

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

**Rezig Nacer Eddine**

# **Thème**

## **La commande non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents**

Soutenu le 26/05/2016. Devant le jury composé de :

Mlle. Halem Noura

Maitre de conférences

Président

Mr. Allag Abd El-kerim

Professeur

Examinateur

Mr. Zegueb Boubakeur

Maitre-assistant

Rapporteur

**Année Universitaire 2015/2016**

# REMERCIEMENTS

Mes remerciements vont premièrement à dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné pour la réalisation de ce modeste travail.

Je tient à exprimer ma profonde gratitude à ma promoteur, Mr: Z.Boubaker, pour leur aides et conseils qu'ils m'ont prodigué durant tout ce travail.

Nous remercions vivement Messieurs les membres de jury, pour l'honneur qu'ils m'a fait, en acceptant de siéger à ma soutenance.

Que tout les enseignants et étudiants de la Département de Génie Electrique trouvent ici l'expression de ma reconnaissance et respect.

Et dont le souci de n'oublier personne que tous ceux qui nous ont aidé de prés ou de loin, que ce soit par leurs amitiés, leurs conseils ou leurs soutien moral, trouvent dans ces quelques aimables et sincères mots l'expression de ma profonde gratitude.



# *Dédicaces*

- ✓ A mes chères parents que Dieu les gardes éternellement.
- ✓ A mes frères et sœurs.
- ✓ A ma femme et mes enfants Malak, Rimes et Djamel-eddine.
- ✓ A tous mes amis chacun avec son nom.

Je dédie ce modeste travail

*Rezig Nacer Eddine*

## LISTE DES SYMBOLES

**MSAP:** Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.

**ML1:** Modulation de largeur d'impulsion.

**CNL :** Commande non-linéaire.

**d-q:** Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).

**FMM:** Force magnétomotrice.

**FÉM :** Force électromotrice.

**Vabc:** Tensions de phases statoriques.

**Iabc:** Courants de phases statoriques.

**Rs:** résistance d'une phase statorique.

**Rf :** résistance d'enroulements statorique.

**Ls:** l'inductance propre d'une phase statorique

**Lf :** inductance de la bobine d'excitation

**Msf:** Inductance mutuelle entre l'inductance statorique et d'excitation

**Lm:** Inductance de magnétisation.

**Ld :** Inductance dans l'axe Longitudinal.

**Lq :** Inductance dans l'axe transversal.

**id , iq :** Composante des courants statoriques selon l'axe (d,q)

**is :** Courant statorique.

**vds, vqs:** Composante des tensions statoriques selon l'axe (d,q).

**idref:** Référence de la composante des courants statoriques.

**w:** Vitesse de rotation du rotor.

**ws :** Vitesse de rotation du stator.

**wref:** Vitesse de référence.

**fs:** fréquence statorique.

**Φs:** Flux statorique.

**Φf:** Flux rotorique.

**PI:** Correcteur proportionnel-intégral

**p:** Nombre de paires de pôles.

**B:** Coefficient d'amortissement.

**j:** Moment d'inertie du rotor.

**Cr:** Couple de charge.

**Ce:** Couple électromagnétique.

**h(x):** Fonction scalaire lisse.

**Vh (x) :** Gradient d'une fonction scalaire lisse

**x :** Vecteur des états.

**L<sub>f</sub>h :** Dérivée de Lie.

**[f,g](x):** Crochet de Lie.

**g(x):** Vecteur de commande du système non-linéaire.

**Φ:** difféomorphisme.

**z = Φ(x):** changement de variable.

**y:** vecteur de sortie.

**v:** vecteur des nouvelles commandes.

**u:** vecteur des commandes.

**r:** Degré relatif total.

**A(x) :** Fonction de linéarisation.

**D(x) :** Matrice de découplage du système.

**η :** Vecteur des variables complémentaires

**k<sub>d</sub>, kw<sub>1</sub> et kw<sub>2</sub>** Gains.

# Sommaire

## Chapitre1

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

I.1. Introduction Générale.....	1
I.1. Introduction .....	3
I.2. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) .....	3
I.2.1. Le stator.....	4
I.2.2. Le rotor .....	4
I.2.2.1. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP.....	4
I.2.2.2. Dispositions des aimants au rotor.....	4
I.3. Principe du moteur synchrone.....	5
I.4. Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents.....	6
I.5. Avantages et Inconvénients des Machines Synchrones à Aimants Permanents.....	6
I.6. Domaines d'application.....	7
I.7. Modélisation de la MSAP.....	7
I.7.1. Mise en équations dans le système triphasé.....	7
I.7.1.1. Equations électriques.....	8
I.7.1.2. Equations magnétique .....	8
I.7.2. Mise en équations dans le système de Park.....	15
I.8. Model de la MSAP sous forme d'états.....	14
I.9. Interprétation des résultats de simulation.....	16
I.10. Conclusion.....	18

## Chapitre2

### **Modélisation et simulation de l'alimentation de la MSAP**

II.1. Introduction.....	20
II.2. Modélisation de l'association MSAP-Alimentation.....	20
II.2.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	21
II.2.2. Modélisation du filtre.....	21
II.2.3. Modélisation l'onduleur de tension .....	22
II.3. Control de tension par MLI.....	24
II.4. Résultats et Interprétation de simulation MSAP –Alimentation.....	26
II.5. Conclusion .....	27

## Chapitre3

### **La commande vectorielle du MSAP**

III.1. Introduction .....	29
III.2. Objectif de la commande vectorielle .....	29
III.3. Principe de la commande vectorielle.....	29
III.4. Structure de commande en tension.....	31
III. 5. Régulation .....	34
II. 5.1. Détermination des régulateurs .....	34
III. 5.1.1. Calcul de (Reg d).....	34
III.5.1.2. Calcul de (Reg q).....	35
III. 5.1. 3 Calculs de Reg $\Omega$ .....	35
III. 6. Résultats de simulation.....	36
III.7. Conclusion.....	38

## Chapitre4

### **Commande non Linéaire par Linéarisation au sens des Entrées-sorties**

IV.1. Introduction.....	40
IV.2. Outils mathématique.....	40
IV.2.1.Gradient.....	40
IV.2.2.Dérivée de lie.....	41
IV.2.3.Crochets de lie .....	41
IV.2.4.Difféomorphisme .....	41
IV.3.Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.....	42
IV.3.1.Mise sous forme canonique.....	45
IV.4.Conception du nouveau vecteur de commande v.....	46
IV.5 Modèle non linéaire de la machine synchrone à aimant permanent.....	47
IV.6. Linéarisation de la machine synchrone à aimant permanent.....	48
IV.6.1.Degré relatif.....	48
IV.6.1.1. Degré relatif du courant $id$ .....	48
IV.6.1.2. Degré relatif de la vitesse $wr$ .....	49
IV.7. Linéarisation du modèle.....	50

IV.8. Schéma bloc du système linéarisé .....	51
IV.9. Structure de commande non-linéaire.....	51
IV.10. Résultats de simulation.....	52
IV.11. Comparaison des performances de la commande vectorielle et la commande (CNL)..	53
IV.12. Conclusion.....	56
Conclusion générale .....	57
Annexe.....	58

## **INTRODUCTION GENERALE**

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques .

Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. On assiste à une période d'abondance tant théorique que pratique au niveau des études sur les entraînements à courant alternatif qui concurrencent avec succès ceux à courant continu.

Dans le passé, cette solution n'était pas possible à cause principalement des structures de Commande complexes de ce type de machines. Leurs modèles multivariables et non-linéaires, les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limité les performances. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision [9].

Ce travail est consacré à l'étude comparative de la commande vectorielle et la commande non-linéaire (CNL) pour la machine synchrone à aimants permanents et de réalisée certains testes de robustesse sur chaque type de ces commandes.

A ce mémoire est structuré comme suit :

- Dans le premier chapitre, on présente le modèle mathématique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de PARK.
- Le deuxième chapitre porte sur la modélisation de l'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents, l'onduleur de tension à deux niveaux sera proposé pour l'alimentation du moteur avec la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).
- La commande vectorielle indirecte en tension du moteur synchrone sera présenté dans le Troisième chapitre.
- Dans le quatrième chapitre, on va concevoir une commande non-linéaire basé sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties pour simuler les performances de cette commande.

# **CHAPITRE I**

## **Modélisation**

### **et simulation du MSAP**

## I.1. Introduction

Le domaine des entraînements réglables a du se développer, ces dernières années, de nouveaux variateurs de vitesse électromécaniques constitués d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique.

Les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable, c'est pourquoi l'apport de l'électronique de puissance a été le plus sensible pour ce type de machines [1].

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques ou à terres rares, leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages entre autres une faible inertie et un couple massique élevé .

Dans les machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*), l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par les aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique [11].

L'apparition sur le marché, d'aimants permanents plus performants (induction de saturation et champ coercitif plus élevé, faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande) a entraîné un intérêt grandissant pour la mise au point de nouveaux moteurs à aimants permanents.

## I.2. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux du champ(fig.I.1.)



*Fig.I.1 Moteur industriel à aimants permanent*

### I.2.1. Le stator

La partie fixe de la machine, destiné à produire le champ tournant, comporte le circuit ferromagnétique, constitué d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5mm, qui

accueil dans ces encoches les enroulements statorique Triphasés bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposée de telle façon qu'elle constituent un ensemble triphasé coupler soit en étoile ou en triangle [2]. .

### I.2.2. Le rotor

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

#### I.2.2.1. 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].

##### a) 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].

##### b) Le samarium cobalt (SmCo5, Sm2Co17):

Le samarium cobalt est beaucoup plus performants en terme de densité volumique d'énergie que les autres type d'aimants de 140 à 200kJ/m<sup>3</sup> pour le SmCo5 et de 180 à 240[kJ/m<sup>3</sup>] pour le Sm2Co17et, 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].

#### I.2.2.2. Dispositions des aimants au rotor

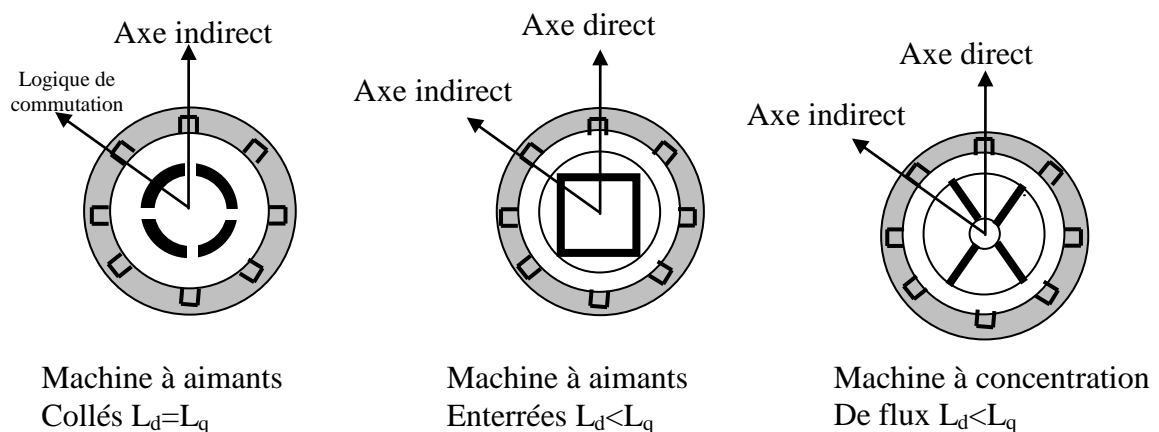


Fig. I.1. Différents types de la MSAP

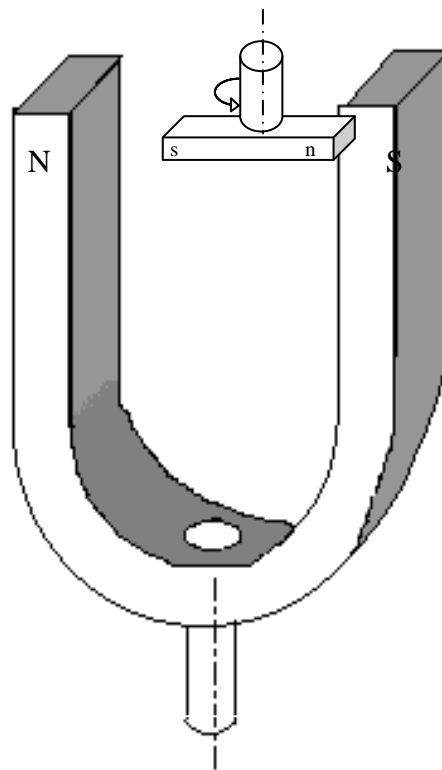
Dans les machines à aimants collés, à cause de l'isotropie existant dans la machine, l'inductance de l'axe direct est égale à l'inductance de l'axe en quadrature, par contre, dans les machines à aimants enterrés ou à concentration de flux, à cause de l'épaisseur des aimants l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que celle sur l'axe indirect, par conséquent  $L_d$  est inférieure à  $L_q$ .

### I.3. Principe du moteur synchrone

Dans son principe, un moteur synchrone est représenté sur la figure (I.2). Si on considère un petit aimant  $ns$  situé dans le champ d'un gros aimant  $NS$ , et qu'on entraîne ce dernier en rotation (créant ainsi un champ tournant), le petit aimant  $ns$  sera soumis à un couple électromagnétique, et sera par conséquent entraîné à la même vitesse.

Si on exerce un couple résistant sur  $ns$ , il prendra un décalage angulaire  $\delta$  par rapport à  $NS$  (en retard), tout en continuant à tourner à la même vitesse. Ce décalage  $\delta$  sera d'autant plus grand que le couple résistant sera plus grand, mais, si on augmente trop le couple résistant, le moteur décrochera, pour  $\delta = -90^\circ$ .

Dans un moteur synchrone réel, le rôle joué par le petit aimant  $ns$  est joué par le rotor (courant continu d'excitation polarisant sa structure magnétique comme un aimant), et le champ tournant créé par  $NS$  est obtenu non pas en faisant tourner le stator, mais en envoyant des courants polyphasés dans ses enroulements fixes [4].



*Fig. I.2 : Principe d'un moteur synchrone*

#### I.4. Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents

- **Démarrage par un dispositif extérieur**

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

- **Démarrage à fréquence progressive**

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

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

#### I.5. Avantages et Inconvénients des Machines Synchrones à Aimants Permanents

**a. Avantages:** le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs. On cite principalement:

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu ;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant de l'auto pilotage du MASP
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines [14];

**b. Inconvénients:**

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

- Difficultés de démarrage.
- condition de synchronisme délicate.

- risques de décrochage.

## I.6. Domaines d'application

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

## I.7. Modélisation de la MSAP

En général les machines réelles connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et de génie des logiciels permettent de réaliser les modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques [4].

Pour obtenir le modèle d'un système trois taches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité [4].

### I.7.1. Mise en équations dans le système triphasé

Considérons la machine synchrone avec les hypothèses simplificatrices suivantes :

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

Sur la figure (I.3), on présente le diagramme des enroulements pour une machine synchrone à aimants permanents, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor (axes d-q) alimenté par une source de courant continu parfaite [5].

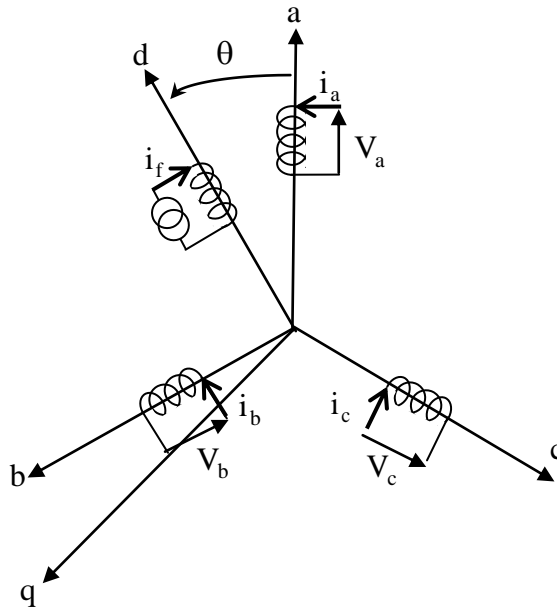


Fig.I.3 : Représentation des enroulements de la MSAP.

### I.7.1.1. Equations électriques

#### a. au stator

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{I.01}$$

Les variables triphasés sont au stator et nous définissons  $[V_s]$ ,  $[I_s]$ ,  $[\Phi_s]$  comme tensions, courants et flux triphasés du stator de la machine.

Tel que :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \tag{I.02}$$

#### b. au rotor

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\Phi_f] \tag{I.03}$$

Tel que :

$$[V_f] = [V_F \ 0 \ 0]^T; \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad [I_f] = [I_F \ 0 \ 0]^T \tag{I.04}$$

### I.7.1.2. Equations magnétiques

#### a. flux statorique

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sf}][I_f] \tag{I.05}$$

**b. flux rotoriques**

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_r][I_r] \quad ; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.06)$$

La matrice  $[L_{ss}]$  est carrée et d'ordre 3. Elle contient des termes constants qu'on regroupe dans  $[L_{s0}]$  et des termes variables dépendent de  $\theta$ . Qu'e on regroupe dans  $[L_{s2}(\theta)]$ .

On pose :

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (I.07)$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (I.08)$$

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_0) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta_0) \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta_0) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.09)$$

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

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} ; \quad [M_{sf}] = [M_{fs}]^T, \quad (I.10)$$

En introduisant (I.03) dans (I.01), et (I.04) dans (I.02) on aura :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s] + \frac{d}{dt}([M_{sf}][I_r])) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([M_{rs}][I_s] + [L_r][I_r]) \end{cases} \quad (I.11)$$

Il est clair que le système (I.11) est à coefficients variables puisque la matrice des mutuelles inductances contient des termes qui sont fonction du temps. C'est pour cela justement qui rend la résolution analytique de ce système d'équations très difficile ou pratiquement impossible. Ceci nous conduit à l'utilisation de la transformation de Park qui permettra de rendre ces paramètres à la position  $\theta$  [5].

**I.7.2. Mise en équations dans le système de Park**

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 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Où  $\theta$  l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles  $V_a, V_b, V_c$ , et  $I_a, I_b, I_c$ , à leurs composantes  $V_d, V_q, V_h$  et  $I_d, I_q, I_h$ .

$$[V_{dqh}] = [P(\theta)][v_{s,abc}] = [P(\theta)] \left( [R_s][I_{s,abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s,abc}] \right) \quad (\text{I.14})$$

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

$$\begin{aligned} [I_{s,abc}] &= [P(\theta)]^{-1} [I_{dqh}] \\ [\Phi_{s,abc}] &= [P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqh}] \end{aligned} \quad (\text{I.15})$$

Telle que:

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

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

$\Phi_{dqh}$  : sont les composants direct, en quadrature et homopolaire du flux.

On peut écrire l'équation de la tension (1.12) sous la forme:

$$\begin{aligned} [V_{dqh}] &= [P(\theta)] \left( [R_s][P(\theta)]^{-1} [I_{dqh}] + \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqh}] \right) \\ &= [P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1} [I_{dqh}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqh}] \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

On a:

$$[P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1} [I_{dqh}] = [R_s][I_{dqh}] \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{aligned}
 [P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqh}]) &= [P(\theta)] \left\{ \left( \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\Phi_{dqh}] + [P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi_{dqh}] \right\} \\
 &= [P(\theta)] \left( \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\Phi_{dqh}] + [P(\theta)] [P(\theta)]^{-1} \left( \frac{d}{dt} [\Phi_{dqh}] \right)
 \end{aligned} \tag{I.18}$$

Après simplification de l'équation (I.18) on a :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqh}]) = [P(\theta)] \left( \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\Phi_{dqh}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqh}] \tag{I.119}$$

$$\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{4\theta}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \tag{I.20}$$

On multipliant les équations [I.12] et [I.13] nous obtenons :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.21}$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1} [\Phi_{dqh}]) = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqh}] \tag{I.22}$$

On remplace (I.17) et (I.22) dans l'équation (I.16)

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_h \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_h \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_h \end{bmatrix} \tag{I.22}$$

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

### a. équations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \tag{I.23}$$

$\Phi_f = M_f I_d + L_f I_f$  : Constante indiquant le champ due à l'aimantation permanente du rotor et qui se referme sur le stator.

### b. équations électriques

D'après le système :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega \Phi_{ds} \end{cases} \tag{I.24}$$

Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (I.25)$$

D'après les équations (I.16), (I.17), (I.18) on peut représenter notre machine comme suit : [6]

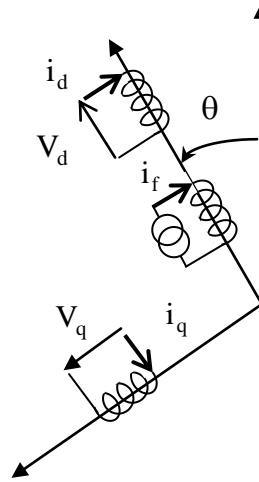


Fig.I.4 : Schéma équivalent du MSAP dans Le repère (d-q)

**c) Expression du couple électromagnétique et de la puissance**

L'expression du couple électromagnétique  $C_e$  est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{geo}} = p \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (I.26)$$

Dans la théorie du champ des machines électriques, le couple électromagnétique intervenant dans l'équation (I-18) s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [2]

Avec :

$w_e$  : Énergie emmagasinée dans le circuit magnétique

$\theta_{geo}$  : Écart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

Telle que :

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{p} \quad (I.27)$$

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

$$P(t) = \frac{3}{2} (U_{ds} I_{ds} + U_{qs} I_{qs}) \quad (I.28)$$

En utilisant les expressions des tensions données par (1.18) et tenant compte (I.16) et (I.17) on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} [-R_s (I_{ds}^2 - I_{qs}^2) - (I_d \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_q \frac{d\Phi_{qs}}{dt}) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})]$$

$$P(t) = -\frac{3}{2} \{R_s (I_{ds}^2 - I_{qs}^2)\} - \frac{3}{2} \{I_d \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_q \frac{d\Phi_{qs}}{dt}\} + \frac{3}{2} \left\{ \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \right\} \quad (I.29)$$

Où :

- $-\frac{3}{2} \{R_s (I_{ds}^2 - I_{qs}^2)\}$  : représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.

- $-\frac{3}{2} \{I_d \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_q \frac{d\Phi_{qs}}{dt}\}$  : représente les variables de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

- $\frac{3}{2} \left\{ \frac{d\theta}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \right\}$  : représente la puissance électrique transformée en puissance

mécanique à l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$\omega = p\Omega \quad (I.30)$$

Alors l'expression de la puissance électromagnétique devienne comme suit :

$$P_e = \frac{3}{2} p\Omega [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (I.31)$$

Sachant que :

$$P_e = C_e \Omega \quad (I.32)$$

D'où :

$$C_e = \frac{3}{2} p [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (I.33)$$

Après l'affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \quad (I.34)$$

Si  $I_d = 0$ , L'équation du couple devient :

$$C_e = p \Phi_f I_{qs} \quad (I.35)$$

Si  $I_d = 0$  : La MSAP travaille avec  $\cos\theta = 1$  impliquant une meilleur adaptation de puissance active entre la source et la machine c'est à dire un meilleur rendement. On obtiendra également la même équation du couple (I.34).

Si  $L_d=L_q$  (la machine à pôles lisses): L'expression du couple donné par l'équation (I.35) ressemble à celle d'une machine à courant continu à flux constant.

**d) Equation du mouvement**

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

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

L'équation du mouvement de la machine est : [8]

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \tag{I.36}$$

**I.8. Model de la MSAP sous forme d'états**

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

$$\begin{cases} \dot{X} = [A]X + [B]V \\ Y = [C]X + [D]V \end{cases} \tag{I.37}$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système

[B] : Matrice d'entrée

[C] : Matrice de sortie (matrice d'observation)

[D] : Matrice de transmission directe

[V] : Vecteur de commande

[X] : Vecteur d'état (posons,  $[X] = [I_{ds} \ I_{qs}]^T$ )

**a. Equations électriques**

Le système (I.16) en tenant comptes de (I.14) et (I.15) peut se mettre sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][V] \tag{I.38}$$

Avec:  $[X] = [I_{ds} \ I_{qs}]^T$ ,  $[V] = [V_{ds} \ V_{qs} \ \Phi_f]^T$  (I.39)

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{sq} \\ \Phi_f \end{bmatrix} \tag{I.40}$$

Et on pose :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice [A] comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \omega \quad (\text{I.41})$$

$$\text{De la forme : } [A] = [A_{01}] + [A_{02}] \omega \quad (\text{I.42})$$

Tel que :

$$\begin{cases} [A_{01}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \\ [A_{02}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \omega \quad (\text{I.44})$$

De la forme :

$$[B] = [B_{01}] + [B_{02}] \omega \quad (\text{I.45})$$

Tel que :

$$[B_{01}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [B_{02}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Pour arriver au même système défini par (I.37), il faut ajouter [C], [D] :

$$\begin{cases} [C] = [1 \ 1 \ 1 \ 1] \\ [D] = 0 \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

**b. Equations mécaniques**

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique Sont définie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = \frac{3}{2} p [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \\ \omega = p\Omega \end{array} \right. \quad (I.48)$$

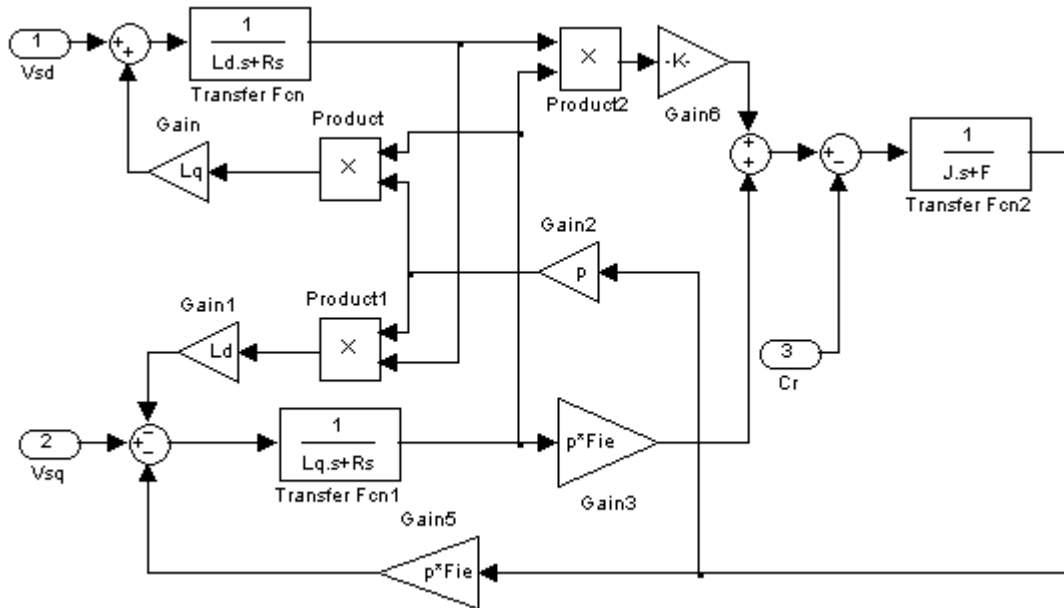
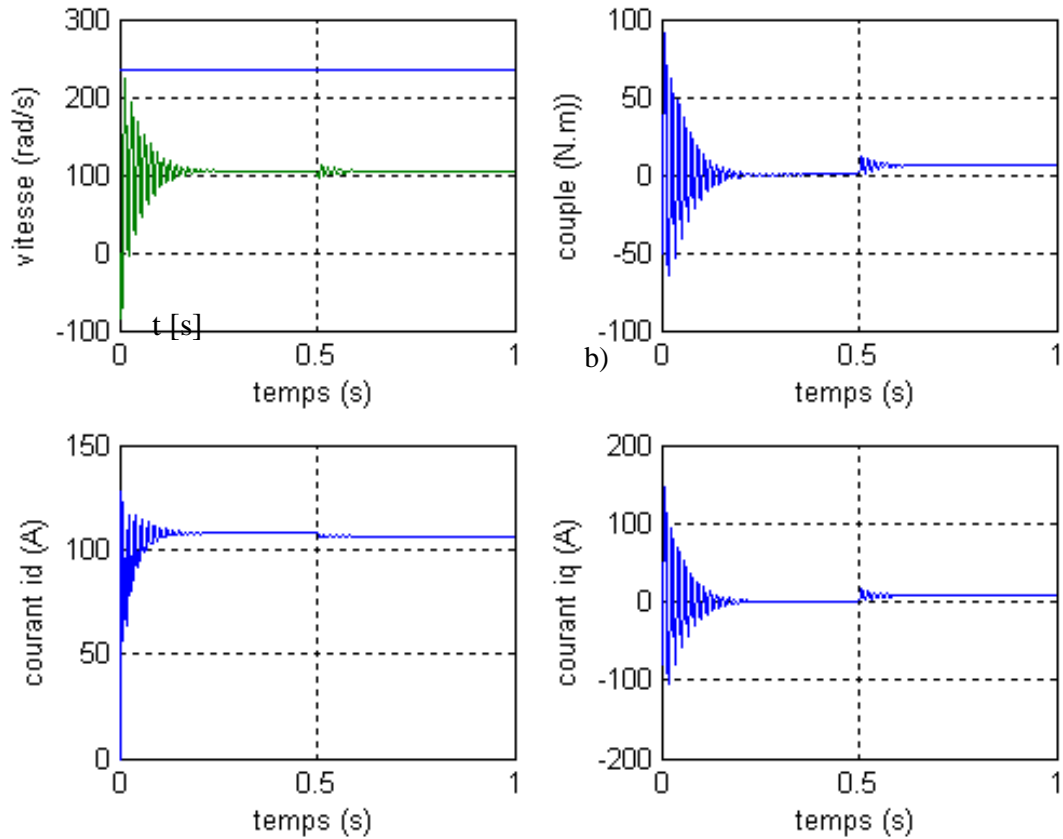


Fig.1.5. Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension

**I.9. Interprétation des résultats de simulation**

Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink . Nous avons simulé notre machine alimentée par réseau triphasé équilibré 380/220V, f =50Hz.. 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  $t=0.5s$  en boucle ouverte.

En première étape, on va simuler numériquement le fonctionnement du (MSAP) alimentée directement par le réseau standard **220/380V, 50HZ** et sans l'application de perturbation (couple résistant nul), en deuxième étape on applique au MSAP un couple résistant de **5N.m**, dès son démarrage, l'examen des courbes de la figure (**I.8**) montrent :

Pour la caractéristique  $\omega_m=f(t)$ , 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, sans enroulements d'excitation, ni amortisseurs et puis elle se stabilise dans la valeur 105 rad/s.

L'allure de la courbe  $C_e=f(t)$  présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court l'allure coïncide avec celle de la vitesse pour tendre finalement vers le régime ou le couple s'annule.

Pour les caractéristiques  $I_d=f(t)$  et  $I_q=f(t)$ , au début du démarrage on voit des pics de courants assez importants qui sont présents et cela s'explique par la f.c.e.m qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite ce est se rétablit à sa valeur nominale permanente après un temps assez court.

A  $t=0.5$ , on applique une charge de  $C_r=5$  N.m, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilise au régime permanent.

### **I.10. Conclusion**

Ce chapitre a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques du MSAP, de valider ainsi le modèle établi et de vérifier que les simulations effectuées par le logiciel MATLAB sont valables.

Le modèle de la machine simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé linéarité de PARK.

On peut conclure que les résultats obtenus par voie de simulation nous donne une vision assez claire sur le comportement du moteur synchrone à aimants permanents et par la même validation première de son modèle est aussi faite.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable.

Afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique, deux techniques de commande font l'objet des chapitres suivantes.

# **CHAPITRE II**

## **Modélisation et simulation de l'alimentation de la MSAP**

### I.1. 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.

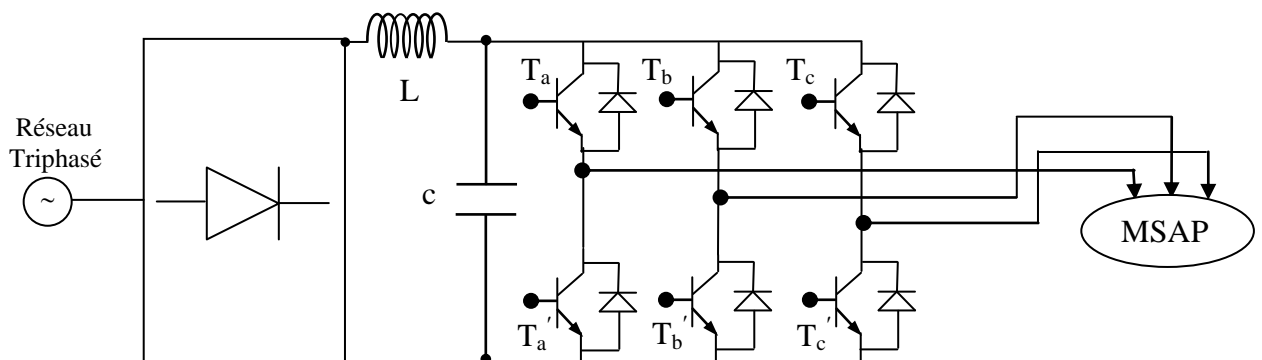
Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [14] [15]. Ces caractéristiques sont

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

### II.2. Modélisation de l'association MSAP-Alimentation

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la machine synchrone est associée à deux convertisseurs en cascade. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine synchrone, d'où l'importance de l'étude de l'association convertisseur-machine.

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, et un onduleur de tension triphasé, la Fig. (II.1) illustre le schéma de principe de cette association[14] .



*Fig.II.1. Schéma de l'association MSAP -Alimentation.*

**II.2.1. 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 (II.2).

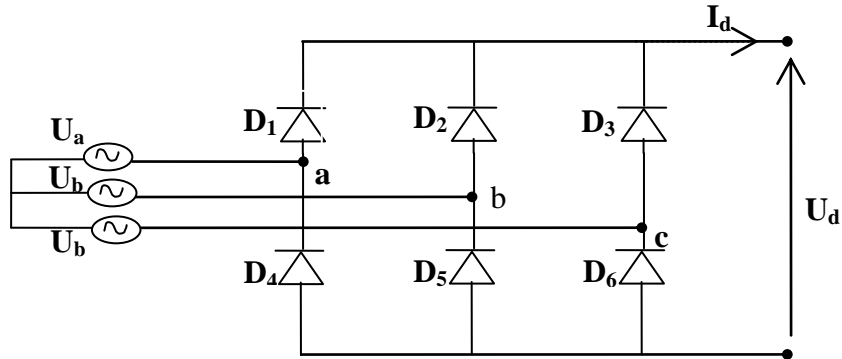


Fig.II.2.: Représentation du redresseur triphasé double alternance

Ce redresseur comporte trois diodes (D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>) à cathode commune assurant l'aller du courant I<sub>d</sub> et trois diodes (D<sub>4</sub>, D<sub>5</sub>, D<sub>6</sub>) à anode commune assurant le retour du courant I<sub>d</sub>.

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

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi\pi t) \\ U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi\pi t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.1)$$

On néglige l'effet d'empîement, la tension de sortie du redresseur sera comme suit [33] :

$$U_{rd}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (II.2)$$

**II.2.2. Modélisation du filtre**

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences [33]. Ce filtre est schématisé par la figure(II.3).

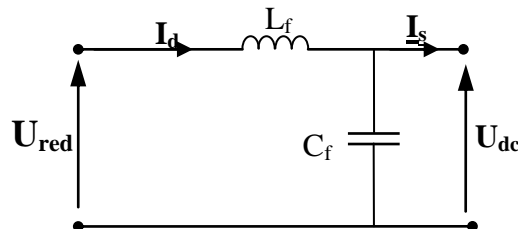


Fig.II.3. Représentation d'un filtre passe bas

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

$$\begin{cases} U_{re}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [I_d(t) - I_s(t)] \end{cases} \quad (II.3)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(S)}{U_{rd}(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (II.4)$$

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

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II.5)$$

### II.2.3..Modélisation l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension (Fig. II.4) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée par deux générateurs de f.é.m égale à  $U_0/2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$  [15].

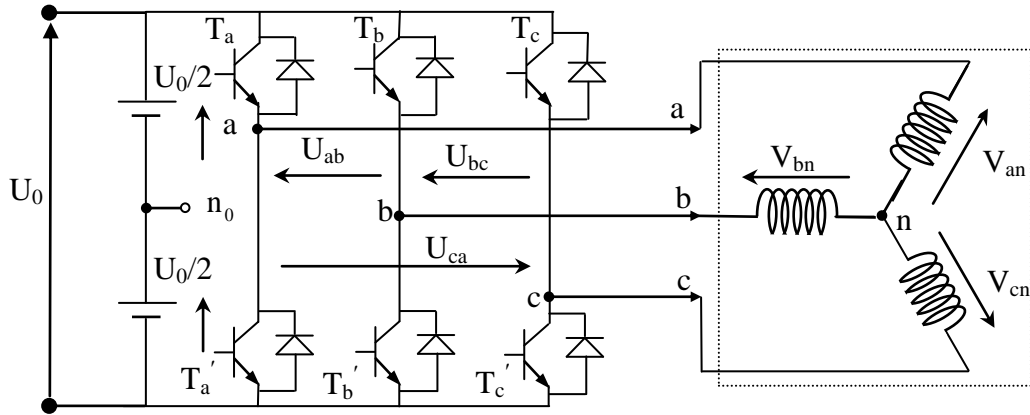


Fig.II.4. Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que on note  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T_i'$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T_i'$  est ouvert,
- si  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (II.6)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3}[V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (\text{II.9})$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits  $\Leftrightarrow$  Si (i=a, b, c) on a :

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.10})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

En remplaçant (I.46) dans (I.44), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

En remplaçant (II.11) dans (II.12), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions dans le plan ( $\alpha \beta$ ) (fig.II.5), appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) [7][14]:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

En remplaçant (II.12) dans (II.13) on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{II.15}$$

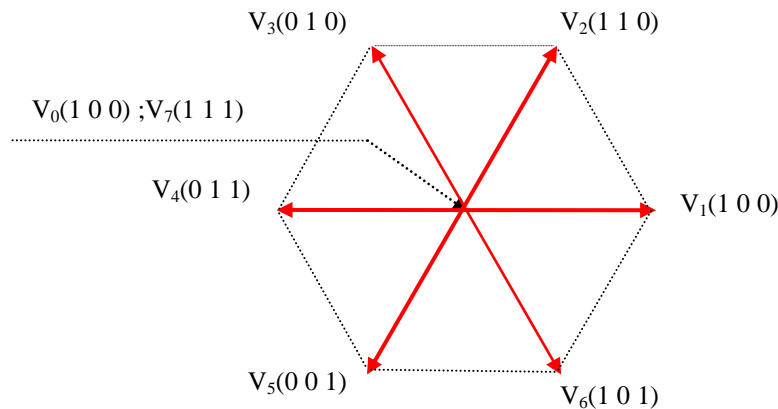


Fig.II.5. Vecteurs tension d'état d'un onduleur à deux niveaux

### II.3. Control de tension par MLI

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence supérieur. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse [14], [15].

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante (Fig. II.5).

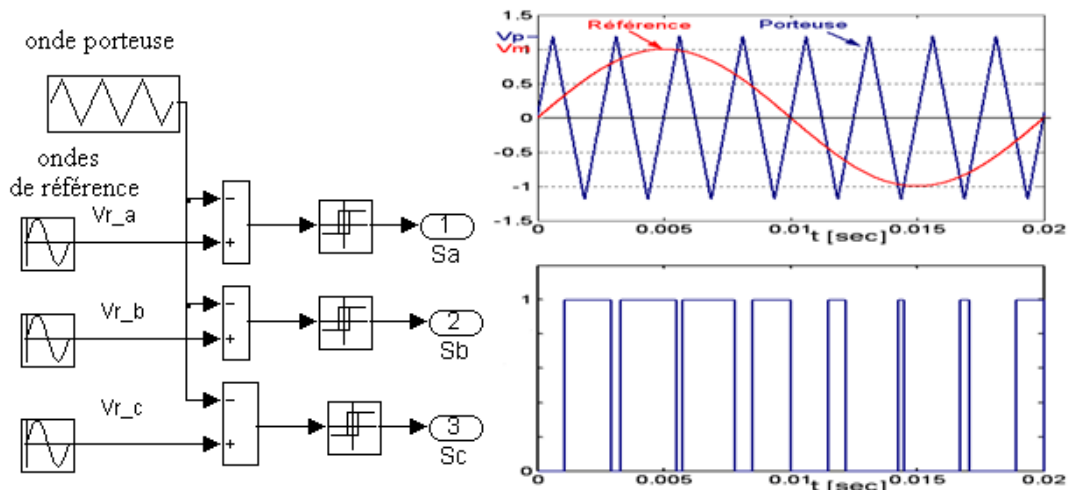


Fig.II.5. Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale.

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 :

$$f_{\text{porteuse}} > 20 f_{\text{référence}} \quad (\text{II.16})$$

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.

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{II.17})$$

$I_{\text{mod}}$  : 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)

$$V_{1\text{max}} = \frac{U_c}{2} I_{\text{mod}} \quad (\text{II.18})$$

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

## II.4. Résultats et Interprétation de simulation MSAP -Alimentation

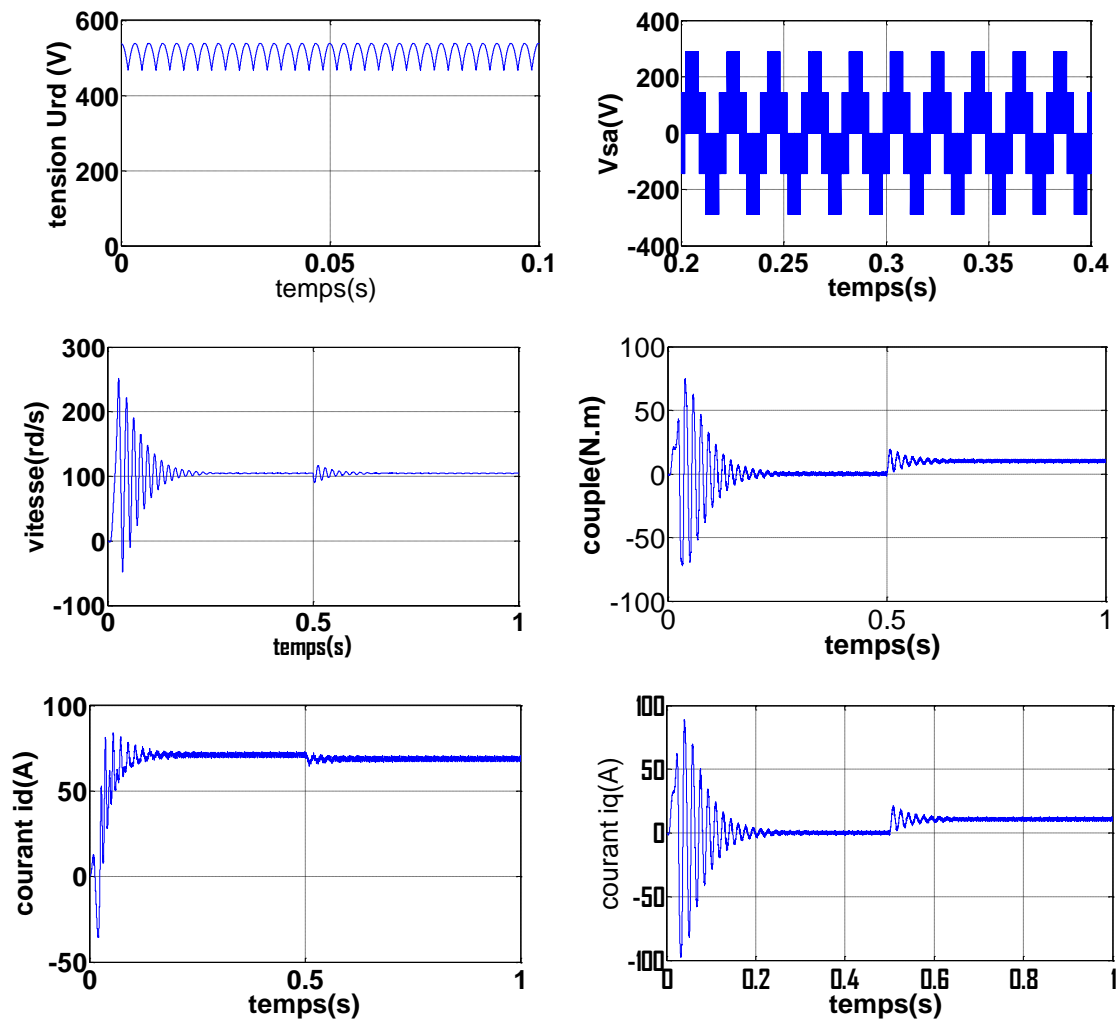


Fig.(I-6)- Résultats de simulation de démarrage en charge a ( $t=0.5s$ ).

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 65 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.

**II.5. Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation et la simulation de l'alimentation de la MSAP par un onduleur de tension, on utilisant la modulation de largeur d'impulsions (MLI). Les résultats ont montré les avantages apportés par l'utilisation de cette technique qui sont la minimisation des oscillations des grandeur contrôlées tel que le couple et le courant.

# **CHAPITRE III**

## **La commande vectorielle du MSAP**

### III.1. Introduction

Le développement de nouvelles technologies de semi-conducteurs et de convertisseurs statiques a permis une augmentation des fréquences de commutation et par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calcul ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire et permanent.

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes  $d$  et  $q$ . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

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

- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (*M.L.I*) [3].

### III.2. Objectif de la commande vectorielle

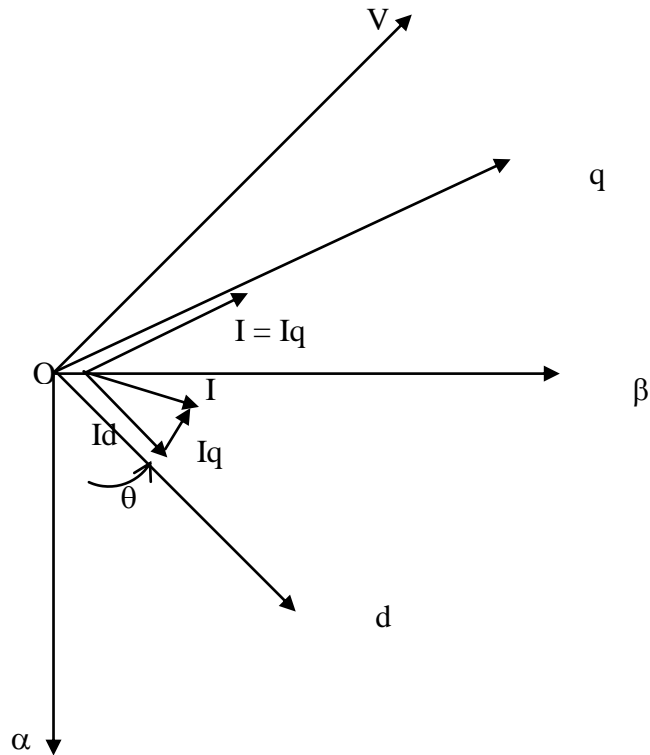
L'objectif de la commande vectorielle du *MSAP* est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, ce qui permet d'améliorer leur comportement dynamique. En effet, l'expression du couple s'écrit sous la forme suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \phi_f I_{qs} \quad (\text{III.1})$$

Cette équation montre que pour contrôler le couple, il faut contrôler les composantes  $I_d$  et  $I_q$ .

### III.3. Principe de la commande vectorielle

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimants permanents en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée [4] [7].



**Fig.III.1** : Diagramme de phase du MSAP dans le référentiel  $(d, q)$  lié au rotor.

La figure (III.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle  $\theta$  par rapport à l'axe  $\alpha$  du référentiel  $(\alpha, \beta)$  lié au stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante  $I_{qs}$  soit en quadrature par rapport au flux rotorique par conséquent, la composante  $I_d$  du courant statorique doit être linéaire au flux rotorique. Si le courant  $I_{ds}$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe  $(d)$  s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant  $I_d$  est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage).

Le courant  $I_{ds}$  doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant.

Donc

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

Si le courant  $I_{ds}$  est forcé à zéro ( $I_{qs} = I_s$ ), d'où la représentation suivante :

$$\Phi_{ds} = \Phi_f \quad (\text{III.3})$$

Et la forme du couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3}{2} P \Phi_f I_q \quad (\text{III.4})$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à  $I_{qs} = I_s$ , d'où la représentation suivante :

$$C_e = k_t I_{qs} \tag{III.5}$$

avec :  $k_t = \frac{3}{2} p \Phi_f$  (III.6)

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage).

### III.4. Structure de commande en tension

Dans cette technique de commande on se limite à la méthode indirecte, pour le contrôle du flux, en utilisant un bloc dite " le bloc de défluxage". Donc le flux ne peut être régulé, il est déduit de la vitesse à partir du bloc de défluxage (*fig.II.02*) [7].

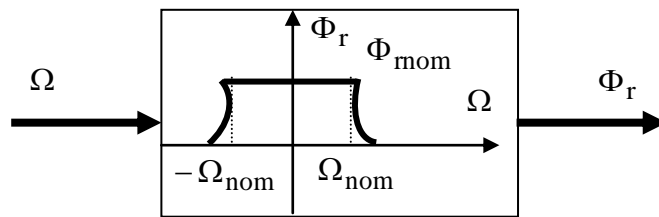


Fig.III.2. Bloc de défluxage.

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. d'une part, d'autre part ce bloc permet, d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour les fonctionnements à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Omega_{\text{reff}} = \Phi_{r \text{ nom}} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_{\text{nom}} \\ \Phi_{\text{reff}} = \frac{\Phi_{r \text{ nom}}}{|\Omega|} \Omega_{\text{nom}} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_{\text{nom}} \end{cases} \tag{III.7}$$

Avec :

$\Omega_{\text{nom}}$  : La vitesse de rotation nominal

$\Phi_{r \text{ nom}}$  : Le flux rotorique nominal

$\Phi_{\text{reff}}$  : Le flux rotorique de référence

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques vues au chapitre I :

- Equations magnétique.
- Equations électrique.



$$\begin{cases} e_d = -(\omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f) \\ e_q = \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_d \\ V_{sd} = V_{sd1} - e_q \end{cases} \quad (III.10)$$

Alors on peut donner le schéma bloc de la compensation par la figure (III.4).

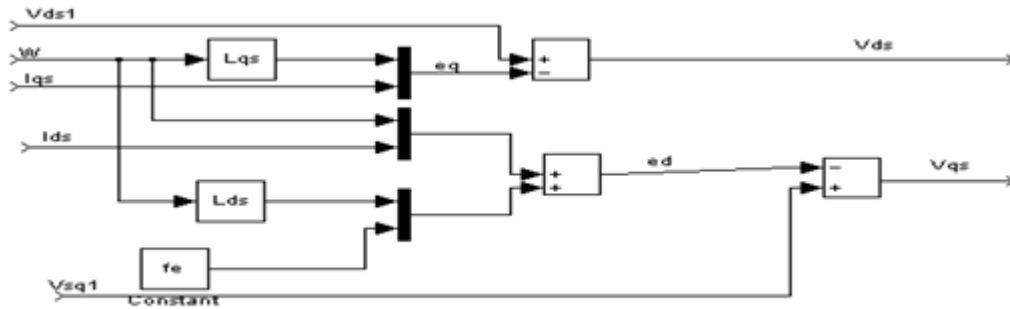


Fig. III.4. Schéma bloc de compensation

En fin, on peut donner le schéma-bloc représentant le système global de commande en tension par la figure (III.5) (en SIMULINK sous MATLAB).

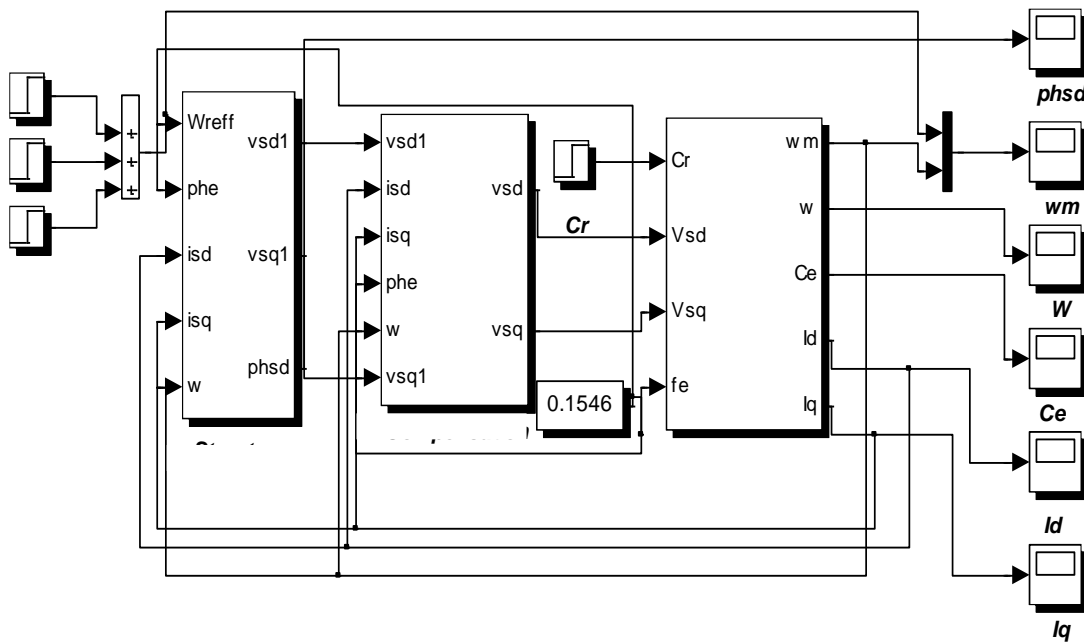


Fig. III.5 : Système de commande en tension

**Remarque**

- Si la machine possède une saillante directe ( $L_{ds} > L_{qs}$ ) ou inverse ( $L_{qs} > L_{ds}$ ), le couple dépend simultanément de  $I_{qs}$  et  $I_{ds}$ . Dans le cas des machines à aimants, on peut utiliser  $I_{ds}$  pour affaiblir, dans une certaine mesure, la composante du flux sur l'axe d.

• On suppose que la machine synchrone à aimants montés sur la surface du rotor est caractérisée par un entrefer large, ce qui permet de négliger l'effet de la réaction d'induit.

### III. 5. Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôleur PI qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle de point de vue (stabilité, précision, rapidité).

On note que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisés pour le flux et le couple directement, ou indirectement par leurs composantes respectives en courant.

Ce qui est le cas pour notre étude.

#### II. 5.1. Détermination des régulateurs

Les régulateurs à calculer sont :

- Le régulateur de flux (Regd)
- Le régulateur de couple (Regq)
- le régulateur de vitesse (RegΩ)

##### III. 5.1.1. Calcul de (Reg d)

A partir des équations (III.8) et la première équation de (II.09), on peut écrire la fonction de transfert suivante :

$$F_d(s) = \frac{1/R_s}{1 + T_{ds} s} = \frac{I_{sd}}{V_{sd1}}, \text{ avec } T_{ds} = \frac{L_{ds}}{R_s} \tag{III.11}$$

Alors le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par fig. (III.5)

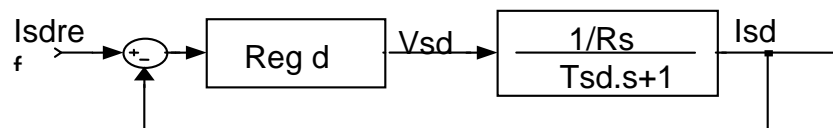


Fig .III.5 Régulation du flux

Le régulateur (Regd) a une fonction de transfert donnée par :

$$Re g_d(s) = K_d \frac{(1 + T_{ds} s)}{s} \tag{III.12}$$

Alors :

$$FTBO_d = \frac{K_d}{R_s s} = \frac{K'}{s} = T \tag{III.13}$$

$$\text{Tel que : } K'_d = \frac{K_d}{R_s} \tag{III.14}$$

Donc :

$$FTBF_d = \frac{T}{T+1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K'_d} \cdot s} = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{I_{sd}}{I_{sreff}} \quad (III.15)$$

Pour que le courant s'établisse, on a choisi  $\tau_d = T_{ds}$

Où :

$$Re g_d(s) = \frac{R_s}{T_{ds}} \left( \frac{1 + T_s s}{s} \right) \quad (III.16)$$

### III.5.1.2. Calcul de (Reg q)

A partir de l'équation (II.09) et la deuxième équation de système (II.10), et de même manière que le calcul précède on peut construire le schéma fonctionnel suivant :

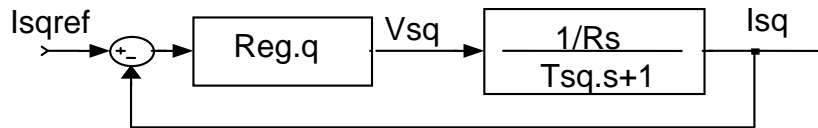


Fig .III.6 Régulation du couple

Sachant que (Reg q) a une même forme que (reg d), Si on choisit  $\tau_{qs} = T_{qs}$  la fonction de transfert devient :

$$Re g_q(s) = \frac{R_s}{T_{qs}} \left( \frac{1 + T_{qs} s}{s} \right), \text{ avec } T_{qs} = \frac{L_{qs}}{R_s} \quad (III.17)$$

### III. 5.1. 3 calculs de Reg $\Omega$

La transmittance du régulateur PI utilisé dans notre étude peut être exprimée de la manière suivante :

$$K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{K_i}{p} (1 + \tau p) \quad (III.18)$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} \quad (III.19)$$

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

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{reff}(s)} = \frac{1 + \tau s}{\frac{J}{K_i} s^2 + \tau s + 1} \quad (III.20)$$

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

$$\frac{K_i}{J} = \omega_o^2 \tag{III.21}$$

$$\tau = \frac{2\xi}{\omega_o} \tag{III.22}$$

Avec  $\xi$  : coefficient d'amortissement

A partir des équations (II.21), (II.22) et pour  $\xi = 1$ , on aura :

$$K_i = \frac{4J}{\tau^2} \tag{III.23}$$

Pour calculer  $K_i$ , la constante de temps associée au régulateur  $\tau$  est choisie en fonction de la constante de temps statorique dans l'axe q par  $\tau = \frac{L_{qs}}{R_s}$  qui caractérise la dynamique du couple.

Par conséquent :

$$K_p = K_i \cdot \tau \tag{II.24}$$

La boucle de régulation de la vitesse est donnée par la figure (III.07), mais on a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du Système (machine + régulateur *PI*)

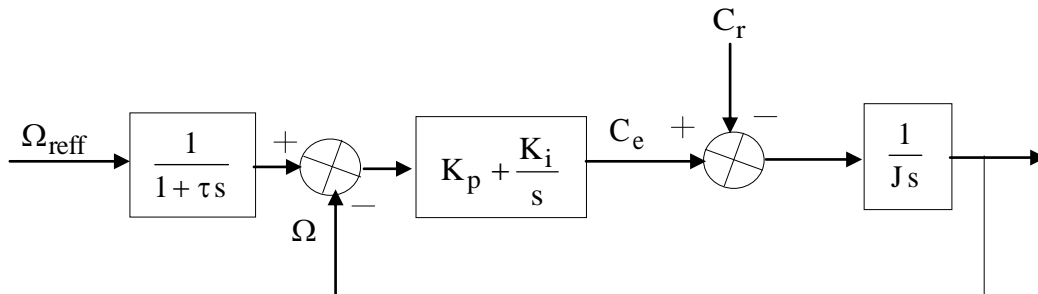


Fig.III.7 : Régulation de la vitesse

### III. 6. Résultats de simulation

Il est à signaler qu'on a simulé la commande vectorielle pour une *MSAP* donnée dans le chapitre précédant, et on a utilisé le schéma-bloc représentant le système global de commande en tension donné par la figure (III.05) (en *SIMULINK* sous *MATLAB*).

#### - Test de robustesse par la variation de charge et la variation de vitesse

En utilisant le schéma de simulation de la figure (III.05), on a procédé aux essais suivants pendant une durée de 1s.

Essai en charge :  $\Omega_{ref}$  est fixée à 100 rad/s, et on applique brusquement un couple de charge qui vaut  $C_r$  a ( $t = 0.5s$ ).

Essai à vide: on a fait brusquement varier la vitesse de 100rd/s à -100 rad /s puis on a imposé une vitesse de 50rd/s.

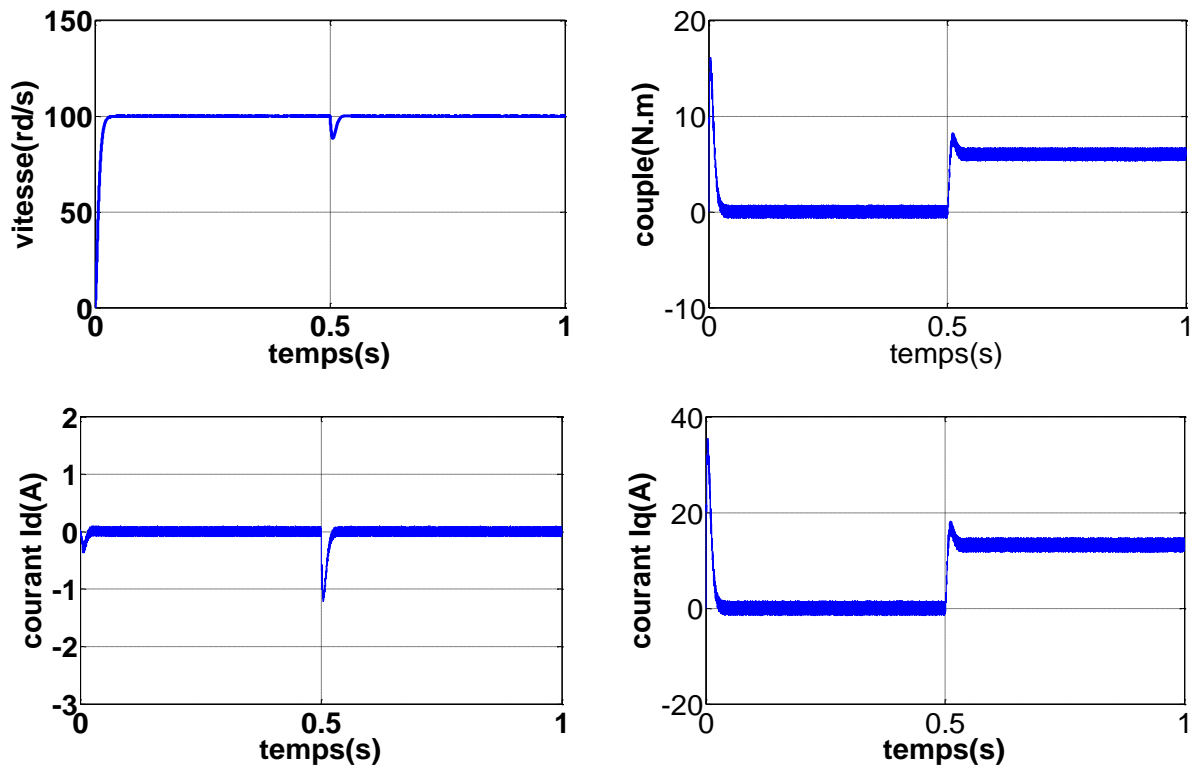


Fig.III.10. Résultats de simulation en charge à  $t = 0.5$

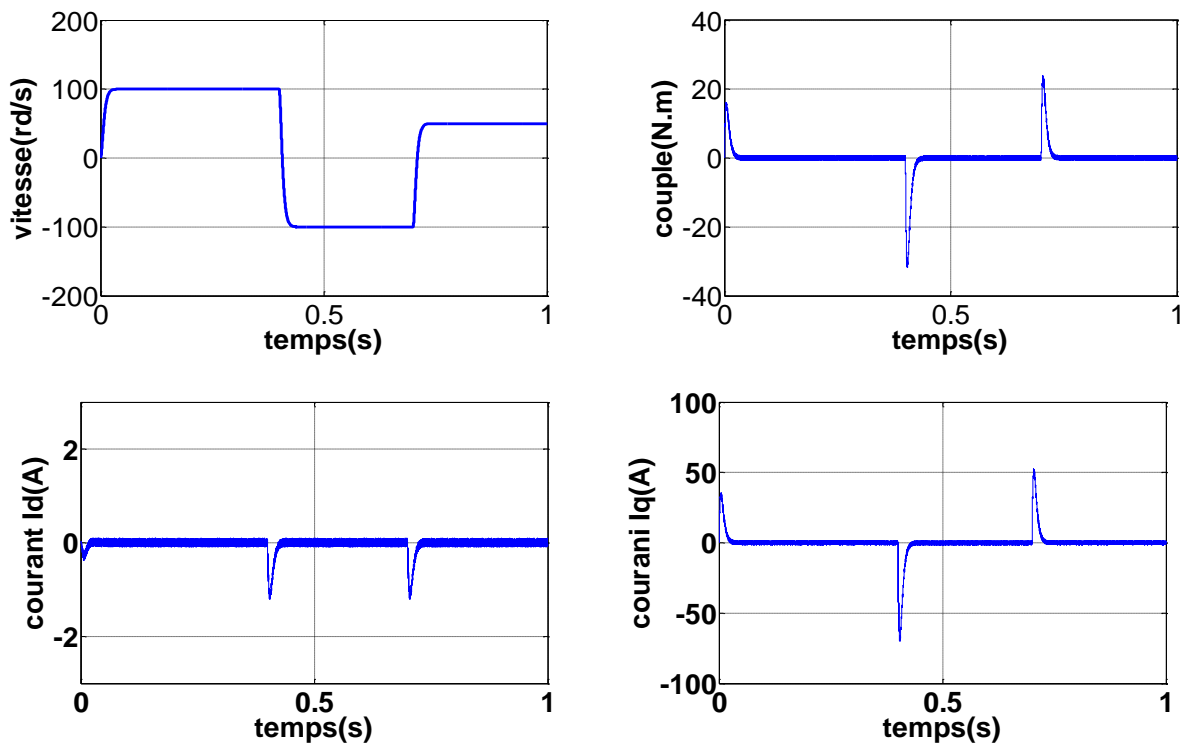


Fig.III.11. Résultats de simulation de l'inversion de la vitesse

Ces résultats montrent que pour une variation brusque de charge, les grandeurs telles que la vitesse, le couple et les courants sont influés par cette variation durant un temps très court, ensuite ils se rétablissent à leurs valeurs permanentes, on en déduit que le système est parfaitement commandé.

### III. 7. Conclusion

Cette étude par simulation a permis d'aborder la conception d'un asservissement de vitesse du *MSAP* associée à une commande vectorielle, cette dernière permet de traiter le *MSAP* de façon semblable à celle de la machine à courant continu.

Les résultats montrent une bonne robustesse de la commande, une réponse rapide et sans dépassements.

Les régulateurs *PI* seraient suffisants pour la régulation de vitesse du *MSAP* aussi on remarque que les paramètres dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ce qui nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante.

Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, des différents testes ont été effectués où les résultats indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande.

Pour pallier aux problèmes et aux incertitudes paramétriques on introduit un deuxième type de commande CNL, en l'occurrence la commande non Linéaire par Linéarisation au sens des entrées-sorties, ce dernier fera l'objet du chapitre qui suit.

# **CHAPITRE IV**

## **Commande non Linéaire par Linéarisation au sens des Entrées-sorties**

### IV.1. Introduction

La mise au point des aimants permanents à base de terre rare, le développement de l'électronique de puissance et la progression des organes de commande numérique à fort degré d'intégration ont ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande.

Parmi les nombreuses méthodes de commande développées dans la littérature technique la commande non linéaire permet d'envisager des variateurs de vitesse à courant alternatif très compétitifs et aussi performants que les variateurs à courant continu . La commande non linéaire, par le biais de la linéarisation entrée – sortie permet de décomposer le modèle du moteur en deux sous-systèmes linéaires mono variables indépendants . Le comportement de chaque sous système est défini par un choix optimal des pôles dans le plan de Laplace [5], ce choix permet d'avoir des coefficients de réglage conduisant à un courant supérieur au courant max la solution de limitation du courant par saturation rend la contre réaction du contrôle inactive durant les régimes transitoires importants.

Plusieurs méthodes ont été proposées pour résoudre ce problème, la technique de limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse à accélération constante présente des avantages incontestables qu'on analyse dans ce chapitre.

Dans ce chapitre on étudie, dans la première étape le modèle du moteur puis on présente un rappel sur la linéarisation entrée – sortie. Dans la deuxième étape, on applique la CNL au moteur avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse à accélération constante [5] [10].

On termine par un commentaire sur les résultats de simulation et on conclue sur l'apport et l'intérêt de cette CNL.

### IV.2. Outils mathématique

Dans cette section, on présente quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens entrées-sorties [8].

#### IV.2.1. Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse  $h(x)$  par rapport au vecteur  $x$ , par le

vecteur ligne  $\nabla h(x)$ , défini par  $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$ . d'une façon similaire, le gradient d'un champ de

vecteur  $f(x)$  est défini par le jacobéen de  $f$  (matrice de  $(n \times n)$  élément) comme suit  $(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}$

**IV.2.2.Dérivée de lie**

Soient  $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  un champ de vecteur et  $h : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  une fonction scalaire, on introduit la dérivée de lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée  $L_f h$  donnant la dérivée de  $h(x)$  dans la direction de  $f(x)$ , tel que :

$$L_f h(x) = \nabla h f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix}$$

Pour un ordre quelconque, on a :

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2, 3, \dots, n$$

et :

$$L_f^0 h = h$$

De plus, si  $g$  est autre champ de vecteur alors la fonction scalaire  $L_g L_f h(x)$  est donnée par :

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h) g$$

**IV.2.3.Crochets de lie**

Soient  $f$  et  $g$  deux champs de vecteur dans  $\mathbb{R}^n$ . le crochet de lie de  $f$  et  $g$  est un troisième champ de vecteur défini par :

$$[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x)$$

où  $\frac{\partial g}{\partial x}$ ,  $\frac{\partial f}{\partial x}$  sont des matrices jacobiennes, l'application des crochet de lie successives donne :

$$\begin{aligned} ad_f^0 g(x) &= g(x) \\ ad_f^1 g(x) &= [f, g](x) \\ &\dots\dots\dots \\ ad_f^k g(x) &= [f, ad_f^{k-1} g](x) \end{aligned}$$

**IV.2.4.Difféomorphisme**

La fonction  $\Phi : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  définie dans une région  $\Omega \subset \mathbb{R}^n$  est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux condition suivantes :

- $\Phi$  est inversible, (i.e) il existe une fonction  $\Phi^{-1}$  tel que :

$$\Phi^{-1}(\Phi(x)) = x$$

pour tout  $x \in \Omega \subset \mathbb{R}^n$

- $\Phi^{-1}$  et  $\Phi$  sont de fonction lisses.

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non-linéaire en un autre système non-linéaire en effectuant un changement de variable de la forme :

$$z = \Phi(x)$$

où  $\Phi(x)$  représente n variable :

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x) \\ \Phi_2(x) \\ \dots \\ \Phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}$$

À noter que si  $\Phi^{-1}(z)$  existe pour tout  $z \in \mathbb{R}^n$ , le difféomorphisme est dit global, dans le cas contraire le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région  $\Omega \subset \mathbb{R}^n$ .

### IV.3.Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles.

On va montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v, en effectuant un bon choix de la loi linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques [5] [9].

Avant tout, on considère que le système non linéaire de p entrées et p sorti a pour forme :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x).u_i \tag{IV.1}$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1,2,3,\dots,p \tag{IV.2}$$

Où  $x = [x_1, x_2, \dots, x_p]^T \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur des états,  $u = [u_1, u_2, \dots, u_p]^T \in \mathbb{R}^p$  est le vecteur des commandes et  $y = [y_1, y_2, \dots, y_p]^T \in \mathbb{R}^p$  représente le vecteur des sorties.  $f, g_i$  Sont des champs de vecteurs lisses et  $h_i, i = 1,2,3,\dots,p$  est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_i^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i \quad j = 1,2,3,\dots,p \tag{IV.3}$$

Où :  $L_f^i h_j$  et  $L_g^i h_j$  sont les  $i^{\text{ème}}$  dérivées de Lie de  $h_j$  respectivement dans la direction de f et g

$r_j$  est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (IV-03) et est connu sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie  $y_j$ .

Le degré relatif total ( $r$ ) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (IV-03) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système :  $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$ .

On dit que le système (IV-01) a pour degré relatif ( $r$ ) s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_j - 1, \quad 1 \leq j \leq p, \quad 1 \leq i \leq p$$

et :

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 \quad k = r_j - 1$$

Dans le cas où le degré total est égale à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états, si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation au sens des entrées-sorties

Pour trouver l'expression de la loi linéarisant  $u$  qui permet de rendre linéaire la relation linéaire entre l'entrée  $e$  et la sortie, on réécrit l'expression (IV-3) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \cdots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = A(x) + D(x).u \quad (\text{IV.4})$$

où :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \cdots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \cdots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \cdots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \cdots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

où  $D(x)$  est appelée matrice de découplage du système

Si on suppose que  $D(x)$  n'est pas singulière, la loi de commande linéarisant a pour forme :

$$[u] = D(x)^{-1} [-A(x) + [y]] \quad (\text{IV.7})$$

On note que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage  $D(x)$  est inversible, le schéma bloc du système est donné à la figure (IV.1)

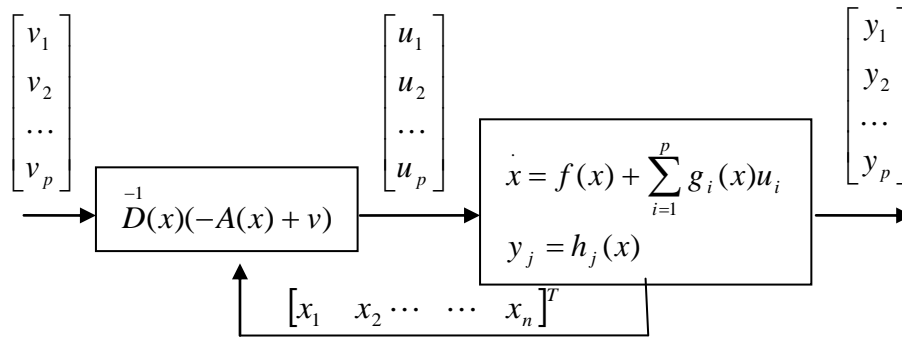


Fig.IV.1. Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (IV.7) dans (IV.1), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme :

$$y_i^{(r_i)} = v_i \tag{IV.08}$$

ou plus explicitement par :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T \tag{IV.09}$$

ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entée  $v = [v_1 \dots v_p]^T$

On remarquons que l'expression (IV-08) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable figure (IV.2)

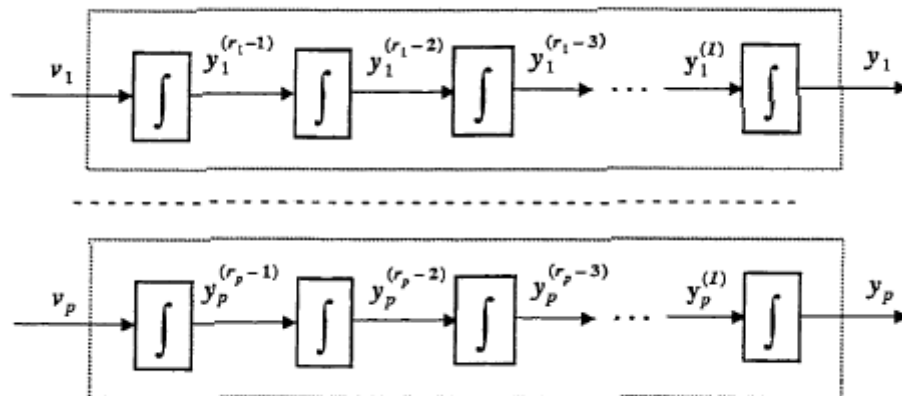


Fig.IV.2. dynamique du système linéarisé

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique.

IV.3.1.Mise sous forme canonique

Supposons que le système (IV-01) a des degrés relatifs  $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$  et que  $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$  ou  $n$  est l'ordre du système on définit  $r$  fonctions  $(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_r)$  qui permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} z &= (\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{r_1}, \Phi_{r_1+1}, \dots, \Phi_r) \\ &= (h_1, L_f h_2, \dots, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, \dots, h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p) \end{aligned} \tag{IV.10}$$

Selon la valeur de  $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ , on peut distinguer deux cas possible :

**Cas 1 :** ( $r = r_1 + r_2 + \dots + r_p = n$ ) dans ce cas, l'ensemble des fonctions  $\Phi^k = L_f^{k-1} h_i$  avec  $1 \leq k \leq r_i$  et  $1 \leq i \leq p$  définissent un difféomorphisme, tel que :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \dots \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1 \quad L_f h_1 \quad \dots \quad L_f^{r_1-1} h_1]^T \\ \dots \\ [h_p \quad L_f h_p \quad \dots \quad L_f^{r_p-1} h_p]^T \end{bmatrix} \tag{IV.11}$$

**Cas 2 :** ( $r = r_1 + r_2 + \dots + r_p < n$ ), dans ce cas, il est possible de trouver  $(n-r)$  autres fonction  $\Phi^k$  ( $r+1 \leq k \leq n$ ) pour que  $\Phi^k$ , ( $1 \leq k \leq n$ ) soit de range  $n$ , on introduit un vecteur de variable complémentaires  $\eta$  de sorte que :

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r+1} \\ \Phi_{r+2} \\ \dots \\ \Phi_n \end{bmatrix}$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (IV-1) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_{r1} \\ \dot{z}_{r1} &= L_f^{r_1} h_1 + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r_1-1} h_1 u_j \\ \dot{z}_{r1+1} &= z_{r1+2} \\ \dot{z}_r &= L_f^{r_p} h_p + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r_p-1} h_p u_j \end{aligned} \tag{IV.12}$$

Pour les  $n-r$  autres fonctions, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles variables, toutefois on les note d'une façon générale par  $\dot{\eta} = \Psi(z, \eta) + \Gamma(z, \eta)u$

En ce qui concerne la sortie, le vecteur  $y = [y_1 \ \dots \ y_p]^T$  peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par :

$$\begin{aligned} y_1 &= z_1 \\ y_2 &= z_{r_1+1} \\ y_p &= z_{r_1+\dots+r_{p-1}+1} \end{aligned} \tag{IV.13}$$

En appliquant la loi linéarisation (IV-7) aux systèmes (IV-12) on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{z} &= \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} u \\ \dot{\eta} &= \Psi(z, \eta) + \Gamma(z, \eta)u \end{aligned} \tag{IV.14}$$

avec :

$$A_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in R^{r_i \times r_i}, \quad B_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \in R^{r_i}, \quad C_{r_i} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$$

et pour la sortie :

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{r_p} \end{bmatrix} z \tag{IV.15}$$

#### IV.4. Conception du nouveau vecteur de commande v

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire :

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + k_{r_j-1}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \tag{IV.16}$$

ou les vecteurs  $\{ y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)} \}$  définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties. si les  $k_i$  sont choisis de façon à ce que le polynôme  $s^{r_j} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1 = 0$  soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur :

$$e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t) \text{ Satisfait } \lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0.$$

Le système linéarisé en boucle fermé est donné par la figure (IV-3) suivante :

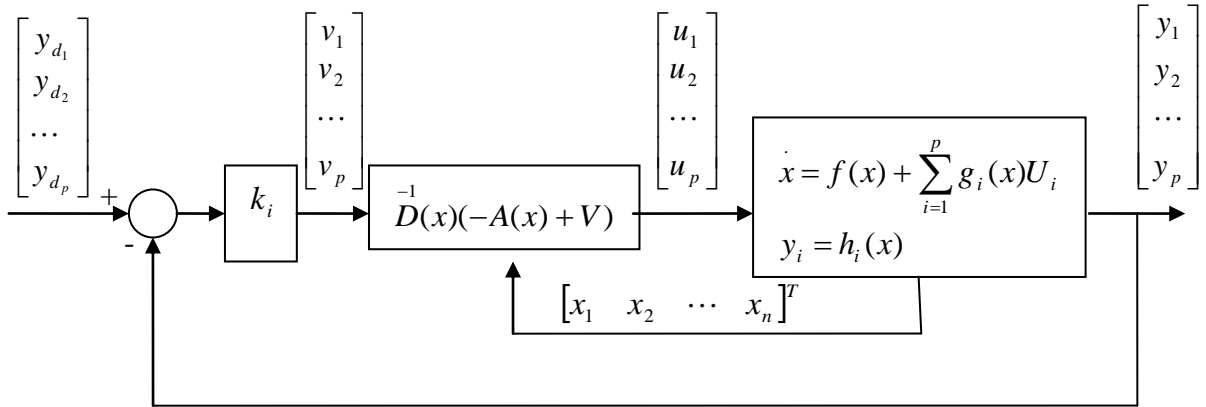


Fig.IV.3. schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.

#### IV.5 Modèle non linéaire de la machine synchrone à aimant permanent

Le modèle de la machine synchrone à aimant permanent est exprimé dans le référentiel (d,q) lié au rotor sous forme :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_d}{L_d} + \frac{L_q}{L_d} p\omega_r I_q + \frac{1}{L_d} U_d \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_q}{L_q} - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r I_d - \frac{\phi_f}{L_q} p\omega_r + \frac{1}{L_q} U_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_q I_d + \phi_f I_q] - \frac{1}{J} C_r - \frac{B}{J} \omega_r \end{cases} \quad (IV.17)$$

Le couple de charge  $C_r$  n'apparaît pas dans ces équations car il est considéré comme une perturbation. Le système d'équations est réécrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées-sorties comme suit :

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)U_d + g_2(x)U_q \quad (IV.18)$$

Où le vecteur des états  $x$  et des commandes  $u$  sont :

$$x = [I_d \quad I_q \quad \omega_r]^T \text{ et } u = [U_d \quad U_q]^T \quad (IV.19)$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r I_q \\ \frac{-R}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r I_d - \frac{\phi_f}{L_q} p \omega_r \\ \frac{3p}{2j} ((L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q) - \frac{B}{j} \omega_r \end{bmatrix} \quad (\text{IV.20})$$

et :

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Les variables de commande sont les courant  $I_d$  et la vitesse mécanique  $\Omega$ .

## IV.6. Linéarisation de la machine synchrone à aimant permanent

### IV.6.1. Degré relatif

On s'est donné comme objectif d'assurer la régulation de vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (où la composante longitudinale des courants statoriques  $I_d$  est forcée à rester nulle en tout temps). Pour ce faire, on applique à son modèle une linéarisation au sens des entrées-sorties qui assure un découplage total entre les commandes et les sorties. Dans ce volet, les sorties doivent être la vitesse du rotor ( $\omega_r$ ) et le courant ( $I_d$ ):

$$y_1 = I_d \quad \text{Et} \quad y_2 = \omega_r \quad (\text{IV.21})$$

Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose. La stratégie de fonctionnement à couple maximal nous mène à imposer  $I_{d\text{reff}} = 0$  tandis que la vitesse doit suivre sa référence qui peut être un échelon ou une trajectoire quelconque définie par  $\omega_{\text{reff}}$ .

#### IV.6.1.1. Degré relatif du courant $i_d$

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_g h_2(x) U_d \quad (\text{IV.22})$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_f h_1(x) &= f_1(x) \\ L_g h_1(x) &= (g_1 \quad 0) \end{aligned} \quad (\text{IV.23})$$

$$\text{Donc :} \quad y_1 = \frac{-R}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r I_q + \frac{1}{L_d} U_d \quad (\text{IV.24})$$

Ainsi, l'entrée  $U_d$  apparaît. On arrête ici et on note, pour cette sortie, un degré relatif  $r_1 = 1$ .

IV.6.1.2. Degré relatif de la vitesse  $w_r$ 

$$y_2 = \omega_r = h_2(x). \quad \nabla h_2 = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (\text{IV.25})$$

En la dérivant une fois, on a :

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) U_d + L_{g_2} h_2(x) U_q \\ &= \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_1(x) U_d + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_2(x) U_q \\ &= \frac{3p}{2j} [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] - \frac{B}{J} \omega_r \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$

Remarquons qu'aucune entrée n'apparaît. On est donc obligé de dériver une autre fois :

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2 &= L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} (L_f h_2(x)) U_d + L_{g_2} (L_f h_2(x)) U_q \\ &= \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) I_q f_1(x) + \frac{3p}{2j} (\phi_f + (L_d - L_q) I_d) f_2(x) \\ &\quad - \frac{B}{j} f_3(x) + \frac{3p}{2jL} (L_d - L_q) I_d U_d + \frac{3p}{2j} (\phi_f + (L_d - L_q) I_d) U_q \end{aligned} \quad (\text{IV.27})$$

.Les deux entrées ( $U_d$  et  $U_q$ ) apparaissent et le degré relatif est donc ( $r_2 = 2$ ). Le degré relatif total est ( $r = r_1 + r_2 = 3$ ) on va effectuer une linéarisation exacte. Aucune dynamique interne n'est à considérer.

La matrice définissant la relation entre les entrées physique ( $U$ ) et les dérivées des sorties  $Y(x)$  est donner par l'expression (IV-28) :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 & \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

Ou :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r I_q \\ \frac{3p}{2j} (L_d - L_q) I_q f_1(x) + \frac{3p}{2j} [(L_d - L_q) I_d + \phi_f] f_2(x) - \frac{B}{j} f_3(x) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

Et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{3p}{2jL_d} (L_d - L_q) I_q & \frac{3p}{2jL_q} [(L_d - L_q) I_d + \phi_f] \end{bmatrix} \quad (\text{IV.30})$$

Où  $D(x)$  est appelée matrice de découplage du système.

## IV.7. Linéarisation du modèle

Pour linéarité le comportement entrée-sortie de la machine en boucle fermée, on applique le retour d'état non linéaire suivant :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left[ -A(x) + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{IV.31})$$

Le déterminant de la matrice de découplage  $D(x)$  est :

$$\det[d(x)] = \frac{3p[(L_d - L_q)I_d + \phi_f]}{2jL_d L_q} \neq 0 \quad \text{ou encore } \phi_f \neq (L_d - L_q)I_d$$

Ou :

$$D^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \frac{L_d}{- (L_d - L_q)I_q L_q} & 0 \\ \frac{0}{3p[(L_d - L_q)I_d + \phi_f]} & \frac{2jL_q}{3p[(L_d - L_q)I_d + \phi_f]} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.32})$$

en remplaçant l'expression (IV-31) dans celle donnée en (IV-28) on obtient un système linéaire totalement découplée de la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 & \ddot{y}_2 \end{bmatrix}^T = [V_1 \quad V_2]^T \quad (\text{IV.33})$$

Les nouvelles entrées  $(V_1, V_2)$  doivent être conçues pour qu'on assure que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_1 = I_{dref} \quad \text{et} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} y_2 = \omega_{ref} \quad (\text{IV.34})$$

Pour cela, on procède par placement de pôles. Dans le cas général, et pour un problème de poursuite de trajectoires, on a:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_d \cdot (I_{dref} - I_d) \\ \vdots \\ \omega_{ref} + k_{\omega} (\omega_{ref} - \omega_r) + k_{\omega 2} (\omega_{ref} - \omega_r) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.35})$$

Mais si la trajectoire imposée est un échelon, alors on a  $\ddot{\omega}_{ref} = \dot{\omega}_{ref} = 0$ , l'expression (IV.35) devient :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_d (I_{dref} - I_d) \\ \vdots \\ -k_{\omega 1} \dot{\omega}_r + k_{\omega 2} (\omega_{ref} - \omega_r) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.36})$$

IV.8. Schéma bloc du système linéarisé

Le schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure(IV.3) suivante:

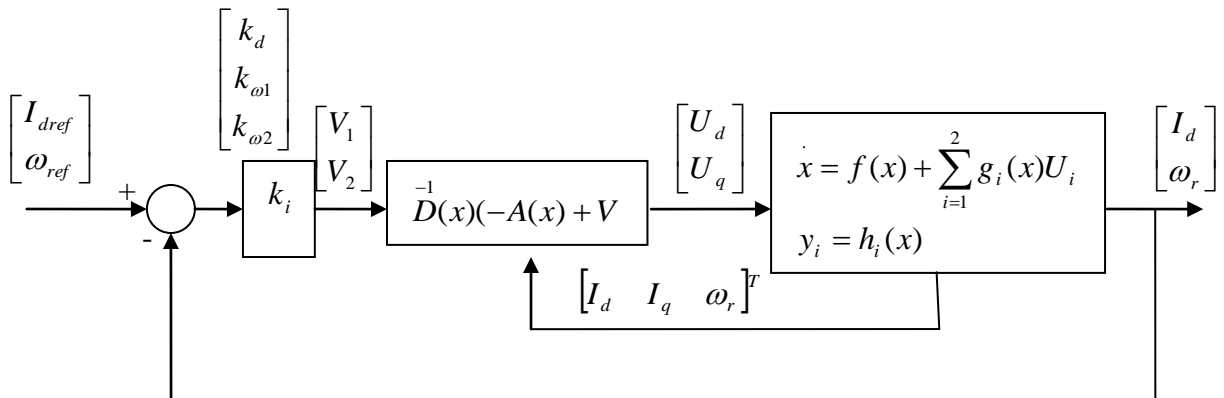


Fig.IV.4. Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

IV.9. Structure de commande non-linéaire

a partir du système de fig (IV-4), on peut représenter la commande non linéaire par un bloc diagramme illustré par figure (IV-5)

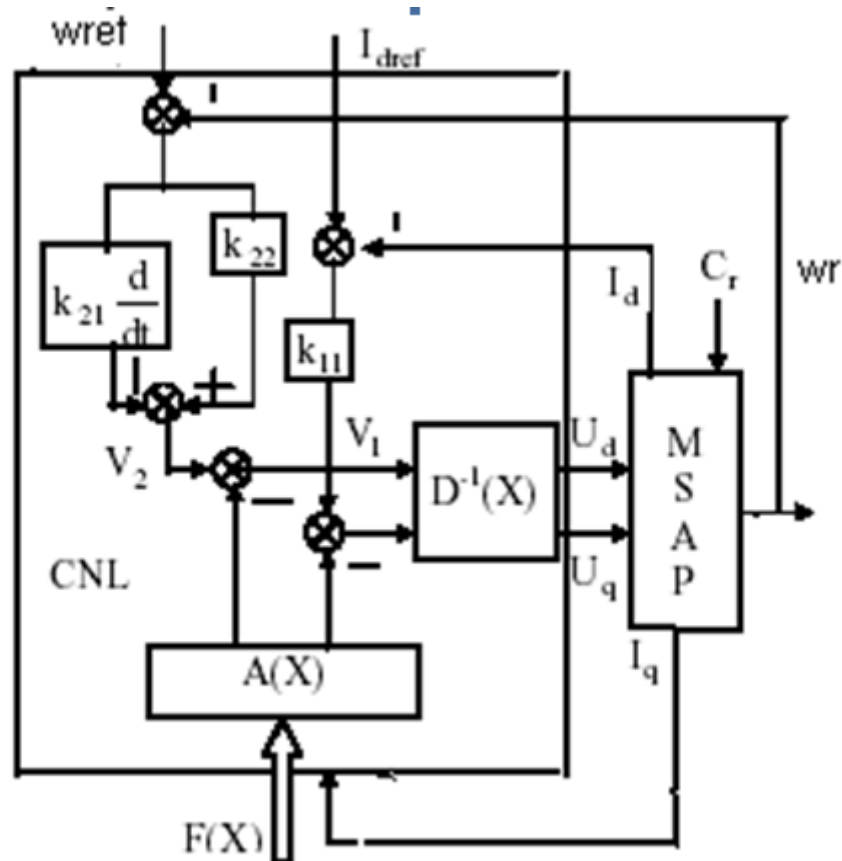


Fig.IV.5 . Schéma de la CNL du MSAP.

IV.10. Résultats de simulation

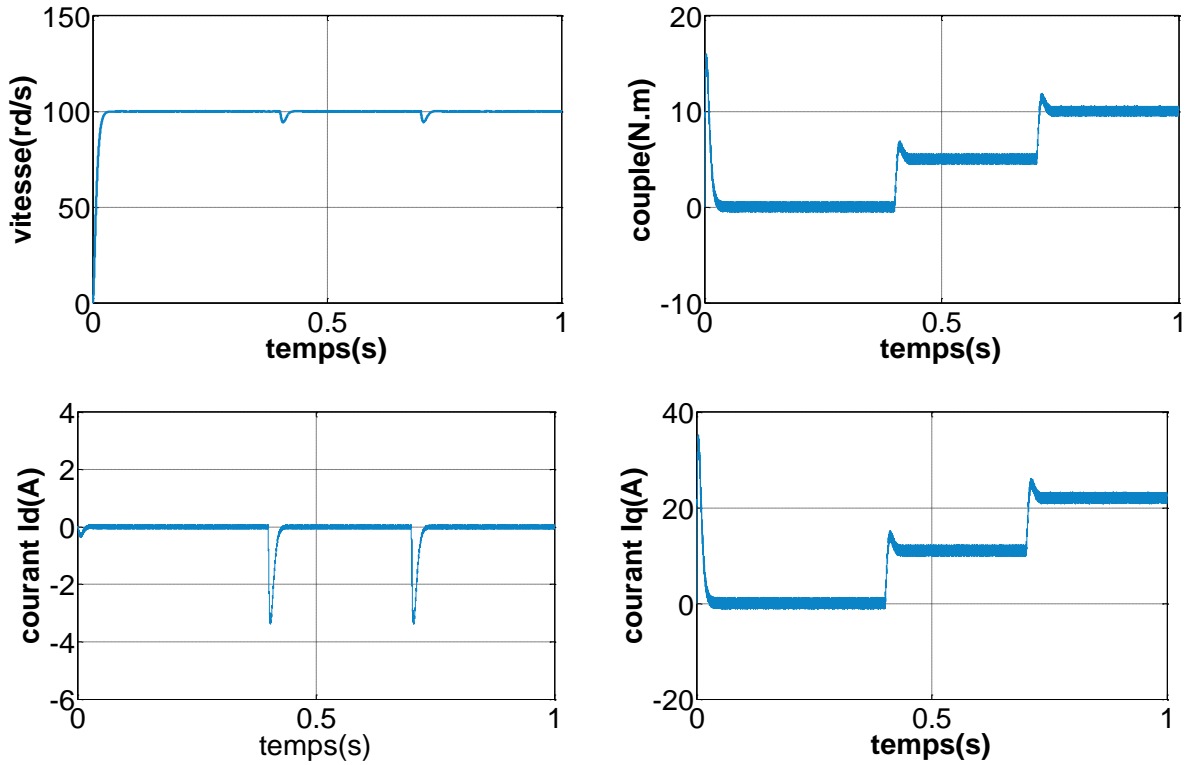


Fig.IV.6. Résultat de simulation en charge à t=0.3

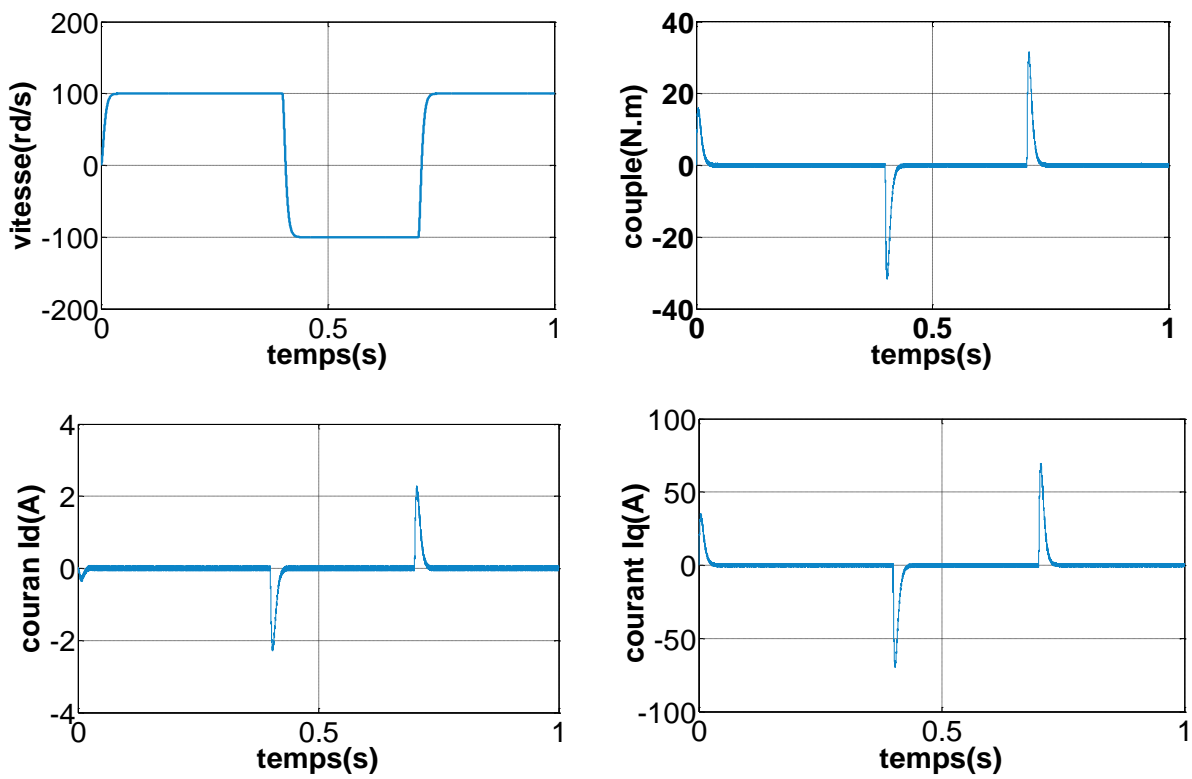


Fig.IV.7. Résultat de simulation de l'inversion de vitesse.

Les résultats de la figure(IV.6) présentés dans cette partie montre premièrement le démarrage avec une vitesse de référence de 100 rad/s, à l'instant  $t=0.4$  on applique un couple résistant de 5 N.m et a l'instant  $t=0.7$ s on applique une autre valeur de couple résistant de 10 N.m , d'après les résultats de simulation en remarque que lors de démarrage la transition de la vitesse se fait à une accélération bornée avec un couple qui appliqué et un temps de réponse minimum, ce qui montre l'efficacité de cette commande qui s'adapte aux variations de la charge, ce dernier stabilise vers la charge nominal avec un léger dépassement, et pour les courant statorique on remarque que la composante  $I_d$  presque reste nulle, et la composante  $I_q$  prend la forme de celle du couple électromagnétique.

La figure.(IV.7) montre la robustesse de cette régulation en cas de l'inversion de vitesse à l'instant  $t=0.4$ s, on inverse le sens de rotation (vitesse de référence -100 rad/s), la vitesse atteint la nouvelle référence après un temps très court, à cet instant la composante  $I_q$  présente un pic qui correspond à l'inversion de vitesse, le couple aussi puis ils stabilise à la valeur nulle et le courant  $I_q$  prend la forme de celle du couple ,le courant  $I_d$  est nul .

Les résultats de simulation avec convertisseur montre une bonne robustesse lors de la variation de la charge, de l'inversion de la vitesse.

#### IV.11.Comparaison des performances de la commande vectorielle et la commande (CNL):

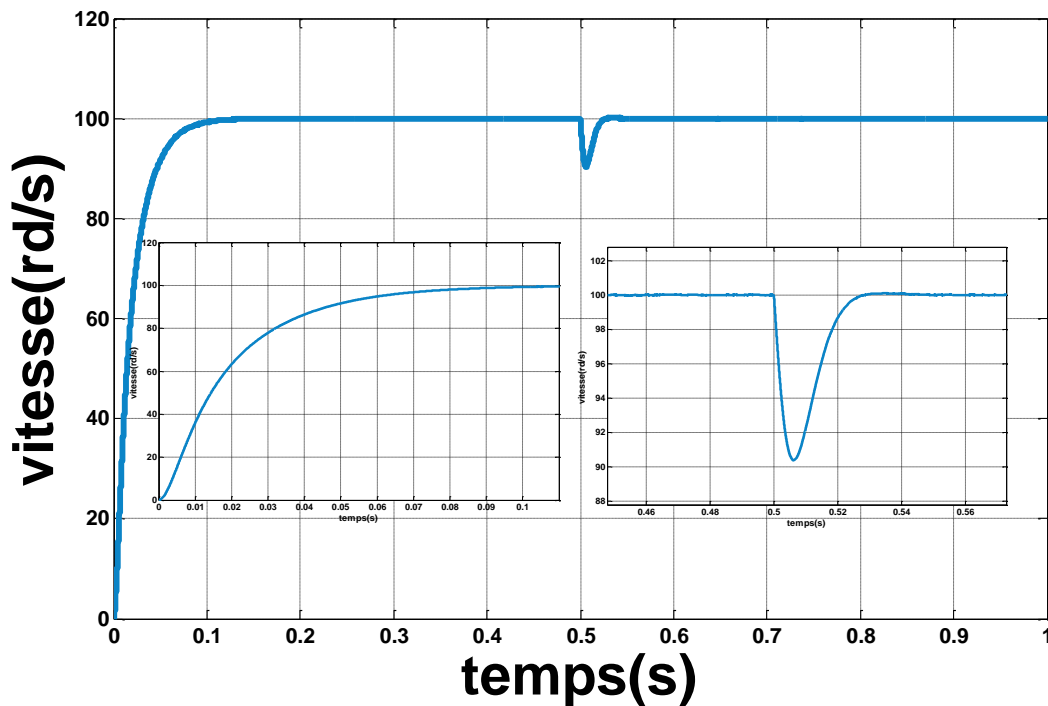


Fig.IV.8. variation de vitesse pour la commandes Vectorielle

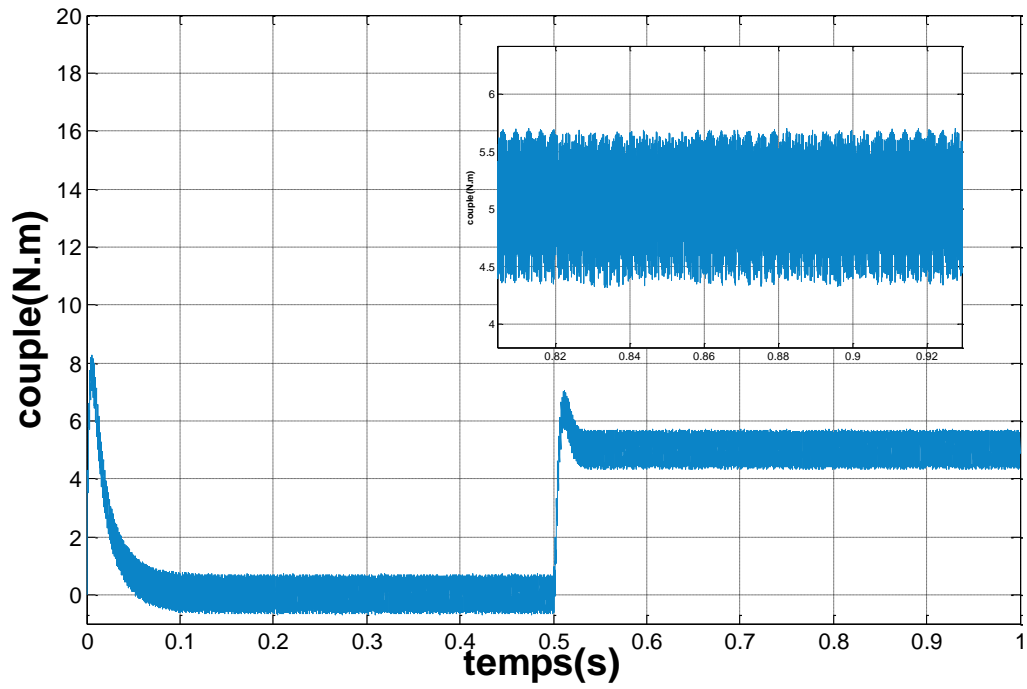


Fig.IV.9. variation du couple pour la commandes Vectorielle

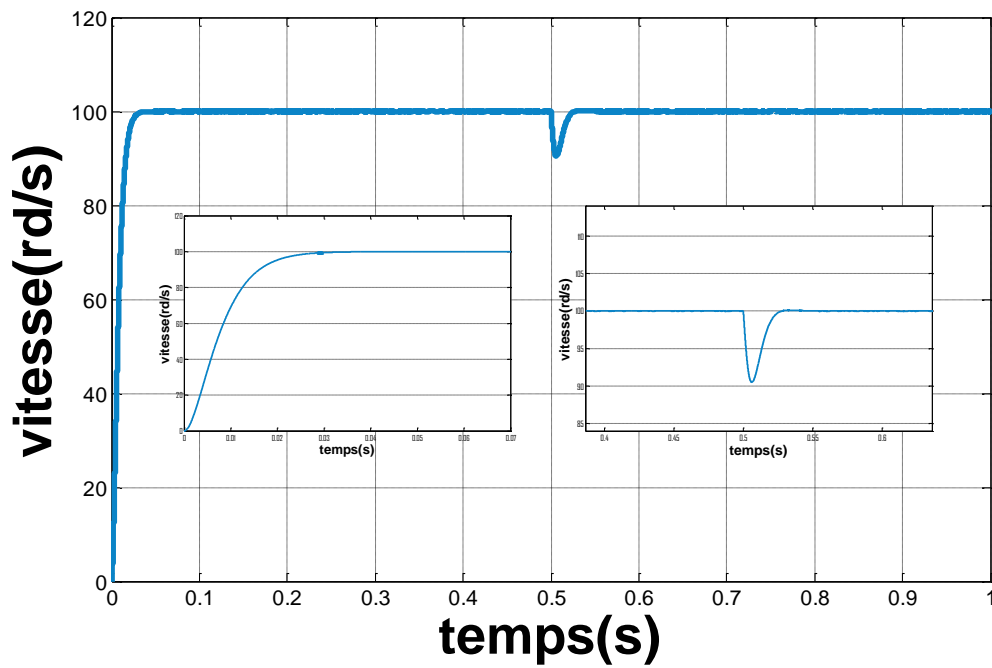


Fig.IV.10. variation de vitesse pour la commandes CNL

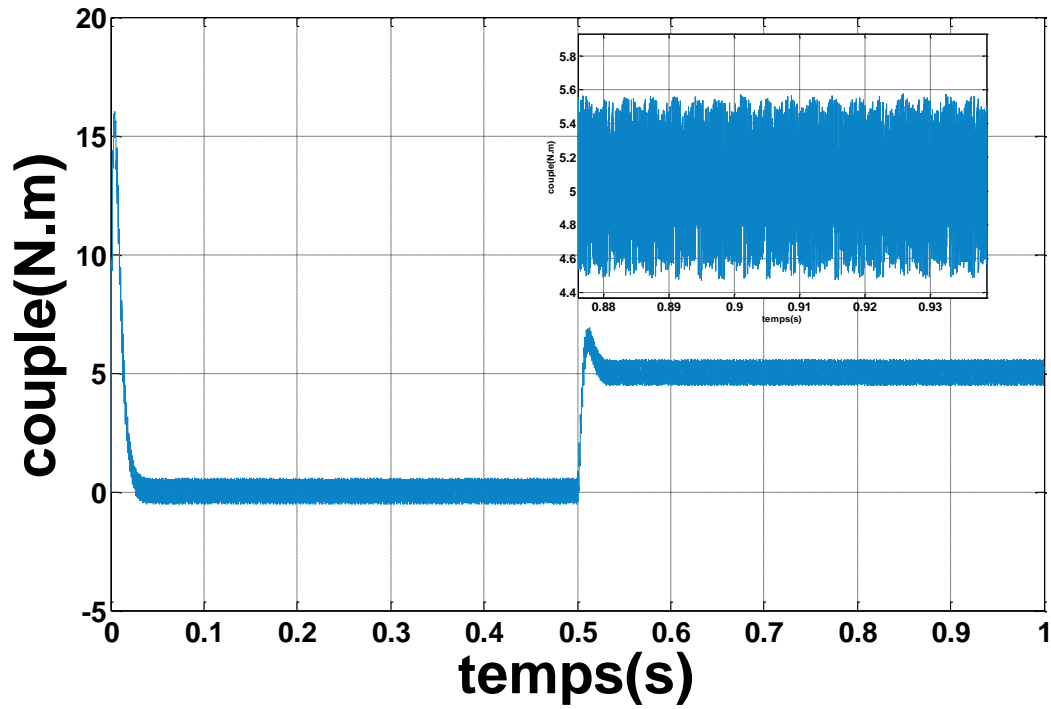


Fig.IV.11. variation du couple pour la commande CNL

Type de commande		Commande vectorielle	Commande non-linéaire (CNL)
Comportement à basse vitesse		Bon	Bon
Découplage		Nécessité d'orientation	Simple (sans passer par la connaissance exacte de la position du flux)
Commande Algorithmique	Méthodes	Modèle simple, pas de capteur mécanique	Modèle Complexe, capteur mécanique

Tableau (IV. 1) Comparaison des Performances des deux Commandes Vectorielle , et CNL

**IV.12.Conclusion**

On a présenté dans ce chapitre la commande par retour d'état NL appliquée au MSAP. Les objectifs de poursuite et de rejet de perturbation sont acceptables. Le découplage est maintenu même en cas de variations de la charge, un choix convenable des coefficients du contrôleur NL ( $k_{11}$ ,  $k_{21}$ ,  $k_{22}$ ) permet d'avoir de très bonnes performances.

La linéarisation entrée – sortie par retour d'état NL permet de ramener le comportement du moteur en boucle fermée d'un système NL à un système linéaire découplé sans passer par la connaissance exacte de la position du flux.

On peut conclure que la commande non-linéaire développe des performances supérieures (une bonne robustesse aux variations de la vitesse et couple de charge.).

## CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de ce mémoire, est l'étude comparative entre la commande vectorielle et la commande non Linéaire par linéarisation au sens des Entrées-sorties.

En plus elle peut être utilisée pour divers types de machine synchrone aussi bien que pour les machines asynchrone sans modification important.

En premier lieu on a vu brièvement la théorie de base de la machine synchrone à aimants permanents. Par la suite on a modélisé sous forme d'équations d'états la machine synchrone à aimants permanents s.

Dans une deuxième étape, nous avons étudié l'alimentation de la MSAP à partir d'un convertisseur de fréquence. On a utilisé un onduleur de tension à deux niveaux, la modulation de largeur d'impulsions (MLI) a été utilisé pour la commande d'onduleur . La minimisation des oscillations des grandeur contrôlées tel que le couple et le courant a été confirmé par les résultats de simulation présentés au ce chapitre.

Dans une troisième étape, on a présenté la machine synchrone commandée vectoriellement et mise en évidence par l'étude et par simulation numérique, les résultats de simulation ont montré le bon découplage entre les composantes du couple et de flux ce qui a montré la similitude de la commande avec le moteur à courant continu.

La commande par linéarisation au sens de entrée-sortie a été définit, cette structure est base sur la géométrie différentielle. L'algorithme de commande obtenu a permis sans passer par une transformation dans un repère tournant de ramener le comportement entrée sortie de la machine qui est un système non-linéaire fortement couplé en un système linéaire découplé. La commande non-linéaire a été mise en valeur par des tests de simulation.

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

- Implanter les deux commandes étudiées sur site réel.
- L'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones) pour remplacer les régulateurs classique de type PI.

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] : D.Lahmar. " Etude d'un Système de Commande Numérique d'un Moteur Synchrone Autopilotée pour Application en Positionnement de Haute Précision " .Thèse de Doctorat. Université de Compiègne .février 1993.
- [2] : R.Abdessmed et M.Kadjoudj, "Modélisation des Machines Electriques", Presse de l'université de Batna
- [3] : K.Samira, "Commande Vectorielle d'une Machine a Induction, Impacts de La Saturation de la Machine et La Modulation de Convertisseur ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna 2001.
- [4] : Y.Bourek. "Performances de La Commande Vectorielle et du Contrôle DTC de La Machine asynchrone ", Thèse d'ingénieur en Eléctrotechnique, Université de Batna 2002.
- [5] : A.Kaddouri. " Étude d'une Commande non-linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents". Thèse de Doctorat (Ph.D). Université Laval. Québec. Novembre 2000.
- [6]: T.Senju, T.Shimbokuro, and K.Uezato, "Vector Control of Permanent magnet Synchronous motors without Position and speed sensors ".
- [7] : J.Guiraud. " Commandes vectorielles de Machine Alternatives a base de Processeur de Signal ". Thèse d'ingenieur en C.N.A.M. Université de Grenoble.
- [8] : A.Meroufel, B. Belabbes, M.K.Fellah, A. Benaissa. "Commande Linéarisente d'un Moteur Synchrone à Aimants avec Limitation du Courant par Poursuite d'une Trajectoire de Vitesse à Accélération Constant". Faculté des Sciences de l'Ingénieur Université Djillali Liabes Sidi Bel – Abbes.2004
- [9] : B. Belabbes , M.K.Fellah. A.Meroufel, A.Azzeddine, M.Abid, " Etude Comparative de La Commande Linéarisente par Bakstepping et La Commande à Retour D'état Non-linéaire d'un Moteur Synchrone à Aiment Permanent " . Faculté des Sciences de l'Ingénieur Université Djillali Liabes Sidi Bel –Abbes. Conférence O.E.Booaghi. 9 May 2005.
- [10] : A.Meroufel, M.Massoum, B. Belabbes, Linéarisation Entrée-sortie de la Machine Asynchrone Alimentent en Courant . Faculté des Sciences de l'Ingénieur Université Djillali Liabes Sidi Bel –Abbes. Conférence O.E.Booaghi. 9 May 2005.
- [11] : J. P. Caron, J. P Hautier, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip 1995.
- [12] Y. A. Chapuis, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996.
- [13] G. Clerc, G. Grellet, "Actionneurs électriques : Principes, Modèles, Commande", Edition Eyrolles, 1999.
- [14] A.Housseem, A.Wafaa, " Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entrainement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents" Mémoire de Master Automatique, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, 2013
- [15] Lahouel Dalila, "Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" these Magistère en Electrotechnique, Université de BATNA,2009

- [16] M.S. Merzoug\*, H. Benalla and L. Louze," Nonlinear control of permanent magnet synchronous generators (PMSG) using feedback linearization", *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 14 N°2 (2011) 357 – 367
- [17] K. Kyslan, V. Šlapák, M. Pajkoš, F. Ďurovský," , Nonlinear Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Salient Poles, *Journal of Engineering Science and Technology Review* 8 (5) (2015) 128- 133

## Annexe

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont les suivants [15] :

Puissance nominale :  $P_n = 3 \text{ KW}$

Résistance de phase :  $R_s = 1.4 \Omega$

Inductance cyclique sur l'axe directe:  $L_d = 0.0066 \text{ H}$

Inductance cyclique sur l'axe transverse:  $L_q = 0.0058 \text{ H}$

Nombre de pair de pôles :  $p = 3$

Amplitude des flux des aimants permanents :  $\Phi = 0.1546 \text{ Wb}_m$

Moment d'inertie :  $J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$

Coefficient de frottement visqueux:  $F_r = 0.00038818 \text{ N.m / rd/s}$