

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



Mémoire de Fin d'Études

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Commande Electrique

Présenté par

SALAH LAOUID et MIDA REDOUANE

Thème

**La commande non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents
(MSAP)**

Soutenu le 25/05/2016. Devant le jury composé de :

M. MESBAHI Nadir	Maitre de conférences	Président
M. BESSOUS Nouredine	Maitre de conférences	Rapporteur
M. BABA ELARBI Idris	Maitre de conférences	Examineur

Dédicace

Je dédie ce mémoire :

A mon cher père et ma chère mère

A mes frères

DEDICACE

A mes toutes sœurs

A tous mes amies

A mes collègues de la promotion 2015/ 2016

A tout ceux qui m'ont aidée à réaliser ce mémoire.

IAOUID Salah

MIDA Redouan

Sommaire

NOTATION ET SYMPOLE

Sommaire

<i>Introduction générale</i>	01
Chapitre 01 : Modélisation de l'ensemble MSAP – convertisseur	03
Introduction	03
1.1. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent	03
1.1.1 Le stator	04
1.1.2 Le rotor	04
1.1.2.1. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP	04
1.1.2.2 Disposition des aimants au rotor	04
1.2. Avantages et domaines d'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents	06
1.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	06
1.3.1 Mise en équations du modèle de MSAP	07
1.3.1.1 Équations électriques	08
1.3.1.2 Équations magnétiques	08
1.3.1.3 Équation mécanique	10
1.3.2. Application de la transformation de Park à la MSAP	12
1.3.2.1. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes d-q	13
1.3.2.2. Equations des flux	14
1.3.2.3. le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axes d-q	14
1.3.2.4. Équation de la puissance instantanée	14
1.3.2.5. Équation de couple électromagnétique	15
1.3.3. équations d'états de la MSAP	15
1.4. Bloc de simulation du MSA	17
1.5. Résultats de simulation	17
1.6. modélisation du convertisseur	18
1.6.1 Système d'alimentation	19

1.6.2.Modélisation du redresseur et du filtre associés à l'onduleur	19
1.6.2.1.Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes	20
1.6.2.2.Modélisation du filtre de la tension redressée	20
1.6.2.3. Modélisation et commande de l'onduleur de tension	20
1.6.2.3.1. Modélisation de l'onduleur	20
1.6.2.3.2. Commande de l'onduleur	23
1.7. Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI à hystérésis	25
<u>1.8.Conclusion</u>	<u>26</u>
Chapitre 02 :Contrôle direct de couple de la MSAP	27
Introduction	27
2.2 PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE...	27
2.3 FONCTIONNEMENT ET SÉQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION	29
2.4 STRATÉGIE DE COMMANDE DIRECTE DE COUPLE ET DE FLUX	30
2.4.1. Contrôle du vecteur de flux statorique	30
2.4.2. Contrôle du couple électromagnétique	31
2.5 SÉLECTION DU VECTEUR DE TENSION	32
2.6 ESTIMATION DU FLUX ET DU COUPLE	33
2.6.1 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux	35
2.6.2 Correction de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux	36
2.7 . Élaboration de table de commutation	37
2.7.1. Élaboration de table de commutation avec séquences nulles	37
2.7.2 Élaboration de la table de commutation sans séquences nulles	38
2.8. régulateur de vitesse	38
2.8. Structure générale de la DTC appliquée au MSAP	40
2.9. simulation et interprétation :	41

2.9.1. simulation de la commande par DTC sans boucle de vitesse	41
2.9.1.1. schéma bloc de simulation	41
2.9.1.2. resetâtes de simulation	41
2.9.2. simulation de la commande par DTC avec boucle de vitesse	43
2.9.2.1. schéma bloc de simulation	43
2.9.2.2. resetâtes de simulation	43
2.9.2.2.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	43
II-9-2-Démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse	45
2.10. Conclusion	47
Chapitre 03 : Commande de la MSAP par DTC aliment par SVM	48
Introduction	48
3.1. Principe de SVM	48
3.2. les étapes de la réalisation d'un MLI vectorielle	50
4.3. schéma bloc de la MLI vectorielle(SVM)	53
.6. résultats de simulation de la MSAP alimente par onduleur de tension SVM	54
4.7. commande directe du couple utilisant la modulation vectorielle DTC- SVM	56
4.7.1. schéma de principe de la commande de MSAP par DTC-SVM	56
4.7.2. model de la MSAP dans le repère d-q	57
4.7.3. théorie de base du DTC-SVM d une MSAP :	57
3.7.3. résultats de simulation de la commande du MSAP par DTC-SVM	59
3.7.3. 1. démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	59
.7.3.2. démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse	61
3.7.3.3. Teste de la DTC-SVM pour les basses vitesse	61
Conclusion	62
Chapitre 04 : Commande non Linéaire d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents	63
. Introduction	63
4-1. Objectif de la commande	63
4-2. Modélisation de la MSAP commandée en tension	63
4-3. Choix des grandeurs de sortie	64

4-4. Calcule du degré relatif	64
4-5. Linéarisation du système	65
4-6 Commande du courant et de la vitesse	66
4-6-1. Loi de commande interne	66
4-6-2. Loi de commande physique	66
4-7. Simulation	67
4-7-1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge	67
III-8-2. Inversion du sens de rotation	69
4-8. Simulation de la commande non linéaire de la MSAP alimentée par onduleur	71
4-8-1. Présentation du système simulé	71
4-8-2. Résultats de simulation	71
4-9. <i>Conclusion</i>	73
Conclusion générale	74
Bibliographie	76

Introduction

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

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

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

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

1.1. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent



Fig.1.1 Moteur industriel à aimants permanent.

1.1.1 Le stator

Représente la partie fixe de la machine (Fig. 1.1), destinée à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constitué d'un empilage de tôles en acier du silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statoriques triphasés bobinés en fil de cuivre isolés. Les trois bobines sont disposées de telle façon qu'elles constituent un ensemble triphasé couplées 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 aimant permanent. Le choix de l'aimant permanent est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple mécanique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient [7].

➤ Les ferrites : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum. Cet aimant possède des performances modestes mais se sont imposées 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].

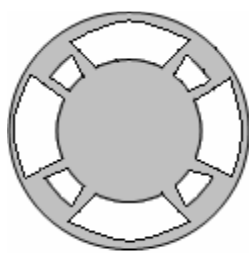
➤ Le samarium cobalt (SmCo_5 , $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) : est beaucoup plus performant en terme de densité volumique d'énergie que les autres types d'aimant de 140 à 200 kJ/m³ pour

le SmCo5 et de 180 à 240[km/m³] pour le Sm₂Co₁₇ 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].

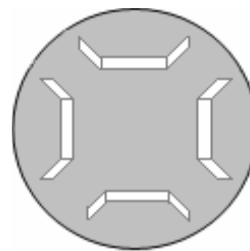
1.1.2.2 Disposition des aimants au rotor

Il existe pour les machines à aimants permanents de nombreuses topologies et types, parmi ces topologies : machines à aimant cylindriques à champ radial, machines à aimant discoïdes à champ axial et machines à aimant à flux traverse [4][1].

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)



(a)



(b)

Fig.1.2 Structure à aimants internes dans l'armature rétorque

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.

➤ 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 rétorque et sont maintenus par collage ou fretage. Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante et de faible valeur le long de l'entrefer [4][1]. On peut obtenir une force électromotrice

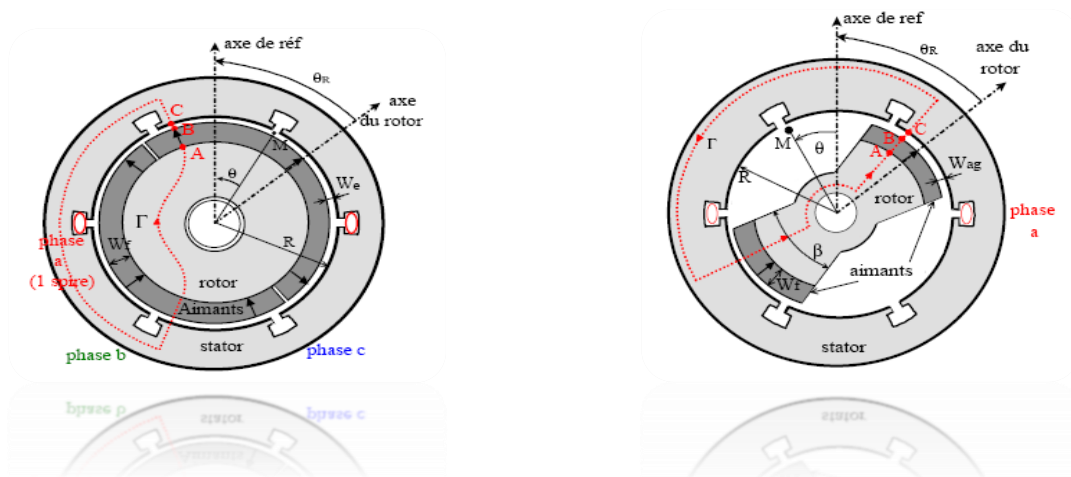
quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple.

➤ Les machines avec pièces polaires ($L_d < L_q$) :

Le rôle des pièces polaires consiste à élève l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure a celle fournie par l'aimant, particulièrement lorsque l'on y ajoute en effet de concentration

géométrique du flux magnétique. A 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 machines avec pièces polaires. Les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants dispose contre le noyau magnétique [4][1].

Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en fonction de tuile aimante radialement. Les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants généralement parallélépipédiques dispos entre les pièces polaires contre un arbre amagnétique .Ces dernier réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevée, ce qui permet d'augmenter le module du champ Dans l'entrefer de façon significative.



a) Machine sans pièce polaire $L_d = L_q$
polaire $L_d < L_q$

b) Machine avec pièce

Fig.1.3 Les différents types des machines

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

La machine synchrone est devenue et concurrente attractive de la machine à induction dans Le domaine des système d'entraînement électriques, sont de plus en plus utilises pour des d'entrainements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, Fonctionnement de longue durée, etc.))[3].

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 permanent est utilisée largement dans plusieurs applications. Comme les machines outils, la robotique et les véhicule électrique, cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants, ce sont des moteurs qui peuvent accepter des courants de Surchage importants pour démarrer rapidement, associes à des variateurs de vitesse électrique, 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) [3][9].

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 [3].

- La répartition des forces magnétomotrice est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches satiriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- 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 aimant permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (1.4) :

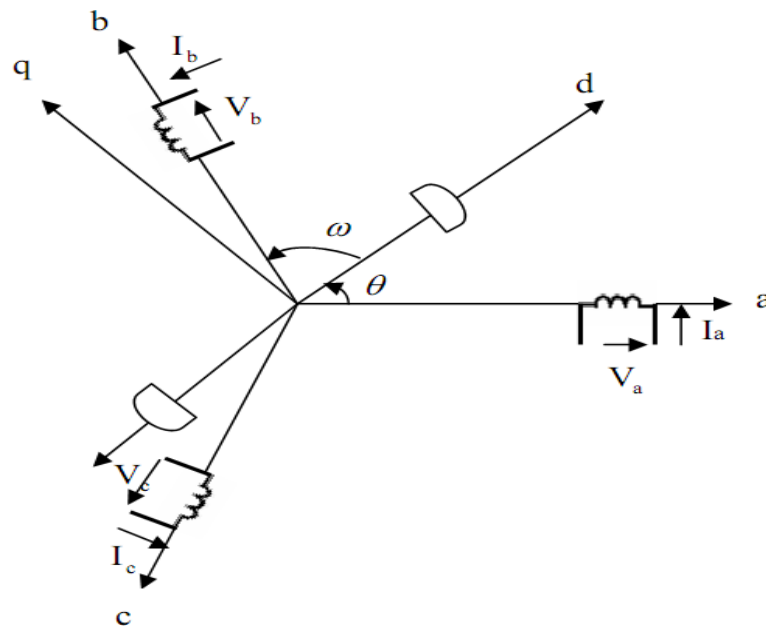


Fig. 1.4 .Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique

Pour le système d'axe de référence au stator abc la phase (a) est choisie 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 fixé 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 d, l'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe, l'angle séparant l'axe d au rotor et l'axe q au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$ [3]. 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 rotor abc reste fixe, ou 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[3][9].

$\omega = p \cdot \Omega$, où p est le nombre de paires de pôles de la machine.

Dans le cadre d'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 :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= R_s I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} &= R_s I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \end{aligned}$$

(1.1)

$$V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt}$$

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 : leur résistance

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

$$\begin{bmatrix} V_{s,a} \\ V_{s,b} \\ V_{s,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & & \\ & R_s & \\ & & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s,a} \\ I_{s,b} \\ I_{s,c} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s,a} \\ \Phi_{s,b} \\ \Phi_{s,c} \end{bmatrix}$$

(1.2)

1.3.1.2 Équations magnétiques

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

$$\begin{aligned} \Phi_{sa} &= L_{aa} I_{sa} + L_{ab} I_{sb} + L_{ac} I_{sc} + \Phi_{ma} \\ \Phi_{sb} &= L_{ab} I_{sa} + L_{bb} I_{sb} + L_{bc} I_{sc} + \Phi_{mb} \end{aligned}$$

(1.3)

$$\Phi_{sc} = L_{ac} I_{sa} + L_{bc} I_{sb} + L_{cc} I_{sc} + \Phi_{mc}$$

Sous forme matricielle on a :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s,a} \\ \Phi_{s,b} \\ \Phi_{s,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & & \\ & L_{ss} & \\ & & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s,a} \\ I_{s,b} \\ I_{s,c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{m,a} \\ \Phi_{m,b} \\ \Phi_{m,c} \end{bmatrix}$$

(1.4)

Avec :

$$\begin{pmatrix} \\ \\ \end{pmatrix} L_{ss} = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ba} & L_{bb} \\ L_{ca} & L_{cb} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_{ac} \\ L_{bc} \\ L_{cc} \end{pmatrix}$$

(1.5)

En désignant par :

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

$[\Phi_{s,abc}]$ = La matrice du flux de fuite du à l'aimant permanent

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

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

Dans les équations (1.3) (1.5), on suppose que les inductances mutuelles sont système 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][49].

$$L_{aa} = L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta)$$

$$L_{bb} = L_{s1} + L_{s0} - \left[L_x \cos 2\theta \right] + \frac{2\pi}{3}$$

(1.6)

$$\begin{pmatrix} \\ \\ \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned}
L_{cc} &= L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos 2\theta - \frac{2\pi}{3} \\
L_{ab} &= L_{ba} = -\frac{1}{2} L_{s0} - L_x \cos 2\theta - \frac{2\pi}{3} \\
L_{bc} &= L_{cb} = -\frac{1}{2} L_{s0} - L_x \cos (2\theta) \\
L_{ac} &= L_{ca} = -\frac{1}{2} L_{s0} - L_x \cos 2\theta + \frac{2\pi}{3}
\end{aligned}
\tag{1.7}$$

La matrice des inductances L_{ss} est sous forme :

$$\begin{aligned}
(L_{ss}) &= \begin{pmatrix} L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta) & -\frac{L_{s0}}{2} \left(L_x \cos 2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\left(\frac{L_{s0}}{2} - L_x \right) \cos 2\theta + \frac{2\pi}{3} \\ -\frac{L_{s1}}{2} \left(L_x \cos 2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{s1} \left(L_{s0} - L_x \cos 2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos 2\theta \\ -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos 2\theta + \frac{2\pi}{3} & -\frac{L_{s0}}{2} - L_x \cos (2\theta) & L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos 2\theta - \frac{2\pi}{3} \end{pmatrix} \\
(2\theta) & \tag{1.8}
\end{aligned}$$

Où, L_{s1} est l'inductance de fuite statorique L_{s0} L_x sont déterminés comme la suit :

$$L_{s0} = \frac{m_s}{2} \pi \mu_o r L \varepsilon_1
\tag{1.9}$$

$$L_x = \frac{m_s}{2} \pi \mu_o r L \varepsilon_2
\tag{1.10}$$

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 inférieure 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 :

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

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

Où, g_{min} est la longueur minimale de l'entrefer, g_{max} est la longueur maximale de l'entrefer.

Les flux de fuite dus à l'aimant permanent, variables avec la position du rotor :

$$\Phi_{ma} = \Phi_m \cos(\theta) \quad (1.13)$$

$$\Phi_{ma} = \Phi_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\Phi_{ma} = \Phi_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Sous forme matricielle on a :

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

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 l'énergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator.

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

(1.15)

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

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

(1.16)

On note que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles

non linéaires à coefficients variant dans le temps, la solution explicite 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) dite de Park et le modèle (α , β) de Concordia, 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.

Modèle de Park :

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

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

$$\begin{bmatrix} X_{dq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix}$$

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

La matrice de transformation est donnée par:

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

Le facteur $\frac{2}{3}$ est choisit de façon à ce que la matrice $\begin{bmatrix} P_{\theta} \end{bmatrix}$ soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

Alors $\begin{bmatrix} P_{\theta} \end{bmatrix}^{-1}$ devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} P_{\theta} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

L'angle θ est définit comme suit :

$$\theta(t) = \int_{\grave{a}}^t \omega(t) dt$$

Selon le choix de ω , on distingue :

➤ Référentiel lié au stator :

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_{\theta} = \omega_s = 0$$

➤ **Référentiel lié au rotor :**

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est à dire ω_r :

$$\omega_\theta = \omega_r$$

□ □ □ □ □ □

➤ **Référentiel lié au champ tournant :**

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_\theta = \omega$$

ω : Pulsation de l'alimentation

1.3.2. Application de la transformation de Park a la MSAP :

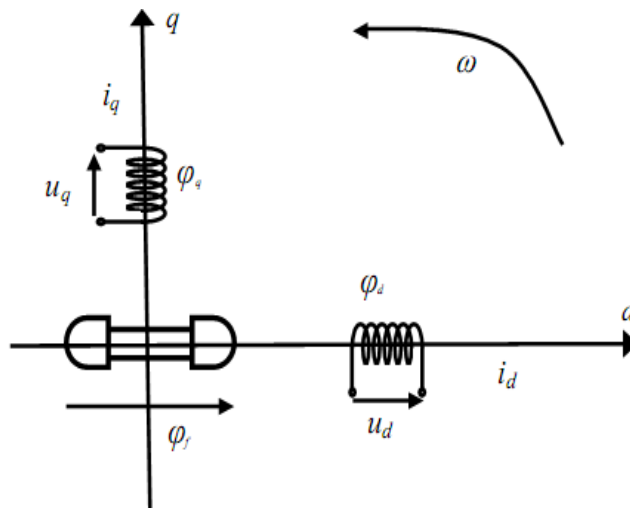


Fig. 1.5. Schéma équivalent de la machine synchrone dans le référentiel de Park.

1.3.2.1 Equations 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 1 équation (1.2) on obtient [3] [49] :

$$V_{dq0} = P_{\theta} V_{abc} \left(P_{\theta} R_s I_{s,abc} + \frac{d}{dt} \phi_{s,abc} \right)$$

$\phi_{s,abc}$

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

$$I_{s,abc} = P_{\theta}^{-1} I_{dq0}$$

$$\phi_{s,abc} = P_{\theta}^{-1} \phi_{dq0}$$

ϕ_{dq0}

On remplace les équations (I.23) dans l'équation (I.22) on obtient.

$$V_{dq0} = P_{\theta} R_s P_{\theta}^{-1} I_{dq0} + P_{\theta} \frac{d}{dt} P_{\theta}^{-1} \phi_{dq0}$$

ϕ_{dq0} (1.25)

Après la dérivé partie de l'équation :

$$\frac{d}{dt} P_{\theta}^{-1} \phi_{dq0}$$

(1.26)

On obtient :

$$V_{dq0} = R_s I_{dq0} + \frac{d}{dt} P_{\theta}^{-1} \phi_{dq0} + \omega P_{\theta}^{-1} \phi_{dq0}$$

En utilisant :

$$P_{\theta} \frac{d}{dt} P_{\theta}^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On remplace l'équation (I.27) dans l'équation (I.26) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix}$$

□ □ □ □ □ □

Puisque le système est équilibré $V_0=0$, on obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega \phi_q$$

□ □ □ □ □ □

$$V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \phi_q + \omega \phi_d$$

1.3.2.2. Equations des flux :

$$\phi_d = L_{s1} + \frac{3}{2}(L_{s0} + L_x) I_d + \phi_m = L_d I_d + \phi_m$$

□ □ □ □ □ □

$$\phi_q = L_{s1} + \frac{3}{2}(L_{s0} + L_x) I_q = L_q I_q$$

1.3.2.3 Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axes d-q :

En reprenant l'équation (1.31) dans l'équation (1.30) précédente on peut écrire.

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q$$

□ □ □ □ □ □

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega L_d I_d + \omega \phi_m$$

Ces équations permettent de dessiner le circuit équivalent de la machine synchrone à aimants permanent dans le système d'axe d-q présenté par la figure (I.6) [3].

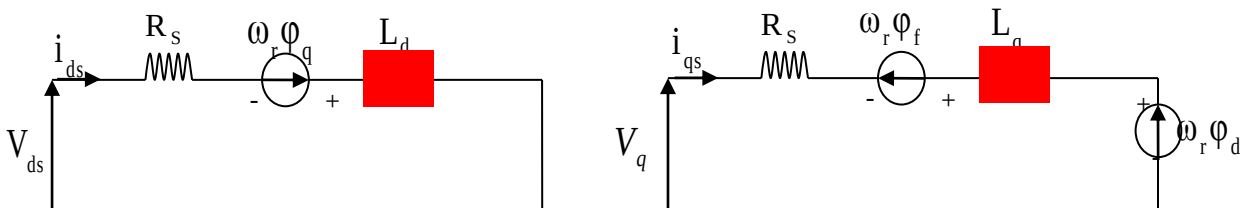


Fig.1.6 Le circuit équivalent de MSAP dans le système d'axe d-q.

1.3.2.4 Equation 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 :

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

□ □ □ □ □ □

En remplace (1.29) dans (1.32) obtient.

$$p(t) = \frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)] + \frac{3}{2} [I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt}] + \frac{3}{2} [\phi_d I_d - \phi_q I_q] \omega$$

□ □ □ □ □ □

Où :

Le 1^{ere} terme : représente les chutes Ohmiques (pertes par effet joule)

Le 2^{eme} terme : représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée

Le 3^{eme} terme : représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer
(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 :

$$P_e = \frac{3}{2} \omega (\phi_d I_d - \phi_q I_q) = \frac{3}{2} P \Omega (\phi_d I_d - \phi_q I_q)$$

□ □ □ □ □ □

$$\omega = P \Omega$$

1.3.2.5 Equation de couple électromagnétique

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMM dans l'entrefer généré par les courants statorique, Il est exprimé par :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{3}{2} P(\phi_d I_d - \phi_q I_q)$$

□ □ □ □ □ □

On remplace (I.30) dans (I.35) on a :

$$C_e = \frac{3}{2} P[(I_d - L_q) I_d I_q + \phi_m I_q]$$

□ □ □ □ □ □

L'équation du mouvement de la machine est :

$$j \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = C_e - C_r$$

□ □ □ □ □ □

C_r : est le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique .

$F\Omega$: est le couple des frottements visqueux .

$j \frac{d\Omega}{dt}$: est le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor.

1.3.3. Equations d'états de la MSAP :

Considérons les tensions (V_d, V_q), et le flux d'excitation ϕ_f comme grandeurs de commande, les courants statorique (I_d, I_q) comme variables d'état et le couple C_r comme perturbation. A partir des équations (1.31), on peut écrire le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} [X \cdot] &= [A][X] + [B][U] \\ [Y] &= [C][X] + [D][U] \end{aligned} \quad (1.39)$$

[A] : la matrice fondamentale qui caractérise le système

[B] : la matrice d'entrée

[C] : la matrice de sortie.

[D] : la matrice de transmission direct.

[U] : le vecteur de commande.

[X] : le vecteur d'état

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} P \Omega I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} P \Omega I_d - \frac{\phi_m}{L_q} P \Omega + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases}$$

□ □ □ □ □ □

$$[X] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}. \quad [U] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_m \end{bmatrix}. \quad [Y] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}.$$

□ □ □ □ □ □

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} P \Omega \\ -\frac{L_d}{L_q} P \Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}. \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} P \Omega \end{bmatrix}. \quad [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

□ □ □ □ □ □

L'équation mécanique est donné par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F \Omega = C_e - C_r$$

□ □ □ □ □ □

$$C_e = \frac{3}{2} P [(I_d - L_q) I_d I_q + \phi_m I_q]$$

$$\Omega = \frac{\omega}{P}$$

□ □ □ □ □ □

A partir des équations (1.40) et (1.43) on peut représenter le MSAP par un schéma bloc illustré par la figure(1.7).

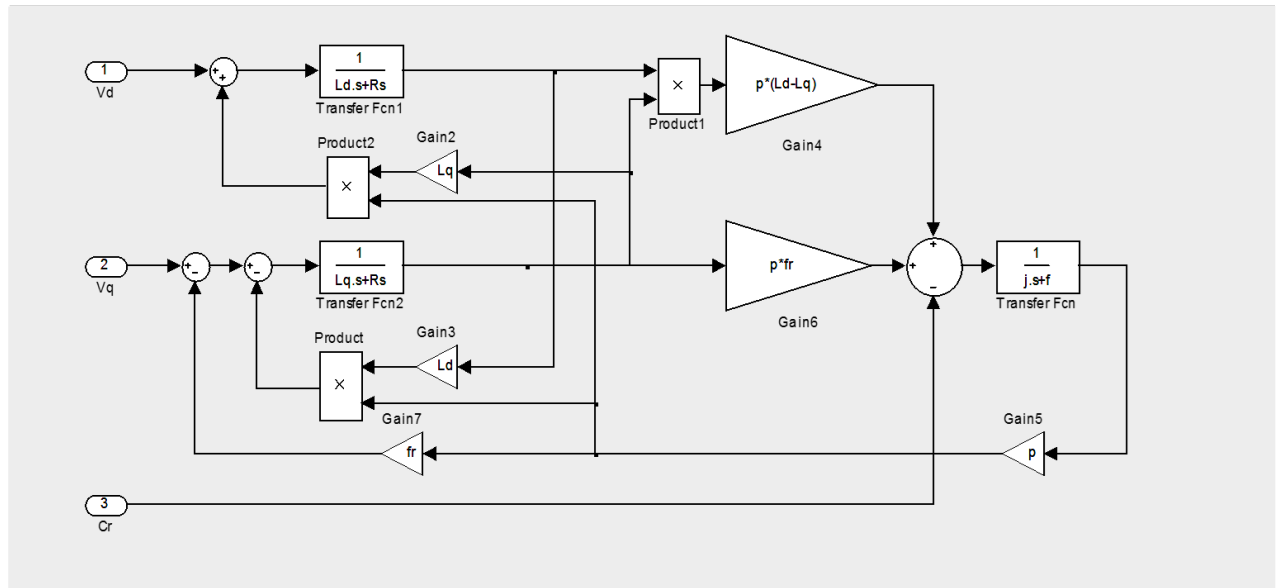


Fig.1.7. Schema bloc de la MSAP dans le référentiel d-q.

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 les trois fonctions de transfert. Deux fonctions de transfert donnant la dynamique rapide (courant) et une fonction qui définit la dynamique lente (vitesse) [3]

1.4. 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

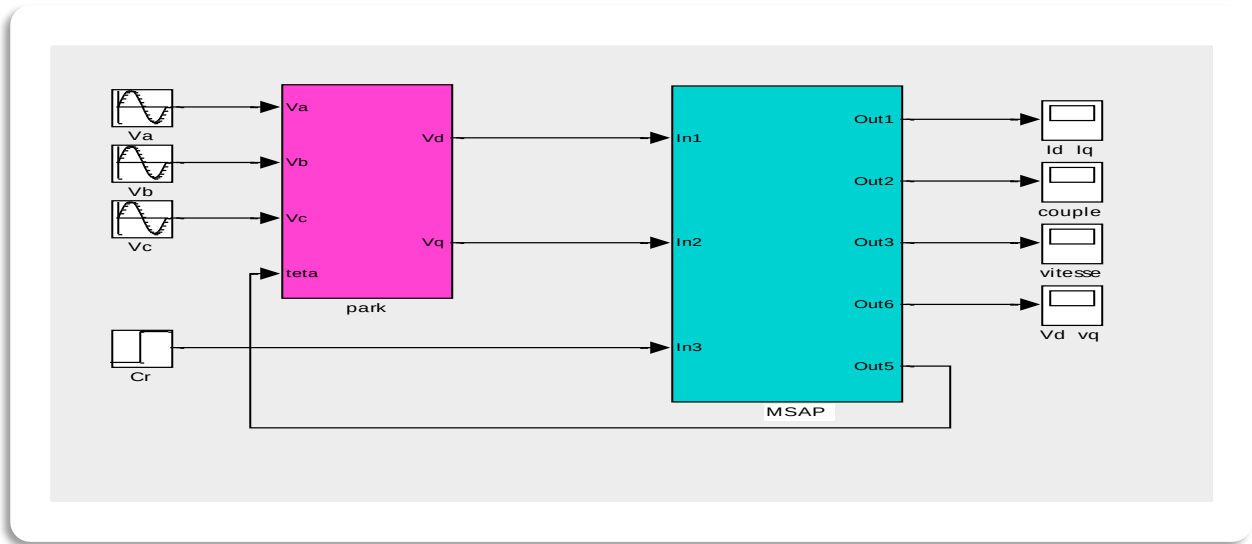


Fig.1.8 Schéma de simulation de la MSAP dans la référentiel d-q.

1.5. Résultats de simulation :

Dans le démarrage la machine à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t=0.5s$ en boucle ouverte.

D'après la simulation obtient le courbe suivant

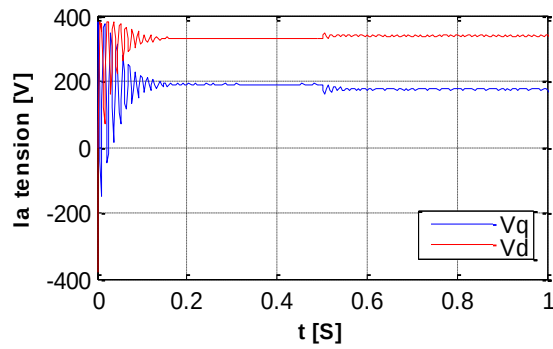
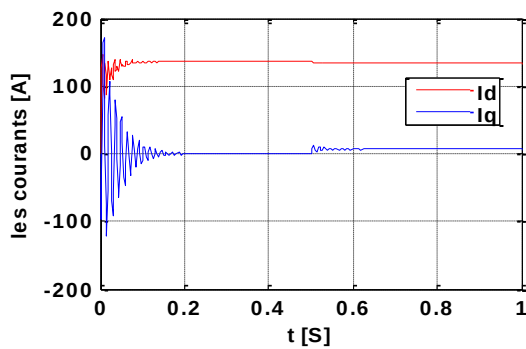


Fig.(
1.9.a
) les
cour
ants
stato

rique

Fig.(1.9.b).les tension statorique

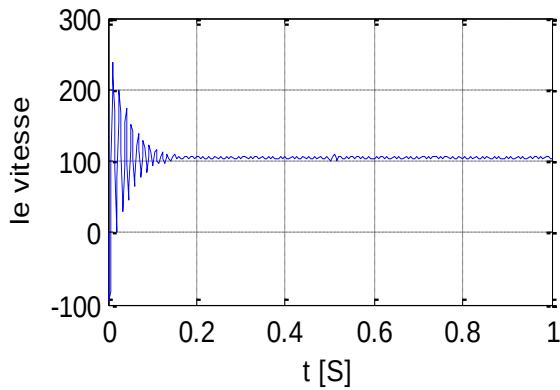


Fig.(1.9.c).vitesse de rotation.
électromagnétique.

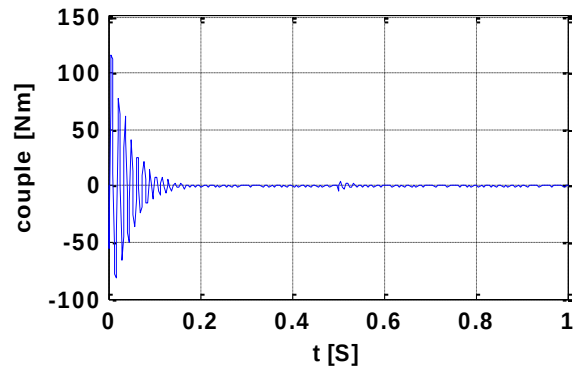


Fig.(1.9.d).couple

- On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire,

sous l'effet de réaction des masses tournantes qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesses négatives très faibles et de courte durée, ce régime qui prend presque 0.18 sec, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 105 rd/sec en régime permanent. Pour un couple nul, cette réponse est assez rapide, car l'inertie de la machine est très faible.

- On remarque aussi que l'allure du couple électromagnétique $C_e = f(t)$ présente aux premiers

instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 170 N.m, puis tendre vers le régime où le couple s'annule.

- D'autre part pour l'allure des courants on constate au début de démarrage des pics assez

importants pendant un temps très court, et cela s'explique par f.é.m. qui est due à une faible vitesse au démarrage, puis s'établit à leurs valeurs en régime permanent.

- 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), puis se stabilise en régime permanent.

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

1.6 Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ces types, cet avantage 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 variant dans le temps, difficiles à étudier, on a montré, le modèle la transformation de Park, le modèle devient linéaire, plus simple et facile à étudier, 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 permis essentiellement de retrouver les résultats classiques du MSAP.

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

2.1. Modélisation du convertisseur :

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système :

La machine synchrone associée a un convertisseur statique. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation du MSAP [1], [4], [10].

2.1.1 Systeme d'alimentation

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

La figure (2.1) illustre le schéma de principe de l'association alimentation- MSAP.

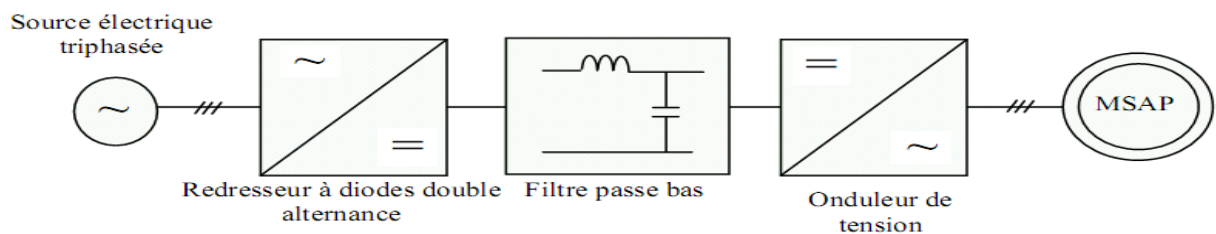


Fig.2.1.schéma de principe de l'association alimentation – MSAP.

2.1.2. Modélisation du redresseur et du filtre associés à l'onduleur :

La tension d'alimentation $U_c(t)$ de l'onduleur associé au MSAP est générée par une cascade composée d'un redresseur et d'un filtre passe-bas schématisée par la figure suivante :

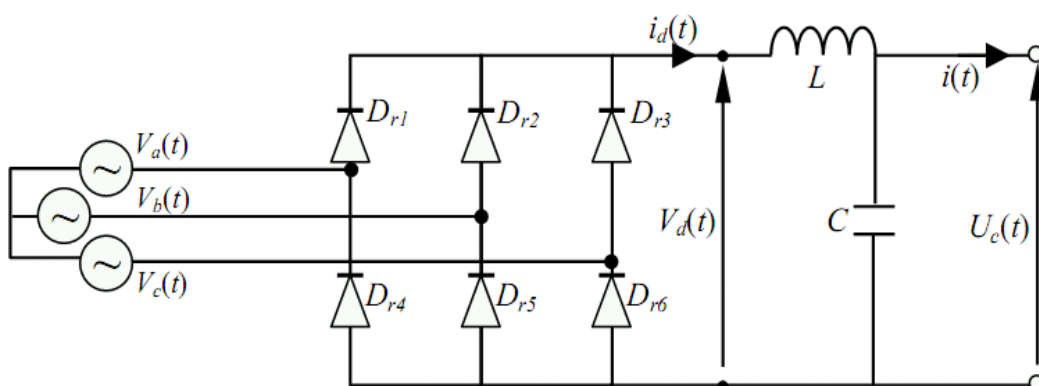


Fig.2.2. Redresseur et Filtre associe a un onduleur de tension triphasé..

2.1.3.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance a diodes :

Ce type de redresseurs comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant

$i_d(t) : D_{r1}, D_{r2}$ et D_{r3} et trois diodes a anode commune assurant le retour du courant

$i_d(t) : D_{r4},$

D_{r5} et D_{r6} . Si l'effet de l'empiétement est néglige, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par [4], [6]

$$U_{rd} = \text{Max} [U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{min}[U_a(t), U_b(t), c(t)] \quad (2.1)$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

2.1.3.2. Modélisation du filtre de la tension redressé :

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), caractérise par les équations différentielles suivantes [2] :

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

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de $V_d(t)$, cette condition nous permet de déterminer L et C .

2.1.3.3. Modélisation et commande de l'onduleur de tension :

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.

2.1.3.3.1. Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur de tension est une structure utilisée pour l'alimentation en tension moyenne des machines synchrones à aimants permanents et aussi les machines asynchrones de forte puissance fonctionnant en vitesse variable. Il est composé de six transistors avec six diodes de roue libre. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

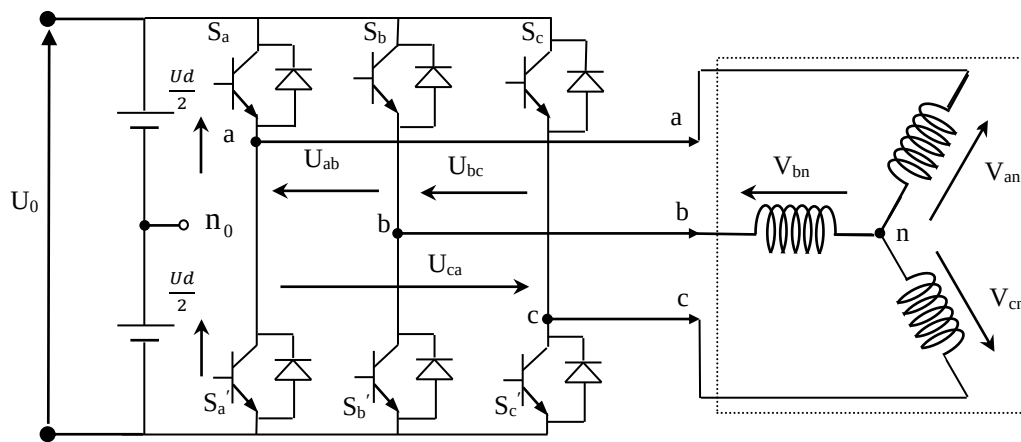


Fig.2.3. représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

L'état des interrupteurs, supposées parfaites preuves être défini par trois grandeurs booléennes de commande $S_i (i=a,b,c)$

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables $S_i=1$
- 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 :

$$U_{ina,b,c} = S_i \cdot U_c - \frac{U_c}{2} \quad (2.3)$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif

$$(2.4) \quad \begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases}$$

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

$$(2.5) \quad \begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases}$$

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

$$(2.6) \quad V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

La substitution de (2.7) dans (2.6) nous donne :

$$(2.7) \quad V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co})$$

En remplaçant (2.9) dans (2.7) on obtient :

$$(2.8) \quad \begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{ao} + \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} + \frac{2}{3} V_{co} \end{cases}$$

L'utilisation de l'expression (2.5) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$(2.9) \quad \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ U_{dc} & -1 & 2 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \\ 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix}$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions dans le plan ($\alpha \beta$), appliquons la transformation triphasée /biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) [6][3].

$$(2.10) \quad \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{an} \\ S_{bn} \\ S_{cn} \end{pmatrix}$$

En replaçant (2.10) dans (2.11) on obtient :

$$(2.11) \quad \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} \\ U_{dc} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix}$$

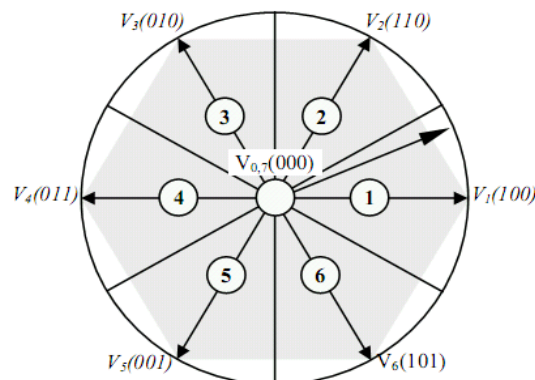


Fig. 2.4. Vecteurs tension d'état d'un onduleur à deux niveaux

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'Impulsion (MLI) à hystérésis et la technique de la MLI vectorielle (SVM)

2.1.3.3.2. Commande de l'onduleur :

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées [3]. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions (MLI) a été choisie pour notre système.

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux:

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

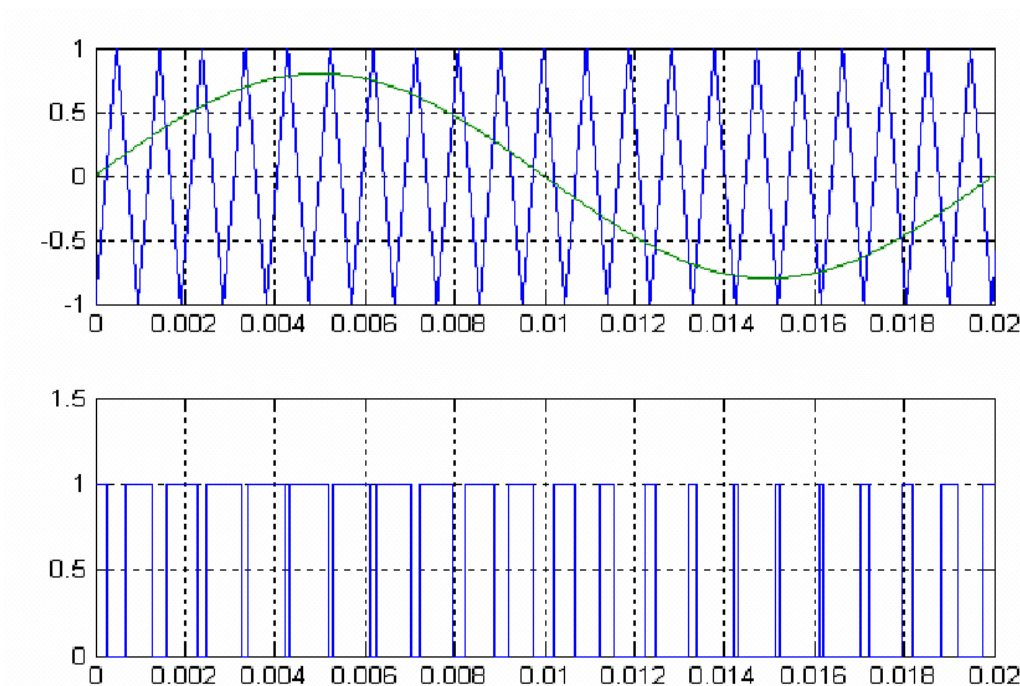


Fig. 2.5. Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse

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 :

$$f_{\text{porteuse}} > 20f_{\text{référence}}$$

(2.12)

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres:

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

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p}$$

(2.13)

I_{mod} : Indice de modulation.

V_m : valeur maximale de la tension de référence.

V_p : valeur de crête de la porteuse.

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

$$V_{1max} = \frac{U_c}{2} I_{mod} \quad (2.14)$$

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

La figure (2.6) illustre le schéma de simulation de la MSAP machine alimentée par un onduleur de tension commandé par la MLI à hystérésis :

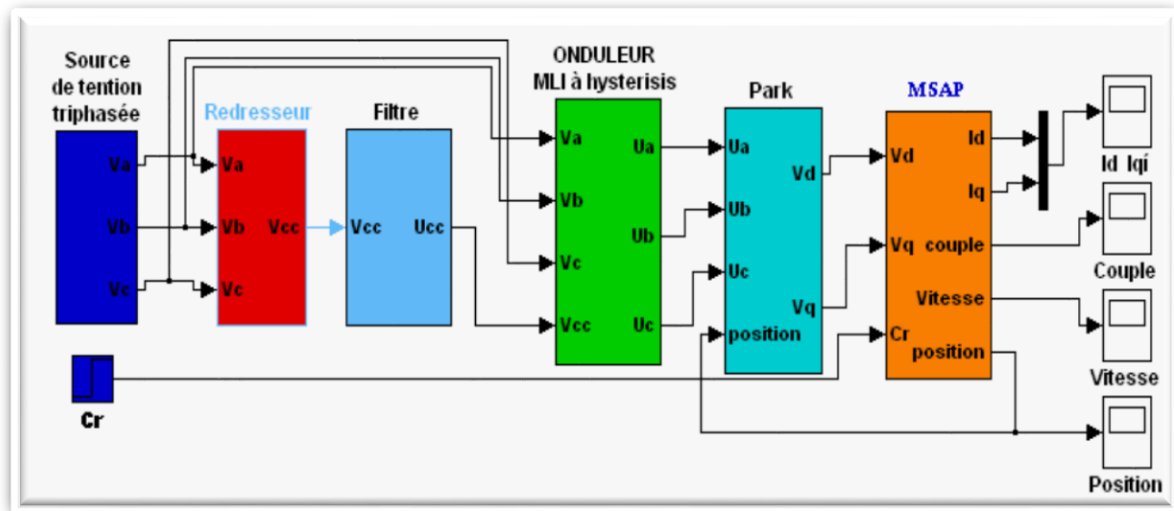


Fig. 2.6 .le schéma de simulation de la

MSAP machine alimentée par onduleur de tension commandé par la MLI à hystérésis

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

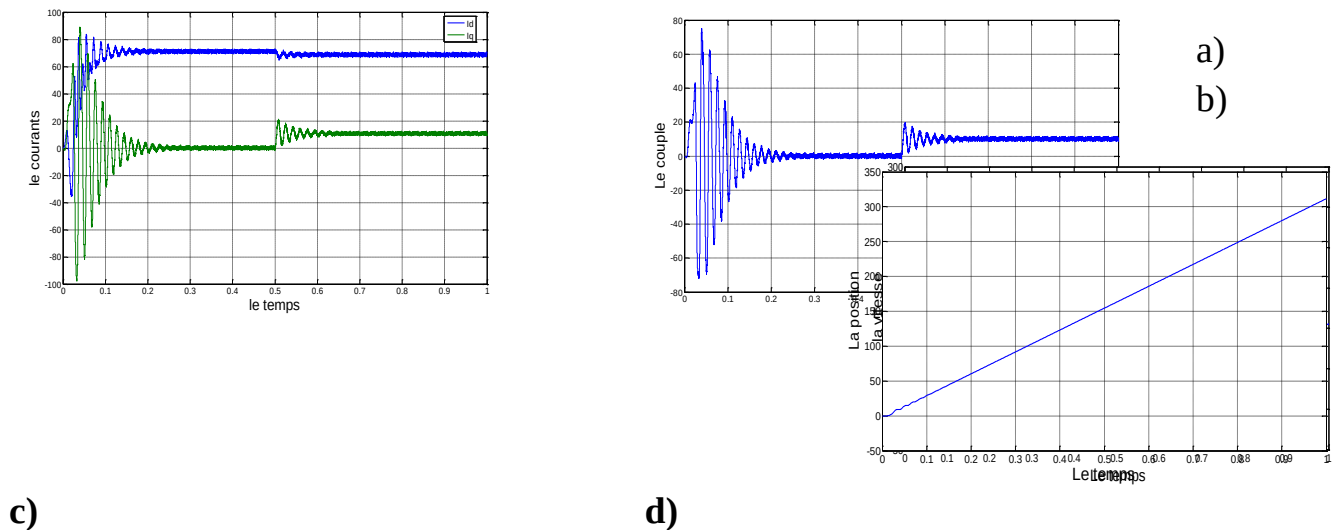


Fig.2.7. Résultats de simulation de la MSAP représentée par le modèle d, q avec l'application d'un charge de 5 N.m à $t=0.5$ s en boucle ouverte.

a- Vitesse de rotation de 105 rd/s
b- Couple électromagnétique
c- Composante i_d . i_q
d- 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'allure 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.

Chapitre 03

Introduction

Dans ce chapitre, il est présenté la commande linéarisante d'un moteur synchrone à aimants permanents alimenté en tension basée sur les concepts développés dans le deuxième chapitre. La linéarisation exacte par retour d'état du système permet un découplage entrée-sortie d'où on pourrait appliquer la théorie des systèmes linéaires pour la synthèse d'une loi de commande.

Avec cette technique de commande, le modèle du moteur est décomposé en deux systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande. La dynamique du système linéarisé est choisie par un placement de pôles.

Les résultats de simulation sont présentés à la fin de ce chapitre. Une étude sur l'alimentation de la MSAP par un onduleur MLI sera présentée.

4-1. Objectif de la commande

Notre objectif, est dans une première étape est de linéariser et découpler le système via une commande linéarisante basée sur un choix adéquat des sorties. Puis dans une deuxième étape de commander les sorties du système ainsi linéarisé (la vitesse

rotorique et le courant statorique i_d qui permettent une linéarisation exacte du système), dans une troisième étape, nous introduisons l'influence de l'onduleur à MLI sur les performances du système déjà réglé.

4-2. Modélisation de la MSAP commandée en tension:

Pour une commande en tension de la MSAP, le modèle complet correspondant dans le repère lié au rotor est obtenu en considérant les vecteurs d'état:

$$\begin{aligned} x &= [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_d \quad i_q \quad \Omega]^T \\ u &= [u_1 \quad u_2]^T = [v_d \quad v_q]^T \end{aligned}$$

Ce modèle est régi par:

$$\dot{x} = f(x) + gu \quad (4.1)$$

Où les champs vectoriels f et g sont:

$$\begin{aligned} f(x) &= \begin{bmatrix} f(x_1) \\ f(x_2) \\ f(x_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} x_1 + p \frac{L_q}{L_d} x_2 x_3 \\ -p \frac{L_d}{L_q} x_1 x_3 - \frac{R}{L_q} x_2 - p \frac{\Phi_f}{L_q} x_3 \\ \frac{p(L_d - L_q)}{J} x_1 x_2 + p \frac{\Phi_f}{J} x_2 - \frac{f}{J} x_3 - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} \\ g &= \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 \\ 0 & g_2 & 0 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

4-3. Choix des grandeurs de sortie

L'objectif consiste à contrôler la vitesse du moteur et forcer la composante longitudinale du courant statorique (i_d) à être nul en tout temps assurant ainsi un fonctionnement à couple maximale [9]. Le vecteur des sorties est donc :

$$y = h(x) = [x_1 \quad x_2]^T = [i_d \quad \Omega]^T \quad (3.2)$$

4-4. Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système [10]. On calcule le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, le quel

correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître l'entrée u .

a- degré relatif du courant i_d

$$\dot{y}_1(x) = \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_g h_1(x) u_d \quad (3.3)$$

avec

$$L_f h_1(x) = f_1(x)$$

$$L_g h_1(x) = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \end{bmatrix}$$

donc le degré relatif de $y_1(x)$ est $r_1 = 1$

b- degré relatif de la vitesse mécanique Ω

$$\begin{aligned} \dot{y}_2(x) &= \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) \\ \ddot{y}_2(x) &= \ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) u \end{aligned} \quad (3.4)$$

avec

$$L_f h_2(x) = f_3(x)$$

$$L_f^2 h_2(x) = f_1(x) p \frac{(L_d - L_q)}{J} x_2 + f_2(x) \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} x_1 + p \frac{\Phi_f}{J} \right) - f_3(x) \frac{f}{J}$$

$$L_g L_f h_2(x) = \begin{bmatrix} g_1 \frac{p(L_d - L_q)}{J} x_2 & g_2 \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} x_1 + p \frac{\Phi_f}{J} \right) \end{bmatrix}$$

Le degré relatif de $y_2(x)$ est $r_2 = 2$

Donc le degré globale du système est $r = r_1 + r_2 = 3$, le système est exactement linéarisable
 $r = n = 3$

n : étant l'ordre du système à contrôler.

4-5. Linéarisation du système

Pour linéariser la dynamique entrée-sortie du moteur, on considère seulement les

dérivées des sorties, on obtint :

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_1(x)p \frac{(L_d - L_q)}{J} x_2 + f_2(x) \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} x_1 + p \frac{\Phi_f}{J} \right) - f_3(x) \frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

$$E(x) = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ g_1 \frac{p(L_d - L_q)}{J} x_2 & g_2 \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} x_1 + p \frac{\Phi_f}{J} \right) \end{bmatrix}$$

$E(x)$ est la matrice de découplage.

Le déterminant de la matrice $E(x)$ est différent de zéro (machine à aimants permanents), donc $E(x)$ est matrice inversible.

Ainsi, la loi de commande par la linéarisation par retour d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left(-A(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right) \quad (3.6)$$

Avec : $v = [v_1 \ v_2]^T$ représente le nouveau vecteur des variables d'entrées.

L'application de la loi linéarisante (3.6) sur le système (3.5) conduit à deux sous système mono-variables linéaires et découplés :

$$\begin{aligned} \dot{h}_1(x) &= v_1 \\ \dot{h}_2(x) &= v_2 \end{aligned} \quad (3.7)$$

4-6 Commande du courant et de la vitesse

4-6-1. Loi de commande interne

Pour assuré une parfaite régulation du courant et de vitesse vers leurs références respectif I_{dref} et Ω_{ref} , les entrées internes v_1 et v_2 sont calculées de la manière suivante [8][11][18].

$$\begin{aligned} v_1 &= k_{id} (I_{dref} - i_d) + \frac{d}{dt} I_{dref} \\ v_2 &= k_{\Omega 2} (\Omega_{ref} - \Omega) + k_{\Omega 1} \left(\frac{d}{dt} \Omega_{ref} - \frac{d}{dt} \Omega \right) + \frac{d^2}{dt^2} \Omega_{ref} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Conduit à la dynamique

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande non linéaire à la vitesse de rotation et donc le système d'entraînement global, on a simulé le système en deux cas; la première est le démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge et la deuxième c'est l'inversion du sens de rotation.

4-7-1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

La figure (4.2) illustre les performances de la commande appliquée au MSAP. Le moteur démarre à vide pour une consigne de 80 rd/s avec application d'un couple de charge de 5 Nm à $t=0.2$ s.

Les résultats de simulation obtenus confirment la nature linéaire et découplée du système en boucle fermée et les réponses obtenus sont satisfaisantes du point de vue poursuite de la consigne.

Les résultats de simulation montre que la vitesse suit bien sa référence sans dépassement avec un temps de réponse court (figure 4.2.a).

Le couple électromagnétique, à vide, se stabilisent au bout d'un temps de 0.2s à une valeur de 0.1 Nm compensant ainsi le couple de frottement, puis à la valeur 5.1 Nm après l'application de la charge (figure 4.2.b).

La réponse des deux composantes du courant statorique i_d et i_q montre bien le découplage introduit par la commande non linéaire de MSAP, ($i_d=0$), le couple dépend seulement de la composante i_q (figure 4.2.c).

Le courant i_a prend une valeur d'amplitude petite à vide et en charge prend une valeur considérable avec une forme sinusoïdale (figure 4.2.d).

vitesse de rotation

couple électromagnétique

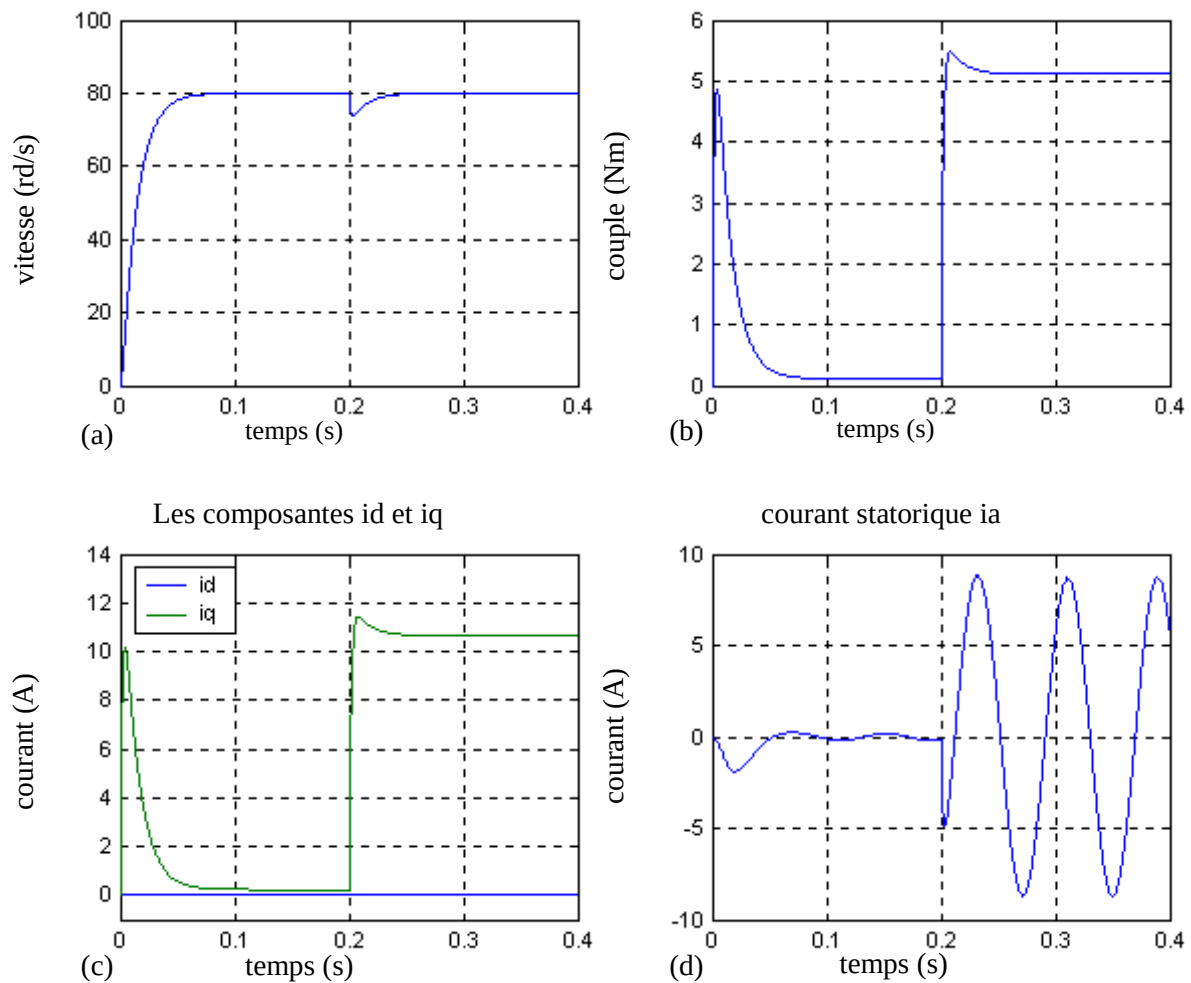


Fig. 4.2 Résultats de simulation de la commande appliquée au MSAP pour un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge de 5 Nm à $t = 0.2$ s

- a- vitesse de rotation pour un consigne de 80 rd/s
- b- couple électromagnétique
- c- composant du courant i_d et i_q
- d- courant de phase i_a

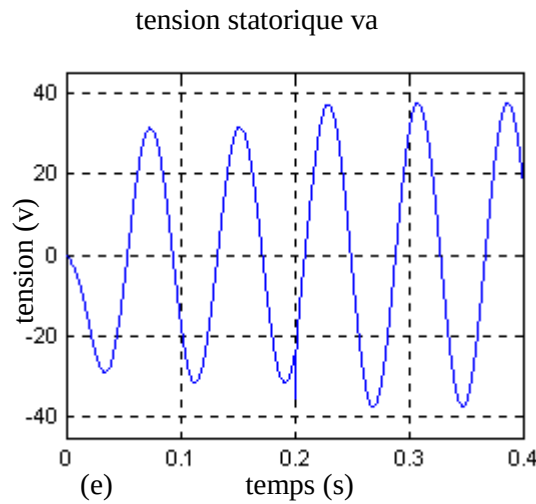


Fig 4.2 Suite de résultats de simulation
e- tension de phase v_a

III-8-2. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. Pour ce faire, on applique une consigne de vitesse égale à 80 re/s pendant une durée de temps $t=0.2s$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à -80 rd/s. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (4.3).

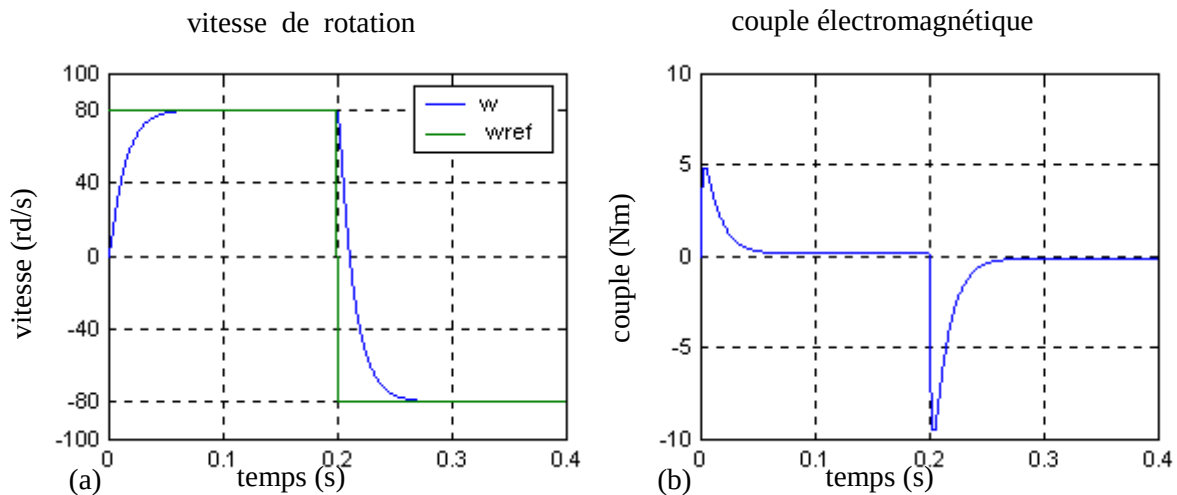


Fig 4.3 Résultats de simulation de la commande appliquée au MSAP pour un démarrage à vide avec inversion de sens de rotation
a- vitesse de rotation à 80 rd/s avec inversion de sens à $t=0.2s$
b- couple électromagnétique

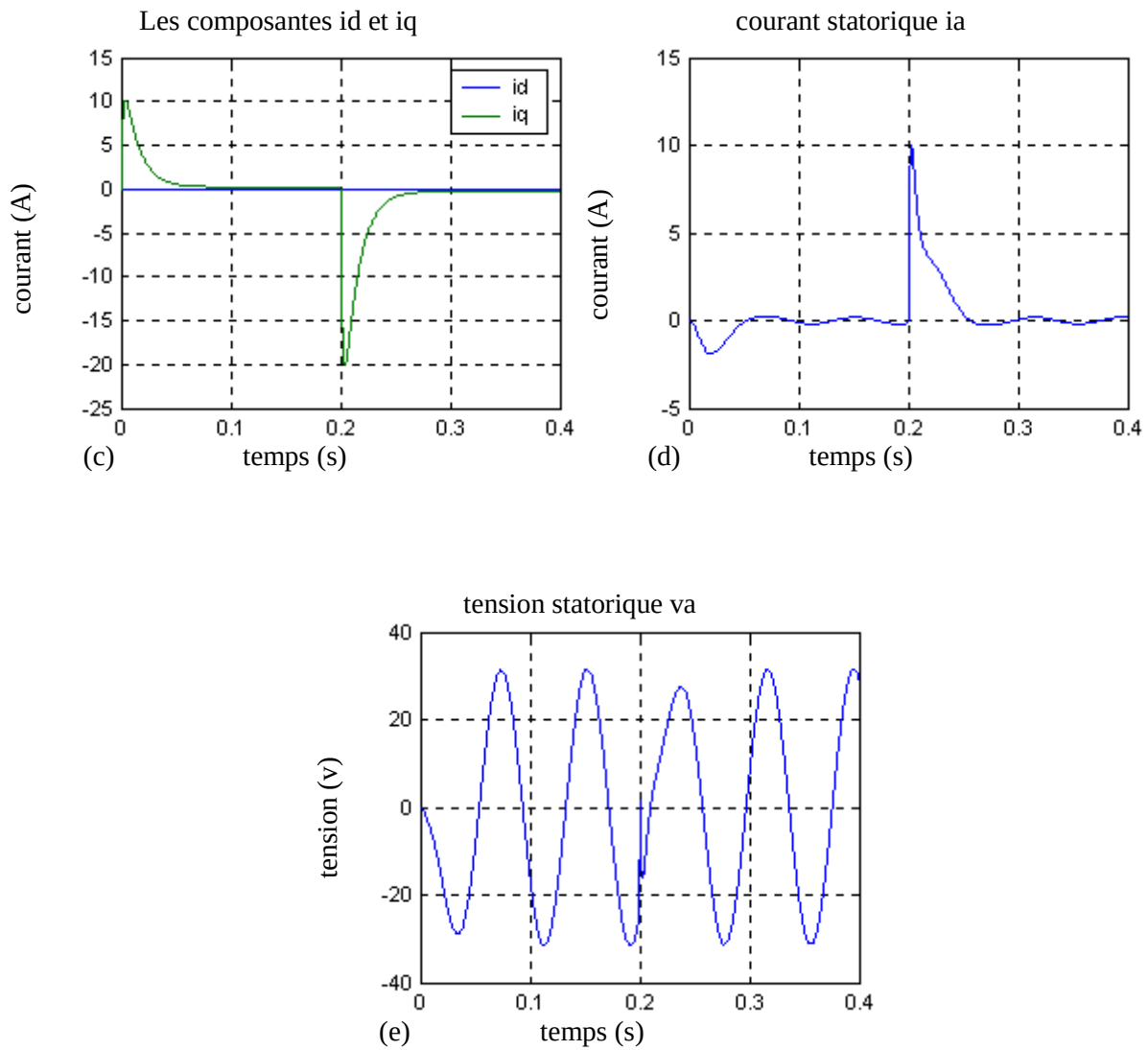


Fig 4.2 suite des résultats de simulation
 c- composant du courant i_d et i_q
 d- courant de phase i_a
 e- tension de phase v_a

On observe d'après ces résultats que la commande est robuste vis à vis de la variation importante de la vitesse. Dans ce test la vitesse suit sa référence avec

exactitude au régime permanent que au transitoire (démarrage et inversion du sens de rotation) sans dépassement et avec un temps de réponse petit.

Le courant i_q (figure 4.2.c) et le couple électromagnétique C_e (figure 4.2.b) ont la même allure ce qui montre que le découplage est reste parfaitement réalisé.

4-8. Simulation de la commande non linéaire de la MSAP alimentée par onduleur

4-8-1. Présentation du système simulé

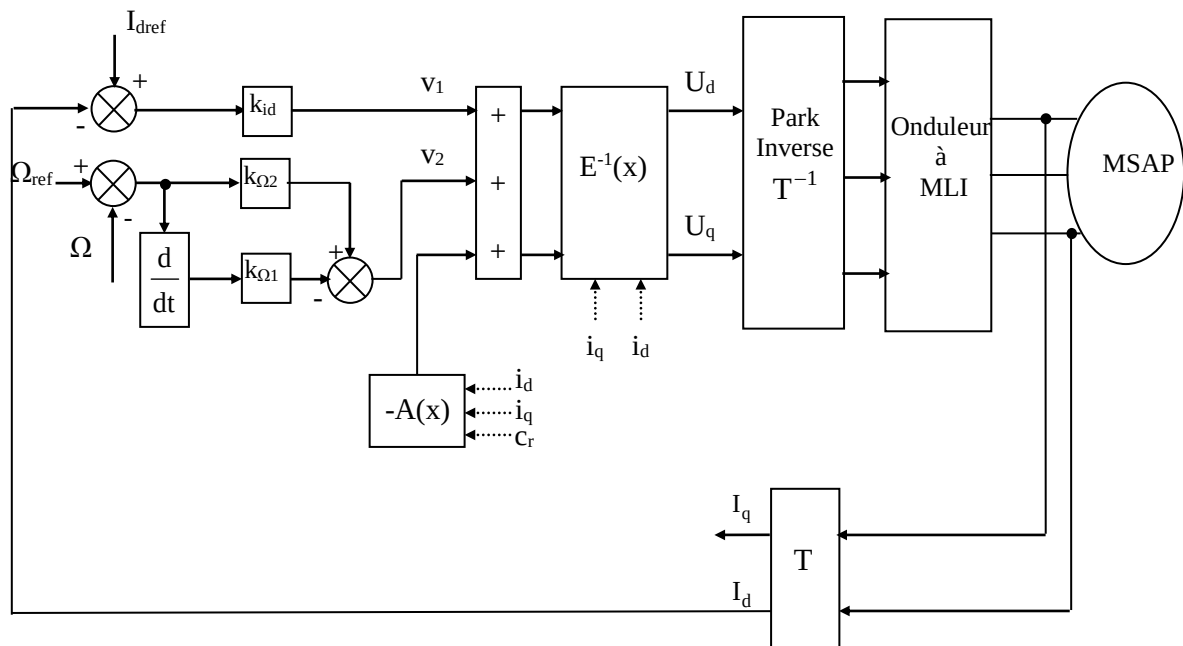


Fig 4.3 Schémas de bloc de la commande non linéaire de MSAP alimentée par un onduleur de tension à MLI

4-8-2. Résultats de simulation

Dans ce cas, la commande de la machine est associée avec un onduleur de tension à MLI. En suivant le même chemin précédent, les résultats de simulation sont comme suit:

vitesse de rotation

couple électromagnétique

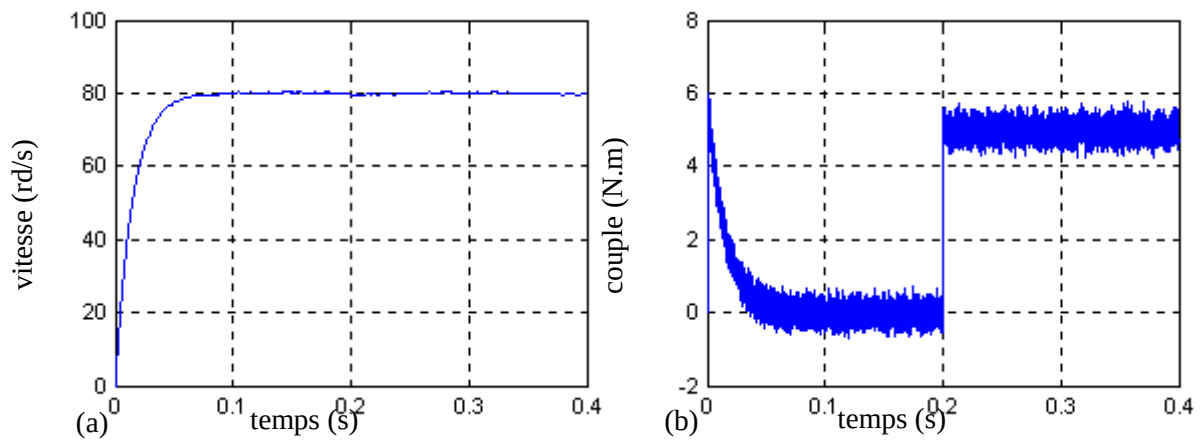
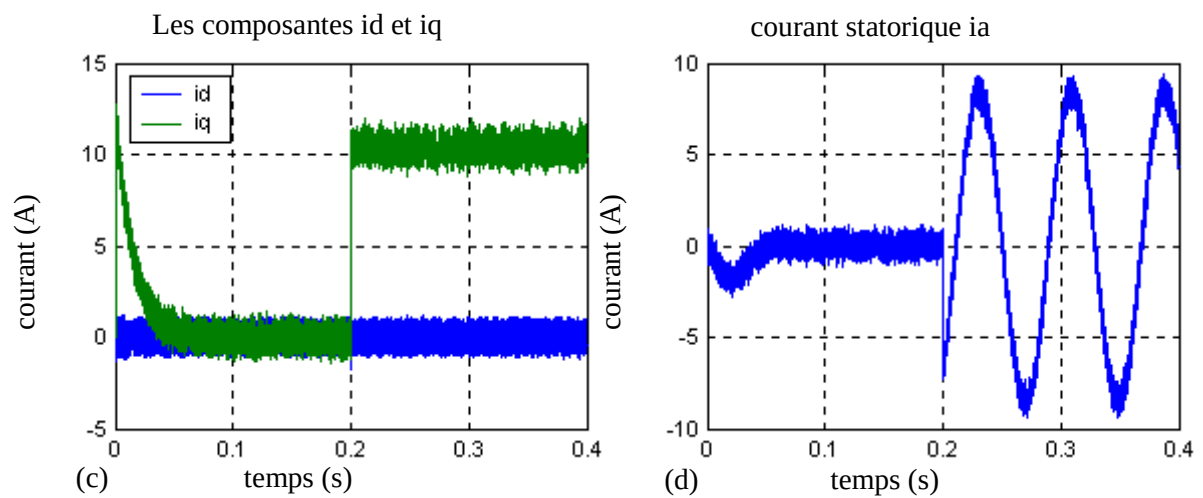


Fig 4.4 Résultats de simulation de la commande appliquée au MSAP alimenté par un onduleur de tension à MLI pour un démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge de 5 Nm à $t=0.2$ s

a- vitesse de rotation pour un consigne de 80 rd/s

b- couple électromagnétique



tension à la sortie de l'onduleur

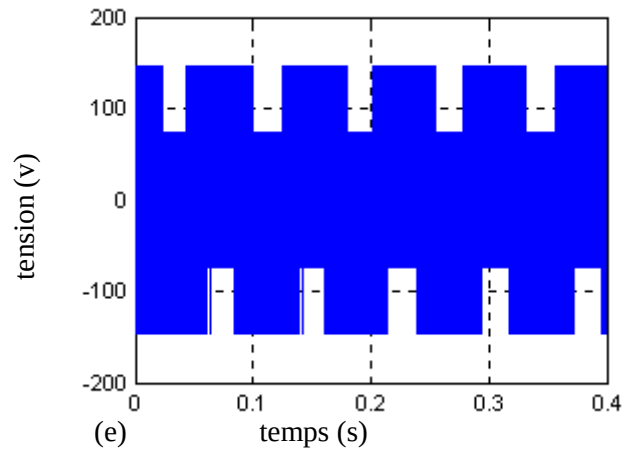


Fig 4.4 Suite des résultats de simulation
 c- composant du courant i_d et i_q
 d- courant de phase i_a
 e- tension à la sortie de l'onduleur v_a

D'après les résultats de la figure (4.4), on observe que les réponses obtenues surtout les courbes de courant et de couple présentent des ondulations, ces harmoniques apparaissent à cause de l'utilisation de l'onduleur. Nous remarquons toujours que La vitesse tient sa référence sans dépassement. On peut noter que l'influence de la charge est négligeable.

4-9. Conclusion

La synthèse de la commande non linéaire a été très simple pour le modèle de la MSAP,

ce qui nous a permis de constater le moteur synchrone à aimants permanents est un système qui se prête très bien à l'application de la commande non linéarisante, vu la non linéarité de son modèle mathématique, nous avons en premier lieu envisagé un bouclage linéarisante pour découpler parfaitement les composantes selon l'axe d et l'axe q .

L'application de la commande non linéaire basée sur un retour d'état linearisant de la MSAP a permis de mettre en évidence les propriétés statiques et dynamiques de la commande linéarisante .il apparaît dans les résultats un excellent découplage entre les axes d et q.

Cette technique de commande apporte une amélioration appréciable au niveau des performances du système.

Conclusion Générale :

Le travail réalisé ce mémoire a permis de voir brièvement la théorie de base des machines à courant alternatif (MSAP) ainsi leurs modélisations. Par la suite nous avons étudié une structure de commande sans capteur de vitesse par un contrôle direct de couple (DTC) des machines synchrones à aimants permanents puis une commande MLI vectorielle (SVM : Space vector modulation en anglais).

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

Dans la première partie nous avons abordé par la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents en ce 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 et 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.

Dans la deuxième 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.

Dans la troisième partie, Le principe de la technique modulation vectorielle ou (Space Vector Modulation (SVM)), repose sur la sélection de la séquence et le calcul des temps de conduction ou d'extinction. Nous avons présenté le bloc de la simulation de la modulation vectorielle sur le logiciel MATLAB/SIMULINK avec une nouvelle méthode de la détermination de secteur et nous analysons la commande direct de couple utilisant la modulation vectorielle de la MSAP et les régulateurs d'hystérésis et commande direct du couple DTC-SVM utilisant la modulation vectorielle SVM.

La non linéarité de la machine imposé un problème, nous avons essayé de le résoudre dans la partie quatre.

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 nul. Avec cette technique, les oscillations du couple sont notablement réduites et, en conséquence.