de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600 Hz), ceci avec une bande passante en couple[14].

- La stratégie de contrôle par **DTC** est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du stator de la machine.
- L'estimation du flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice 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 Park dans des axes tournants.
- Elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.

III.4/Fonctionnement et Séquence 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 structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de **Takahashi** [11] et celle sans séquences nulles.

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, (figure III-2).

On peut écrire :

$$\overline{V_{sn0}} = \overline{V_s} = V_s \quad jV_s = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{an0} V_{bn0} e^{j\frac{2}{3}} V_{cn0} e^{j\frac{4}{3}} \quad (\text{III.1})$$

$V_{an0} \ V_{bn0} \ V_{cn0}^T$: Est le vecteur de tension de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande C_{ki} ($i=1,2,3$), ou :

C_{ki} est l'état de l'interrupteur K_i supposé parfait.

* $C_{ki}=1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert.

* $C_{ki}=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé

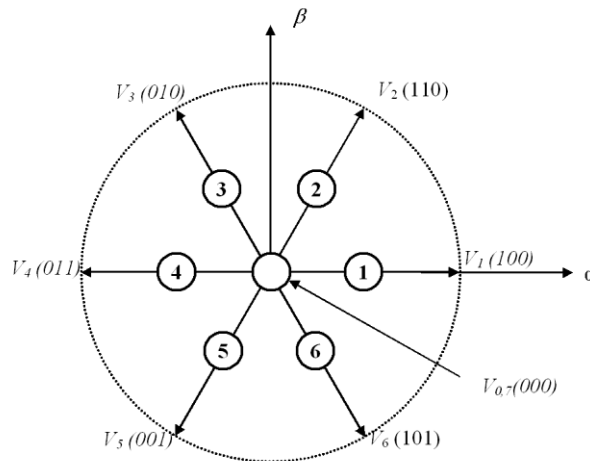


Fig.(III-2) : Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires.

Avec :

$$\overline{V_0} = C_{k1}, C_{k2}, C_{k3} = 0,0,0 \quad \text{et} \quad \overline{V_7} = C_{k1}, C_{k2}, C_{k3} = 0,0,0 .$$

III.5/ Stratégie de Commande Directe de Couple et de Flux :

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

Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e .

Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine synchrone à aimant permanent.

On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.

On estime le couple électromagnétique du **MSAP**, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.

On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique.

III.5.1/ Contrôle du Vecteur de Flux Statorique :

On se place dans le repère fixe , lié au stator de la machine . Le flux statorique du **MSAP** est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\overline{v_s} = r_s \overline{i_s} + \frac{d}{dt} \overline{\lambda_s} \quad (III.2)$$

On obtient :

$$\overline{\lambda_s} = \overline{\lambda_{s0}} + \int_0^t \overline{v_s} - r_s \overline{i_s} dt \quad (III.3)$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée.

On trouve alors :

$$\overline{\lambda_s} = \overline{\lambda_{s0}} + \int_0^t \overline{v_s} dt \quad (III.4)$$

Le vecteur de tension appliqué au **MSAP** reste constant, on peut écrire alors :

$$\overline{\lambda_s}(k-1) = \overline{\lambda_s}(k) - \overline{v_s} T_e \quad (III.5)$$

Ou encore :

$$\overline{\lambda_s} = \overline{\lambda_s} - \overline{v_s} T_e \quad (III.6)$$

Avec :

$\overline{\lambda_s}$: La variation du vecteur flux statorique

T_e : La période d'échantillonnage.

$\overline{\lambda_s}(k)$: Le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\bar{\phi}_s(k-1)$: Le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

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, $\bar{\phi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP[15].

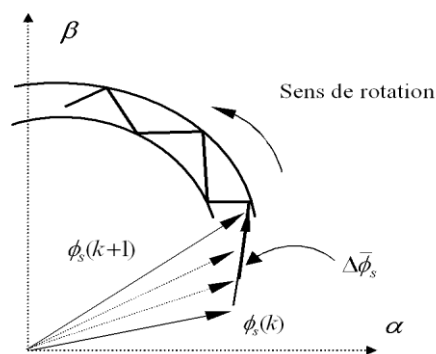


Fig. III.3 Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan α, β ,

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.

III.4.2/ Contrôle du couple électromagnétique :

Pour exposer qualitativement les principes de contrôle du couple synchrone, on suppose pour simplifier que la vitesse de rotation de la machine et l'amplitude du flux rotoriques sont constante.

On peut contrôler le vecteur $\bar{\phi}_s$ à partir du vecteur $\bar{v}_s$, aux chutes de tension $r_s \bar{i}_s$ près.

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor[1].

$$C_e = k_s \overline{\psi_s} \overline{\psi_r}' k_r \left| \overline{\psi_s} \right| \left| \overline{\psi_r}' \right| \sin \theta \quad (\text{III.7})$$

Tel que :

$$k = \frac{3P}{2l_q}$$

Avec :

$\overline{\psi_s}$: Le vecteur de flux statorique.

$\overline{\psi_r}'$: Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

θ : L'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\psi_s}$ et $\overline{\psi_r}'$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\psi_s}$ (à partir de $\overline{v_s}$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\psi_r}'$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

III.5/ Sélection du vecteur de tension :

Le choix du vecteur de tension statorique $\overline{v_s}$ dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\psi_s}$, du sens de rotation de $\overline{\psi_s}$, et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique, on peut délimiter l'espace de $\overline{v_s}$ en le décomposant en six zones appelées secteurs ; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes α et β . L'axe α est choisi confondu avec de la phase (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c).

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i ($i = 1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants[13] :

- * Si $\bar{V}_{i1}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- * Si $\bar{V}_{i2}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- * Si $\bar{V}_{i1}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- * Si $\bar{V}_{i2}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.

- * Si $\bar{V}_0$ ou $\bar{V}_7$ sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\Psi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\Psi}_s$ reste inchangé.

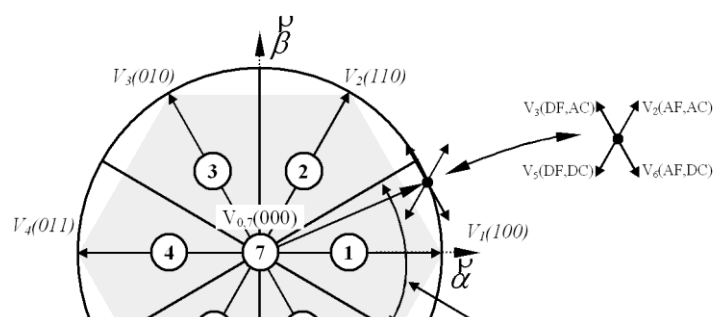
Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i.

En effet, au début de la zone, les vecteurs $\bar{V}_{i1}$ et $\bar{V}_{i2}$ sont perpendiculaires à $\bar{\Psi}_s$ 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 $\bar{V}_{i1}$ et $\bar{V}_{i2}$, il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\Psi}_s$, 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 $\bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i3}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\Psi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\Psi}_s$ 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 $\bar{\Psi}_s$.

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



AF : Augmenter le Flux

AC : Augmenter le Couple

DC : Diminuer le Couple

DF : Diminuer le Flux

Fig.III.4 Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1,\dots,6}$

III.6/ Estimation du flux et du couple :

On considère le système d'axes $\alpha\beta$, lié au stator du MSAP. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par [13] :

$$\begin{aligned} v_s &= r_s i_s \\ v_s &= r_s i_s \end{aligned} \quad (III.8)$$

On obtient les tensions v_s et v_s à partir des commandes C_{k1}, C_{k2}, C_{k3} , et de la mesure de la tension U_c .

$$\begin{aligned} v_s &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_c C_{k1} - \frac{1}{2} C_{k2} - C_{k3} \\ v_s &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_c C_{k2} - C_{k3} \end{aligned} \quad (III.9)$$

Alors :

$$\bar{v}_s = v_s - jv_s \quad (III.10)$$

Les expressions des flux statoriques sont comme suit :

$$\begin{aligned} \hat{v}_s &= \int_0^t (v_s - r_s \dot{i}_s) dt \\ \hat{i}_s &= \int_0^t (v_s - r_s \dot{i}_s) dt \end{aligned} \quad (III.11)$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage T_e , peut être formulée de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \hat{v}_s[k] &= \hat{v}_s[k-1] + (v_s[k-1] - r_s \dot{i}_s[k-1]) T_e \\ \hat{i}_s[k] &= \hat{i}_s[k-1] + (v_s[k-1] - r_s \dot{i}_s[k-1]) T_s \end{aligned} \quad (III.12)$$

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

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_s &= \sqrt{\hat{\psi}_s^2 + \hat{\psi}_s^2} \\ \hat{\psi}_s &= \arctg \frac{\hat{\psi}_s}{\hat{\psi}_s} \end{aligned} \quad (III.13)$$

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

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} P \hat{i}_s \hat{i}_s \quad (III. 14)$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statorique [12]. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée au **MSAP** en particulier et surtout la commande par **DTC**.

III.7. 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 statorique ϕ_s dans une couronne circulaire.

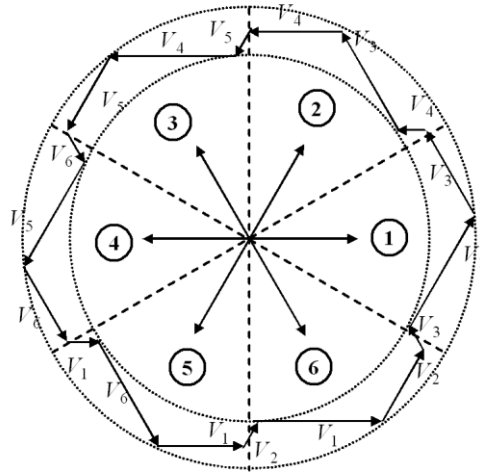


Fig. (III.5) Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique

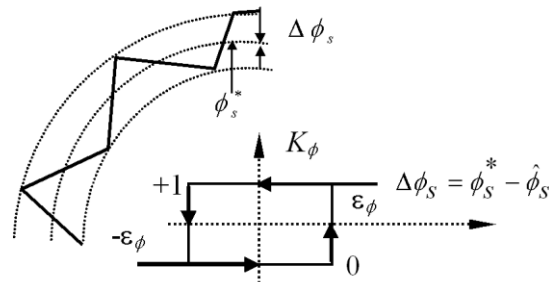


Fig. (III.6) : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.

On peut écrire ainsi :

$$\begin{aligned}
 & \text{si } \varphi_s > \varphi_{s0} \quad \text{alors } K = 1 \\
 & \text{si } 0 < \varphi_s \text{ et } d\varphi_s/dt > 0 \quad \text{alors } K = 0 \\
 & \text{si } 0 < \varphi_s \text{ et } d\varphi_s/dt < 0 \quad \text{alors } K = 1 \\
 & \text{si } \varphi_s < -\varphi_{s0} \quad \text{alors } K = 0
 \end{aligned} \tag{III.15}$$

En effet, si on introduit l'écart φ_s , entre le flux de référence φ_s^* et le flux estimé $\hat{\varphi}_s$ dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur $K = 1$ pour augmenter le flux et $K = 0$ pour le réduire ; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs $\bar{v}_{i1}$ ou $\bar{v}_{i2}$ peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique φ_s [13],[14].

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

III.8/Correcteur de 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 [14], [15].

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (III.16), tels que K_c représente l'état de sortie du comparateur et ε_{C_e} la limite de la bande d'hystérésis.

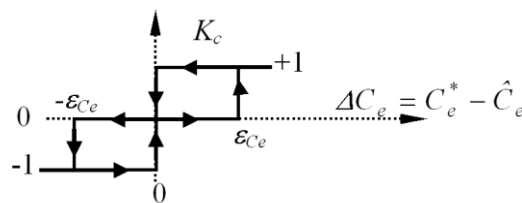


Fig. (III.7) Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

On peut écrire alors :

$$\begin{aligned}
 & \text{si } C_e > C_{e0} \text{ et } dC_e/dt > 0 \text{ alors } K_c = 1 \\
 & \text{si } 0 < C_e - C_{e0} \text{ et } dC_e/dt > 0 \text{ alors } K_c = 0 \\
 & \text{si } 0 < C_e - C_{e0} \text{ et } dC_e/dt < 0 \text{ alors } K_c = 1 \\
 & \text{si } C_e = C_{e0} \text{ et } dC_e/dt > 0 \text{ alors } K_c = 1 \\
 & \text{si } C_e = C_{e0} \text{ et } dC_e/dt < 0 \text{ alors } K_c = 0 \\
 & \text{si } C_e = C_{e0} \text{ et } dC_e/dt = 0 \text{ alors } K_c = 1
 \end{aligned} \tag{III.16}$$

En introduisant l'écart C_e , entre le couple électromagnétique de référence C_{e0} et celui estimé $\hat{C}_e$ dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, 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 C_e 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 de flux [16]. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\vec{s}$), par exemple on peut appliquer les vecteurs $\vec{v}_{i1}$ ou $\vec{v}_{i2}$, si l'on choisit un sens de rotation positif.

Dans ce cas, le flux $\vec{\psi}_r$ rattrapera d'autant plus vite le flux $\vec{\psi}_s$ que ce dernier ne se contente pas seulement de «l'attendre : cas de l'application des vecteurs nuls, mais va à sa rencontre inverse du sens de rotation de $\vec{s}$ ».

III.9/Elaboration des tables de commutation :

III.9.1/Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles :

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux ψ_s et du couple 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 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 ψ_s et C_e suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

	Augmentation	Diminution
s	$V_{i1}, V_i^{et} V_{i1}$	$V_{i2}, V_{i2}^{et} V_{i3}$
C_e	$V_{i1}^{et} V_{i2}$	$V_{i1}^{et} V_{i2}$

Tab.III.1 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande 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 du MSAP.

K	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tab III.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 C_e . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande :

$$C_e \quad C_e \quad C_e$$

III.9.2/Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles :

Dans ce cas, on 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 [1], [17]. Alors, les séquences qui correspondent à C_e nulle sont ignorées.

La table suivante illustre cette modification.

K	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
0	0	001	101	100	110	010	011
0	1	010	011	001	101	100	110
1	0	101	100	110	010	011	001
1	1	110	010	011	001	101	100

Tab.III.3 Table de commutation sans séquences nulles.

III.10/ Réglage de vitesse par un régulateur (PI) :

L'action intégrale du correcteur améliore le régime permanent tout en détériorant le régime transitoire, alors que l'action proportionnelle, offre la possibilité de modifier en même temps le régime transitoire et le régime permanent. Le régulateur PI combine alors les deux avantages et permet ainsi d'améliorer tant le régime permanent que le régime transitoire.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{C(s).G(s)}{1 + C(s).G(s)} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$$G(s) = \frac{1}{J_s s} \quad (\text{III.18})$$

Et:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.19})$$

Avec: $\frac{K_p}{K_i}$ (III.20)

La fonction de transfert du système (machine + régulateur PI) en BF est donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{K_i} \frac{s}{s^2 + \frac{J}{K_i} s + 1}$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert de (III.20) avec la forme standard du second ordre, on trouve que :

$$\frac{K_i}{J} = 2 \zeta \omega_n \quad (III.21)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{2}{J K_i}} \quad (III.22)$$

Avec

ζ : Coefficient d'amortissement.

Pour calculer K_i , la constante de temps associée au régulateur est choisie en fonction de la constante de temps statorique dans l'axe q par $\frac{l_{qs}}{r_s}$ qui caractérise la dynamique de couple par conséquence:

$$K_p = K_i$$

La boucle de régulation de la vitesse est donnée par la figure (III.8), mais on a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du système (machine+ régulateur PI).

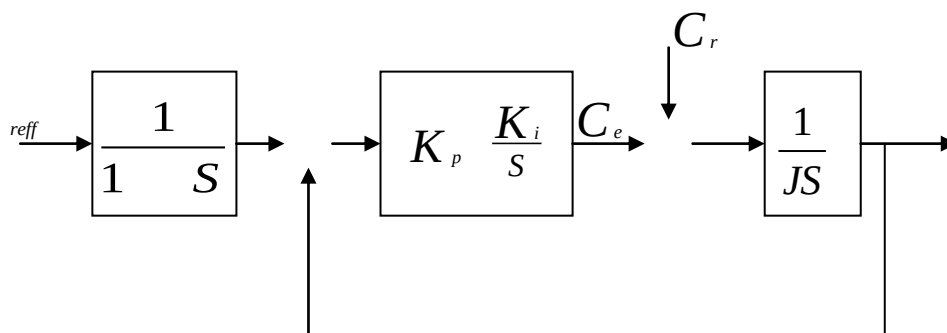


Fig.(III.8) Régulation de la vitesse

III.11/Structure générale de la DTC appliquée au MSAP :

La structure d'une commande par la **DTC** appliquée au MSAP est représentée sur la figure suivante. On utilise le tableau classique des séquences proposées par **Takahashi** [11].

Le choix du vecteur $\bar{v}_s$ est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e .

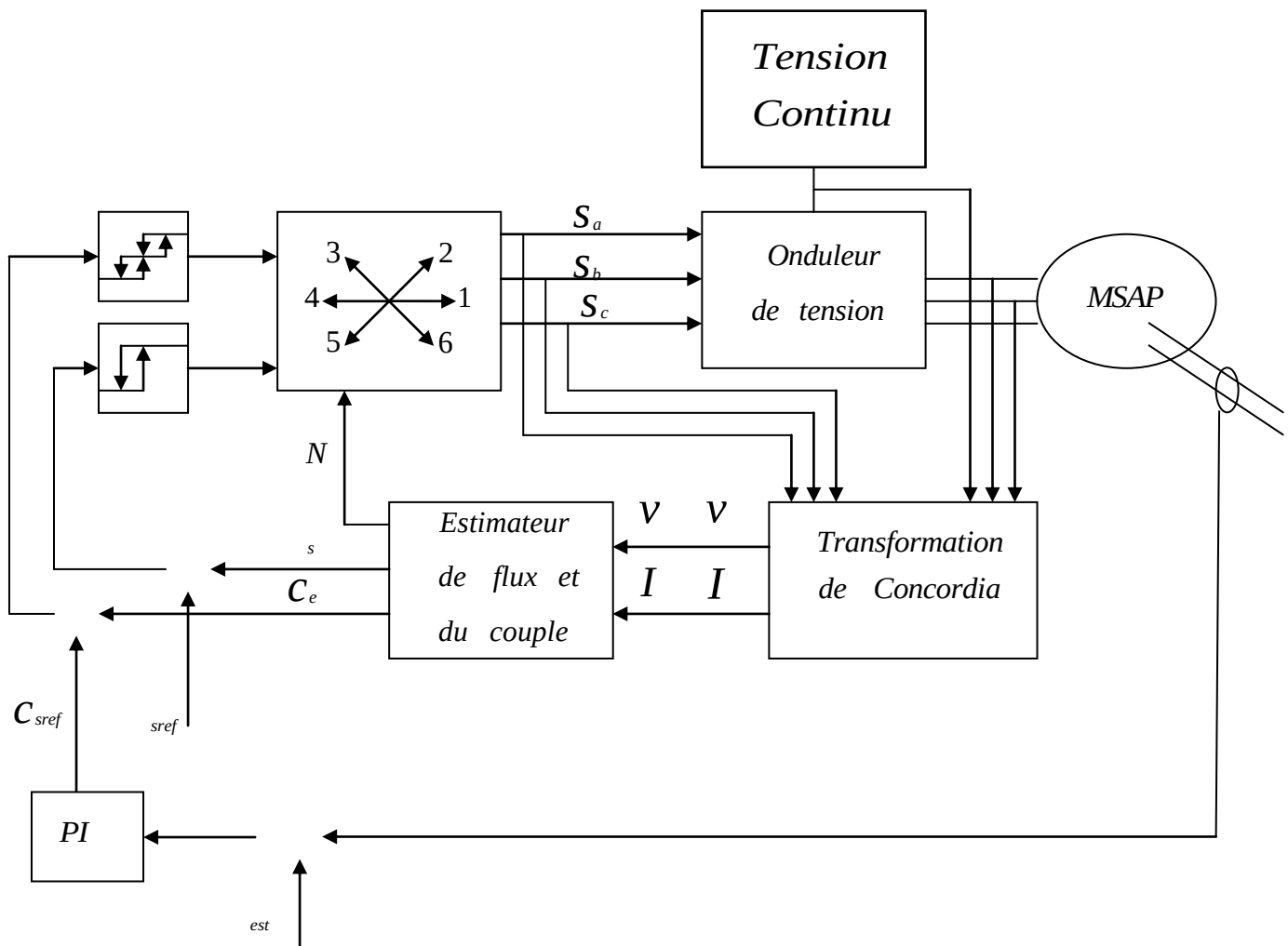


Fig. (III.8) Schéma de la structure générale du contrôle directe de couple

D'un M S A P

III.12.Résultats de la simulation:

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée au modèle du **MSAP** en présence de la boucle de réglage de vitesse. On a effectuée des simulations pour les régimes de fonctionnements suivants:

- Fonctionnement en charge nominale après un démarrage à vide.
- Fonctionnement en charge avec variation du sens de rotation.
- Variation de la charge avec une consigne de vitesse constante.

Le flux de référence est pris de l'ordre de $0.3Wb$.

Simulation en charge après un démarrage à vide :

Les résultats de cette simulation montrent que, pour le fonctionnement en charge nominale (6 Nm), fig. (III.9), les grandeurs tels que vitesse, flux statorique estimé ont suivi leurs consignes d'où le système est parfaitement commandé.

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant statorique suit parfaitement la variation de la charge.

Simulation en charge avec variation du sens de rotation de vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de vitesse, fig. (III.10), montrent que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur le courant, le flux statorique et le couple électromagnétique.

Le couple subit un pic lors du passage d'un mode à l'autre puis regagne sa valeur sans erreur.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la DTC est robuste par rapport à ce test.

Simulation avec variation de la charge:

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge, fig. (III.11), montrent que le couple estimé suit sa valeur de référence sans erreur statique, le courant statorique suit aussi parfaitement la variation de la charge.

On peut dire la DTC présente de bonnes performances.

Simulation en charge après un démarrage à vide :

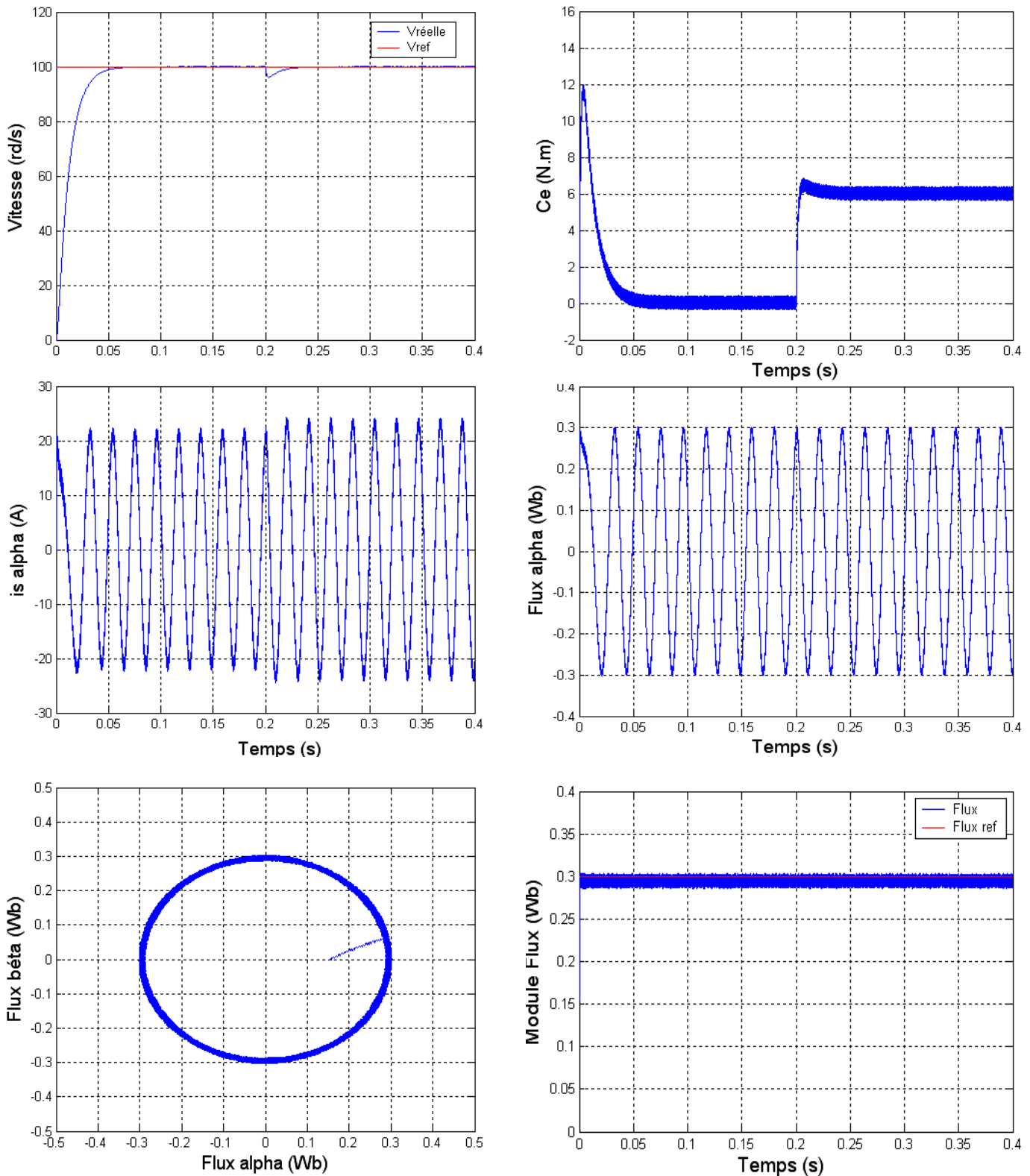


Fig. (III.9) Les résultats de simulation de la DTC du MSAP en charge après un démarrage à vide

Simulation en charge avec variation de la vitesse :

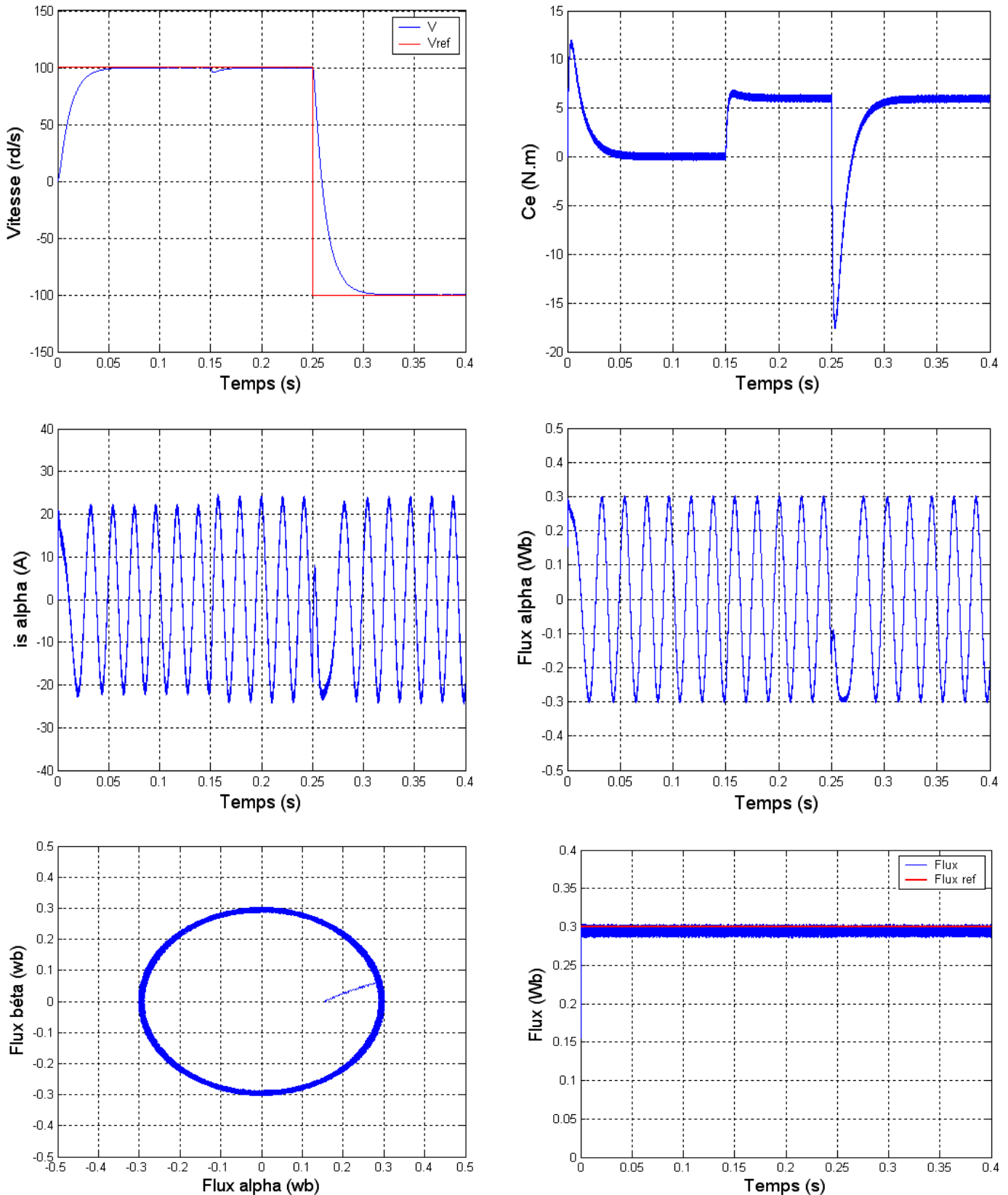


Fig. (III.10) Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec inversion de sens de rotation.

Simulation avec variation de la charge :

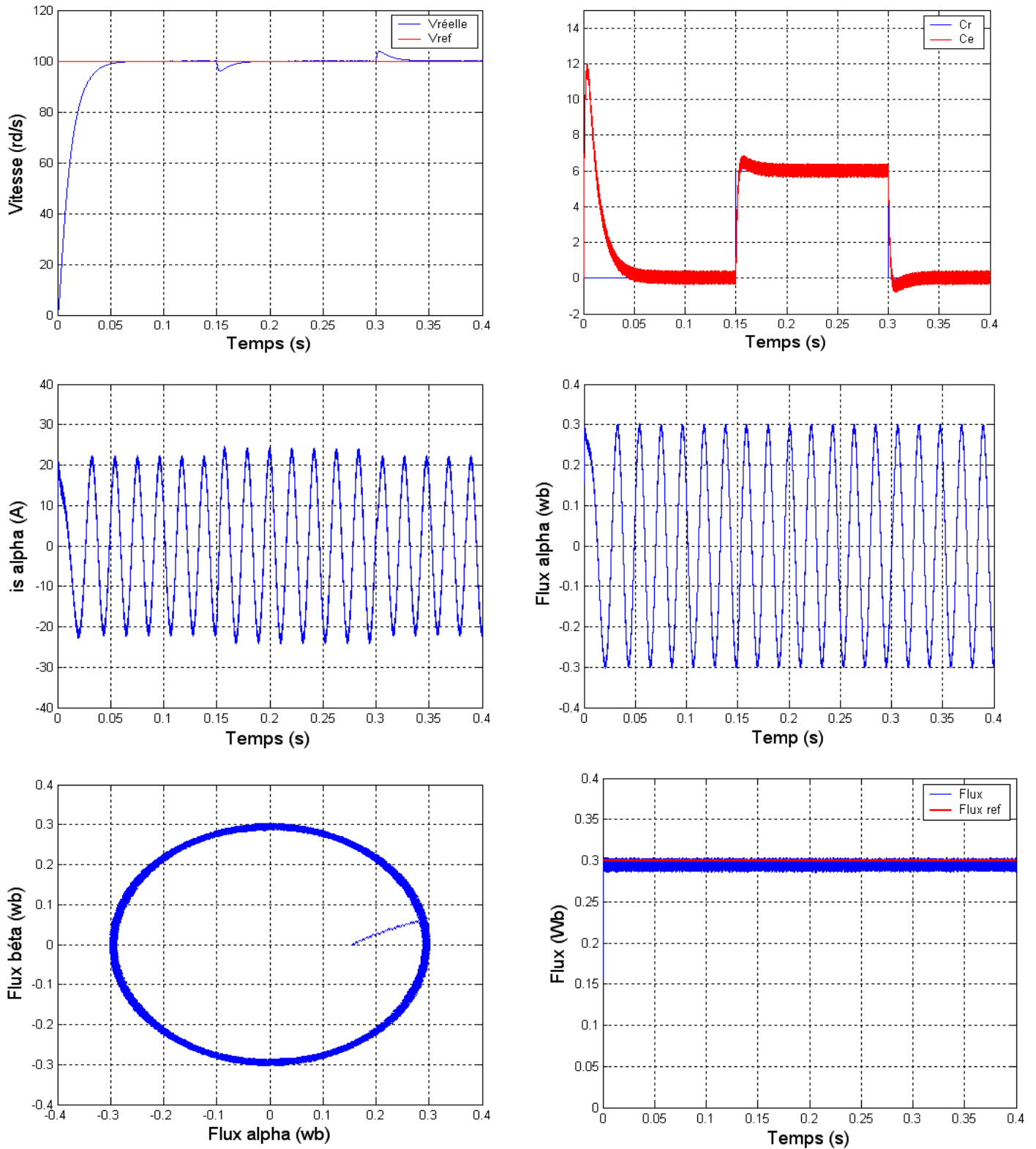


Fig. (III.11) Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec variation de la charge.

III.13/ Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliquée au moteur synchrone à aimants permanents en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur **PI** dont les paramètres sont calculés sur la base analogique.

On peut conclure que la **DTC** présente de bonnes performances dynamiques et statiques. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présentent des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes.

Conclusion Générale

Le travail, dans ce cadre de mémoire, a permis d'élaborer l'étude détaillée de la commande directe de couple DTC de la machine synchrone à aimants permanents MSAP et l'amélioration par son réglage de vitesse. C'est une commande qui présente de hautes performances par rapport aux autres techniques de commandes classiques.

Les volets principaux de notre travail et les perspectives futures envisageables peuvent être résumés comme suit:

La première partie de ce travail est consacrée à la représentation des généralités sur la MSAP ainsi que les caractéristiques des aimants permanents et leurs structures, suivi de sa modélisation par la transformation de Park, avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces derniers dépendent du positionnement de repère de Park. Le modèle de la machine a été écrit lié au choix des sorties du modèle et du référentiel de travail.

La seconde partie du travail, consiste à une analyse théorique de principe du contrôle direct de couple avec une validation de sa structure par une simulation sous Matlab. La DTC est réalisée avec le réglage de vitesse en utilisant un régulateur du type PI. Les résultats de simulation obtenus montrent les hautes performances dynamiques de la commande DTC.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

Amélioration de la DTC classique du MSAP par l'utilisation de la table de vérité à 12 secteurs.

L'étude de la DTC du MSAP avec la variation paramétrique telles que la résistance statorique.

L'étude de la DTC du MSAP avec un estimateur ou observateur de vitesse (suppression du capteur de vitesse).

L'implantation de la structure DTC sur site réel.

ANNEXE

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont [18] :

<i>Puissance nominale :</i>	$P_n = 100 \text{ w} ;$
<i>Tension nominale :</i>	$V = 280/380 \text{ v} ;$
<i>Résistance d'une phase statorique :</i>	$r_s = 1.4 \Omega ;$
<i>Inductance longitudinale :</i>	$l_d = 0.0066 \text{ H} ;$
<i>Inductance transversale :</i>	$l_q = 0.0058 \text{ H} ;$
<i>Moment d'inertie :</i>	$J = 0.00176 \text{ Nms /rd} ;$
<i>Coefficient de frottement :</i>	$f_c = 0.00038 \text{ Ns /rd} ;$
<i>Nombre de paire de pôles :</i>	$P = 3.$

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] : C. Carlos. « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande Des Moteurs Asynchrone ». Edition Hermes Science Europe. 2000
- [2] : W. Leonhard. « Control of AC Drivers ». Springer. Verlag. Berlin. 1994.
- [3] : J. P. Caron, et J. P. Hautier. « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone ». Edition Technip. Paris 1995.
- [4] : B. Saint-Jean. « Electrotechnique et Machine Electrique. ».61. boulevard Saim-German . Paris
- [5] : Jaque Degauque « Aimants Permanents, Matériaux et Application ».Technique D'ingenieur, Volume D . 2 . II.
- [6] : A. Selloum « Commande Equivalent en Vitesse et en Position d'une MSAP » PFE. Université Farhat Addes. Sétif 2002.
- [7] : J.C de Barros. « Application de la logique Floue à la commande Optimale du Moteur synchrone ».Thèse de doctorat. Université Aix-Marseille III.France 2003.
- [8] : Y. Amara « Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride ». Thèse de Doctorat de l'Université Paris X I.France 2001.
- [9] : P. S. Bastiani « Stratégies de Commande Minimisant les Pertes d'un ensemble

Convertisseur- Machine Alternative ; Application à la traction Electrique ». Thèse
De Doctorat de l'Institut Nationale des Sciences Appliquées de Lyon. France 2001.

- [10]: A. Genon. Et W. Lagros. "Machines Electriques". Edition science Europe.
Paris.2000.
- [11]: P. A. Arias. « Improvements in Direct Torque Contrôle of Induction Motors ». Thèse de Doctorat . Université de Catalunya. Espagne.2000
- [12]. D. Yousfi . M. Azizi .and A. Saad," Robust Position and Speed Estimation Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Drivers". In Proceedings of Industry Applications Conference . Vol.3,pp.October 2000.
- [13]: T. A. Chapius. "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.
- [14]: B. Mkhari. « Implantation de la DTFC par des techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue ». Thèse de Master. Université de Batna .2004
- [15]. M. Kadjoudj and C. Ghennei ." Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PM SM Drive ".In Proceedings of MS 02 conference. Girona. Spain 2002
- [16]. J. Luukko. "Direct Torque Control of Permanent Magnet synchronous Machine- Analysis and Implementation ".doctorate thesis.Finland.2000.
- [17]. M. F Rahman .L. Zhong. And M. E Haque "Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor". Special Issue on Power Engineering. Vol.20.No.1 Australia.2000.
- [18]. Chabani Djamel:" Etude comparative par simulation d'un DTC et d'une commande Non-Linéaire d'une Machine Synchrone à aimants permanents".thèse d'ingénieur.batna 2005.

