

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

*CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL OUED*

*Département de Génie Electrique*



## *Mémoire de Fin d'Etudes*

*Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat*  
*En Electrotechnique*

**THEME**

**Commande Directe du Couple  
d'une Machine Synchrone à  
Aimants Permanents**

**Présenté par :**

Medjouel Kheir Eddine  
Ben Amara Omar  
Mestour Abderaouf

**Proposé et dirigé par :**

Mr. Zegueb Boubaker.

**ANNEE UNIVERSITAIRE: 2009/2010**

## REMERCIEMENTS

*Nous tenons à remercier tout d'abord, الله seigneur de l'univers, qui a permis à ce travail de voir la lumière. Louange à Lui seul.*

*La présentation de ce modeste travail nous offre l'opportunité d'exprimer notre gratitude et reconnaissance à notre encadreur Mr ZEGUAB*

**BOUBAKER**

*pour son suivi et ses judicieux conseils qui nous ont permis de mener à bien notre mémoire*

*Nous exprimons nos reconnaissance et remerciements au membre de jury de soutenance pour avoir accepté l'évaluation de notre projet.*

*Nous remercions également tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception surtout Ms Ben Attouss Djilani et Ms Ali Chemsal.*

*Nous exprimons notre sympathie et nos vifs remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de cet ouvrage.*

*Et enfin nous remercions l'ensemble des collègues de notre promotion,*

*Qu'ils soient tous assurés de notre profonde reconnaissance et*

*trouvent dans ces mots l'expression de nos*

*sincères remerciements.*



## Dédicace

*Au terme de ce travail je tiens à dédie a mes chers parents pour  
m'avoir élevé et guider dans le bons chemin.*

*Pour ma chère mère qu'elle ne m'a jamais oublié dans ces  
prières, et qu'elle es ma seule source de tendresse.*

*Et pour mon père le modèle de vertu et de patience qui est ma  
source de courage.*

*Et aussi à mes chers sœurs chacune à sa nom et à toutes les  
familles Medjouel, Feguiri, Ammari,  
Moussaoui, nesrat, mesbah.*

*Ainsi que à mes chers amis et frères au même temps: Fathi,  
Walid, Arafat, abderaouf, Nabil,  
Fouzi, chawki, mounim, surtout Ahmed.*

*A toute les amis d'études surtout ceux d'électrotechnique  
Promotion 2010.*

*A mes trinôme Omar et Abderaouf souvenir de la bonne  
compagnie et ses compréhension dans les moments difficiles à  
qui je souhaite la réussite et le bonheur.*

*Medjouel-Kheir Eddine*



## Dédicace

*Je remercie Allah de m'avoir donné le courage, la force et la volonté pour réaliser ce travail.*

*Je dédie ce mémoire :*

- *A ma très chère mère, à qui je témoigne ma profonde affection et mon grand respect pour ses sacrifices, sa compréhension et ses encouragements.*
- *A mon très cher père, qui m'a toujours aidé afin d'atteindre ce niveau.*
- *A mes très cher frères et sœurs spécialement Chaima pour ses encouragements.*
  - *A tout les familles Ben Amara, Boudissa.*
  - *A mes chères amis : Sohaib, Ishak, Walid.*

*A toute les amis d'études surtout ceux d'électrotechnique  
Promotion 2010.*

*A mes trinômes Kheir Eddine Et Abderaouf souvenir de la bonne compagnie et ses compréhensions dans les moments difficiles à qui je souhaite la réussite et le bonheur.*

*Ben Amara-Omar*



## Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leur soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

*A mes chers frères et mes sœurs chacun à son nom surtout  
Ismail et  
la petite aya .*

*A toute la famille mestour de près ou de loin.*

*A mes chères amis : Ammar, Nacer, Kamel, Ismail.*

*A toute les amis d'études surtout ceux d'électrotechnique  
Promotion 2010.*

*A mes trinômes Kheir Eddine Et Omar souvenir de la bonne compagnie et ses compréhensions dans les moments difficiles à qui je souhaite la réussite et le bonheur.*

*Mestour Abderaouf*

## Liste des Figures

<b>Fig. (1.1)</b> Moteur industriel à aimants permanent.....	5
<b>Fig. (1.2)</b> Les types de machines à aimants cylindriques à champ radial.....	6
<b>Fig. (1.3)</b> Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.....	7
<b>Fig. (1.4)</b> Modèle biphasé de la MSAP.....	14
<b>Fig. (1.5)</b> Bloc simulation de la MSAP.....	15
<b>Fig. (1.6)</b> Résultats de simulation de la MSAP.....	16
<b>Fig. (2.1)</b> Schéma de l'association MSAP-convertisseur de fréquence.....	20
<b>Fig. (2.2)</b> Schéma du Redresseur à diode.....	20
<b>Fig. (2.3)</b> Forme de la Tension d'alimentation et de la tension redressée $U_d$ .....	21
<b>Fig. (2.4)</b> Schéma de filtre LC.....	21
<b>Fig. (2.5)</b> Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.....	23
<b>Fig. (2.6)</b> Représentation des interrupteurs.....	23
<b>Fig. (2.7)</b> MLI triangle-sinusoidal $m=20$ , $r=0.8$ .....	25
<b>Fig. (2.8)</b> Schéma-bloc de la MSAP avec son alimentation (Redresseur, filtre et onduleur MLI) .....	26
<b>Fig. (2.9)</b> Résultats de simulation de l'alimentation par onduleur de tension MLI.....	27
<b>Fig. (2.10)</b> Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI, démarrage à vide suivie d'une application de charge de $7N.m$ à $t=0.5sec$ .....	28
<b>Fig. (3.1)</b> Schéma structurelle d'une commande par DTC d'une MSAP.....	32
<b>Fig. (3.2)</b> Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan $(\alpha,\beta)$ .....	33
<b>Fig. (3.3)</b> Evolution de l'extrémité de $\phi_s$ pour $R_s I_s$ négligeable.....	35
<b>Fig. (3.4)</b> partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i = 1.....6$ .....	36
<b>Fig. (3.5)</b> :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.....	39
<b>Fig. (3.6)</b> Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique d'une application de charge de $7 N.m$ à $t = 0.2 sec$ .....	40
<b>Fig. (4.1)</b> Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.....	44

<b>Fig. (4.2)</b> Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple en boucle fermé.....	44
<b>Fig. (4.3)</b> Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	45
<b>Fig. (4.4)</b> le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	46
<b>Fig. (4.5).</b> Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 7 N.m à $t = 0.2$ sec.....	47
<b>Fig. (4.6)</b> Suite des résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 7 N.m à $t = 0.2$ sec.....	48
<b>Fig. (4.7).</b> Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 7 N.m à $t = 0.2$ sec.....	49
<b>Fig. (4.8)</b> Résultats de simulation de DTC pour inversion de sens de rotation à $t=0.4s$ .....	50
<b>Fig. (4.9).</b> Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie.....	51
<b>Fig. (4.10)</b> Performance de la DTC à basses vitesses.....	52

## Liste des Tableaux

<b>Table. (3.1)</b> Table de commutation avec vecteurs nuls selon Takahashi avec comparateur à trois niveaux du couple.....	41
<b>Table. (3.2)</b> Table de commutation avec vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.....	41
<b>Table. (3.3)</b> Table de commutation avec vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.....	41
<b>Table (3.4)</b> : le sens de variation de du flux et du couple.....	42

# Sommaire

Introduction Générale.....1

## Chapitre1

**Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimants permanents**

**No table of contents entries found.**

## INTRODUCTION GENERALE

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées. Le moteur synchrone à aimants permanents se distingue par son excellent rendement. De plus, si cette machine est convenablement alimentée par des courants sinusoïdaux, elle présente les mêmes possibilités de contrôle que la machine à courant continu. Ces machines présentent encore d'autres caractéristiques essentiellement dans les applications exigeantes telles que la robotique à savoir la possibilité de fonctionnement aux grandes vitesses, le maintien du couple à l'arrêt, la haute densité de puissance et une faible inertie.

La commande DTC a été appliquée initialement à la commande de machines asynchrones. Nous cherchons ici à développer une technique équivalente pour des machines synchrones en apportant des améliorations aux plans méthodologique, via la mise au point de nouvelles méthodes de commandes.

Dans la commande DTC classique, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de la machine synchrone : le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

Notre mémoire est organisé en quatre chapitres :

- **Le premier chapitre** est consacré à la présentation et la modélisation des machines synchrones à aimants permanents MSAP dans le référentiel de Park. De plus, une simulation de la MSAP alimentée par une source de tension triphasé.
- **Le deuxième chapitre** porte sur la modélisation de l'alimentation des machines synchrones à aimants permanents (Redresseur, filtre, onduleur).

- **le troisième chapitre** est consacré à l'étude de la commande directe du couple DTC des machines synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux.
- **Le quatrième chapitre** est consacré à l'application de la DTC sur la MSAP. Des testes de simulation sont présenté pour examiner la robustesse de la commande ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement.

En fin le travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives d'avenir.

# CHAPITRE 1

**Modélisation et simulation de  
la machine synchrone à  
aimants permanents**

### 1.1. Introduction

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore ...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages: induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines[1],[2],[5].

Dans la machine à aimants permanents MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques [1], [3], [6].

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique.

Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent être se perdre en dépassant les limites de fonctionnement [1], [3].

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 électromécanique 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[1],[2],[9] [8],[7].

### 1.2. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ. Cette machine n'a pas besoin d'un approvisionnement extérieur pour exciter le rotor. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et éliminé les pertes de puissance liées à cet enroulement. Le moteur synchrone à aimant permanent réduit d'espace occupé que dans le cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée. Il est aussi caractérisé par un faible moment d'inertie, une puissance massive élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable et une commande simplifiée. Il est préférable pour certaines hautes performances applications comme dans les machines- outils et l'espace.



**Fig. (1.1)** Moteur industriel à aimants permanent

### 1.2.1. Le stator

La partie fixe de la machine (**Fig. (1.1)**), destinée à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constitué d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statorique Triphasés bobine en fil de cuivre isole. Les trois bobines sont disposée de telle façon quelle constituent un ensemble triphasé coupler soit en étoile ou en triangle [2]. .

### 1.2.2. Le rotor

Représente la partie mobile de la machine formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur. Le rotor d'un moteur synchrone à aimant permanent a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires et l'autre sans pièces polaire.

Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leur disposition au niveau du rotor [1], [3], [5], [8], [10].

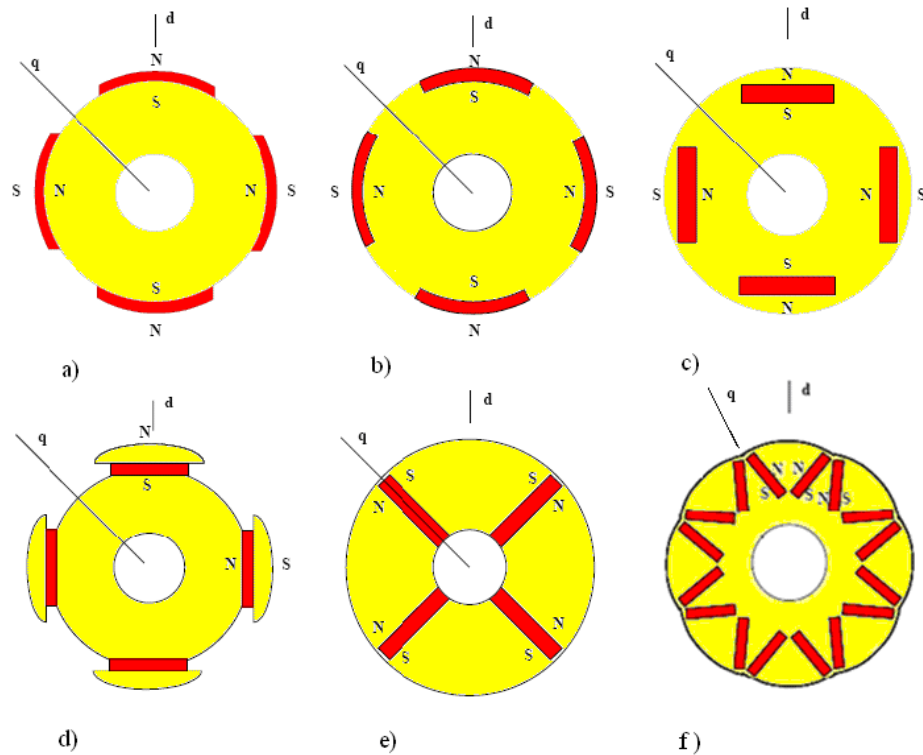
La différence entre les deux structures citées précédemment réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires [5], [7].

#### a- Structures sans pièces polaires « Pôles lisses »

Les aimants, en forme de tuile ou en barreaux élémentaires juxtaposés, sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes (fig. 1.6). Le sens d'aimantation peut être radial (figure 1.6.a), tangentiel (figure 1.6.b) ou mixte (figure 1.6.c), les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer magnétique assez large accentué par

l'épaisseur des aimants et par celle de la frette de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses. Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important.

Ainsi, la réaction d'induit est plus réduite, ce qui favorise une commande plus simple. De plus, pour une amélioration des performances des machines à aimants, l'utilisation des terres rares est plus recommandée pour cette structure.



**Fig. (1.2)** Les types de machines à aimants cylindriques à champ radial.

- a) à aimants colées, sans pièces polaires.
- b) à aimants insérés.
- c) à aimants enterrés.
- d) à épanouissement polaire.
- e) et f) à aimants enterrés, structure à aimants à concentration de flux.

### **b- Structures avec pièces polaires« Pôles saillants »**

Comme dans les machines synchrones classiques à pôles saillants, la saillance a pour effet de produire une anisotropie au niveau du rotor dont la conséquence est de produire un couple réactif qui vient s'ajouter au couple d'interaction. A ce principal rôle que doivent assurer les pôles saillants dans les machines à aimants, un autre rôle peut leur être confié, c'est celui de la concentration de flux.

Les pièces polaires permettant également de fixer les aimants sans avoir à utiliser des frettes et de réduire de façon significative l'épaisseur équivalente de l'entrefer ainsi que le volume des aimants par rapport aux structures sans pièces polaires. Les aimants ferrites et à terres rares peuvent être utilisés. Cependant, dans ce type d'inducteurs, la réaction d'induit est relativement plus importante.

### 1.2.3. Les aimant permanent utilisent pour la MSAP

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimant permanent. Le choix de l'aimant permanent est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient.

✓ Les ferrites : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. C'est un aimant qui possède des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût.

✓ Le samarium cobalt ( $\text{SmCo}_5$ ,  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ) : est beaucoup plus performant en terme de densité volumique d'énergie que les autres types d'aimant de 140 à 200 kJ/m<sup>3</sup> pour le  $\text{SmCo}_5$  et de 180 à 240 [kJ/m<sup>3</sup>] pour le  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$  et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais il est très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition [10],[13],[15],[18],[19].

### 1.3. Avantages des Machines Synchrones à Aimants Permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs. 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 ;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant de l'auto pilotage du MASP

- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines ;

#### 1.4. Inconvénients des Machines Synchrones à Aimants Permanents

Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants. Il y'a aussi d'autre inconvénients comme:

- Difficultés de démarrage.
- condition de synchronisme délicate.
- risques de décrochage.

#### 1.5. Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction il fonctionne comme compensateur synchrone. Il est utilise pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante tels que les grands ventilateurs [8], les compresseurs et les pompes centrifuges.

#### 1.6. Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents

- **Démarrage par un dispositif extérieur**

Le démarrage de la machine synchrone n'est pas autonome, dans la pratique, pour mettre la machine en fonctionnement, alors qu'elle n'est pas raccordée au réseau, on la lance par une autre machine (moteur électrique ou turbine) à une vitesse très proche de la vitesse de synchronisme  $\Omega = \omega_0/p$ .

- **Démarrage à fréquence progressive**

Dans le cas d'un moteur alimenté par un onduleur (dispositif électronique de puissance) on peut démarrer le moteur à partir d'une fréquence très faible que l'on augmente progressivement. Il faut réduire la tension lorsque la fréquence est faible car il n'y a pas beaucoup de force contre-électromotrice.

Certains moteurs synchrones destinés à être connectés au réseau disposent cependant d'une alimentation à fréquence variable (électronique ou autre) qui ne sert qu'au moment du démarrage.

### 1.7. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la Machine électrique en un simple système d'équations différentielles, L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement, L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles Suivantes [24]:

- ✓ La répartition des forces magnétomotrice est sinusoïdale.
- ✓ Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- ✓ L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- ✓ Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- ✓ Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ✓ Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

#### 1.7.1. Représentation de la MSAP dans le système d'axe triphasés a, b, c

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique en considérant les conditions simplificatrices citées précédemment.

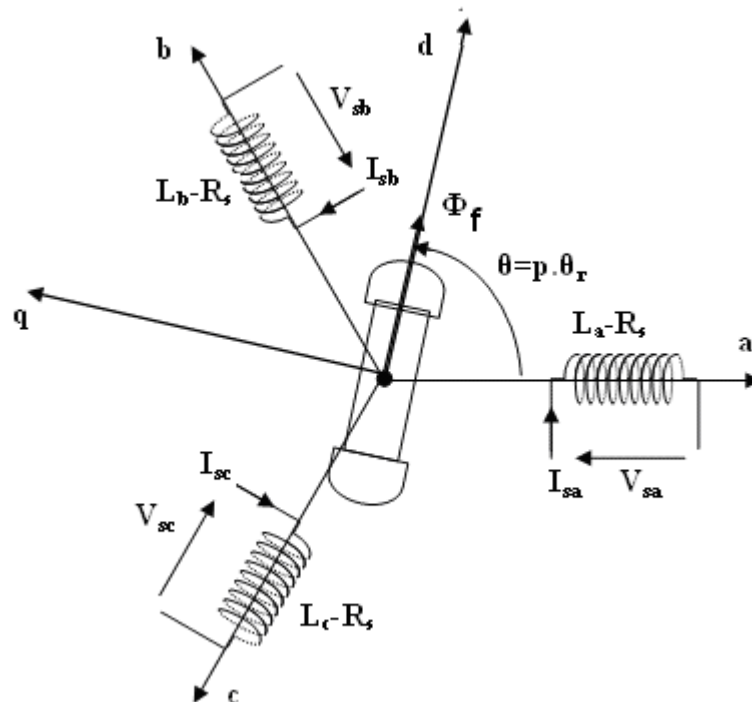


Fig. (1.3) Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique

- **Équations électriques**

Les équations dynamiques par phase de la machine s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (1.01)$$

En désignant par :

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$  : Les courants qui traversent celles-ci.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Leur résistance.

Les équations (1.01) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$[V_{s,abc}] = [R_s][I_{s,abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s,abc}] \quad (1.02)$$

- **Équations magnétique**

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

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_{aa} I_{sa} + L_{ab} I_{sb} + L_{ac} I_{sc} + \varphi_{fa} \\ \varphi_{sb} = L_{ab} I_{sa} + L_{bb} I_{sb} + L_{bc} I_{sc} + \varphi_{fb} \\ \varphi_{sc} = L_{ac} I_{sa} + L_{bc} I_{sb} + L_{cc} I_{sc} + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (1.03)$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\varphi_{s,abc}] = [L_{ss}][I_{s,abc}] + [\varphi_{f,abc}] \quad (1.04)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (1.05)$$

En désignant par :

$[L_{ss}]$  : La matrice d'inductance du stator variable avec la position du rotor.

$[\varphi_{f,abc}]$  : La matrice du flux de fuite du à l'aimant permanent.

$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  : Les inductances propres des phases statorique.

$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$  . Les inductances mutuelles entre phases statorique.

Dans les équations (1.03) (1.05), on suppose que les inductances mutuelles sont symétries de sorte que: ( $L_{ab}=L_{ba}$ ), ( $L_{ac}=L_{ca}$ ), ( $L_{bc}=L_{cb}$ ). La valeur de chaque inductance varie en fonction de la position électrique du rotor. Les inductances par phases  $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  sont maximums lorsque l'axe q est en ligne avec chaque phase. Les inductances mutuelles  $L_{ab}, L_{ac}, L_{bc}$  sont à valeur maximale lorsque l'axe q est à mi- chemin entre les phases [10][12].

$$\begin{cases} L_{aa} = L_{s1} + L_{so} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{bb} = L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{cc} = L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.06)$$

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.07)$$

La matrice des inductances  $[L_{ss}]$  est sous la forme

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{so} - L_x \cos(2\theta) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_{s1}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos(2\theta) \\ -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos(2\theta) & L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.08)$$

Où,  $L_{s1}$  est l'inductance de fuite statorique,  $L_{so}$  et  $L_x$  sont déterminés comme la suit :

$$L_{so} = \left(\frac{m_s}{2}\right)^2 \pi \mu_o r L \varepsilon_1 \quad (1.09)$$

$$L_x = \left(\frac{m_s}{2}\right)^2 \pi \mu_o r L \varepsilon_2 \quad (1.10)$$

Où,  $m_s$  est le nombre de tours pour chaque phase de l'enroulement statorique,  $r$  est le rayon du centre de la machine jusqu'à la circonférence intérieure du stator,  $\mu_o$  est la perméabilité de l'air,  $L$  est la longueur à l'axe de l'entrefer,  $\varepsilon_1$  et  $\varepsilon_2$  sont déterminés comme la suite :

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{g_{\min}} + \frac{1}{g_{\max}} \right) \quad (1.11)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{g_{\min}} - \frac{1}{g_{\max}} \right) \quad (1.12)$$

Où,  $g_{\min}$  est la longueur minimale de l'entrefer,  $g_{\max}$  est la longueur maximale de l'entrefer les flux de fuite dû à l'aimant permanent, variables avec la position du rotor:

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_f \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{fc} = \varphi_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.13)$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\varphi_{f,abc}]^T = \varphi_f \left[ \cos(\theta) \quad \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T \quad (1.14)$$

Telle que :

$[\varphi_{f,abc}]^T$ : La matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

- **Équation mécanique**

Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système. Le couple électromagnétique est donné par la dérivée partielle de la coénergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator.

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \quad (1.15)$$

La puissance instantanée d'entrée peut être écrite comme suit:

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (1.16)$$

On note que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variants dans le temps. La solution explicite d'un tel système est très complexe et rarement utilisée.

On fait donc appel aux modèles orthogonaux de la machine. Dans le cadre de ces techniques, la machine est remplacée par une machine fictive ayant des enroulements mutuellement couplés et placés sur deux axes orthogonaux. Deux différents modèles sont déduits : le modèle (d, q), dit de Park et le modèle ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) de Concordai. Ces deux modèles représentent bien le comportement et les propriétés de la machine réelle. Ils permettent

d'étudier le comportement transitoire des machines ainsi que leurs performances en régime déséquilibré.

### 1.7.2. Représentation de la MSAP dans le système d'axe d, q

Pour supprimer le non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système. Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d,q), tournant à une vitesse  $\omega_r$ .

- **Model de Park**

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [p_\theta] * [X_{abc}] \quad (1.17)$$

Où X représente la valeur courant, tension ou flux et  $\theta$  représente la position du rotor. Les termes  $X_d$ ,  $X_q$  représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation est donnée par:

$$[P_\theta] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Le facteur  $\frac{2}{3}$  est choisit de façon à ce que la matrice  $[p_\theta]$  soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse [2][10][11].

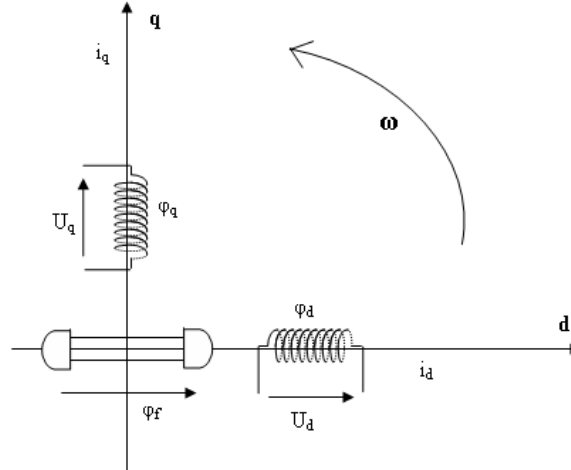
Alors  $[p_\theta]^{-1}$  devient comme suit :

$$[p_\theta]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

L'angle  $\theta$  est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_{\hat{a}}^t \omega(t) dt \quad (1.20)$$

### 1.7.3. Application de la transformation de Park à la MSAP



**Fig. (1.4)** Modèle biphasé de la MSAP

On choisit le référentiel de Park. (d, q) lié au rotor

- **Équations des tensions**

Les composantes de la tension statorique sont données par [25] [26]:

$$\begin{cases} U_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ U_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (1.21)$$

- **Équations des flux**

Les composantes du flux statorique sont données par:

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.22)$$

Où  $\varphi_f$  est le flux d'excitation constant des aimants permanents

- **Équations du couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique est donné par l'expression

$$C_e = (m/2)p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (1.23)$$

Ou:

P : nombre de paire de pôle.

m : nombre de phase de la machine

- **Équations mécanique**

Si on néglige le frottement sec, on obtient l'équation dynamique (1.15) [7] [14] [22]:

$$\omega = p\Omega \quad (1.24)$$

Avec:

- $\Omega$  : Vitesse de rotation mécanique de la MSAP
- $J$  : moment d'inertie totale de la machine
- $f$  : coefficient de frottement visqueux
- $C_r$  : couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine

### 1.8. Résultats de simulation

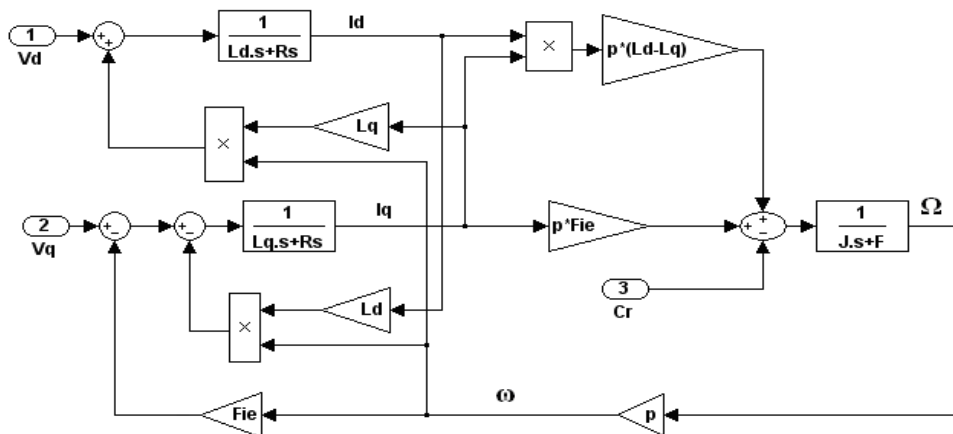
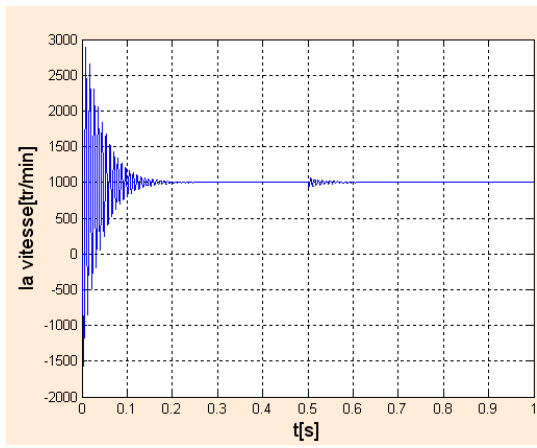
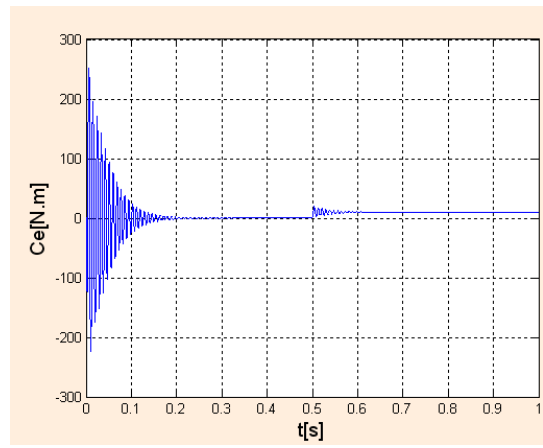


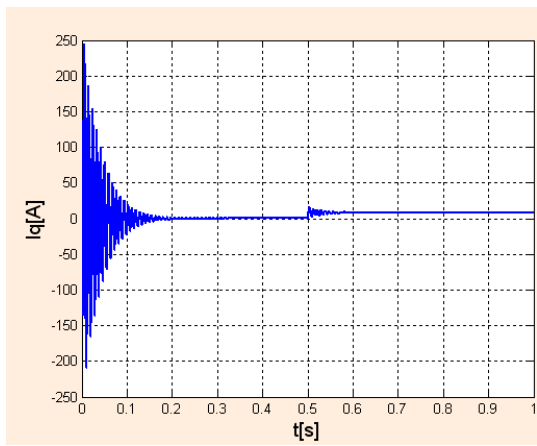
Fig. (1.5) Bloc simulation de la MSAP



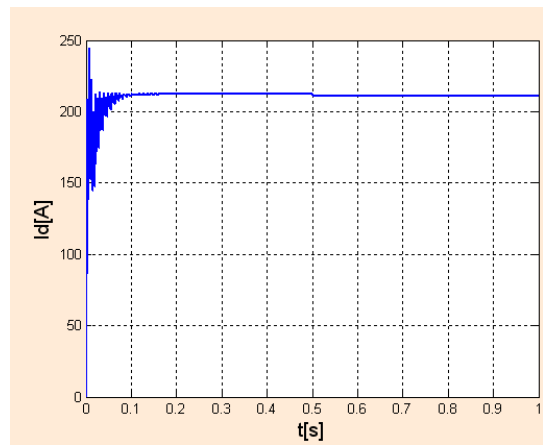
a)



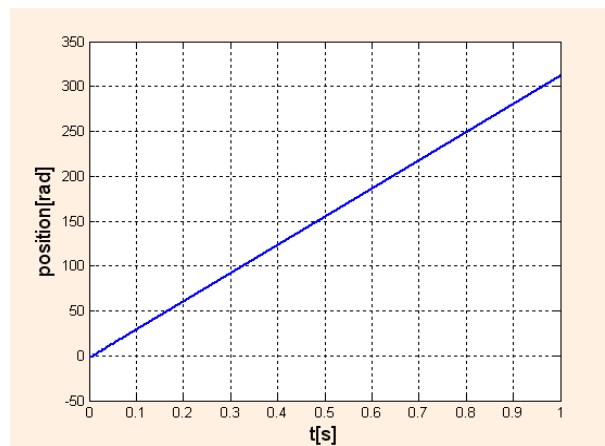
b)



c)



d)



e)

**Fig. (1.6)** Résultats de simulation de la MSAP

- a) Vitesse de rotation 1000 [tr/min]
- b) Couple électromagnétique [N.m]
- c) Composante du courant  $I_d$  [A]
- d) Composante du courant  $I_q$  [A]
- e) Position du rotor [rd]

### 1.9. Interprétation des résultats

On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, sous l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs des vitesses négatives très faible et de courte durée, ce régime qui prend presque 0.25 sec, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 1000 tr/min en régime permanent pour un couple nul, cette réponse est assez rapide, car l'inertie de la machine est très faible.

- On remarque aussi que l'allure du couple électromagnétique  $C_e=f(t)$  présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 196 N.m, puis tendre vers le régime ou le couple s'annule.
- D'autre part, pour l'allure des courants on constate au début de démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, et cela s'explique par la f.é.m. qui est due à une faible vitesse au démarrage, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent.
- A  $t=0.5s$ , on applique un couple de charge de 7 N.m. D'après les résultats de simulation, on remarque que l'insertion du couple de charge entraîne une variation dans les différentes réponses pendant cette perturbation (diminution de la vitesse de rotation), puis se stabilise en régime permanent.
- Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différents variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

### 1.10. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ces domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et le non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéaires le système et faciliter l'étude.

# CHAPITRE 2

**Modélisation du convertisseur de  
fréquence**

## 2.1. Introduction

L'étude de l'association onduleur-moteur synchrone constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. La majorité de ces travaux ont conduit d'une part, à améliorer la conception des onduleurs et d'autre part à développer de nouvelles techniques de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de cette association. [15] [17]. Une méthode qui 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 (MLI). Pour avoir des réponses à dynamique élevée et un contrôle fin du couple, la machine doit être alimentée par des courants sinusoïdaux. Ceci peut être réalisé à l'aide d'un onduleur de tension contrôlé en courant ou on utilise des techniques à hystérésis. L'emploi de régulateurs à hystérésis impose aux courants, dans les phases de la machine, de suivre des références sinusoïdales délimitées par des bandes convenablement choisies. Le circuit est simple et robuste.

Dans ce chapitre, nous présentons l'analyse de l'alimentation de machine à courant alternatif (MSAP) qui est de type onduleur de tension à deux niveaux. Nous examinons tout particulièrement la technique de commande par MLI.

## 2.2. Système d'alimentation

L'alimentation du MSAP est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MSAP.

La figure (2.1) illustre le schéma synoptique d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.

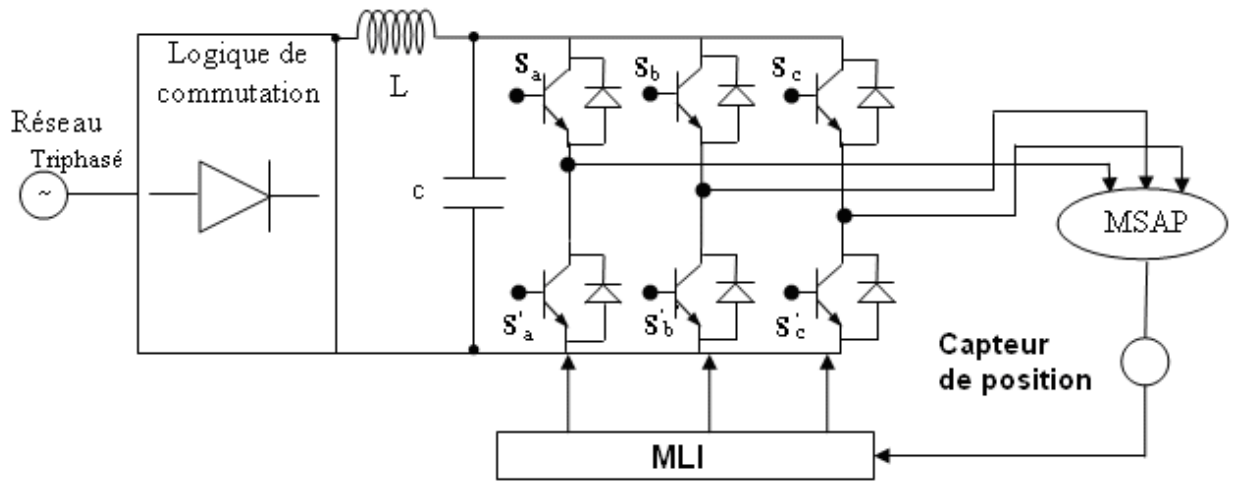


Fig. (2.1) Schéma de l'association MSAP-convertisseur de fréquence

## 2.3. Modélisation du convertisseur

### 2.3.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un pont de Graetz à diodes (Figure 2.2)

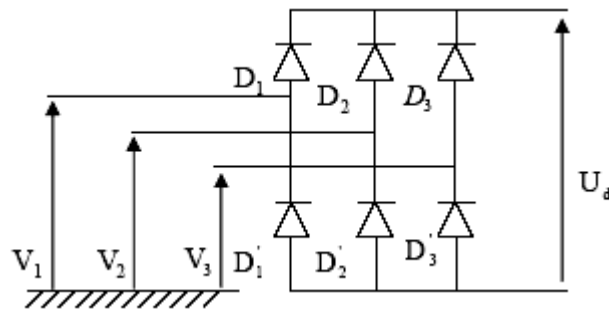


Fig. (2.2) Schéma du Redresseur à diode

La séquence de conduction des diodes :

$$\begin{aligned} D_i & \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j), \quad j=1, 2, 3, \quad i=1, 2, 3 \\ D'_i & \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j), \quad j=1, 2, 3, \quad i=1, 2, 3 \end{aligned} \quad (2.01)$$

A chaque bras du pont à diodes est associée une fonction logique de connexion  $D_i$  et  $D'_i$ , ( $i=1, 2, 3$ ). Ces fonctions sont définies comme suit

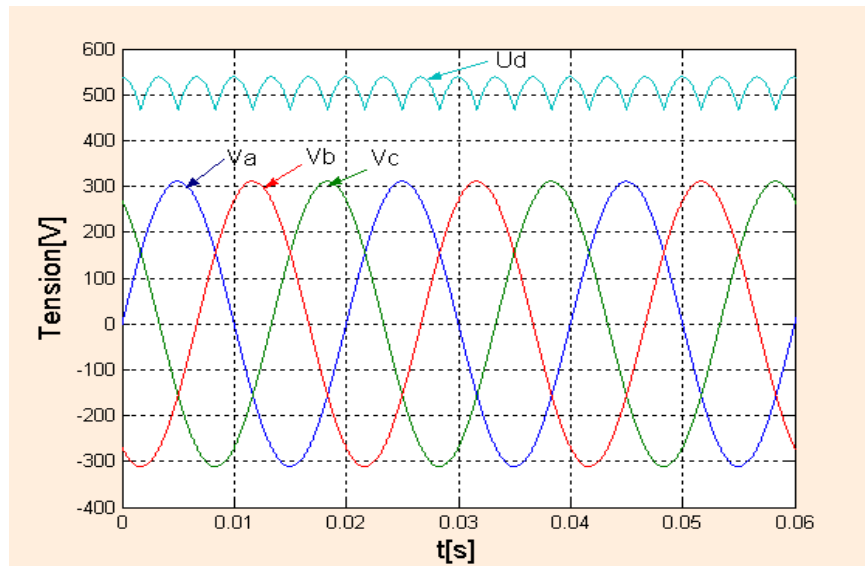
$$D'_i = \begin{cases} 1 & \text{si } D'_i \text{ conduit } (i=1,2,3) \\ 0 & \text{si } D_i \text{ conduit } (i=1,2,3) \end{cases} \quad (2.02)$$

Le redresseur est alimenté par la tension :

$$V_j = V_m \sin\left(\theta - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad \text{avec : } j=1,2,3$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension  $U_d$  à la sortie de redresseur est :

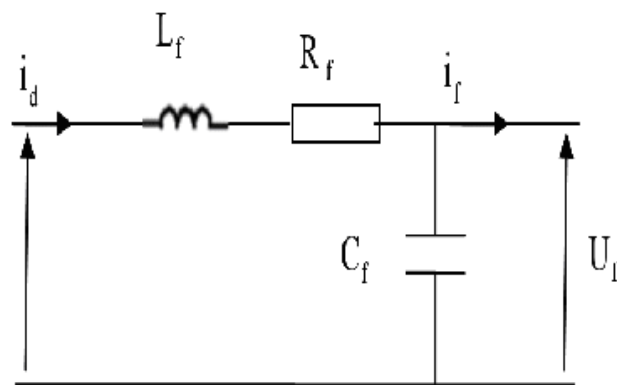
La simulation du redresseur donne les résultats représentés dans la figure (2.3) La tension redressée  $U_d$  est formée de six sommets de sinusoïde par période.



**Fig. (2.3)** Forme de la Tension d'alimentation et de la tension redressée  $U_d$

### 2.3.2. Modélisation du Filtre :

Pour diminuer les ondulations à la sortie du redresseur nous insérons à l'entrée de l'onduleur un filtre  $L_f$   $C_f$ , celui-ci est schématisé par la figure (2-4).



**Fig. (2.4)** Schéma de filtre LC

Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés vers le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur.

- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance l'apport d'énergie extérieur en cas de «rate» de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- ✓ la tension  $U_f$  d'alimentation de l'onduleur.
- ✓ La composante continue du courant exigé  $i_f$ .
- ✓ L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension  $U_f$  dans les plus mauvaises conditions.

Le condensateur de capacité  $C_f$  avec l'inductance  $L_f$  constituent un filtre passe-bas.

La capacité  $C_f$  (mF) permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension  $U_f$  sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = U_d - U_r - R_f i_d \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (2.03)$$

Calcul des paramètres :

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert  $F(S)$  du filtre

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + R_f C_f S + 1} \quad (2.04)$$

La pulsation de coupeur correspondante est :

$$\omega_r = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}} \quad (2.05)$$

Le choix de paramètre du filtre  $L_f$  et  $C_f$  assure la relation [2] :

$$L_f C_f \omega_0^2 \gg 1 \quad \text{Avec: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.06)$$

### 2.3.3. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, celui-ci est schématisé dans la figure (2.5)

Il est composé de six transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur [4],[12],[15],[26].

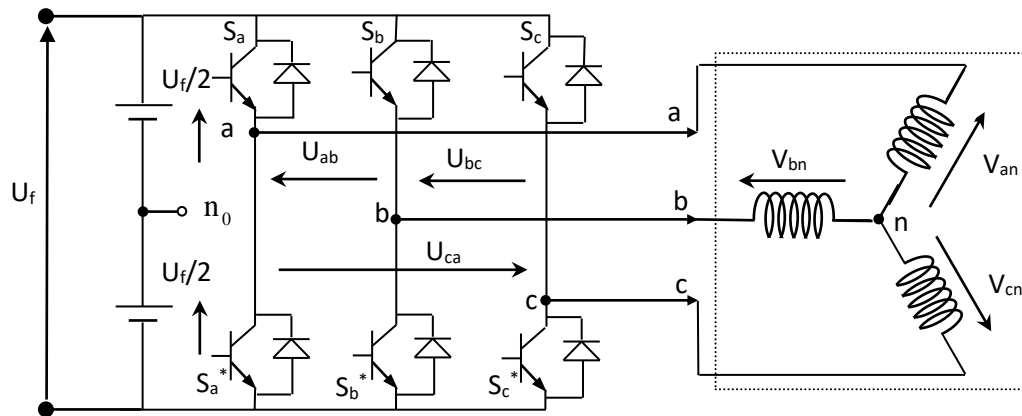


Fig. (2.5) Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.

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

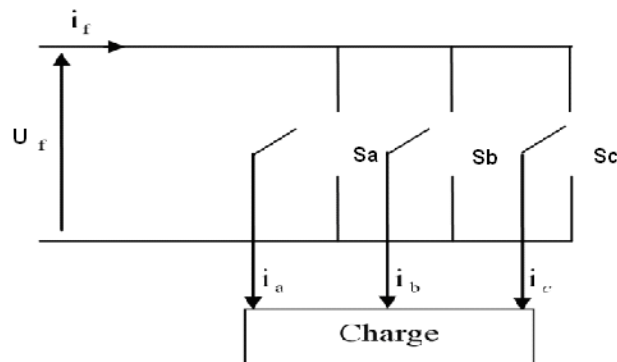


Fig. (2.6) Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires 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

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ fermé et } K_i' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_i' \text{ fermé et } K_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad (2.07)$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f (S_a - S_b) \\ U_{bc} = U_f (S_b - S_c) \\ U_{ca} = U_f (S_c - S_a) \end{cases} \quad (2.08)$$

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

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (2.09)$$

En tenant compte des deux relations (2.08) et (2.09), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_f}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{U_f}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (2.10)$$

Le système d'équations (2.10) peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1- & 1- \\ 1- & 2 & 1- \\ 1- & 1- & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

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

$$i_f = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2.12)$$

## 2.4. Commande de l'onduleur

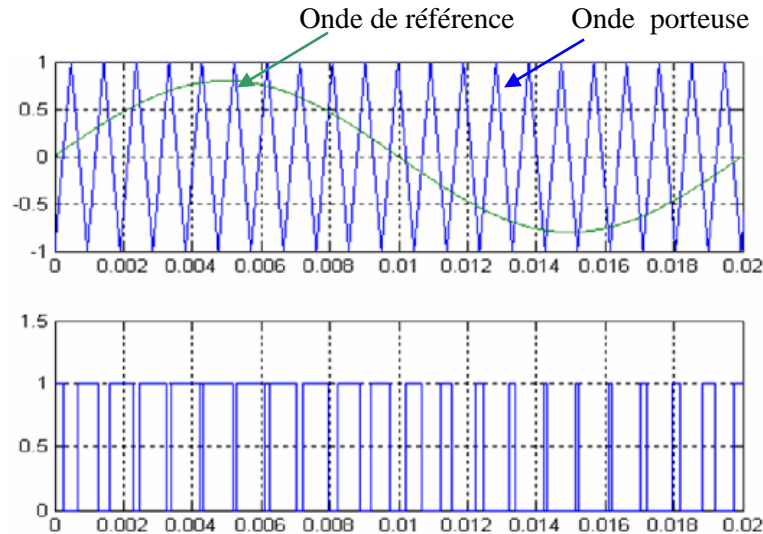
Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer [2], [5] :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdale à une porteuse en générale triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations postcalculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la commande par modulation de largeur d'impulsion MLI

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. Elle permet de repousser les fréquences élevées des harmoniques de la tension de sortie.

Dans cette méthode, les instants de commutation ainsi que la largeur d'impulsion sont déterminés par la comparaison entre les tensions des références, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées de fréquence  $f$ , et une onde triangulaire nommée porteuse de fréquence  $f_p$ , élevée par rapport à la fréquence  $f$ , figure (2.7).



**Fig. (2.7)** MLI triangle-sinusoïdal  $m=20$ ,  $r=0.8$

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée. Les signaux de référence sont définis par [4], [7] :

$$V_{\text{ref}} = r \sin \left[ 2\pi t - 2(j-1)\frac{\pi}{3} \right] \quad j = 1,2,3 \quad (2.13)$$

On définit :

$r = \frac{V_m}{U}$  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.

$m = \frac{f_p}{f}$  Rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de référence (indice de modulation).

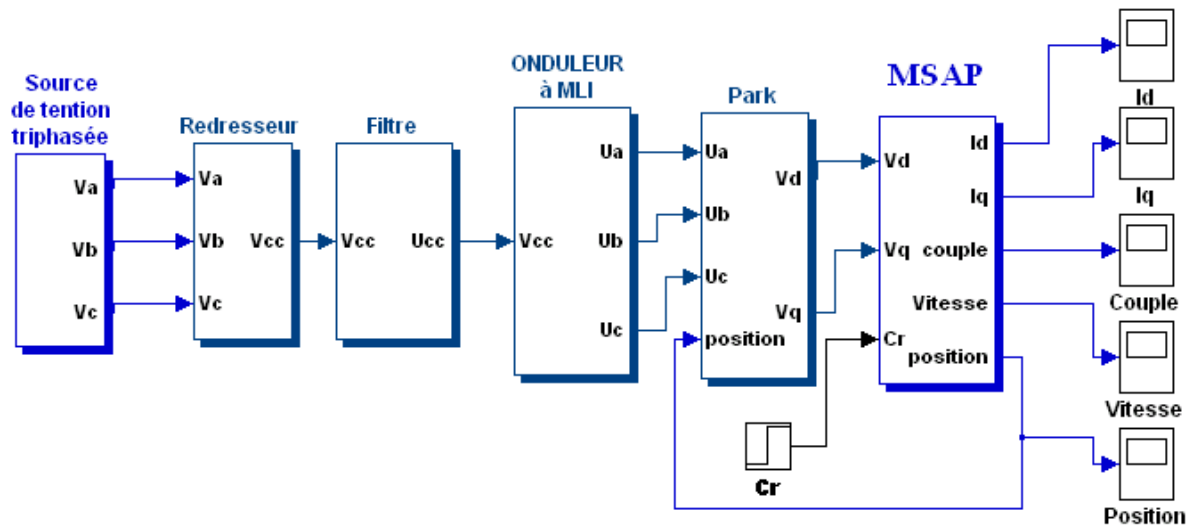
L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{si } nT_p < t < (2n+1)\frac{T_p}{2} \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) & \text{si } \frac{2n+1}{2}T_p < t < (n+1)T \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\text{Ou: } T_p = \frac{1}{f_p} \quad (2.15)$$

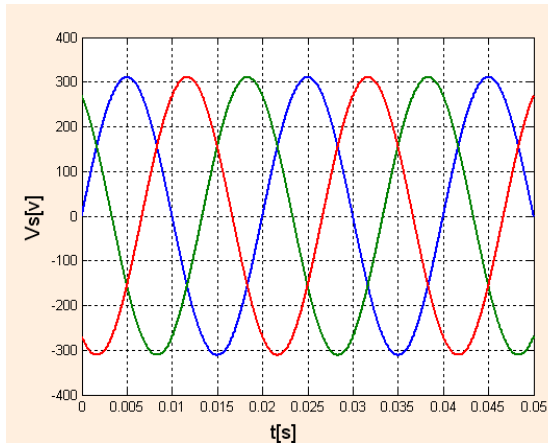
## 2.5. Résultats de simulation de la MSAP alimentée par convertisseur de fréquence

Nous avons simulé notre machine alimentée par onduleur de tension MLI. Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.

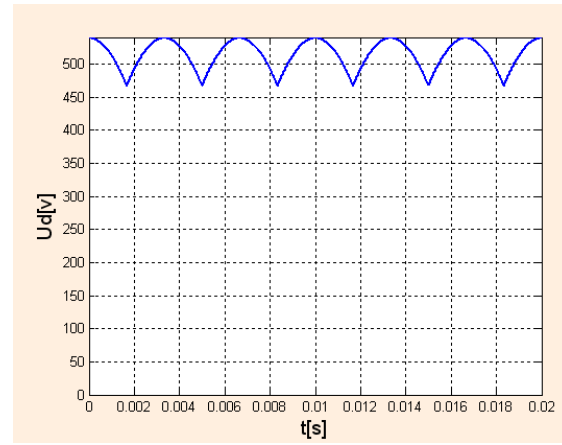


**Fig. (2.8)** Schéma-bloc de la MSAP avec son alimentation

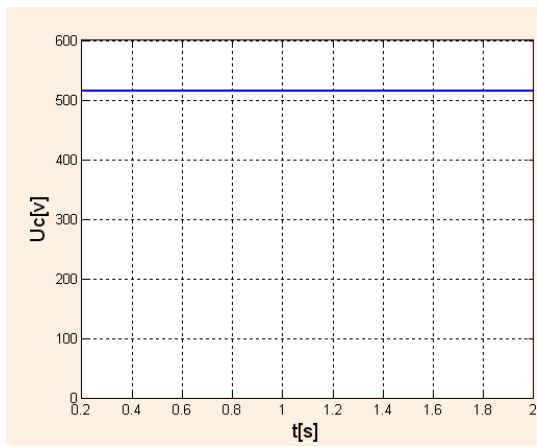
(Redresseur, filtre et onduleur MLI)



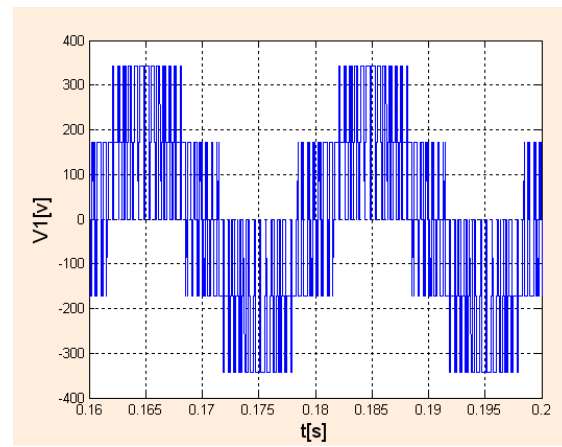
a)



b)



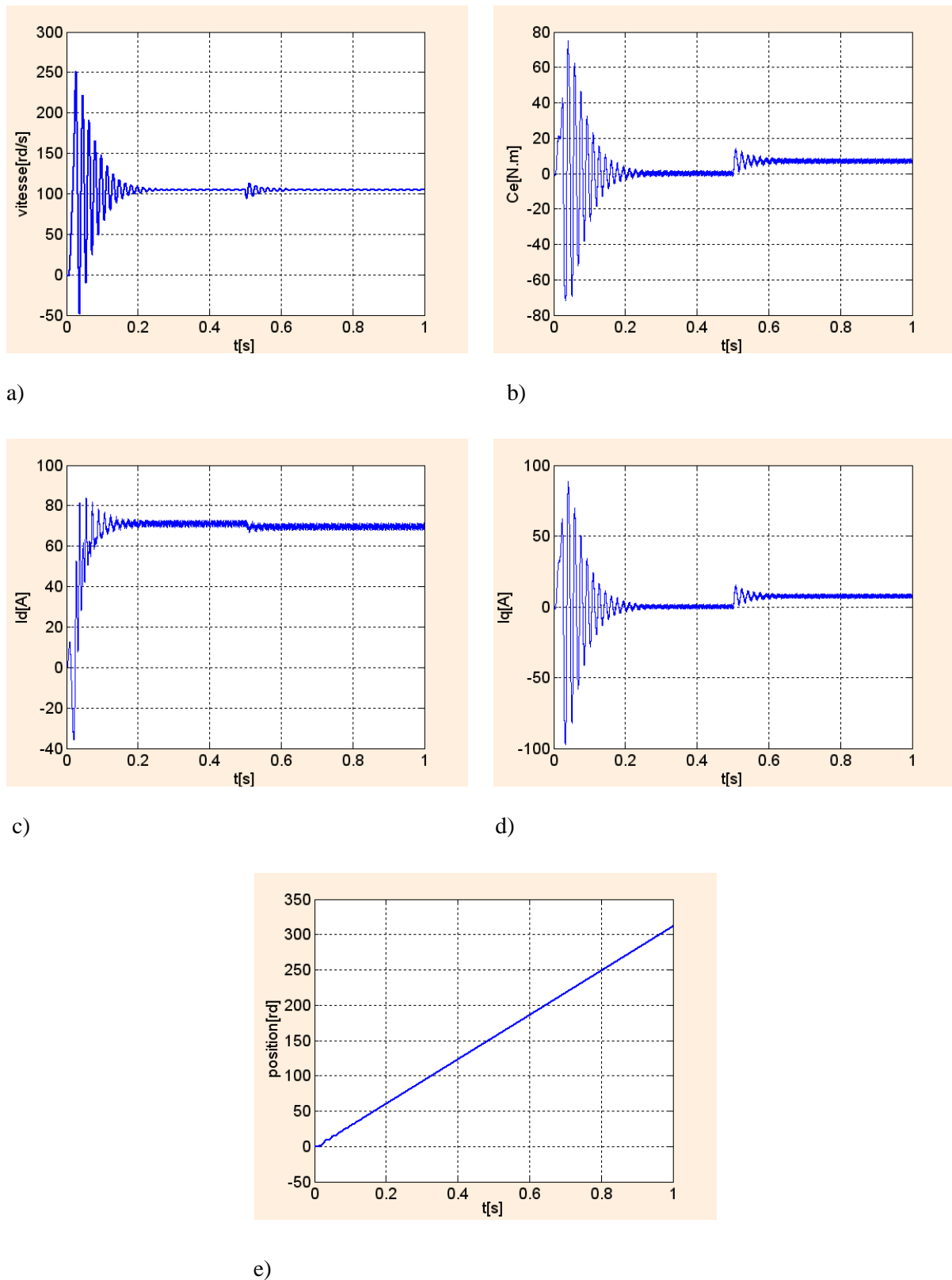
c)



d)

**Fig. (2.9)** Résultats de simulation de l'alimentation par onduleur de tension MLI.

- a) Source de tension triphasé
- b) Tension à la sortie du redresseur
- c) Tension à la sortie du filtre
- d) Tension  $V_a$ , à la sortie de l'onduleur



**Fig. (2.10)** Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 7N.m à  $t=0.5sec$

- a) Vitesse de rotation 105 [rd/s]
- b) Couple électromagnétique [N.m]
- c) Composante du courant  $I_d$  [A]
- d) Composante du courant  $I_q$  [A]
- e) Position du rotor [rd]

## 2.6. Interprétations des résultats :

On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, ce régime qui prend presque 0.25s, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 105 rd/s en régime permanent pour un couple nul.

L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 43 N.m, puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations.

D'autre part, pour l'allure des courants présentent au démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.

## 2.7. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre type d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents, 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 3

**Théorie de la commande directe  
du couple**

### 3.1. Introduction

La méthode de Commande Directe du Couple (Direct Torque Control, en jargon anglosaxon, DTC) a été introduite en 1985 par *Takahashi* et *Depenbrock* spécialement pour les machines asynchrones [1], [17], [21]-[24]. 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 sur un 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 de la vectrice tension imposée 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. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique dans ce cas.

Donc, la DTC permet de piloter précisément le flux statorique et le couple électromagnétique. Pour cela, elle est basée uniquement sur la connaissance des courants et des tensions statoriques et la vitesse rotorique si on veut que cette dernière soit corrigée (ajout d'une boucle de vitesse).

En régime permanent, la mesure de la tension  $V_s$  et du courant statorique  $I_s$  permet d'estimer facilement le flux statorique. Les valeurs de flux et de couple sont alors calculées sans boucle de retour complexe, indépendamment des paramètres rotoriques. Le fait que la DTC commande directement les interrupteurs, améliore nettement les performances dynamiques de l'entraînement par rapport à la commande vectorielle [17] [25].

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire pour imposer un couple de référence (cas d'un fonctionnement sans boucle de vitesse), ce qui constitue un grand avantage pour ce type de commandes. Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de consigne pour déterminer les instants de commande des interrupteurs.

### 3.2. Principe de la commande directe du couple

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple [6] [18].

Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et

de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

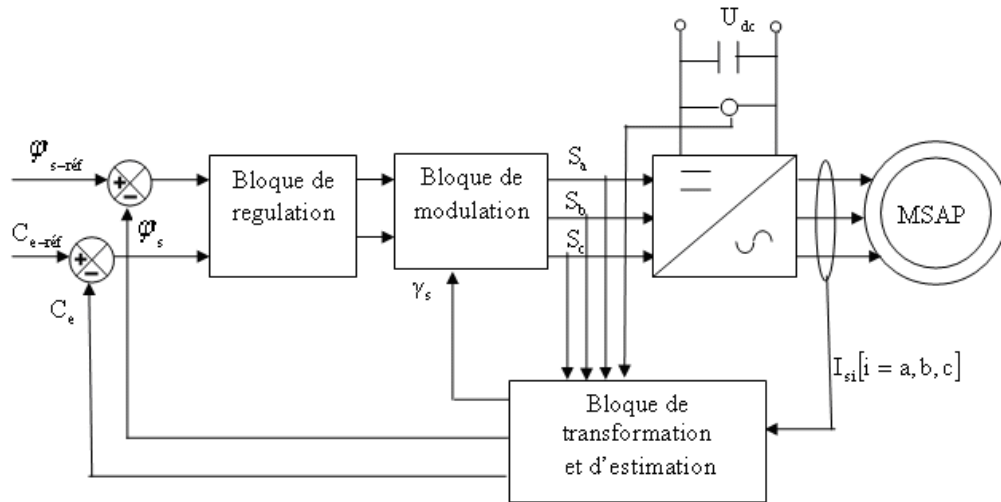


Fig. (3.1) Schéma structurelle d'une commande par DTC d'une MSAP

### 3.3. Fonctionnement des séquences d'un onduleur de tension triphasé

Dans le plan complexe constitué des axes  $\alpha$ - $\beta$ , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation de Concordia suivante :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_\alpha + J \cdot V_\beta \\ V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[ V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_b - V_c] \end{cases} \quad (3.01)$$

$V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  : sont les tensions simples sortie de l'onduleur (Fig.(3.1)).

Les tensions d'alimentation  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  sont estimées en fonction de la tension continue  $U_d$  et des états de commutation des bras de l'onduleur ( $S_a, S_b, S_c$ ). Donc les tensions d'alimentations de la MSAP sont déterminées comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_a &= \frac{U_d}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\
 V_b &= \frac{U_d}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\
 V_c &= \frac{U_d}{3}(-S_a - S_b + 2S_c)
 \end{aligned} \tag{3.02}$$

En remplaçant les équations (3.2) dans (3.1), on obtient:

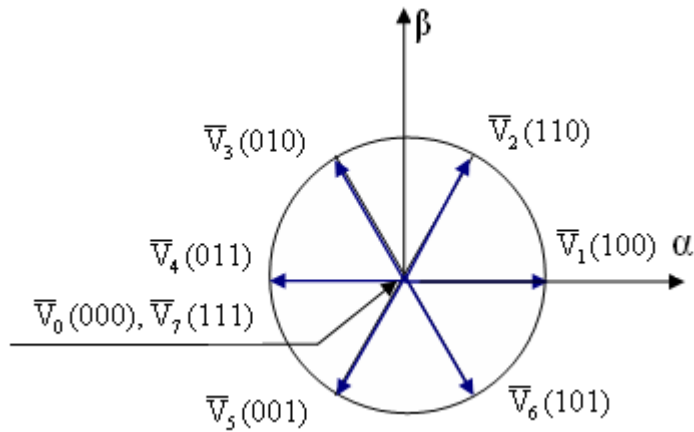
$$\begin{cases}
 V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_d \left[ S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right] \\
 V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_d [S_b - S_c]
 \end{cases} \tag{3.03}$$

Ou:

$U_d$  : Tension du bus continu.

$(S_a, S_b, S_c)$ : États de commutation de bras de l'onduleur.

La figure (3.2) montre la représentation dans le plan  $(\alpha, \beta)$  des six vecteurs tension non nuls générés par un onduleur de tension à deux niveaux.



**Fig. (3.2)** Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan  $(\alpha, \beta)$

$$\bar{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0) \text{ et } \bar{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$$

$$\bar{V}_1 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 0, 0) \text{ et } \bar{V}_2 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 0)$$

$$\bar{V}_3 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 1, 0) \text{ et } \bar{V}_4 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 1, 1)$$

$$\bar{V}_5 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 1) \text{ et } \bar{V}_6 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 0, 1)$$

### 3.4. Théorie de la commande directe du couple

#### 3.4.1 Caractéristiques dynamiques du flux et du couple

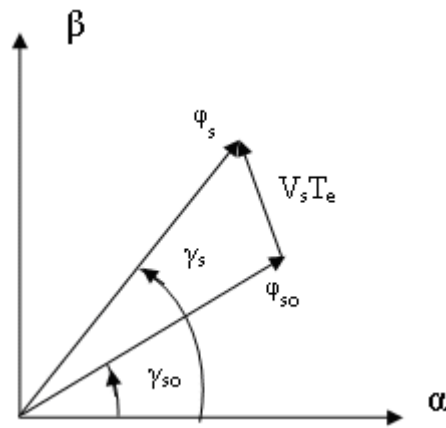
La Commande directe du couple est basé sur le réglage du flux statorique, car il présente généralement une dynamique nettement plus rapide que celle du flux rotorique, Par ailleurs, la détermination du flux statorique est relativement plus aisée puisqu'il est directement lié à des grandeurs électriques accessibles à la mesure, à savoir le courant et la tension statorique [4], [10],[12] :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \bar{I}_s) dt + \bar{\varphi}_s(0) \quad (3.04)$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T]$ , on a :  $V_s \gg R_s I_s$ . Donc l'équation (3.04) peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \bar{\varphi}_s(t) &\cong \varphi_s(0) + V_s T \\ \Rightarrow \frac{d\bar{\varphi}_s(t)}{dt} &= \Delta \bar{\varphi}_s = V_s \end{aligned} \quad (3.05)$$

En supposant le terme  $(R_s I_s)$  négligeable, l'équation (3.05) montre que la dérivée du vecteur flux  $\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}$  qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égale au vecteur tension  $V_s$ . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de  $V_s$  et à une vitesse constante égale à  $\sqrt{\frac{2}{3}} U_c$ .



**Fig. (3.3)** Evolution de l'extrémité de  $\phi_s$  pour  $R_s I_s$  négligeable.

Donc il est possible de fonctionner avec un module du vecteur flux  $\bar{\phi}_s$  pratiquement constant, mais il faut noter que cela n'est possible que si la période de contrôle et par conséquent, la période d'échantillonnage, est très faible devant la période de rotation du flux.

Par conséquent les vecteurs tensions nulles ne sont pas utilisées pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes  $\phi_s$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotoriques.

Donc la méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage directe de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur  $T_e$ , des vecteurs  $\bar{V}_k$  non nuls. Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe  $T_e$ ).

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même quand des vecteurs tensions nulles ne sont appliquées depuis que l'aimant tourne avec le rotor.

### 3.4.2. Commande 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.

$$C_e = K(\bar{\varphi}_s \times \bar{\varphi}_r) = K \|\bar{\varphi}_s\| \|\bar{\varphi}_r\| \sin \theta \quad (3.06)$$

Tel que :

$$K = \frac{P}{L_q} \quad (3.07)$$

Avec :

$\theta$  : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique

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

### 3.5. Sélection du vecteur tension

Le choix du vecteur de tension statorique  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\varphi_s$ , du sens de rotation de  $\varphi_s$ , et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), on peut délimiter l'espace de  $\varphi_s$  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 ( $a$ ) l'enroulement triphasé (a, b, c). Lorsque le flux  $\varphi_s$  se trouve dans une zone  $k$  ( $k=1, \dots, 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants [19], [21], [25] :

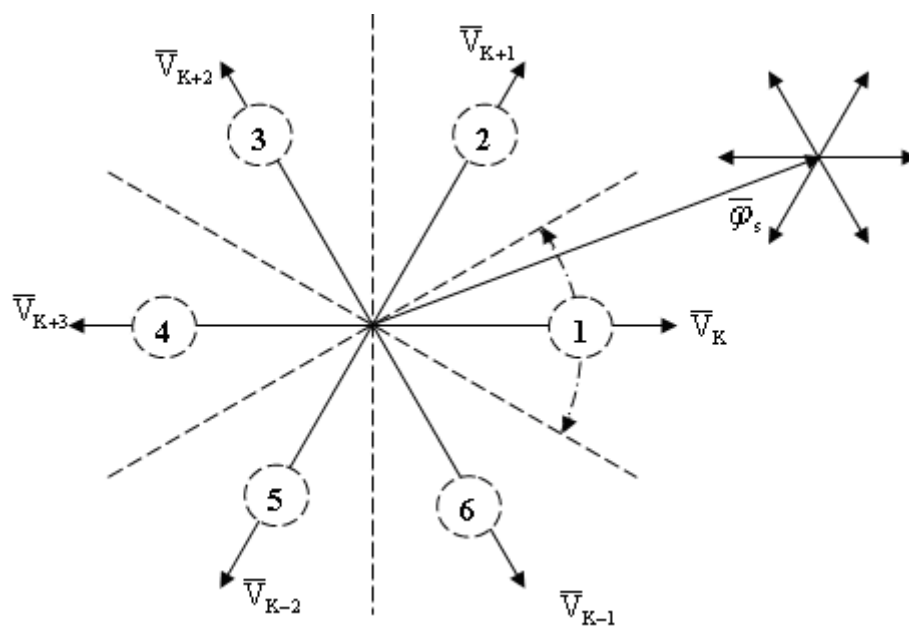


Fig. (3.4) partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_i = 1, \dots, 6$

- Si  $\bar{V}_{K+1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si  $\bar{V}_{K+2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si  $\bar{V}_{K-1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si  $\bar{V}_{K-2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  est sélectionné alors l'amplitude du flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $k$ . Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone  $K$ .

En effet, au début de la zone, les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  et  $\bar{V}_{K+2}$  sont perpendiculaires à  $\varphi_s$  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  $\bar{V}_{K+1}$  et  $\bar{V}_{K+2}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\varphi_s$ , 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  $\bar{V}_K$  et  $\bar{V}_{K+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de  $\varphi_s$ ) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de  $\varphi_s$  dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique  $V_s$  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  $\varphi_s$ .

Un estimateur de module de  $\varphi_s$  et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC.

Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.

### 3.6. Stratégies de commutation dans le DTC

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux qui est basée sur l'algorithme suivant [2], [4]:

- 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 lignes et les tensions par phase du MSAP.
- On reconstitue les composants du vecteur de flux statorique, en utilisant les équations (3.08).
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux et la mesure des courants statorique, en utilisant l'équation (3.10)
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple.

### 3.7. Structure du système de commande directe du couple

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique et de sa position. [4] Les performances du système de contrôle dépendent de la précision de l'estimation de ces valeurs.

#### 3.7.1. Estimation du flux et du couple

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. A partir de l'équation suivante [2], [4].

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{S\alpha} = \int_0^t (V_{S\alpha} - r_S i_{S\alpha}) dt \\ \hat{\varphi}_{S\beta} = \int_0^t (V_{S\beta} - r_S i_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (3.08)$$

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

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_S = \sqrt{\hat{\varphi}_{S\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{S\beta}^2} \\ \angle \hat{\varphi}_S = \arctg \frac{\hat{\varphi}_{S\beta}}{\hat{\varphi}_{S\alpha}} \end{cases} \quad (3.09)$$

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

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} P (\hat{\varphi}_{S\alpha} i_{S\beta} - \hat{\varphi}_{S\beta} i_{S\alpha}) \quad (3.10)$$

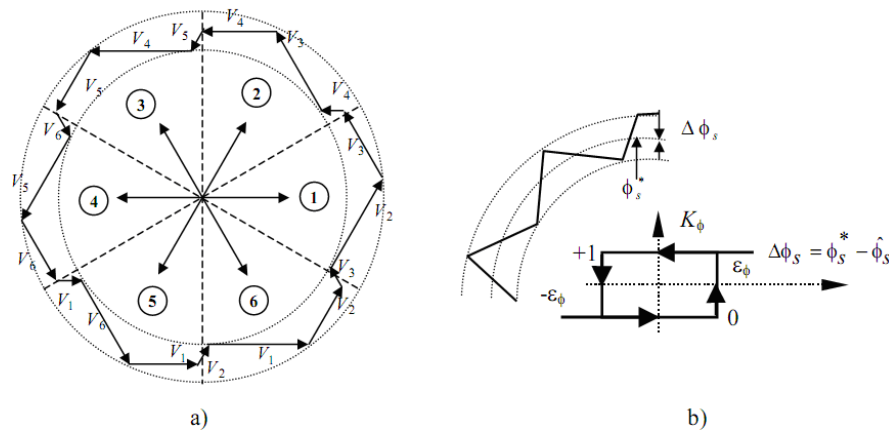
L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est

retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée au MSAP en particulier et surtout la commande par DTC [1].

Dans ce travail, le modèle de la MSAP utilisé est exprimé dans le repère (d-q), pour cela il nous faut un passage biphasé  $d, q \rightarrow \alpha, \beta$ . Les deux composantes du flux statorique sont données par (3.08), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse  $\alpha, \beta \rightarrow d, q$ .

### 3.7.2. 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  $\varphi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (3.5).



**Fig. (3.5)** :a) Sélection des tensions  $V_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique  $\varphi_s$ ,  
b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.

On peut écrire ainsi :

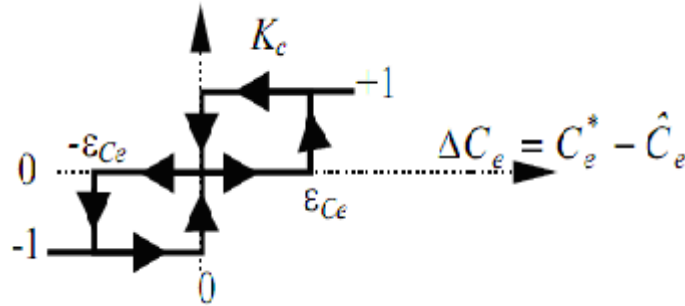
$$\begin{cases} \text{Si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } K_\varphi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } d\varphi_s/dt > 0 & \text{alors } K_\varphi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } d\varphi_s/dt < 0 & \text{alors } K_\varphi = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{alors } K_\varphi = 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\varphi_s$ , entre le flux de référence  $\varphi_s^*$  et le flux estimé  $\hat{\varphi}_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir figure (3.5)), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $k_\varphi = +1$  pour augmenter le flux et  $k_\varphi = 0$  pour le réduire; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  ou  $\bar{V}_{K+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique  $\varphi_s$  [21]-[25]

### 3.7.3. Correction du couple par un comparateur à hystérise 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 [1],

[21],[24], [25]. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (3.12), tels que  $K_c$  représente l'état de sortie du comparateur et  $\varepsilon_{ce}$  la limite de la bande d'hystérésis (voir figure 3.6) :



**Fig. (3.6)** Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{ce} & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} \quad \text{et} \quad d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} \quad \text{et} \quad d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{ce} & \text{alors } K_c = -1 \\ \text{Si } -\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et} \quad d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et} \quad d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = -1 \end{array} \right. \quad (3.12)$$

En Introduisant l'écart  $\Delta ce$ , entre le couple électromagnétique de référence  $C_{e,ref}$  et celui estimé  $C_e$ . dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure (3.10)), 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 [21]. 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  $\bar{\varphi}_s$ ), par exemple on peut appliquer les vecteurs  $\bar{V}_{K-1}$  ou  $\bar{V}_{K-2}$ , si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux  $\bar{\varphi}_r$  rattrapera d'autant plus vite le flux  $\bar{\varphi}_s$  que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'application des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de  $\bar{\varphi}_s$ " [21]-[25].

### 3.7.4. Table de sélection des vecteurs tension

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux et de couple  $k_\varphi$  et  $K_c$ , avec la zone  $N_i$  de position où se trouve le vecteur flux statorique  $\vec{\varphi}_s$  dans le plan  $(\alpha \beta)$ .

Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôleur du couple et des performances dynamiques visées en termes de poursuite des références du flux et du couple et des ondulations sur le courant. Pour cela, trois stratégies de commutation sont illustrées par les tables suivantes, selon des contrôleurs à hystérésis à deux niveaux ou à trois niveaux [27] :

		$N_i$	1	2	3	4	5	6
$K_\varphi=1$	$K_c=1$		$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_7$
	$K_c=0$		$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	$K_c=-1$		$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
$K_\varphi=0$	$K_c=1$		$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	$K_c=0$		$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	$K_c=-1$		$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

**Table. (3.1)** Table de commutation avec vecteurs nuls selon Takahashi avec comparateur à trois niveaux du couple.

		$N_i$	1	2	3	4	5	6
$K_\varphi=1$	$K_c=1$		$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	$K_c=0$		$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
$K_\varphi=0$	$K_c=1$		$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	$K_c=0$		$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$

**Table. (3.2)** Table de commutation avec vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.

		$N_i$	1	2	3	4	5	6
$K_\varphi=1$	$K_c=1$		$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	$K_c=0$		$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
$K_\varphi=0$	$K_c=1$		$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	$K_c=0$		$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

**Table. (3.3)** Table de commutation avec vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.

Selon les tables de commutation on a les cas suivants:

- Si  $k_\varphi = 1$  et  $K_c = 1$  (erreurs positives) on sélectionne le vecteur  $\bar{V}_i$  augmentant le flux et le couple.
- Si  $k_\varphi = 1$  (erreur positive) et  $K_c = 0$  (erreur négative), on sélectionne le vecteur  $\bar{V}_i$  augmentant le flux et diminuant le couple.
- Si  $k_\varphi = 0$  (erreur négative) et  $K_c = 1$  (erreur positive), on sélectionne le vecteur  $\bar{V}_i$  diminuant le flux et augmentant le couple.
- Si  $k_\varphi = 0$  et  $K_c = 0$  (erreurs négatives) on sélectionne le vecteur  $\bar{V}_i$  diminuant le flux et le couple.

Le tableau (3.4) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

$C_{em} \uparrow \quad \varphi_s \uparrow$	$C_{em} \uparrow \quad \varphi_s \downarrow$	$C_{em} \downarrow \quad \varphi_s \uparrow$	$C_{em} \downarrow \quad \varphi_s \downarrow$
$V_{k+1}$	$V_{k+2}$	$V_{k-1}$	$V_{k-2}$

**Table. (3.4)** le sens de variation de du flux et du couple.

L'utilisation des vecteurs de tension nuls  $\bar{V}_0$  et  $\bar{V}_1$  permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur. Pour les faibles vitesses, puisque le couple est proportionnelle à l'angle  $\theta$  entre les vecteurs du flux statorique et rotorique, on force  $\theta$  à changer rapidement en choisissant un vecteur tension non nul qui fait tourner le flux statorique assez rapidement que possible par rapport au flux rotorique. Donc à des faibles vitesses on choisi le tableau (3.3) sans vecteurs nuls, tandis qu'à des vitesses élevés on choisi la table avec vecteurs nuls. Dans le cas ou le moteur tourne dans les deux sens de rotation on choisi les tables (3.1) (3.2).

### 3.8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la théorie de la commande directe du couple DTC, la stratégie de commande de couple et de flux proposé par Takahashi, les caractéristiques dynamiques du flux et du couple et la structure du système de commande directe du couple.

# CHAPITRE 4

**Application de la commande  
directe du couple à la MSAP**

#### 4.1. Structure de la commande directe de couple de la MSAP

La figure (4.1) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct de couple des machines synchrones. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage  $T_e$  est très petite vis-à-vis des constantes de temps de la machine. Le choix du vecteur tension est effectué à chaque période d'échantillonnage [1] [16] [17].

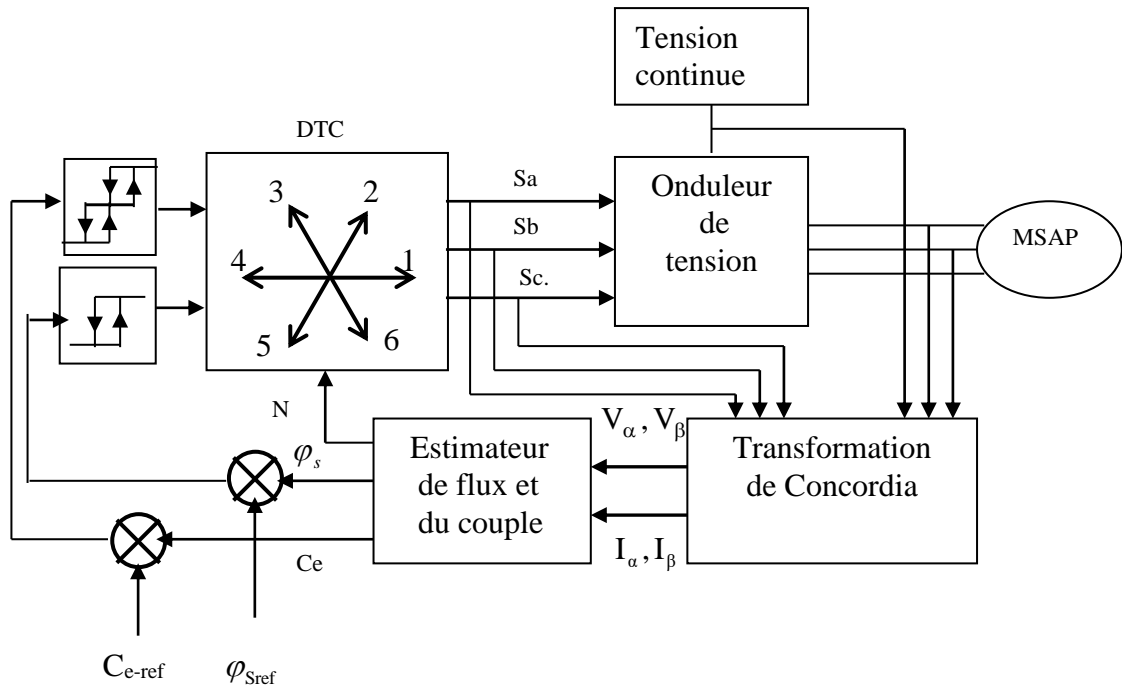


Fig. (4.1) Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple.

#### 4.2. Structure de la commande directe de couple de la MSAP en boucle fermée

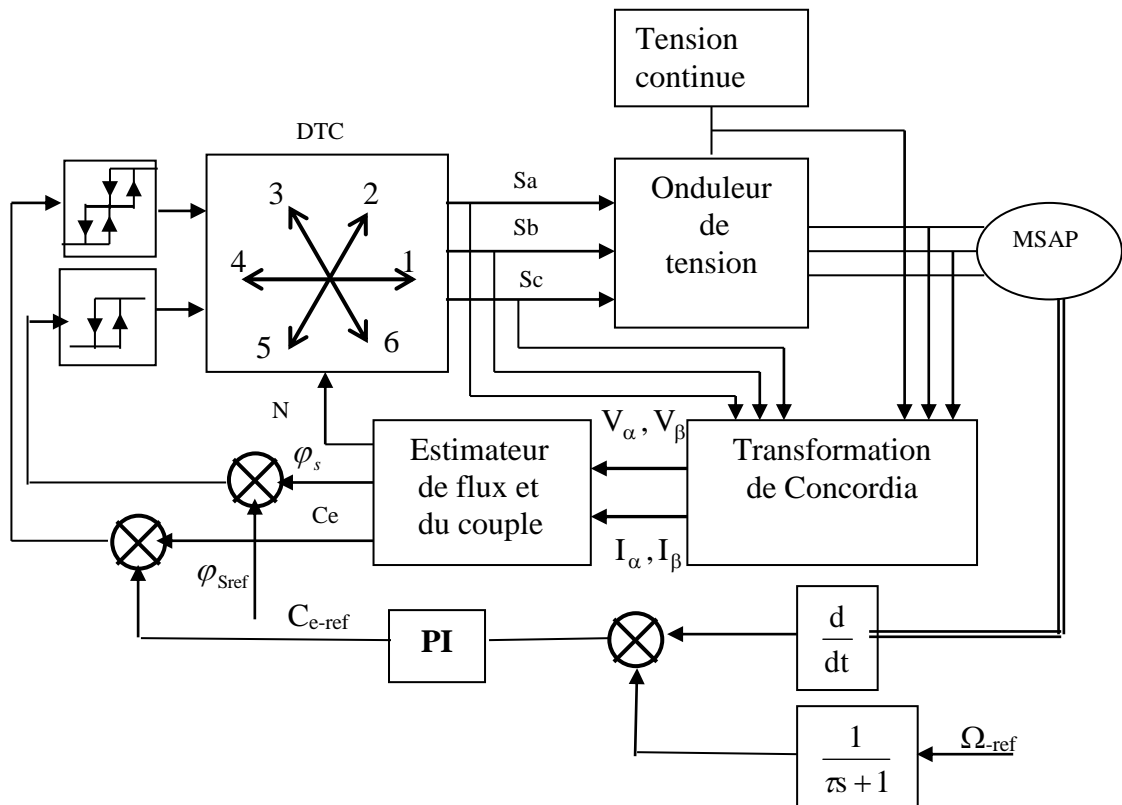
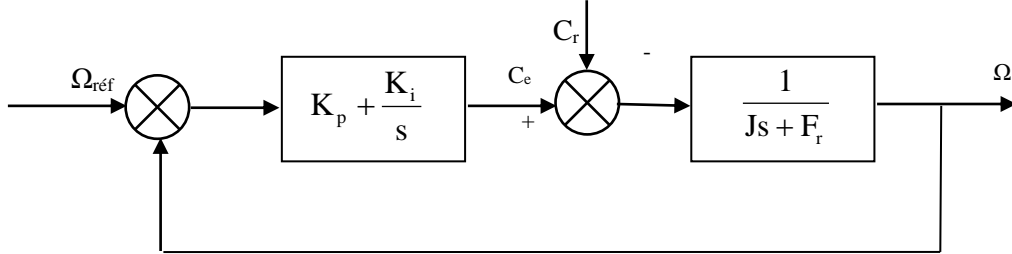


Fig. (4.2) Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple en boucle fermée.

### 4.3. Calcul des paramètres du PI

- **Régulateur de vitesse**

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel représenté par la figure (4.3)



**Fig. (4.3)** Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.01)$$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace:

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + F_r} [C_e(s) - C_r(s)] \quad (4.02)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique,  $\Omega$  s'écrit alors ( $C_r(s)=0$ ):

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \left(\frac{K_p + F_r}{K_i}\right) s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (4.03)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du deuxième ordre, sa fonction de transfert en boucle fermée en négligeant les frottements est donnée par [8] [13] [15] :

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (4.04)$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système du second ordre est donnée par l'expression suivante [1] [4] [6]:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) s + 1} \quad (4.05)$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI [5] [22][27].

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \tau \quad (4.06)$$

$\omega_n$  : Fréquence propre d'oscillation

$\xi$  : Coefficient d'amortissement

$\tau$  : Constant de temps associé au régulateur (PI)

Pour un amortissement critique ( $\xi=1$ ), on obtient[12] [17] :

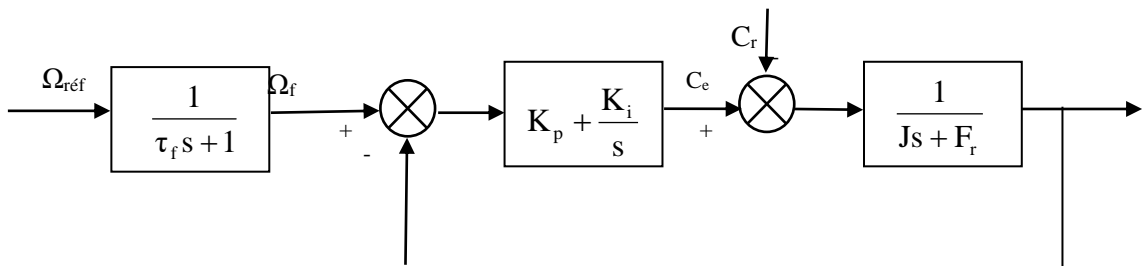
On aura :

$$K_p = \frac{4J}{\tau} ; \quad K_i = \frac{4J}{\tau^2} ; \quad K_p = K_i \tau \quad (4.07)$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivantes:

$$K_p=1.7 \quad K_i=102.45$$

Le réglage PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brutal de cette dernière. Le dépassement peut être amorti, en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque.



**Fig. (4.4)** le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par[2] :

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{réf}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \quad (4.08)$$

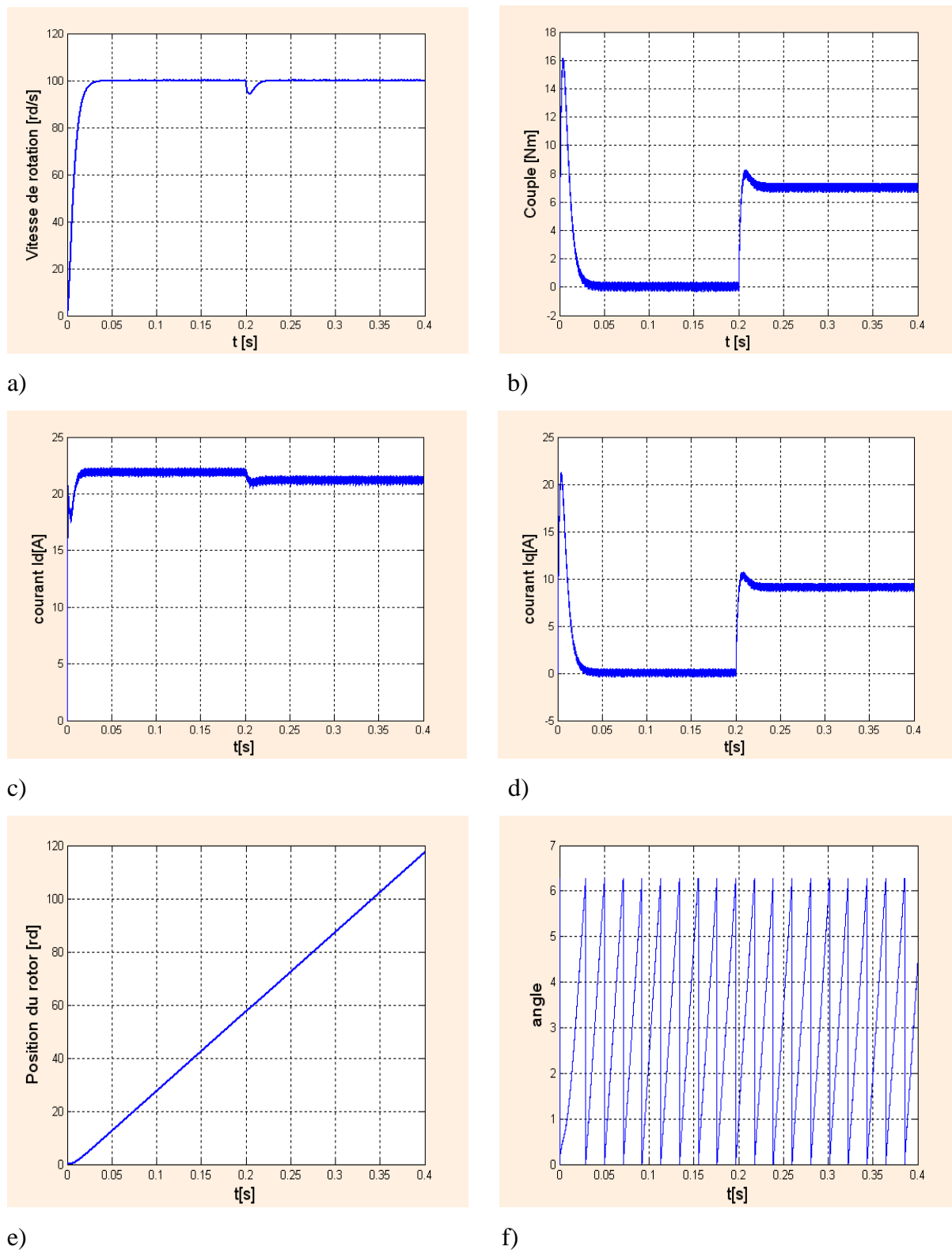
$\tau_f$  : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc on peut choisir  $\tau_f = 0.0083$

#### 4.4. Résultats de la simulation

En utilisant le schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (Fig4.2) les simulations sont effectuées dans les conditions suivantes :

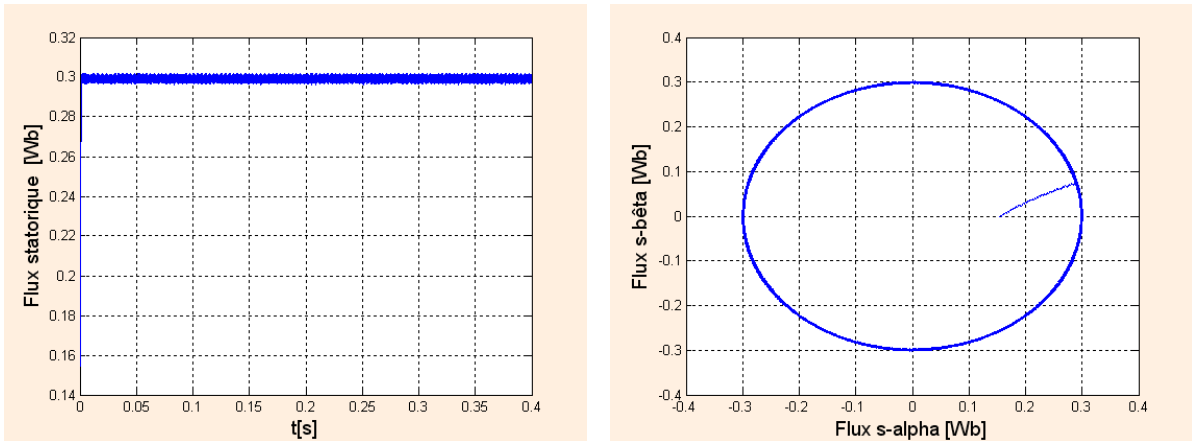
$$\varphi_{sref} = 0.3 \text{ wb}; \quad \text{pour le couple } h = 0.07 ; \quad \text{pour le flux } h = 0.01.$$

## 4.4.1. Résultats pour démarrage à vide suivie d'une application de charge



**Fig. (4.5)** Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 7 N.m à  $t = 0.2$  sec

- a) Vitesse de rotation  $\pm 100$  [rd/s]
- b) Couple électromagnétique estimé
- c,d) Composantes du courant statorique
- e) Position du rotor
- f) Angle de position du flux statorique estimé.



g)

h)

**Fig. (4.6)** Suite des résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 7 N.m à  $t = 0.2$  sec

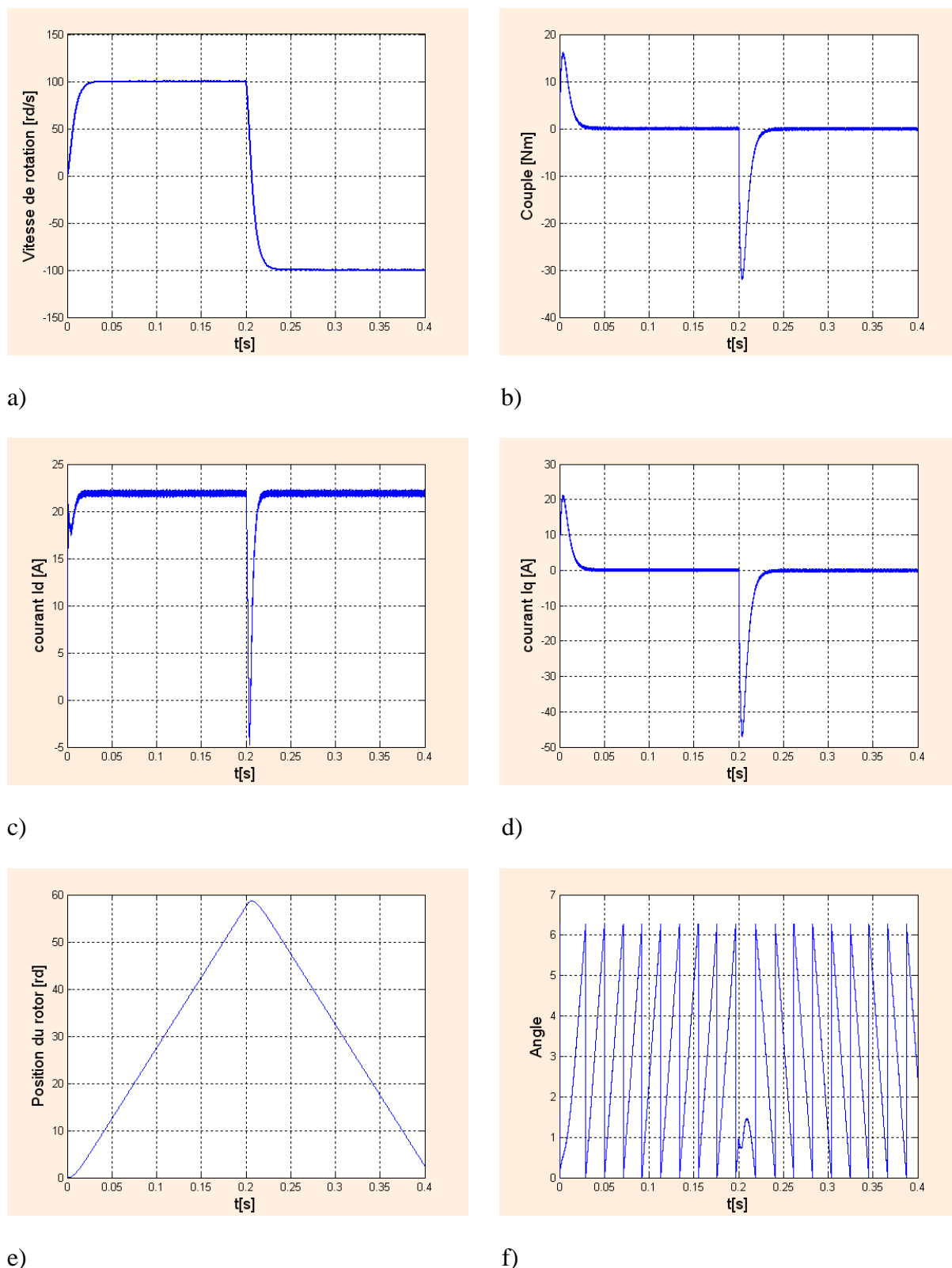
g) Flux statorique estimé

h) Evolution du flux statorique estimé dans le plan  $\alpha$ - $\beta$

D'après les réponses montrées par la figure (4.5) (4.6), nous remarquons que le couple électromagnétique repart au démarrage à vide avec un pic de 16 N.m de court durée dû à l'initialisation du flux, puis tendre vers le régime permanent ou le couple s'annule avec faible oscillation et que la vitesse repart au démarrage à vide sans dépassement malgré la dynamique du flux. Lors de l'échelon de charge le couple électromagnétique répond avec faible dépassement, faible oscillation et très faible influence sur la vitesse, qui rejoint par la suite sa valeur de référence, ce qui confirme le bon choix des coefficients du réglage du contrôleur de vitesse PI.

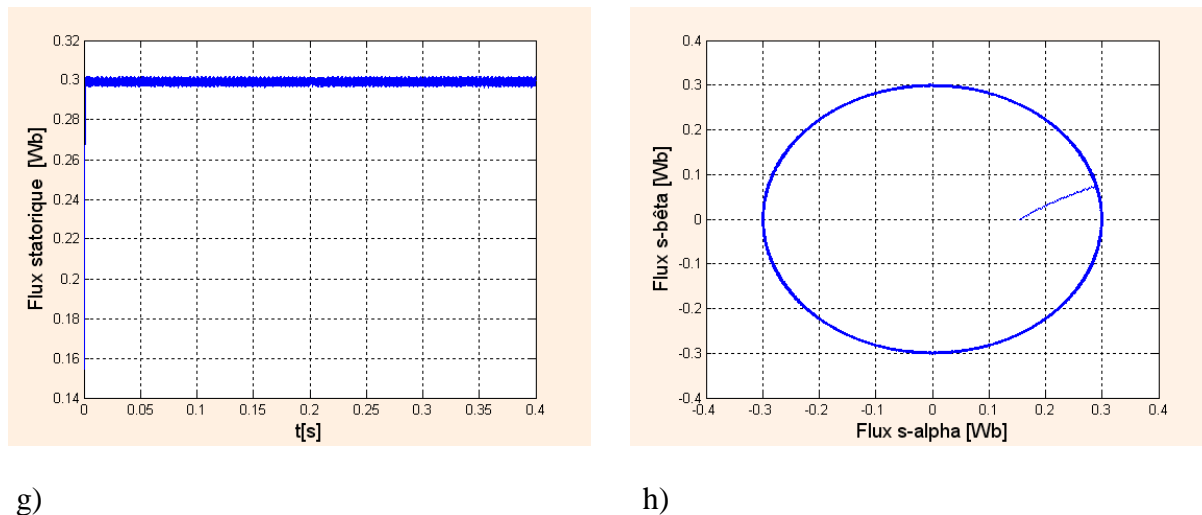
#### 4.4.2. Démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100 rd/sec, à partir de l'instant  $t=0.4$ sec



**Fig. (4.7).** Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 7 N.m à  $t = 0.2$  sec

- a) Vitesse de rotation  $\pm 100$  [rd/s]
- b) Couple électromagnétique estimé
- c, d) Composantes du courant statorique
- e) Position du rotor
- f) Angle de position du flux statorique estimé

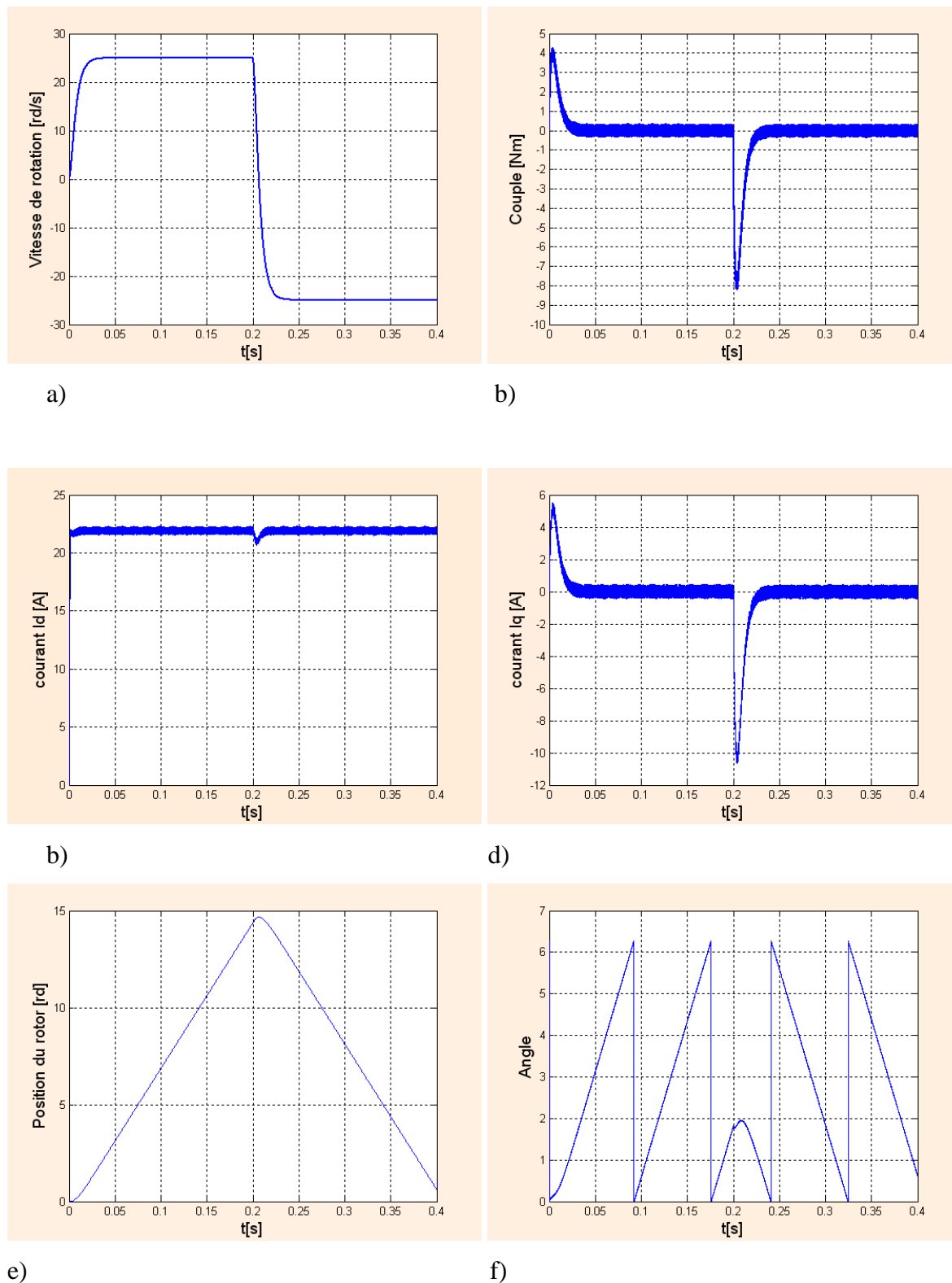


**Fig. (4.8)** Résultats de simulation de DTC pour inversion de sens de rotation à  $t=0.4s$   
 g) Flux statorique estimé  
 h) Evolution du flux statorique estimé dans le plan  $\alpha$ - $\beta$

D'après les réponses montrées par la figure (4.7) (4.8), nous remarquons que la vitesse répond sans dépassement au démarrage à vide et lors de l'inversion de sens de rotation avec un temps de repense très courte. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse. Lors du démarrage à vide et l'inversion de sens de rotation, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux, puis tendre vers le régime permanent ou le couple s'annule avec faible oscillation.

#### 4.4.3. Teste de la DTC à basses vitesses

Des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de  $+25$  rd/sec à  $-25$  rad/sec sec à partir de l'instant  $t=0.4$  sec.



**Fig. (4.9).** Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 7 N.m à  $t = 0.2$  sec

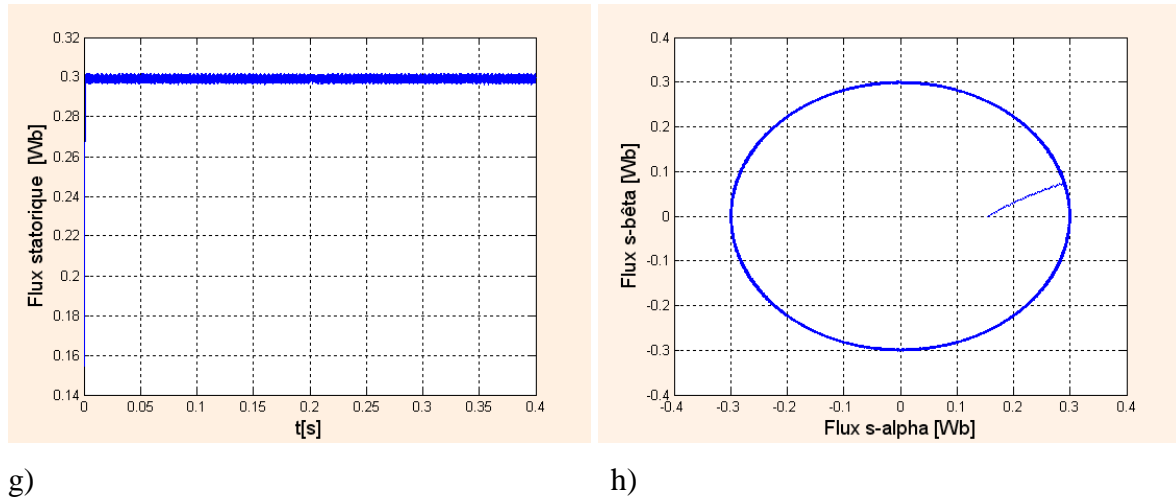
a) Vitesse de rotation  $\pm 25$  [rd/s]

b) Couple électromagnétique estimé

c, d) Composantes du courant statorique

e) Position du rotor

f) Angle de position du flux statorique estimé



**Fig. (4.10)** Performance de la DTC à basses vitesses.

g) Flux statorique estimé

h) Evolution du flux statorique estimé dans le plan  $\alpha$ - $\beta$

D'après les réponses montrées par la figure (4.9) (4.10), nous remarquons que la vitesse répond sans dépassement au démarrage à vide et lors de l'inversion de sens de rotation avec un temps de repense très courte même pour des basses vitesses. Ce qui montre que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse et que la commande est robuste à basses vitesses.

#### 4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit au premier lieu les principes du contrôle direct de couple des moteurs synchrones à aimants permanents. Puis, nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation du MSAP sur une période d'échantillonnage donnée.

A partir de ces résultats on peut conclure que :

- Le contrôle du couple du MSAP basé sur la structure DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques. Par conséquent cette méthode apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse.
- La résistance statorique est le seul paramètre du moteur qui est utilisé dans le système de contrôle. En plus avec cette méthode de contrôle, les exigences des régulateurs du courant, régulateur PI de flux et de couple sont éliminées, ce qui améliorera sans aucun doute les performances du système.
- Les résultats de simulation ont prouvé que l'application de la table de commutation pour le MSAP, donnent une meilleure solution pour le choix des paramètres.

## **CONCLUSION GÉNÉRALE**

A l'issue du présent travail concernant une étude par simulation d'une commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents, d'après les résultats de simulations on peut tirer ce qui suit:

Dans la première partie nous avons abordé par la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents en se basons sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la MSAP. On a pu aussi élaborer un model d'état non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension dans le repère de Park liée au rotor.

Dans la deuxième partie nous avons étudié l'alimentation de la MSAP à partir d'un convertisseur de fréquence. On a utilisée un onduleur de tension à deux niveaux, avec l'application de la modulation de largeur d'impulsions (MLI). Les avantages de ce technique sont: la minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple et le courant, ce qui est confirmé par les résultats de simulation présentés au chapitre 2.

Dans la troisième partie, on a présenté les notions de la stratégie de la commande directe du couple. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique.

Dans la quatrième partie on a présenté l'application de la commande directe du couple (DTC) en boucle fermé à la MSAP. Avec cette technique, les oscillations du couple sont notablement réduites et, en conséquence, les bruit acoustiques. Ce qui est confirmé par les résultats de simulation présentés au chapitre 4.

En fin, on propose quelques perspectives pour l'avenir:

- L'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones) pour remplacer les régulateurs classique de type PI, au sein de la commande vectorielle, par un régulateur flou ou par un régulateur neuronal. La logique floue offre un cadre formel pour une synthèse linguistique intégrant des considérations heuristiques. Les réseaux de neurones permettent, quant à eux, d'adopter l'approche "boîte noire" du système et de ne considérer que ses entrées et ses sorties.

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des vecteurs tensions.
- Adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande directe du couple par utilisation des cartes actuelles à microprocesseurs rapides (DSP).

## **Annexe**

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont les suivants [45] :

Puissance nominale :	$P_n = 3 \text{ KW}$
Résistance de phase :	$R_s = 1.4 \ \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe:	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse:	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
Nombre de paire de pôles :	$p = 3$
Amplitude des flux des aimants permanents :	$\Phi_m = 0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie :	$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$F_r = 0.00038818 \text{ N.m / rd/s}$

## ANNEXE

**Paramètre du machine :**

- ✓ La machine synchrone à aimant permanent (pôle saillants)

Machine Synchrone	Paramètres
Tension nominale	380 V
Courant nominale	6.2 A
Rs	1.4 $\Omega$
Ld	6.6 mH
Lq	5.8 mH
Flux des aimant	0.1546 Wb
Inertie de rotor	0.00176 N.m.s <sup>2</sup> /rd
Coefficient de frottement	0.000388 N.m.s/rd
Couple nominale	6.1 N.m
Nombre de paire des pôles	3

**Paramètre du simulation :**

- ✓ Commande direct du couple

	Machine Synchrone
Période d'échantillonnage	0.00001 s
Bande du contrôleur du flux	0.01 Wb
Flux de référence	0.1546 Wb
Couple de charge	7 N.m
Tension d'alimentation de l'onduleur	520 V
Bande du contrôleur du couple	0.07 N.m

## LES SYMBOLES

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.

MLI: Modulation de largeur d'impulsion.

DTC: Commande direct du couple (Direct Torque Control, en jargon anglosaxon, DTC)

a, b, c : Les axes triphasés.

d, q : Les axes biphasés

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$S_a, S_b, S_c$  : États de commutation de bras de l'onduleur

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$  : Les courants qui traversent celles-ci.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Leur résistance.

$[L_{ss}]$ : La matrice d'inductance du stator variable avec la position du rotor.

$[\varphi_{f,abc}]$ : La matrice du flux de fuite du à l'aimant permanent.

$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  : Les inductances propres des phases statorique.

$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$  . Les inductances mutuelles entre phases statorique.

P : nombre de paire de pôle.

m : nombre de phase de la machine

$\Omega$  : Vitesse de rotation mécanique de la MSAP

J : moment d'inertie totale de la machine

f : coefficient de frottement visqueux

$C_r$  : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine

U<sub>f</sub> : la tension d'alimentation de l'onduleur.

I<sub>f</sub> : La composante continue du courant exigé

$C_f$  : La capacité du condensateur de filtre

$L_f$  : L'inductance de filtre

r : 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.

$m$  : Rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de référence (indice de modulation).

$C_e$ : Couple électromagnétique délivré par le moteur

$C_r$ : Couple résistant, ou de charge

$F_r$ : Coefficient de frottement visqueux

(r) : Grandeur rotor ou de repère rotorique ( $R$ )

(s): Grandeur stator ou de repère statorique ( $S$ )

$d$  : Axe  $d$  du repère tournant ( $d, q$ )

$q$ : Axe  $q$  du repère tournant ( $d, q$ )

$\alpha$  : Axe  $\alpha$  du repère statorique ( $\alpha, \beta$ )

$\beta$  : Axe  $\beta$  du repère statorique ( $\alpha, \beta$ )

$n$  : Grandeur nominale

$p$  Nombre de paires de pôles

$r_s$  : Résistance statorique

$U_d$ : Tension statorique instantanée dans l'axe  $d$

$U_q$ : Tension statorique instantanée dans l'axe  $q$

$I_d$ : Courant statorique instantané dans l'axe  $d$

$I_q$ : Courant statorique instantané dans l'axe  $q$

$U_\alpha$ : Tension statorique instantanée dans l'axe  $\alpha$

$U_\beta$ : Tension statorique instantanée dans l'axe  $\beta$

$I_\alpha$ : Courant statorique instantané dans l'axe  $\alpha$

$I_\beta$ : Courant statorique instantané dans l'axe  $\beta$

$\omega_n$  : Fréquence propre d'oscillation

$\xi$  : Coefficient d'amortissement

$\tau$  : Constant de temps associé au régulateur (PI)

$\tau_f$  : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **C. Carlos**, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermès Science Europe, 2000.
- [2] **G. Guy, et C. Guy**, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- [3] **W. Leonhard**, "Control of AC Drives", Springer, Verlag, Berlin, 1984.
- [4] **J. P. Caron, et J. P. Hatier**, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition Techniq, Paris 1995.
- [5] **G. Lacroux**, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements" , Lavoisier 1995.
- [6] **L. Tang and M. F. Rahman**, "A Matlab/Simulink Model Based on Power System Blockset –A New Direct Torque Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System", In Proceedings of AUPEC'01, Australian University, Power Engineering Conference, Perth, Australia, pp. 281-286, 2001.
- [7] **G. Segulier, et F. Notelet**, "Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation Lavoisier1977.
- [8] **A. Kassatkine**, "Electrotechnique élémentaire ", Edition Mir, Moscou 1987.
- [9] **A. Bouscayrol, et T. Communal** "Approche Globale de La Commande Dynamique De Machine Electriques", Revue 3EI, N° 17, pp. 73-79, juin 1999.
- [10] **G. Sturtzer**, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Ellipses Edition, Markty. S. A2000.
- [11] **A. Genon, et W. Lagros**, "Machines Electriques", Edition science Europe, Paris 2000.
- [12] **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 XI, France, Décembre 2001.
- [13] **B. N. MOBARAKEH**; " commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification 'en ligne' des paramètres ", Thèse de Doctorat, I.N.Polytechnique de Lorraine, 2001.
- [14] **L. WIDED**; "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse et de position", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2001.
- [15] **F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier**, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 4 : La conversion continu-Alternatif ", Lavoisier, 1995.

- 
- [16] **P. A. Arias**, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [17] **M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque**, "Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.
- [18] **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.
- [19] **J. Luukko**, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine – Analysis and Implementation", Doctorate Thesis, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.
- [20] **L. Zhong, M. F. Rahman, W.Y. Hu, Lim K. W, and M. A. Rahman**, "A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp. 637-642, September 1999.
- [21] **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", Thèse de Magister; université de Batna, 2004.
- [22] **M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea**, "Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.
- [23] **O. Landolt, P. Marchal et E. Vittoz**, "Processeurs Flous", Eisi-Micro Swiss, Semaine d'Enseignement Spécifique, Exposé on St-Imier, Décembre 2000
- [24] **H. Bühler**, "Réglage par Logique Floue", Collection Électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [25] **F. Boudjema**, "Commande par Mode de Glissement: Application Aux Convertisseurs Electriques", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 1991.
- [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] **M. E. Haque and M. F. Rahman**, "The Effect of Stator Résistance Variation on Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives and Its Compensation", In Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'00), pp. 126- 131, Brisbane, Australia, September 2000.