

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna

**Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique**



Mémoire de Magister

En vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique

Option Commande

Présenté par :

M^r Zegueb Boubaker

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Thème

**Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans
Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire**

Soutenu le :30 /06 /2008

Devant le Jury

Dr. R. ABDESSEMED	Prof	Université de Batna	Président
Dr. F. NACERI	Prof	Université de Batna	Rapporteur
Dr. D. BENATTOUS	M.C	C. U. El-Oued	Examineur
Dr. S. SELLAMI	M.C	Université de Batna	Examineur
Dr. S. BENAGGOUNE	M.C	Université de Batna	Examineur
Mr. S. BELKACEM	M.A	Université de Batna	Invité

Dédicace

A ma Mère et mon Père

A ma Famille

A mes Sœurs mes Frères et mes Proches

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir

Et à ceux qui partagent de bons souvenirs

Avant Propos

Ce mémoire a été préparé au sein du Laboratoire de recherche d'électrotechnique de l'Université de Batna (Leb).

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements aux membres de jury:

- § **Mr. R.Abdessemmed**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna, d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire. Je le remercie sincèrement pour les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.*
- § **Mr. F.Nacéri**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna, d'accepter d'être rapporteur de cette thèse et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail.*
- § **Mr. D.Benattous** Maître de conférences du Centre Université de El-Oued d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance*
- § **Mr. D.Sellami** Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer, en tant que membre de Jury.*
- § **Mr. S.Benaggoune** Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer, en tant que membre de Jury.*
- § **Mr. S.Belkacem** Maître assistant au département d'électrotechnique de l'Université de Batna, ma gratitude pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail. Ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir.*

*Je tiens également à remercier tous les enseignants qui m'ont formé et je cite en particulier Monsieur **A.Betta** et Monsieur **M.Kadjoudj** auquel j'accorde l'expression de mon affectueuse gratitude et dont je garde un très bon souvenir.*

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Liste de notation et symboles

Sigles utilisés :

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanent
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
DTC	Commande directe de couple (Direct Torque Control).
SVM	Space Vector Modulation
FKE	Filtre de Kalman Etendu
PI	Correcteur Proportionnel-Integral
$[P(\theta)]$	Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Park inverse
S	Transformée de Laplace

Repères :

a, b, c	: Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	: Axes de référentiel de Park
α, β	: Axes de référentiel statorique
O	: Axe homopolaire

Paramètres de modélisation de la machine :

R_s [Ω]	: Résistance statorique
L_d [H]	: Inductance longitudinal.
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}	: Les inductances propres des phases statorique.
L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}	: Les inductances mutuelles entre phases statorique.
L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}	: Les inductances mutuelles entre phases statorique.
L_q [H]	: Inductance transversal.
L_d [H]	: Inductance longitudinal
p	: Nombre de paires de pôles.
J [Kg.m^2]	: Moment d'inertie des masses tournantes
F_r [N.m.s/rd]	: Coefficient de frottement visqueux

Grandeurs électriques :

V [V] : Tension

$[V_{s,abc}]$: Vecteur tension statorique.

V_{sd} [V] : Tension statorique sur l'axe d.

V_{sq} [V] : Tension statorique sur l'axe q.

$V_{s\alpha}$ [V] : Tension statorique sur l'axe α .

$V_{s\beta}$ [V] : Tension statorique sur l'axe β .

$V_{s\alpha-ref}$ [V] : Tension statorique de référence sur l'axe α .

$V_{s\beta-ref}$ [V] : Tension statorique de référence sur l'axe β .

I [A] : Courant

$[I_{s,abc}]$: Vecteur courant statorique.

I_{sd} [A] : Courant statorique sur l'axe d.

I_{sq} [A] : Courant statorique sur l'axe q.

$I_{s\alpha}$ [A] : Courant statorique sur l'axe α .

$I_{s\beta}$ [A] : Courant statorique sur l'axe β .

$P(t)$: Puissance instantanée

Grandeurs magnétiques :

$[\Phi_{s,abc}]$: Vecteur flux statorique

$[\Phi_{m,abc}]$: Matrice du flux de fuite du à l'aimant permanent.

Φ_{sd} [Wb] : Flux statorique sur l'axe d.

Φ_{sq} [Wb] : Flux statorique sur l'axe q.

$\Phi_{s\alpha}$ [Wb] : Flux statorique sur l'axe α .

$\Phi_{s\beta}$ [Wb] : Flux statorique sur l'axe β .

Φ_m [Wb] : Flux d'un aimant permanent par pôle

Grandeurs mécaniques :

Ω [rd/s] : Vitesse de rotation mécanique

ω [rd/s] : Vitesse de rotation électrique ($\omega = p\Omega$)

C_e [N.m] : Couple électromagnétique

C_r [N.m] : Couple résistant

θ [rd] : Angle de la position du rotor

δ [rd] : Angle entre le flux statorique et le flux de l'aimant permanent

φ_v [rd] : Angle de la position du vecteur de tension statorique

γ_s [rd] : Angle de la position du flux statorique

Sommaire

Introduction générale

Chapitre.I. Modélisation et simulation de la MSAP

Introduction	4
1.1. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents	4
1.1.1. Le stator	4
1.1.2. Le rotor	4
1.1.2.1. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP	5
1.1.2.2. Dispositions des aimants au rotor	5
1.2. Avantages et domaines d'utilisation de la MSAP	7
1.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	8
1.3.1. Mise en équations du modèle du MSAP	8
1.3.1.1. Équations électriques	9
1.3.1.2. Équations magnétique	10
1.3.1.3 Équation mécanique	12
1.3.2. Modèle de Park	12
1.3.3. Application de la transformation de Park à la MSAP	13
1.3.3.1. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q	14
1.3.3.2. Équations des flux	15
1.3.3.3. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe dq	16
1.3.3.4. Équation de la puissance instantanée	16
1.3.3.5. Équation du couple électromagnétique	17
1.4. Modélisation sous la forme d'états de la MSAP	17
1.4.1. Représentation d'état	18
1.4.2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d,q	18
1.5. Bloc de simulation du MSAP	19
1.6. Résultats de simulation	21
1.7. Conclusion	22

Chapitre. II. Modélisation et simulation de l'alimentation de la MSAP

Introduction	24
2.1. Constitution de l'alimentation de la MSAP	24
2.2. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes	25

2.3. Modélisation du filtre	26
2.4. Modélisation de l'onduleur	26
2.4.1. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée	27
2.4.2. Onduleur de tension MLI à hystérésis	30
2.4.2.1. Principe	30
2.4.2.2. Résultats de simulation de MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis	32
2.4.3. Onduleur de tension MLI vectorielle (SVM)	35
2.4.3.1 Principe	35
2.4.3.2 Les étapes de la réalisation d'un MLI vectorielle	36
2.4.3.3 Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension SVM	42
2.5. Conclusion	44

Chapitre. III. Commande directe du couple de la MSAP

Introduction	46
3.1. Principes généraux de la commande directe du couple	46
3.2. Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée à deux niveaux	47
3.3. Caractéristiques dynamiques du flux et du couple	48
3.3.1. Comportement dynamique du flux statorique	48
3.3.2. Contrôle du couple électromagnétique	50
3.4. Stratégie de la commande directe du couple	
51 3.5. Choix du vecteur tension	52
3.6. Estimateurs	53
3.6.1. Estimateur du flux	53
3.6.2. Estimateur du couple électromagnétique	55
3.7. Élaboration du vecteur de commande pour la DTC	55
3.7.1. Le correcteur du flux	55
3.7.2. Le correcteur du couple	56
3.7.2.1. Le correcteur à trois niveaux	56
3.7.2.1. Le correcteur à deux niveaux	56
3.7.3. Table de sélection des vecteurs tension	57
3.8. Structure générale de la commande par DTC du MSAP avec boucle de vitesse	59
3.9. Résultats de simulation de la commande par DTC du MSAP	61

3.10. Commande directe du couple utilisant la modulation vectorielle DTC-SVM	66
3.10.1. Schéma de principe de la commande de MSAP par DTC-SVM	66
3.10.2. Model de la MSAP dans le repère dq	67
3.10.3. Théorie de base du DTC-SVM d'une MSAP	67
3.10.4 Résultats de simulation de la commande du MSAP par DTC-SVM	69
3.11. Conclusion	74

Chapitre .IV. Commande directe du couple sans capteur de vitesse d'une MSAP

Introduction	76
4.1. Principe général d'un observateur	77
4.2. Filtre de Kalman	78
4.2.1. Filtre de Kalman en temps continu	78
4-2-2 Filtre de Kalman discret standard	80
4.2.3. Filtre de Kalman étendu	83
4.3. Application du filtre de Kalman étendue à la MSAP	84
4.3.1. Le model d'état étendu de la MSAP en temps continue	85
4.3.2. Discrétisation du model du système	85
4.3.3. Le modèle stochastique non linéaire de la MSAP	86
4.3.4. Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état	86
4.3.5. Implantation de l'Algorithme du FKE discret	87
4.4. Simulation de la Commande directe du couple d'une MSAP sans capteurs de vitesse et de position, utilisant le filtre de Kalman étendu	88
4.4. 1. Schémas de simulation globale	89
4.4.2. Résultats de simulation	90
4.5. Conclusion	98
Conclusion générale	99
Annexe	
Bibliographie	

INTRODUCTION GENERALE

La commande à vitesse variable des entraînements électriques, a bénéficié ses derniers années d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet les projets de l'électronique numérique et le développement des composants de l'électronique de puissance permet au jour d'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande envisageables il y a un dizaine d'années.

Les moteurs synchrones à aimants permanents, appelés encore moteurs à courant continu sans collecteur, sont de plus en plus utilisés pour des entraînements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, fonctionnement de longue durée, etc.) et sont devenu attractif et concurrent de la machine à induction. Associés à des variateurs de vitesse électronique, ils trouvent leur place dans de nombreuses applications industrielles.

Cette thèse a pour objectif principal d'étudier une technique de commande de la vitesse des machines synchrones à aimant permanent sans capteur de vitesse.

Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines synchrones à aimants permanents: la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple et la commande non linéaire.

Le travail envisagé porte sur la commande directe du couple (DTC) sans capteur de vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents. Nous nous attacherons à améliorer ce type de commande afin de réduire les oscillations du couple et les bruits acoustiques tout en réduisant les contraintes de calcul en temps réel.

La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action direct sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système,

Dans notre travail, en outre de la DTC classique, on a appliquée une commande directe du couple associée à une commande MLI vectorielle (DTC-SVM) qui assure une fréquence de modulation constant pour le convertisseur. Les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées. Ce qui supprime notamment les contraintes de scrutation rapide de ces derniers. Cette méthode réduit les contraintes de calcul en temps réel et améliore d'une façon significative les oscillations du couple.

L'information de la vitesse mécanique sans capteur doit être reconstruite à partir des grandeurs électriques mesurées. A cause de la non linéarité du modèle de l'état de la

machine synchrone à aimant permanents, on a appliqué la technique à base de Filtre de Kalman et Etendu (FKE), pour l'estimation de la vitesse mécanique. Qui nous a permis aussi d'estimer la résistance statorique R_s , le seul paramètre variable utilisée par le bloc de commande par DTC.

Notre mémoire est organisé en quatre chapitres :

- Ø **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.
- Ø **Le deuxième chapitre** porte sur la modélisation de l'alimentation des machines synchrones à aimants permanents, deux types de commande on été appliquée à l'onduleur de tension à deux niveaux: la modulation de largeur d'impulsions (MLI) à hystérésis et la modulation vectorielle (SVM).
- Ø **le troisième chapitre** est consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux. Deux méthodes sont présentées : commande direct du couple DTC classique utilisant les tables de vérité et les hystérésis et commande direct du couple DTC-SVM utilisant la modulation vectorielle SVM.
- Ø **Le quatrième chapitre** est consacré à l'élaboration d'une commande directe du couple (DTC et DTC-SVM) utilisant un observateur d'ordre complet basé sur le filtre de Kalman étendu à la vitesse de rotation. Des testes de simulation sont présenté pour examiner la robustesse de ce filtre ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement. Cette étude a été faite en temps discret.

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

Chapitre I

Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimants permanents

Introduction

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple [3]. Pour diminuer le taux d'ondulation de courant et de couple, elles sont alimentées par d'onduleurs de tension, à base de composants de haute fréquence de découpage (IGBT par exemple). En outre, grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapides de traitement numérique (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple. L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués [3][4][31].

La miniaturisation des moteurs et la réduction des coûts de fabrication contribuent à la suppression des capteurs directs de position ou de vitesse, nécessaires à leurs commandes. Le travail proposé dans cette étude est axé sur la commande des moteurs synchrones à aimants permanents sans capteur direct de vitesse ou de position.

Dans ce chapitre on présentera la constitution et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par une source de tension triphasée.

1.1. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

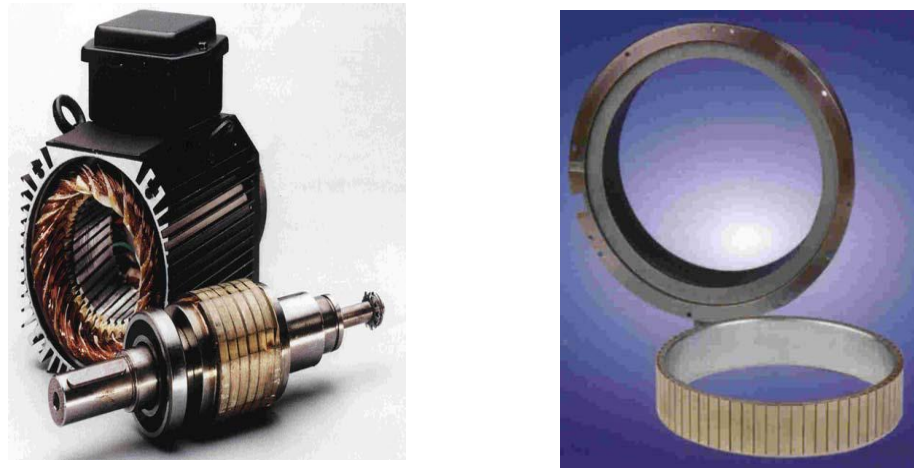


Fig. 1.1 Le moteur industriel à aimants permanents qq kW

1.1.1. Le stator

Représente la partie fixe de la machine (Fig.1.1), destiné à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constituée d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statorique triphasé bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposée de telle façon quelle constituent un ensemble triphasé coupler soit en étoile ou en triangle.

1.1.2. Le rotor

Représente la partie mobile de la machine formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur.

1.1.2.1. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents 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 [7].

Ø Les ferrites: sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent 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 [7].

Ø Le samarium cobalt (SmCo_5 , $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$): est beaucoup plus performants en terme de densité volumique d'énergie que les autres type d'aimants de 140 à 200kJ/m³ pour le SmCo_5 et de 180 à 240[kJ/m³] 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 [7].

1.1.2.2. Dispositions des aimants au rotor

Il existe pour les machines à aimants permanents de nombreuses topologies et types, parmi ces topologies : machines à aimants cylindriques à champ radial, machines à aimants discoïdes à champ axial et machines à aimants à flux transverse [4][11].

Pour les machines à aimants cylindriques à champ radial on distingue plusieurs types en fonction de la disposition des aimants sur le rotor (Fig.1.2).

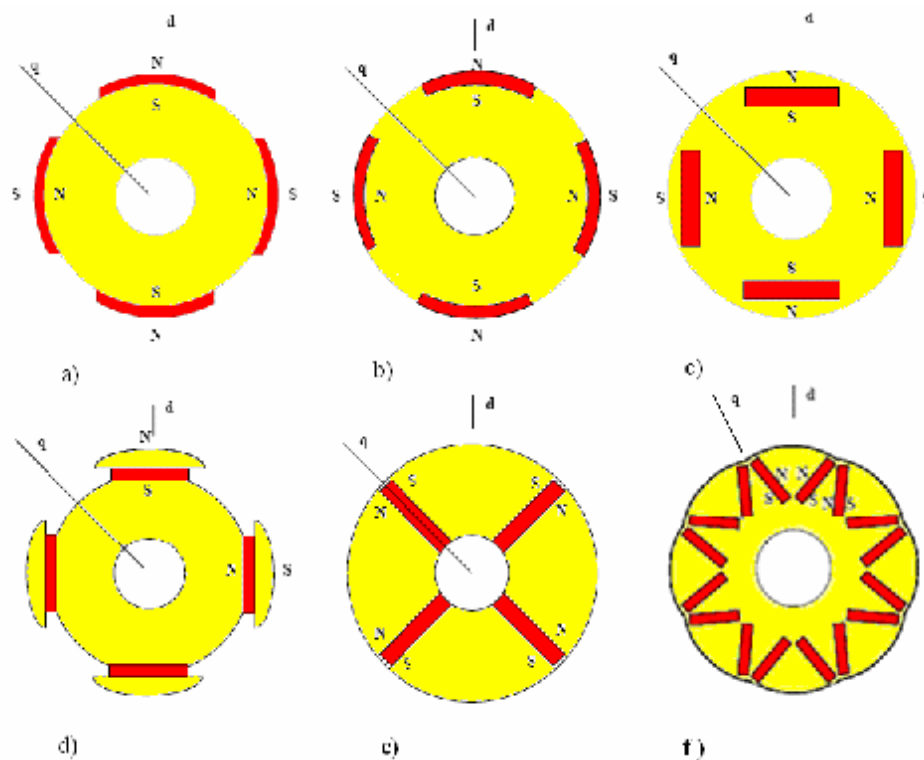


Fig.1.2 Les types de machines à aimants cylindriques à champ radial.
a) à aimants colées, sans pièces polaires.
b) à aimants insérés.
c) à aimants enterrés.
d) à épanouissement polaire.
e) et f) à aimants enterrés, structure à aimants à concentration de flux.

Parmi ces types on peut alors distinguer particulièrement les : machines sans pièces polaires, machines avec pièces polaires et machines avec pièces polaires et concentration de flux.

Ø Les machines sans pièces polaires ($L_d = L_q$)

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frettage. Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante et de faible valeur le long de l'entrefer [4][11]. On peut obtenir une force électromotrice quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple.

Ø Les machines avec pièces polaires ($L_d < L_q$)

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. À cause de l'épaisseur des aimants l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que celle sur l'axe indirect, par conséquent L_d est inférieure à L_q . On peut distinguer deux types de machine avec pièces polaires. Les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique [4][11]. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement. Les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre amagnétique. Ces dernières réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ dans l'entrefer de façon significative.

1.2. Avantages et domaines d'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone est devenue attractive et concurrente de la machine à induction dans le domaine des systèmes d'entraînement électriques, sont de plus en plus utilisés pour des entraînements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, fonctionnement de longue durée, etc.)[31].

Le grand avantage de la machine synchrone est l'élimination des pertes par glissement. En particulier pour les moyennes et petites puissances, la machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications, comme les machines outils, la robotique et les véhicules électriques. Cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants. Ce sont des moteurs qui peuvent accepter des courants de

surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électronique, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple) [31][49].

1.3. 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 [31]:

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

1.3.1. Mise en équations du modèle de MSAP

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (1.3).

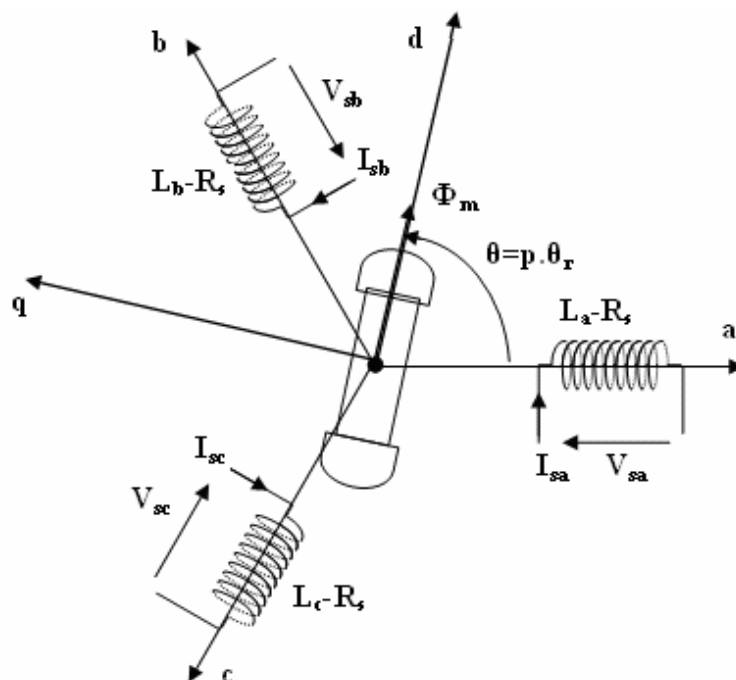


Fig.1.3. Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique

Pour le système d'axe de référence au stator abc: la phase (a) est choisi de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase. Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a).

Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe d au rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$ [31].

Le système d'axe de référence au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega = p \cdot (d\theta/dt)$ tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où ω est la fréquence électrique du système. La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor Ω présentée par l'expression suivante $\omega = p \cdot \Omega$, où p est le nombre de paire de pôles de la machine [31][49].

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

1.3.1.1. Équations électriques

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

$$\begin{aligned} V_{sa} &= R_s I_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} &= R_s I_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} &= R_s I_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{aligned} \quad (1.1)$$

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.

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

R_s : Leurs résistance.

Les équations (1.1) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$[V_{s,abc}] = [R_s][I_{s,abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s,abc}] \quad (1.2)$$

1.3.1.2. Équations magnétique

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

$$\begin{aligned}\Phi_{sa} &= L_{aa} I_{sa} + L_{ab} I_{sb} + L_{ac} I_{sc} + \Phi_{ma} \\ \Phi_{sb} &= L_{ab} I_{sa} + L_{bb} I_{sb} + L_{bc} I_{sc} + \Phi_{mb} \\ \Phi_{sc} &= L_{ac} I_{sa} + L_{bc} I_{sb} + L_{cc} I_{sc} + \Phi_{mc}\end{aligned}\quad (1.3)$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_{s,abc}] = [L_{ss}][I_{s,abc}] + [\Phi_{m,abc}] \quad (1.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

En désignant par :

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

$[\Phi_{m,abc}]$: La matrice du flux de fuite dû 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 (1.3) (1.5), on suppose que les inductances mutuelles sont symétriques 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 [3][30][31][49].

$$\begin{aligned}L_{aa} &= L_{s1} + L_{so} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{bb} &= L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{cc} &= L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\quad (1.6)$$

$$\begin{aligned}
 L_{ab} = L_{ba} &= -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_{bc} = L_{cb} &= -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos(2\theta) \\
 L_{ac} = L_{ca} &= -\frac{1}{2}L_{so} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{1.7}$$

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

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{so} - L_x \cos(2\theta) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_{s1}}{2} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos(2\theta) \\ -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{so}}{2} - L_x \cos(2\theta) & L_{s1} + L_{so} - L_x \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{1.8}$$

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

$$L_{so} = \left(\frac{m_s}{2}\right)^2 \pi \mu_o r L \varepsilon_1 \tag{1.9}$$

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

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, μ_o est la perméabilité de l'air, L est la longueur à l'axe de l'entrefer, ε_1 et ε_2 sont déterminés comme la suite :

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

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

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:

$$\begin{aligned}\Phi_{ma} &= \Phi_m \cos(\theta) \\ \Phi_{mb} &= \Phi_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_{mc} &= \Phi_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{1.13}$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_{m,abc}]^T = \Phi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^T\tag{1.14}$$

Telle que :

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

1.3.1.3 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.

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

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

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

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 (α , β) 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.

1.3.2. Modèle de Park

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d, q) tournant à la vitesse ω_s par rapport au stator et à la vitesse ω_r par rapport au rotor (Fig.1.3).

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées[3][23][30].

La matrice de Park $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Où θ l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

Son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.18).$$

Le passage du système de coordonnées (d, q) au système de coordonnées (α , β), est assuré par la matrice de rotation tel que:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

1.3.3. Application de la transformation de Park à la MSAP

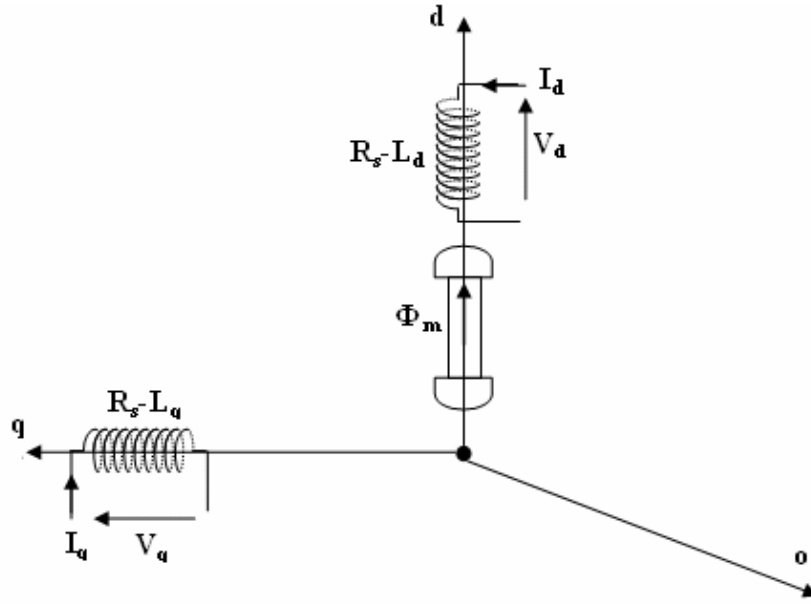


Fig.1.4. Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q

1.3.3.1. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes d-q

Dans ce paragraphe nous allons donner les équations électriques de la MSAP dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park à l'équation (1.2) on obtient [3][49] :

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)][v_{s,abc}] = [P(\theta)] \left([R_s][I_{s,abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s,abc}] \right) \quad (1.20)$$

On appliquant la transformation inverse de Park au courants et flux on obtient:

$$\begin{aligned} [I_{s,abc}] &= [P(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] \\ [\Phi_{s,abc}] &= P[\theta]^{-1} [\Phi_{dq0}] \end{aligned} \quad (1.21)$$

Telle que:

V_{dq0} : sont les composants direct, en quadrature et homopolaire de la tension.

I_{dq0} : sont les composants direct, en quadrature et homopolaire du courant.

Φ_{dq0} : sont les composants direct, en quadrature et homopolaire du flux.

On peut écrire l'équation de la tension (1.16) sous la forme:

$$\begin{aligned} [V_{dqo}] &= [P(\theta)] \left([R_s] [P(\theta)]^{-1} [I_{dqo}] + \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqo}] \right) \\ &= [P(\theta)] [R_s] [P(\theta)]^{-1} [I_{dqo}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqo}] \end{aligned} \quad (1.22)$$

On a:

$$[P(\theta)] [R_s] [P(\theta)]^{-1} [I_{dqo}] = [R_s] [I_{dqo}] \quad (1.23)$$

$$\begin{aligned} [P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqo}]) &= [P(\theta)] \left\{ \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\Phi_{dqo}] + [P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] \right\} \\ &= [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\Phi_{dqo}] + [P(\theta)] [P(\theta)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] \right) \end{aligned} \quad (1.24)$$

Après simplification de l'équation (1.24) on a:

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqo}]) = [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\Phi_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] \quad (1.25)$$

On prenant le dérivé de l'équation (1.18), nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

On multipliant les équations [1.17] et [1.26] nous obtenons:

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqo}]) = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] \quad (1.28)$$

On remplace (1.23) et (1.28) dans l'équation (1.22)

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Puisque le système est équilibré $V_o = 0$, on obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s I_d + \frac{d}{dt} \Phi_d - \omega \Phi_q \\ V_q &= R_s I_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + \omega \Phi_d \end{aligned} \quad (1.30)$$

1.3.3.2. Équations des flux

$$\begin{aligned} \Phi_d &= \left(L_{sl} + \frac{3}{2} (L_{so} + L_x) \right) I_d + \Phi_m = L_d I_d + \Phi_m \\ \Phi_q &= \left(L_{sl} + \frac{3}{2} (L_{so} - L_x) \right) I_q = L_q I_q \end{aligned} \quad (1.31)$$

1.3.3.3. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

En reprenant les équations (1.31) (1.30) précédente on peut écrire

$$\begin{aligned} V_d &= R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q \\ V_q &= R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega L_d I_d + \omega \Phi_m \end{aligned} \quad (1.30)$$

Ces équations permettent de dessiner le circuit équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le système d'axe d-q présenté par la figure(1.5) [31].

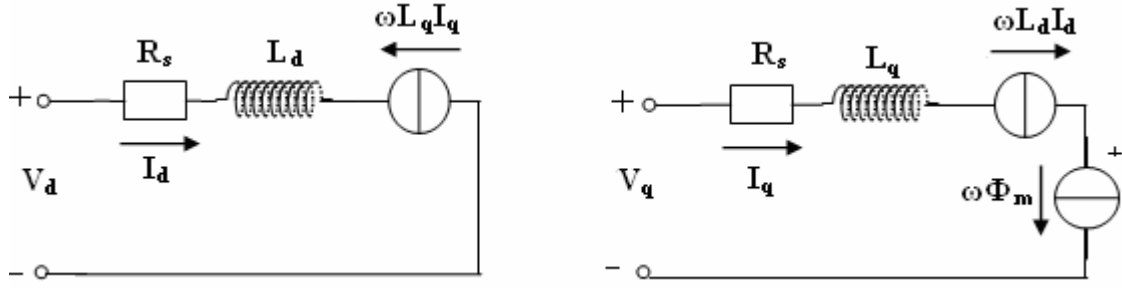


Fig.1.5. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

1.3.3.3. Équation de la puissance instantanée

Le calcul de couple mécanique de la machine synchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P(t)$, soit :

$$p(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} = \frac{3}{2} (V_q I_d + V_d I_q) \quad (1.29)$$

En remplaçant (1.25) dans (1.26)

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{3}{2} \left(\left(R_s I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega \Phi_q \right) I_d + \left(R_s I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega \Phi_d \right) I_q \right) \\ &= \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) + \frac{3}{2} \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right) + \frac{3}{2} \omega (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \end{aligned} \quad (1.30)$$

Telle que:

$\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: représente les pertes par effet Joules dans les enroulements statorique

$\frac{3}{2} \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right)$: représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \omega (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)$: représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à

l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique.

On constate que la puissance électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Donc l'expression de la puissance électromagnétique est donnée par l'équation suivante:

$$P_e = \frac{3}{2} \omega (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) = \frac{3}{2} p \cdot \Omega (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (1.31)$$

$$\omega = p \cdot \Omega$$

1.3.3.4. Équation du couple électromagnétique

Le rôle du couple électromagnétique est justement d'équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

- Ø Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique : C_r .
- Ø Le couple des frottements visqueux : $F_r \Omega$.
- Ø Le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor : $J \frac{d\Omega}{dt}$.

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{3}{2} p (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (1.32)$$

On remplace (1.27) dans (1.32) on a :

$$C_e = \frac{3}{2} P \cdot [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_m I_q] \quad (1.33)$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes:

$$C_{ep} = \frac{3}{2} p \Phi_m \cdot I_q : \text{Présente le couple principal.}$$

$$C_{er} = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) I_d I_q : \text{Présente le couple reluctance variable.}$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \quad (1.34)$$

.

1.4. Modélisation sous la forme d'états de la MSAP

1.4.1. Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'états. Sera du type :

$$\frac{dX}{dt} = AX(t) + BU$$

$$Y = CX(t) \quad (1.35)$$

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice fondamentale qui caractérise le système.

B : matrice d'application de la commande.

C : matrice de sortie (matrice d'observation).

1.4.2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour la MSAP alimentée en tension on choisit le vecteur d'état comme la suite [31]:

Ø Variables de commande : les tensions statoriques V_d, V_q et le flux permanent Φ_m .

Ø Variables d'état : les courants I_d, I_q .

Ø Variables de sortie : Les courants I_d, I_q .

En utilisant les équations (1.28), après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega I_d - \frac{\Phi_m}{L_q} p\Omega + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (1.36)$$

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_m \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\Omega \\ -\frac{L_d}{L_q} p\Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p\Omega \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

L'équation mécanique est donné par :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega &= C_e - C_r \\ C_e &= \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_m I_q] \\ \Omega &= \frac{\omega}{p} \end{aligned} \quad (1.39)$$

A partir des équations (1.36) (1.39) on peut représenter le MSAP par un bloc diagramme illustré par la figure (1.6).

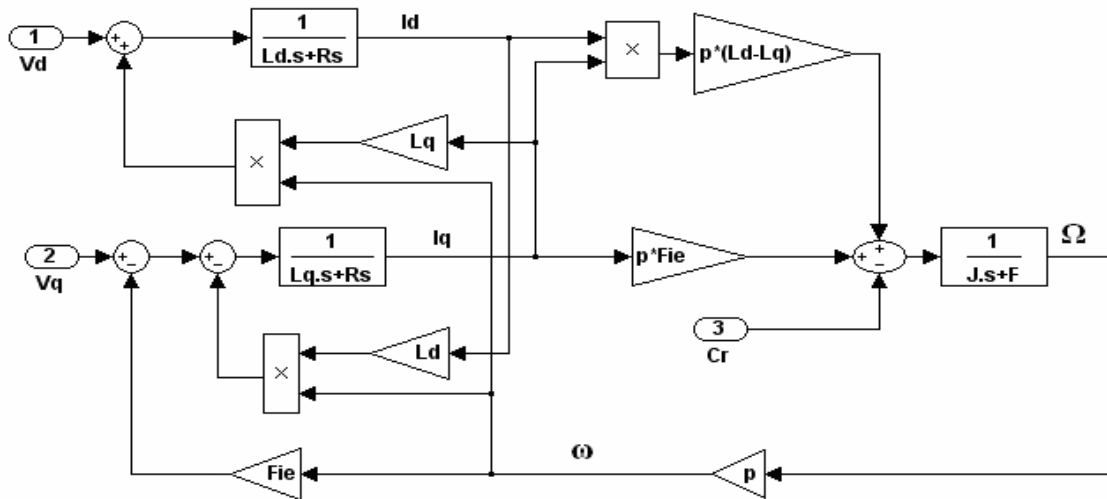


Fig.1.6. Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel d-q

On remarque que le bloc diagramme est composé de plusieurs blocs linéaires illustrant la relation qui existe entre les entrées (commandes), les états et les sorties. Les trois types de non linéarités ωI_d , ωI_q , et $I_d I_q$ sont représentées par les trois blocs de multiplication. De plus, les dynamiques du système sont représentées par trois fonctions de transfert. Deux fonctions de transfert donnant la dynamique rapide (courants) et une fonction qui définit la dynamique lente (vitesse) [31].

1.5. Bloc de simulation du MSAP

La simulation a été effectuée par le logiciel simulinc sous MATLAB, la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :

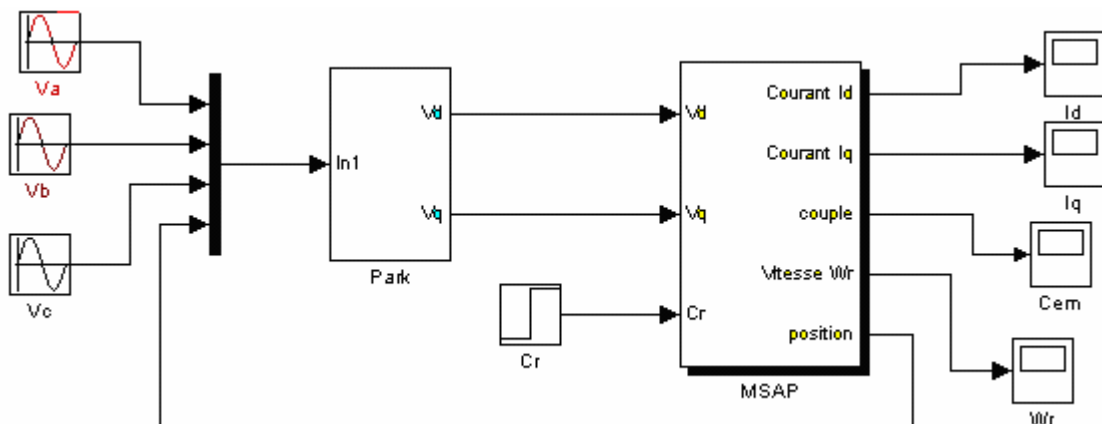


Fig.1.6. Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension

1.6. Résultats de simulation

Nous avons simulé notre machine alimentée par réseau triphasé équilibré 380/220V, $f = 50\text{Hz}$.

Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.

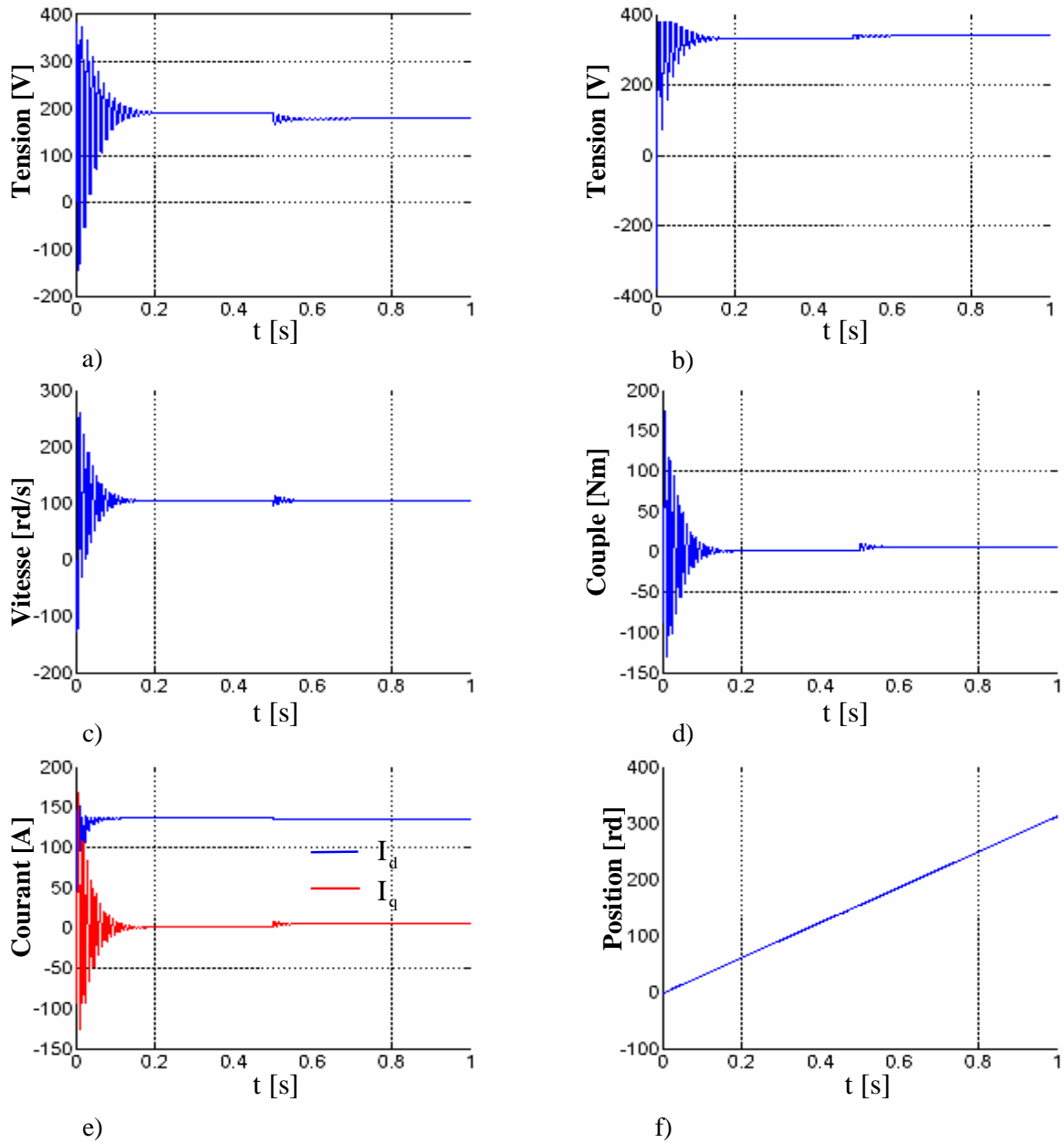


Fig.1.8. Résultats de simulation de la MSAP démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t=0.5\text{s}$ en boucle ouverte.

- a) Composante V_d de la tension statorique.
- b) Composante V_q de la tension statorique.
- c) Vitesse de rotation 105 [rd/s]
- d) Couple électromagnétique
- e) Composantes du courant statorique
- f) Angle de la position du rotor

Interprétation des résultats de simulation

Ø 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 de vitesses négatives très faible et de courte durée, ce régime qui prend presque 0.18 sec, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 105 rad/sec en régime permanent pour un couple nul, cette réponse est assez rapide, car l'inertie de la machine est très faible.

Ø 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 170 N.m, puis tendre vers le régime ou le couple s'annule.

Ø 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.e.m qui est due à une faible vitesse au démarrage, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent.

Ø A $t=0.5s$, on applique un couple de charge de 5 N.m. D'après les résultats de simulation, on remarque que l'insertion du couple de charge entraîne une variation dans les différents réponses pendant cette perturbation (diminution de la vitesse de rotation), puis se stabilise en régime permanent.

Ø Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différents variables indiquant le caractère non linéaire de la machine

1.7. Conclusion

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

On peut conclure que les résultats obtenus par voie de simulation nous donne une vision assez claire sur le comportement et les caractéristiques électrique de la machine synchrone à aimants permanents.

Chapitre II

Modélisation et simulation

de l'alimentation de la MSAP

Introduction

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme un signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [33]. Ces caractéristiques sont

- Ø Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent,
- Ø Une large plage de variation de vitesse,
- Ø Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- Ø La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constantes

2.1. Constitution de l'alimentation de la MSAP

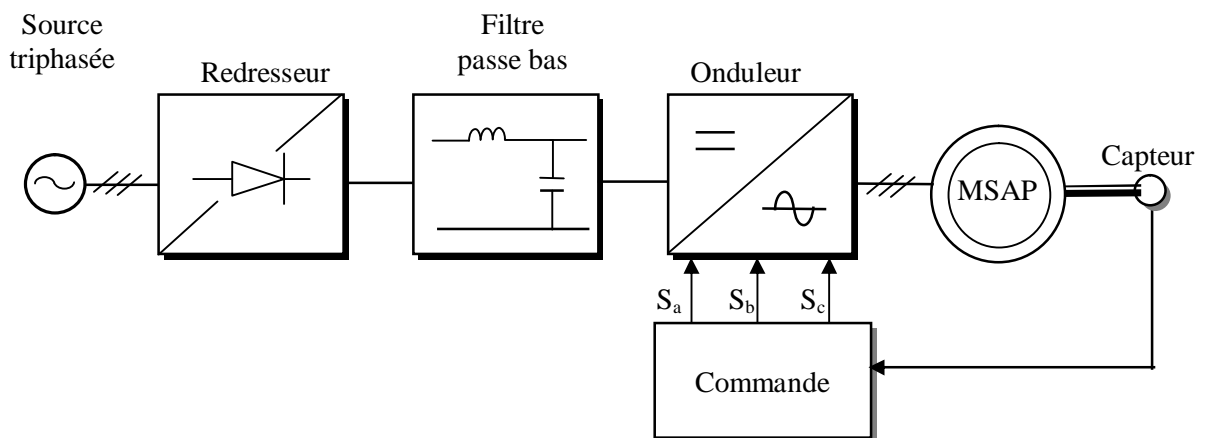


Fig. 2.1 Schéma de principe de l'association MSAP-alimentation

Les différents éléments constituant la chaîne d'alimentation sont :

Ø Source électrique à courant alternatif.

La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau triphasé électrique.

Ø Redresseur

Il permet de transformer une tension alternative en tension continue.

Ø Filtrage

Il élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur. Ce filtre, associé au pont redresseur, constitue une source de tension continue servant à alimenter le bus continu à l'entrée de l'onduleur.

Ø Onduleur

Il permet de transformer une tension continue en une tension alternative d'amplitude et de fréquence variable.

2.2. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, il est représenté par la figure (2.2).

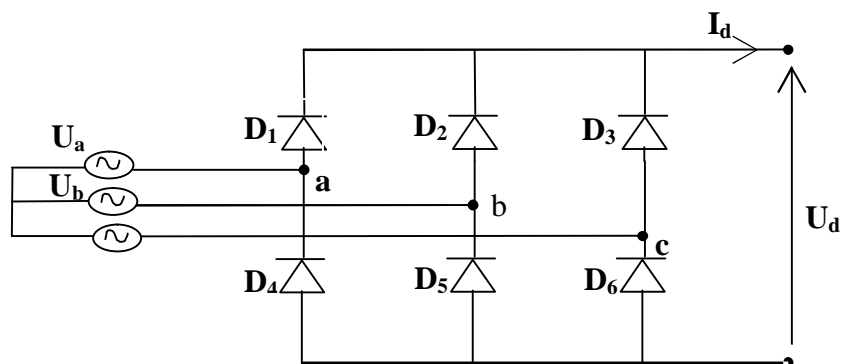


Fig.2.2 : Représentation du redresseur triphasé double alternance

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.1)$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit [33] :

$$U_{rd}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (2.2)$$

2.3. Modélisation du filtre

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences [33]. Ce filtre est schématisé par la figure(2.3).

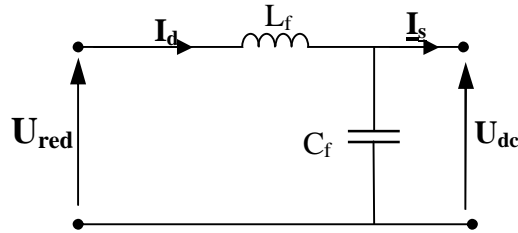


Fig.2.3 Représentation d'un filtre passe bas

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

$$\begin{cases} U_{re}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [I_d(t) - I_s(t)] \end{cases} \quad (2.3)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(S)}{U_{rd}(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (2.4)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.5)$$

2.4. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [26][31][33].

2.4.1. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au point milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie [26][31]..

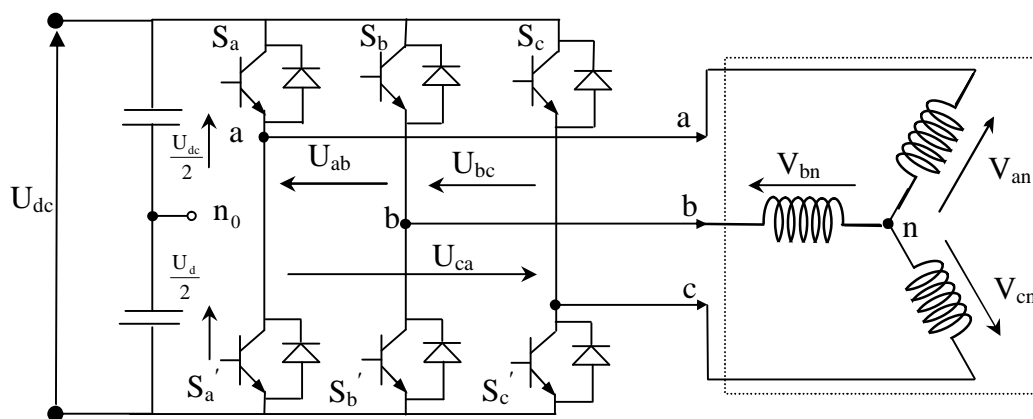


Fig. 2.4 Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

L'état des interrupteurs, supposées parfaites peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = abc$)

- Ø Si le transistor supérieur est en conduction, les variables $S_i = 1$
- Ø Si le transistor inférieur est en conduction, les variables $S_i = 0$

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase $U_{ina,b,c}$ en fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{ina,b,c} = S_i \cdot U_c - \frac{U_c}{2} \quad (2.6)$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" figure (2.4)

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.7)$$

Soit "n" le point neutre du coté alternatif (MSAP), alors on a:

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2.8)$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.9)$$

La substitution de (2.8) dans (2.9) nous donne:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.10)$$

En remplaçant (2.10) dans (2.8) on obtient:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (2.11)$$

L'utilisation de l'expression (2.6) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

A partir de l'équation (2.12), le schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est donné dans la figure (2.5)

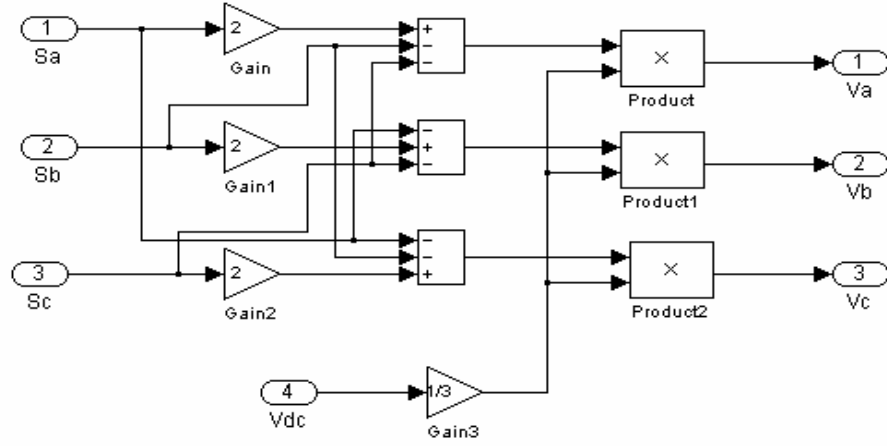


Fig. 2.5. Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions dans le plan ($\alpha \beta$) (fig2.6), appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) [26][31][33].:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

En remplaçant (2.12) dans (2.13) on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

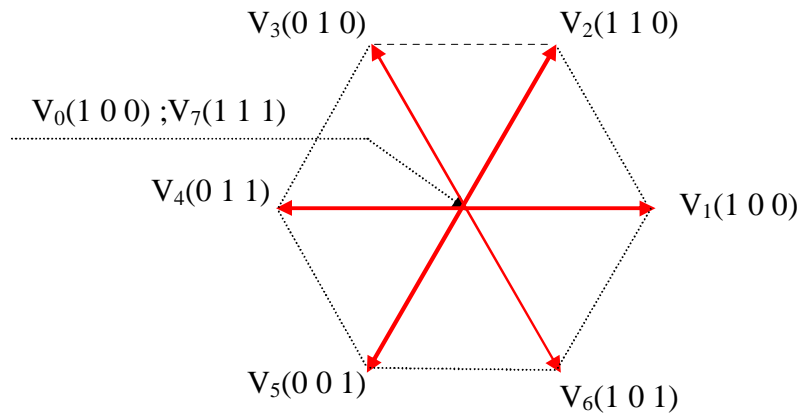


Fig.2.6. Vecteurs tension d'état d'un onduleur à deux niveaux

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques S_i ($i=1,2,3$).

Dans notre travail, on a appliqué deux techniques pour la commande de l'onduleur: la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) à hystérésis et la technique de la MLI vectorielle (SVM)

2.4.2. Onduleur de tension MLI à hystérésis

Les onduleurs de tension commandes en MLI sont des convertisseurs de type continu-alternatif, à commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone. Au jour d'aujourd'hui, cette association est la plus indiquée [24][31][33]. Ce type d'onduleur a la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un faible niveau d'ondulation de couple. De nos jours, c'est le type de convertisseur le plus convoité en raison de l'amélioration apportée sur les composants électroniques et les innovations apportées sur les topologies de convertisseurs tels que les onduleurs multi-niveaux.

2.4.2.1. Principe

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmonique généré à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux (Fig.2.7):

- Ø Le premier qui est appelé signal de référence V_{ref} représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Ø Le second qui est appelé signal de la porteuse V_{por} , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence HF par rapport au signal de référence.

Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [26][31][33].

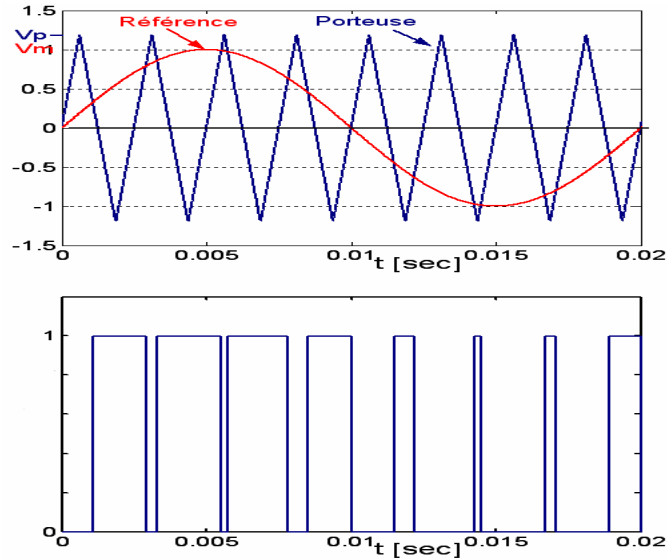


Fig. 2.7. Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si la fréquence:

$$f_{\text{porteuse}} > 20 f_{\text{référence}} \quad (2.15)$$

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres:

- Ø L'indice de modulation, il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p} \quad (2.16)$$

I_{mod} : Indice de modulation

V_m : Valeur maximale de la tension de référence.

V_p : Valeur de crête de la porteuse.

- Ø La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur)

$$V_{1\text{max}} = \frac{U_c}{2} I_{\text{mod}} \quad (2.17)$$

U_c : La tension continue à l'entrée de l'onduleur.

La figure (2.8) illustre le schéma de simulation permettant la représentation de la MLI à hystérésis:

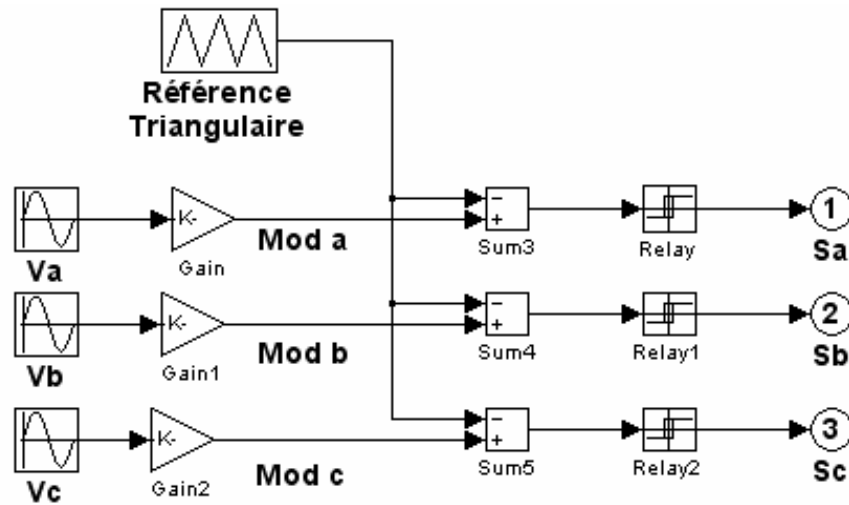


Fig.2.8. Schéma de simulation de la MLI à hystérésis

La figure (2.9) illustre le schéma de simulation de la MSAP machine alimentée par un onduleur de tension commandé par la MLI à hystérésis:

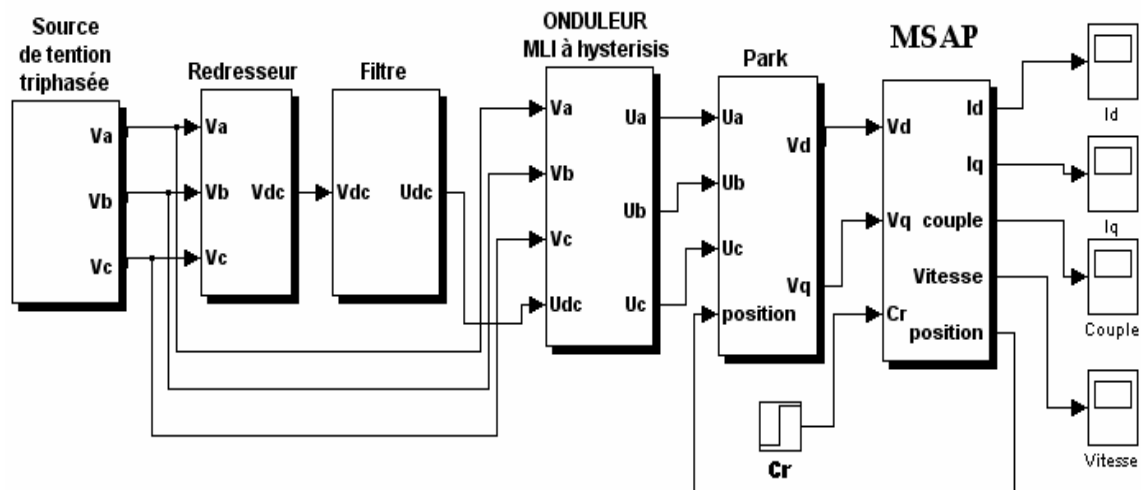


Fig.2.9. Schéma de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI à hystérésis

2.4.2.2. Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis

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

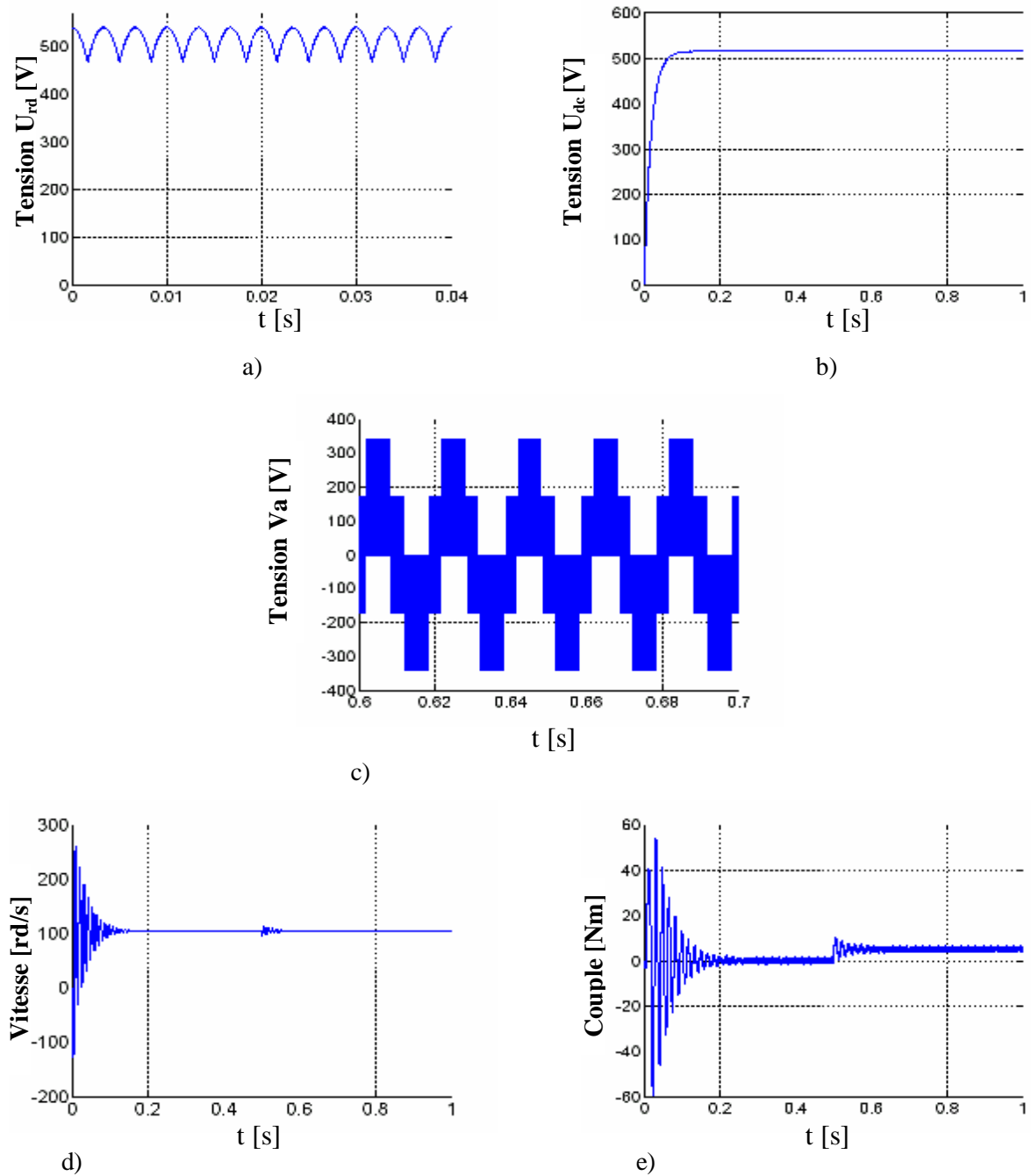


Fig. 2.11 Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5N.m à $t=0.5\text{sec}$

- a) Tension à la sortie du redresseur
- b) Tension à la sortie du filtre
- c) Tension V_a , à la sortie de l'onduleur
- d) Vitesse de rotation 105 [rd/s]
- e) Couple électromagnétique

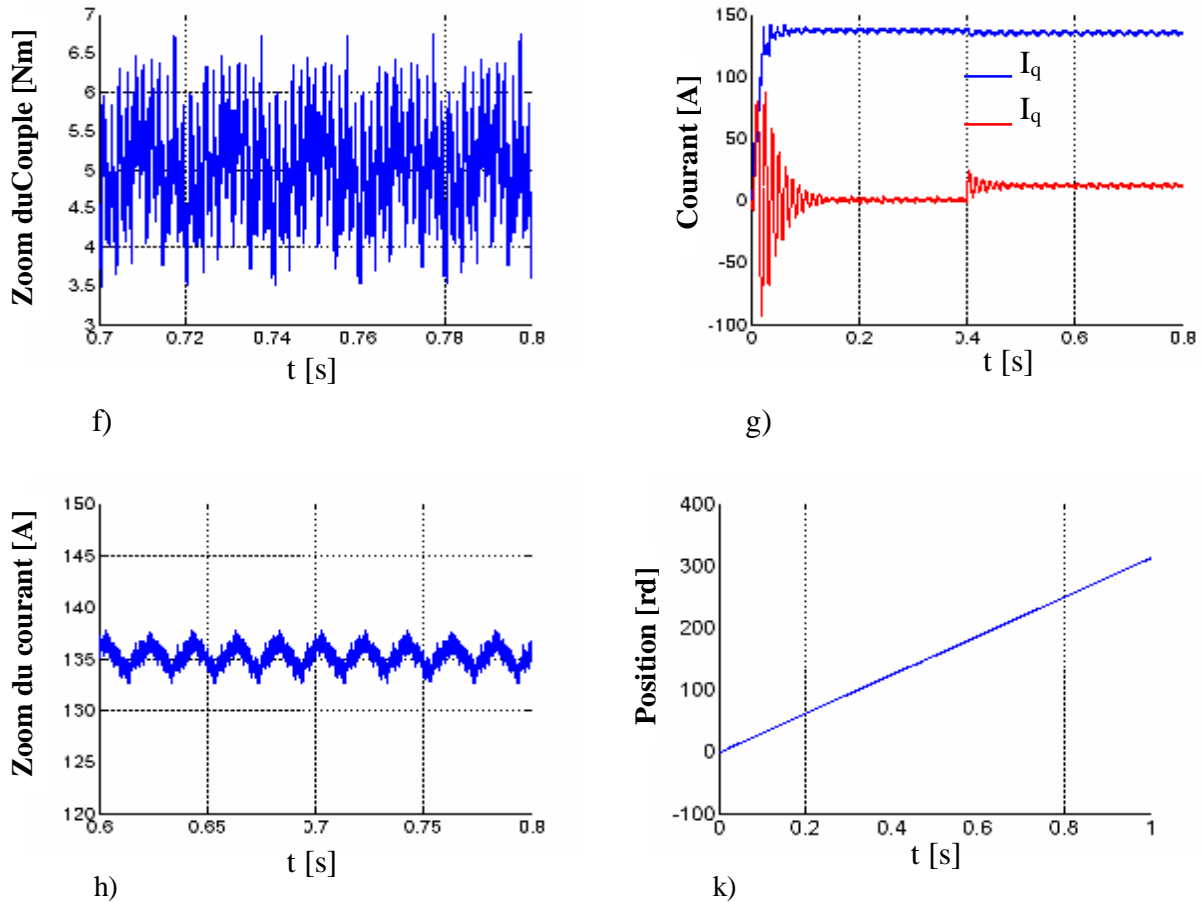


Fig.2.11 Suite des résultats de simulation.

- f) Zoom du couple
- g) Composantes du courant statorique
- h) Zoom du composant I_d
- k) Angle de la position du rotor

On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, ce régime qui prend presque 0.18s, 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 50 N.m, puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations.

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

2.4.4. Onduleur de tension MLI vectorielle (SVM)

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation donnant huit configurations possibles. Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan α - β par 8 vecteurs de tensions (notés de V_0 à V_7) ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant équi-répartis tous les 60° .

Pour MLI vectorielle (SVM Space vector modulation en anglais), on représente par seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteur complémentaires. Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_e [26][29][32].

2.4.4.1 Principe

Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension $\bar{V}_{s\text{réf}}$ à partir de huit vecteurs tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Un vecteur tension de référence $\bar{V}_{s\text{réf}}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_e par un vecteur tension moyen $\bar{V}_{s\text{moy}}$; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

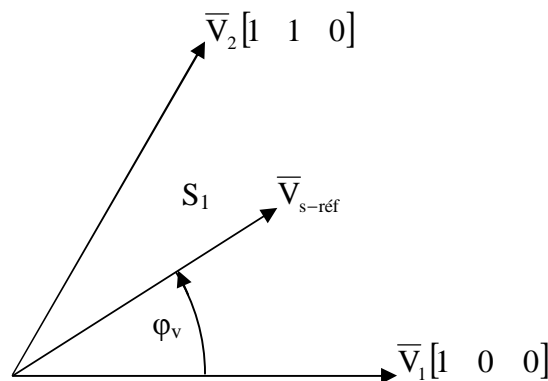


Fig.2.12. Principe de la modulation

La figure (2.12) représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique référence $\bar{V}_{s\text{réf}}$ désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents

correspondant V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_e de commutation de l'onduleur [26][29][32].

Dans le cas du secteur 1 figure (2.12), le vecteur de tension référence \bar{V}_{s_ref} moyenne est donné comme suit:

$$\begin{cases} \bar{V}_{s_ref} T_e = T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2 \\ T_e = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (2.18)$$

Où

T_e : représente la période de commutation,

T_1 : temps d'application du vecteur \bar{V}_1

T_2 : temps d'application du vecteur \bar{V}_2

T_0 : temps d'application des vecteurs nuls (la séquence de roue-libre).

En supposant qu'initialement, le vecteur \bar{V}_{s_ref} coïncide avec le vecteur \bar{V}_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur \bar{V}_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur \bar{V}_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur \bar{V}_{s_ref} s'éloigne du vecteur \bar{V}_1 et on s'approche du vecteur \bar{V}_2 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur \bar{V}_{s_ref} , atteint le vecteur \bar{V}_2 , T_1 sera nul et T_2 , sera maximale.

2.4.4.2 Les étapes de la réalisation d'un MLI vectorielle

Ø Étape 1: Détermination des tensions de références V_α , V_β

Les tensions V_α , V_β sont déterminées par la projection des tensions triphasées (V_a , V_b , V_c) dans le référentiel α - β en effectuant la transformation de Concordia. La table suivante présente le calcul de V_α , V_β pour les différents états de l'onduleur.

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$
1	0	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$
1	1	1	0	0	0	0	0

Table (2.1)

Ø Étape 2: Détermination des secteurs

Généralement, le secteur est déterminé selon la position du vecteur \overline{V}_{sref} dans le plan complexe ($\alpha \beta$), tel que cette position présente la phase j_v de ce vecteur définie comme la suite:

$$j_v = \arctg\left(\frac{V_{s\alpha}}{V_{s\beta}}\right) \quad (2.19)$$

La table suivante détermine le secteur S_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$) pour les différents angles j_v .

j_v	$0 \leq j_v \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq j_v \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq j_v \leq \pi$	$\pi \leq j_v \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq j_v \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq j_v \leq 2\pi$
Secteur S_i	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6

Table(2.2)

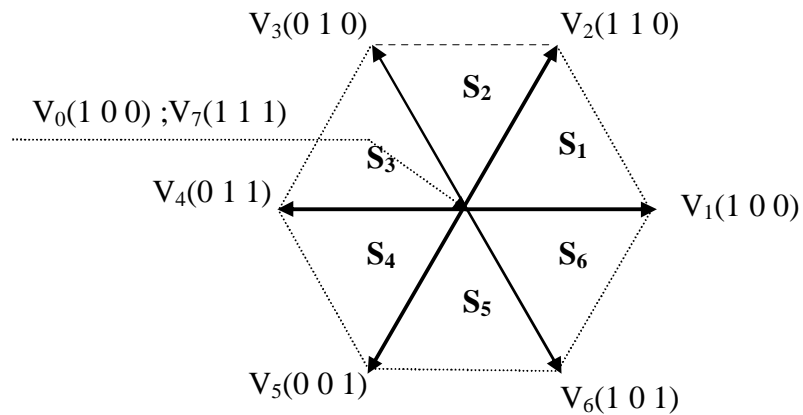


Fig.2.13. Secteurs de position du vecteur \overline{V}_{sref}

Nouvelle méthode de détermination des secteurs:

Cette méthode est employée par Bibhu[34], pour la détermination du secteur pour la DTC. Elle est basée directement sur les tensions V_α V_β . La détermination est faite comme dans le tableau 1, où A2 est le signe de V_α et A1 est le signe de V_β . On note que A2 égale à 0 si V_α est négatif sinon A2 égale à 1. A1 égale à 0 si V_β est négatif sinon A1 égale à 1. A0 égale à 1 si la valeur absolue du rapport (V_β / V_α) est supérieur ou égale à ($\tan 60^\circ = 1.732$) autrement A0 égale à 0.

A2	A1	A0	Secteur : S_i
0	0	0	S_5
0	0	1	S_4
0	1	0	S_6
0	1	1	S_1
1	0	0	S_3
1	0	1	S_4
1	1	0	S_2
1	1	1	S_1

Table(2.3)

Ø Étape 3: Calcul des variables X, Y et Z

Dans le cas ou le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 (Fig.1.14), la détermination de T_1 et T_2 est donné par la projection du vecteur \bar{V}_s sur les axes (α, β) :

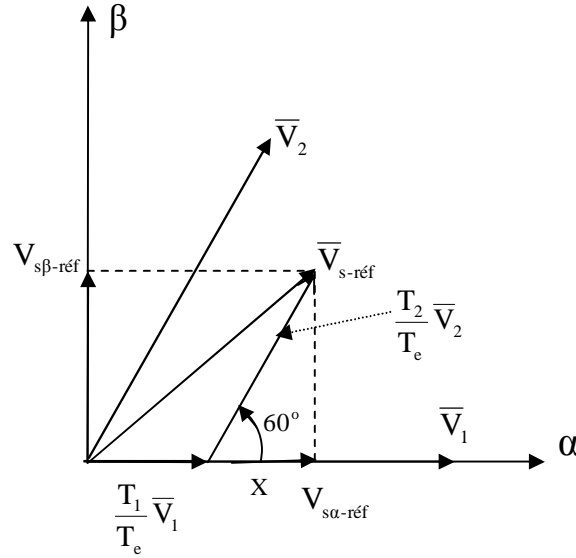


Fig.2.14. Projection du vecteur de référence pour le secteur S_1 .

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{T_1}{T_e} |\bar{V}_1| + x \cdot \cos(30^\circ) \\ V_{s\beta} = \frac{T_2}{T_e} |\bar{V}_2| \\ x = \frac{V_{s\beta}}{\tan(60^\circ)} \end{cases} \quad (2.20)$$

D'après le tableau (2.1) les période d'application de chaque vecteur adjacent est donné par:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha_réf} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta_réf}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{E} V_{s\beta_réf} \end{cases} \quad (2.21)$$

Pour le reste de la période en appliquant le vecteur nul.

En effectuant le même calcul pour chaque secteur. Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants:

$$\begin{cases} X = \frac{T}{E} \sqrt{2} \cdot V_{s\beta_réf} \\ Y = \frac{T}{E} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V_{s\beta_réf} + \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot V_{s\alpha_réf} \right) \\ Z = \frac{T}{E} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V_{s\beta_réf} - \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot V_{s\alpha_réf} \right) \end{cases} \quad (2.22)$$

Pour le secteur 1, $T_1 = -Z$ et $T_2 = X$.

Ø Étape 4: Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur

Les durées T_1 et T_2 d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs de X , Y et Z sont données par le tableau suivant:

Secteur	1	2	3	4	5	6
T_1	$-Z$	Y	X	Z	$-Y$	$-X$
T_2	X	Z	$-Y$	$-X$	$-Z$	Y

Table (2.3)

Ø Étape 5: Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} et T_{con} .

Les signaux modulateurs sont générés d'après les formules suivantes :

$$\begin{cases} T_{aon} = \frac{T_e - T_1 - T_2}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_1 \\ T_{con} = T_{bon} + T_2 \end{cases} \quad (2.23)$$

Ø Étape 6: Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c .

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b , S_c) en fonction de T_{xon} est donnée par le tableau suivante

Secteur	1	2	3	4	5	6
Signaux						
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

Table (2.4)

Le schéma bloc sous Simulink de l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM) est présenté par la figure (2.15) suivante :

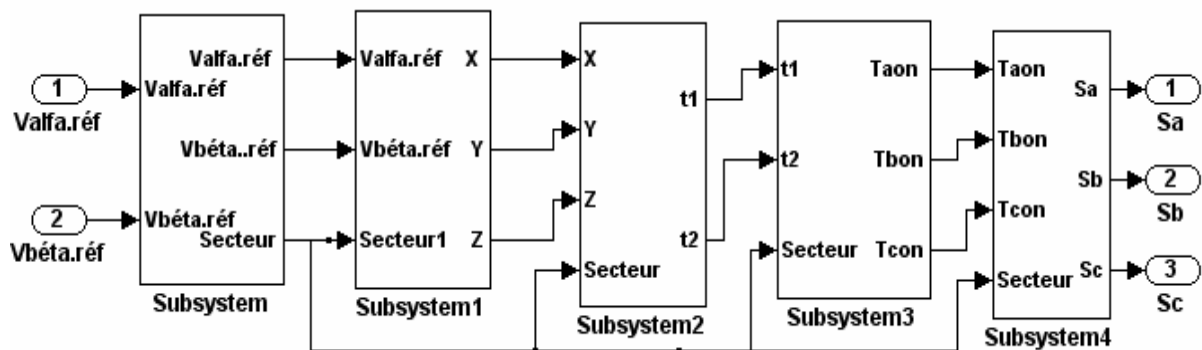


Fig.2.15. Schéma bloc de simulation de la MLI vectorielle (SVM)

La figure (2.9) illustre le schéma de simulation de la MSAP machine alimentée par un onduleur de tension commandé par la MLI à hystérésis:

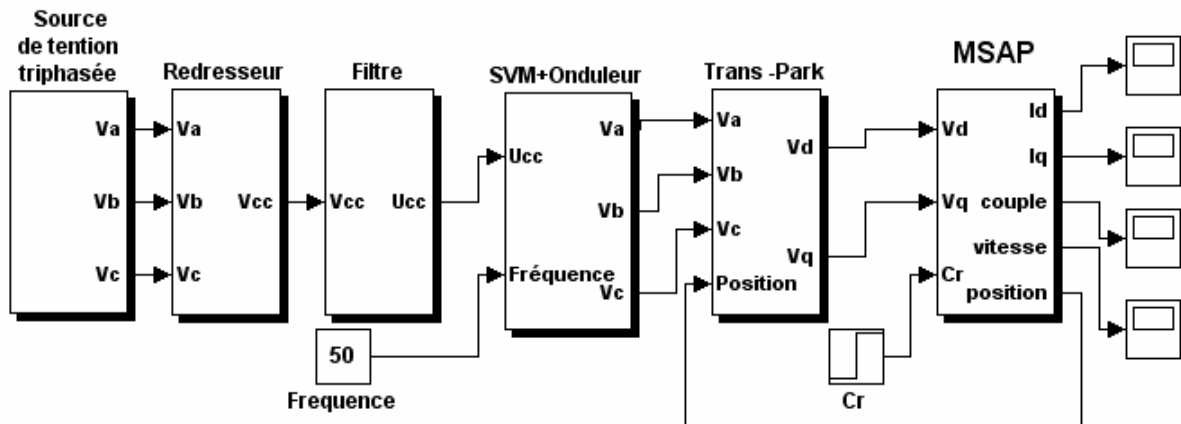


Fig.2.16. Schéma de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI vectorielle (SVM)

2.4.4.3.2 Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension SVM

Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. La figure (2.4) illustre le schéma de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par la MLI vectorielle (SVM):

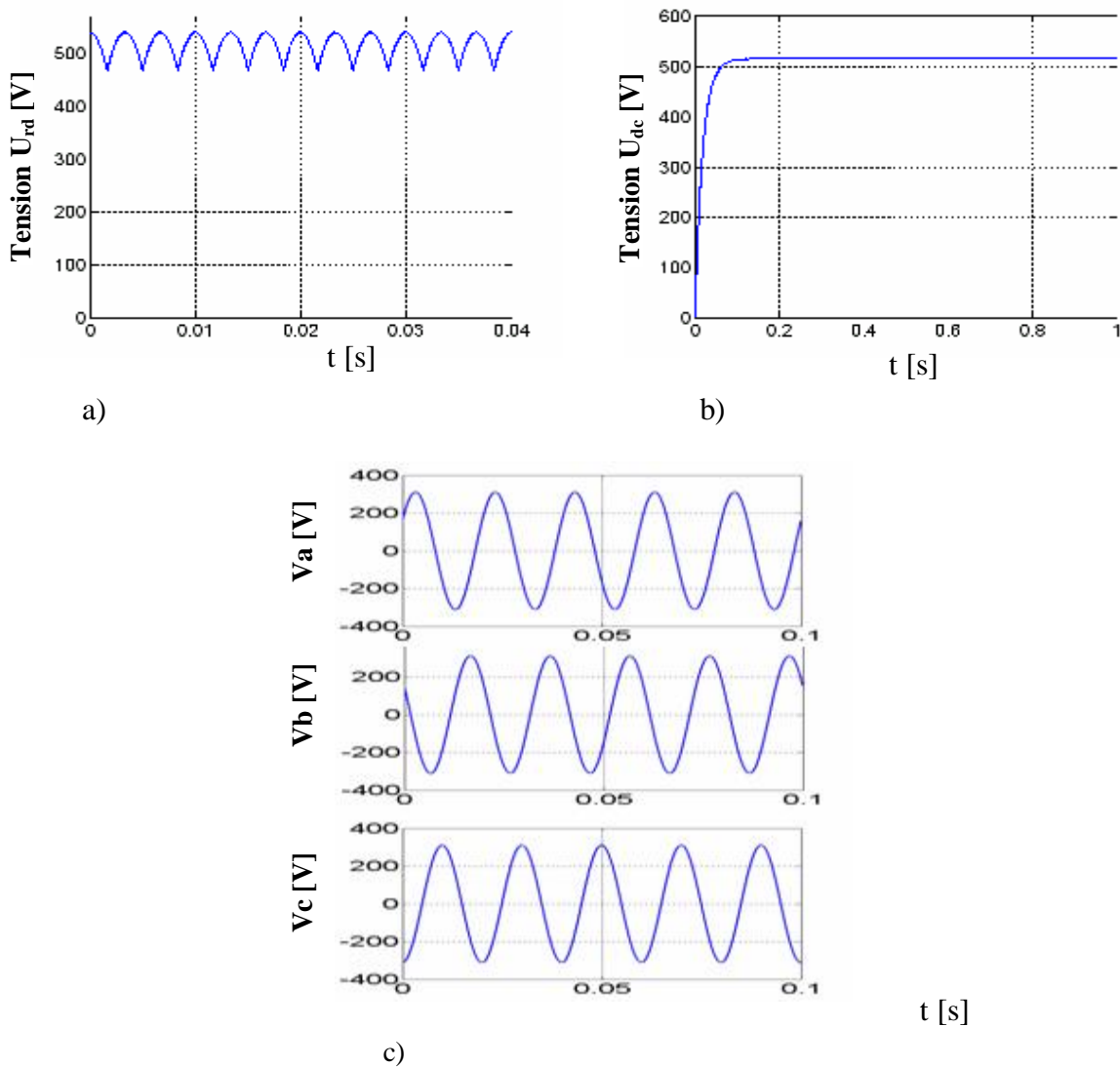


Fig.2.17. Représentation des tensions:

- a) Tension à la sortie du redresseur
- b) Tension à la sortie du filtre
- c) Tension V_a , V_b , V_c à la sortie de l'onduleur

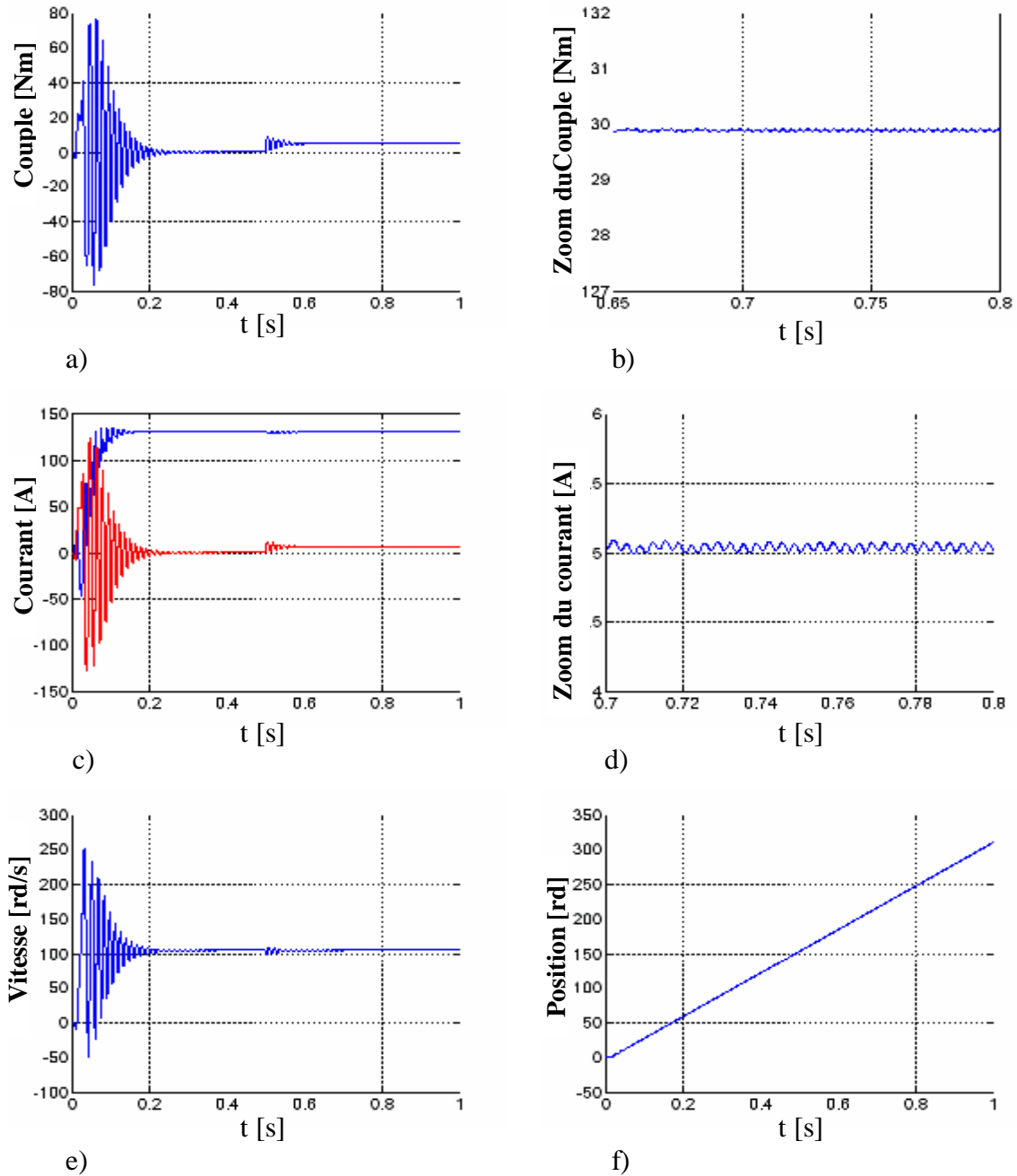


Fig.2.18. Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension à SVM démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5N.m à $t=0.5\text{sec}$.

- a) Couple électromagnétique
- b) Zoom du couple
- c) Composantes du courant
- d) Zoom du composant I_d
- e) Vitesse de rotation 105 (rd/s)
- f) Angle de position du rotor

On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, ce régime qui prend presque 0.18s, 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 75 N.m, puis tendre vers le régime permanent avec des faibles oscillations .

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

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation et la simulation de l'alimentation de la MSAP. Deux techniques de modulation ont été appliquées à l'onduleur de deux niveaux. La modulation de largeur d'impulsions à hystérésis (MLI à hystérésis) et la modulation vectorielle (MLI vectorielle ou SVM). La comparaison entre ces deux techniques nous a montré les avantages apportés par l'utilisation de la technique SVM qui sont: la minimisation des oscillations des grandeur contrôlées tel que le couple et le courant, ce qui est confirmé par les résultats de simulation.

Chapitre III

Commande directe du couple de la MSAP

Introduction

La commande directe du couple (DTC) venue de la nomination anglosaxone (Direct Torque Control) a été introduite en 1985 par DEPENDBROCK et TAKAHASHI elle a connue des développements à la fin de 1980 notamment par ABB également appelée Direct Self-Control (DSC), elle est surtout utilisée en traction de forte puissance. Cette technique est basé sur l'orientation du flux statorique, elle permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants et tensions statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. De plus cette commande ne nécessite pas ni l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur ni un découplage du flux et de couple par orientation du champ magnétique [3][35].

3.1. Principes généraux de la commande directe du couple

La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action direct sur l'état des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) d'onduleur de tension. Suivant un découpage angulaire en six zones, on détermine la position de ce vecteur dans le repère $(\alpha \ \beta)$ fixé au stator. On maintient le vecteur flux proche de sa valeur référence (cercle en pointillé sur la figure(3.6) [3][35].

La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, c'est à dire l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. La commande par DTC de la MSAP peut être schématisée par la figure (3.1).

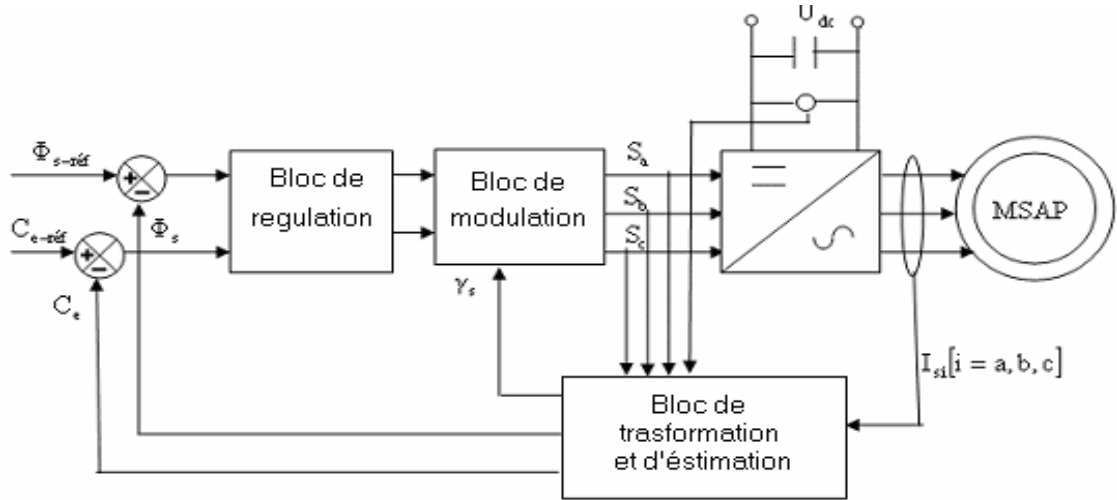


Fig.3.1 Schéma structurelle d'une commande par DTC d'une MSAP

3.2. Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Dans le plan complexe constitué des axes α - β , 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 :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_\alpha + j \cdot V_\beta \\ V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_b - V_c] \end{cases} \quad (3.1)$$

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

Les tension d'alimentation V_a , V_b et V_c sont estimées en fonction de la tension continu U_{dc} et des état 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 :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b &= \frac{U_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c &= \frac{U_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \quad (3.2)$$

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

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_{dc} \left[S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{dc} [S_b - S_c] \end{cases} \quad (3.3)$$

Ou:

U_{dc} : 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.

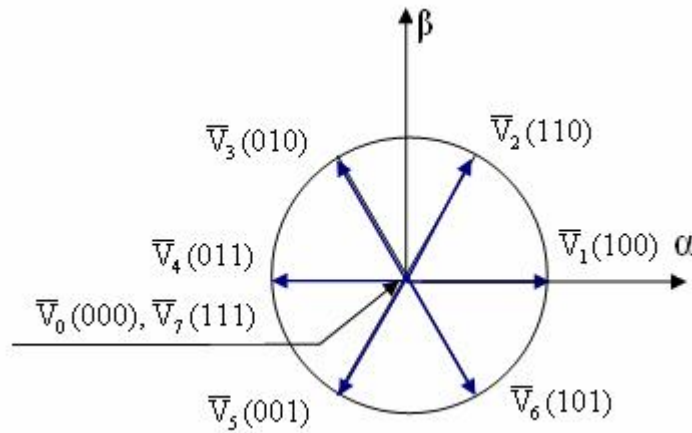


Fig.3.2 Séquences de fonctionnement d'un onduleur et partition du plan $(\alpha \ \beta)$ en 6 secteurs angulaire

3.3. 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 [3].

3.3.1. Comportement dynamique du flux statorique

La tension statorique dans un repère α - β liés au stator est donnée par l'équation suivante :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \quad (3.4)$$

A partir de l'équation (3.4), le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\overline{\Phi}_s = \overline{\Phi}_{so} + \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (3.5)$$

Si la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de la tension de la sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendra :

$$\overline{\Phi}_s \approx \overline{\Phi}_{so} + \int_0^t \overline{V}_s dt \quad (3.6)$$

Sachant que pendant une période d'échantillonnage $[0 \ T_e]$, les commandes (S_a, S_b, S_c) du convertisseur sont fixes. Un parmi les six vecteurs de tension est appliqué au MSAP et chaque vecteur appliqué pendant la période d'échantillonnage reste constant, la relation (3.6) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\overline{\Phi}_s(k+1) \approx \overline{\Phi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \quad (3.7)$$

Où

$\overline{\Phi}_s(k)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k .

$\overline{\Phi}_s(k+1)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage $k+1$.

$\Delta \overline{\Phi}_s$: La variation du flux statorique

A partir de l'équation (3.7), la variation du flux statorique due à l'application du vecteur tension pendant une période de commande T_e est obtenue par l'équation suivante

$$\Delta \overline{\Phi}_s \approx \overline{V}_s T_e \quad (3.8)$$

La relation (3.8) montre que la variation du flux est directement proportionnelle au vecteur de tension appliquée aux bornes de la MSAP

- Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan $(\alpha \ \beta)$

A des vitesses élevées de la MSAP, le terme $R_s \overline{I}_s$ de la relation (3.4) peu être négligée par rapport au deuxième terme:

$$\frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \approx \overline{V}_s \quad (3.9)$$

La relation (3.9) montre que la dérivée du vecteur du flux qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égale au vecteur de tension \bar{V}_s . l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué. La figure (3.3) illustre ce principe, en prenant comme exemple le vecteur tension $\bar{V}_s = \bar{V}_3$.

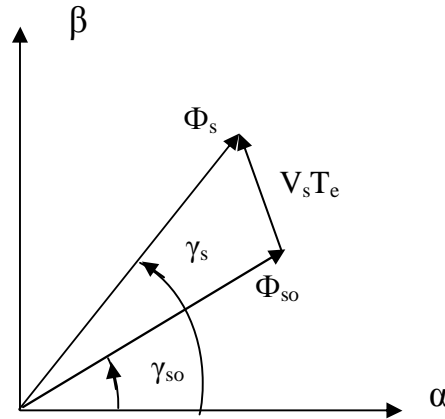


Fig.3.3 Diagramme vectoriel d'évolution du flux statorique dans le plan ($\alpha \beta$)

En choisissant une séquence appropriée des vecteurs tension de l'onduleur, on peut imposer à l'extrémité du vecteur flux statorique de suivre une trajectoire déterminée.

Pour fonctionner avec un module de flux constant, il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle T_e est très faible devant la période de rotation du flux [23].

La vitesse de rotation de $\bar{\Phi}_s$, dépend fortement du choix de \bar{V}_s , elle est maximale pour un vecteur \bar{V}_s perpendiculaire à la direction de $\bar{\Phi}_s$, elle est nulle si on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même quand des vecteurs de tension nulles sont appliquées, depuis que l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent les vecteurs tensions nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes $\bar{\Phi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [3][35].

3.3.2. Contrôle du couple électromagnétique

Du diagramme de vectoriel de la figure (3.4) et pour une MSAP avec un entrefer constant, $L_d = L_q = L_s$, l'équation du couple électromagnétique peut être simplifier comme suite :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{\Phi_s}{L_s} \Phi_m \sin(\delta) \quad (3.10)$$

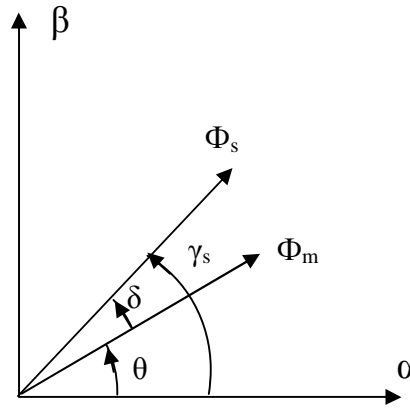


Fig.3.4. Diagramme vectorielle d'évolution du flux statorique et rotorique dans le plan α - β

D'après l'équation (3.10), le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_m$ et leur position relative δ . Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\Phi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ et le couple électromagnétique de façon découplée.

3.4. Stratégie de la commande direct du couple

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux qui est basée sur l'algorithme suivant [35]:

- Ø Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$)
- Ø Pour chaque coup d'horloge on mesure les courants de lignes et les tensions par phase du MSAP.
- Ø On reconstitue les composants du vecteur de flux statorique, en utilisant les équations (3.13).
- Ø On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux et la mesure des courants statorique, en utilisant l'équation (3.17)
- Ø On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple.

3.5. Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur de tension \bar{V}_s dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel (S), de la variation souhaitée pour le module de $\bar{\Phi}_s$, de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$. L'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ dans (S) est décomposé en six zones N_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$), telle que représentée sur la figure (3.5).

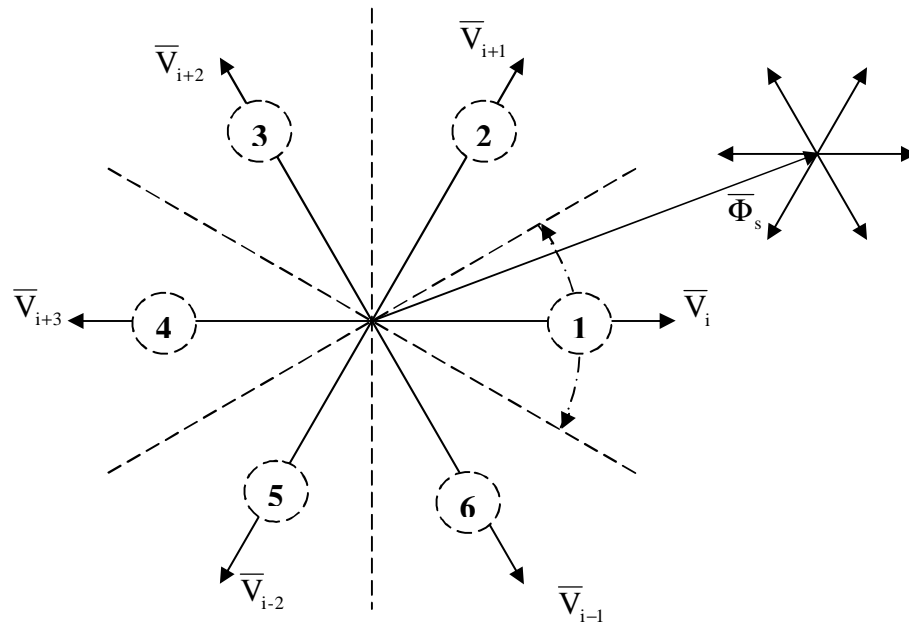


Fig.3.5. Partition du plan complexe en six zone angulaire N_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$)

Lorsque le flux $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans une zone N_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants:

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors croît Φ_s et C_e croît.
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors croît Φ_s et C_e décroît.
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e croît.
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e décroît.
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone N_i (fig.3.5).

En effet, en début de zone, les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\Phi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux Φ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse.

Avec les vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de Φ_s en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone N_i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de Φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone [3][19][35].

La table (3.1) résume le sens de variation de du flux et du couple.









Vecteur \bar{V}_s	\bar{V}_{i+1}	V_{i+2}	\bar{V}_{i-1}	\bar{V}_{i-2}
Φ_s				
C_e				

Table.3.1

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur flux $\bar{\Phi}_s$. Un estimateur de $\bar{\Phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

3.6. Estimateurs

3.6.1. Estimateur du flux

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 :

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{so} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (3.12)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\overline{\Phi}_s$:

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha} = \Phi_{s\alpha} + \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta} = \Phi_{s\beta} + \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \\ \hat{\Phi}_s = \sqrt{\hat{\Phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta}^2} \end{cases} \quad (3.13)$$

Les composantes du vecteur courant $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenues à partir de la transformation de Concordia (rotation) des courants de ligne mesurés :

$$\begin{aligned} I_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{3}{2}} [I_d \cos(\theta) - I_q \sin(\theta)] \\ I_{s\beta} &= \sqrt{\frac{3}{2}} [I_d \sin(\theta) + I_q \cos(\theta)] \end{aligned} \quad (3.14)$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = V_{s\alpha} + J \cdot V_{s\beta} \\ V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_{cd} \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{cd} [S_b - S_c] \end{cases} \quad (3.15)$$

La zone Ni dans laquelle se situe le vecteur $\overline{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $(\Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta})$:

$$\gamma_s = \arg(\overline{\Phi}_s) = \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad (1.16)$$

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à vitesses moyenne et haute où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale (3.5) peuvent surgir [3][19][35].

3.6.2. Estimateur du couple électromagnétique

L'estimation du couple électromagnétique de la machine est possible grâce aux composantes du flux estimées et aux mesures des courants de ligne, en utilisant l'équation suivante :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2}p(\Phi_{sa}i_{s\beta} - \Phi_{s\beta}i_{sa}) \quad (3.17)$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants

3.7. Élaboration du vecteur de commande pour la DTC

3.7.1. Le correcteur du flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (3.6). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne K_Φ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($K_\Phi = 1$) ou diminuée ($K_\Phi = 0$) de façon à maintenir :

$(\Phi_{s,\text{réf}} - \hat{\Phi}_s) \leq \Delta\Phi_s$, avec $\Phi_{s,\text{réf}}$, la consigne de flux et $\Delta\Phi_s$ la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur [3][19].

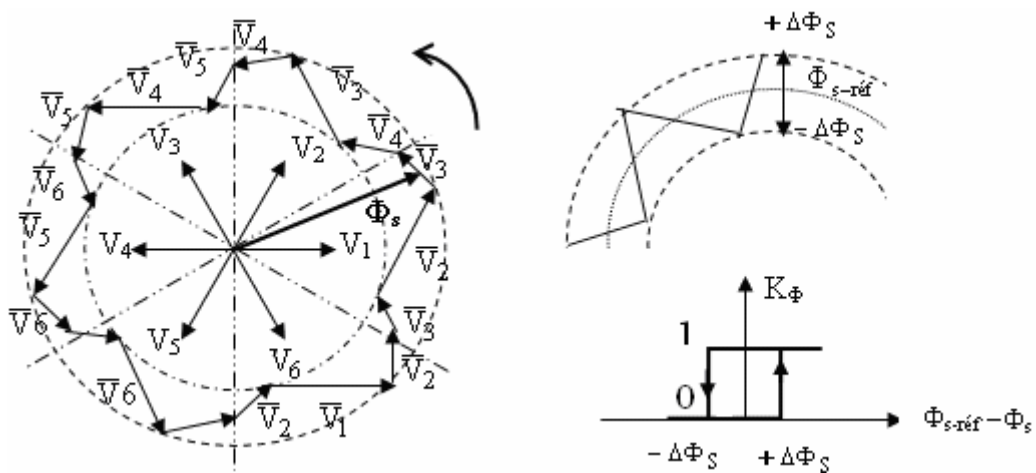


Fig.3.6 Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan ($\alpha \beta$)

3.7.2. Le correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites de façon à maintenir : $(C_{e\text{-réf}} - \hat{C}_e) \leq \Delta C_e$ avec $C_{e\text{-réf}}$ la référence de couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

- Ø un correcteur à hystérésis à trois niveaux.
- Ø un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

3.7.2.1. Le correcteur à trois niveaux

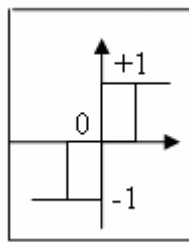


Fig.3.7 Comparateur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne K_c indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($K_c = 1$) pour une consigne positive et ($K_c = -1$) pour une consigne négative ou diminuée ($K_c = 0$). Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

3.7.2.1. Le correcteur à deux niveaux

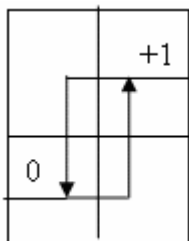


Fig.3.8 Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de Φ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et

\overline{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\overline{\Phi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [3][19][35].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

3.7.3. 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_Φ et K_c , avec la zone N_i de position où se trouve le vecteur flux statorique $\overline{\Phi}_s$ dans le plan (α, β) .

Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôleur du couple et des performances dynamiques visées en terme 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 niveau ou à trois niveaux [35] :

N_i		1	2	3	4	5	6
$K_\Phi=1$	$K_c=1$	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
$K_\Phi=0$	$K_c=1$	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.3.2 Table de commutation avec vecteurs nuls selon Takahashi avec comparateur à trois niveaux du couple.

N_i		1	2	3	4	5	6
$K_\Phi=1$	$K_c=1$	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
$K_\Phi=0$	$K_c=1$	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.3.3 Table de commutation avec vecteurs nuls avec comparateur à deux niveaux du couple.

N_i		1	2	3	4	5	6
$K_\Phi=1$	$K_c=1$	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
$K_\Phi=0$	$K_c=1$	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.3.4 Table de commutation avec vecteurs nuls
avec comparateur à deux niveaux du couple.

Selon les tables de commutation on a les cas suivants:

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

L'utilisation des vecteurs de tension nuls \overline{V}_0 et \overline{V}_1 permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur. Pour les faibles vitesses, puisque le couple est proportionnelle à l'angle δ entre les vecteurs du flux statorique et rotorique, on force δ 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 choisit le tableau (3.4) sans vecteurs nuls, tandis qu'à des vitesses élevées on choisit la table avec vecteurs nuls. Dans le cas où le moteur tourne dans les deux sens de rotation on choisit les tables (3.2) (3.3).

3.8. Structure générale de la commande par DTC du MSAP avec boucle de vitesse:

La structure du contrôle direct du couple en boucle fermée est alors résumée par la figure(3.9). Pour cette commande il y a un seul régulateur PI utilisé dans la boucle de vitesse.

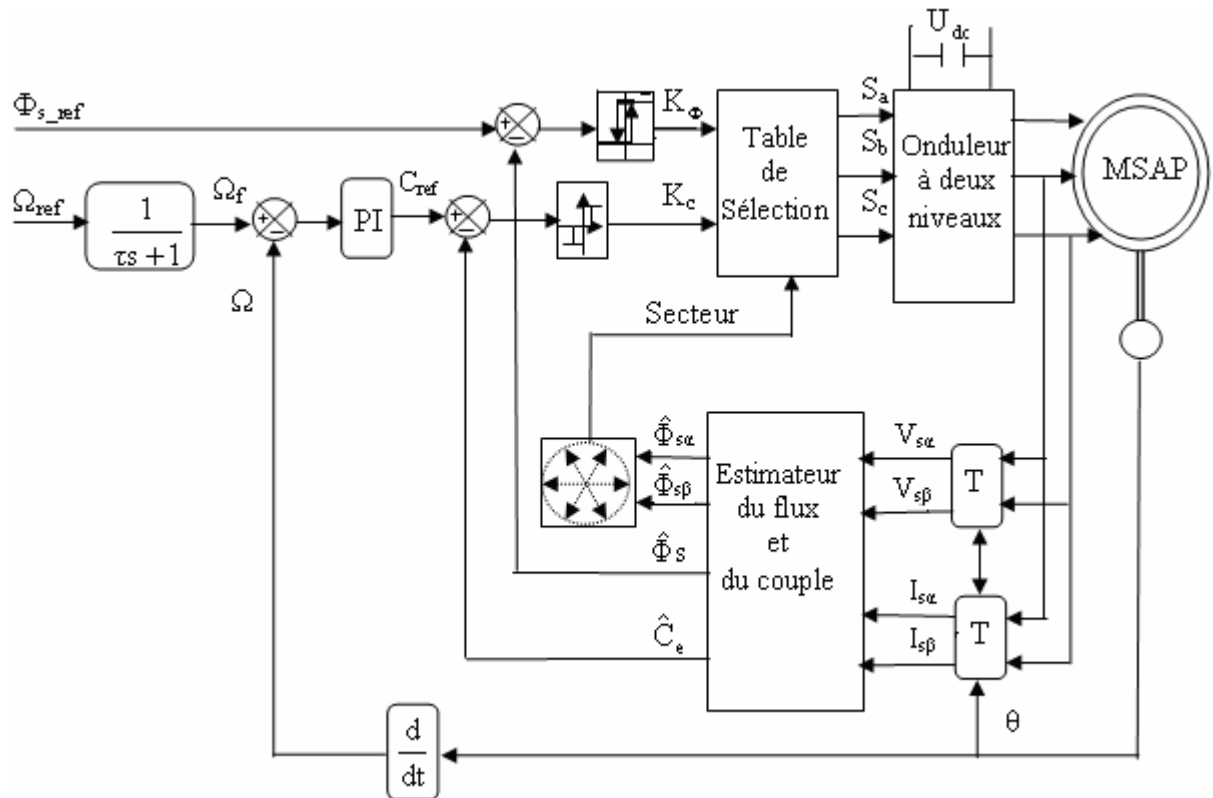


Fig.3.9 Schéma de la structure générale de la commande directe du couple d'un MSAP

- **Régulateur de vitesse**

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel représenté par la figure (3.10)

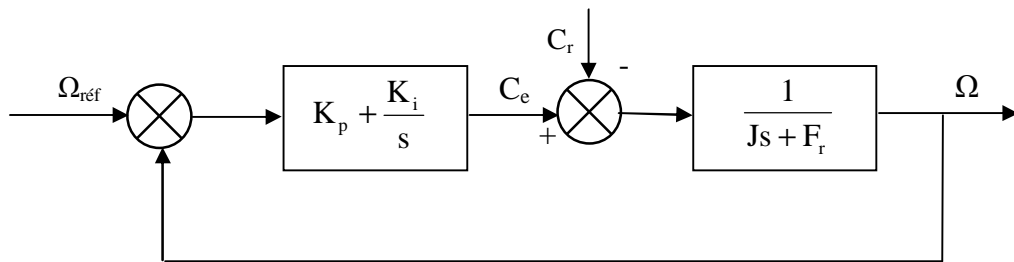


Fig.3.10. Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.18)$$

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:

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + F_r} [C_e(s) - C_r(s)] \quad (3.19)$$

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

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \left(\frac{K_p + F_r}{K_i} \right) s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (3.20)$$

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

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (2.21)$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système du second ordre est donné par l'expression suivante :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n} \right) s + 1} \quad (3.22)$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \tau \quad (3.23)$$

ω_n : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

τ : Constant de temps associée au régulateur (PI)

Pour un amortissement critique ($\xi=1$), on obtient :

On aura :

$$K_p = \frac{4J}{\tau} ; \quad K_i = \frac{4J}{\tau^2} ; \quad K_p = K_i \tau \quad (3.24)$$

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.

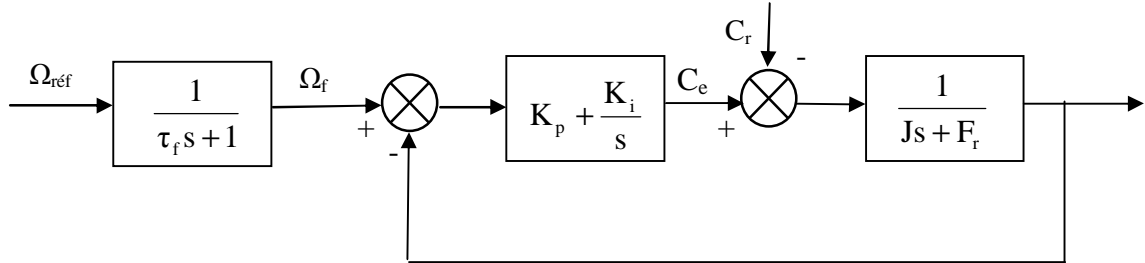


Fig.3.11. le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

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

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{\text{réf}}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \quad (2.25)$$

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

3.9. Résultats de simulation de la commande par DTC du MSAP

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par le vecteur de commande élaborée par une DTC classique avec boucle de vitesse, en présence et absence de la charge, et aussi pour une inversion de la consigne de la vitesse. Les simulations ont été faites avec une consigne de flux $\Phi_{s\text{-réf}} = 0.3 \text{ Wb}$, une bande d'hystérésis pour le correcteur de flux de 0.05 [Wb] , et une bande d'hystérésis pour le correcteur de couple de 0.01 [Nm] et une période d'échantillonnage de $10 \mu\text{s}$. Nous avons utilisé la table de sélection (3.4) avec vecteurs nuls.

3.9.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec) , puis la réponse à un échelon de couple ($C_r = 5 \text{ Nm}$) appliqué à l'instant $t = 2 \text{ sec}$.

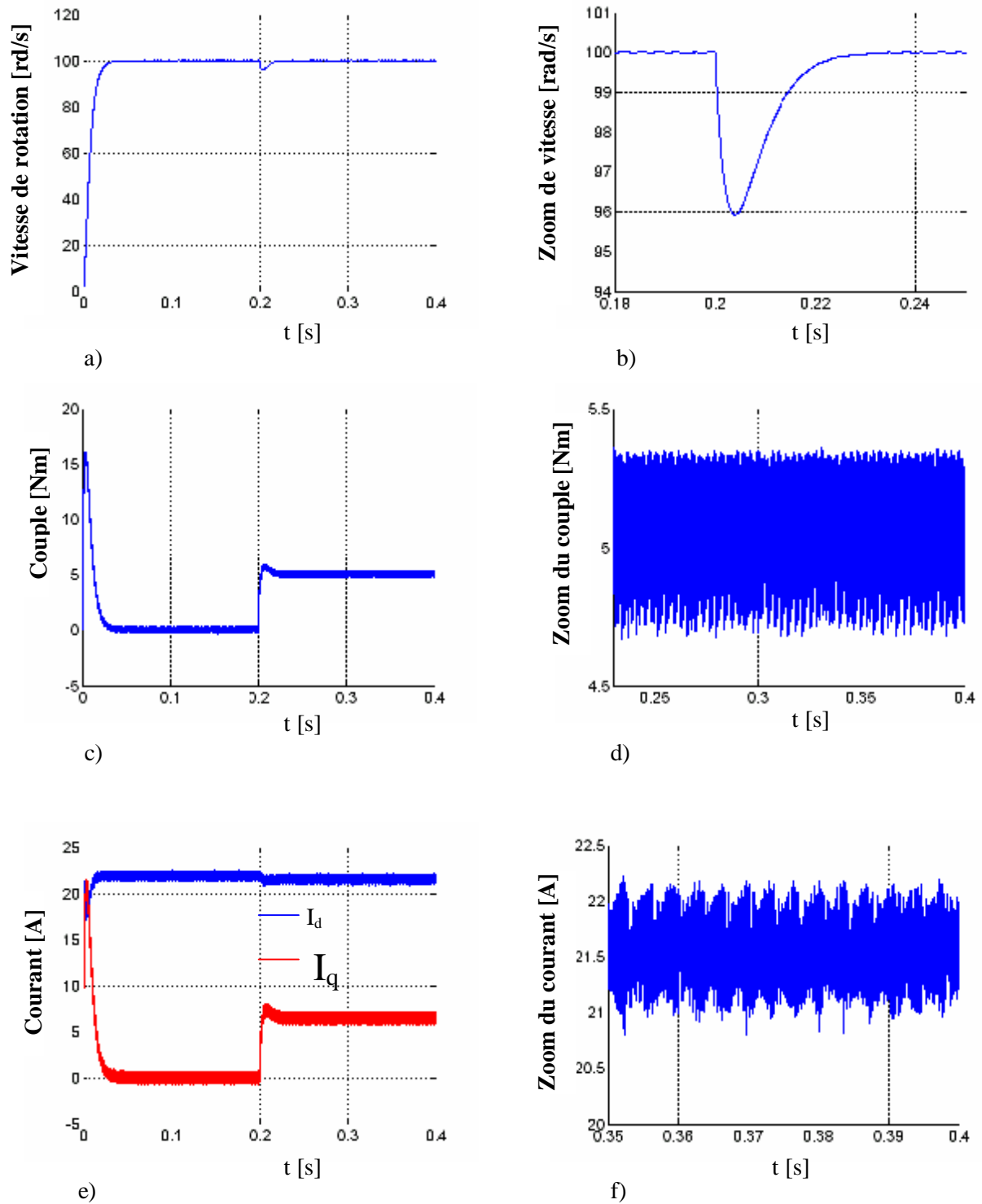


Fig.3.11. Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.2$ sec

- a) Vitesse de rotation 100 [rd/s]
- b) Zoom de la vitesse
- c) Couple électromagnétique estimé
- d) Zoom du couple électromagnétique
- e) Composantes du courant statorique
- f) Zoom du composant I_d

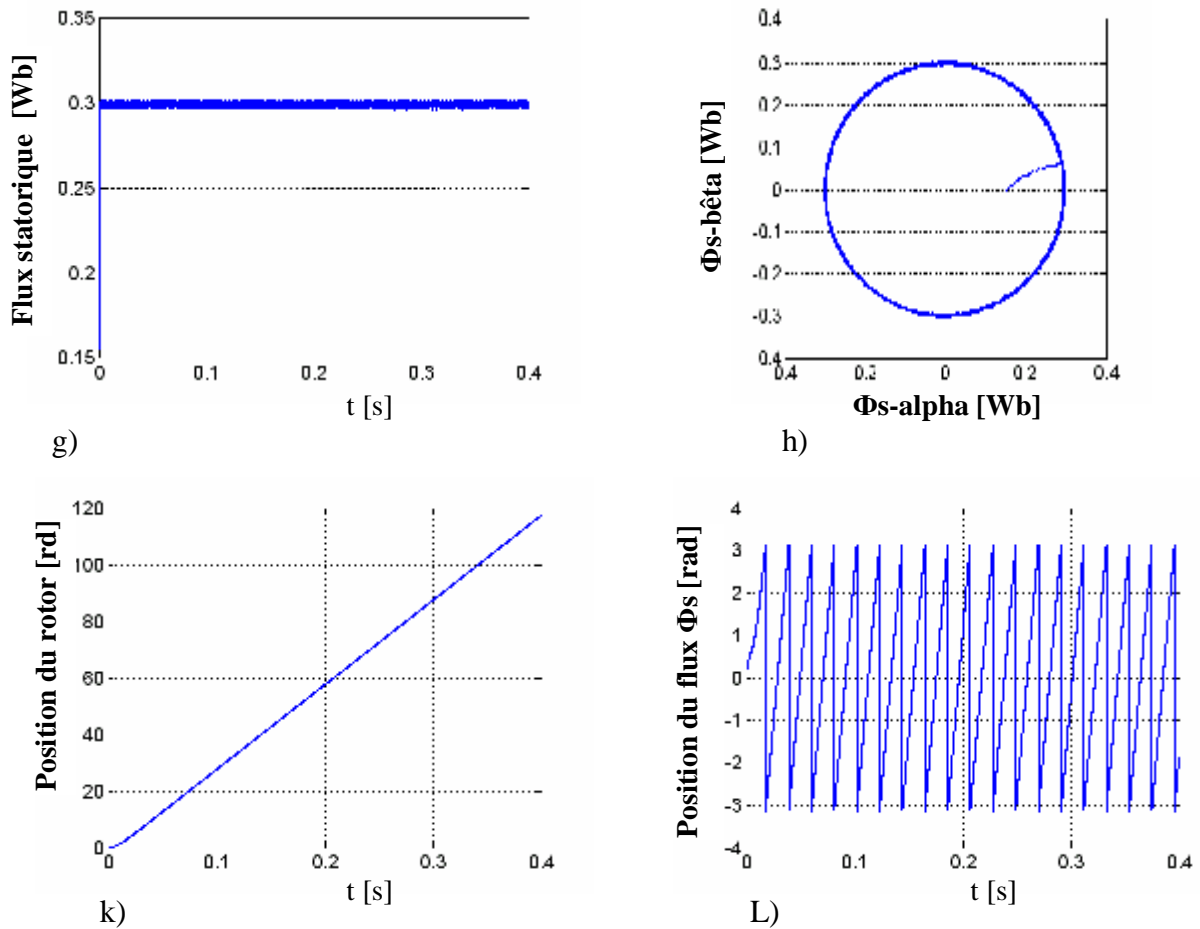


Fig.3.11. Suite des Résultats de simulation

- g) Flux statorique estimé
- h) Evolution du flux statorique estimé dans le plan α - β
- k) Angle de position du rotor
- L) Angle de la position du flux statorique estimé

D'après les réponses montrées par la figure (3.11), 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.

3.9.2. 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 $t=0.2$ sec

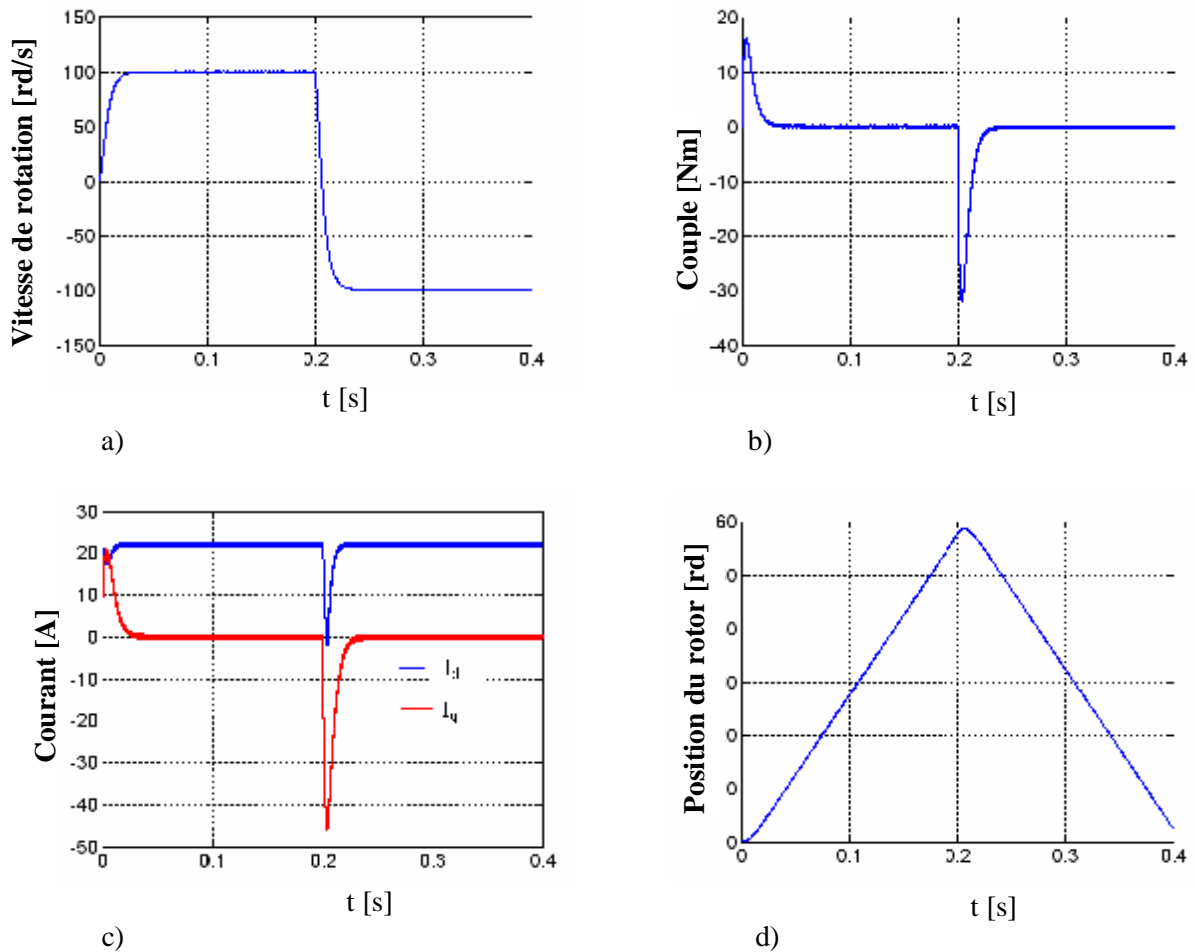


Fig.3.12. Résultats de simulation de DTC pour inversion de sens de rotation à $t=0.2$ s

- a) Vitesse de rotation ± 100 [rd/s]
- b) Couple électromagnétique estimé
- c) Composantes du courant statorique
- d) Angle de position du rotor

D'après les réponses montrées par la figure(3.12), 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 court. 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.

3.9.3. 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 $+30 \text{ rd/sec}$ à -30 rad/sec à partir de l'instant $t=0.2 \text{ sec}$.

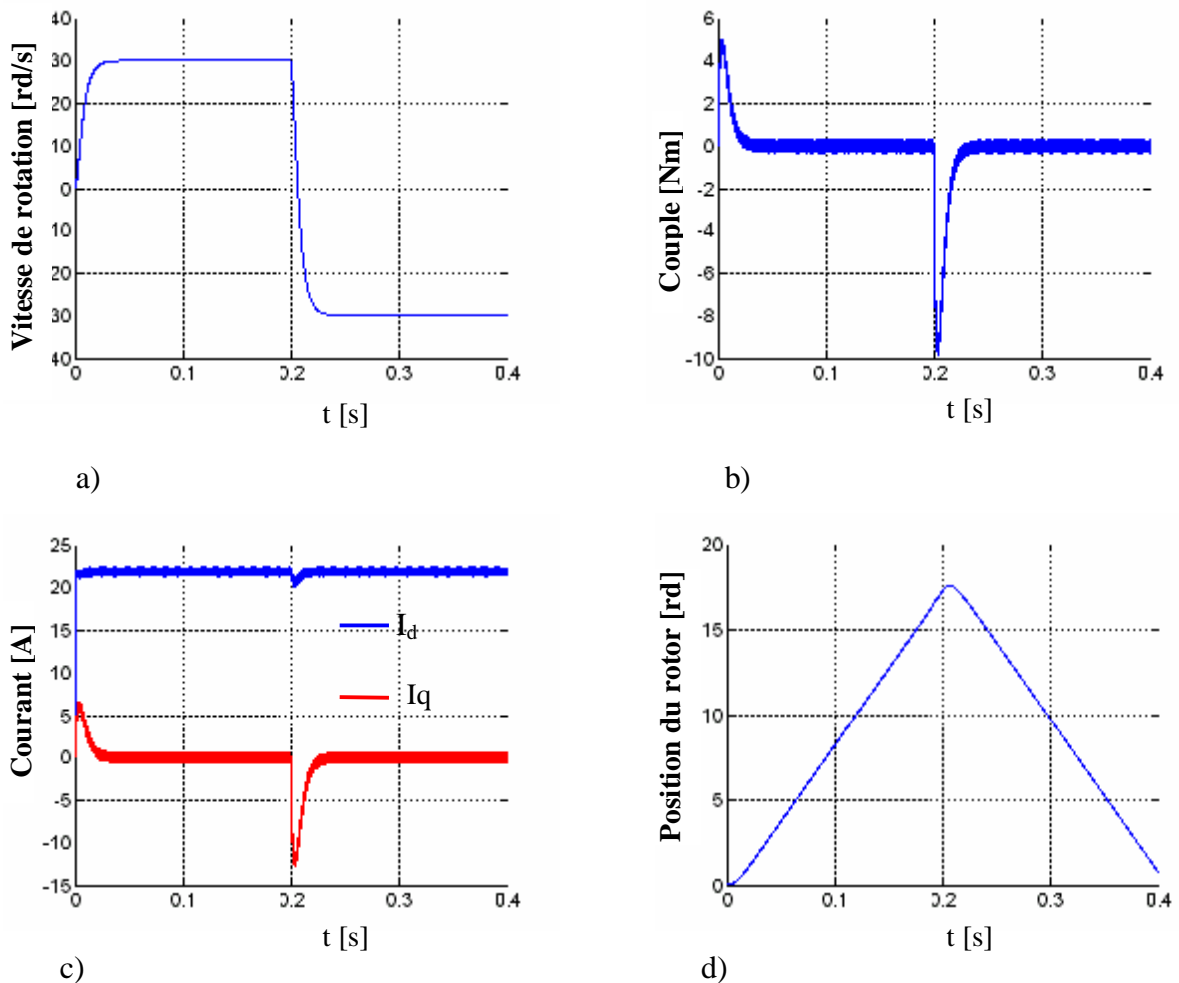


Fig.3.13 Performance de la DTC à basses vitesses.

- a) Vitesse de rotation $\pm 30 \text{ [rd/s]}$
- b) Couple électromagnétique estimé
- c) Composantes du courant statorique
- d) Angle de position du rotor

D'après les réponses montrées par la figure(3.13), 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.

3.10. Commande directe du couple utilisant la modulation vectorielle DTC-SVM

3.10.1. Schéma de principe de la commande de MSAP par DTC-SVM

Le schéma de bloc de la commande de la vitesse et du couple par (DTC-SVM) d'un MSAP alimentée par onduleur de tension est présenté par la figure (3.14) [26][29].

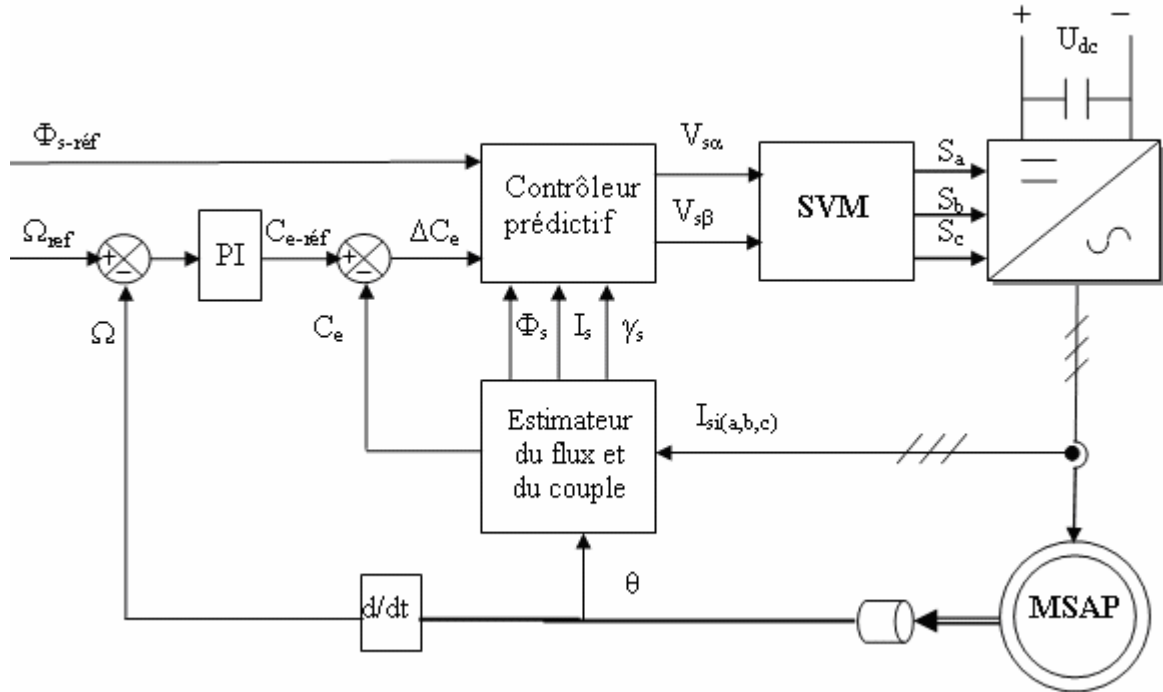


Fig.3.14. Schéma structurel d'une commande par DTC_SVM d'une MSAP

La structure du contrôleur prédictive du couple et du flux est présentée par la figure (3.15)

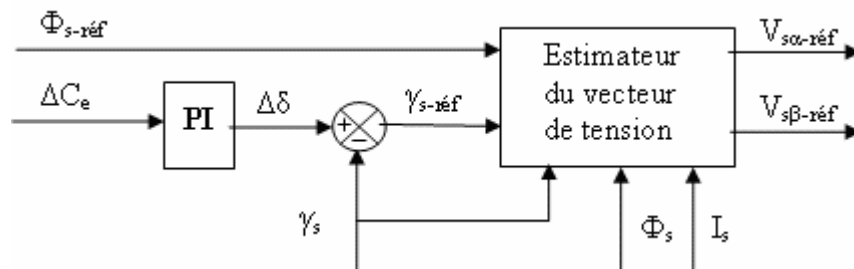


Figure 1

Fig.3.15. Contrôleur prédictif

Pour la commande par DTC-SVM (fig.3.14), la génération des impulsions de commande (S_a, S_b, S_c) appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basé sur l'utilisation d'un contrôleur prédictif, qui reçoit des informations sur l'erreur du $\Delta C_e = (C_{e_réf} - \hat{C}_e)$, l'amplitude du flux statorique référence $\Phi_{s_réf}$, l'amplitude Φ_s et la position γ_s du vecteur du

flux statorique estimée $\bar{\Phi}_s$ et le vecteur du courant mesurer \bar{I}_s . En suite le contrôleur prédictif détermine le vecteur de tension statorique de référence de commande dans les coordonnées polaire $\bar{V}_{s_réf} = [V_{s_réf} \ j_{v_réf}]$ et le délivre pour la modulateur vectorielle de (SVM), qui génère les impulsions (S_a, S_b, S_c) pour commander l'onduleur [15][26][29].

3.10.2. Model de la MSAP dans le repère dq

Équations de tension

$$\begin{aligned} V_d &= R_s I_d + \frac{d}{dt} \Phi_d - p\Omega \\ V_q &= R_s I_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + p\Omega \end{aligned} \quad (3.26)$$

Équations de flux :

$$\begin{aligned} \Phi_d &= L_d I_d + \Phi_m \\ \Phi_q &= L_q I_q \end{aligned} \quad (3.27)$$

L'équation du couple électromagnétique

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_m i_q] \quad (3.28)$$

3.10.3 Théorie de base du DTC-SVM d'une MSAP

Le flux statorique $\bar{\Phi}_s$ et rotorique $\bar{\Phi}_m$ peuvent être représenté sur le référentiel statorique $(\alpha \ \beta)$ et rotorique $(d \ q)$ comme il est illustrée sur la figure(3.16)

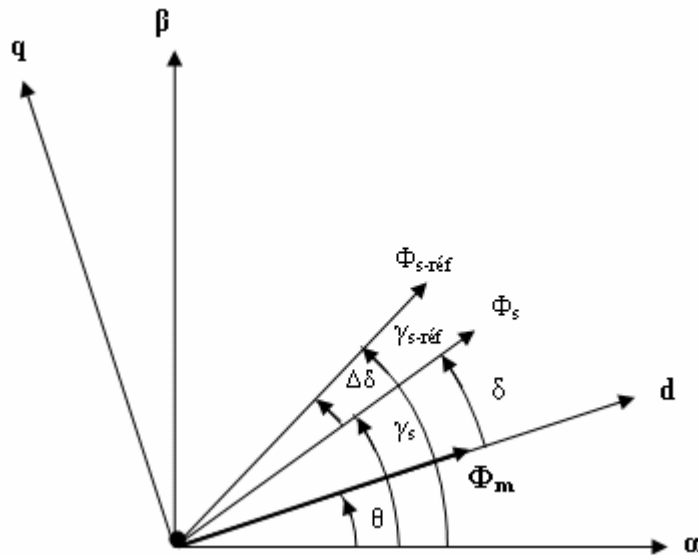


Fig.3.16. Diagramme vectorielle illustrant les conditions de contrôle du couple

δ : Angle entre le flux statorique et le flux de l'aimant permanent au rotor.

L'angle δ représente l'angle de charge quant la résistance statorique est négligé. Pendant le régime permanent le flux statorique et le flux rotorique tourne à la vitesse de synchronisme, δ est constant et elle correspond au couple de charge. Au régime transitoire, le flux statorique et le flux rotorique tournent à des vitesses différentes d'où δ varie. Puisque la constante du temps électrique est normalement inférieure à la constante du temps mécanique, la vitesse de rotation du flux statorique par rapport au flux rotorique peut changer facilement. Donc le couple peut être contrôlé par le contrôle du changement de δ ou du changement de la position du flux statorique.

Du diagramme de vecteurs de la figure (3.16) et de l'équation (3.28) on peut obtenir l'expression du couple électromagnétique dans le référentiel (d q) en terme du flux statorique et son angle par rapport au flux rotorique comme suit :

$$C_e = \frac{3}{2}p \frac{\Phi_s}{L_d L_q} \left[\Phi_m L_q \sin(\delta) - \frac{1}{2} \Phi_s (L_d - L_q) \sin(2\delta) \right] \quad (3.29)$$

Pour une MSAP avec un entrefer constant, $L_d = L_q = L_s$, l'équation (3.29) peut être simplifier comme suite

$$C_e = \frac{3}{2}p \frac{\Phi_s}{L_s} \Phi_m \sin(\delta) \quad (3.30)$$

A partir de l'équation (3.30) on peut voir que pour une amplitude constante du flux $\overline{\Phi_s}$ au stator et un flux constant $\overline{\Phi_r}$ de l'aimant permanent au rotor, le couple électromagnétique peut être changé par le contrôle de l'angle du couple δ .

Si le flux du rotor est maintenue constante et le flux du stator est changé par la tension du stator V_s , alors l'expression de la variation du couple, peut être écrit comme suit:

$$\Delta C_e = C_{e\text{-réf}} - C_e = \frac{3}{2}p \left[\frac{\Phi_{s\text{-réf}}}{L_s} \Phi_m \sin(\delta + \Delta\delta) - \frac{\Phi_s}{L_s} \Phi_m \sin(\delta) \right] \quad (3.31)$$

Il est apparent que pour une erreur de couple ΔC_e , un certain ajustement de $\Delta\delta$ est nécessaire pour compenser l'erreur du couple. Donc il est clair qu'en contrôlant l'angle δ , le couple pourra être contrôlé à son tour [15][26][29].

L'erreur prélevée du couple ΔC_e et l'amplitude $\Phi_{s_réf}$ du flux statorique de référence sont fournies au contrôleur prédictif. La relation entre l'erreur du couple ΔC_e et l'augmentation de l'angle de charge $\Delta\delta$ est non linéaire. Donc le contrôleur PI, sorcière produit l'augmentation d'angle de charge exigé pour réduire au minimum l'erreur instantanée entre la référence $C_{e_réf}$ et le couple réel C_e .

Les valeurs des vecteurs de tension statorique de référence $\bar{V}_{s_réf} = [V_{s_réf} \ \varphi_{s_réf}]$, sont calculées on se basons sur la résistance du stator R_s , l'augmentation de l'angle $\Delta\delta$, le courant mesuré du stator I_s , l'amplitude du flux statorique estimé $\Phi_{s_}$ et la position du flux statorique γ_s comme la suit :

$$\begin{aligned} V_{sa_réf} &= \frac{\Phi_{s_réf} \cos(\gamma_s + \Delta\delta) - \Phi_s \cos(\gamma_s)}{T_e} + R_s I_{s\alpha} \\ V_{sb_réf} &= \frac{\Phi_{s_réf} \sin(\gamma_s + \Delta\delta) - \Phi_s \sin(\gamma_s)}{T_e} + R_s I_{s\beta} \\ V_{s_réf} &= \sqrt{V_{sa_réf}^2 + V_{sb_réf}^2} \\ j_{v_réf} &= \arctan\left(\frac{V_{sb_réf}}{V_{sa_réf}}\right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

3.10.4. Résultats de simulation de la commande du MSAP par DTC-SVM

Nous avons simulé notre machine alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la MLI vectorielle (SVM). Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.

3.10.4.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation par DTC-SVM, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=5$ Nm) appliqué à l'instant $t=.2$ sec

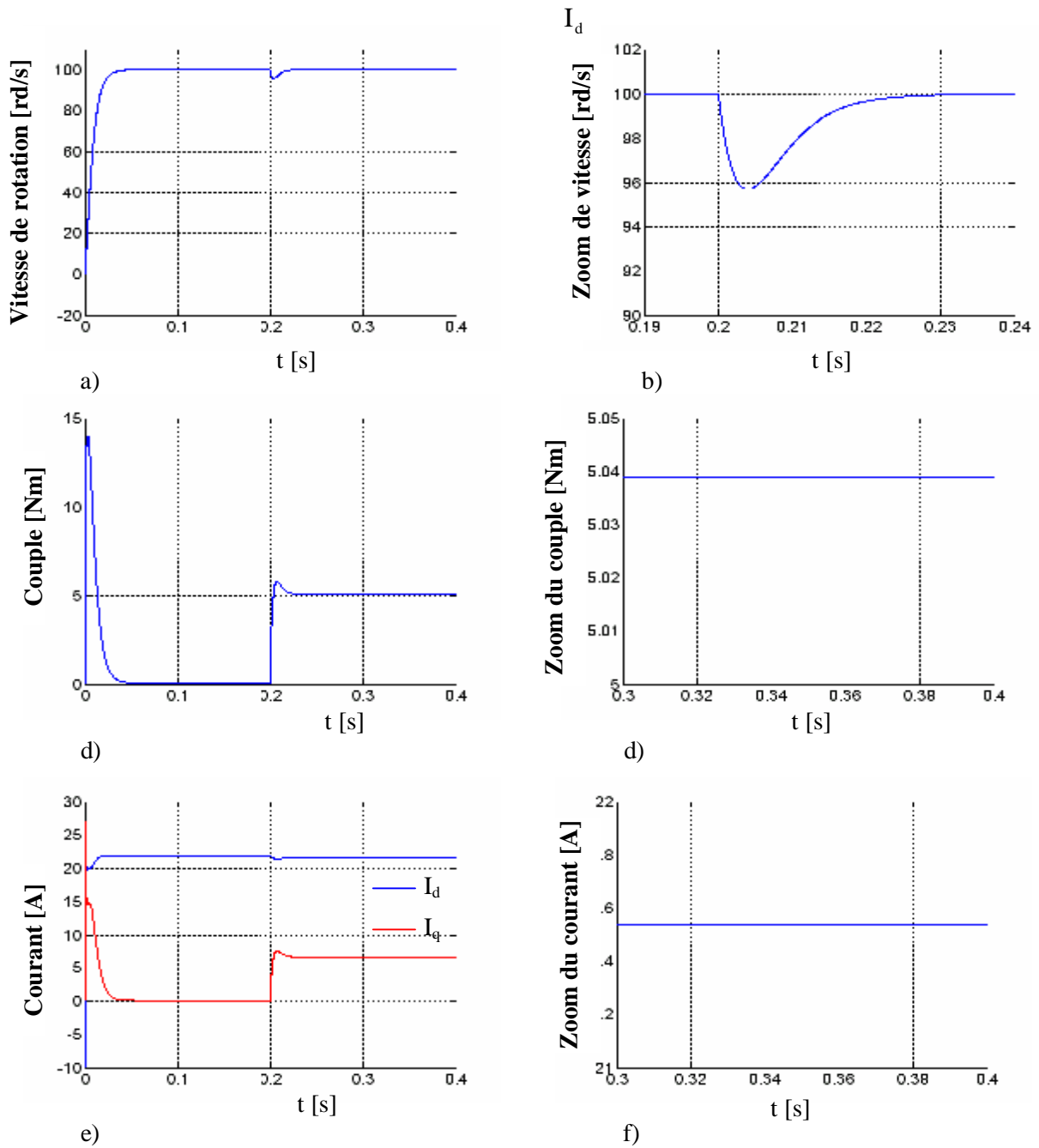


Fig.3.17 Résultats de simulation de la DTC-SVM, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.2$ ses.

- a) Vitesse de rotation 100 [rd/s]
- b) Zoom de vitesse
- c) Couple électromagnétique estimé
- d) Zoom du couple électromagnétique
- e) Composantes du courant statorique
- f) Zoom du composant I_d

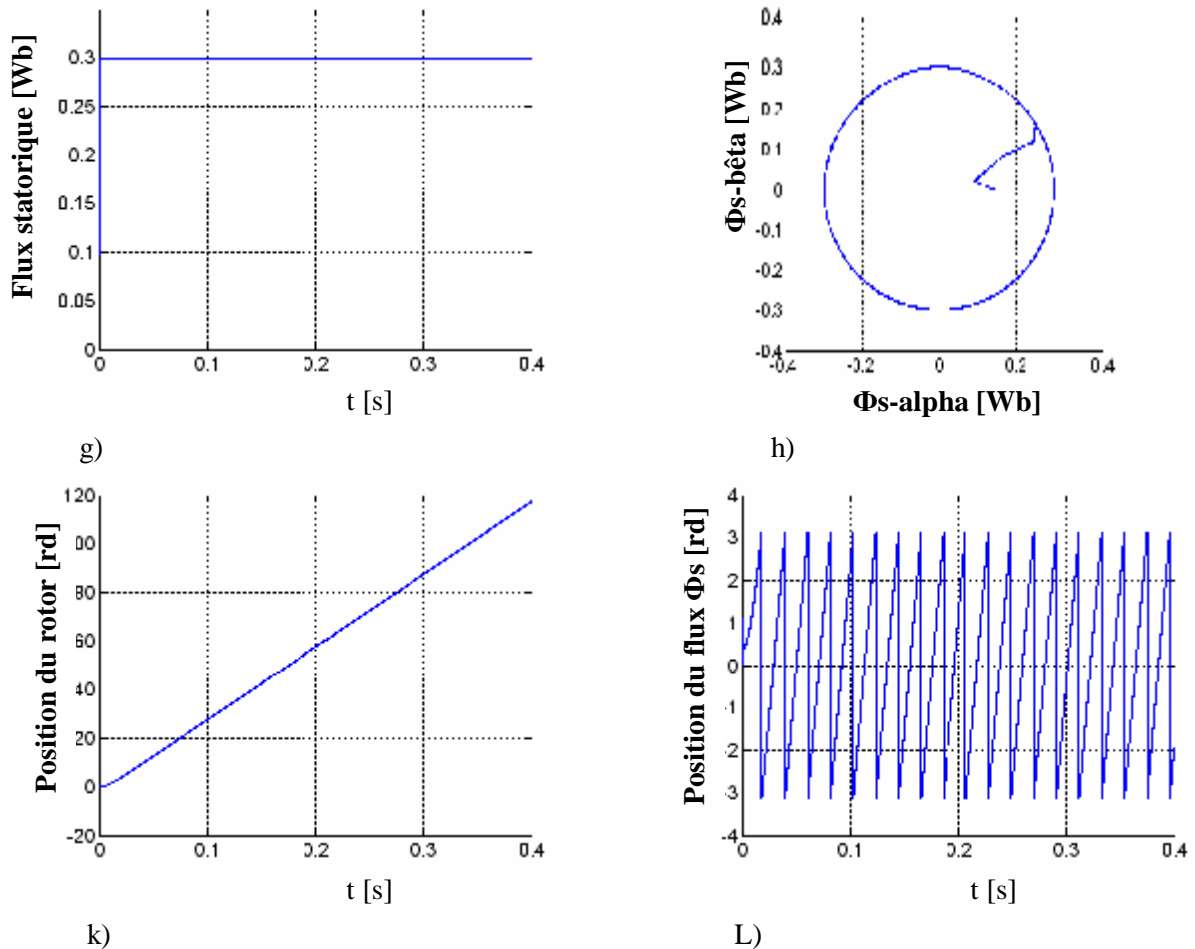


Fig. 3.17 Suite des résultats de simulation.

- g) Flux statorique estimé
- h) Evolution du flux statorique estimé dans le plan α - β
- k) Angle de position du rotor
- L) Angle de position du flux statorique estimé

D'après les réponses montrées par la figure(3.17), nous remarquons que le couple électromagnétique repart au démarrage à vide avec un pic de 14 N.m de court durée dû à l'initialisation du flux, puis tendre vers le régime permanent ou le couple s'annule, et que la vitesse repart au démarrage à vide sans dépassement.

Lors de l'échelon de charge le couple électromagnétique répond avec faible dépassement, et très faible oscillation et 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.

3.10.4.2. 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 $t=0.2$ sec

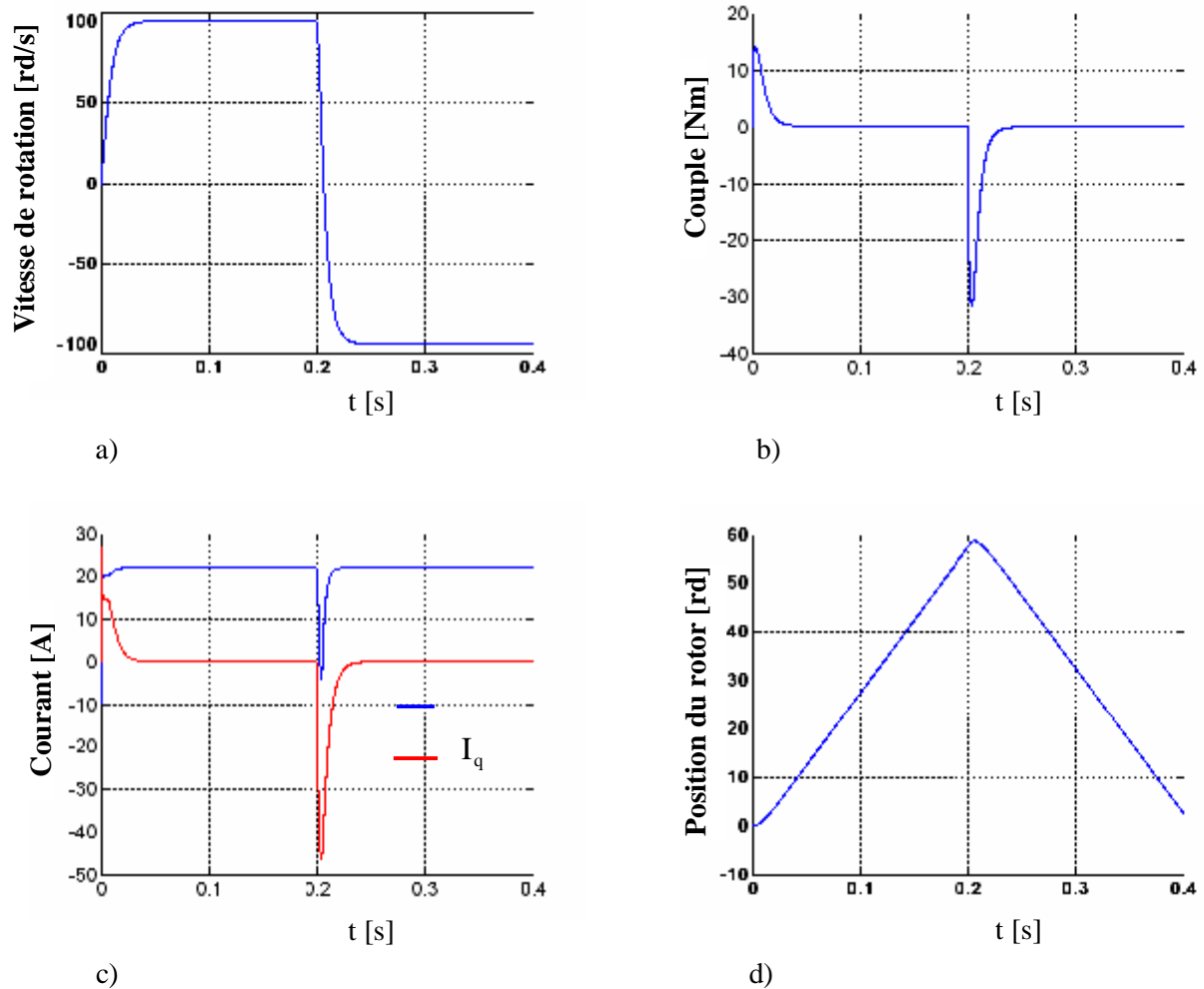


Fig.3.18. Résultats de simulation de la DTC-SVM.
pour l'inversion de sens de rotation à $t=0.5$ sec

- a) Vitesse de rotation ± 100 [rd/s]
- b) Couple électromagnétique estimé
- c) Composantes du courant statorique
- d) Angle de position du rotor

3.10.4.3. Teste de la DTC-SVM pour les basses vitesses

Des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de $+30 \text{ rd/sec}$ à -30 rad/sec à partir de l'instant $t=0.2 \text{ sec}$.

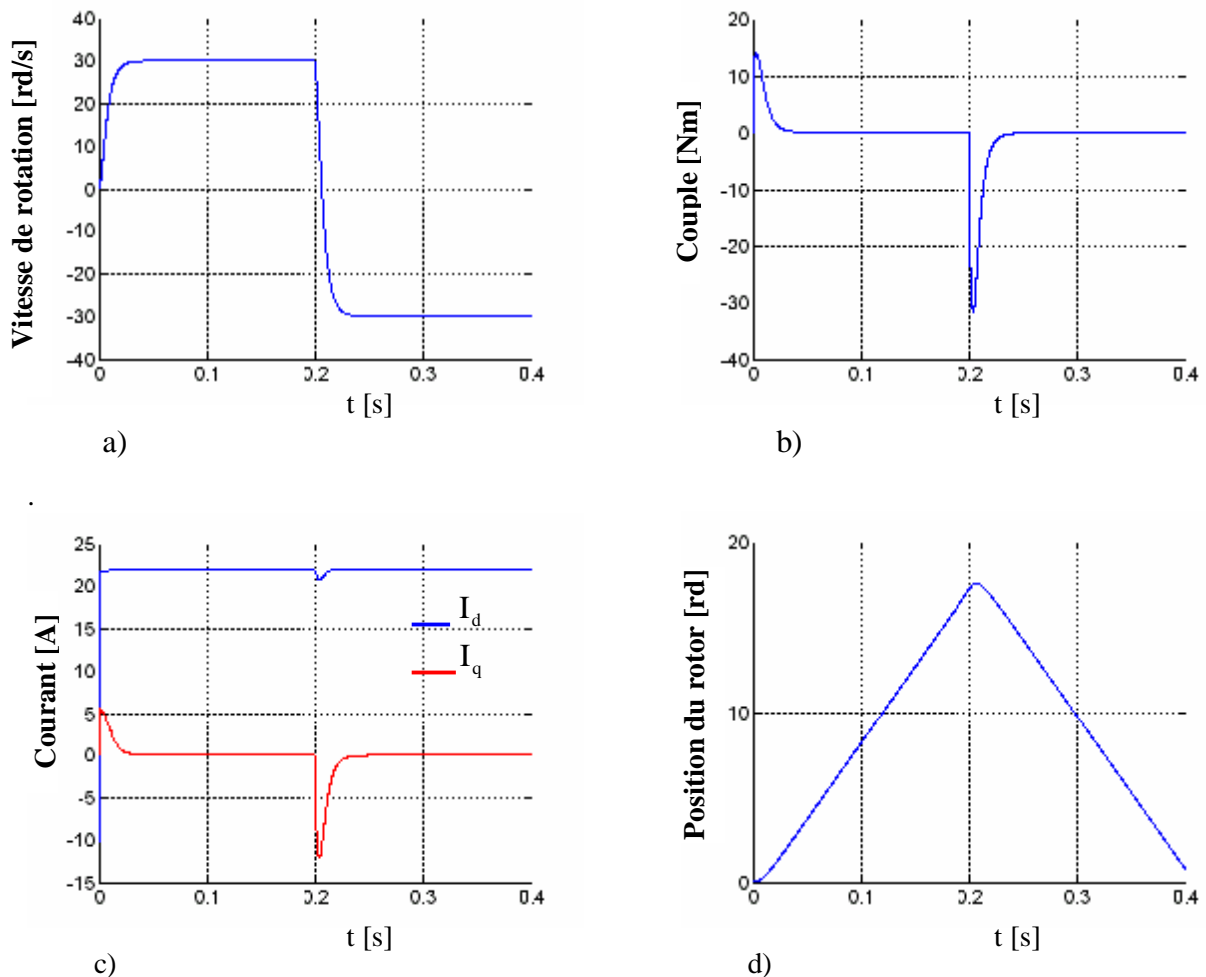


Fig.3.19. Performance de la DTC-SVM à basses vitesses.

- a) Vitesse de rotation $\pm 30 \text{ [rd/s]}$
- b) Couple électromagnétique estimé
- c) Composantes du courant statorique
- d) Angle de position du rotor

D'après les réponses montrées par les figures (3.18)(3.19), 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 par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse et que la commande est robuste à basses vitesses. 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 très faible oscillation.

3.11. Conclusion

Dans ce chapitre, deux types de contrôle de la MSAP sont présentées : la commande direct du couple DTC classique et la commande direct du couple utilisant la modulation vectorielle DTC-SVM.

A partir des résultats de simulation obtenus, on peut conclure que :

L'exactitude dans l'estimation du couple électromagnétique dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux statorique. De plus, des tables de sélection de vecteurs tension optimaux et des correcteurs à hystérésis. Ces correcteurs malgré leur simplicité sont des correcteurs bien adaptés pour cette commande. La résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui est utilisé dans le système de contrôle.

La nouvelle méthode (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nulle.

La comparaison entre la DTC classique et la DTC-SVM, cette dernière est simple et facilement réglable, les tables de vérité de sélection de vecteurs optimaux et les régulateurs d'hystérésis ont été éliminées et les problèmes associés à ces fonctions, les oscillations du couple sont notablement réduites.

Chapitre IV

Commande direct du couple sans capteur de vitesse d'une MSAP

Introduction

La commande directe du couple des MSAP nécessite une connaissance précise de la position du rotor qui assure l'autopilotage de la machine. Cette connaissance peut être obtenue directement par un capteur de position ou indirectement par un capteur de vitesse.

Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique, placé sur l'arbre de la machine, sont multiples. D'abord, la présence du capteur augmente le volume et le coût global du système. Ensuite, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui peut constituer un inconvénient pour des machines de petite taille. De plus, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses.

Tenant compte de toutes ces limites qui présente le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, de nombreuses études ont été faites pour supprimer ce capteur mécanique tout en préservant le bon fonctionnement de la machine. Ces études ont fait apparaître des différentes méthodes de la commande sans capteur. Elles sont toutes fondées sur l'utilisation de certaines variables électriques, courants et tensions, pour estimer la position du rotor, d'après un modèle représentatif de la machine. On peut distinguer trois catégories différentes :

- Ø méthodes fondées sur la saturation locale du circuit magnétique,
- Ø méthodes fondées sur l'estimation de la f.e.m.
- Ø méthodes utilisant un observateur d'état.

Parmi les méthodes numériques employer pour l'entraînement des machines synchrones sans capteurs de position ou de vitesse, la technique à base de l'observateur de Kalman implantée à l'aide de microcontrôleur.

Dans ce chapitre, nous présenterons une commande par DTC de la machine synchrone à aimant permanent sans capteur de vitesse ou de position, utilisant le filtre de kalman étendu (Extended Kalman Filtre, EKF), qui permet d'obtenir, non seulement une estimation des variables d'états du systèmes mais aussi les paramètres du systèmes.

4.1. Principe général d'un observateur

L'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe (Fig.4.1). Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système, noté \hat{X} , à partir de la connaissance des entrées $U(t)$ et des sorties $Y(t)$ mesurables. Ainsi, l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'observateur à travers une matrice de gain de correction K .

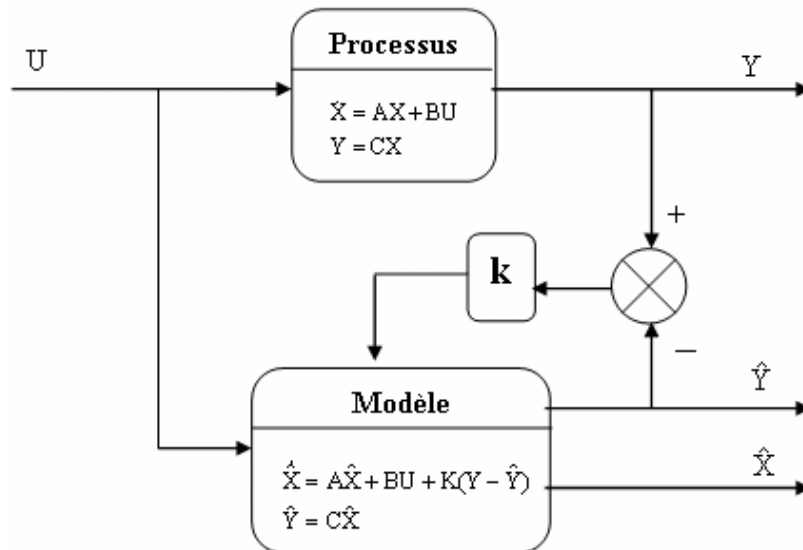


Fig.4.1 Schéma de principe d'un observateur d'état

A partir de ce schéma de principe des observateurs (Fig.4.1), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leur différence se situant uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gain pour corriger l'erreur sur l'estimateur. Si le système à observer est déterministe alors le reconstituteur d'état est appelé observateur. Le plus connue et le plus simple est l'observateur de Luenberger. Dans le cas contraire, lorsque le système est stochastique, alors le reconstituteur d'état est appelé filtre. Le plus connu est le filtre de Kalman, qui permet l'estimation de l'état d'un système linéaire ou non linéaire.

4.2. Filtre de Kalman

Le Filtre de Kalman est une approche statistique, d'assimilation de données, dont le principe est de corriger la trajectoire du modèle en combinant les observations avec l'information fournie par le modèle de façon à minimiser l'erreur entre l'état vrai et l'état filtré.

L'observateur de kalman fait partie des observateurs stochastiques basés sur l'erreur de prédiction de la sortie et par rapport à ceux-ci, il prend en compte les caractéristiques des bruis qui viennent corrompre le système, il permet de trouver la matrice du gain K optimale au sens de la minimisation des bruis sur les mesures et de l'incertitude sur les états du système.

Dans cette section, nous allons présenter le filtre de Kalman en temps continu, le filtre de Kalman discret pour les systèmes linéaires (filtre de Kalman standard) et le filtre de Kalman étendu pour les systèmes non linéaires.

4.2.1. Filtre de Kalman en temps continu

Le modèle stochastique du filtre de Kalman en temps continu est défini par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{X}(t) &= AX(t) + BU(t) + W(t) \\ Y(t) &= CX(t) + V(t)\end{aligned}\tag{4.1}$$

$X(t)$: le vecteur d'état ou de modèle.

$Y(t)$: le vecteur de sortie ou de mesure.

$U(t)$: le vecteur de commande.

A : la matrice fondamentale qui caractérise le système

B : la matrice d'application de la commande.

C : la matrice de sortie (matrice d'observation).

$W(t)$: le bruit sur l'état ou bruit de modèle $X(t)$.

$V(t)$: le bruit sur la sortie $Y(t)$ ou de mesure.

Afin d'obtenir une estimation optimale par filtre de Kalman, $W(t)$ et $V(t)$ doivent être centrés, blancs, gaussiens et décorrélés. Ces bruits sont donc entièrement caractérisés par leurs matrices de covariance Q et R , admettent les propriétés statistiques suivantes:

Ø Leurs valeurs moyennes sont nulles :

$$\begin{cases} E\{W(t)\} = 0 \\ E\{V(t)\} = 0 \end{cases}\tag{4.2}$$

Ø l'absence de corrélation entre $W(t)$ et $V(t)$:

$$E = \{W(t)V^T(t)\} = 0 \quad (4.3)$$

Ø Leurs auto-corrélations s'expriment par :

$$\begin{aligned} E = \{W(t_1)W(t_2)\} &= Q.d(t_2 - t_1) \\ E = \{V(t_1)V(t_2)\} &= R.d(t_2 - t_1) \end{aligned} \quad (4.4)$$

E : L'espérance mathématique.

$\delta(t)$: une fonction d'impulsion de Dirac.

Q et R : sont deux matrices définies positives et symétriques.

La structure de base d'un observateur stochastique par filtre de Kalman est présentée par le schéma bloc ci-dessous:

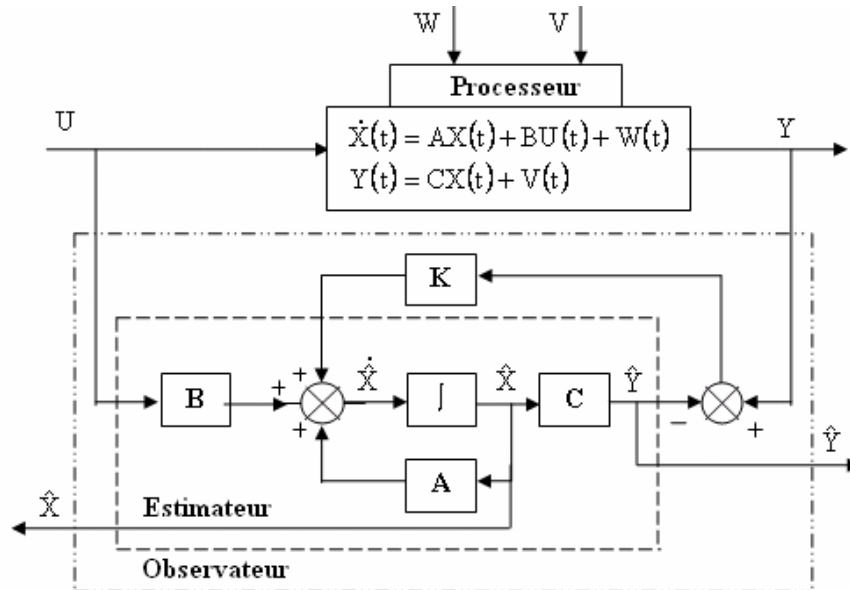


Fig.4.2 Filtre de Kalman en temps continu

L'observateur de FK en temps continu, basé sur le modèle (4.1) est donné par le système d'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}}(t) = A\hat{X}(t) + BU(t) + K(t)(Y(t) - \hat{Y}(t)) \\ Y(t) = C\hat{X}(t) \end{cases} \quad (4.5)$$

\hat{X} : est l'estimation de X

ε : La dynamique de l'erreur d'observation.

La dynamique de l'erreur ε est donnée par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \varepsilon = X(t) - \hat{X}(t) \\ \dot{\varepsilon} = \dot{X} - \dot{\hat{X}} = (A - K(t)C)\varepsilon + W(t) - K(t)V(t) \end{cases} \quad (4.6)$$

- Calcule du gain optimal du filtre de Kalman:

$$K(t) = AP(t)C^T R(t)^{-1} \quad (4.7)$$

- La covariance de l'erreur d'estimation:

La covariance de l'erreur d'estimation $P(t) = E\{\varepsilon\varepsilon^T\}$ est la solution de l'équation suivante

$$\dot{P}(t) = AP(t) + P(t)A^T + Q - K(t)RK^T(t) \quad (4.8)$$

La convergence du filtre est assurée, lorsque les matrices de covariance Q et R sont bornées et définies positives, que le modèle est observable et que la matrice de covariance initiale de l'erreur $P_{0/0}$ est définie positive.

4-2-2 Filtre de Kalman discret standard

Le filtre de Kalman discret standard, permet l'estimation de l'état d'un système linéaire. La forme discrète du filtre de Kalman est basée sur le modèle continu (4.1), en introduisant les bruits discrets $W(k)$ et $V(k)$, sur l'état et la sortie[11] :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) + W(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) + V(k) \end{cases} \quad (4.9)$$

Avec: A_d , B_d et C_d matrices du système discret.

Ces matrices sont réactualisées à chaque instant d'échantillonnage T_e , en utilisant une matrice de transition $M_t(t)$ seulement développée à l'ordre 1 pour minimiser les temps de calcul, définie par :

$$M_t(t) = e^{At} \quad (4.10)$$

Nous obtenons les matrices discrétisées à la période T_e suivantes:

$$\begin{cases} A_d = e^{AT_e} \approx I - AT_e \\ B_d = \int_0^{T_e} e^{A\tau} B d\tau \approx BT_e \\ C_d = C \end{cases} \quad (4.11)$$

I: matrice d'identité d'ordre selon la dimension du vecteur d'état.

Les bruits discrets doivent vérifier les mêmes hypothèses que les bruits continus : ils doivent être centrés, blancs, gaussiens et décorrélés des états estimés, stationnaires et admettent les propriétés statistiques suivantes :

$$\begin{aligned} E\{W(k)\} &= 0 & E\{W(k)V(k)^T\} &= 0 & E\{W(k)W(n)^T\} &= Q(k)\delta(k) \\ E\{V(k)\} &= 0 & & & E\{V(k)V(n)^T\} &= R(k)\delta(k) \end{aligned} \quad (4.12)$$

$\delta(kn)$: est le symbole de Kronecker, qui vaut 1 si $k=1$.

Q et R: sont, respectivement, les matrices de covariances des bruits $W(k)$ et $V(k)$.

L'Algorithme d'estimation de l'observateur de Kalman standard comporte deux étapes, une étape de prédiction qui consiste à évaluer les variables d'états à partir du modèle du système, la seconde étape est celle de la correction, qui consiste à corriger l'erreur de prédiction sur les variables en utilisant la différence existante entre les variables observées et celles mesurées. Ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances.

Ø Initialisation de l'état du système et de sa matrice de covariance:

$$\begin{aligned} x(0/0) &= x(0) \\ P(0/0) &= P(0) \end{aligned} \quad (4.13)$$

L'état initial du système X_0 et les matrices initiales de covariance Q_0 et R_0 sont placés ainsi que la valeur initiale de la matrice de covariance d'état P_{00} . Cette dernière peut être considérée comme matrice diagonale, où tous ses éléments sont égaux. Les valeurs initiales des matrices de covariance reflètent le degré de la connaissance des états initiaux. Les valeurs trop élevées indiquent peu d'informations sur les états, en outre des problèmes de divergence et de grandes oscillations des évaluations d'état autour d'une valeur vraie peuvent se produire. Avec des valeurs basses la convergence de vitesse peut diminuer.

Étape 1: Phase de prédiction:

- Estimation sous forme de prédiction

L'objectif de cette étape est de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant (k+1) à partir des mesures disponibles à l'instant k :

$$\hat{X}(k+1/k) = A_d \hat{X}(k/k) + B_d U(k) \quad (4.14)$$

Ainsi, cette mesure de l'état permet de prédire la sortie :

$$\hat{Y}(k+1/k) = C \hat{X}(k+1/k) \quad (4.15)$$

- Mise à jour intermédiaire de la matrice de covariance de l'état en tenant compte de l'évolution prévue par l'équation d'évolution de l'état:

Cette matrice doit être réactualisée, elle est donnée par la formule suivante :

$$P(k+1/k) = A_d P(k/k) A_d^T(k) + Q(k) \quad (4.16)$$

Étape 2: Phase de correction:

- Calcul du gain du filtre optimal à l'instant (k+1) :

$$K(k+1) = P(k+1/k) C^T(k) \left(C(k) P(k+1/k) C^T(k) + R(k) \right)^{-1} \quad (4.17)$$

Ce gain est choisi pour réduire au minimum la variance d'erreur d'estimation des états à estimer.

- Mise à jour de la matrice de covariance de l'état:

$$P(k+1/k+1) = (I - K(k+1)C) P(k+1/k) \quad (4.18)$$

- Réactualisation de l'estimation de l'état:

En fait la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée $Y(k+1)$ et la sortie prédite $\hat{Y}(k+1/k)$. Pour améliorer l'état il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain de filtre de kalman $K(k+1)$. En minimisant la variance de l'erreur, on obtient l'expression du nouveau vecteur d'état estimé à l'instant (k+1):

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1) [y(k+1) - C \hat{x}(k+1/k)] \quad (4.19)$$

Le filtre de Kalman standard discret peut se mettre sous la forme du schéma suivant:

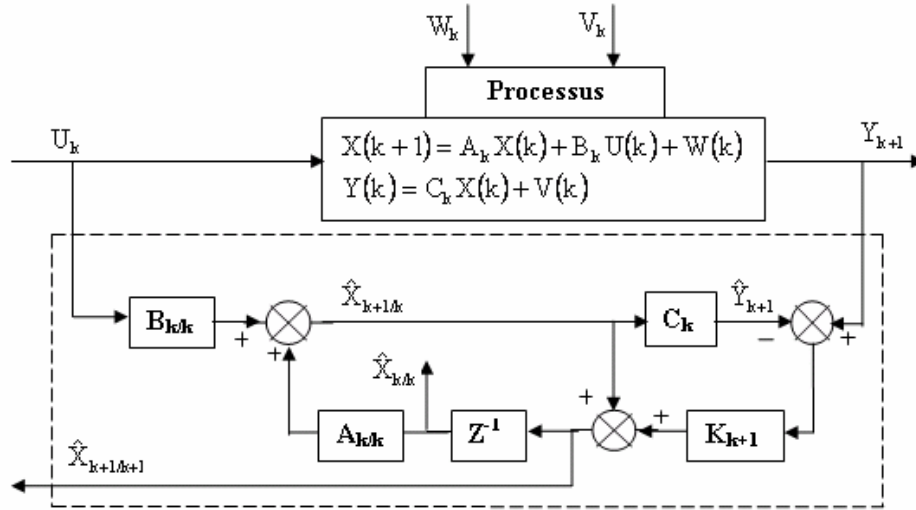


Fig.4.3. Le filtre de Kalman standard discret

4.2.3. Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman standard décrit précédemment, permet l'estimation de l'état d'un système linéaire. Si on veut estimer l'état d'un système non linéaire on utilise Le filtre de Kalman étendu donné par l'équation suivante:

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k), u(k)) + W(k) = A_d X(k) + B_d U(k) + W(k) \\ Y(k) = h(X(k)) + V(k) = C_d X(k) + V(k) \end{cases} \quad (4.20)$$

Avec

$$A_K = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{X(k)=\hat{X}(k)} \quad B_K = \left. \frac{\partial f}{\partial U} \right|_{X(k)=\hat{X}(k)} \quad C_K = \left. \frac{\partial h}{\partial X} \right|_{X(k)=\hat{X}(k)} \quad (4.21)$$

Les bruits discrets étendus sont blancs, gaussien et de moyenne nulle. Ces bruits sont définis par leurs matrices de covariance $(Q(k), R(k))$. La prédiction de l'état ainsi que la matrice de covariance du filtre sont données par les deux équations suivantes.

L'algorithme du filtre de Kalman étendu est le même celle du filtre de Kalman standard décrit précédemment comporte deux étapes, une étape de prédiction qui consiste à évaluer les variables d'états à partir du model du système, la second étape est celle de la correction, qui consiste à corriger l'erreur de prédiction sur les variables en utilisant la différences existantes entres les variables observées et celle mesurées. Ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances [15].

4.3. Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP

L'application du filtre de Kalman étendu FKE est basé sur le modèle du système. Le cas idéal consisterait à choisir un model avec référentiel d-q lié au rotor. Pour notre model le filtre de Kalman étendu est appliqué pour un système dont le vecteur d'état estimé est étendu à la vitesse mécanique de la rotation, la position électrique du rotor, le couple de charge et à la résistance statorique.

4.3.1. Le model d'état étendu de la MSAP en temps continu

La représentation matricielle complète de la MSAP dans le repère d-q qui nous permettra de synthétiser notre observateur sera donc la suivante :

$$\begin{cases} \frac{dX(t)}{dt} = AX(t) + Bu(t) \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (4.22)$$

Avec

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \\ C_r \\ R_s \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad Y = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d}R_s & p\frac{L_q}{L_d}\Omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -p\frac{L_d}{L_q}\Omega & -p\frac{1}{L_q}R_s & -p\frac{\Phi_m}{L_q}\Omega & 0 & 0 & 0 \\ p\frac{L_d-L_q}{J}I_q & p\frac{L_d-L_q}{J}I_q + p\frac{\Phi_m}{J} & -\frac{F_r}{J} & 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.25)$$

4.3.2. Discrétisation du model de la MSAP

L'étape suivante consiste à discrétiser l'ensemble des matrices obtenues ci-dessus. Nous obtenons les matrices discrétisées à la période T_e suivantes:

$$\begin{cases} A_d = e^{AT_e} \approx I - AT_e \\ B_d = \int_0^{T_e} e^{A\tau} B d\tau \approx BT_e \\ C_d = C \end{cases} \quad (4.26)$$

On obtient alors le système suivant :

$$\begin{cases} X(K+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k) = C_d X(k) \end{cases} \quad (4.27)$$

En utilisant l'équation (4.26) on peut déduire:

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s(k)}{L_d} T_e & p \frac{L_q}{L_d} T_e \Omega(k) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -p \frac{L_d}{L_q} T_e \Omega(k) & 1 - \frac{R_s(k)}{L_q} T_e & -p \frac{\Phi_m}{L_q} T_e \Omega(k) & 0 & 0 & 0 \\ p \frac{L_d - L_q}{J} T_e I_q(k) & p T_e \frac{L_d - L_q}{J} I_d(k) + p T_e \frac{\Phi_m}{J} & 1 - \frac{F_r}{J} T_e & 0 & -\frac{1}{J} T_e & 0 \\ 0 & 0 & p T_e & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} T_e & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.29)$$

Le model discret non linéaire de la MSAP est donné l'équation suivante:

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] \\ Y(k) = CX(k) \end{cases} \quad (4.30)$$

$$\begin{bmatrix} I_d(k+1) \\ I_q(k+1) \\ \Omega(k+1) \\ \theta(k+1) \\ C_r(k+1) \\ R_s(k+1) \end{bmatrix} = f[X(k), U(k), k] = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

En utilisant l'équation (4.5) on peut déduire :

$$\begin{cases} f_1 = \left(1 - \frac{R_s(k)}{L_d} T_e\right) I_d(k) + p \frac{L_q}{L_d} T_e \Omega(k) I_q(k) + \frac{1}{L_d} T_e V_d(k) \\ f_2 = -p \frac{L_d}{L_q} T_e \Omega(k) I_d(k) + \left(1 - \frac{R_s(k)}{L_q} T_e\right) I_q(k) - p \frac{\Phi_m}{L_q} T_e I(k) \Omega(k) + \frac{1}{L_q} T_e V_q(k) \\ f_3 = p \frac{L_d - L_q}{J} T_e I_d(k) I_q(k) + p \frac{\Phi_m}{J} T_e I_q(k) + \left(1 - \frac{F_r}{L_d} T_e\right) \Omega(k) - \frac{1}{J} T_e C_r(k) \\ f_4 = p T_e \Omega(k) + \theta(k) \\ f_5 = C_r(k) \\ f_6 = R_s(k) \end{cases} \quad (4.32)$$

4.3.3. Le modèle stochastique non linéaire de la MSAP

Pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, la MSAP est représentée par le modèle stochastique non linéaire suivant :

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] + W(k) \\ Y(k) = CX(k) + V(k) \end{cases} \quad (4.33)$$

Où $W(k)$ et $V(k)$ sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisés par leurs valeurs moyennes nulles.

4.3.4. Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état

Le filtre de kalman considère la matrice de covariance du vecteur d'état \mathbf{P} et les matrices de covariances des vecteurs des bruits de système et de mesure comme les suivantes :

$$\begin{cases} Q = E\{W(k)W^T(k)\} \\ R = E\{V(k)V^T(k)\} \end{cases} \quad (4.34)$$

En supposant que Q et R sont diagonaux, les paramètres dans les axes α et β sont les mêmes. Il suit de cela au total que quatre éléments de covariance de bruits doivent être connus.

4.3.5. Implantation de l'Algorithme du FKE discret

- Initialisation de l'état du système et de sa matrice de covariance:

$$\begin{aligned} x(0/0) &= x(0) \\ P(0/0) &= P(0) \end{aligned} \quad (4.35)$$

- Estimation sous forme de prédiction

$$\hat{X}(k+1/k) = f(\hat{X}(k/k), u(k), k) \quad (4.36)$$

$$\hat{Y}(k+1/k) = C \hat{X}(k+1/k) \quad (4.37)$$

- Calcul de la matrice de prédiction de covariance du filtre:

$$P(k+1/k) = F(k)P(k/k)F^T(k) + Q \quad (4.38)$$

Tel que :

$$F(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k/k)} \quad (4.39)$$

Ou f est définie par la matrice suivante :

$$F(k) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial X_1} & \frac{\partial f_1}{\partial X_2} & \frac{\partial f_1}{\partial X_3} & \frac{\partial f_1}{\partial X_4} & \frac{\partial f_1}{\partial X_5} & \frac{\partial f_1}{\partial X_6} \\ \frac{\partial f_2}{\partial X_1} & \frac{\partial f_2}{\partial X_2} & \frac{\partial f_2}{\partial X_3} & \frac{\partial f_2}{\partial X_4} & \frac{\partial f_2}{\partial X_5} & \frac{\partial f_2}{\partial X_6} \\ \frac{\partial f_3}{\partial X_1} & \frac{\partial f_3}{\partial X_2} & \frac{\partial f_3}{\partial X_3} & \frac{\partial f_3}{\partial X_4} & \frac{\partial f_3}{\partial X_5} & \frac{\partial f_3}{\partial X_6} \\ \frac{\partial f_4}{\partial X_1} & \frac{\partial f_4}{\partial X_2} & \frac{\partial f_4}{\partial X_3} & \frac{\partial f_4}{\partial X_4} & \frac{\partial f_4}{\partial X_5} & \frac{\partial f_4}{\partial X_6} \\ \frac{\partial f_5}{\partial X_1} & \frac{\partial f_5}{\partial X_2} & \frac{\partial f_5}{\partial X_3} & \frac{\partial f_5}{\partial X_4} & \frac{\partial f_5}{\partial X_5} & \frac{\partial f_5}{\partial X_6} \\ \frac{\partial f_6}{\partial X_1} & \frac{\partial f_6}{\partial X_2} & \frac{\partial f_6}{\partial X_3} & \frac{\partial f_6}{\partial X_4} & \frac{\partial f_6}{\partial X_5} & \frac{\partial f_6}{\partial X_6} \end{bmatrix}_{X=\hat{X}(k/k)} \quad (4.40)$$

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - T_e \frac{1}{L_d} R_s & T_e \frac{pL_d}{L_q} \Omega & T_e \frac{pL_q}{L_d} I_q & 0 & 0 & -T_e \frac{1}{L_d} \\ -T_e \frac{pL_d}{L_q} \Omega & 1 - T_e \frac{1}{L_q} R_s & -T_e \frac{p\Phi_m}{L_d} - T_e \frac{L_d}{L_q} I_d & 0 & 0 & -T_e \frac{1}{L_q} \\ T_e \frac{p(L_d - L_q)}{J} I_q & T_e \frac{p(L_d - L_q)}{J} I_d + T_e \frac{p\Phi_m}{JL_d} & 1 - T_e \frac{F_r}{J} & 0 & -T_e \frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & pT_e & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

$$\tilde{Y}(k+1/k) = Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k) \quad (4.42)$$

- Calcul du gain du filtre optimal à l'instant (k+1) :

$$K(k+1) = P(k+1/k)C^T(k) \left(C(k)P(k+1/k)C^T(k) + R(k) \right)^{-1} \quad (4.43)$$

- Mise à jour de la matrice de covariance de l'état:

$$P(k+1/k+1) = (I - K(k+1)C)P(k+1/k) \quad (4.44)$$

- Réactualisation de l'estimation de l'état:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - C\hat{x}(k+1/k)) \quad (4.45)$$

4.4. Simulation de la Commande directe du couple d'une MSAP sans capteurs de vitesse et de position, utilisant le filtre de Kalman étendu

4.4.1. Schémas de simulation globale

Les figures (4.5) (4.6) présente les schémas de simulation global de la commande directe du couple (DTC classique) et de la commande directe du couple utilisant la modulation vectorielle (DTC-SVM) sans capteur de vitesse, en introduisant le filtre de Kalman étendu. Ce filtre est implanté comme une S-Function sous forme d'un bloc présenté par la figure(4.4).

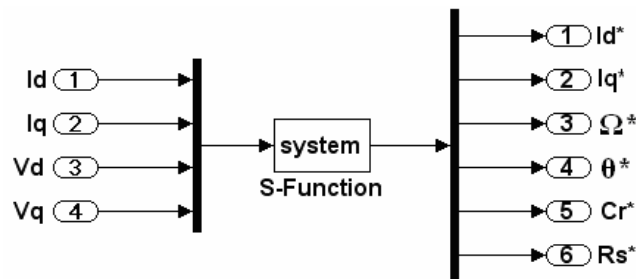


Fig.4.4. Schéma de simulation du FKE

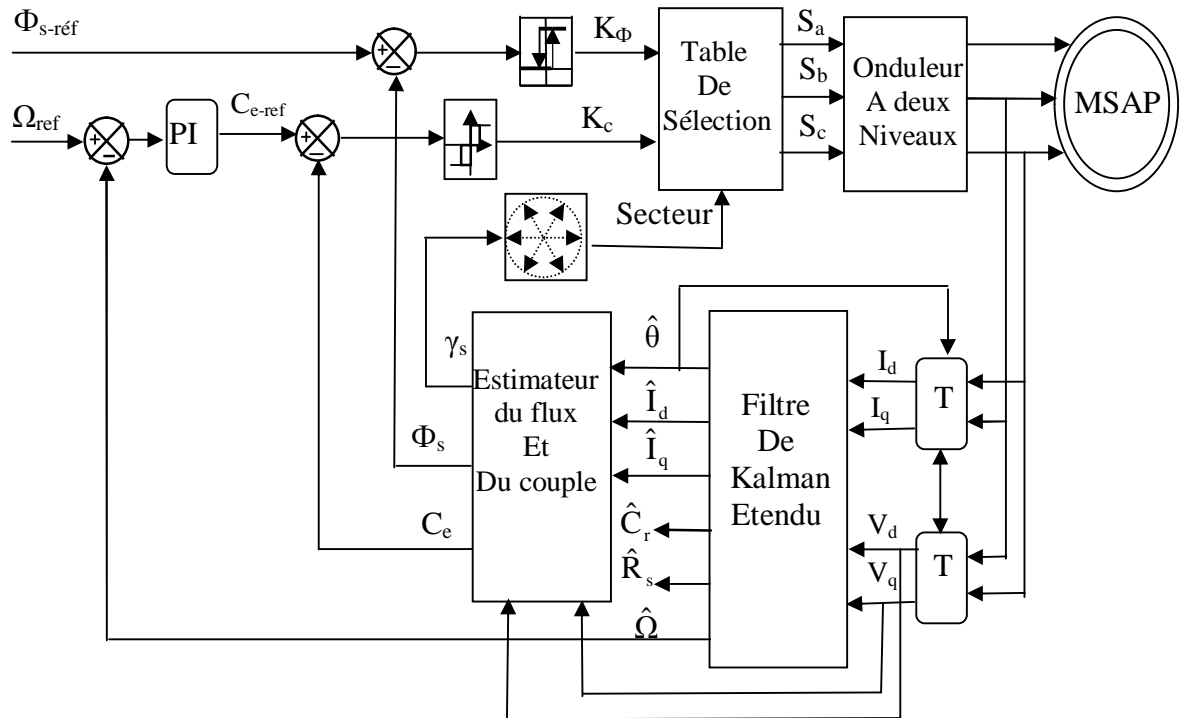


Fig.4.5. Régulation de vitesse par la DTC d'une MSAP utilisant le FKE

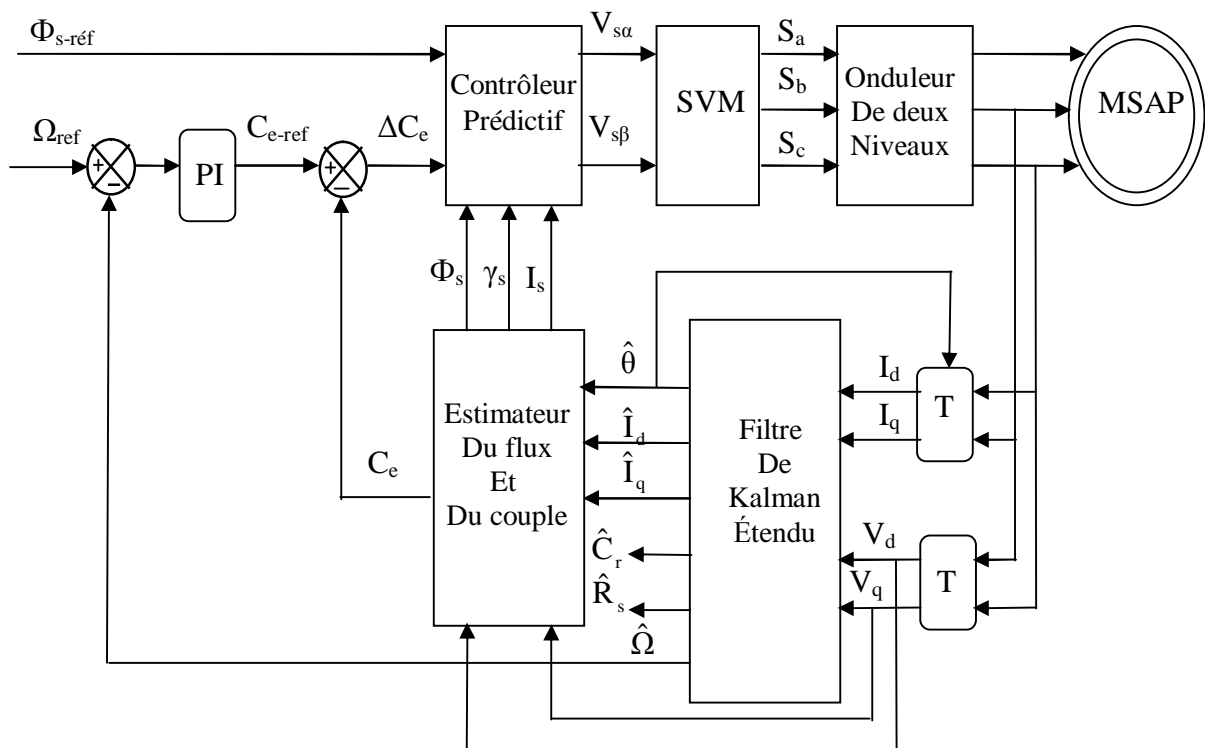


Fig.4.6. Régulation de vitesse par la DTC-SVM d'une MSAP utilisant le FKE

4.4.2. Résultats de simulation

Les simulations représentées dans cette section sont réalisées afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global. Le système est soumis à divers tests de simulation pour une commande par DTC et une commande par DTC-SVM. Ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation des régulateurs de vitesse de type PI. Les réglages des matrices de covariance Q et R ont été effectués par des essais en simulation afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis entre la dynamique et les erreurs statiques. Ces matrices sont mentionnées dans l'annexe.

Les performances statiques et dynamiques de notre commande sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Ø Démarrage à vide avec introduction du couple de charge
- Ø Inversion du sens de rotation,
- Ø Réponses à basses vitesses,

4.4.2.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

Les figures (4.7) (4.8) illustrent les performances de la DTC et de la DTC-SVM de la MSAP sans capteur de vitesse pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $C_r=5\text{Nm}$ à $t=0.2\text{sec}$

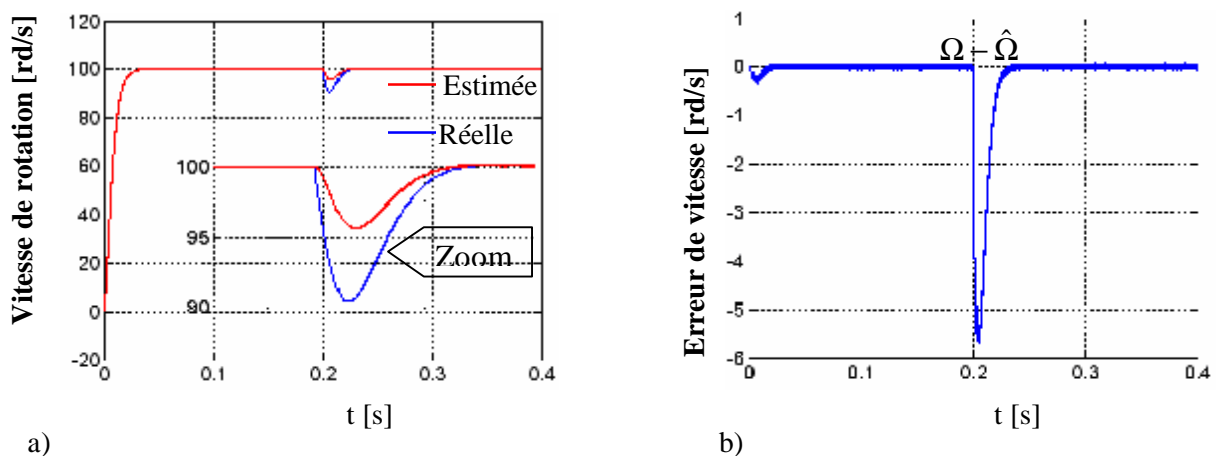
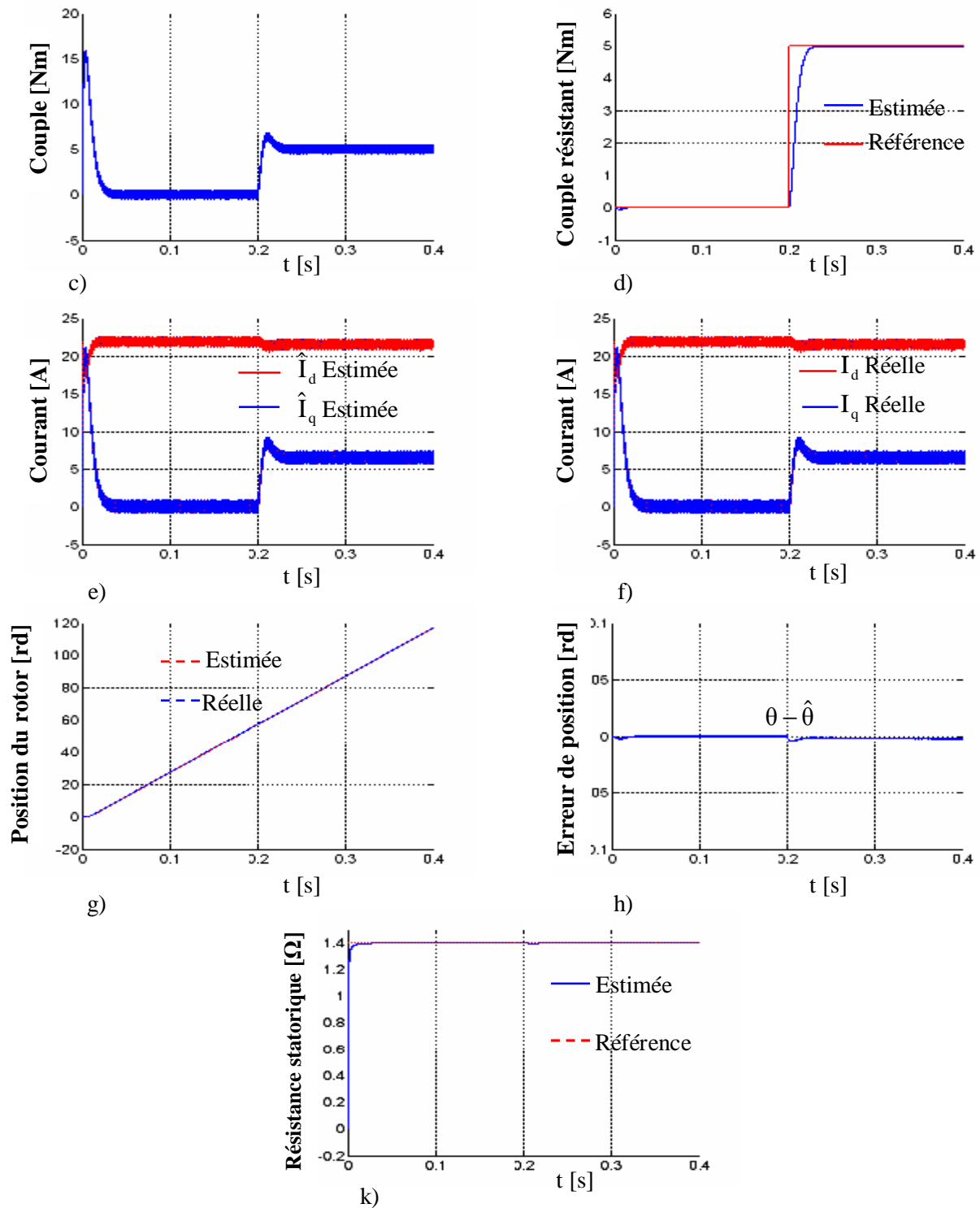


Fig.4.7 Résultats de simulation de DTC utilisant le FKE pour un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge de 5 Nm à $t=0.2\text{s}$

- a) Vitesse de rotation réelle, estimée et zoom de vitesse
- b) Erreur d'estimation de la vitesse

**Fig.4.7** Suite des résultats de simulation

- c) Couple électromagnétique estimé
- d) Couple résistant estimé et référence
- e) Composantes du courant statorique estimés
- f) Composantes du courant statorique réelles
- g) Angle de position du rotor estimé et réel
- h) Erreur d'estimation d'angle de position du rotor
- k) Résistance statorique estimée et référence

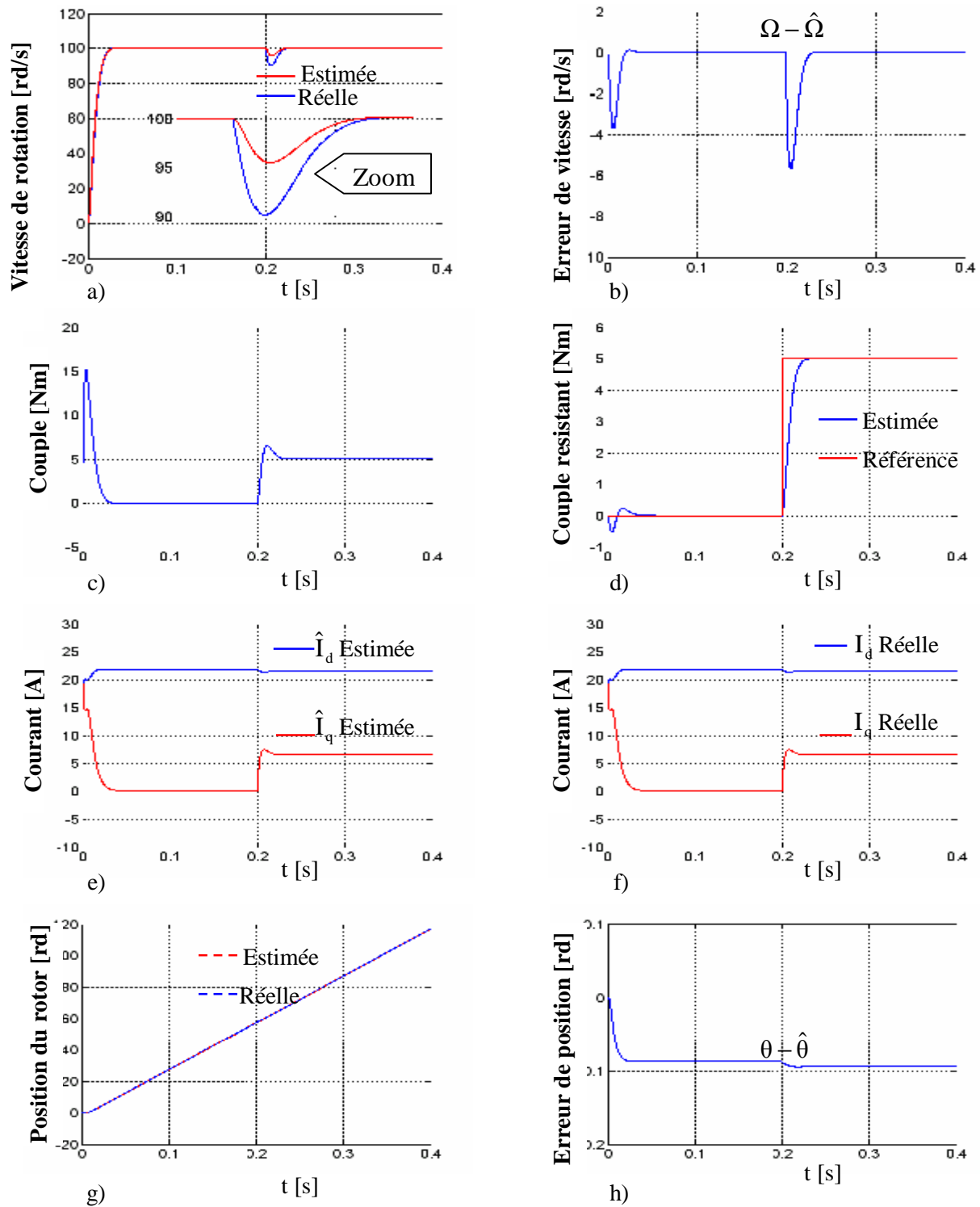
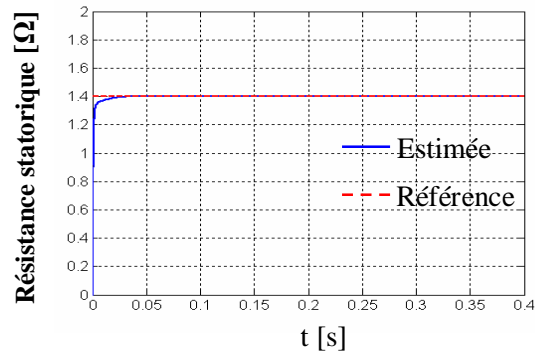


Fig.4.8 Résultats de simulation de DTC-SVM utilisant le FKE pour un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge de 5 Nm à $t=0.2s$

- a) Vitesse de rotation réelle, estimée et zoom de vitesse
- b) Erreur d'estimation de la vitesse
- c) Couple électromagnétique estimé
- d) Couple résistance estimée et référence
- e) Composantes du courant statorique estimés
- f) Composantes du courant statorique réelles
- g) Angle de position du rotor estimée et réelle
- h) Erreur d'estimation d'angle de position du rotor



k)

Fig.4.8 Suite des résultats de simulation

k) Résistance statorique estimée et référence

D'après ces résultats on constate une insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis de la variation du couple de charge(5N), du fait que l'estimation des courants I_q et I_d et de la vitesse de rotation par et le FKE se fait d'une façon satisfaisante en régime transitoire et en régime permanent. Donc on peut conclure que ce filtre manifeste bien une robustesse vis-à-vis la variation du couple de charge.

4.4.2. Inversion de la vitesse

Ce test est fait pour évaluer la robustesse de la DTC et de la DTC-SVM de la MSAP utilisant le filtre de Kalman étendu vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. Pour ce faire, on applique un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100 rad/sec, à partir de l'instant $t=0.1$ sec. les résultats sont mentionnés sur les figures(4.9)(4.10) .

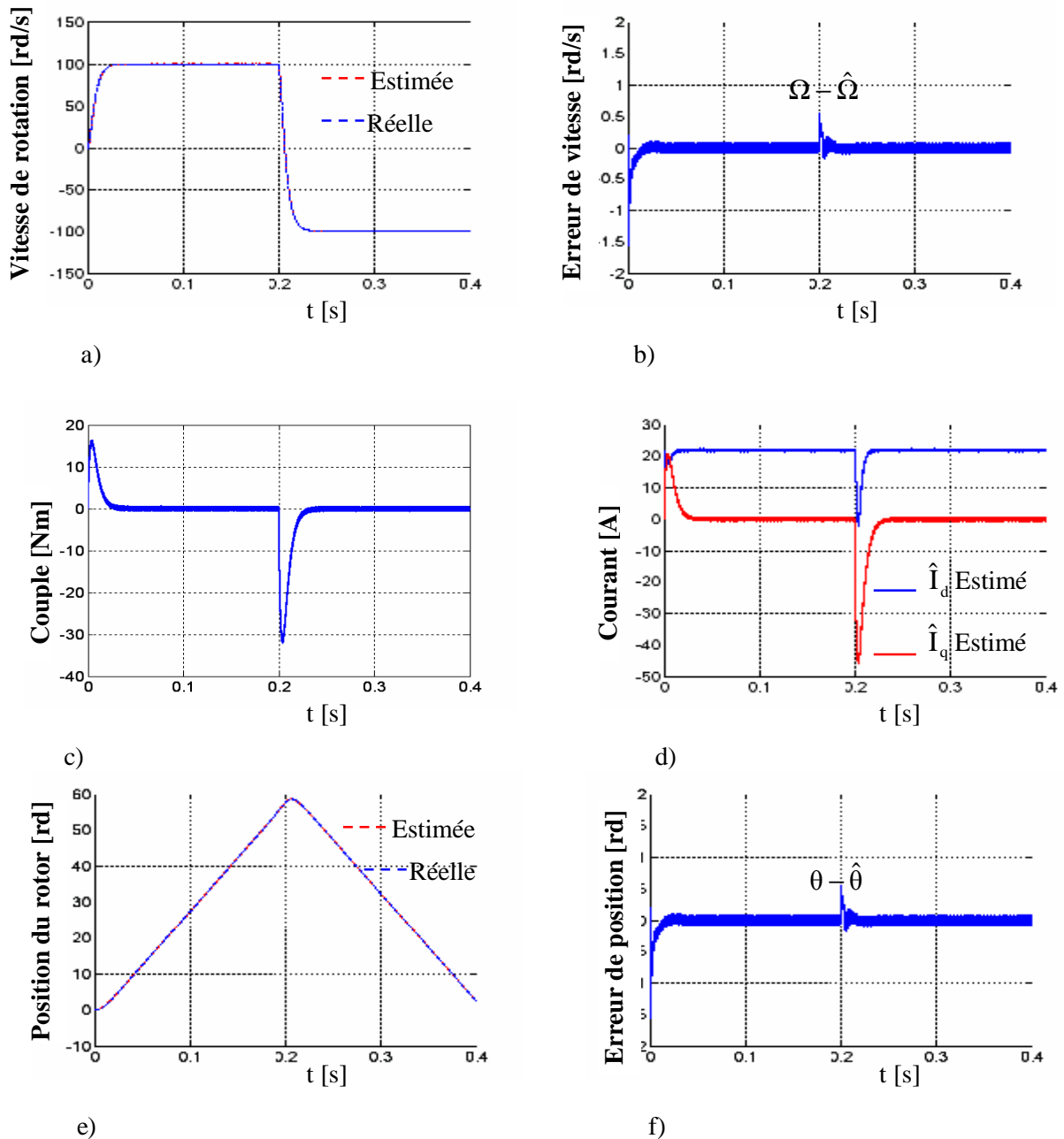


Fig.4.9 Résultats de simulation de la DTC utilisant le FKE pour un démarrage à vide avec inversion de sens de rotation à $t=0.2s$

- a) Vitesse de rotation réelle et estimée ± 100 [rd/s]
- b) Erreur d'estimation de la vitesse
- c) Couple électromagnétique estimé
- d) Composantes du courant statorique estimés
- e) Angle de position du rotor estimée et réelle
- f) Erreur d'estimation d'angle de position du rotor

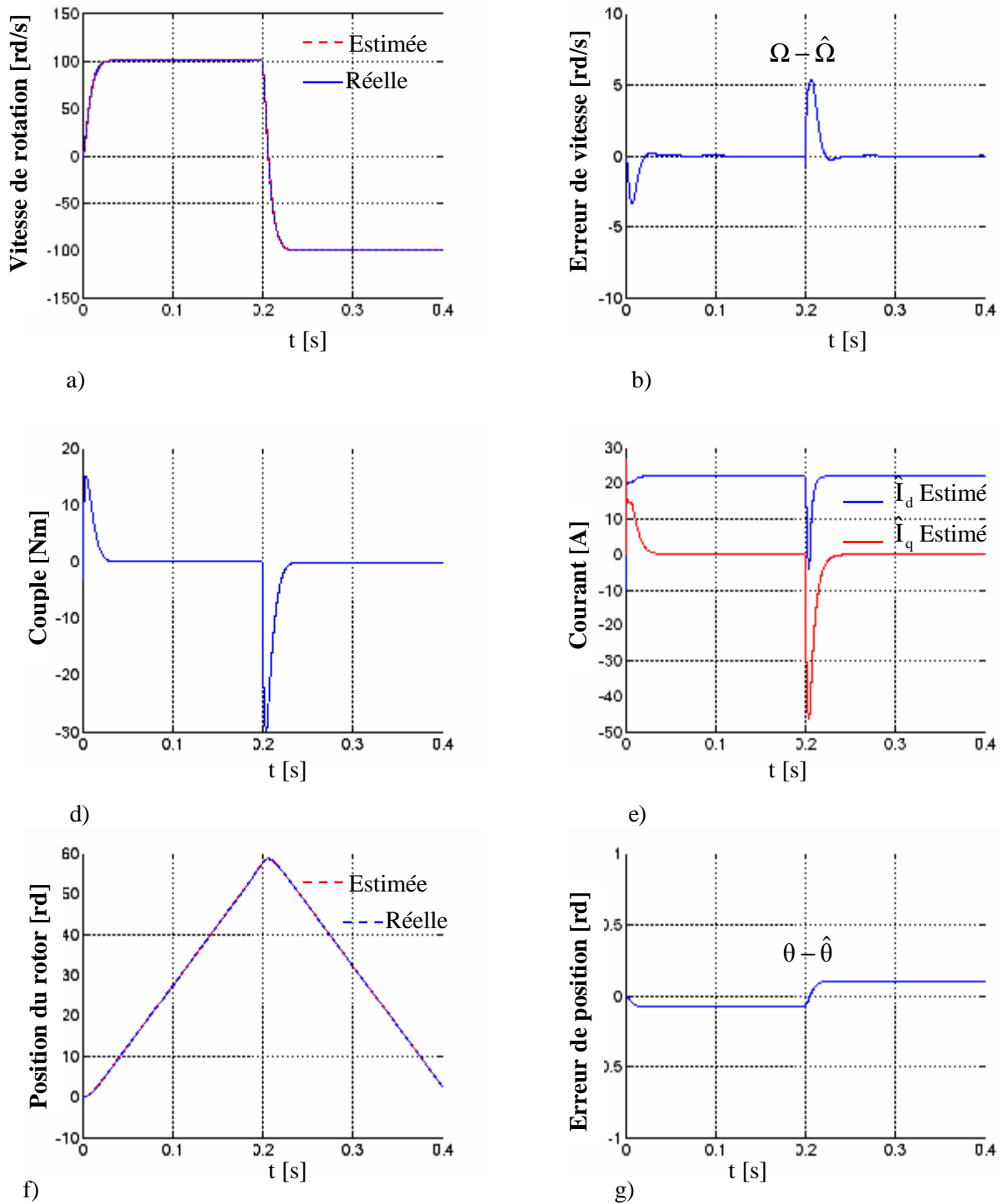


Fig.4.10 Résultats de simulation de la DTC utilisant le FKE pour un démarrage à vide avec suivi d'une inversion de sens de rotation à $t=0.2s$

- a) Vitesse de rotation réelle et estimée ± 100 [rd/s]
- b) Erreur d'estimation de la vitesse
- c) Couple électromagnétique estimé
- d) Composantes du courant statorique estimés
- e) Angle de position du rotor estimée et réelle
- f) Erreur d'estimation d'angle de position du rotor

3.9.3. Teste de la DTC à basses vitesses

Pour évaluer la robustesse de la DTC de la DTC-SVM de la MSAP utilisant le FKE vis-à-vis des variations brusques de basse vitesse de rotation, on applique un changement de la consigne de vitesse de $+30$ à -30 rad/sec, à partir de l'instant $t=0.2$ sec. Les résultats sont mentionnés sur les figures (4.11) (4.12)

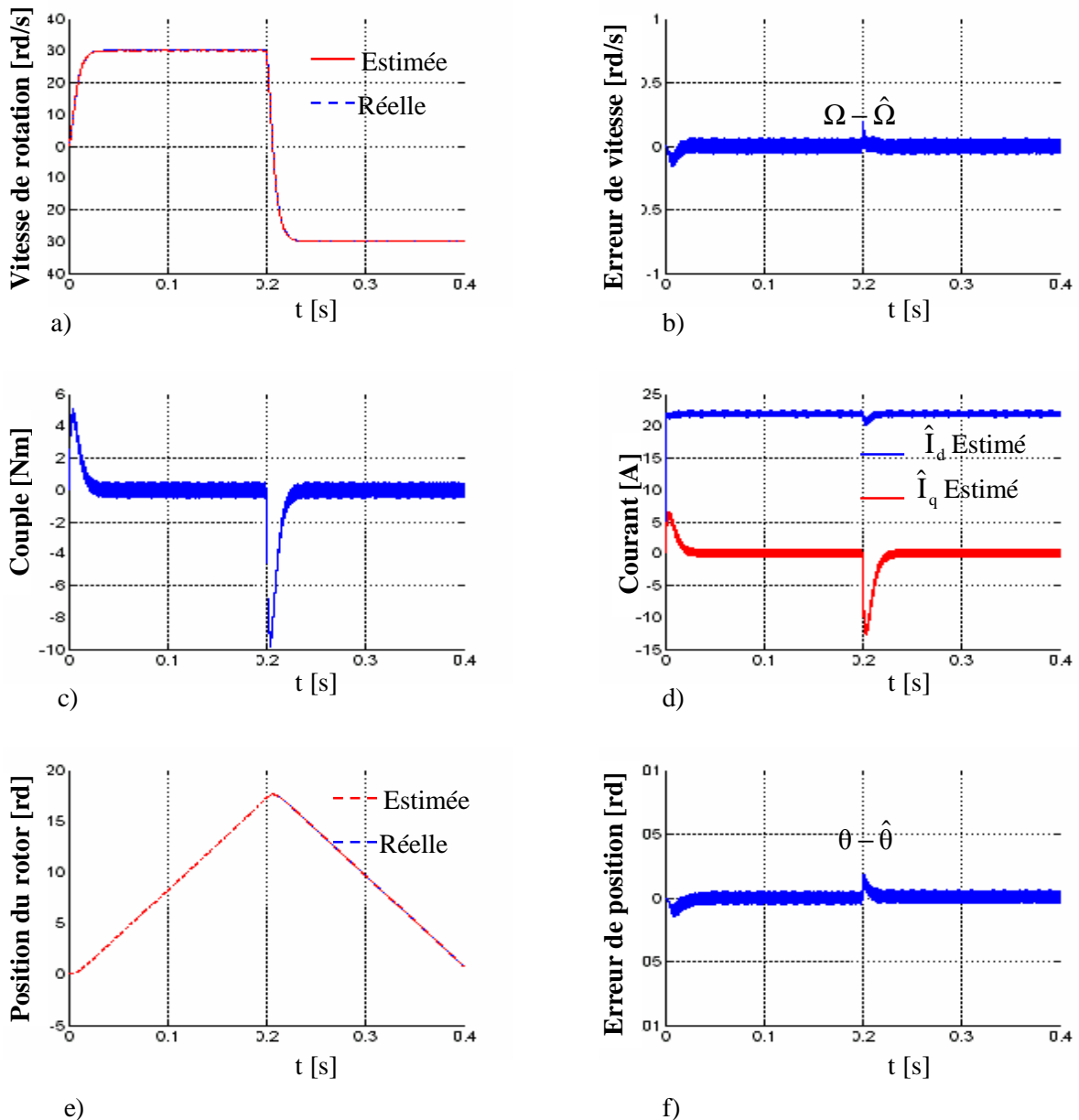


Fig.4.11 Résultats de simulation de la DTC utilisant le FKE pour un démarrage à vide suivie d'une avec inversion de sens de rotation à $t=0.2$ s

- a) Vitesse de rotation réelle et estimée ± 30 [rd/s]
- b) Erreur d'estimation de la vitesse
- c) Couple électromagnétique estimé
- d) Composantes du courant statorique estimés
- e) Angle de position du rotor estimé et réel
- f) Erreur d'estimation d'angle de position du rotor

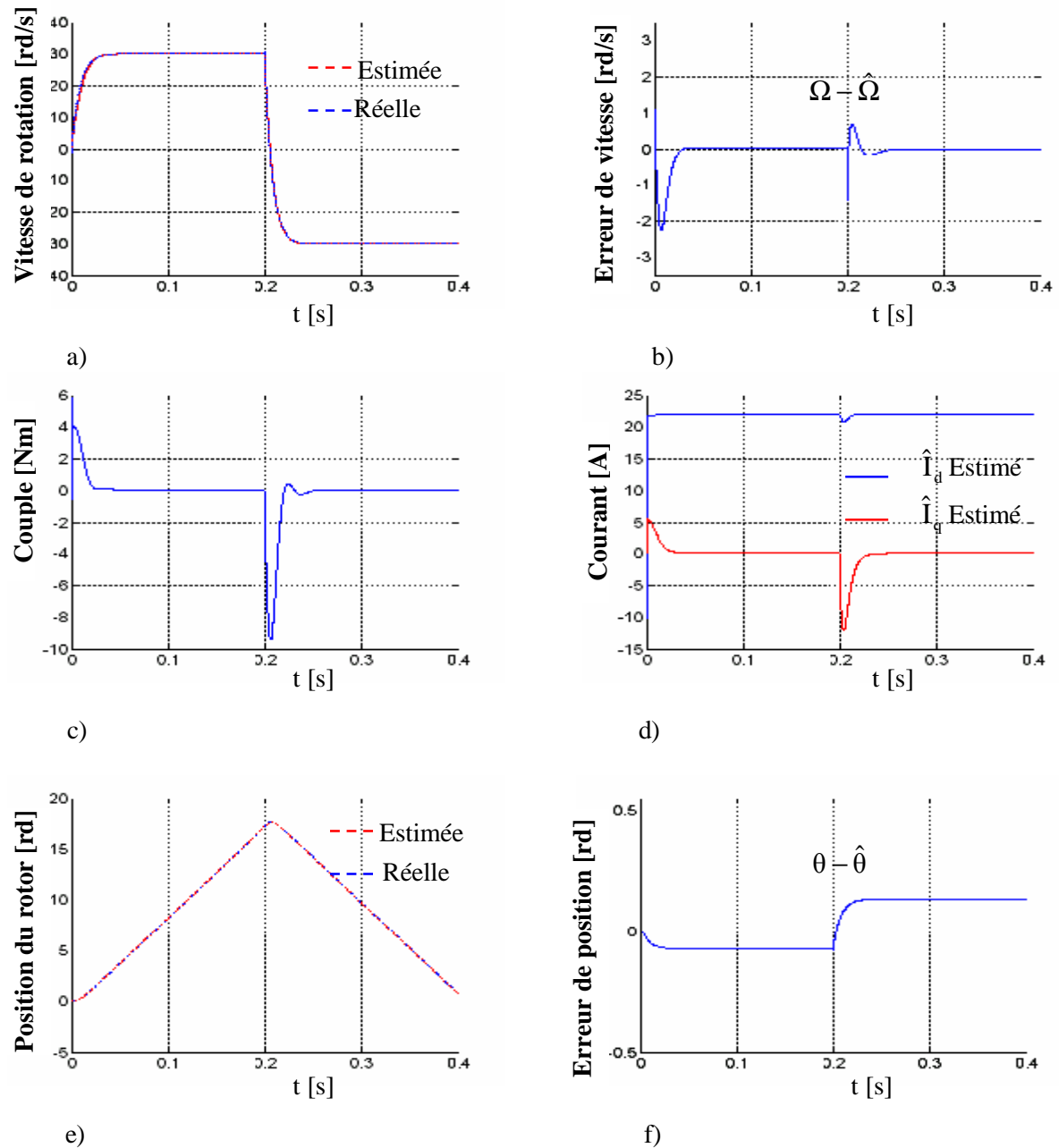


Figure 4.9 Résultats de simulation de la DTC utilisant le FKE pour un démarrage à vide suivie d'une avec inversion de sens de rotation à $t=0.2s$

D'après ces résultats, on constate qu'au régime transitoire et au régime permanent la vitesse estimée suit bien la vitesse réelle et aussi la position estimée suit bien la position réelle, avec erreurs acceptable lors du démarrage et inversion du sens de rotation. Donc, l'estimation de la vitesse mécanique et de la position se fait d'une façon satisfaisante. On peut

conclure que ce filtre de Kalman étendu manifeste bien une robustesse vis-à-vis de la variation brusque de la vitesse de référence

Conclusion

Dans ce quatrième chapitre on a présenté la commande direct du couple (DTC) et la commande direct du couple utilisant la MLI vectorielle (DTC-SVM) de la MSAP avec l'association de l'onduleur on utilisant le filtre de Kalman étendu à la vitesse mécanique du rotation, la position électrique du rotor, le couple de charge et à la résistance statorique.

Des testes de simulation sont faits en temps discret pour examiner la robustesse de ce filtre ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement.

En effet, les résultats de simulation montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse lors de l'application du couple de charge et l'inversion du sens de rotation.

Les réglages des matrices Q et R ont été effectués par des essais en simulation afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant le compromis entre la dynamique et les erreurs statiques.

CONCLUSION GENERALE

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Cette évolution a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que: encombrement, fragilité, coût, ... etc.

Dans ce contexte

A l'issue du présent travail concernant une étude par simulation d'une commande direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique de vitesse et de position basée sur la théorie des observateurs d'état, en utilisant le Filtre de Kalman Etendu, 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, deux types de commande d'onduleur ont été appliquée : la modulation de largeur d'impulsions (MLI) à hystérésis et la modulation vectorielle (MLI vectorielle ou SVM). La comparaison entre ces deux techniques nous a montre les avantages apportés par l'utilisation de la technique SVM qui sont: la minimisation des oscillations des grandeur 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. Deux méthodes sont présentées : commande direct du couple DTC classique utilisant les tables de vérité de sélection de vecteurs optimaux et les régulateurs d'hystérésis et la commande direct du couple DTC-SVM utilisant la modulation vectorielle SVM.

La nouvelle méthode (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nulle. 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 3. Cette méthode est simple et facilement

réglable. Les tables de vérité de sélection de vecteurs optimaux et les régulateurs d'hystérésis de la DTC classique ont été éliminées et, en conséquence, les problèmes associés à ces fonctions. L'obtention de la grandeur de commande pour le convertisseur est réalisée simplement à partir des projections des vecteurs du flux statorique estimé et de la consigne sur les coordonnées ($\alpha \beta$) liée au stator de la machine.

Dans la quatrième partie on a présenté une commande directe du couple (DTC et DTC-SVM) utilisant un observateur d'ordre complet basé sur le filtre de Kalman étendu à la vitesse mécanique de rotation, la position électrique du rotor, le couple de charge et à la résistance statorique. On a bien détaillé les étapes d'élaboration de l'algorithme d'estimation du filtre Kalman. Des tests de simulation sont faits en temps discret pour examiner la robustesse de ce filtre ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement.

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

- L'utilisation d'un observateur d'ordre réduit, pour réduire la dimension de l'observateur et donc du temps de calcul qui facilitant l'implantation de l'opération d'observation sur un dispositif en temps réel.
- L'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones) pour remplacer les régulateurs classiques 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 utilisés dans la technique SVM.
- Adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande directe du couple sans capteur mécanique 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 :	$R_s = 1.4 \text{ } \Omega$
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	$F_t = 0.00038818 \text{ N.m / rd/s}$

Bibliographie

- [1] J. Persson, " Innovative Standstill Position Detection Combined With Sensorless Control of Synchronous Motors", Thèse de doctorat, EPEL, No 3221, Lausanne, 2001.
- [2] F.Bonvin, "Analyse et mise en oeuvre des méthodes de commande sans capteur pour moteurs synchrones à aimants permanents ", Thèse de doctorat, EPEL, No 2354, Lausanne, 2001.
- [3] S. Baris Ozturk, " Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control Of PMSM using Hall-Effect Sensors ", Thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005.
- [4] R. Lateb, " Modelisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006.
- [5] E. Poirier, " Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machines à courant alternatif ", Thèse de Doctorat Faculté d'ingénierie, Université de Monton, 2001.
- [6] C. Shah, " Sensorless Control of Stepper Motor Using Kalman Filter " Thesis of Doctoral, Faculty d'ingénierie, Master of Science in Electrical Engineering at the Cleveland State University, December 2004.
- [7] B. Multon, " Application des aimants aux machines électriques ", ENS Cachan – Antenne de Bretagne, Notes de cours version 2006.
- [8] Thomas J. Vyncke, René K. Boel and Jan A.A. Melkebeek, " Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors – An Overview ", 3RD IEEE Benerlux Young Researchers Symposisium in Electrical Power Engineering 27-28 APRIL 2006.
- [9] Y.Amara, " Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride ", Thèse préparée au Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique de l'ENS de Cachan UPRESA CNRS 8029.
- [10] G.Octavian cimuca, " Systeme Inertiel de stockage d'énergie associe à des générateurs éoliens ", Thèse de Doctorat Ecole de Hautes études d'ingénieurs (EH) De Lille, No d'ordre 2005 :27.

- [11] B. Tounsi, " Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006.
- [12] D. Dolinar, " Electrical Machines Modelling and Contrôle", Thèse de Doctorat Université d'Artois Faculté des Sciences Appliquées (F.S.A.) Bethune, France April 2001.
- [13] Kyo-Beum Lee and Frede Blaabjerg, " Improved Direct Torque Control for Sensorless Matrix Converter Drives with Constant Switching Frequency and Torque Ripple Reduction ", International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 4, no. 1, pp. 113-123, February 2006.
- [14] Y.V. Siva Reddy and M. Vijay Kumar, " Direct Torque Control Of Induction Motor Drive Based On Random Position SVPWM For Reduction Of Acoustical Noise ", ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. Vol.1, No4, December 2006.
- [15] Marcin Żelechowski, M. Sc, " Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive " Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.
- [17] B. Multon, " Les Machines Synchrones Autopilotées ", Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2004 ISBN : 2-909968-63-4.
- [18] H .Yantour, J.Saadi A.Khoumsi, " Modelisation et simulation d'une Commande Direct du Couple Appliquée à la Machine Asynchrone (DTC) ", 6e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc.
- [19] D. Ocen, " Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor ", Master's Degree Project Stockholm, Sweden 2005 IR-RT-EX-0509.
- [20] Nuno M. Silva, António P. Martins, Adriano S. Carvalho, " Torque and Speed Modes Simulation of à DTC-Controled Induction Motor ", Proceedings of the 10th Mediterranean Conference on Control and Automation - MED2002 Lisbon, Portugal, July 9-12, 2002.
- [21] Babak Nahid Mobarakeh, " Commande Vectorielle sans Capteur Mecanique des Machine Synchrones à Aimants Permanents : Methodes, Convergence, Robustesse, Identification en Ligne des Parametres ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Lorraine décembre 2001.

- [22] B. Nahid Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, F.M. Sargos, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des MSAP avec estimation de la résistance statorique ", JCGE '01, Nancy, France, novembre 2001.
- [23] R.Abdessemmed, M.Kadjoudj, " Modélisation des Machines Electriques ", Presses de l'Université de Batna ,1997.
- [24] T.Djamel, " Contrôle du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse et de Position " Thèse de magister, Université de BATNA, Juin 2005.
- [25] S.Belkacem, " Etude comparative des performances statiques et dynamiques d'un contrôle de découplage et d'un DTC d'un moteur à Induction alimenté par un convertisseur statique ", Thèse de magister, Université de BATNA, Juillet 2005.
- [26] D. Swierczynski, M. Kazmierkowski, F Blaabjerg, " DSP Based Direct Torque Control of à Permanent Magnet synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) ", 0-7803-7369-3/02/\$17.00©2002 IEEE.
- [27] Jos'é Rodr'iguez, Jorge Pontt, C'esar Silva, Samir Kouro and Hern'an Miranda, "A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines With Space Vector Modulation ", 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.
- [28] M. P. Kazmierkowski, M. Zelechowski, D. Swierczynski",Simple DTC-SVM Control Scheme for Induction and PMSynchronous Motor" XVII International Conference on Electrical Machines, ICEM 2006 September 2-5, 2006 Chania, Crete Island, Greece.
- [29] Zhuqiang Lu, Honggang Sheng, Herbert L.Hess, Kevin M Buck, " The Modeling and Simulation of a Permanent MegnetSynchronous Motor with Direct Torque Control Based on Matlab/Simulink ", University of Idaho, Moscow, Idaho USA,2005 IEEE, pp.7803-8987.
- [30] Leila Parsa, " Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors".Thesis of doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May 2005.
- [31] A. Kaddouri, " Étude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
- [32] A. Bilal, " State Estimation Techniques For Speed Sensorless Fieled Oriented Control of Induction Motor ". Thesis of doctoral the Middle Est Technical University, August 2003
- [33] T. Hanene, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone " Mémoire de Magister, Université de Batna 2006.

- [34] B.P.Panigrahi, Dinkar Prasad, S. SenGuptu, " A simple hardware realization of switching table based direct torque control of induction motor ", Electric Power Systems Research 77 (2007) 181-190.April2006.
- [35] A. Ameer, "Commande sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants" Mémoire de Magister, Université de Batna 2005
- [36] S. Senini, P.Wolfs, " Space Vector Modulation – A Novel Implementation using Integer Microcontrollers " IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, No 4, July, 2000
- [37] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, " Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs" Energy Conversion and Management, Vo.48, Issue 12, December 2007, pp 3120-3134.
- [38] A. Paladugu, H. Chowdhury" Sensorless control of inverter-fed induction motor drives" Electric Power Systems Research, Vol. 77, Issues 5-6, April 2007, pp. 619-629.
- [39] R. Akbar, R. Abbas, K. Mohammad, S. Ali, " High Performance Direct Torque Control of a PMSM using Fuzzy Logic and Genetic Algorithm" ,Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEEE, Vol.2, 3-5 May 2007,pp.932–937.
- [40] A. Goedtel, I. da Silva and P. Jose, A. Serni, "A hybrid controller for the speed control of a permanent magnet synchronous motor drive" ,Control Engineering Practice, Vol.16, Issue 3, March 2008, pp. 260-270.
- [41] S.Baris Ozturk, Modelling, simulation and analysis of low-cost direct torque control of PMSM using hall-effect sensors, Master of Science, Texas University, December 2007.
- [42] Z. hilmi bin ismail, "Direct torque control of induction motor drives using space vector modulation (dtt-svm)", Master of Engineering Faculty of Electrical Engineering Malaysia, November, 2005.
- [43] M. Kadjoudj, N. Goléa and M.E.H Benbouzid " Problems of Stator Flux Estimation in DTC of PMSM Drives", Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 2, No. 4, 2007,pp. 468-477.
- [44] T. Vyncke, K. Boel and A. Melkebeek, "direct torque control of permanent magnet synchronous motors – an overview", IEEE symposium in electrical power engineering 27-28 April 2006, belgium.
- [45] S. Benagguone, S. Belkacem and R. Abdessemed, "Sensorless direct torque control of PMSM drive with EKF estimation of speed, rotor position and load torque observer",Al-Azhar University Engineering Journal, JAUES, Egypt, Vol. 2, No. 5 Apr. 2007.

- [46] C. Bian Shuangyan R. Liangyu Ma Sensorless "DTC of Super High-speed PMSM", Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics August 18 - 21 Jinan, China, 2007,
- [47]C. Yongjun¹, H. Shenghua¹, W. Shanming¹, W. Fang, "Direct Torque Controlled Permanent Magnetic Synchronous Motor System Based on the New Rotor Position Estimation", Proceedings of the 26th Chinese Control Conference July 26-31, 2007, Zhangjiajie, Hunan, China
- [48] M. P. Kazmierkowski, M. Zelechowski, D. Swierczynski",Simple DTC-SVM Control Scheme for Induction and PMSynchronous Motor" XVII International Conference on Electrical Machines, ICEM 2006 September 2-5, 2006 Chania, Crete Island, Greece.
- [49]M. Sc. Dariusz Świerczyński, " Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.