

Annexe

Les paramètres de la MSAP qui est utilisé sont donnés dans le tableau suivant :

<i>Paramètre</i>	<i>Description</i>
$R_s=0.6 \Omega$	<i>Résistance statorique</i>
$L_d=1.4 e-3 \text{ H}, L_q=2.8 e-3 \text{ H}$	<i>Inductance statorique</i>
$J = 11 e-4 \text{ Kg.m}^2$	<i>Moment d'inertie</i>
$f = 1.4 e-6 \text{ N.m.s/rad}$	<i>Coefficient de frottement</i>
$\phi_f = 0.12 \text{ Wb}$	<i>Flux à vide</i>
$P = 4$	<i>Nombre de paire de pôles</i>
$N = 2200 \text{ tr/min}$	<i>Vitesse maximale</i>

Bibliographie

- [1] M. Sébastien CARRIERE, « Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone », L'université de Toulouse, France, Doctorat 2010.
- [2] Marwa Mohamed Moustafa EZZAT, « Commande Non linéaire Sans Capteur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », l'Ecole Centrale de Nantes, France, Doctorat 2011.
- [3] Abder-Rezak Benaskeur, André Desbiens, "Backstepping – Based Adaptive PID Control", University Laval, Québec, 2001.
- [4] Peter Vas. *Sensor less vector control and direct torque control*, Oxford université press, 1998.
- [5] Zoheir Boulbair, *Mise en oeuvre d'une commande sans capteur d'une machine synchrone à aimants permanents*, Université de Nantes, Ecole Polytechnique, Saint Nazaire, France, 2002.
- [6] Paul P. Acarnley and John F. Watson. *Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 53, No. 2, pp.352-36, April, 2006.
- [7] John Chiasson, *Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines*, WILEY-INTERSCIENCE A JOHN WILEY and SONS, INC., PUBLICATION, 2005.
- [8] Azzeddine Kaddouri, "Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrone à Aimants Permanents", Université Laval, Québec, 2000.
- [9] Gabriel-Octavian Cimuca, "Système Inertiel de Stockage d'Energie Associe a des Générateurs Eoliens", Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Centre de Lille, 2007.
- [10] M. Damien BIDART, "Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multimachines synchrones", Institut National Polytechnique de Toulouse, 2011
- [11] Théodore Wildi, "Électrotechnique", 3em Edition, Institut de Recherche d'Hydro-Québec, 2003.
- [12] Lamine Kisrane, "Commande Non Linéaire de la Machine Induction "Aspect Expérimental", Université de Batna, Magistère 2008.

- [13] Ameer Aissa, "Commande sans Capteur de Vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un Observateur d'ordre complet à Mode Glissant", Université de Batna, Magistère 2005.
- [14] Roosta Ali-Réza, "Contribution à la Commande Décentralisée Non Linéaire des réseaux électriques", Institut National Polytechnique de Grenoble, Doctorat 2007.
- [15] Azzeddine Kaddouri, "Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrones à Aimants Permanents", Université Laval, Québec, 2000.
- [16] H. K. Khalil, "Systèmes Multivariable II, Systèmes Non Linéaires", Dr : Philippe Müllhaupt, Prentice Hall 2002.
- [17] Makouf. A, "Commande Non Linéaire", Cours Magistère, Université de Batna, 2006
- [18] Jean-François Dulhoste, "Contribution à la commande Non Linéaire de Système d'Irrigation", Institut National Polytechnique de Grenoble, Doctorat 2001.
- [19] "Commande par Retour d'Etat Non Linéaire d'un Moteur Synchrones à Aimants Permanents avec Limitation du Courant par Imposition d'une Trajectoire", CE 11, Biskra.
- [20] A. Meroufel, M. Massoum, B. Belabbes, "Linéarisation Entrée-Sortie de la Machine Asynchrone Alimentée en Courant", First International Conference on Electrical Systems PCSE 05, May 09-11.2005. O. E. Bouaghi, Univ. Algeria.
- [21] B. Belabbes, M. K. Fellah, A. Meroufel, A. Azzeddine, M. Abid, "Etude Comparative de la Commande Linéarisante par Backstepping et la Commande à Retour d'Etat non Linéaire d'un Moteur Synchrones à Aimants Permanents", First International Conference on Electrical Systems PCSE 05, May 09-11.2005. O. E. Bouaghi, Univ. Algeria.
- [22] Yesma. Bendaha, Benyouness. Mazari, "Commande Adaptative Linéarisante d'un Moteur Asynchrone", Université des Sciences et de Technologie, Oran, 2008.
- [23] Jianguo Zhou, Youyi Wang, "Real-time Nonlinear Adaptative Backstepping Speed Control for a PM Synchronous Motor", Control Engineering Practice, 2005.

INTRODUCTION

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) deviennent de plus en plus attractifs et concurrents des moteurs asynchrones. C'est grâce à de nombreuses raisons comme le développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul. De plus la technologie évolue avec les aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares. Ce sont surtout les terres rares (Samarium-Cobalt et Néodyme-Fer-Bore) qui sont performants. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé. Par ailleurs, les avantages des MSAP sont leur rendement élevé, la haute vitesse, un environnement propre, un fonctionnement de longue durée. Le fait de ne pas utiliser les collecteurs mécaniques ou les contacts glissants leur permet de travailler dans les milieux les plus difficiles et d'avoir un faible coût d'entretien [4] [5].

1.1 DESCRIPTION

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est génère soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

Le stator est similaire a celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribue triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport a l'autre, de 120° électriques.

Le rotor se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (Fig.1.1). [2]

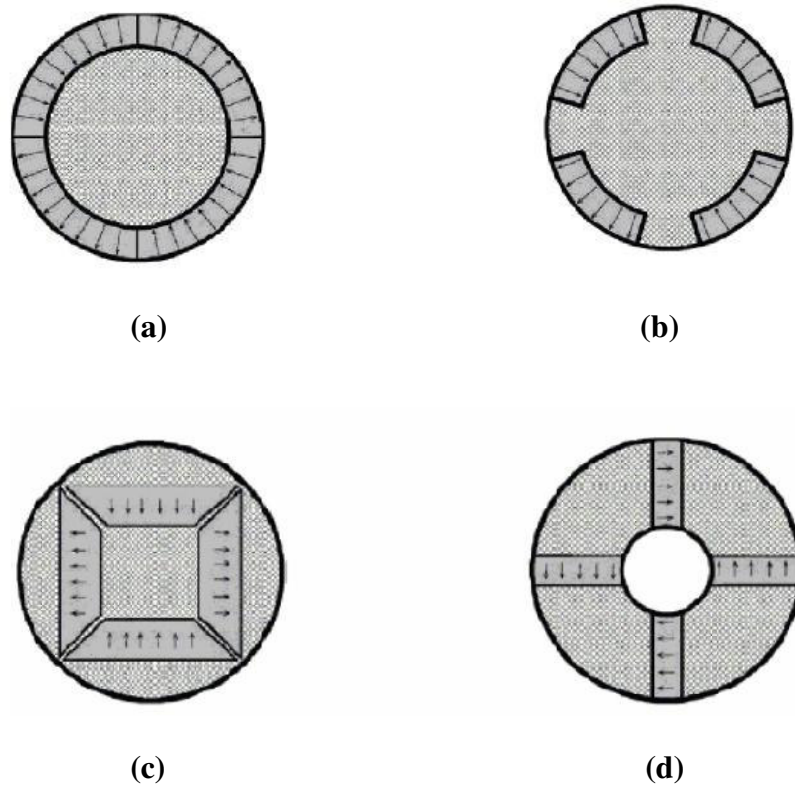


Figure 1.1: Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor [6].

(a) Aimants en surface (b) Aimants insérés

(c) Aimants enterrés (d) Aimants à concentration de flux

Les machines synchrones à f.é.m. sinusoïdales sont classées en deux sous catégories selon la position des aimants :

1. à pôles lisses, où les aimants sont montés à la surface du rotor (Fig.1.1-a).
2. à pôles saillants, où les aimants sont enterrés dans la masse rotorique (Fig.1.1-c) et (Fig.1.1d).

1.2 DOMAINE D'APPLICATION :

Le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- les automobiles.
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- les servomoteurs.
- les applications robotiques,

- la production d'électricité,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous marins ;
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne. [2]

1.3 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de *Foucault* sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- On admet que la *FMM* créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

1.4 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique [7].

Dans cette étude, la machine comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec p paires de pôles. Les enroulements statoriques sont le plus souvent connectés en étoile à neutre isolé. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor.

1.4.1 Mise en équation de la machine synchrone

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants,

Nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :

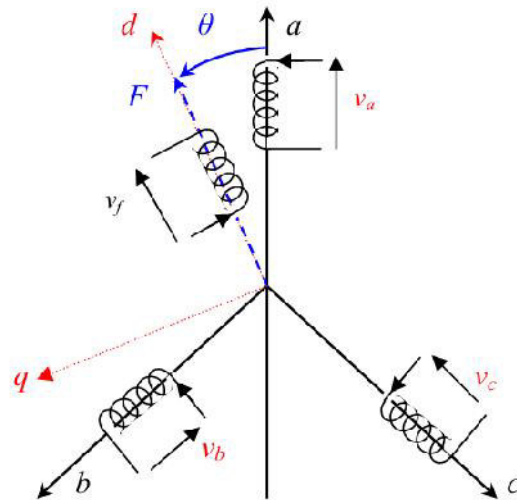


Fig. 1.2 Schéma de la machine synchrone

1.4.1.1 Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Avec :

R_s : la résistance par phase statorique,

$\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T$: Les tensions des phases statorique,

$\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T$: Les courants des phases statorique,

$\begin{bmatrix} \phi_a & \phi_b & \phi_c \end{bmatrix}^T$: Les flux totaux à travers les bobines statorique.

1.4.1.2 Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

On désigne par :

$\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix}$: Matrice d'inductances statorique. Elle contient des termes constants que nous

regroupons dans $[L_{s0}]$ et des termes variables dépendant de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$:

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}]$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} l_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & l_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & l_{s0} \end{bmatrix} \quad [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statorique,

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

1.4.2 Transformation de Park

Pour éliminer de la matrice $[L_{s2}]$, et afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statorique (a, b, c) sont remplacés par deux enroulements (d, q) en quadrature, figure (1.2). Ce passage est obtenu par la transformation de Park.

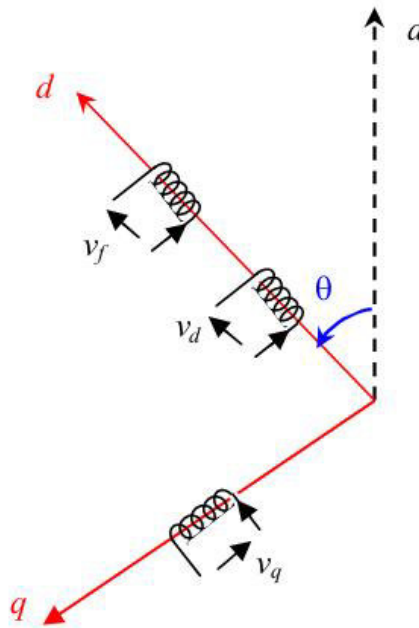


Fig. 1.3 Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)

La matrice de passage notée $[P(\theta)]$:

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

Et la matrice $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

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

1.4.3 Modèle de la MS dans le référentiel de Park

La transformation de Park ramène les équations statorique (1.1) dans un référentiel lié au rotor. Donc la machine équivalente est identique à une machine à courant continu ayant l'enroulement f comme inducteur et ayant deux induits en quadrature. [8]

Le passage du système triphasé au système biphasé se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d & \phi_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} \phi_a & \phi_b & \phi_c \end{bmatrix}$$

Alors, le modèle de la machine après la transformation de Park est :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega \phi_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d}{dt} \phi_q + \omega \phi_d \end{aligned} \quad (1.3)$$

Avec la même procédure de calcul pour les équations magnétiques et faisant usage du calcul matriciel précédent et en supposant que le système est équilibré, on aura :

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_f \quad (1.4)$$

$$\phi_q = L_q i_q$$

Φ_f : représente le flux des aimants à travers le circuit équivalent direct.

On remplaçant par les expressions des flux, on aura :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega L_d i_d + \omega \Phi_f \end{aligned} \quad (1.5)$$

1.4.4 Equations mécaniques

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.6)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes ;

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine ;

C_e : Couple électromagnétique ;

Ω : Vitesse mécanique de rotation ($\omega = p\Omega$) ;

f : Coefficient de frottement visqueux ;

Le couple électromagnétique C_e est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courants statorique. Il est exprimé par :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (1.7)$$

1.4.5 Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions (v_d, v_q), et le flux d'excitation Φ_f comme grandeurs de commande, Les courants statorique (i_d, i_q) comme variables d'état et le couple C_r comme perturbation.

A partir des équations (1.3), (1.7), on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\Phi_f}{L_q} \end{bmatrix} \omega \quad (1.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega i_q + \frac{1}{L_d}v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}\omega i_d - \frac{\Phi_f}{L_q}\omega + \frac{1}{L_q}v_q \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{3p}{2J}(\Phi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}\omega \end{array} \right.$$

Ces dernières équations constituent la base du schéma bloc de la MSAP (figure 1.4).

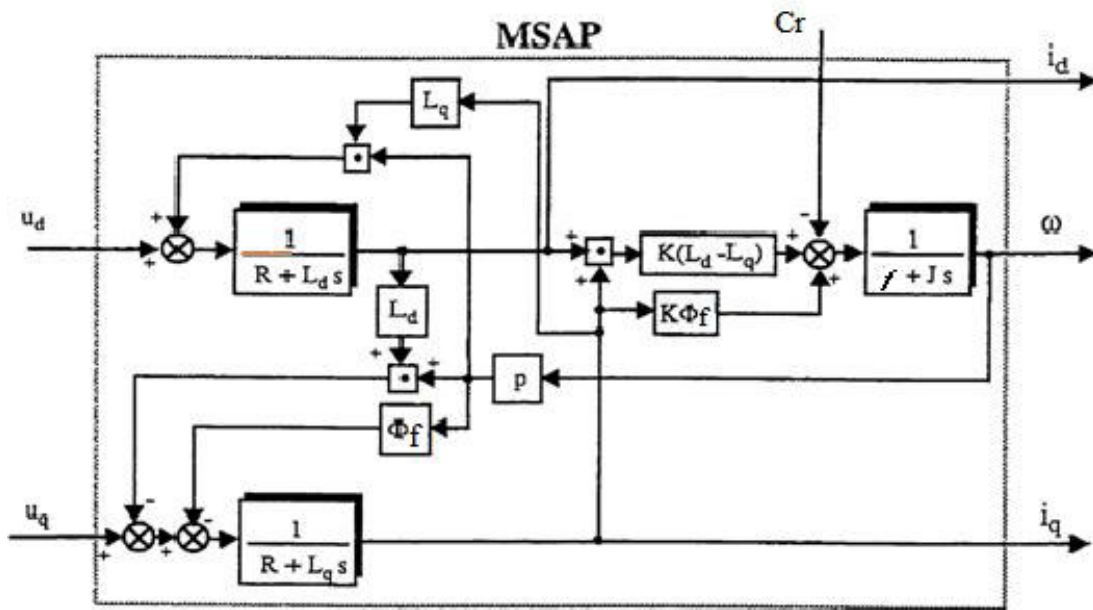


Fig. 1.4 Schéma bloc de la MSAP dans le référentiel d - q

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

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile; c'est le principe de l'autopilotage.

1.5 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") [9], permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs.

L'alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI), s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet elle permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension d'alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés.

1.5.1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est une structure utilisée pour l'alimentation en tension moyenne des machines synchrones à aimants permanents et aussi les machines asynchrones de forte puissance fonctionnant en vitesse variable.

La figure (1.5) présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension alimenté à partir d'un réseau triphasé.

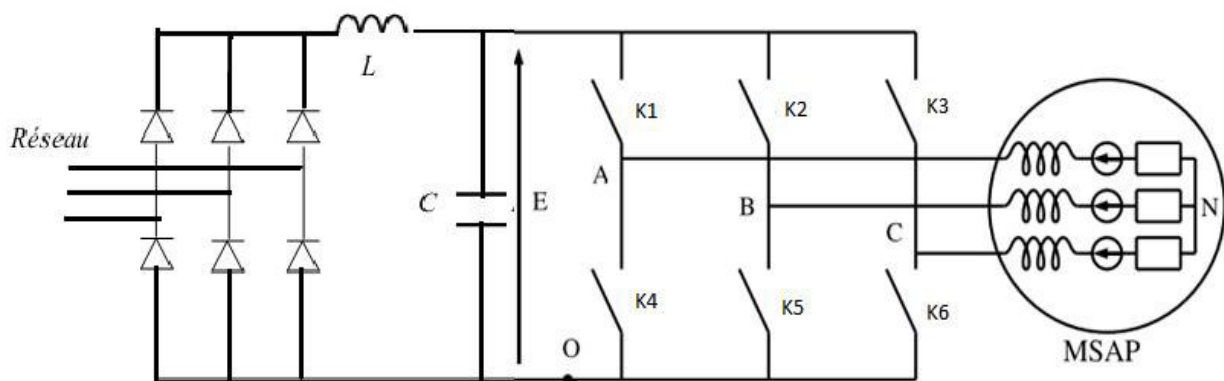


Fig. 1.5 Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé [10]

Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible. L'énergie ne peut donc transiter de la machine au réseau. L'ensemble des transistors constituant l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI), impose la fréquence de rotation du champ tournant et l'amplitude de la tension dans la machine. [11]

1.5.2 Principe de la stratégie de commande

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoïdale.

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

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

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. [9], [12]

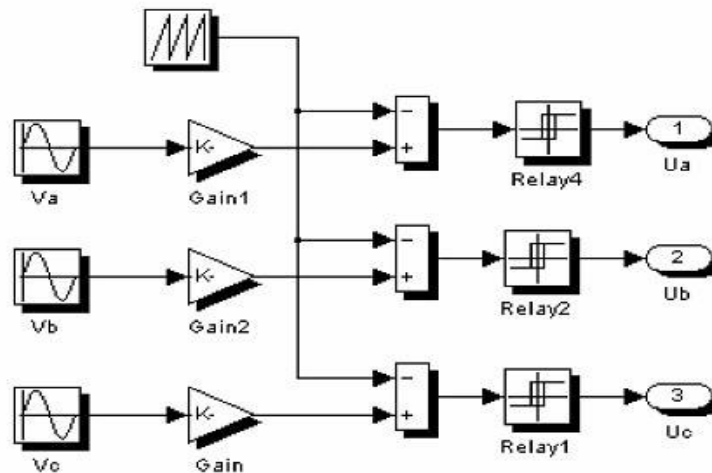


Fig. 1.6 Génération des Signaux de commande PWM de l'onduleur

Les tensions de références sont les tensions simples $V_s [V_{aN} \ V_{bN} \ V_{cN}]^T$ par rapport au point neutre. Si la charge est équilibrée alors : $V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0$.

$$\text{D'où : } \begin{cases} V_{aN} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ V_{bN} = \frac{1}{3}(v_{cb} - v_{ab}) \\ V_{cN} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (1.9)$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_j définie par :

1 : Interrupteur du demi-bas haut fermé.

$F_j =$

0 : Interrupteur du demi-bas bas ouvert.

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont données par :

$$V_1 = F_1 E$$

$$V_2 = F_2 E$$

$$V_3 = F_3 E$$

Et les tensions simples v_a , v_b et v_c s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

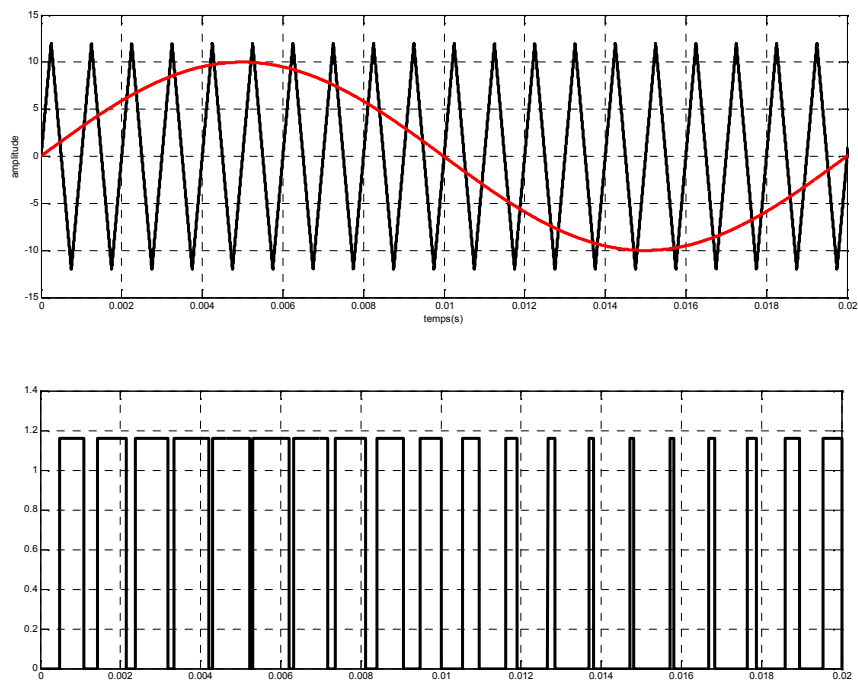


Fig. 1.7 signal généré par la technique MLI

1.6 RESULTATS DE SIMULATION

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. Les programmes sont testés dans l'environnement MATLAB. Pour les paramètres de la machine définis en Annexe.

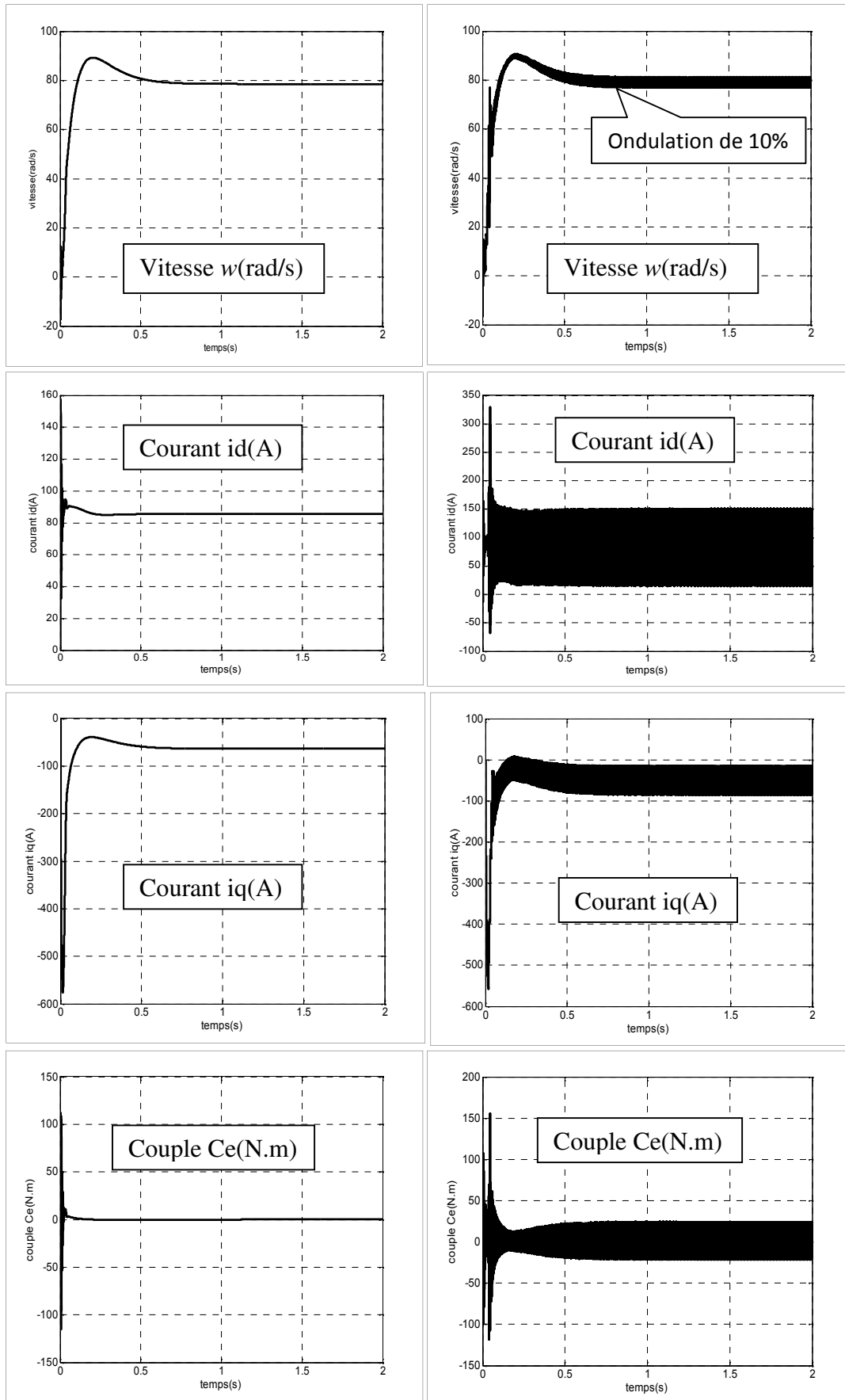


Fig. 1.8 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite)

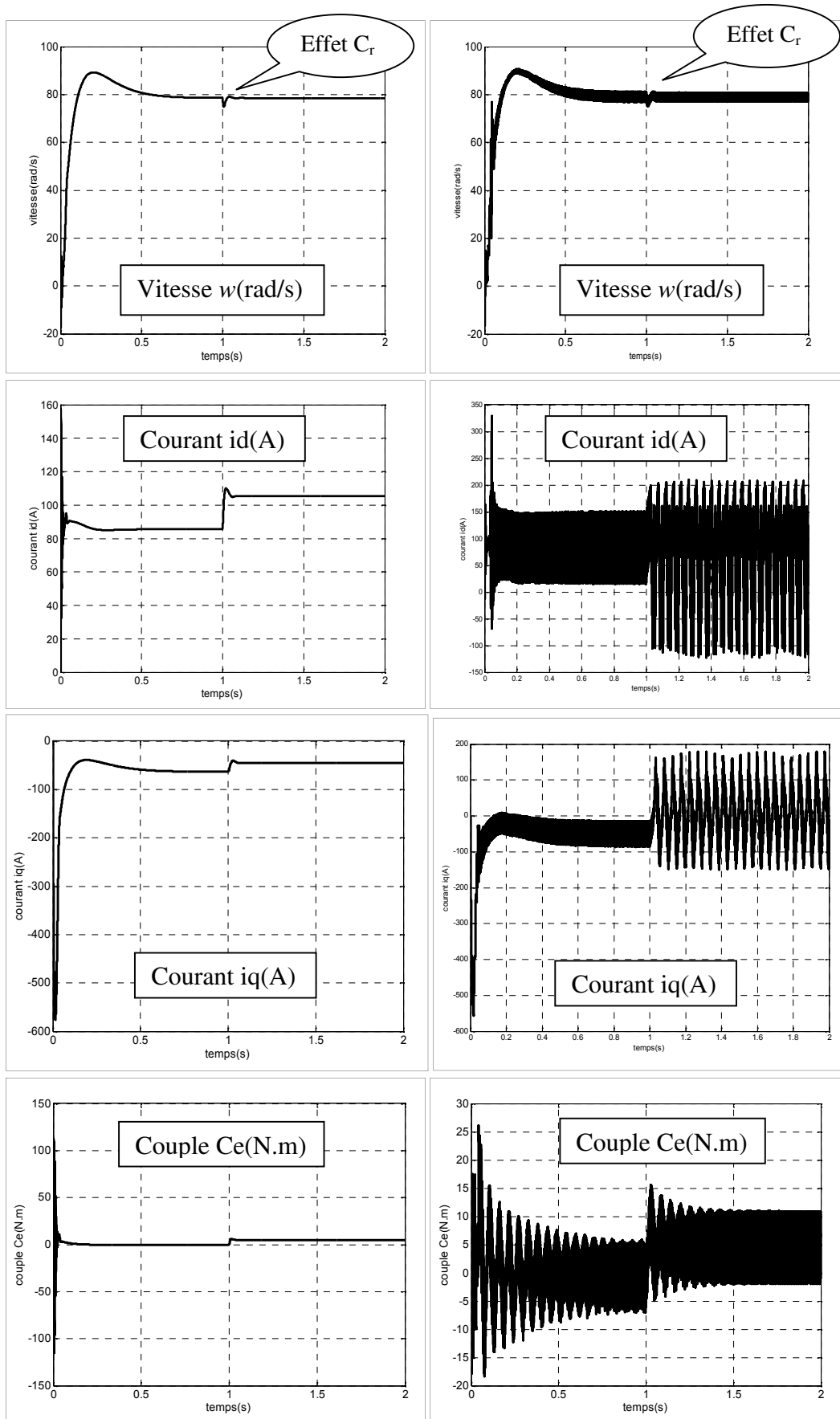


Fig. 1.9 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite) avec application d'un couple de charge $C_r=5\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220/380V, avec une augmentation lente de la fréquence à 50 Hz (autopilotage scalaire), et sans application du couple de charge. L'examen des courbes montre:

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 78.5 *rad/sec*.

La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée.

- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.
- Pour les courants *id* et *iq* au début de démarrage on voit des *pics* de courant assez important et cela s'explique par la *F.E.M* qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.
- A $t = 1s$, on applique une charge de $Cr = 5 N.m$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

Pour l'association onduleur-*MSAP* on remarque la présence des pulsations dans les réponses de la machine, ces pulsations sont liées aux harmoniques des courants injectés par l'onduleur.

CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents triphasé alimenté en tension et le modèle de *Park* (biphasé) équivalent. Sachant que la commande de la machine impose que celle-ci soit soumise à des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude variable. Le convertisseur de tension permet d'imposer un système de tensions triphasées, obtenues à partir d'une tension continue d'entrée.

A partir de ces résultats, on remarque que les performances ne sont pas bon suite à l'application de la charge avec et sans onduleur de tension, malgré l'apport de la transformation de *Park* dans le sens où le modèle devient plus simple et les non linéarités réduites.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle dans le chapitre suivant.

INTRODUCTION

Par le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Pour toutes ces raisons, la machine synchrone à aimants permanents tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose : le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite « d'orientation du flux », à été proposée par Blaschke en 1972 [12], elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations à l'époque, reposaient sur des composant analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, qui est l'objectif de ce chapitre.

2.1 COMMANDE VECTORIELLE

2.1.1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle des machines à courants alternatifs est maintenant bien connue. De nombreux industriels commercialisent des variateurs de vitesse pilotés par des machines synchrones et asynchrones utilisant ce mode de contrôle. Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q).

Habituellement, la composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe q joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple. [13]

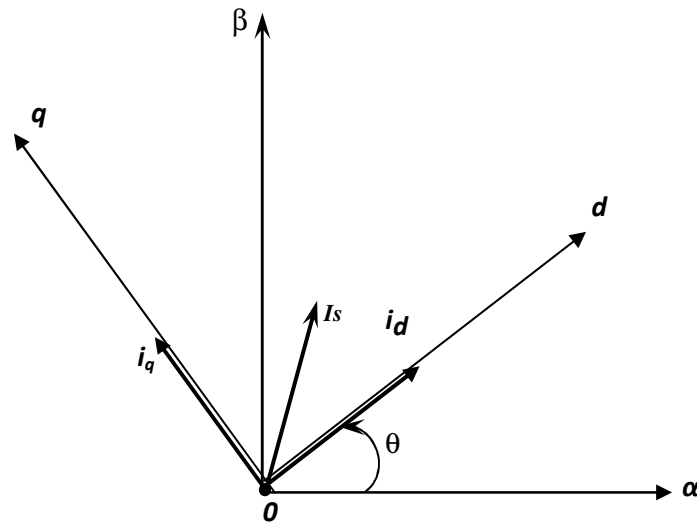


Fig. 2.1 Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel lié au champ tournant

La figure 2.1 montre la position instantanée du rotor, par conséquent le flux rotorique est situé à un angle (θ) par rapport à l'axe d. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe du courant i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique.

A partir de la figure (2), si le courant i_d est forcé à zéro ($I_s = i_q$), La composante du flux statorique devient:

$$\phi_d = \phi_f \quad (2.1)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left((L_d - L_q) i_q i_d + \phi_f i_q \right) \quad (2.2)$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \phi_f \cdot i_q \quad (2.3)$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante i_q , la théorie de cette commande permet d'assimiler la machine à courant alternatif à une machine à courant continu à excitation séparée :

$$C_e = K_t \cdot i_q \quad (2.4)$$

$$\text{Avec:} \quad K_t = \frac{3}{2} p \phi_f \quad (2.5)$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de *défluxage* est appliquée, la consigne de courant i_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{\max} \quad (2.6)$$

Où : I_{\max} est le courant maximal.

Le bloc de défluxage d'une part 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 et d'autre part, il 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.

$$\begin{cases} \phi_{ref} = \phi_{nom} \\ \phi_{ref} = \phi_{nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \end{cases} \quad \text{Si} \quad \begin{cases} |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ |\Omega| \geq \Omega_{nom} \end{cases} \quad (2.7)$$

Avec :

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale.

ϕ_{nom} : Le flux rotorique nominal.

ϕ_{ref} : Le flux rotorique de référence.

Pour ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor.

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{aligned} R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d &= v_d - \omega L_q i_q \\ R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q &= v_q + \omega L_d i_d + \omega \phi_f \end{aligned} \quad (2.8)$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension.

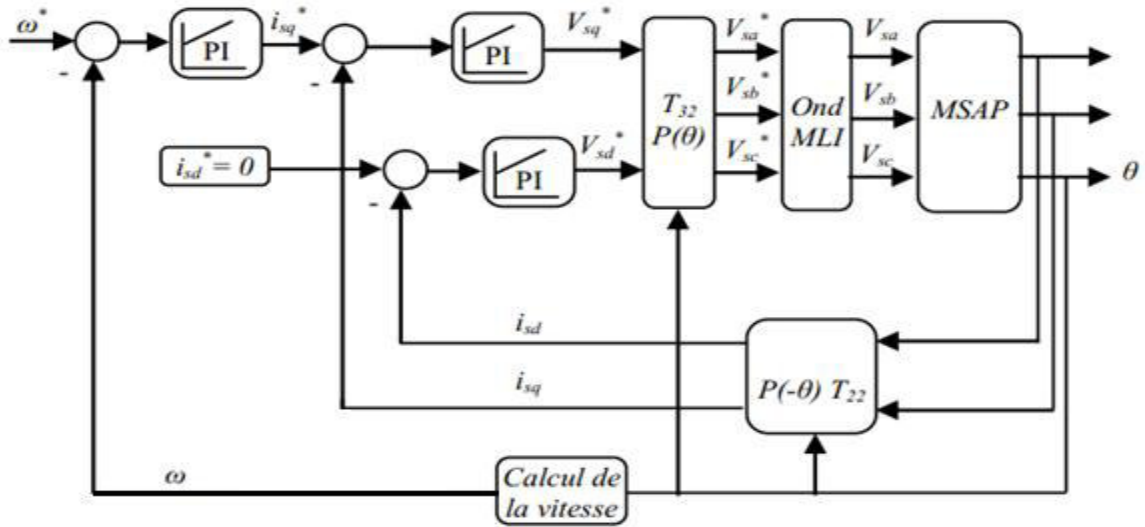


Fig.2.2 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

2.1.2 Bloc de compensation

En plus du bloc de la structure de commande, il y a un bloc de compensation dont les équations sont données comme suit :

Posons :

$$\begin{aligned} u_d &= v_d - e_q \\ u_q &= v_q + e_d \end{aligned} \tag{2.9}$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} e_d &= -(\omega L_d i_d + \omega \phi_f) \\ e_q &= \omega L_q i_q \\ v_d &= u_d + e_q \\ v_q &= u_q - e_d \end{aligned} \tag{2.10}$$

La compensation a pour effet de découpler les deux axes grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations ($e_d(s)$ et $e_q(s)$). Dans de telles conditions, le système devient linéaire. [3]

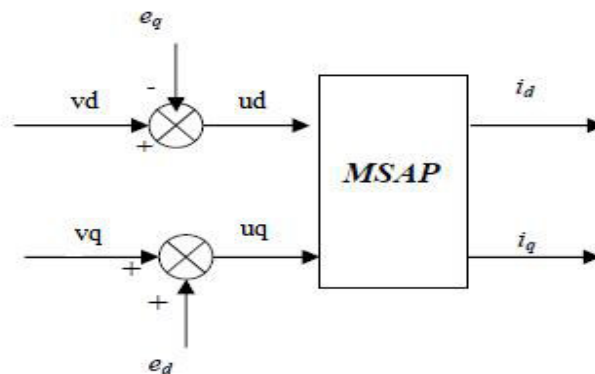


Fig. 2.3 Schéma du Bloc de compensation

2.1.3 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique de control par des régulateurs PI qui permettant des performances satisfaisantes tant du point de vue de la régulation ou bien du point de vue de la stabilité, précision et rapidité.

Notons que par analogie à la régulation utilise pour la MCC, deux boucles internes sont réalisées pour le contrôle direct du flux et du couple, ou indirectement par leurs composantes respectives en courant.

Il y a trois correcteurs « PI » utilisés pour contrôler la vitesse et les deux composantes du courant statorique, donc les régulateurs à calculer sont :

- ✓ Le régulateur de flux (reg d) ;
- ✓ Le régulateur de couple (reg q) ;
- ✓ Le régulateur de vitesse (reg Ω).

2.1.3.1 Correcteur du flux

Alors le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par :

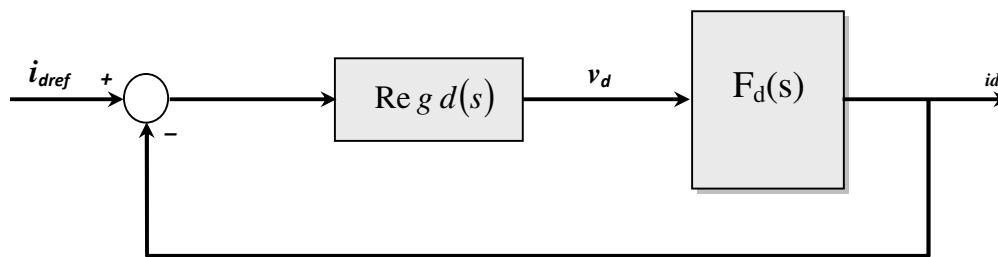


Fig. 2.4 Régulation du flux

$$F_d(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{1+T_d s}} = \frac{i_d}{v_d}, \quad (2.11)$$

Avec: $T_d = \frac{L_d}{R_s}$

Le régulateur (Reg_d) est choisit comme étant un régulateur proportionnel et intégral, avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$\text{Reg}_d(s) = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd}}{k_{id}} s\right) \quad (2.12)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$\text{FTBO}_d = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd}}{k_{id}} s\right) \frac{R_s}{1+T_d s} \quad (2.13)$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du

système, en posant : $\frac{k_{pd}}{k_{id}} = T_d$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$\text{FTBF}_d = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{i_d}{i_{dref}}, \quad (2.14)$$

Avec : $\tau_d = \frac{L_d}{k_{id}}$

En choisissant ($\tau_d = T_d$) donc : $k_{id} = \frac{R_s}{T_d} = \frac{R_s^2}{L_d}$, $k_{pd} = k_{id} \cdot T_d$

2.1.3.2 Correcteur de couple

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du couple (crt i_q):

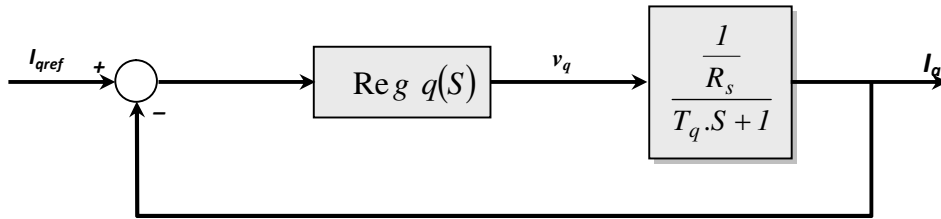


Fig. 2.5 Régulation du couple

Sachant que ($\text{Reg } q$) est le même que ($\text{Reg } d$), donc :

$$\text{FTBO}_q = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pq}}{k_{iq}} s\right) \frac{1}{1 + T_q s} \frac{R_s}{1 + T_q s} \quad (2.15)$$

$$\text{FTBF}_q = \frac{1}{1 + \tau_q s} = \frac{i_q}{i_{qref}}, \quad (2.16)$$

On a : $T_q = \frac{L_q}{R_s}$ $\tau_q = \frac{R_s}{k_{iq}}$

Si on choisit $\tau_q = T_q$ la fonction de transfert devient:

$$k_{iq} = \frac{R_s}{T_q} = \frac{R_s^2}{L_q} \quad k_{pq} = k_{iq} \cdot T_q$$

2.1.3.3 Correcteur de vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

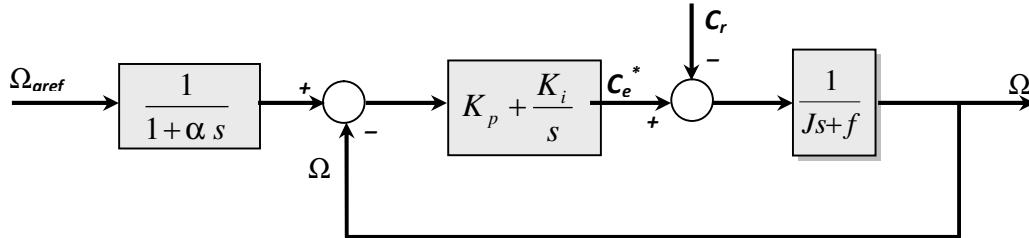


Fig. 2.6 Régulation de la vitesse

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).

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{k_i}{s} \left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \quad (2.17)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r=0$) :

$$\text{FTBO}_\Omega = \frac{k_i}{s} \left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \frac{1}{f + Js} \quad (2.18)$$

Par la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$\text{FTBF}_\Omega = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{reff}} = \frac{\frac{k_i}{s} \left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right)}{k_i + (f + k_p) s + Js^2} \quad (2.19)$$

La FTBF_Ω possède une dynamique de 2^{ème} ordre par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$1 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2 \quad (2.20)$$

Alors :

$$\frac{K_i}{J} = \omega_0^2 \quad \frac{f + k_p}{k_i} = \frac{2\xi}{\omega_0}$$

ω_0 : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

On choisit alors les coefficients ξ et ω_0 on déduit k_i et k_p :

Avec : $k_i = J\omega_0^2$

$$K_i = \frac{4 J}{\tau^2}$$

$$k_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot k_i}{\omega_0} - f$$

Donc :

$$K_p = K_i \cdot \tau$$

Avec : $\tau = \frac{L_d}{R_s}$

2.1.4 Résultats de simulation

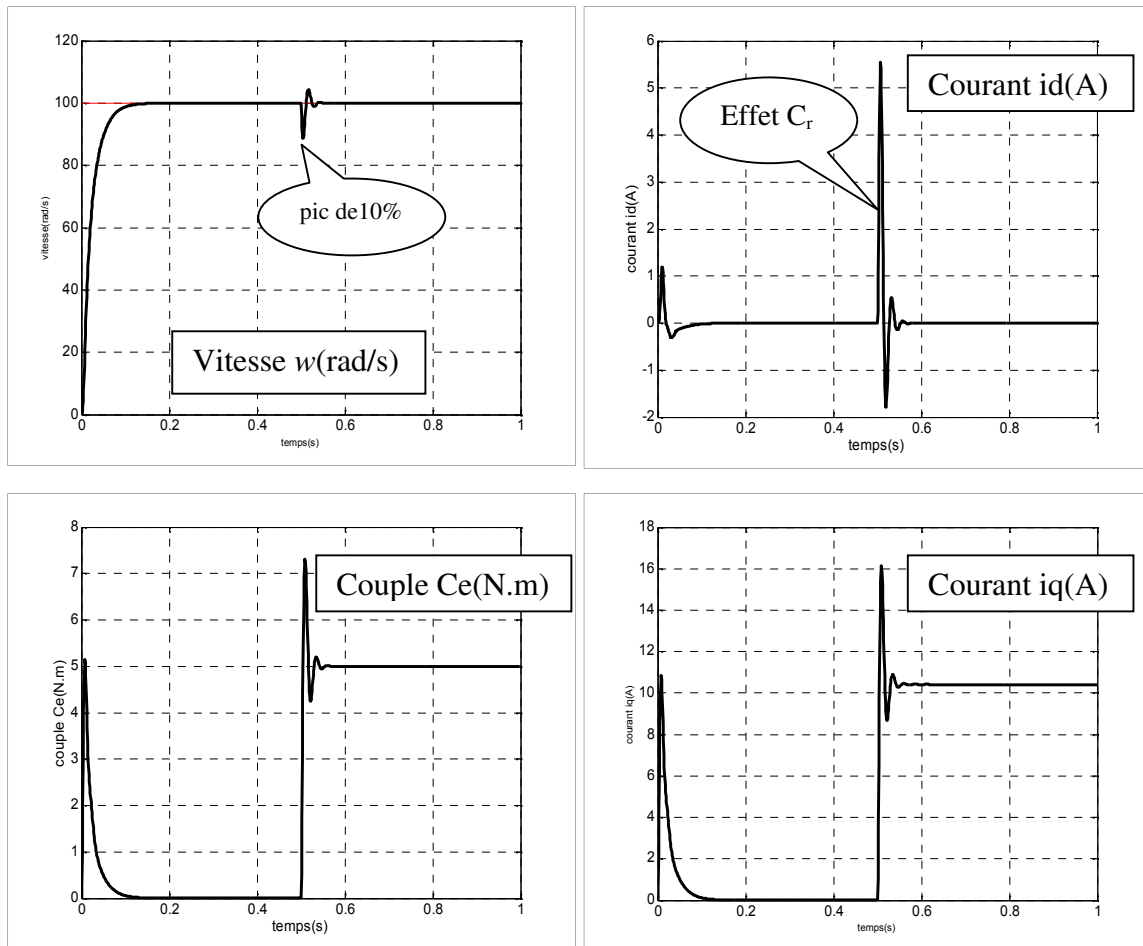


Fig. 2.7 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=0.5$ s

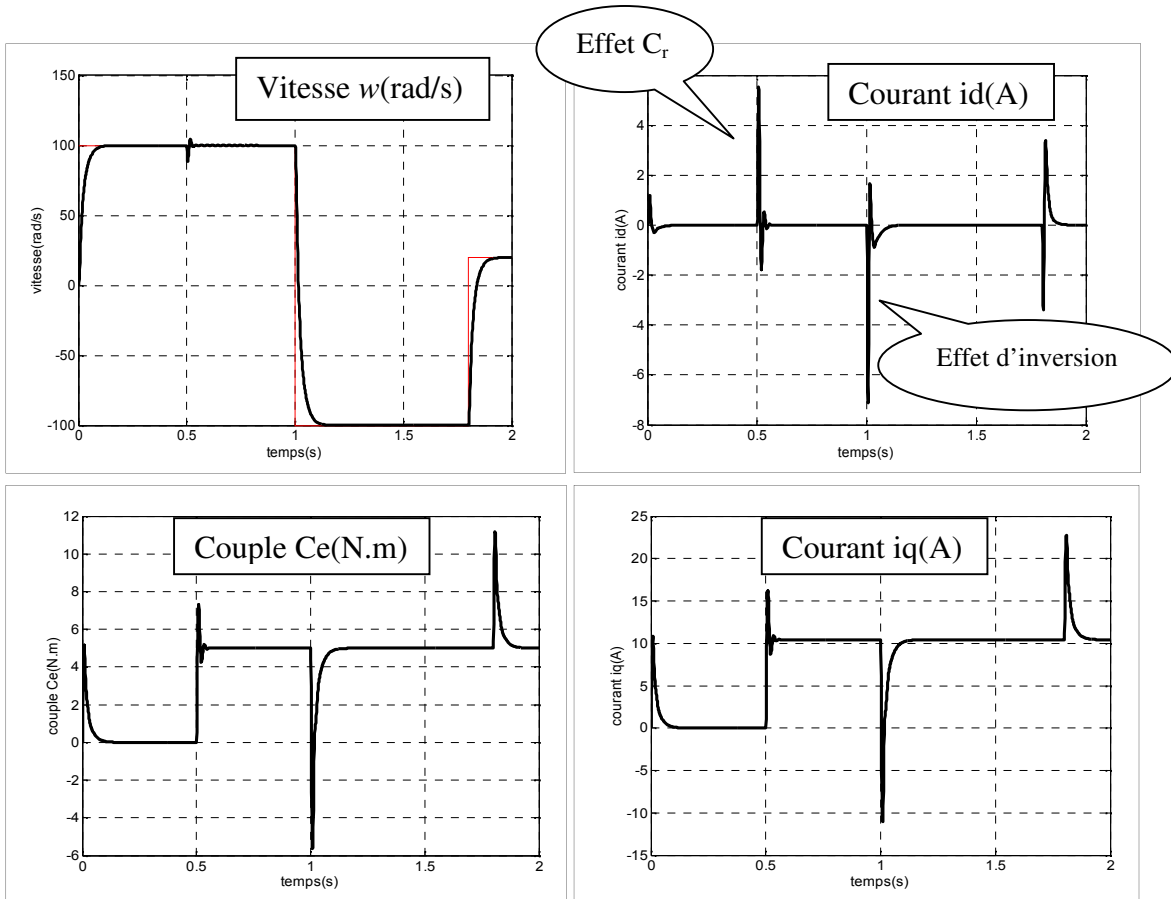


Fig. 2.8 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse

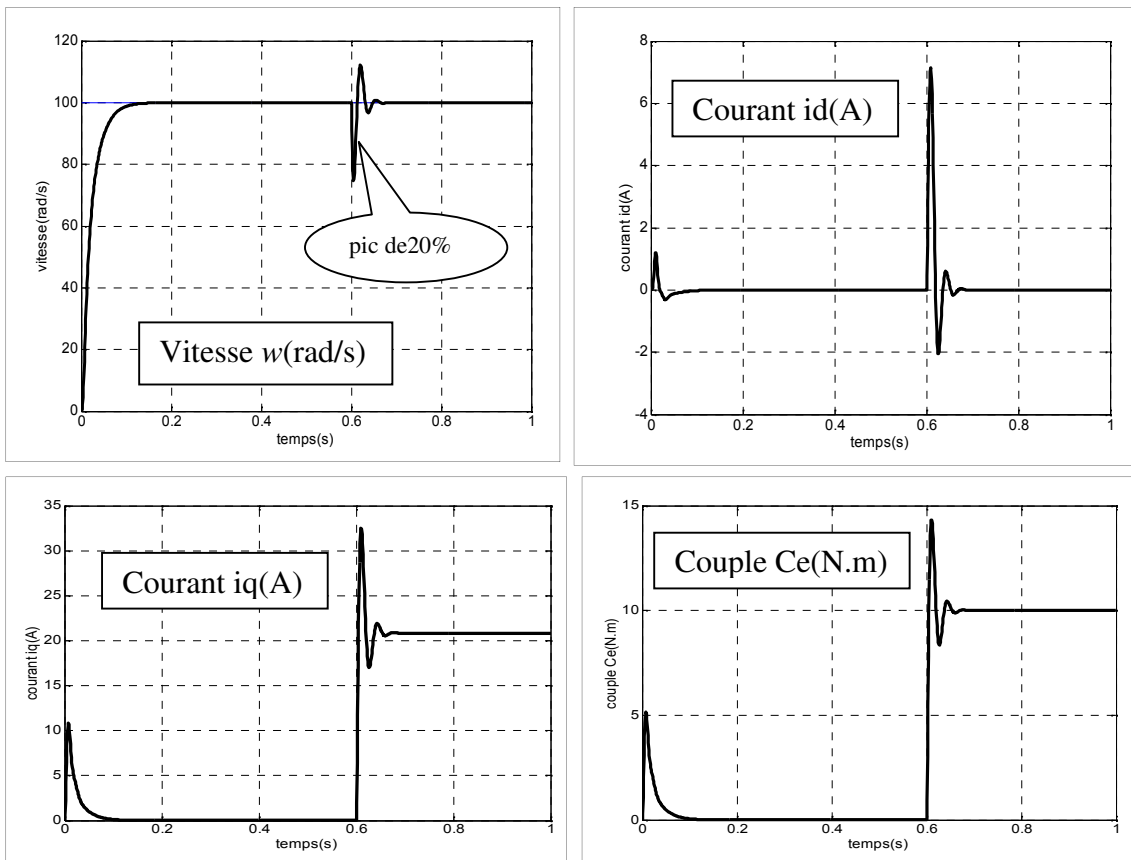


Fig. 2.9 Résultats de simulation lors des variations paramétriques (à $t=0.4s : R'=2R$, et à $t=0.6s : Cr'=2Cr$)

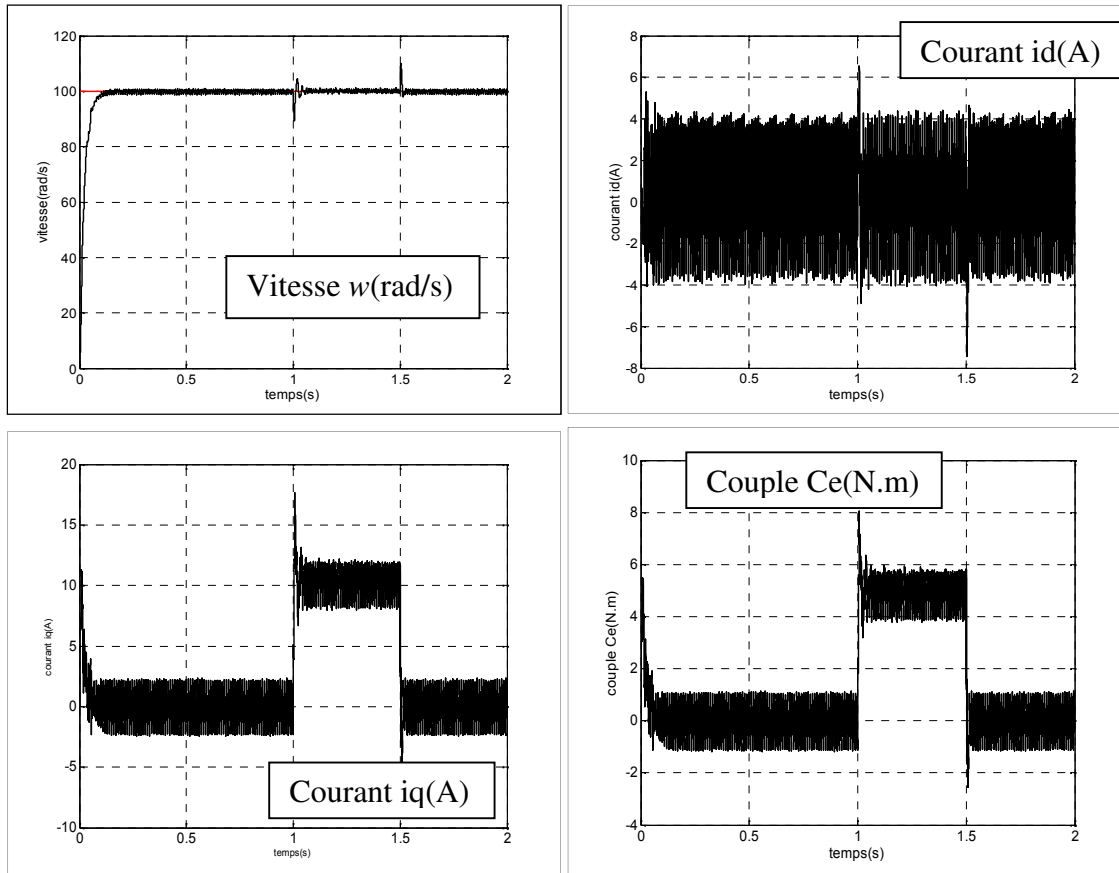


Fig. 2.10 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=1\text{s}$ et l'annulation de la charge à $t=1.5\text{s}$ (avec onduleur)

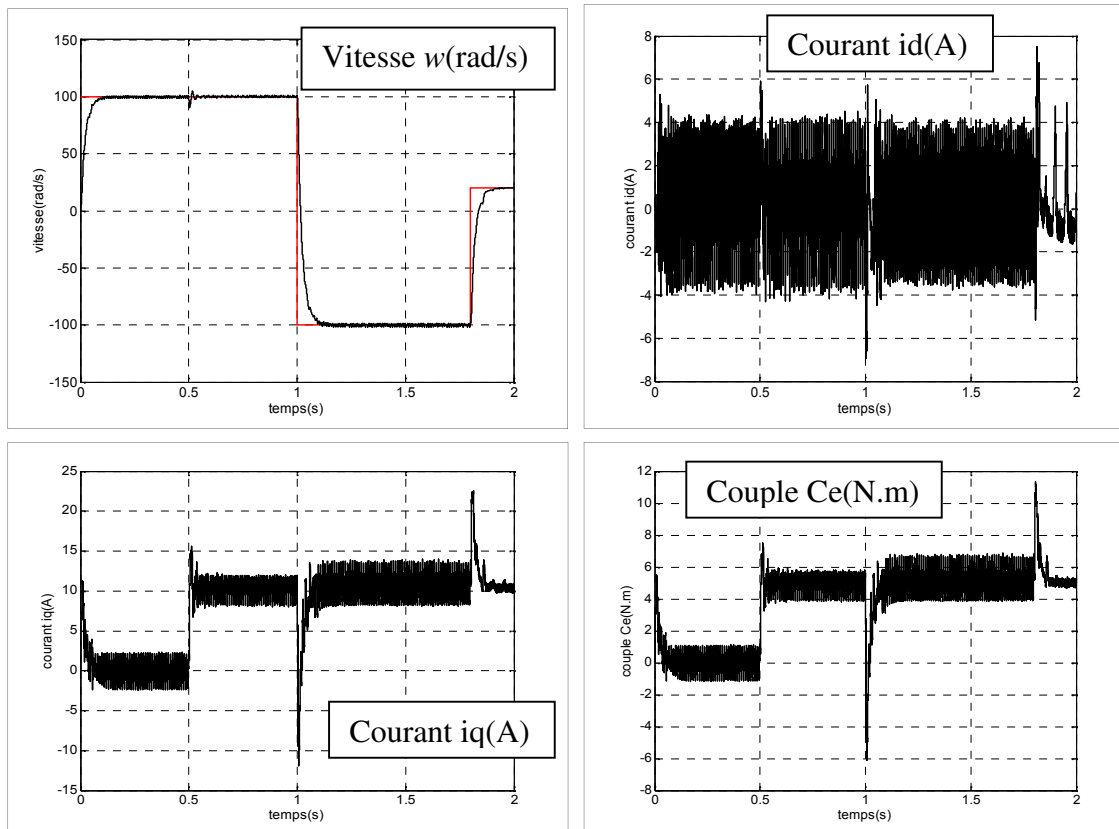


Fig. 2.11 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse (avec onduleur)

Les performances de la commande vectorielle sont illustrées par les résultats de simulation donnée par les figures (2.7, 2.8, 2.9, 2.10, 2.11), on a procédé aux essais suivants :

- Démarrage à vide puis en charge à $t=0.5s$ avec $w_{ref}=100rad/s$.
- Inversion de sens de rotation à $t=1s$.
- Variation dans les valeurs de : la résistance statorique et le couple de charge.

Lors du démarrage, les résultats montrent les performances de la régulation étant donnée que la vitesse se stabilise avec une bonne dynamique $t=0.05s$. Le couple électromagnétique égalise la valeur de couple résistant.

Le courant i_q est l'image du couple, et le courant i_d est maintenu à zéro.

Ceci montre que le découplage est parfaitement réalisé.

Pour étudier la robustesse du régulateur PI on a inversé le sens de rotation de la machine. Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de courant i_d sont satisfaisantes. Cependant, on voit bien l'influence de la variation de la résistance et de couple de charge sur le comportement du système contrôlé.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la $MSAP$, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Le réglage de la vitesse de la $MSAP$ par le régulateur PI donne de bons résultats, réponse rapide de la vitesse et sans dépassement, mais un comportement sensible aux variations des paramètres (résistance statorique).

D'autres stratégies peuvent être utilisées pour atteindre ces objectifs. Dans le chapitre suivant, il sera présenté la méthode de la commande non linéaire par linéarisation au sens des entrées sorties de la $MSAP$.

INTRODUCTION

La conception d'un contrôleur donné dépend de la nature du système lui-même et de la qualité des performances exigées. L'intérêt constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Les modèles résultants sont souvent non linéaires et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants. Il peut donc être nécessaire d'avoir recours à de nouvelles méthodes. Plusieurs techniques de synthèses des régulateurs sont disponibles et chacune d'elles dépend du degré des non linéarités et de l'ordre du système considéré. [14]

Dans ce chapitre, Nous présentons le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Nous allons concevoir un contrôleur non-linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents et comparer ses performances à la commande vectorielle. A la fin du chapitre, nous allons montrer les limitations et les faiblesses de la commande non-linéaire lorsqu'on est en présence d'incertitudes dans les paramètres du moteur mais moins que la commande vectorielle .

3.1 PRINCIPE DE LA TECHNIQUE DE LINEARISATION AU SENS DES ENTREES-SORTIES

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu, plusieurs références décrivant la manière de l'appliquer sont disponibles. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi de linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques.

Soit un système d'ordre «,multi-entrées et multi-sorties » décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x) u \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{3.1}$$

Avec :

u : Vecteur de commande (d'entrée);

$f(x), g(x)$: Champs de vecteurs ;

$h(x)$: Vecteur de sortie.

La nouvelle commande permet de ramener le comportement entrée-sortie du système, défini par l'équation (3.1) à celui d'un système linéaire, par différentiation des sorties y_i du système jusqu'à l'apparition des anciennes commande u_i en utilisant *la dérivée de Lie*.

3.1.1 Dérivée de Lie

Etant donnée la fonction scalaire continue $h_i(x)$ défini de $\mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ et un champs de vecteur $f(x)$ continu défini de $\mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ la dérivé de *Lie* de $h_i(x)$ selon la direction du champ vectoriel $f(x)$ est défini comme suit :

$$L_f h_i(x) = \sum_{j=1}^n \frac{\partial h_i}{\partial x_j} f_j(x) \quad (3.2)$$

La dérivé de *Lie* d'ordre k est :

$$L_f^k h_i(x) = \frac{\partial (L_f^{k-1} h_i)}{\partial x} f(x) \quad (3.3)$$

De la même manière, si g est un autre champ vectoriel, la fonction scalaire $L_g L_f h_i(x)$ est donnée par :

$$L_g L_f h_i(x) = \frac{\partial (L_f h_i)}{\partial x} g(x) \quad (3.4)$$

3.1.2 Technique de la commande non linéaire

L'application du dérivé de *Lie* à la sortie y_j du système (3.1), donne la première dérivée comme :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^m u_i L_{g_i} h_j \quad (3.5)$$

Lorsque la première dérivée de y_j ne dépend d'aucune entrée, alors $L_{g_i} h_j = 0 \forall i \in \{1, \dots, m\}$

et la commande n'apparaît pas.

On continue la dérivation de y , jusqu'à ce qu'un des coefficients de commande ne soit pas nul. On peut écrire, dans ce cas :

$$y_j^{r_j} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j u_i \quad (3.6)$$

Avec : $L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j \neq 0; \forall x \in \Omega$; Ω : ensemble des états

On appelle r_j le degré relative de la sortie y_j . r est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (3.6) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système :

$$r = \sum_{j=1}^m r_j \leq n \quad (3.7)$$

On dit que le système (3.1) 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 relatif total est égal 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 est dite linéarisation au sens des entrées sorties. Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u permettant de rendre linéaire la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (3.6) sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x).u \quad (3.8)$$

Où :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

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

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

$$u = D(x)^{-1} (-\zeta(x) + v) \quad (3.11)$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $D(x)$ est inversible.

Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (3.1).

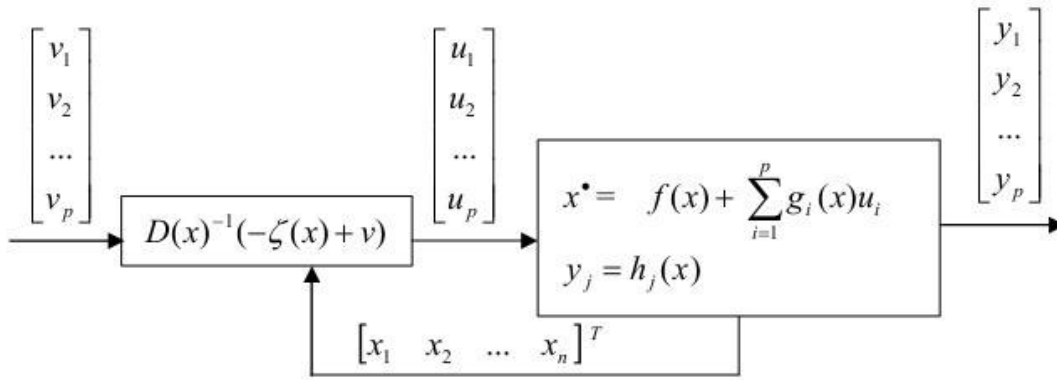


Fig 3.1 Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (3.11) dans (3.1), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_i^{(r_j)} = v_i \tag{3.12}$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T \tag{3.13}$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique avec la conception d'un nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \dots v_p]^T$.

Remarquons que l'expression (3.12) représente p intégrateurs en cascade comme il est indiqué par la figure (3.2).

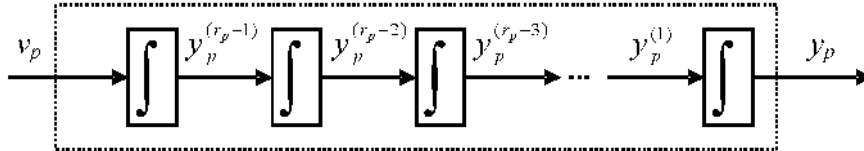


Fig. 3.2 Dynamique du système linéarisé

3.1.3 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:

$$v_j = y_{d_j}^{r_j} + k_{r_j-1}(y_{d_j}^{r_j-1} - y_j^{r_j-1}) + \dots + k_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \tag{3.14}$$

Où 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 $s^{r_j} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1$ soit un polynôme *d'Hurwitz* (possède des racines avec des parties réelles négatives).

alors on peut montrer que satisfait l'erreur : $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0 \quad . [15], [16], [17], [18]$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (3.3).

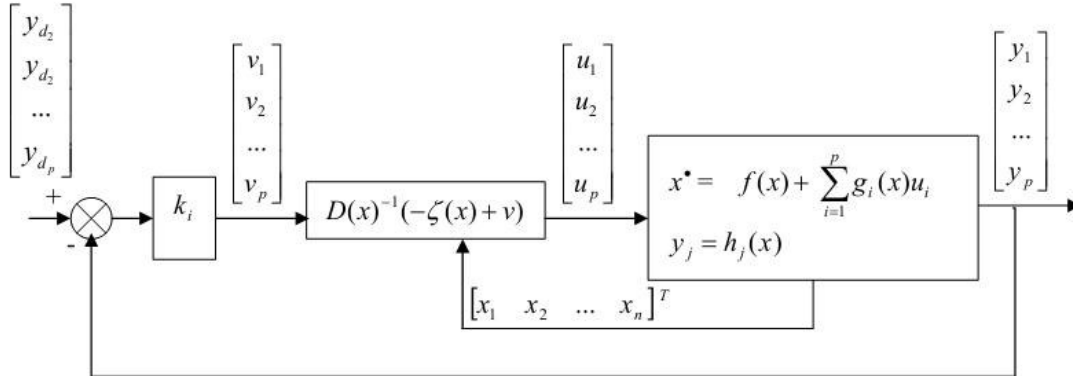


Fig 3.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

3.2 APPLICATION AU MODELE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée sortie au modèle de la *MSAP*, permet de pouvoir commander séparément le courant i_d et la vitesse w . avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en deux sous systèmes linéaires mono-variables indépendants.

Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, courant,...). La dynamique du système linéaire est choisie par un placement de pôles.

3.2.1 Modèle de la *MSAP* commandée

Pour une commande en tension de la *MSAP*, le modèle complet correspondant dans le repère lié au rotor est obtenu en considérant les vecteurs d'état $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d \ i_q \ w]^T$ et le

vecteur de commande $u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p w i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p w i_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p w + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{dw}{dt} = \frac{3p}{2J} (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} w \end{cases} \quad (3.15)$$

Le système d'équations est récrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées sorties comme suit:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x).u_d + g_2(x).u_q \quad (3.16)$$

Avec:

Dans cette partie, nous présentons la technique trianglo-sinusoidale destinée à la commande en tension d'un MSAP.

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p w i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p w i_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p w \\ \frac{3p}{2J} (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} w \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Et :

$$g(x) = [g_1(x) \quad g_2(x)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

3.2.2 Choix des grandeurs de sortie

On s'est donné comme objectif d'assurer la régulation de la vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (où la composante longitudinale des courants statorique 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 w et le courant i_d :

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ w \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose. La stratégie de fonctionnement nous mène à imposer $i_{dref} = 0$, tandis que la vitesse doit suivre sa référence qui peut être une trajectoire quelconque définie par w_{ref} .

3.2.3 Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée sortie est l'ordre du système égal le degré relatif.

On calcule le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître explicitement une des grandeurs de commande.

Pour la première sortie i_d on a :

$$y_1 = i_d = h_1(x) \quad (3.20)$$

En la dérivant, on aura :

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 = \dot{h}_1(x) &= \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial h_1}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial h_1}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \\ \dot{y}_1 &= L_f h_1(x) + L_g h_1(x).u \\ &= f_1 + g_1 u_d \end{aligned} \quad (3.21)$$

Ainsi, l'entrée u_d apparaît dans l'expression (3.21). On arrête ici et on note, pour cette sortie, un degré relatif $r = 1$.

Pour la deuxième sortie w , on a:

$$y_2 = w = h_2(x) \quad (3.22)$$

En la dérivant, on a:

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + L_g h_2(x).u = f_3 + 0.u \\ \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) = f_3 \end{aligned} \quad (3.23)$$

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

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

Avec :

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2(x) &= \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_q . f_1(x) + \frac{3p}{2J} (\Phi_f + (L_d - L_q) i_d) . f_2(x) - \frac{f}{J} f_3(x) \\ &\quad + \frac{3p}{2J L_d} (L_d - L_q) i_q . u_d + \frac{3p}{2J L_q} (\Phi_f + (L_d - L_q) i_d) . u_q \end{aligned} \quad (3.24)$$

Où :

$f_1(x)$, $f_2(x)$ et $f_3(x)$ sont donnés par (3.17).

Les deux entrées u_d et u_q apparaissent dans (3.24), et le degré relatif est donc $r_2 = 2$. Le degré relatif associé aux grandeurs de sortie y_1 et y_2 sont respectivement $r_1 = 1$ et $r_2 = 2$.

Donc, le degré relatif total est $r = r_1 + r_2 = n = 3$ et donc nous avons effectué une linéarisation exacte. Aucune dynamique interne n'est à considérer. [19], [20], [21]

n : étant l'ordre du système à contrôler ($n = 3$).

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques U et les dérivées des sorties $Y(x)$ est donnée par l'expression :

$$\frac{d}{dt}[y_1, \dot{y}_2]^T = \zeta(x) + D(x).u \quad (3.25)$$

Où :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ \frac{3p}{2J}(L_d - L_q)i_q \cdot f_1(x) + \frac{3p}{2J}(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d) \cdot f_2(x) - \frac{f}{J} f_3(x) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{3p}{2JL_d}(L_d - L_q)i_q & \frac{3p}{2JL_q}(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d) \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

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

3.2.4 Linéarisation du système

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

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left[-\zeta(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (3.28)$$

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

$$\det[D(x)] = \frac{3p(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d)}{2JL_d L_q} \neq 0$$

Donc :

$$D(x)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{L_d}{-L_q(L_d - L_q)i_q} & 0 \\ \frac{2JL_q}{(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d)} & \frac{1}{3p(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d)} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

En remplaçant l'expression (3.28) dans celle donnée en (3.25) on obtient un système linéaire totalement découplé de la forme :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Les nouvelles entrées v_1, v_2 doivent être conçues pour nous assurer que:

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} y_1 = i_{dref} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} y_2 = w_{ref} \end{cases} \quad (3.31)$$

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

$$\begin{cases} v_1 = k_d (i_{dref} - i_d) + \frac{d(i_{dref})}{dt} \\ v_2 = k_{w2} (w_{ref} - w) + k_{w1} \left\{ \frac{d(w_{ref})}{dt} - \frac{d(w)}{dt} \right\} + \frac{d^2(w_{ref})}{dt^2} \end{cases} \quad (3.32)$$

En boucle fermée, l'erreur de poursuite est :

$$\begin{aligned} \frac{d(e_1)}{dt} + e_1 k_d &= 0 & \text{Avec} & & e_1 &= i_{dref} - i_d \\ k_{w2} e_2 + k_{w1} \frac{d(e_2)}{dt} + \frac{d^2(e_2)}{dt^2} &= 0 & & & e_2 &= w_{ref} - w \end{aligned}$$

$$\frac{w(s)}{w_{ref}} = \frac{k_{w2}}{k_{w2} + k_{w1} s + s^2} = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + 2\xi\omega_n s + s^2} \quad (3.33)$$

$$\frac{i_d}{i_{dref}} = \frac{1}{s/k_d + 1} = \frac{1}{\tau_d s + 1}$$

Par identification, nous obtenons :

$$\begin{aligned} k_{w2} &= \omega_n^2 \\ k_{w1} &= 2\xi\omega_n \\ k_d &= 1/\tau_d \end{aligned} \quad (3.34)$$

Le schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure suivante :

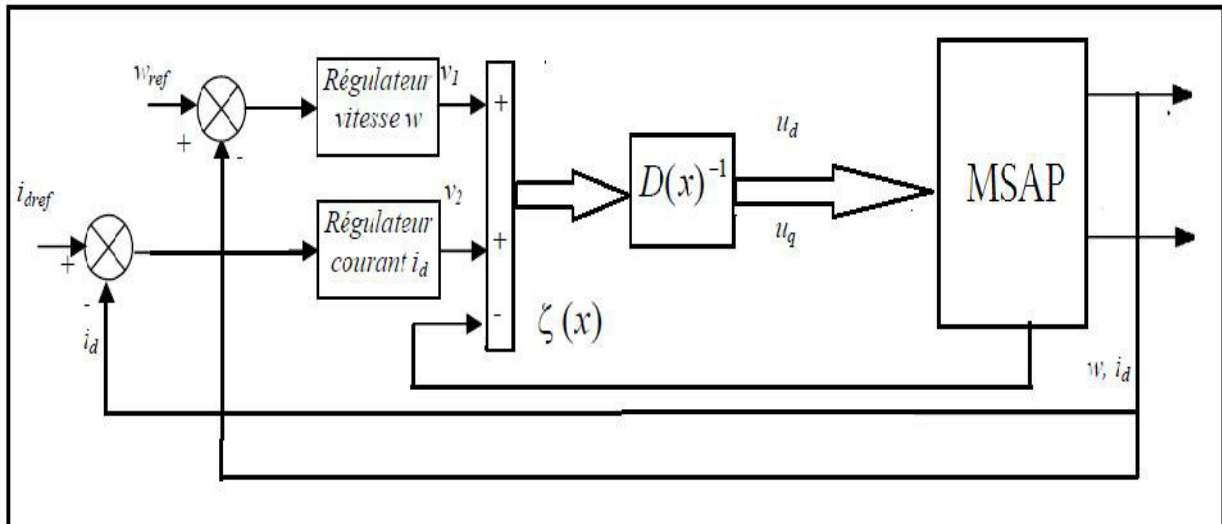


Fig. 3.4 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

3.2.5 Synthèse des régulateurs

Pour assurer une parfaite régulation de courant i_d et de vitesse w vers leurs références respectives i_{dref} et w_{ref} , les variables v_1 et v_2 sont calculées par le système (3.32). Les coefficients k_d , k_{w1} et k_{w2} sont choisis tels que : $s^2 + k_{w1}s + k_{w2}$ et $s + k_d$ soient des polynômes d'*Hurwitz*. [22], [23]

Donc, on a choisi ces gains comme suit : $k_{w1} = 7000000$; $k_{w2} = 30000$; $k_d = 30000$.

La stratégie de commande par linéarisation entrée/sortie se ramène à la linéarisation du système en chaînes d'intégrateurs découplées, suivie de la synthèse du correcteur par placement de pôles.

Et parce que le comportement de la *MSAP* est celui d'un système non linéaire, sa dynamique est rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et il est sujet à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande.

3.2.6 Résultats de simulation

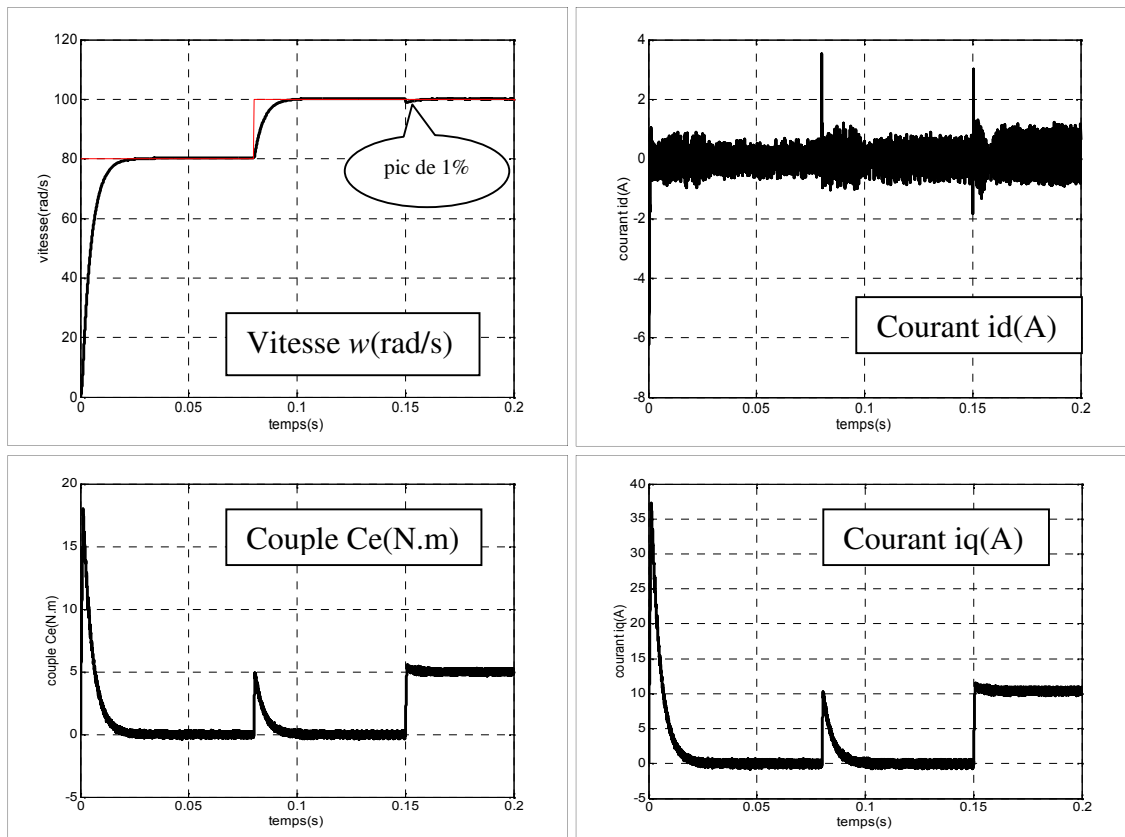


Fig. 3.5 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge ($C_r=5\text{ N/m}$ à $t=0.15\text{s}$)

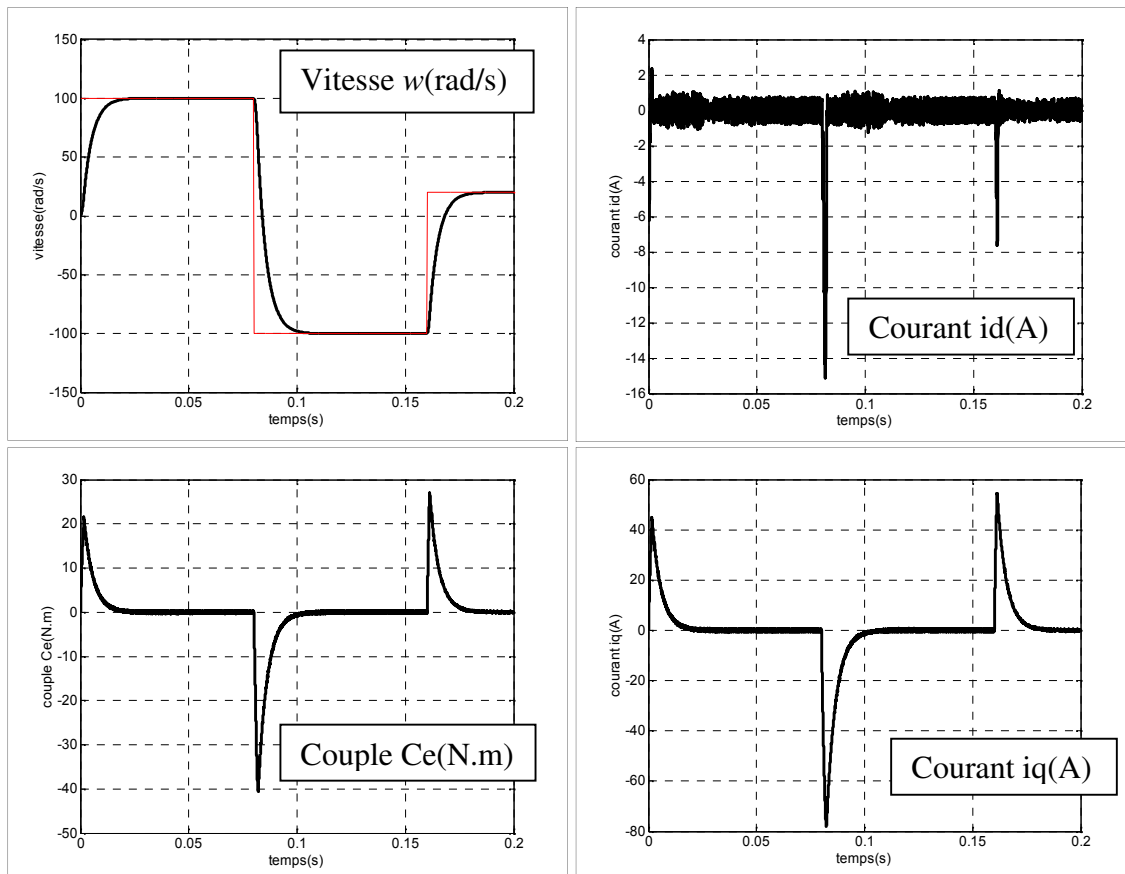


Fig. 3.6 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse (à $t=0.08\text{s}$)

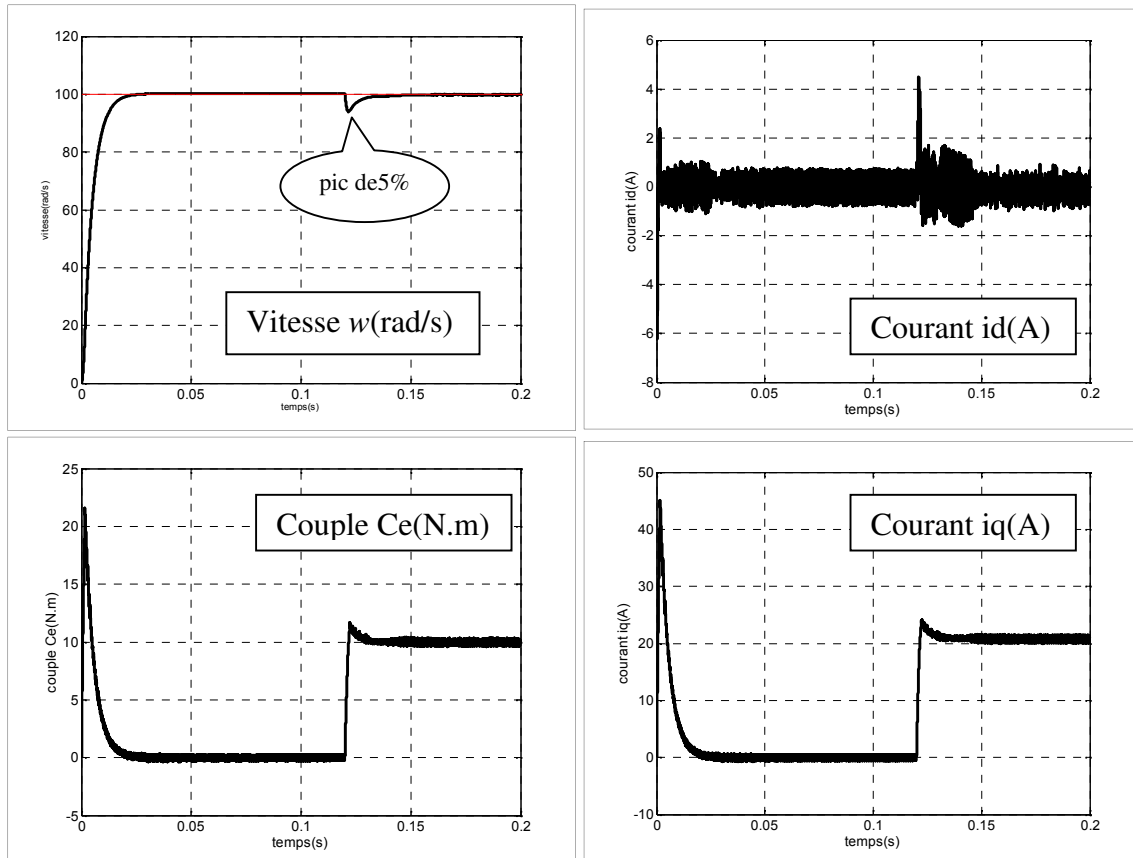


Fig. 3.7 Résultats de simulation avec des variations paramétriques ($t=0.08\text{s}-2R$ et $2Cr$ $t=0.12\text{s}$)

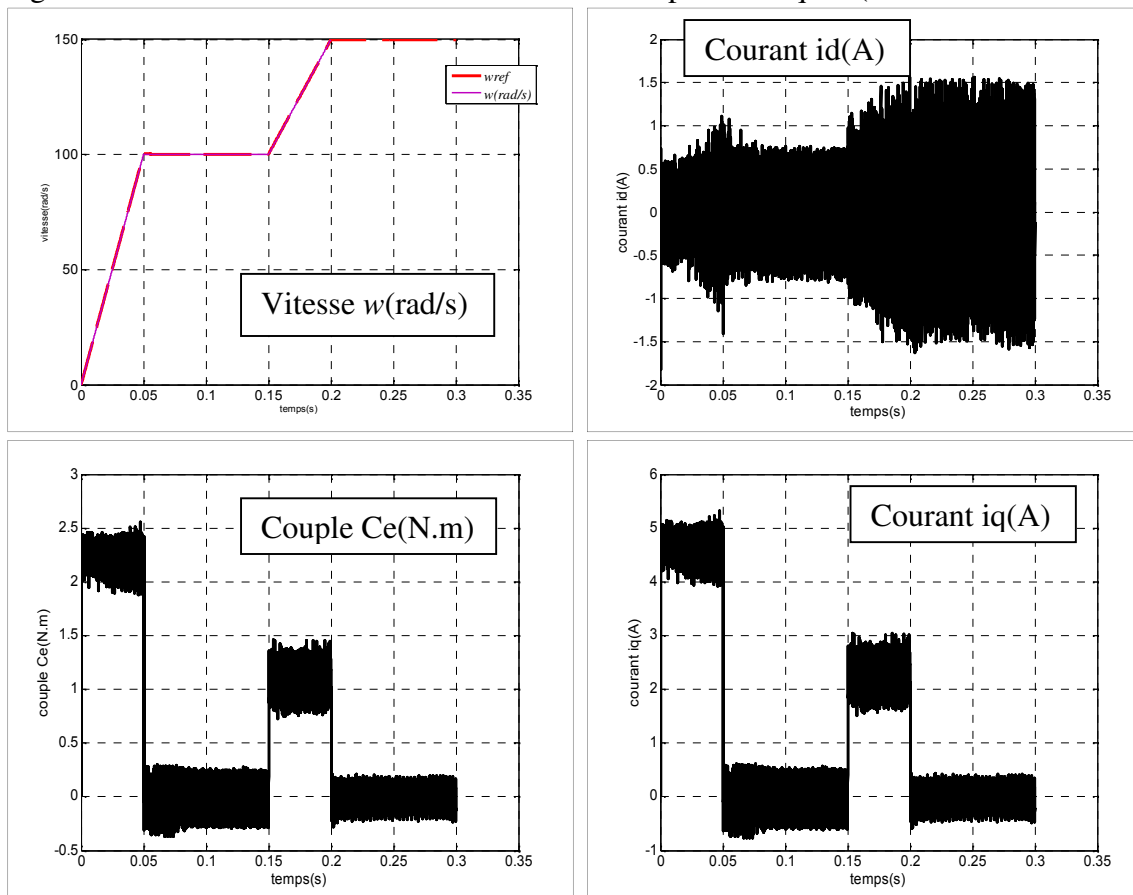


Fig. 3.8 Résultats de simulation lors de la poursuite ($w_{ref}=100$ - $t=0.05\text{s}$, et $w_{ref}=150$ - $t=0.15\text{s}$)

3.3. ETUDE COMPARATIVE

Les deux méthodes de commande décrites précédemment (commande vectorielle, et commande par linéarisation) présentent des performances très intéressantes malgré leurs inconvénients.

Pour montrer la différence nous simulons les deux commandes pour le mode de fonctionnement suivant :

- Démarrage à vide puis en charge avec $w_{ref}=100\text{rad/s}$.
- Vitesse en mode accélération de 0 rad/s jusqu'à 100 rad/s dans $t= [0\text{s}, 0.05\text{s}]$, puis elle reste constante sans couple de charge de $t= [0.05, 0.15]$.
- Vitesse en mode accélération de 100 rad/s jusqu'à 150 rad/s dans $t= [0.15\text{s}, 0.2\text{s}]$ (fonctionnement en mode survitesse), sans couple de charge et reste cts de $t= [0.2, 0.3]$.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la vitesse et le courant i_d sont satisfaisantes pour les deux types de commande, mais celles de la commande par linéarisation entrées-sorties obtenus sont meilleures, comme il est apporté sur le tableau (3. 1). Des grandes performances souhaitées sont obtenues en basse vitesse et en survitesse pour la commande par linéarisation.

Type de commande	Contrôles-en régime transitoire	Contrôles-en régime permanent	Sensibilité aux Variations des paramètres	Comportement à basse vitesse	Adaptation aux vitesses élevées
Commande vectorielle	Oui	Oui	Très sensible	Bon	Moyen
Commande par linéarisation	Oui	Oui	Sensible	Bon	Bon

Tableau (3. 1) : comparaison entre la commande par linéarisation E/S et commande vectorielle.

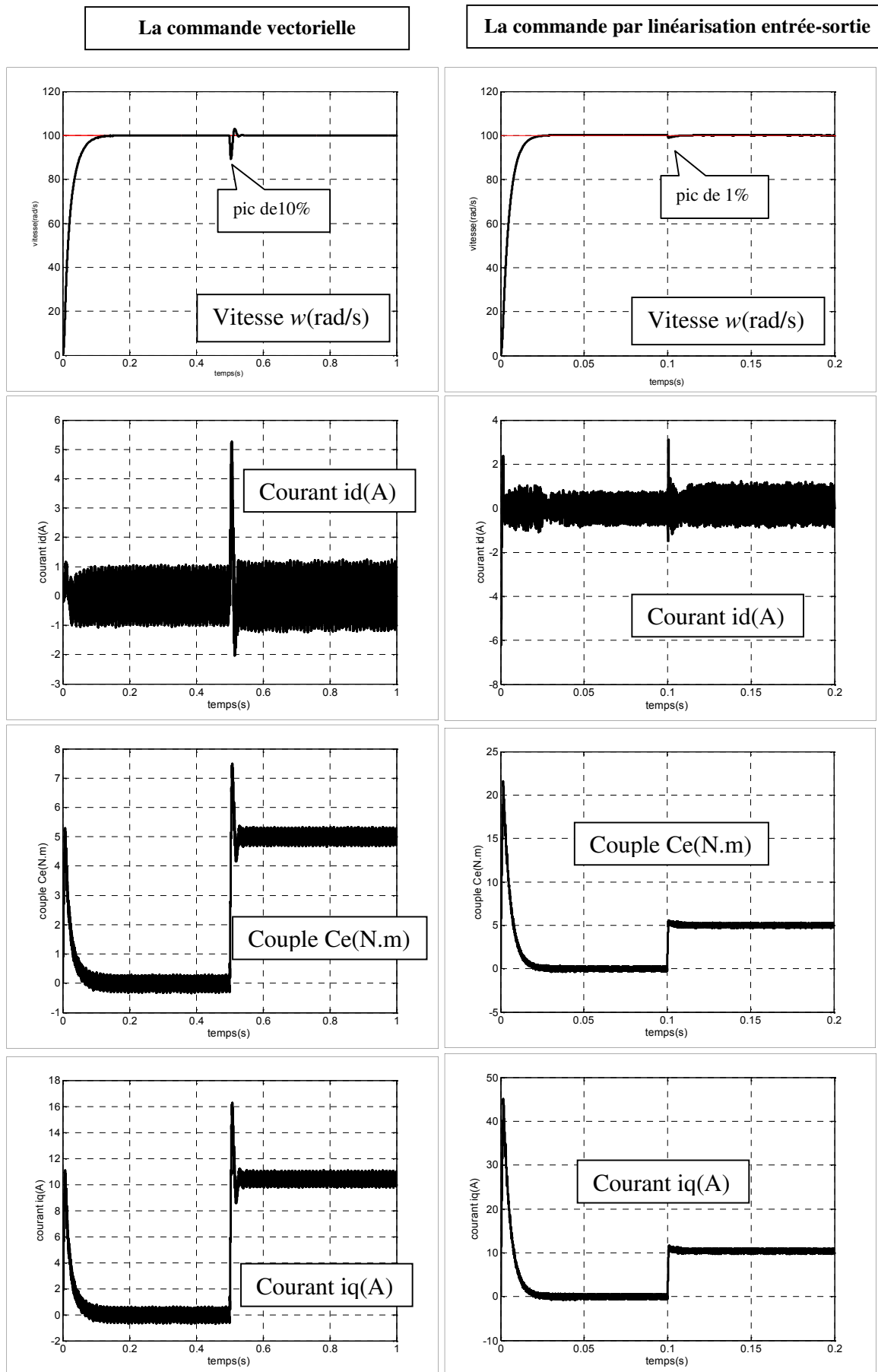


Fig.3. 9 Comparaison entre la commande par linéarisation entrée-sortie et la commande vectorielle.

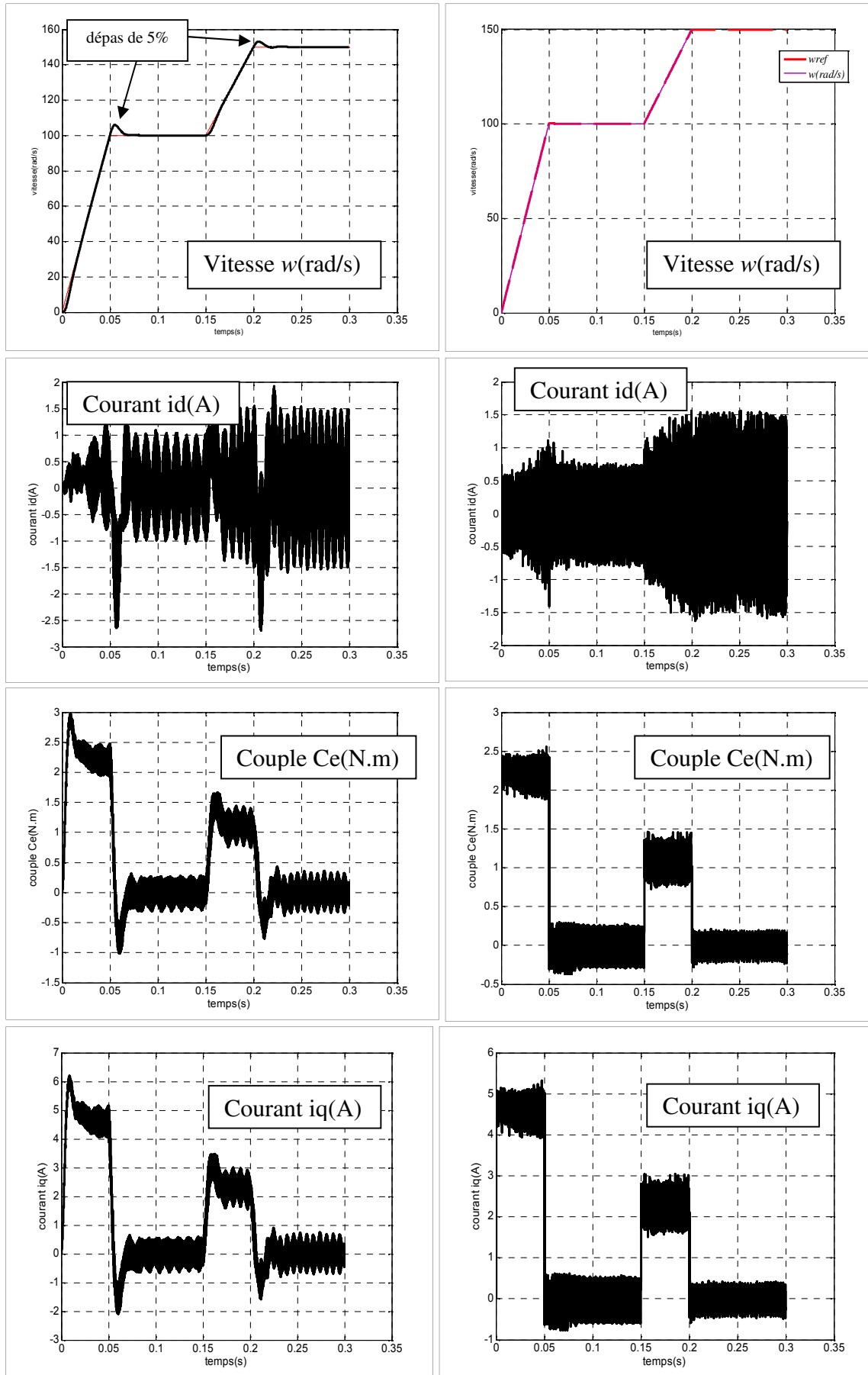


Fig. 3.10 Résultats de simulation lors de la poursuite

CONCLUSION

L'application de la technique de commande par linéarisation entrée-sortie au modèle non linéaire de MSAP dans le repère lié au rotor, a montré des performances très intéressantes au profit de découplage flux/couple (le couple de référence est obtenu à partir de la régulation de la vitesse de référence effectuée PI).

L'application de la technique de linéarisation nous permet de développer un modèle linéaire et une commande par retour d'état, permettra de commander les deux sorties séparément.

Les tests effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande par linéarisation entrées-sorties garde la propriété de découplage parfait entre le flux et le couple (commande d'une seule sortie à partir d'une seule entrée). La supériorité de cette commande non linéaire par rapport à la commande vectorielle est très remarquable.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté est consacré à l'étude des performances de la commande par linéarisation entrées-sorties appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. L'étude théorique de la commande non linéaire a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite des trajectoires prédéterminées pour MSAP avec de bonnes performances.

Le modèle mathématique de la machine est obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé, par application de la transformation de Park, selon le repère désiré, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine synchrone à aimants permanents obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé.

La commande vectorielle dite commande par orientation de flux est élaborée à partir du modèle de la machine dans le repère lié au rotor. La commande vectorielle permet un découplage naturel, mais présente un problème de perte de découplage associée à la variation des paramètres et dans le cas de fonctionnement sur vitesse.

La commande par linéarisation entrées-sorties est obtenue par l'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé et nous assure la commande de couple et du flux séparément.

Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec des bonnes performances. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbations est efficace. L'étude comparative des deux techniques permet de tirer les conclusions suivantes :

- Le choix des paramètres et la conception de la commande par linéarisation entrées-sorties sont très simples que dans la commande vectorielle par orientation du flux.
- Les deux commandes présentent des performances intéressantes dans le fonctionnement nominal. Mais la dégradation des performances (découplage) de la commande vectorielle en dehors de ce mode de fonctionnement (fonctionnement survitesse et mode défluxage), par contre celles de la commande par linéarisation entrées-sorties sont toujours maintenues.
- La commande vectorielle est très sensible aux variations des paramètres, par contre moins sensible dans la commande par linéarisation entrées-sorties.

DEDICACE

Je dédie ce mémoire

A Ma mère...

Et à ma mère...

Et aussi à ma mère...

A mon père que je respecte

Beaucoup...

A mes chères sœurs

NARIMENE-MERIEM-SALSABILE

A ma grande mère et toute la famille CHEBAANI

Mes tantes et mes oncles

A mes amis (aza, mohamed, foda)

Remerciements

A la fin de cette étude, nous tenons à remercier infiniment notre encadreur ALLAG Abdelkrim pour son aide, et sa patience avec moi.

Nos remerciements vont, également à :

-mon collègue MOHAMED ZOUBEIDI.

-tous les responsables de laboratoire d'électrotechnique.

-tous les enseignants de département de génie électrique.

Et à tous mes compagnes d'étude, et mes amis.

Pour leurs encouragements.

Nous somme également, très reconnaissants à toutes les personnes qui, par leurs aides diverses, ont permis à ce travail d'aboutir.

Merci.

CHEBAANI.M

INTRODUCTION GENERALE

L'électricité est une source d'énergie de plus en plus utilisée tant dans le secteur industriel que domestique. Ses grands avantages sont d'être convertible aisément vers un autre type d'énergie (mouvement, chaleur, lumière. . .) ou bien en information et d'être transportable avec un bon rendement sur de grandes distances avec des risques maîtrisés. Grâce à l'évolution du calcul informatique, du développement de l'électronique de puissance et des moteurs électriques, les entraînements électriques sont devenus la principale méthode de conversion en énergie mécanique. Bien entendu dans un souci de généricité, les fabricants imposent à leur moteur des vitesses dites nominales lorsqu'ils sont alimentés sans contrôle. L'économie d'énergie et l'utilisation pour des systèmes fonctionnant à vitesse variable imposent de contrôler la vitesse souvent avec une grande précision.

La commande de système est un savant mélange de connaissances physiques et mathématiques. Il convient donc de définir les éléments mis en jeu puis de les modéliser. En premier lieu, une brève description générale de l'entraînement électrique d'une charge mécanique est donnée. Ensuite, chaque élément est spécifié en détail en commençant par la machine, l'onduleur et enfin toute la partie mécanique [1].

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative. Ce type de machines jouit d'une réputation remarquable dans plusieurs secteurs : servomoteur, transports terrestres (ferroviaire), systèmes embarqués, énergie éolienne [2].

Par ailleurs, la commande des moteurs électriques s'est révélée être un champ d'application des méthodologies de l'automatique de linéarisation entrée sortie, développées depuis les années 70. En effet, la commande non linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément le flux et le couple. Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en deux sous systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous

système représente une boucle de commande indépendante d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc.). La dynamique du système linéarisé est choisie par un placement optimal des pôles.

Le comportement de la *MSAP* est celui d'un système non linéaire, sa dynamique est rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et elle est sujette à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande. On propose alors la synthèse d'une loi de commande utilisant une technique récursive, [3]

L'objectif général de ce mémoire est l'étude et la comparaison de méthodologie de synthèse de contrôleurs non linéaires pouvant améliorer la stabilité, la réponse et les performances de la Machine Synchrones à Aimants Permanents.

Pour cela, deux techniques de synthèse de lois de commande sont particulièrement considérées: la commande vectorielle, et la technique de commande non linéaire par linéarisation au sens des entrées-sorties.

Ce mémoire est scindé en trois chapitres et une conclusion.

Le premier chapitre concernera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la *MSAP* en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park. L'association convertisseur machine est aussi donnée et est validé par simulations.

Le second chapitre sera consacré à la commande vectorielle par orientation du champ de la machine synchrone à aimants permanent, dont la machine est alimentée en tension. La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine synchrone à aimant permanent à une machine à courant continu à excitation séparée.

Le troisième chapitre, nous allons étudier la commande non-linéaire basé sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties afin de réguler la vitesse du *MSAP* et comparer ses performances à celles de la commande linéaire par retour d'état. Nous allons montrer le non robustesse de la commande non-linéaire et sa faiblesse lors des variations paramétriques du modèle du moteur.

Liste des abréviations

i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques.
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	Flux totaux à travers les bobines statoriques.
ϕ_f	Flux des aimants.
v_a, v_b, v_c	Tensions des phases statoriques.
i_d, i_q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
v_d, v_q	Tensions
R_s	Résistance des phases statoriques.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statorique.
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
θ	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport austator.
C	Couple électromagnétique.
C^e	Couple résistante.
C^r	Coefficient de frottement.
f	
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de <i>PARK</i> .
P	Nombre de paires de pôles.
J	Moment d'inertie des masses en rotor.
Ω	Vitesse mécanique de rotation.
L_d, L_q	Inductances cycliques directe et en quadrature.
d, q	Référentiel lié aux champs tournant.
Ω_{nom}	Vitesse de rotation nominale.
ϕ_{nom}	Flux rotorique nominale.
ϕ_{ref}	Flux rotorique de référence.
x	Vecteur des états.
u	Vecteur de commande (d'entrée).
f, g	Champs de vecteurs.
$D(x)$	Matrice de découplage du système
$\zeta(x)$	Fonction de linéarisation.

Liste des figures

- Fig. 1.1 Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor
- Fig. 1.2 Schéma de la machine synchrone
- Fig. 1.3 Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)
- Fig. 1.4 Schéma bloc de la *MSAP* dans le référentiel *d-q*
- Fig. 1.5 Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé
- Fig. 1.6 Génération des Signaux de commande PWM de l'onduleur
- Fig. 1.7 signal généré par la technique MLI
- Fig. 1.8 Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite)
- Fig. 1.9 Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite) avec application d'un couple de charge $Cr=5N.m$ à $t = 1s$
- Fig. 2.1 Diagramme de phase de la *MSAP* dans le référentiel lié au champ tournant.
- Fig.2.2 Schéma global de la commande vectorielle de la *MSAP*
- Fig. 2.3 Schéma Bloc de compensation.
- Fig. 2.4 Régulation du flux.
- Fig. 2.5 Régulation du couple.
- Fig. 2.6 Régulation de la vitesse.
- Fig. 2.7 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=0.5s$.
- Fig. 2.8 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse.
- Fig. 2.9 Résultats de simulation lors des variations paramétriques (à $t=0.4s : R'=2R$, et à $t=0.6s : Cr'=2Cr$) .
- Fig. 2.10 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=1s$ et annule la charge à $t=1.5s$ avec onduleur
- Fig. 2.11 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse avec onduleur
- Fig. 3.1 Schéma bloc du système linéarisé.
- Fig. 3.2 Dynamique du système linéarisé.
- Fig. 3.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.
- Fig. 3.4 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée (application).
- Fig. 3.5 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge ($Cr=5 N/m$ à $t=0.15s$)
- Fig. 3.6 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse (à $t=0.08s$)
- Fig. 3.7 Résultats de simulation avec des variations paramétriques (Cr et R) ($t=0.08s-2R$ et $2Cr$ $t=0.12s$)
- Fig. 3.8 Résultats de simulation lors de la poursuite ($w_{ref}=100$ - $t=0.05s$, et $w_{ref}=150$ - $t=0.15s$)
- Fig.3.9 Comparaison entre la commande par linéarisation entrée-sortie et la commande vectorielle.
- Fig. 3.10 Résultats de simulation lors de la poursuite

Liste des tableaux

Tableau (3. 1) : comparaison entre la commande par linéarisation E/S et commande vectorielle.



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Commande électrique

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

*Commande Non Linéaire D'une Machine
Synchrone à Aimants Permanents*

Présenté par :
CHEBAANI MOHAMED
Soutenu le : 07 Juin 2012

Devant le jury compose de :

Mr DERGHAL Hamid

M.A.A

Président

Mr ALLAG Abdelkrim

Pr

Encadreur

Mr HAMMOUDI Mohamed Yacine

M.A.A

Examineur

Année universitaire : 2011 / 2012

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Commande électrique

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

*Commande Non Linéaire D'une Machine Synchrone
à Aimants Permanents*

Présenté par :

CHEBAANI Mohamed

Avis favorable de l'encadreur :

Nom Prénom : Pr .ALLAG Abdelkrim

Signature :

Avis favorable du Président du Jury

Nom Prénom

Signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Commande électrique

Thème :

*Commande Non Linéaire D'une Machine Synchrone à Aimants
Permanents*

Proposé par : *CHEBAANI Mohamed*

Dirigé par : *Pr .ALLAG Abdelkrim*

RESUME

.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....
.....

Chapitre I

Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Chapitre II

Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Chapitre III

Commande non linéaire de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



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



Mémoire

Présenté par :

Chebaani Mohamed

Licence LMD en Electrotechnique – Université de *BISKRA*

Pour obtenir le diplôme de

Master en Electrotechnique

Option : Commande électrique

Thème

**Commande Non Linéaire D'une Machine Synchron
à Aimants Permanents**

Soutenu le, 07 / 06 / 2012

Devant le jury composé de:

DERGAL

M.C Université de Biskra

Examineur

HAMDI

M.C Université de Biskra

Examineur

DEDICACE

Je dédie ce mémoire

A Ma mère...

Et à ma mère...

Et aussi à ma mère...

A mon père que je respecte

Beaucoup...

A mes chères sœurs

NARIMENE-MERIEM-SALSABILE

A ma grande mère et toute la famille CHEBAANI

Mes tantes et mes oncles

A mes amis (aza, mohamed, foda)

Remerciements

A la fin de cette étude, nous tenons à remercier infiniment notre encadreur ALLAG Abdelkrim pour son aide, et sa patience avec moi.

Nos remerciements vont, également à :

-mon collègue MOHAMED ZOUBEIDI.

-tous les responsables de laboratoire d'électrotechnique.

-tous les enseignants de département de génie électrique.

Et à tous mes compagnes d'étude, et mes amis.

Pour leurs encouragements.

Nous somme également, très reconnaissants à toutes les personnes qui, par leurs aides diverses, ont permis à ce travail d'aboutir.

Merci.

CHEBAANI.M

Liste des figures

- Fig. 1.1 Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor
- Fig. 1.2 Schéma de la machine synchrone
- Fig. 1.3 Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)
- Fig. 1.4 Schéma bloc de la *MSAP* dans le référentiel *d-q*
- Fig. 1.5 Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé
- Fig. 1.6 Génération des Signaux de commande PWM de l'onduleur
- Fig. 1.7 signal généré par la technique MLI
- Fig. 1.8 Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite)
- Fig. 1.9 Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite) avec application d'un couple de charge $C_r=5\text{N.m}$ à $t = 1\text{s}$
- Fig. 2.1 Diagramme de phase de la *MSAP* dans le référentiel lié au champ tournant.
- Fig.2.2 Schéma global de la commande vectorielle de la *MSAP*
- Fig. 2.3 Schéma Bloc de compensation.
- Fig. 2.4 Régulation du flux.
- Fig. 2.5 Régulation du couple.
- Fig. 2.6 Régulation de la vitesse.
- Fig. 2.7 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=0.5\text{s}$.
- Fig. 2.8 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse.
- Fig. 2.9 Résultats de simulation lors des variations paramétriques (à $t=0.4\text{s} : R'=2R$, et à $t=0.6\text{s} : C_r'=2C_r$) .
- Fig. 2.10 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=1\text{s}$ et annule la charge à $t=1.5\text{s}$ avec onduleur
- Fig. 2.11 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse avec onduleur
- Fig. 3.1 Schéma bloc du système linéarisé.
- Fig. 3.2 Dynamique du système linéarisé.
- Fig. 3.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.
- Fig. 3.4 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée (application).
- Fig. 3.5 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge ($C_r=5\text{ N/m}$ à $t=0.15\text{s}$)
- Fig. 3.6 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse (à $t=0.08\text{s}$)
- Fig. 3.7 Résultats de simulation avec des variations paramétriques (C_r et R) ($t=0.08\text{s}-2R$ et $2C_r$ $t=0.12\text{s}$)
- Fig. 3.8 Résultats de simulation lors de la poursuite ($w_{\text{ref}}=100$ - $t=0.05\text{s}$, et $w_{\text{ref}}=150$ - $t=0.15\text{s}$)
- Fig.3.9 Comparaison entre la commande par linéarisation entrée-sortie et la commande vectorielle.
- Fig. 3.10 Résultats de simulation lors de la poursuite

Liste des tableaux

Tableau (3. 1) : comparaison entre la commande par linéarisation E/S et commande vectorielle.

SOMMAIRE

Dédicace.....	
Remerciements.....	
Liste des Figures.....	
Liste des tableaux	
Liste des abréviations.....	
Résumés (bilingue)	

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Introduction.....	3
1.1. Description.....	3
1.2. Domaine d'application	4
1.3 Hypothèses simplificatrices	5
1.4 Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanent	5
1.4.1 Mise en équation de la machine.....	5
1.4.1.1 Equations électriques.....	6
1.4.1.2 Equations magnétiques	6
1.4.2 Transformation de <i>Park</i>	7
1.4.3 Modèle de la <i>MS</i> dans le référentiel de <i>Park</i>	8
1.4.4 Equations mécaniques	9
1.4.5 Mise sous forme d'équation d'état	9
1.5 Modélisation de l'alimentation de la machine.....	11
1.5.1 Modélisation de l'onduleur	11
1.5.2 Principe de la stratégie de commande.....	12
1.6 Résultats de simulation.....	13
Conclusion.....	16

Chapitre II : Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Introduction.....	17
2.1 Commande Vectorielle.....	17
2.1.1 Principe de la commande vectorielle	17
2.1.2 Bloc de compensation	20
2.1.3 Régulation	21
2.1.3.1 Correcteur du flux	21
2.1.3.2 Correcteur du couple	22
2.1.3.3 Correcteur de vitesse	23
2.1.4 Résultats de simulation.....	24
Conclusion.....	27

Chapitre III : Commande non linéaire de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Introduction.....	28
3.1 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées sorties	28
3.1.1 Dérivée de <i>Lie</i>	29
3.1.2 Technique de la commande non linéaire.....	29
3.1.3 Conception du nouveau vecteur de commande v	31
3.2 Application au modèle de la <i>MSAP</i>	32
3.2.1 Modèle de la <i>MSAP</i> commandée	32
3.2.2 Choix des grandeurs de sortie.....	33
3.2.3 Calcul du degré relatif.....	33
3.2.4 Linéarisation du système.....	35
3.2.5 Synthèse des régulateurs.....	37
3.2.6 Résultats de simulation.....	38
3.3 Etude Comparative	40
Conclusion.....	42
Conclusion générale	43
Annexe.....	44
Bibliographie.....	45

INTRODUCTION GENERALE

L'électricité est une source d'énergie de plus en plus utilisée tant dans le secteur industriel que domestique. Ses grands avantages sont d'être convertible aisément vers un autre type d'énergie (mouvement, chaleur, lumière. . .) ou bien en information et d'être transportable avec un bon rendement sur de grandes distances avec des risques maîtrisés. Grâce à l'évolution du calcul informatique, du développement de l'électronique de puissance et des moteurs électriques, les entraînements électriques sont devenus la principale méthode de conversion en énergie mécanique. Bien entendu dans un souci de généricité, les fabricants imposent à leur moteur des vitesses dites nominales lorsqu'ils sont alimentés sans contrôle. L'économie d'énergie et l'utilisation pour des systèmes fonctionnant à vitesse variable imposent de contrôler la vitesse souvent avec une grande précision.

La commande de système est un savant mélange de connaissances physiques et mathématiques. Il convient donc de définir les éléments mis en jeu puis de les modéliser. En premier lieu, une brève description générale de l'entraînement électrique d'une charge mécanique est donnée. Ensuite, chaque élément est spécifié en détail en commençant par la machine, l'onduleur et enfin toute la partie mécanique [1].

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative. Ce type de machines jouit d'une réputation remarquable dans plusieurs secteurs : servomoteur, transports terrestres (ferroviaire), systèmes embarqués, énergie éolienne [2].

Par ailleurs, la commande des moteurs électriques s'est révélée être un champ d'application des méthodologies de l'automatique de linéarisation entrée sortie, développées depuis les années 70. En effet, la commande non linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément le flux et le couple. Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en deux sous systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous

système représente une boucle de commande indépendante d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc.). La dynamique du système linéarisé est choisie par un placement optimal des pôles.

Le comportement de la *MSAP* est celui d'un système non linéaire, sa dynamique est rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et elle est sujette à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande. On propose alors la synthèse d'une loi de commande utilisant une technique récursive, [3]

L'objectif général de ce mémoire est l'étude et la comparaison de méthodologie de synthèse de contrôleurs non linéaires pouvant améliorer la stabilité, la réponse et les performances de la Machine Synchrones à Aimants Permanents.

Pour cela, deux techniques de synthèse de lois de commande sont particulièrement considérées: la commande vectorielle, et la technique de commande non linéaire par linéarisation au sens des entrées-sorties.

Ce mémoire est scindé en trois chapitres et une conclusion.

Le premier chapitre concernera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la *MSAP* en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park. L'association convertisseur machine est aussi donnée et est validé par simulations.

Le second chapitre sera consacré à la commande vectorielle par orientation du champ de la machine synchrone à aimants permanent, dont la machine est alimentée en tension. La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine synchrone à aimant permanent à une machine à courant continu à excitation séparée.

Le troisième chapitre, nous allons étudier la commande non-linéaire basé sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties afin de réguler la vitesse du *MSAP* et comparer ses performances à celles de la commande linéaire par retour d'état. Nous allons montrer le non robustesse de la commande non-linéaire et sa faiblesse lors des variations paramétriques du modèle du moteur.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

INTRODUCTION

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) deviennent de plus en plus attractifs et concurrents des moteurs asynchrones. C'est grâce à de nombreuses raisons comme le développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul. De plus la technologie évolue avec les aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares. Ce sont surtout les terres rares (Samarium-Cobalt et Néodyme-Fer-Bore) qui sont performants. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé. Par ailleurs, les avantages des MSAP sont leur rendement élevé, la haute vitesse, un environnement propre, un fonctionnement de longue durée. Le fait de ne pas utiliser les collecteurs mécaniques ou les contacts glissants leur permet de travailler dans les milieux les plus difficiles et d'avoir un faible coût d'entretien [4] [5].

1.1 DESCRIPTION

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est génère soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'ou le nom de machine synchrone.

Le stator est similaire a celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribue triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport a l'autre, de 120° électriques.

Le rotor se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (Fig.1.1). [2]

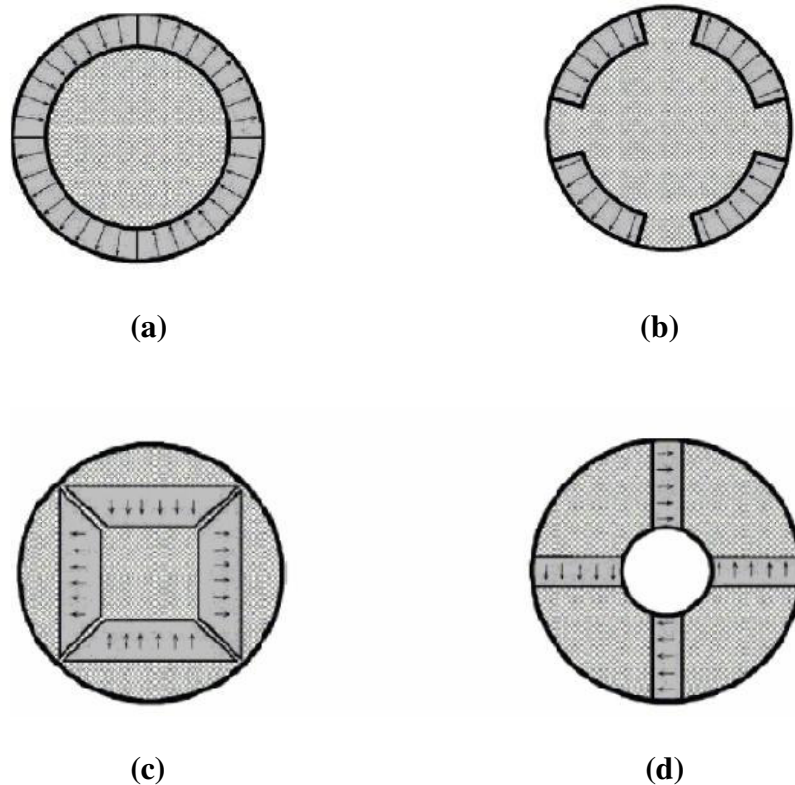


Figure 1.1: Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor [6].

- (a) Aimants en surface (b) Aimants insérés
(c) Aimants enterrés (d) Aimants a concentration de flux

Les machines synchrones à f.é.m. sinusoïdales sont classées en deux sous catégories selon la position des aimants :

1. à pôles lisses, où les aimants sont montés à la surface du rotor (Fig.1.1-a).
2. à pôles saillants, où les aimants sont enterrés dans la masse rotorique (Fig.1.1-c) et(Fig.1.1d).

1.2 DOMAINE D'APPLICATION :

Le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- les automobiles.
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- les servomoteurs.
- les applications robotiques,

- la production d'électricité,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous marins ;
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne. [2]

1.3 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de *Foucault* sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- On admet que la *FMM* créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

1.4 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique [7].

Dans cette étude, la machine comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec p paires de pôles. Les enroulements statoriques sont le plus souvent connectés en étoile à neutre isolé. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor.

1.4.1 Mise en équation de la machine synchrone

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants,

Nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :

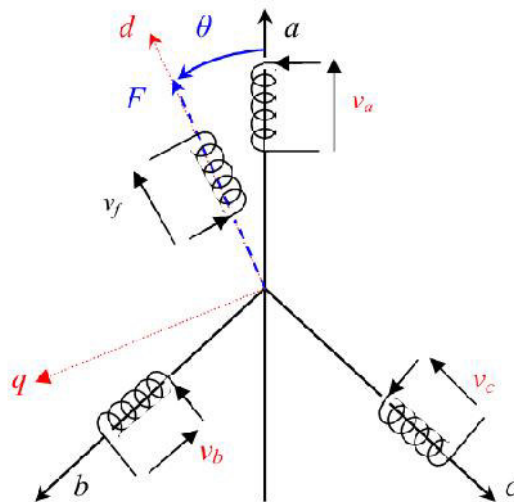


Fig. 1.2 Schéma de la machine synchrone

1.4.1.1 Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Avec :

R_s : la résistance par phase statorique,

$\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T$: Les tensions des phases statorique,

$\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T$: Les courants des phases statorique,

$\begin{bmatrix} \phi_a & \phi_b & \phi_c \end{bmatrix}^T$: Les flux totaux à travers les bobines statorique.

1.4.1.2 Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

On désigne par :

$\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix}$: Matrice d'inductances statorique. Elle contient des termes constants que nous

regroupons dans $[L_{s0}]$ et des termes variables dépendant de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$:

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}]$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} l_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & l_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & l_{s0} \end{bmatrix} \quad [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statorique,

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

1.4.2 Transformation de Park

Pour éliminer de la matrice $[L_{s2}]$, et afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statorique (a, b, c) sont remplacés par deux enroulements (d, q) en quadrature, figure (1.2). Ce passage est obtenu par la transformation de Park.

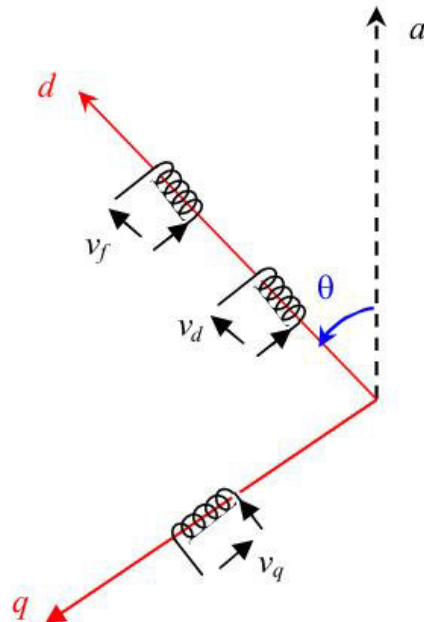


Fig. 1.3 Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)

La matrice de passage notée $[P(\theta)]$:

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

Et la matrice $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

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

1.4.3 Modèle de la MS dans le référentiel de Park

La transformation de Park ramène les équations statorique (1.1) dans un référentiel lié au rotor. Donc la machine équivalente est identique à une machine à courant continu ayant l'enroulement f comme inducteur et ayant deux induits en quadrature. [8]

Le passage du système triphasé au système biphasé se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d & \phi_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} \phi_a & \phi_b & \phi_c \end{bmatrix}$$

Alors, le modèle de la machine après la transformation de Park est :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega \phi_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d}{dt} \phi_q + \omega \phi_d \end{aligned} \quad (1.3)$$

Avec la même procédure de calcul pour les équations magnétiques et faisant usage du calcul matriciel précédent et en supposant que le système est équilibré, on aura :

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_f \quad (1.4)$$

$$\phi_q = L_q i_q$$

Φ_f : représente le flux des aimants à travers le circuit équivalent direct.

On remplaçant par les expressions des flux, on aura :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega L_d i_d + \omega \Phi_f \end{aligned} \quad (1.5)$$

1.4.4 Equations mécaniques

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.6)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes ;

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine ;

C_e : Couple électromagnétique ;

Ω : Vitesse mécanique de rotation ($\omega = p\Omega$) ;

f : Coefficient de frottement visqueux ;

Le couple électromagnétique C_e est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courants statorique. Il est exprimé par :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (1.7)$$

1.4.5 Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions (v_d, v_q), et le flux d'excitation Φ_f comme grandeurs de commande, Les courants statorique (i_d, i_q) comme variables d'état et le couple C_r comme perturbation.

A partir des équations (1.3), (1.7), on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\Phi_f}{L_q} \end{bmatrix} \omega \quad (1.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d i_d}{d t} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{d i_q}{d t} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega i_d - \frac{\Phi_f}{L_q} \omega + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d \omega}{d t} = \frac{3p}{2J} (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega \end{array} \right.$$

Ces dernières équations constituent la base du schéma bloc de la MSAP (figure 1.4).

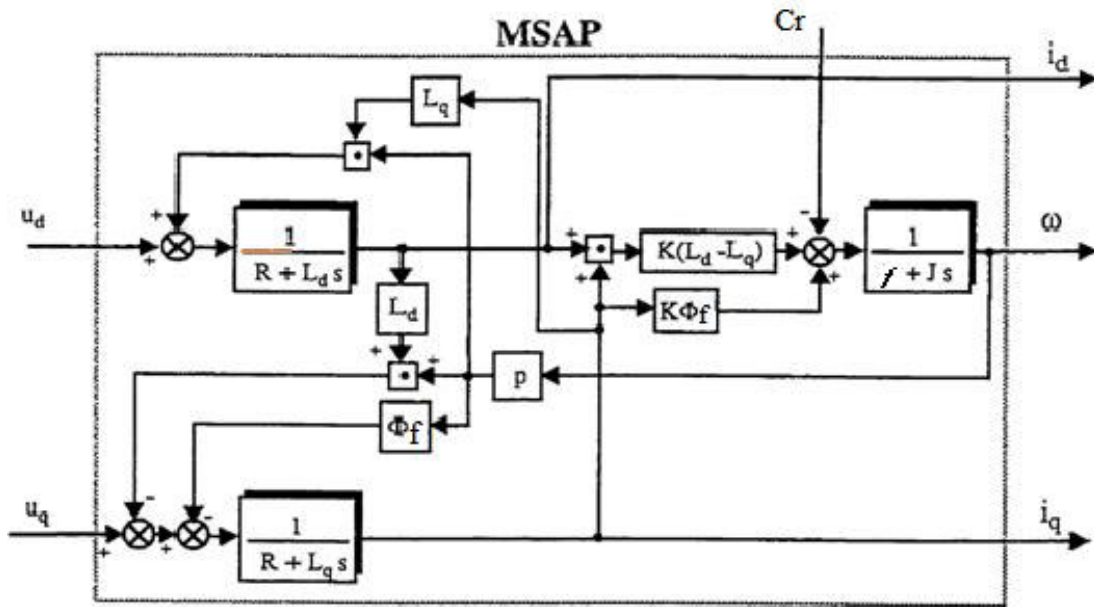


Fig. 1.4 Schéma bloc de la MSAP dans le référentiel $d-q$

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

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile; c'est le principe de l'autopilotage.

1.5 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") [9], permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs.

L'alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI), s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet elle permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension d'alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés.

1.5.1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est une structure utilisée pour l'alimentation en tension moyenne des machines synchrones à aimants permanents et aussi les machines asynchrones de forte puissance fonctionnant en vitesse variable.

La figure (1.5) présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension alimenté à partir d'un réseau triphasé.

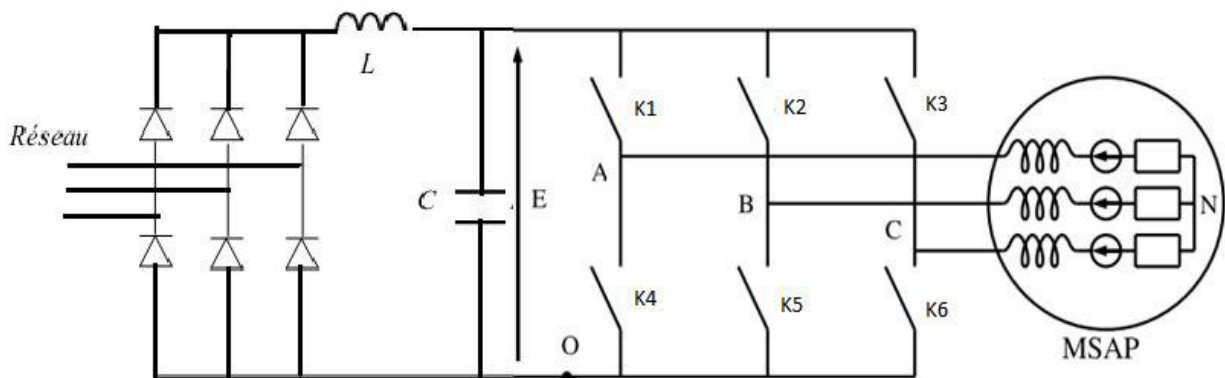


Fig. 1.5 Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé [10]

Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible. L'énergie ne peut donc transiter de la machine au réseau. L'ensemble des transistors constituant l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI), impose la fréquence de rotation du champ tournant et l'amplitude de la tension dans la machine. [11]

1.5.2 Principe de la stratégie de commande

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoïdale.

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

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

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. [9], [12]

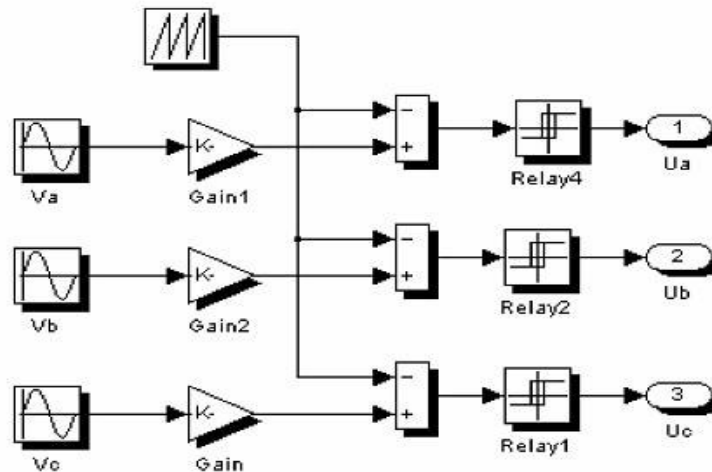


Fig. 1.6 Génération des Signaux de commande PWM de l'onduleur

Les tensions de références sont les tensions simples $V_s [V_{aN} \ V_{bN} \ V_{cN}]^T$ par rapport au point neutre. Si la charge est équilibrée alors : $V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0$.

$$D'où : \begin{cases} V_{aN} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ V_{bN} = \frac{1}{3}(v_{cb} - v_{ab}) \\ V_{cN} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (1.9)$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_j définie par :

1 : Interrupteur du demi-bas haut fermé.

$F_j =$

0 : Interrupteur du demi-bas bas ouvert.

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont données par :

$$V_1 = F_1 E$$

$$V_2 = F_2 E$$

$$V_3 = F_3 E$$

Et les tensions simples v_a, v_b et v_c s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

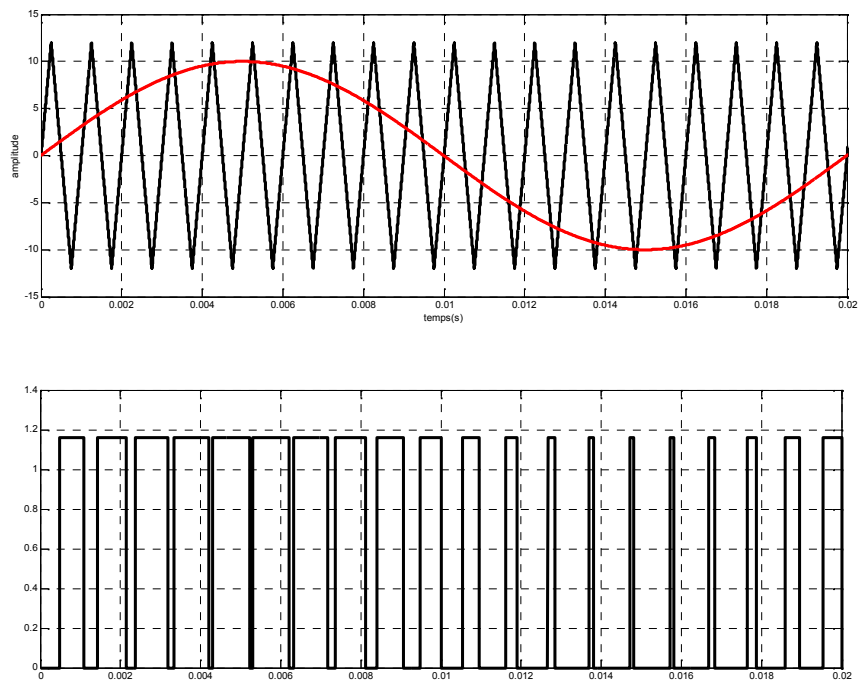


Fig. 1.7 signal généré par la technique MLI

1.6 RESULTATS DE SIMULATION

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. Les programmes sont testés dans l'environnement MATLAB. Pour les paramètres de la machine définis en Annexe.

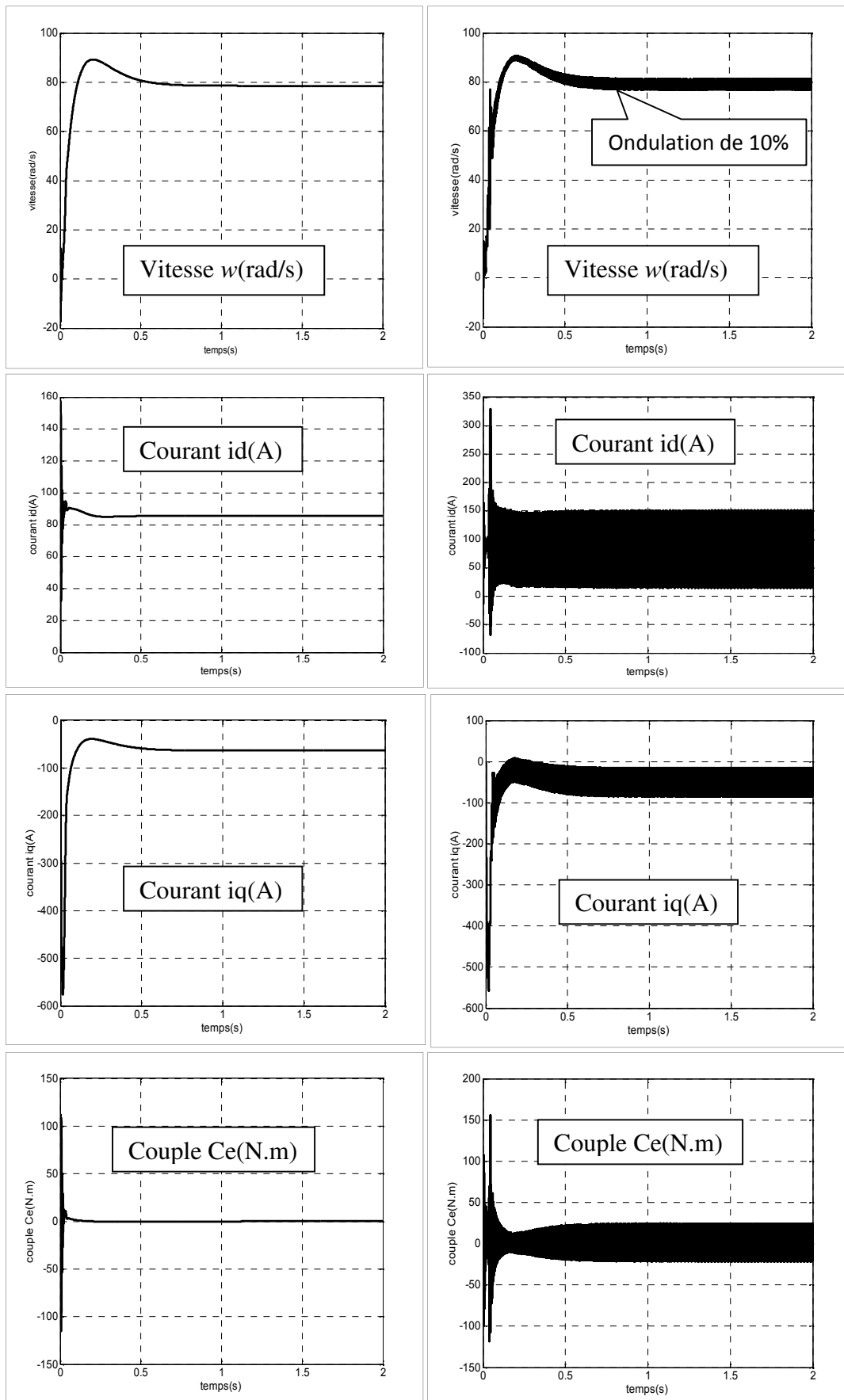


Fig. 1.8 Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite)

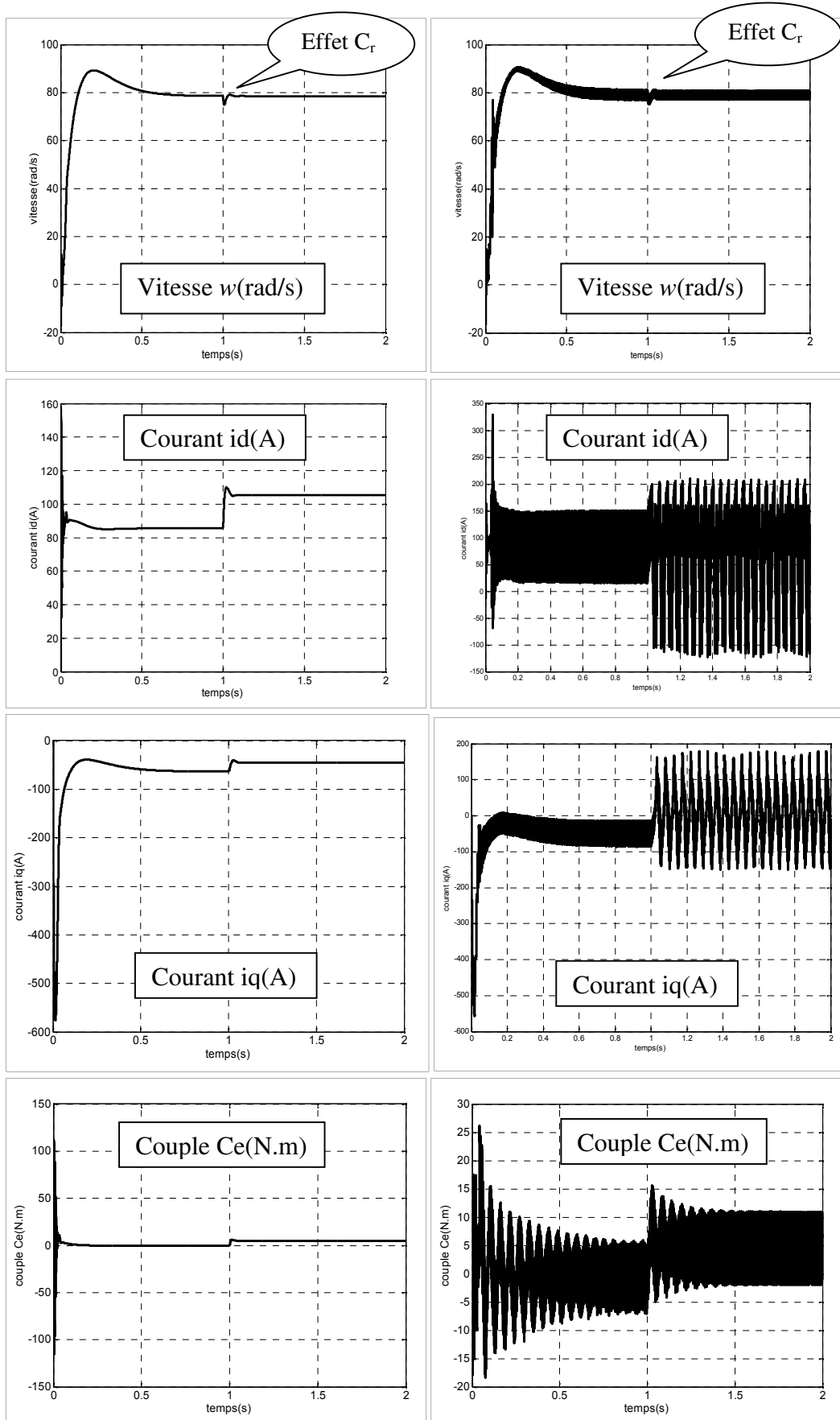


Fig. 1.9 Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur (à droite) avec application d'un couple de charge $C_r=5\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220/380V, avec une augmentation lente de la fréquence à 50 Hz (autopilotage scalaire), et sans application du couple de charge. L'examen des courbes montre:

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 78.5 *rad/sec*.

La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée.

- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.
- Pour les courants *id* et *iq* au début de démarrage on voit des *pics* de courant assez important et cela s'explique par la *F.E.M* qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.
- A $t = 1s$, on applique une charge de $Cr = 5 N.m$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

Pour l'association onduleur-MSAP on remarque la présence des pulsations dans les réponses de la machine, ces pulsations sont liées aux harmoniques des courants injectés par l'onduleur.

CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents triphasé alimenté en tension et le modèle de *Park* (biphasé) équivalent. Sachant que la commande de la machine impose que celle-ci soit soumise à des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude variable. Le convertisseur de tension permet d'imposer un système de tensions triphasées, obtenues à partir d'une tension continue d'entrée.

A partir de ces résultats, on remarque que les performances ne sont pas bon suite à l'application de la charge avec et sans onduleur de tension, malgré l'apport de la transformation de *Park* dans le sens où le modèle devient plus simple et les non linéarités réduites.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

INTRODUCTION

Par le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Pour toutes ces raisons, la machine synchrone à aimants permanents tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose : le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite « d'orientation du flux », à été proposée par Blaschke en 1972 [12], elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations à l'époque, reposaient sur des composant analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, qui est l'objectif de ce chapitre.

2.1 COMMANDE VECTORIELLE

2.1.1 *Principe de la commande vectorielle*

La commande vectorielle des machines à courants alternatifs est maintenant bien connue. De nombreux industriels commercialisent des variateurs de vitesse pilotés par des machines synchrones et asynchrones utilisant ce mode de contrôle. Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q).

Habituellement, la composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe q joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple. [13]

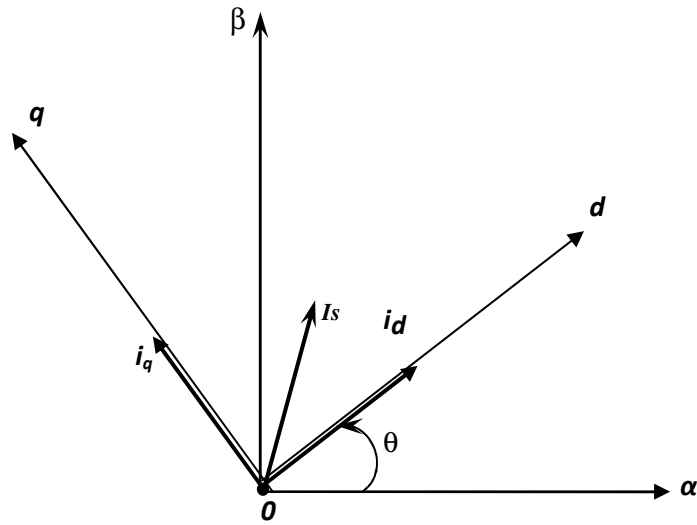


Fig. 2.1 Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel lié au champ tournant

La figure 2.1 montre la position instantanée du rotor, par conséquent le flux rotorique est situé à un angle (θ) par rapport à l'axe d. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe du courant i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique.

A partir de la figure (2), si le courant I_d est forcé à zéro ($I_S = i_q$), La composante du flux statorique devient:

$$\phi_d = \phi_f \quad (2.1)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot ((L_d - L_q) i_q i_d + \phi_f i_q) \quad (2.2)$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \phi_f \cdot i_q \quad (2.3)$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composant i_q , la théorie de cette commande permet d'assimiler la machine à courant alternatif à une machine à courant continu à excitation séparée :

$$C_e = K_t \cdot i_q \quad (2.4)$$

Avec:
$$K_t = \frac{3}{2} p \cdot \phi_f \quad (2.5)$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de *défluxage* est appliquée, la consigne de courant i_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{\max} \quad (2.6)$$

Où : I_{\max} est le courant maximal.

Le bloc de défluxage d'une part 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 et d'autre part, il 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.

$$\begin{cases} \phi_{ref} = \phi_{nom} \\ \phi_{ref} = \phi_{nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \end{cases} \quad \text{Si} \quad \begin{cases} |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ |\Omega| \geq \Omega_{nom} \end{cases} \quad (2.7)$$

Avec :

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale.

ϕ_{nom} : Le flux rotorique nominal.

ϕ_{ref} : Le flux rotorique de référence.

Pour ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor.

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{aligned} R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d &= v_d - \omega L_q i_q \\ R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q &= v_q + \omega L_d i_d + \omega \phi_f \end{aligned} \quad (2.8)$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension.

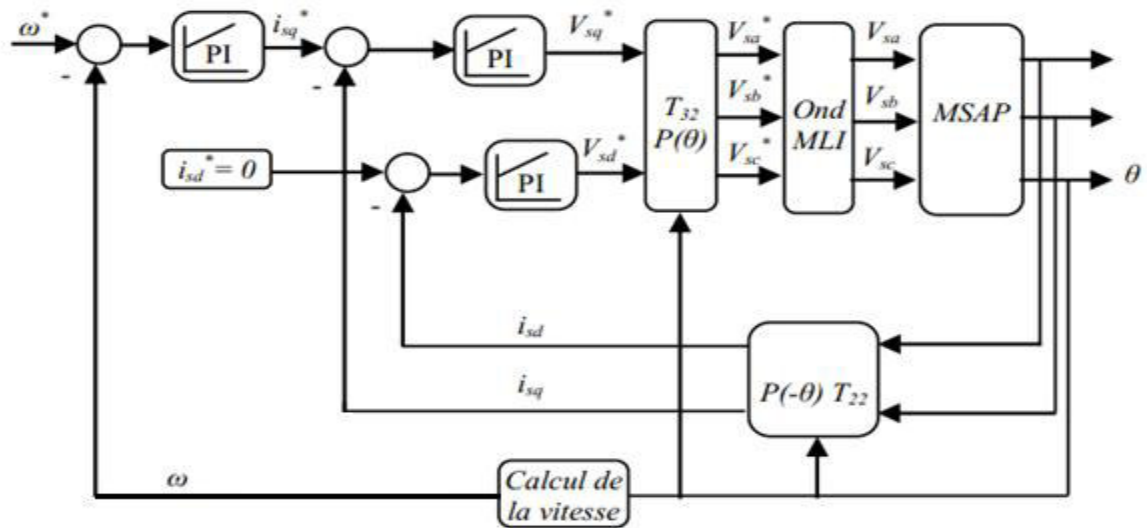


Fig.2.2 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

2.1.2 Bloc de compensation

En plus du bloc de la structure de commande, il y a un bloc de compensation dont les équations sont données comme suit :

Posons :

$$\begin{aligned} u_d &= v_d - e_q \\ u_q &= v_q + e_d \end{aligned} \quad (2.9)$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} e_d &= -(\omega L_d i_d + \omega \phi_f) \\ e_q &= \omega L_q i_q \\ v_d &= u_d + e_q \\ v_q &= u_q - e_d \end{aligned} \quad (2.10)$$

La compensation a pour effet de découpler les deux axes grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations ($e_d(s)$ et $e_q(s)$). Dans de telles conditions, le système devient linéaire.

[3]

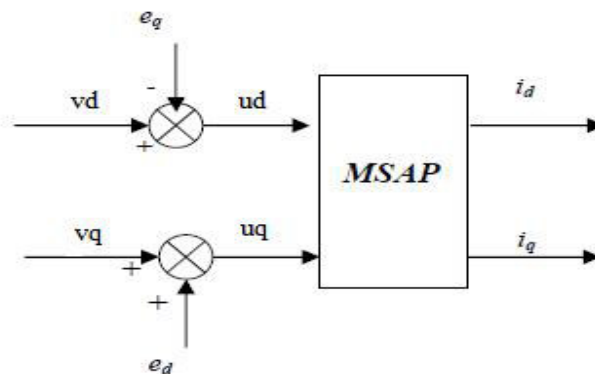


Fig. 2.3 Schéma du Bloc de compensation

2.1.3 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique de control par des régulateurs PI qui permettant des performances satisfaisantes tant du point de vue de la régulation ou bien du point de vue de la stabilité, précision et rapidité.

Notons que par analogie à la régulation utilise pour la MCC, deux boucles internes sont réalisées pour le contrôle direct du flux et du couple, ou indirectement par leurs composantes respectives en courant.

Il y a trois correcteurs « PI » utilisés pour contrôler la vitesse et les deux composantes du courant statorique, donc les régulateurs à calculer sont :

- ✓ Le régulateur de flux (reg d) ;
- ✓ Le régulateur de couple (reg q) ;
- ✓ Le régulateur de vitesse (reg Ω).

2.1.3.1 Correcteur du flux

Alors le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par :

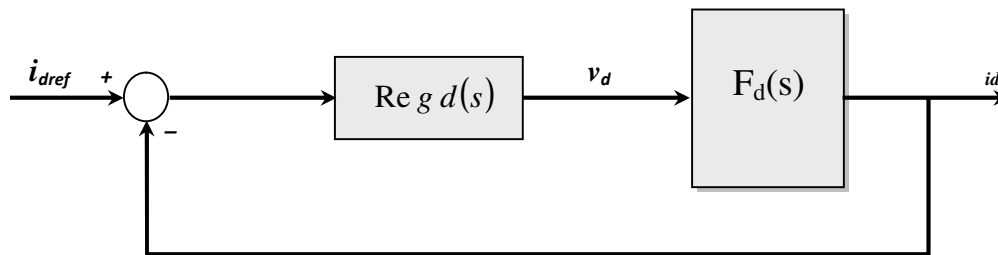


Fig. 2.4 Régulation du flux

$$F_d(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{1+T_d s}} = \frac{i_d}{v_d}, \quad (2.11)$$

Avec: $T_d = \frac{L_d}{R_s}$

Le régulateur (Reg_d) est choisit comme étant un régulateur proportionnel et intégral, avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$\text{Reg}_d(s) = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd}}{k_{id}} s\right) \quad (2.12)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$\text{FTBO}_d = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd}}{k_{id}} s\right) \frac{1}{\frac{R_s}{1+T_d s}} \quad (2.13)$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du

système, en posant : $\frac{k_{pd}}{k_{id}} = T_d$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$\text{FTBF}_d = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{i_d}{i_{dref}}, \quad (2.14)$$

Avec : $\tau_d = \frac{L_d}{k_{id}}$

En choisissant ($\tau_d = T_d$) donc : $k_{id} = \frac{R_s}{T_d} = \frac{R_s^2}{L_d}$, $k_{pd} = k_{id} \cdot T_d$

2.1.3.2 Correcteur de couple

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du couple (crt i_q):

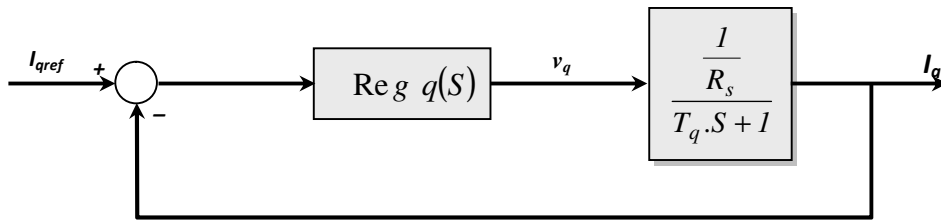


Fig. 2.5 Régulation du couple

Sachant que ($\text{Reg } q$) est le même que ($\text{Reg } d$), donc :

$$\text{FTBO}_q = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pq}}{k_{iq}} s\right) \frac{1}{1 + T_q s} \frac{R_s}{1} \quad (2.15)$$

$$\text{FTBF}_q = \frac{1}{1 + \tau_q s} = \frac{i_q}{i_{qref}}, \quad (2.16)$$

On a : $T_q = \frac{L_q}{R_s}$ $\tau_q = \frac{R_s}{k_{iq}}$

Si on choisit $\tau_q = T_q$ la fonction de transfert devient:

$$k_{iq} = \frac{R_s}{T_q} = \frac{R_s^2}{L_q} \quad k_{pq} = k_{iq} \cdot T_q$$

2.1.3.3 Correcteur de vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

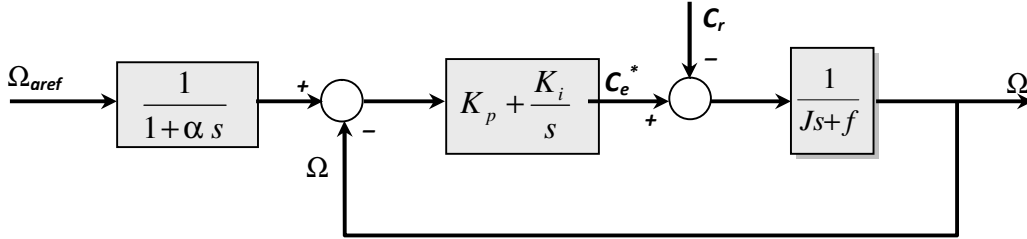


Fig. 2.6 Régulation de la vitesse

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).

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{k_i}{s} \left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \quad (2.17)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r=0$) :

$$\text{FTBO}_\Omega = \frac{k_i}{s} \left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \frac{1}{f + Js} \quad (2.18)$$

Par la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$\text{FTBF}_\Omega = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{\text{reff}}} = \frac{\frac{k_i}{s} \left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right)}{k_i + (f + k_p)s + Js^2} \quad (2.19)$$

La FTBF_Ω possède une dynamique de 2^{ème} ordre par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$1 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2 \quad (2.20)$$

Alors :

$$\frac{K_i}{J} = \omega_0^2 \quad \frac{f + k_p}{k_i} = \frac{2\xi}{\omega_0}$$

ω_0 : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

On choisit alors les coefficients ξ et ω_0 on déduit k_i et k_p :

Avec : $k_i = J\omega_0^2$

$$K_i = \frac{4 J}{\tau^2}$$

$$k_p = \frac{2\xi.k_i}{\omega_0} - f$$

Donc :

$$K_p = K_i \cdot \tau$$

Avec : $\tau = \frac{L_q}{R_s}$

2.1.4 Résultats de simulation

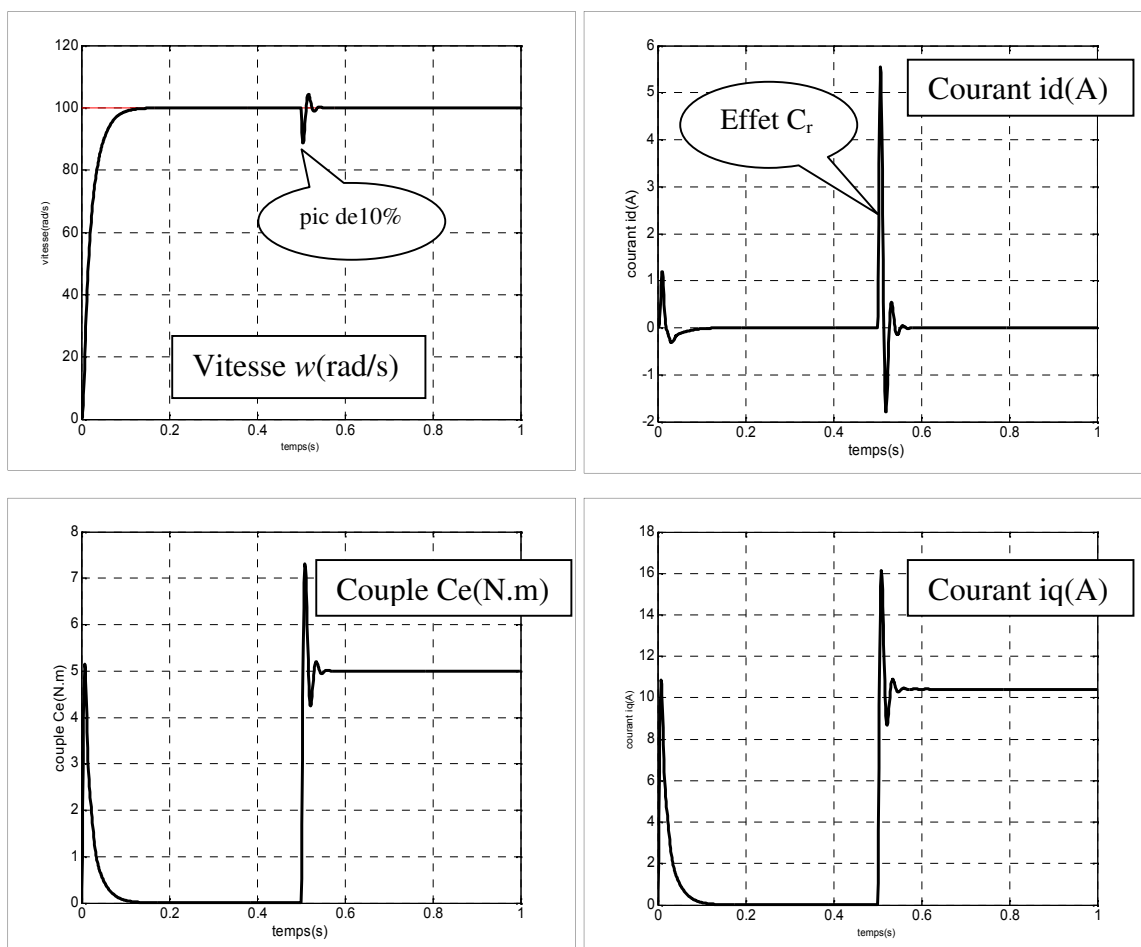


Fig. 2.7 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=0.5$ s

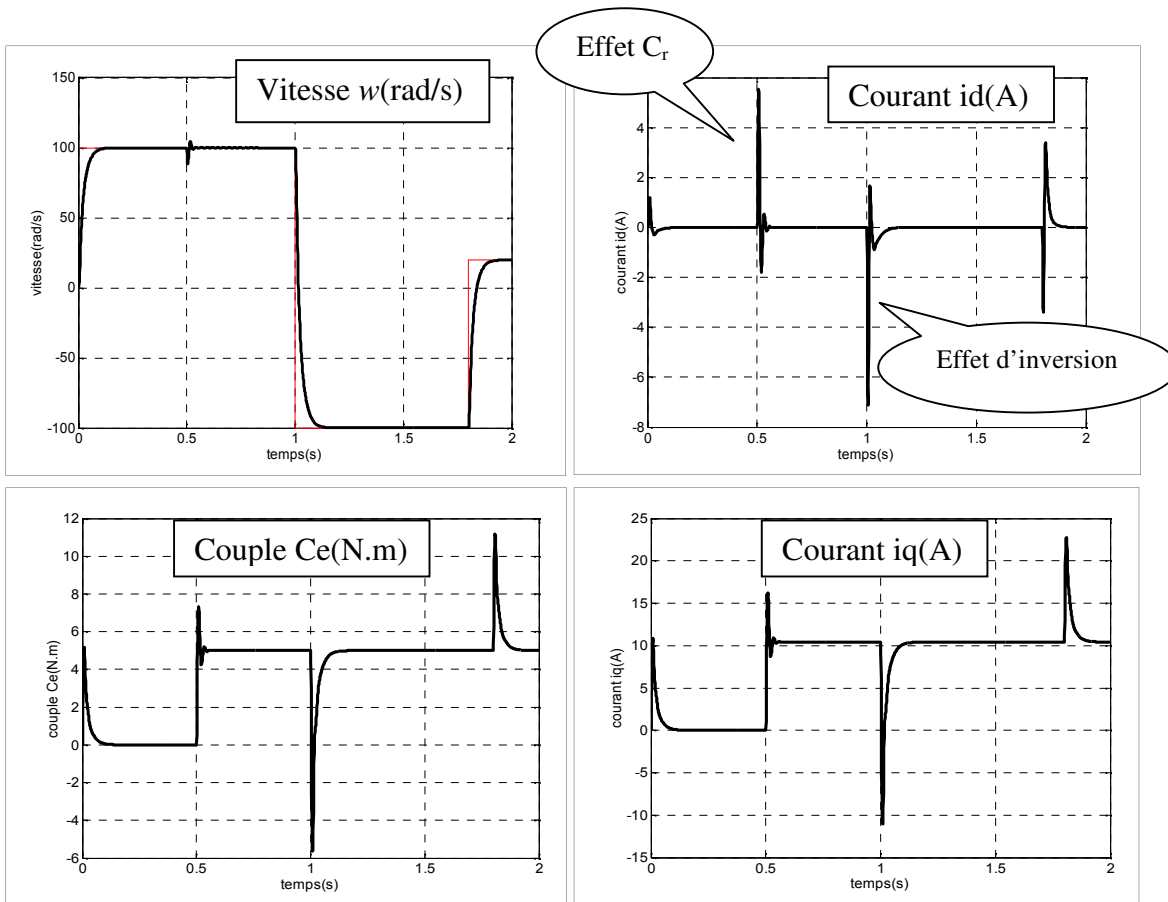


Fig. 2.8 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse

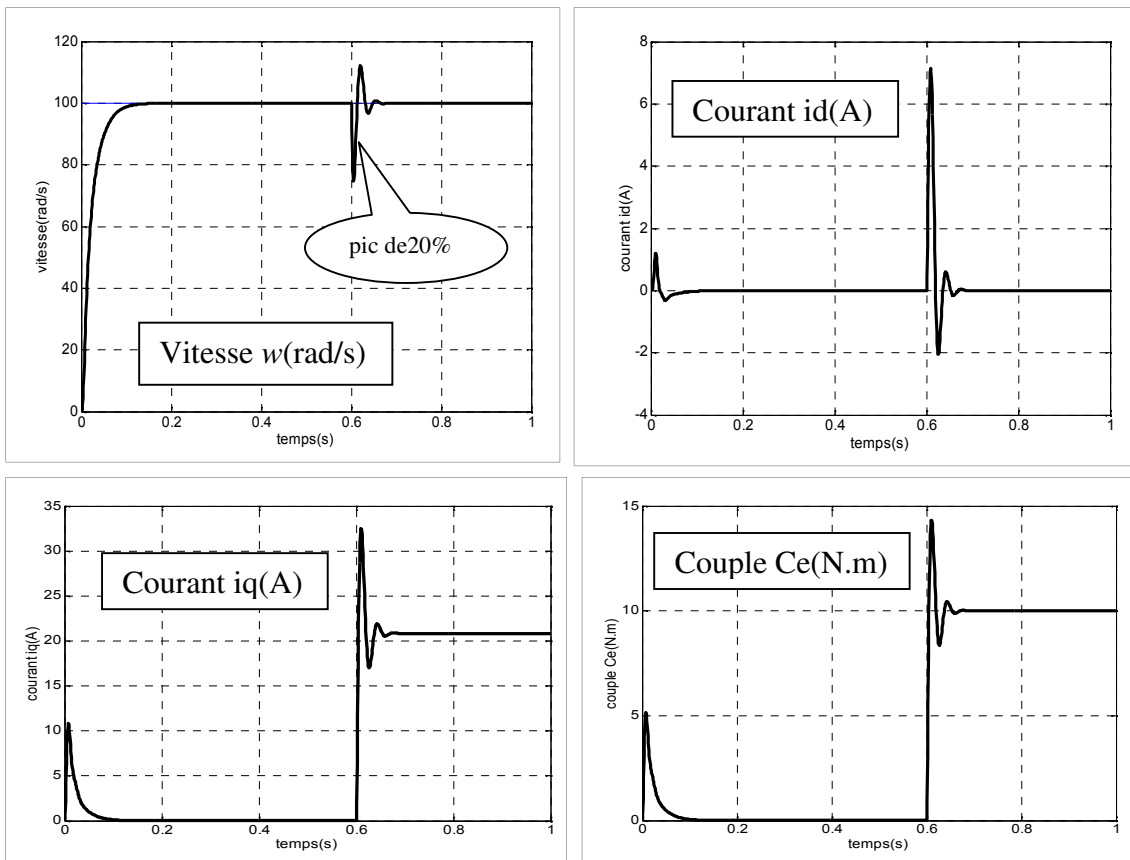


Fig. 2.9 Résultats de simulation lors des variations paramétriques (à $t=0.4$ s : $R'=2R$, et à $t=0.6$ s : $C_r'=2C_r$)

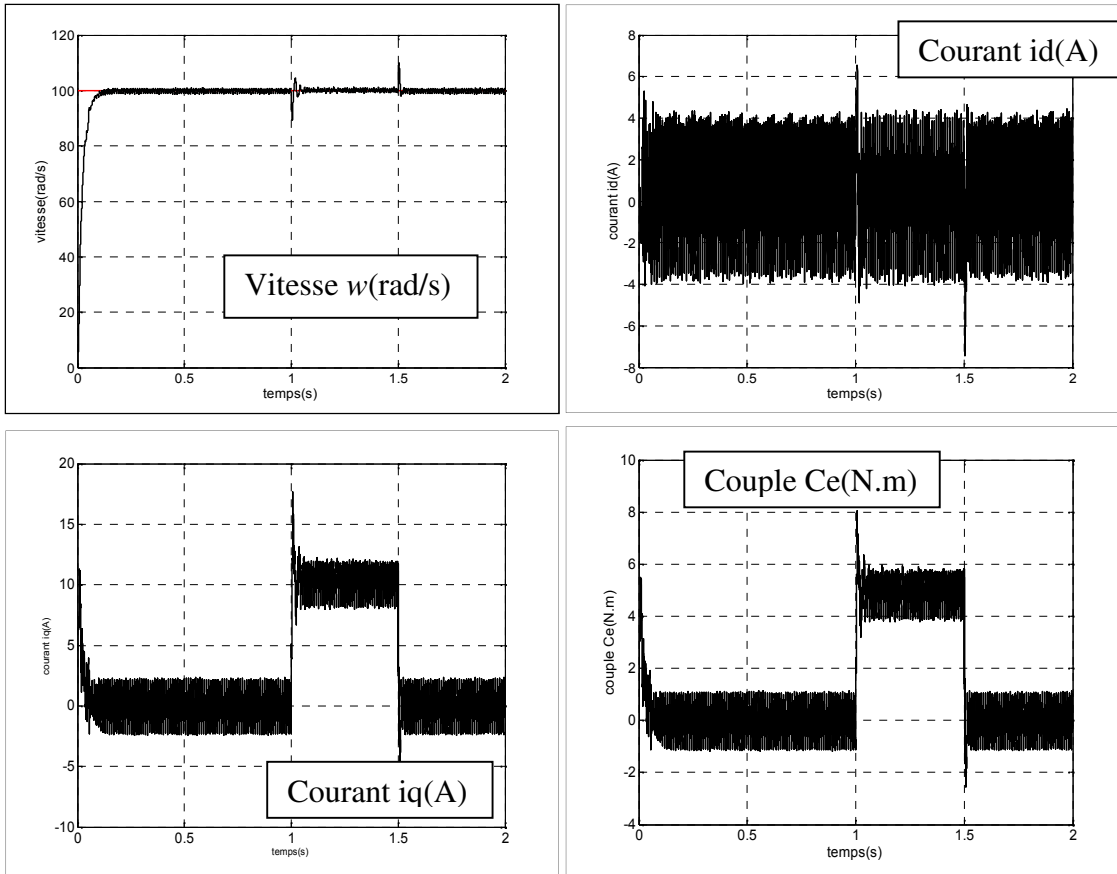


Fig. 2.10 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=1s$ et l'annulation de la charge à $t=1.5s$ (avec onduleur)

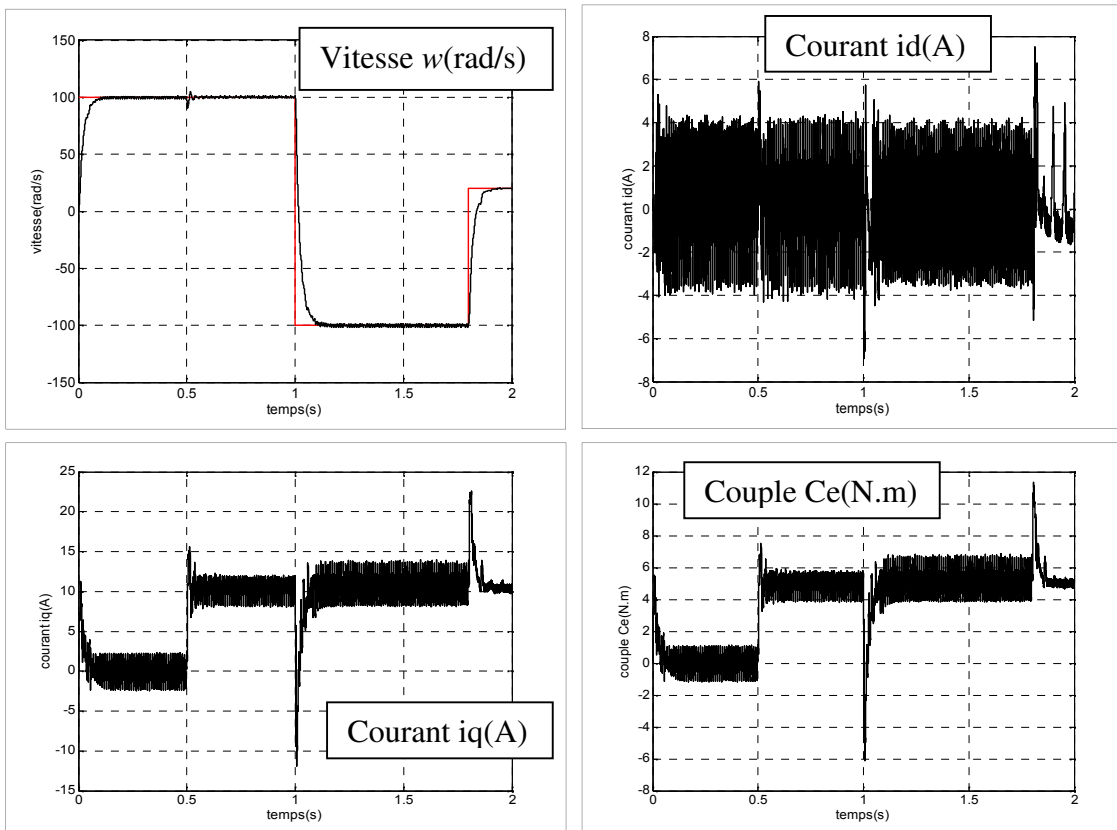


Fig. 2.11 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse (avec onduleur)

Les performances de la commande vectorielle sont illustrées par les résultats de simulation donnée par les figures (2.7, 2.8, 2.9, 2.10, 2.11), on a procédé aux essais suivants :

- Démarrage à vide puis en charge à $t=0.5s$ avec $w_{ref}=100rad/s$.
- Inversion de sens de rotation à $t=1s$.
- Variation dans les valeurs de : la résistance statorique et le couple de charge.

Lors du démarrage, les résultats montrent les performances de la régulation étant donnée que la vitesse se stabilise avec une bonne dynamique $t=0.05s$. Le couple électromagnétique égalise la valeur de couple résistant.

Le courant i_q est l'image du couple, et le courant i_d est maintenu à zéro.

Ceci montre que le découplage est parfaitement réalisé.

Pour étudier la robustesse du régulateur PI on a inversé le sens de rotation de la machine. Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de courant i_d sont satisfaisantes. Cependant, on voit bien l'influence de la variation de la résistance et de couple de charge sur le comportement du système contrôlé.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la $MSAP$, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Le réglage de la vitesse de la $MSAP$ par le régulateur PI donne de bons résultats, réponse rapide de la vitesse et sans dépassement, mais un comportement sensible aux variations des paramètres (résistance statorique).

D'autres stratégies peuvent être utilisées pour atteindre ces objectifs. Dans le chapitre suivant, il sera présenté la méthode de la commande non linéaire par linéarisation au sens des entrées sorties de la $MSAP$.

Chapitre III

Commande non linéaire de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

INTRODUCTION

La conception d'un contrôleur donné dépend de la nature du système lui-même et de la qualité des performances exigées. L'intérêt constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Les modèles résultants sont souvent non linéaires et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants. Il peut donc être nécessaire d'avoir recours à de nouvelles méthodes. Plusieurs techniques de synthèses des régulateurs sont disponibles et chacune d'elles dépend du degré des non linéarités et de l'ordre du système considéré. [14]

Dans ce chapitre, Nous présentons le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Nous allons concevoir un contrôleur non-linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents et comparer ses performances à la commande vectorielle. A la fin du chapitre, nous allons montrer les limitations et les faiblesses de la commande non-linéaire lorsqu'on est en présence d'incertitudes dans les paramètres du moteur mais moins que la commande vectorielle .

3.1 PRINCIPE DE LA TECHNIQUE DE LINEARISATION AU SENS DES ENTREES-SORTIES

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu, plusieurs références décrivant la manière de l'appliquer sont disponibles. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi de linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques.

Soit un système d'ordre «, multi-entrées et multi-sorties, décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x) u \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{3.1}$$

Avec :

u : Vecteur de commande (d'entrée);

$f(x), g(x)$: Champs de vecteurs ;

$h(x)$: Vecteur de sortie.

La nouvelle commande permet de ramener le comportement entrée-sortie du système, défini par l'équation (3.1) à celui d'un système linéaire, par différentiation des sorties y_i du système jusqu'à l'apparition des anciennes commande u_i en utilisant *la dérivée de Lie*.

3.1.1 Dérivée de Lie

Etant donnée la fonction scalaire continue $h_i(x)$ défini de $\mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ et un champs de vecteur $f(x)$ continu défini de $\mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ la dérivé de Lie de $h_i(x)$ selon la direction du champ vectoriel $f(x)$ est défini comme suit :

$$L_f h_i(x) = \sum_{j=1}^n \frac{\partial h_i}{\partial x_j} f_j(x) \quad (3.2)$$

La dérivé de Lie d'ordre k est :

$$L^k_f h_i(x) = \frac{\partial (L^{k-1}_f h_i)}{\partial x} f(x) \quad (3.3)$$

De la même manière, si g est un autre champ vectoriel, la fonction scalaire $L_g L_f h_i(x)$ est donnée par :

$$L_g L_f h_i(x) = \frac{\partial (L_f h_i)}{\partial x} g(x) \quad (3.4)$$

3.1.2 Technique de la commande non linéaire

L'application du dérivé de Lie à la sortie y_j du système (3.1), donne la première dérivée comme :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^m u_i L_{g_i} h_j \quad (3.5)$$

Lorsque la première dérivée de y_j ne dépend d'aucune entrée, alors $L_{g_i} h_j = 0 \forall i \in \{1, \dots, m\}$ et la commande n'apparaît pas.

On continue la dérivation de y , jusqu'à ce qu'un des coefficients de commande ne soit pas nul. On peut écrire, dans ce cas :

$$y_j^{r_j} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j u_i \quad (3.6)$$

Avec : $L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j \neq 0; \forall x \in \Omega$; Ω : ensemble des états

On appelle r_j le degré relative de la sortie y_j . r est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (3.6) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système :

$$r = \sum_{j=1}^m r_j \leq n \quad (3.7)$$

On dit que le système (3.1) 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 relatif total est égal 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 est dite linéarisation au sens des entrées sorties. Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u permettant de rendre linéaire la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on récrit l'expression (3.6) sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x).u \quad (3.8)$$

Où :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

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

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

$$u = D(x)^{-1} (-\zeta(x) + v) \quad (3.11)$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $D(x)$ est inversible.

Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (3.1).

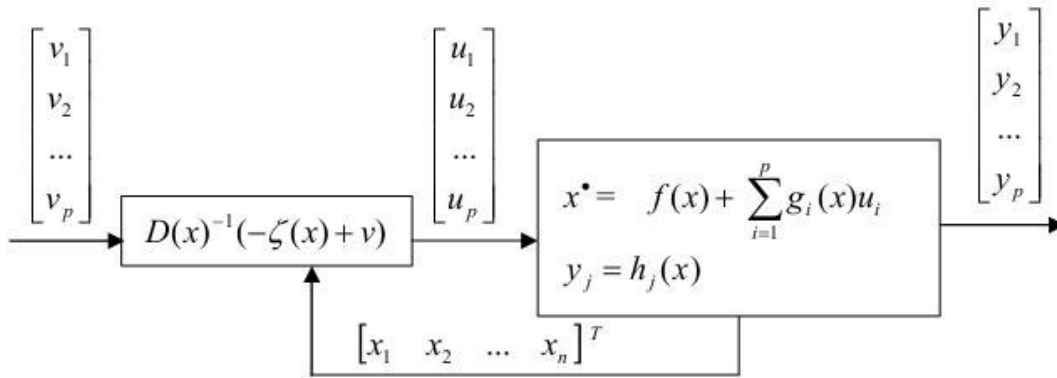


Fig 3.1 Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (3.11) dans (3.1), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_i^{(r_j)} = v_i \quad (3.12)$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T \quad (3.13)$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique avec la conception d'un nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \dots v_p]^T$.

Remarquons que l'expression (3.12) représente p intégrateurs en cascade comme il est indiqué par la figure (3.2).

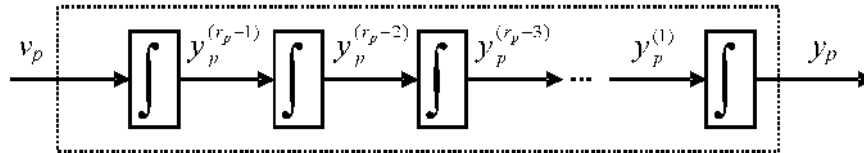


Fig. 3.2 Dynamique du système linéarisé

3.1.3 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:

$$v_j = y_{d_j}^{r_j} + k_{r_j-1}(y_{d_j}^{r_j-1} - y_j^{r_j-1}) + \dots + k_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (3.14)$$

Où 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 $s^{r_j} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1$ soit un polynôme *d'Hurwitz* (possède des racines avec des parties réelles négatives).

alors on peut montrer que satisfait l'erreur : $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0 \quad . [15], [16], [17], [18]$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (3.3).

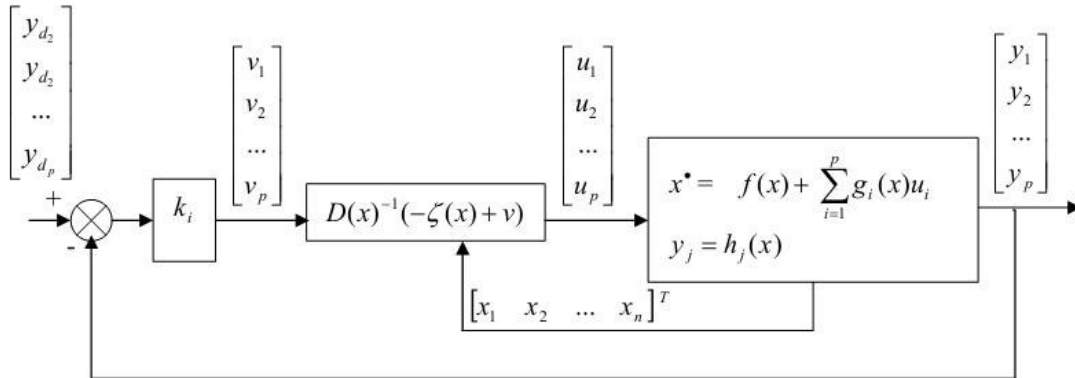


Fig 3.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

3.2 APPLICATION AU MODELE DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée sortie au modèle de la *MSAP*, permet de pouvoir commander séparément le courant i_d et la vitesse w . avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en deux sous systèmes linéaires mono-variables indépendants.

Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, courant,...). La dynamique du système linéaire est choisie par un placement de pôles.

3.2.1 Modèle de la *MSAP* commandée

Pour une commande en tension de la *MSAP*, le modèle complet correspondant dans le repère lié au rotor est obtenu en considérant les vecteurs d'état $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d \ i_q \ w]^T$ et le

vecteur de commande $u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}pw i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}pw i_d - \frac{\Phi_f}{L_q}pw + \frac{1}{L_q}u_q \\ \frac{dw}{dt} = \frac{3p}{2J}(\Phi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}w \end{cases} \quad (3.15)$$

Le système d'équations est réécrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées sorties comme suit:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x).u_d + g_2(x).u_q \quad (3.16)$$

Avec:

Dans cette partie, nous présentons la technique trianglo-sinusoidale destinée à la commande en tension d'un *MSAP*.

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p w i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p w i_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p w \\ \frac{3p}{2J} (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} w \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Et :

$$g(x) = [g_1(x) \quad g_2(x)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

3.2.2 Choix des grandeurs de sortie

On s'est donné comme objectif d'assurer la régulation de la vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (où la composante longitudinale des courants statorique 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 w et le courant i_d :

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ w \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose. La stratégie de fonctionnement nous mène à imposer $i_{dref} = 0$, tandis que la vitesse doit suivre sa référence qui peut être une trajectoire quelconque définie par w_{ref} .

3.2.3 Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée sortie est l'ordre du système égal le degré relatif.

On calcule le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître explicitement une des grandeurs de commande.

Pour la première sortie i_d on a :

$$y_1 = i_d = h_1(x) \quad (3.20)$$

En la dérivant, on aura :

$$\begin{aligned} & \boxed{} \quad \boxed{} \quad (3.21) \\ & \boxed{} \\ & \boxed{} \end{aligned}$$

Ainsi, l'entrée u_d apparaît dans l'expression (3.21). On arrête ici et on note, pour cette sortie, un degré relatif $r = 1$.

Pour la deuxième sortie w , on a:

$$y_2 = w = h_2(x) \quad (3.22)$$

En la dérivant, on a:

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) + L_g h_2(x) \cdot u = f_3 + 0 \cdot u \\ \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) = f_3 \end{aligned} \quad (3.23)$$

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

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

Avec :

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2(x) &= \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_q \cdot f_1(x) + \frac{3p}{2J} (\Phi_f + (L_d - L_q) i_d) \cdot f_2(x) - \frac{f}{J} f_3(x) \\ &+ \frac{3p}{2J L_d} (L_d - L_q) i_q \cdot u_d + \frac{3p}{2J L_q} (\Phi_f + (L_d - L_q) i_d) \cdot u_q \end{aligned} \quad (3.24)$$

Où :

$f_1(x), f_2(x)$ et $f_3(x)$ sont donnés par (3.17).

Les deux entrées u_d et u_q apparaissent dans (3.24), et le degré relatif est donc $r_2 = 2$. Le degré relatif associé aux grandeurs de sortie y_1 et y_2 sont respectivement $r_1 = 1$ et $r_2 = 2$.

Donc, le degré relatif total est $r = r_1 + r_2 = n = 3$ et donc nous avons effectué une linéarisation exacte. Aucune dynamique interne n'est à considérer. [19], [20], [21]

n : étant l'ordre du système à contrôler ($n = 3$).

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques U et les dérivées des sorties $Y(x)$ est donnée par l'expression :

$$\frac{d}{dt}[y_1, \dot{y}_2]^T = \zeta(x) + D(x).u \quad (3.25)$$

Où :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ \frac{3p}{2J}(L_d - L_q)i_q \cdot f_1(x) + \frac{3p}{2J}(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d) \cdot f_2(x) - \frac{f}{J} f_3(x) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{3p}{2JL_d}(L_d - L_q)i_q & \frac{3p}{2JL_q}(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d) \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

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

3.2.4 Linéarisation du système

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

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left[-\zeta(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (3.28)$$

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

$$\det[D(x)] = \frac{3p(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d)}{2JL_d L_q} \neq 0$$

Donc :

$$D(x)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{L_d}{-L_q(L_d - L_q)i_q} & 0 \\ \frac{2JL_q}{(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d)} & \frac{1}{3p(\Phi_f + (L_d - L_q)i_d)} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

En remplaçant l'expression (3.28) dans celle donnée en (3.25) on obtient un système linéaire totalement découplé de la forme :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Les nouvelles entrées v_1, v_2 doivent être conçues pour nous assurer que:

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} y_1 = i_{dref} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} y_2 = w_{ref} \end{cases} \quad (3.31)$$

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

$$\begin{cases} v_1 = k_d (i_{dref} - i_d) + \frac{d(i_{dref})}{dt} \\ v_2 = k_{w2} (w_{ref} - w) + k_{w1} \left\{ \frac{d(w_{ref})}{dt} - \frac{d(w)}{dt} \right\} + \frac{d^2(w_{ref})}{dt^2} \end{cases} \quad (3.32)$$

En boucle fermée, l'erreur de poursuite est :

$$\begin{aligned} \frac{d(e_1)}{dt} + e_1 \cdot k_d &= 0 & \text{Avec} & & e_1 &= i_{dref} - i_d \\ k_{w2} e_2 + k_{w1} \frac{d(e_2)}{dt} + \frac{d^2(e_2)}{dt^2} &= 0 & & & e_2 &= w_{ref} - w \end{aligned}$$

$$\frac{w(s)}{w_{ref}} = \frac{k_{w2}}{k_{w2} + k_{w1} s + s^2} = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + 2\xi\omega_n s + s^2} \quad (3.33)$$

$$\frac{i_d}{i_{dref}} = \frac{1}{s/k_d + 1} = \frac{1}{\tau_d s + 1}$$

Par identification, nous obtenons :

$$\begin{aligned} k_{w2} &= \omega_n^2 \\ k_{w1} &= 2\xi\omega_n \\ k_d &= 1/\tau_d \end{aligned} \quad (3.34)$$

Le schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure suivante :

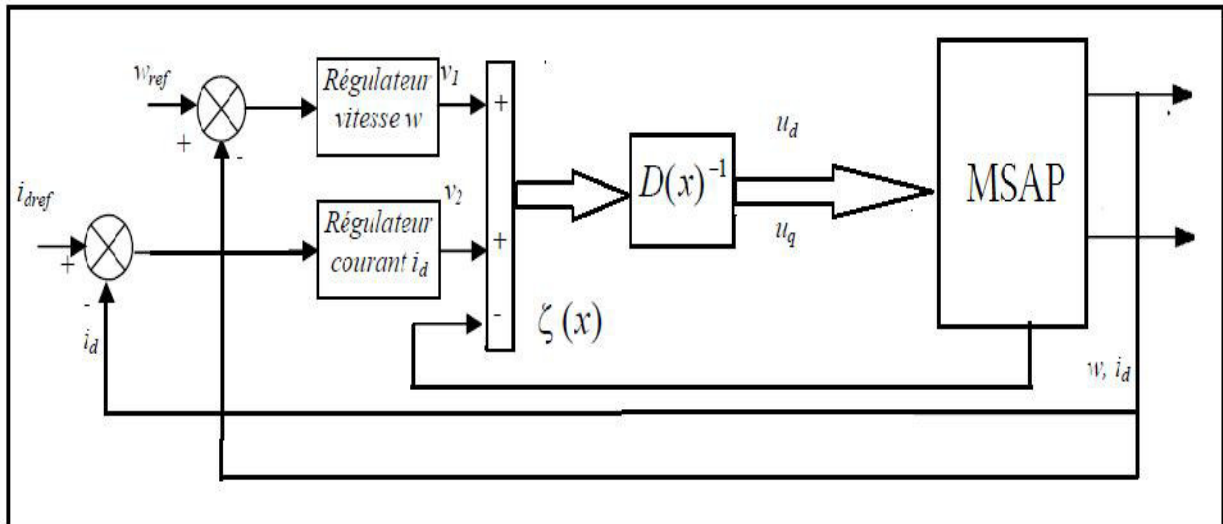


Fig. 3.4 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

3.2.5 Synthèse des régulateurs

Pour assurer une parfaite régulation de courant i_d et de vitesse w vers leurs références respectives i_{dref} et w_{ref} , les variables v_1 et v_2 sont calculées par le système (3.32). Les coefficients k_d , k_{w1} et k_{w2} sont choisis tels que : $s^2 + k_{w1}s + k_{w2}$ et $s + k_d$ soient des polynômes d'Hurwitz. [22], [23]

Donc, on a choisi ces gains comme suit : $k_{w1} = 7000000; k_{w2} = 30000; k_d = 30000$.

La stratégie de commande par linéarisation entrée/sortie se ramène à la linéarisation du système en chaînes d'intégrateurs découplées, suivie de la synthèse du correcteur par placement de pôles.

Et parce que le comportement de la *MSAP* est celui d'un système non linéaire, sa dynamique est rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et il est sujet à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande.

3.2.6 Résultats de simulation

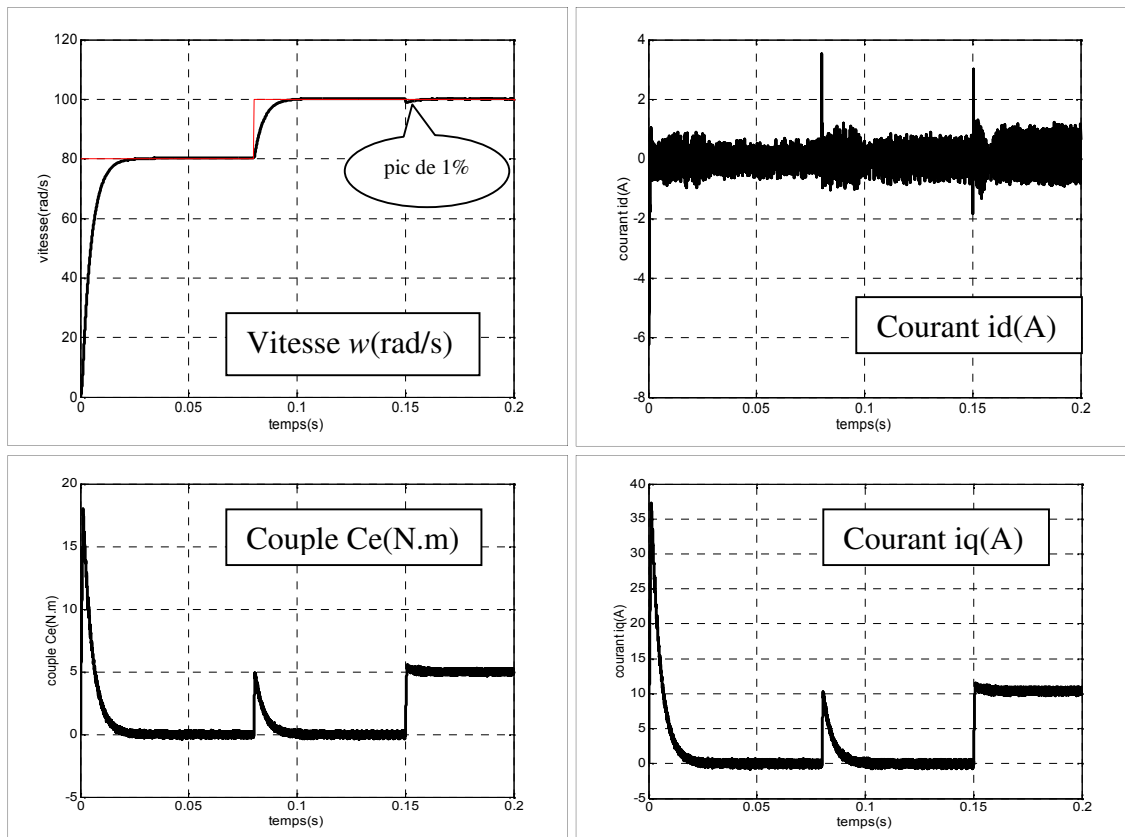


Fig. 3.5 Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge ($C_r=5 \text{ N/m}$ à $t=0.15\text{s}$)

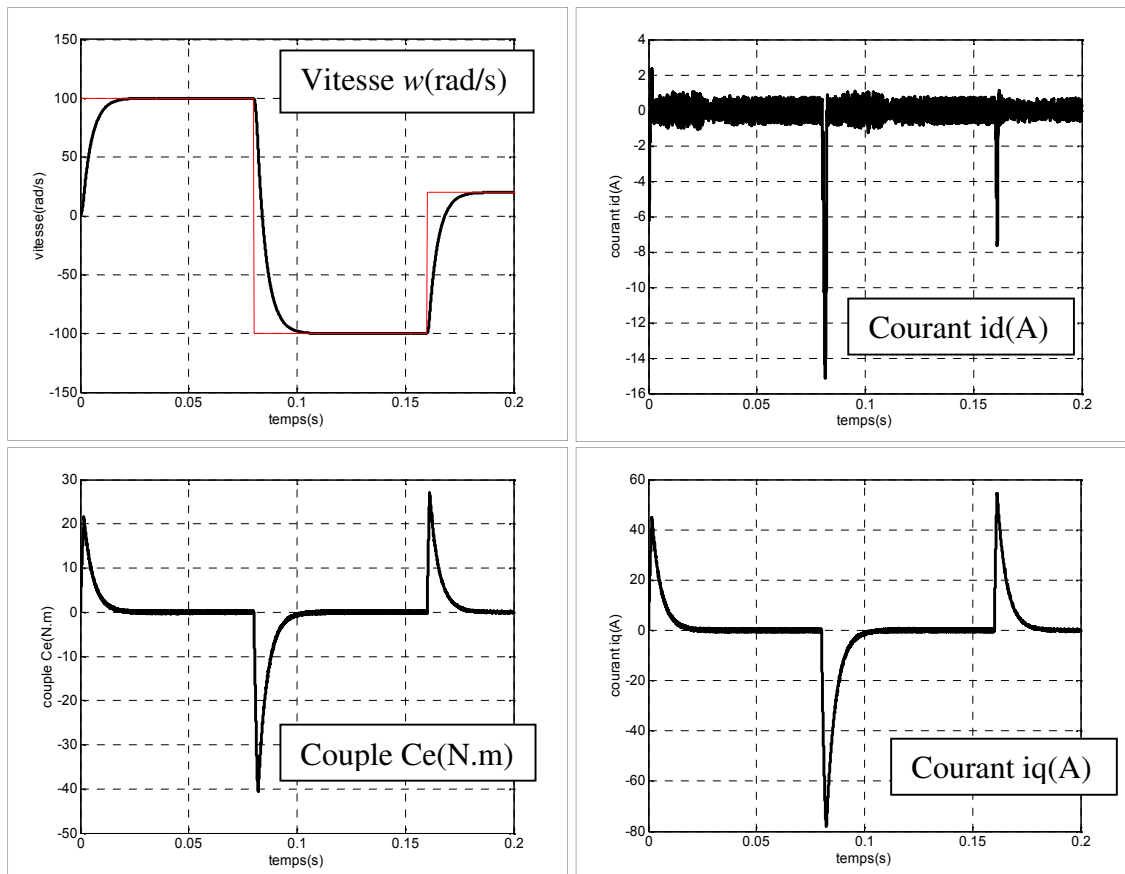


Fig. 3.6 Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse (à $t=0.08\text{s}$)

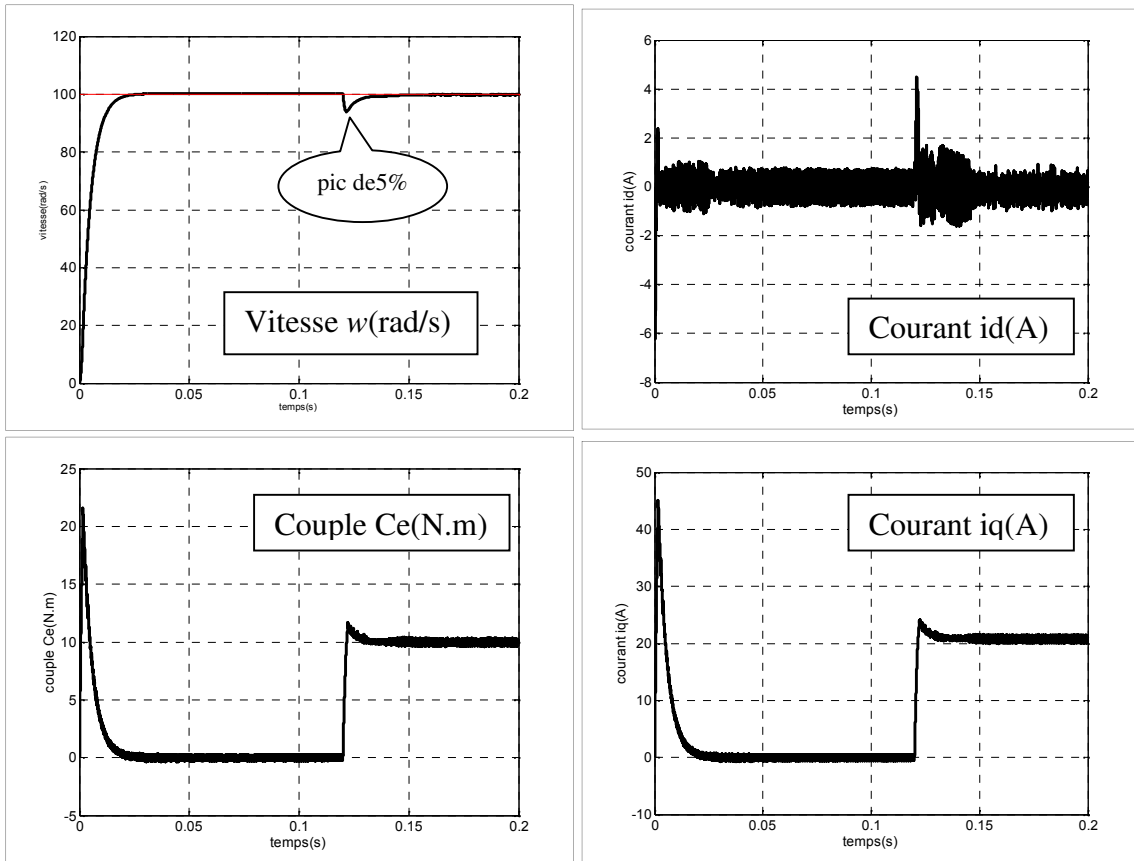


Fig. 3.7 Résultats de simulation avec des variations paramétriques ($t=0.08s-2R$ et $2Cr$ $t=0.12s$)

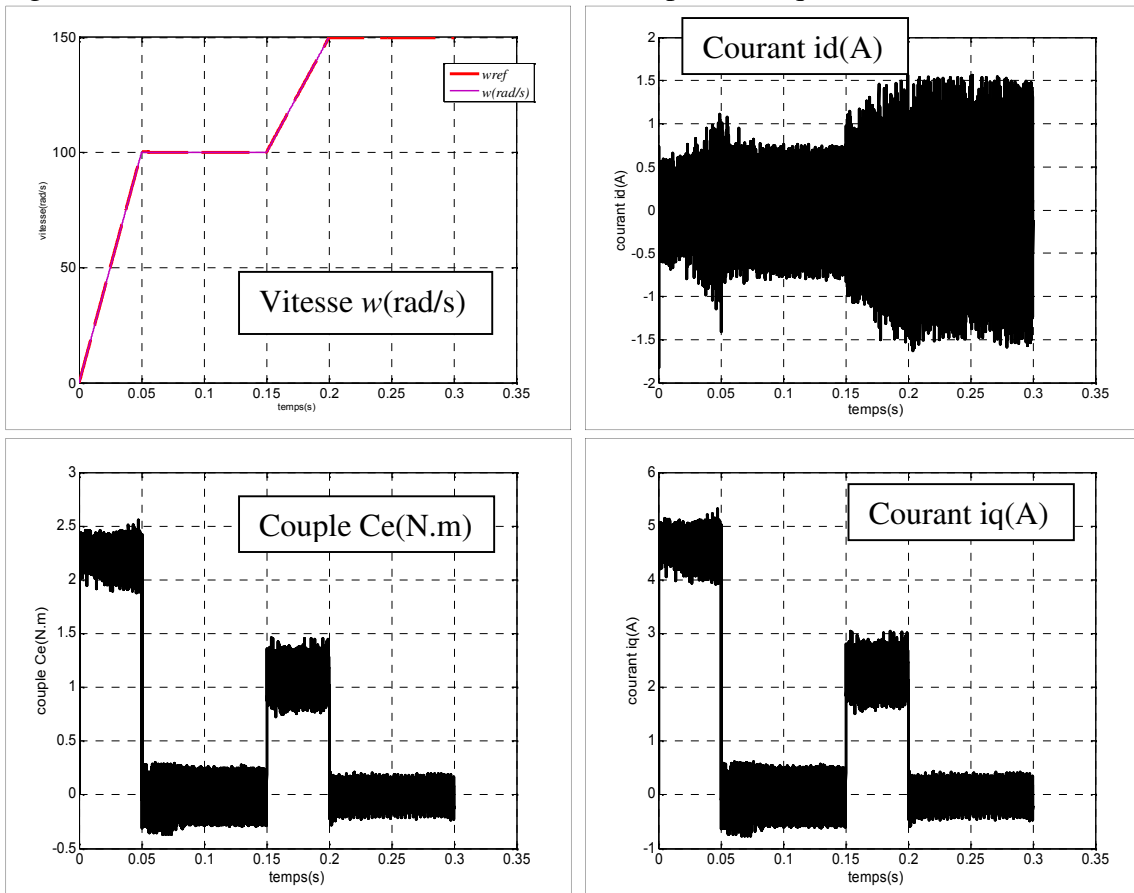


Fig. 3.8 Résultats de simulation lors de la poursuite ($w_{ref}=100$ - $t=0.05s$, et $w_{ref}=150$ - $t=0.15s$)

3.3. ETUDE COMPARATIVE

Les deux méthodes de commande décrites précédemment (commande vectorielle, et commande par linéarisation) présentent des performances très intéressantes malgré leurs inconvénients.

Pour montrer la différence nous simulons les deux commandes pour le mode de fonctionnement suivant :

- Démarrage à vide puis en charge avec $w_{ref}=100\text{rad/s}$.
- Vitesse en mode accélération de 0 rad/s jusqu'à 100 rad/s dans $t= [0\text{s}, 0.05\text{s}]$, puis elle reste constante sans couple de charge de $t= [0.05, 0.15]$.
- Vitesse en mode accélération de 100 rad/s jusqu'à 150 rad/s dans $t= [0.15\text{s}, 0.2\text{s}]$ (fonctionnement en mode survitesse), sans couple de charge et reste cts de $t= [0.2, 0.3]$.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la vitesse et le courant i_d sont satisfaisantes pour les deux types de commande, mais celles de la commande par linéarisation entrées-sorties obtenus sont meilleures, comme il est apporté sur le tableau (3. 1). Des grandes performances souhaitées sont obtenues en basse vitesse et en survitesse pour la commande par linéarisation.

Type de commande	Contrôles-en régime transitoire	Contrôles-en régime permanent	Sensibilité aux Variations des paramètres	Comportement à basse vitesse	Adaptation aux vitesses élevées
Commande vectorielle	Oui	Oui	Très sensible	Bon	Moyen
Commande par linéarisation	Oui	Oui	Sensible	Bon	Bon

Tableau (3. 1) : comparaison entre la commande par linéarisation E/S et commande vectorielle.

La commande vectorielle

La commande par linéarisation entrée-sortie

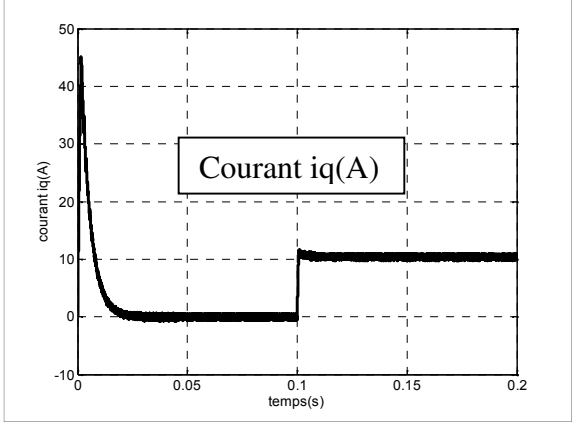
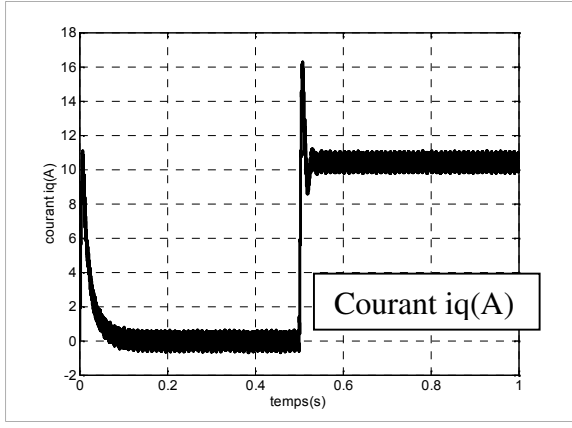
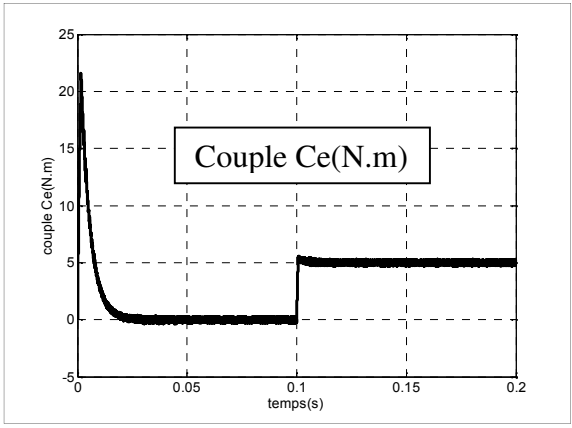
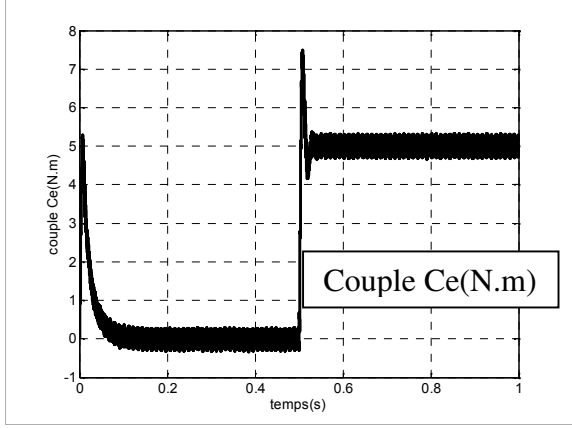
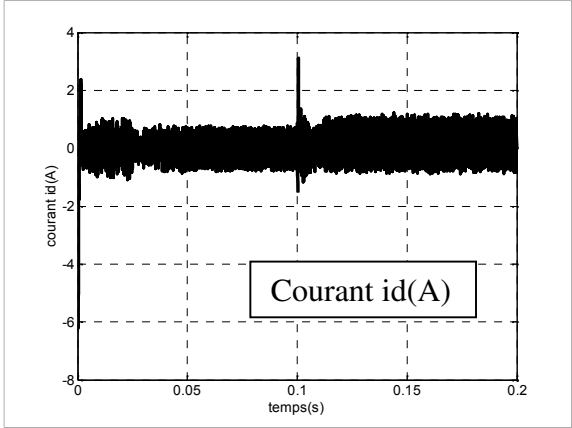
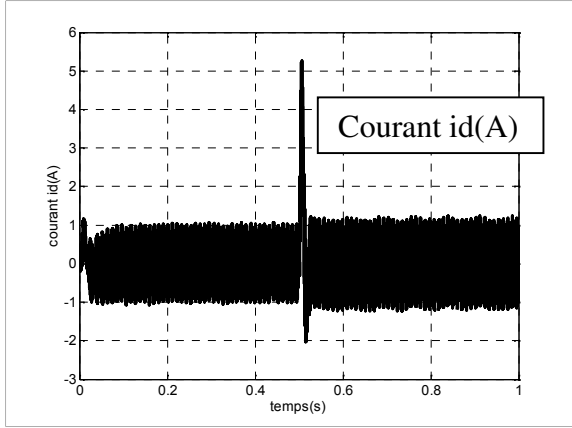
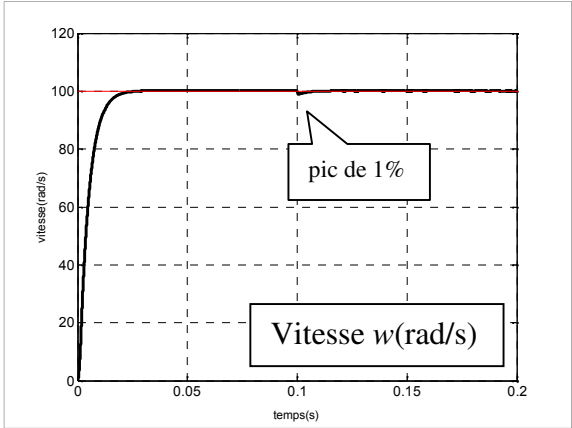
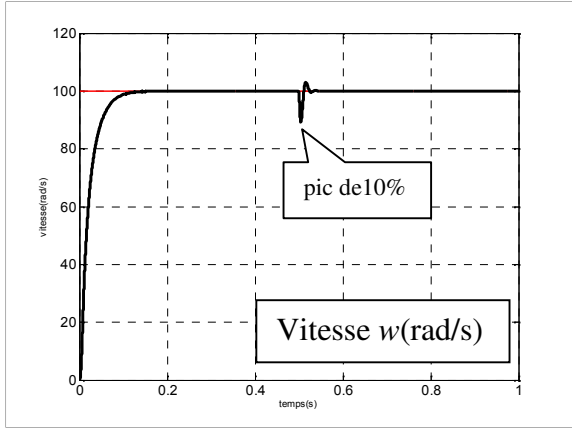


Fig.3. 9 Comparaison entre la commande par linéarisation entrée-sortie et la commande vectorielle.

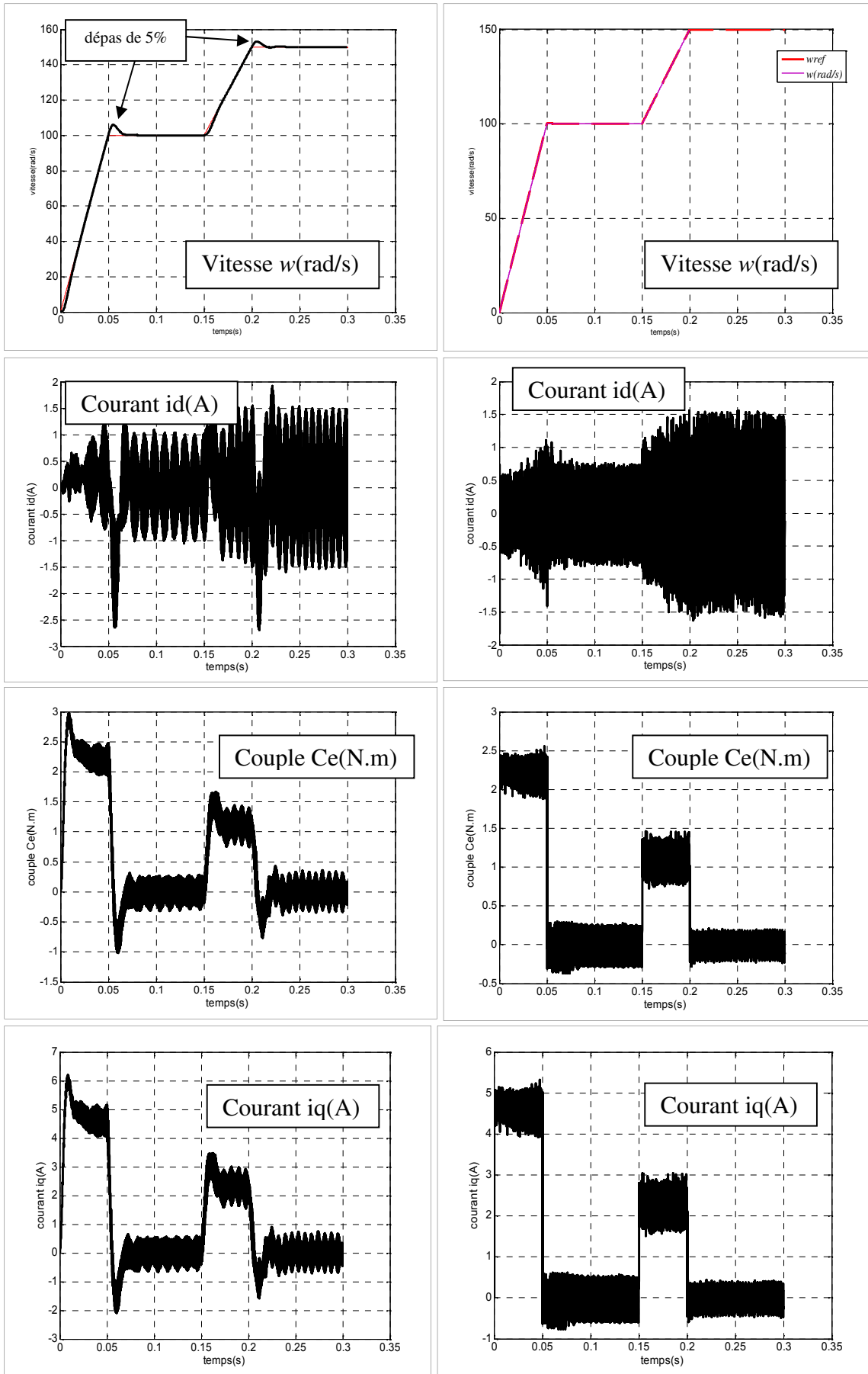


Fig. 3.10 Résultats de simulation lors de la poursuite

CONCLUSION

L'application de la technique de commande par linéarisation entrée-sortie au modèle non linéaire de MSAP dans le repère lié au rotor, a montré des performances très intéressantes au profit de découplage flux/couple (le couple de référence est obtenu à partir de la régulation de la vitesse de référence effectuée PI).

L'application de la technique de linéarisation nous permet de développer un modèle linéaire et une commande par retour d'état, permettra de commander les deux sorties séparément.

Les tests effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande par linéarisation entrées-sorties garde la propriété de découplage parfait entre le flux et le couple (commande d'une seule sortie à partir d'une seule entrée). La supériorité de cette commande non linéaire par rapport à la commande vectorielle est très remarquable.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté est consacré à l'étude des performances de la commande par linéarisation entrées-sorties appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. L'étude théorique de la commande non linéaire a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite des trajectoires prédéterminées pour MSAP avec de bonnes performances.

Le modèle mathématique de la machine est obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé, par application de la transformation de Park, selon le repère désiré, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine synchrone à aimants permanents obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé.

La commande vectorielle dite commande par orientation de flux est élaborée à partir du modèle de la machine dans le repère lié au rotor. La commande vectorielle permet un découplage naturel, mais présente un problème de perte de découplage associée à la variation des paramètres et dans le cas de fonctionnement sur vitesse.

La commande par linéarisation entrées-sorties est obtenue par l'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé et nous assure la commande de couple et du flux séparément.

Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec des bonnes performances. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbations est efficace. L'étude comparative des deux techniques permet de tirer les conclusions suivantes :

- Le choix des paramètres et la conception de la commande par linéarisation entrées-sorties sont très simples que dans la commande vectorielle par orientation du flux.
- Les deux commandes présentent des performances intéressantes dans le fonctionnement nominal. Mais la dégradation des performances (découplage) de la commande vectorielle en d'hors de ce mode de fonctionnement (fonctionnement survitesse et mode défluxage), par contre celles de la commande par linéarisation entrées-sorties sont toujours maintenues.
- La commande vectorielle est très sensible aux variations des paramètres, par contre moins sensible dans la commande par linéarisation entrées-sorties.

Résumé

L'objectif de ce mémoire est l'application des techniques de commande par linéarisation entrées-sorties (CNL), au moteur synchrone à aimants permanents représenté par un modèle non linéaire fortement couplé. La stratégie de linéarisation entrées-sorties permet de découpler et de linéariser le modèle du MSAP. Le comportement de ce dernier est choisi selon la méthode de l'imposition des pôles. L'algorithme de commande par linéarisation entrées-sorties ainsi défini est mis en valeur par des tests de simulation. Ces performances obtenues sont comparées à celles de la commande vectorielle classique.

Abstract

The objective of this work is the application of the techniques of feedback linearization input-output based on the theory of the differential geometry (CNL), to the Permanent Magnet Synchronous Machine where it represented by non linear model. The strategy of input-output feedback linearization permits to decouple and linearized the model of the Permanent Magnet Synchronous Machine . The behavior of this last is chosen according to the method of the imposition of the poles. The algorithm of order by linearization input-output so definite is put in value by test simulation on the motor of induction. His performances are compared to those of the classic field oriented control.

الهدف من هذه الأطروحة هو تطبيق تقنية التحكم اللاخطي في المداخل و المخرجات على المحرك المتزامن ذو مغناطيس دائم الممثل بنموذج الغير خطي. هذه التقنية تعتمد على نظريات التفاضل الكهرومغناطيسية و التدفق المغناطيسي , اما سلوكه فيختار بطريقة فرض الاقطاب . ويتم عرض هذه النتائج بتقنية تحاكي في Matlab simulink . اثبات فعالية هذه التقنية و امتيازها .
رن مع نتائج طريقة

Annexe

Les paramètres de la MSAP qui est utilisé sont donnés dans le tableau suivant :

<i>Paramètre</i>	<i>Description</i>
$R_s=0.6 \Omega$	<i>Résistance statorique</i>
$L_d=1.4 e-3 \text{ H}, L_q=2.8 e-3 \text{ H}$	<i>Inductance statorique</i>
$J = 11 e-4 \text{ Kg.m}^2$	<i>Moment d'inertie</i>
$f = 1.4 e-6 \text{ N.m.s/rad}$	<i>Coefficient de frottement</i>
$\phi_f = 0.12 \text{ Wb}$	<i>Flux à vide</i>
$P = 4$	<i>Nombre de paire de pôles</i>
$N = 2200 \text{ tr/min}$	<i>Vitesse maximale</i>

Bibliographie

- [1] M. Sébastien CARRIERE, « Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone », L'université de Toulouse, France, Doctorat 2010.
- [2] Marwa Mohamed Moustafa EZZAT, « Commande Non linéaire Sans Capteur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », l'Ecole Centrale de Nantes, France, Doctorat 2011.
- [3] Abder-Rezak Benaskeur, André Desbiens, "Backstepping – Based Adaptive PID Control", University Laval, Québec, 2001.
- [4] Peter Vas. *Sensor less vector control and direct torque control*, Oxford université press, 1998.
- [5] Zoheir Boulbair, *Mise en oeuvre d'une commande sans capteur d'une machine synchrone à aimants permanents*, Universite de Nantes, Ecole Polytechnique, Saint Nazaire, France, 2002.
- [6] Paul P. Acarnley and John F. Watson. *Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 53, No. 2, pp.352-36, April, 2006.
- [7] John Chiasson, *Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines*, WILEY-INTERSCIENCE A JOHN WILEY and SONS,INC., PUBLICATION, 2005.
- [8] Azzeddine Kaddouri, "Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrone à Aimants Permanents", Université Laval, Québec, 2000.
- [9] Gabriel-Octavian Cimuca, "Système Inertiel de Stockage d'Energie Associe a des Générateurs Eoliens", Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Centre de Lille, 2007.
- [10] M. Damien BIDART, "Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multimachines synchrones", Institut National Polytechnique de Toulouse, 2011
- [11] Théodore Wildi, "Électrotechnique", 3em Edition, Institut de Recherche d'Hydro-Québec, 2003.
- [12] Lamine Kisrane, "Commande Non Linéaire de la Machine Induction "Aspect Expérimental", Université de Batna, Magistère 2008.

- [13] Ameer Aissa, "Commande sans Capteur de Vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un Observateur d'ordre complet à Mode Glissant", Université de Batna, Magistère 2005.
- [14] Roosta Ali-Réza, "Contribution à la Commande Décentralisée Non Linéaire des réseaux électriques", Institut National Polytechnique de Grenoble, Doctorat 2007.
- [15] Azzeddine Kaddouri, "Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrones à Aimants Permanents", Université Laval, Québec, 2000.
- [16] H. K. Khalil, "Systèmes Multivariable II, Systèmes Non Linéaires", Dr : Philippe Müllhaupt, Prentice Hall 2002.
- [17] Makouf. A, "Commande Non Linéaire", Cours Magistère, Université de Batna, 2006
- [18] Jean-François Dulhoste, "Contribution à la commande Non Linéaire de Système d'Irrigation", Institut National Polytechnique de Grenoble, Doctorat 2001.
- [19] "Commande par Retour d'Etat Non Linéaire d'un Moteur Synchrones à Aimants Permanents avec Limitation du Courant par Imposition d'une Trajectoire", CE 11, Biskra.
- [20] A. Meroufel, M. Massoum, B. Belabbes, "Linéarisation Entrée-Sortie de la Machine Asynchrone Alimentée en Courant", First International Conference on Electrical Systems PCSE 05, May 09-11.2005. O. E. Bouaghi, Univ. Algeria.
- [21] B. Belabbes, M. K. Fellah, A. Meroufel, A. Azzeddine, M. Abid, "Etude Comparative de la Commande Linéarisante par Backstepping et la Commande à Retour d'Etat non Linéaire d'un Moteur Synchrones à Aimants Permanents", First International Conference on Electrical Systems PCSE 05, May 09-11.2005. O. E. Bouaghi, Univ. Algeria.
- [22] Yesma. Bendaha, Benyouness. Mazari, "Commande Adaptative Linéarisante d'un Moteur Asynchrone", Université des Sciences et de Technologie, Oran, 2008.
- [23] Jianguo Zhou, Youyi Wang, "Real-time Nonlinear Adaptative Backstepping Speed Control for a PM Synchronous Motor", Control Engineering Practice, 2005.

Résumé

L'objectif de ce mémoire est l'application des techniques de commande par linéarisation entrées-sorties (CNL), au moteur synchrone à aimants permanents représenté par un modèle non linéaire fortement couplé. La stratégie de linéarisation entrées-sorties permet de découpler et de linéariser le modèle du MSAP. Le comportement de ce dernier est choisi selon la méthode de l'imposition des pôles. L'algorithme de commande par linéarisation entrées-sorties ainsi défini est mis en valeur par des tests de simulation. Ces performances obtenues sont comparées à celles de la commande vectorielle classique.

Abstract

The objective of this work is the application of the techniques of feedback linearization input-output based on the theory of the differential geometry (CNL), to the Permanent Magnet Synchronous Machine where it represented by non linear model. The strategy of input-output feedback linearization permits to decouple and linearized the model of the Permanent Magnet Synchronous Machine . The behavior of this last is chosen according to the method of the imposition of the poles. The algorithm of order by linearization input-output so definite is put in value by test simulation on the motor of induction. His performances are compared to those of the classic field oriented control.

الهدف من هذه الأطروحة هو تطبيق تقنية التحكم الـ
ذو مغناطيس دائم الممثل بنموذج الغير خطي.
هذه التقنية تعتمد نظريات التفاضل
الكهرومغناطيسية و التدفق المغناطيسي , سلوكه فيختار بطريقة فرض الاقطاب . ويتم
عرض هذه النتائج تقنية تحاكي في Matlab simulink
طريقة التحكم الشعاعي لاثبات فعالية هذه التقنية و امتيازها .