
Paramètres de la machine asynchrone utilisée

Les caractéristiques et les paramètres de la machine asynchrone :

➤ **caractéristiques**

$P_n = 4 \text{ KW}$ Puissance nominale

$f_s = 50 \text{ HZ}$ Fréquence de réseau industriel

220/380 Tension du réseau

$C_m = 30 \text{ N.m}$ Couple résistant nominale

➤ **paramètres**

$M = 0.15 \text{ H}$

$R_s = 1.2 \ \Omega$

$R_r = 1.8 \ \Omega$

$L_s = 0.1564 \text{ H}$

$L_r = 0.1518 \text{ H}$

$J = 0.07 \text{ kg.m}^2$

$f \approx 0 \text{ Kg.m}^2/\text{s}$

$p = 2$ (nombre de paire de pole)

CHAPITRE I

- [1] CHATLIN, "Machine Electrique ", presses Polytechnique normandes.1990
- [2] P. BARRET, "Régime Transitoires des Machines Tournantes Electrique", Editions Eyrolles, Paris, 1986.
- [3]] J. LESENNE, F. NOTELET, G. SEGUIR, "Introduction A L'électrotechnique Approfondie", Technique Et Documentation.11, Rue Lavoisier ,75737 Paris, 1981.
- [4] Felipe Córcoles, IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, " Analysis of the Induction Machine Parameter Identification", JUNE 2002.

CHAPITRE II

- [1] : C.HALIME « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].
- [2] : L.FADILA et G. HAKIMA« Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d'un machine asynchrone »
Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]
- [3] : R.ABDELHAMIDE et F.MOUSTAPHA
« Contrôle directe du couple de la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]
- [4] : B. TARK« Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].
- [5] :D. SIHAM «Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles Mémoire d'ingénieur université de Batna [2004].
- [6] : C.KAMEL et B.MOHAMED
« Application de la technique de linéarisation par rotateur d'état à la commande d'une machine asynchrone »Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004].
- [7] : M.Nait-Said « Commande par modes glissants d'un moteur asynchrone »
Cours de Majistère.2003, Université de Batna.
- [8] : M. HAMATA OMAR et M. LOUCHEN NOURDINE
« Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation »

CHAPITRE III

- [1] D.CASADEI, G.SERRA, "Implementation Of Direct Torque Control Algorithm For Induction Motors Based On Discrete Space Vector Modulation", IEEE Trans. Power Electronics. Vol.15, N° 4, JULY2002,
- [2] A.A.PUJOL, "Improvement In Direct Torque Control Of Induction Motors", Thèse de doctorat de L'UPC, Novembre2000
- [3] BARBARA H. KENNYNASA "Stator And Rotor Flux Based Deadbeat Direct Torque Control Of Induction Machines"; IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting, Chicago, September 30-October 4, 2001
- [4] D.CASADEI, F.PROFUMO,G.SERRA,A.TANI" FOC And DTC:Two Viable Schemes For Induction Motors Torque Control" , IEEE Trans. Power Electronics. On PE, Vol.17, N° 5, Sept2002,
- [5] U.BAADER Et AL., "Direct Self-Control (DSC) Of Inverter-Fed Induction Machine, A Basis For Speed Control Of Induction Machines Without Rotational Transducers", Rec.Ieee Ias,pp.486-492, 1989.
- [6] I. Boldea Et S.A Nasar "Torque Vector Control (TVC). A class of fast and Robust Torque Speed and Position Digital Controllers for Electric Drives", Emps, vol. 15, pp.135-148,1988.
- [7] C. Concordia, "Synchronous Machines", John Wiley and Sons. Londres. 1951.
- [8] K. DAKHOUCHE, "commande vectorielle numérique de la machine asynchrone ", Thèse Doctorat de L'institut National Polytechnique de Grenoble, Soutenue le 25 Septembre 1990.
- [9] M. DESENBROCK, " Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung ", TETZ Archiv., Bd, 7 (1985) H.7, pp. 211-218,1985.
- [10] G. HEINEMAN, "Comparison of Several Control Schemes for AC Induction Motors Under Steady State and Dynamic Conditions ", EPE 1989,Archen,Conférence Proceedings, pp. 843-848.
- [11] M. DESENBROCK, "Direct Self - control (DSC) of Inverter- Fed Induction Machine ", Trans IEEE power electronics .Vol. 3, N°4, October 1988.
- [12] T.G.HABETLER ET D. M. DRVAN, "Control Strategies For Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation", Rec. IEEE IAS, vol. 1, pp.514-522,1989.

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande DTC d'une machine asynchrone. Ces commandes, qui permettent d'avoir des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter le modèle de la machine et son alimentation. La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine électrique, les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine.

Un bon fonctionnement de la commande des machines, nécessite une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire). Ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles et fragilisant en même temps les systèmes d'entraînement électriques.

L'étude et la simulation de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique dont la machine est alimentée en tension, nous permis de valider les performances du système d'entraînement associé à cette technique de commande.

Mais le problème majeur pour la commande vectorielle réside dans la variation des paramètres de la machine en fonction de la température et la saturation du circuit magnétique, il est à signaler que ce type de contrôle nécessite la connaissance exacte de la constante de temps rotorique qui intervient dans le modèle dynamique de la machine.

Par la suite on a étudié la commande directe du couple (DTC) qui a montré une plus grande simplicité et robustesse contre les variations paramétriques; les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, avec explication du principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. Cette commande est, sans aucun doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Des simulations numériques ont été implantées sur *Matlab/Simulink* pour valider ces stratégies de commande.

L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous a conduits à présenter quelques perspectives à ce Chercher une commande hybride incorporant (FOC+DTC).

- L'utilisation des onduleurs multi niveaux afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles,
- D'affiner ce travail en se rend compte de la saturation du circuit magnétique pour identifier les paramètres de la machine et utiliser les méthodes de l'intelligence artificielle pour le réglage et l'optimisation des régulateurs et des estimateurs.
- D'améliorer la programmation de la table de commutation par la logique flou ou le réseau de neurones.
- De plus, comme perspectives nous comptons dans des travaux future, développer un plant expérimental de cette commande .cette dernière nous permettent d'avoir plus d'information et de pouvoir confirmer nos résultat.

conclusion générale

III.1. INTRODUCTION

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine, c'est pourquoi on a développé les méthodes de contrôle direct de couple DTC (direct torque control) des machines asynchrones durant les années quatre-vingt par Takahashi [14] et Depenbrock[9]. Dans ces méthodes de contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques [5].

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux, du couple et simple à mettre en œuvre.

Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi.

Dans ce chapitre, on présentera les principes du contrôle direct du couple. On analysera en particulier, le couplage et la dynamique de contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique.

III.2. PRINCIPES DYNAMIQUES DU CONTROLE DE COUPLE

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de basse instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique.

Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [1].

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- Le flux statorique réel dans le moteur.
- Le couple réel qu'il développe.
- La position du secteur

III.3. STRATEGIE DE LA COMMANDE DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposée par "Takahashi" est basée sur l'algorithme suivant :

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit [3].

II.4. REGLE DE COMPORTEMENT DES GRANDEURS A CONTROLER (FLUX, COUPLE)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [1], [5].

II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [2],

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.1})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où [13] :

$$\varphi_s(t) = \varphi_{s_0} + V_s t - R_s \int_0^t I_s dt \quad (\text{III.2})$$

Où φ_{s_0} est le vecteur flux à $t = 0$, et avec l'hypothèse que la résistance R_s reste constant.

Si pour simplifier, on considère le terme $R_s * I_s$ comme négligeable par rapport à la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée), on constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s . La Figure III.1, décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne par exemple une tension $V_s = V_3$.

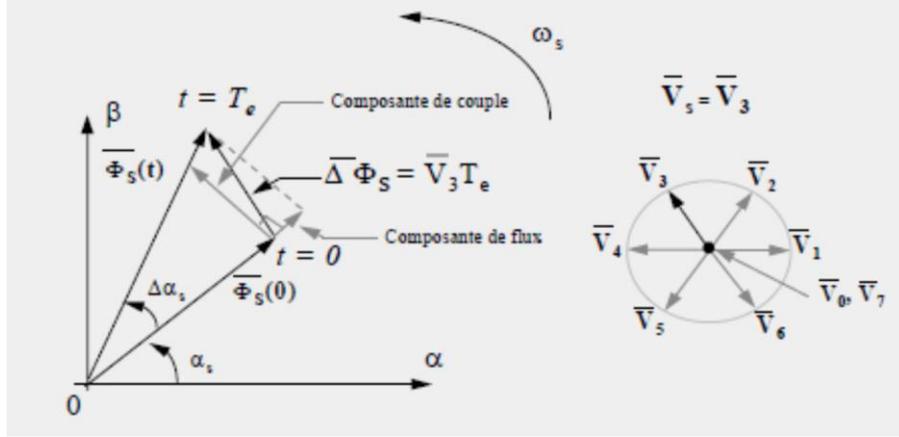


Figure III.1. Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s pour $R_s I_s$ négligeable.

En choisissant une séquence correcte de vecteurs V_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur φ_s la trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux φ_s pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période du flux statorique T_s , [14] [15].

Lorsque le vecteur tension V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux φ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\varphi_s}{dt}$, correspondant à la force électromotrice E_s .

En supposant le terme $R_s \cdot I_s$ comme négligeable. On montre que le vecteur $\frac{d\varphi_s}{dt}$ est pratiquement égal au vecteur tension V_s , comme le représente la Figure III.2. Ainsi, la « vitesse » de déplacement de l'extrémité du flux φ_s est donnée par l'amplitude de la dérivée du vecteur

flux $\frac{d\varphi_s}{dt} \# V_s$, qui est égal à $\sqrt{\frac{2}{3}} U_0$.

Le déplacement du flux statorique correspond à la dérivée angulaire $\frac{d\theta_s}{dt}$.

L'extrémité du flux statorique suit la direction donnée par la force électromotrice $\frac{d\varphi_s}{dt}$.

Sur la Figure III.2, on a représenté trois directions possibles de ce vecteur flux φ_s . Ainsi, on peut voir que pour $\frac{d\varphi_s}{dt}$ donné, le déplacement de l'extrémité du flux statorique est maximal, si la force électromotrice $\frac{d\varphi_s}{dt}$ est perpendiculaire à la direction du vecteur φ_s [18].

Par contre, dans le cas où la force électromotrice est décalée par rapport à la perpendiculaire de φ_s (α_1 en avant ou α_2 en arrière), on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux φ_s .

De même, on relève que la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux φ_s est nulle, si l'on applique un vecteur tension nul (cas où le terme $R_s I_s$ est négligé) [18] [19].

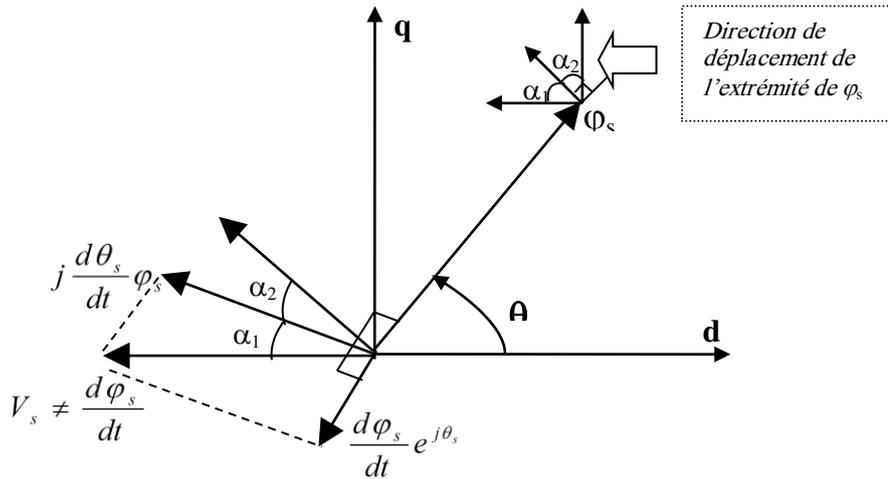


Figure III.2 : Composantes du vecteur flux statorique dérivé.

III.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Pour exposer qualitativement les principes du contrôle du couple, il est commode de supposer pour simplifier, qu'en régime établi, à une vitesse $\Omega_0 = \frac{\omega_0}{p}$ donnée, le vecteur flux φ_s tourne avec une amplitude constante φ_{s_0} , à une vitesse de rotation moyenne ω_{s_0} . On tourne à la même pulsation moyenne ω_{s_0} que le vecteur flux φ_s .

Pour un instant t_0 donné, on pose [19]

$$\begin{cases} \varphi_{s_0} = \varphi_{s_0} e^{j\theta_{s_0}} \\ \varphi_{r_0} = \varphi_{r_0} e^{j\theta_{r_0}} \end{cases} \quad (III.4)$$

On a alors :

$$\left(\frac{d\varphi_r}{dt} \right)_{t_0} = j\omega_{s_0} \varphi_{r_0} \quad (III.5)$$

En reportant (III.4) dans l'expression de la tension côté rotor (III.2), on obtient :

$$\varphi_{r_0} = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{r_0}^2 \sigma^2 \tau_r^2}} \varphi_{s_0} e^{-j\gamma_0} \quad (III.6)$$

En posant :

$$\gamma_0 = \theta_{s_0} - \theta_{r_0} = \text{Arctg}(\omega_{r_0} \sigma \tau_r) \quad (III.7)$$

Et

$$\begin{cases} \cos \gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \bar{\omega}_{r0}^2 \sigma^2 \tau_r^2}} \\ \sin \gamma_0 = \frac{\bar{\omega}_{r0} \sigma \tau_r}{\sqrt{1 + \bar{\omega}_{r0}^2 \sigma^2 \tau_r^2}} \end{cases} \quad (III.8)$$

A partir de l'expression générale du couple électromagnétique liant les flux et les courants, on peut établir une équation du couple en fonction du flux rotorique et statorique, soit :

$$\Gamma_{elm} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}[\varphi_s \varphi_r^*] \quad (III.9)$$

Par conséquent, en reprenant les conditions exposées précédemment à l'instant t_0 , le couple électromagnétique de l'expression (III.9) peut s'écrire sous la suivante :

$$\Gamma_0 = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (III.10)$$

A l'instant t_0 et en appliquant un vecteur V_s adéquat, on impose à la vitesse de rotation de φ_s , un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$. Immédiatement après t_0 , on peut noter une modification des expressions du flux statorique et rotorique (III.4), soit :

$$\begin{cases} \varphi_{s0} = \varphi_{s0} e^{j\theta_{s0}} = \varphi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \varphi_{r0} = \varphi_{r0} e^{j\theta_{r0}} = (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (III.11)$$

Avec

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s1})(t - t_0) \quad (III.12)$$

La Figure (III.3), montre l'évolution des flux statoriques et rotorique après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$.

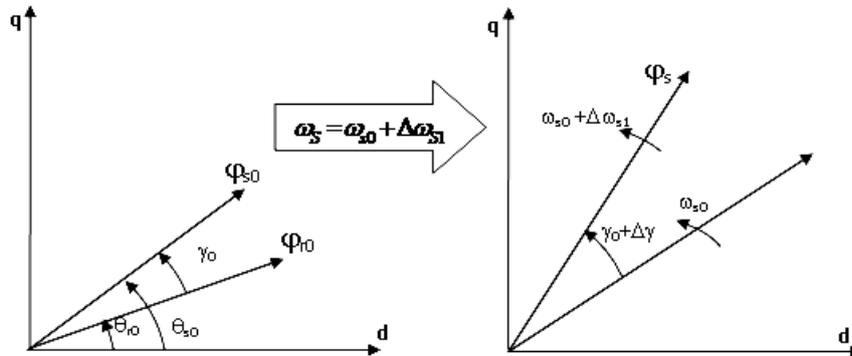


Figure III.3 : Evolution des flux φ_s et φ_r après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$

De l'expression du flux (III.11), on peut en déduire la relation de la dérivée de cette grandeur par rapport au temps, soit :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} e^{j\theta_r} + j \frac{d\Delta\theta_r}{dt} \varphi_r \quad (\text{III.13})$$

$$\text{Avec} \quad \Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma \quad (\text{III.14})$$

En introduisant les équations données par (III.11) et (III.13) dans l'expression de la tension côté rotor (III.2), on obtient la relation suivante :

$$\begin{aligned} & j \left[\frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \varpi_0 - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right] (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) + \frac{1}{\sigma\tau_r} (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) + \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} \\ &= \frac{1}{\sigma\tau_r} \frac{L_m}{L_s} \varphi_s e^{j(\gamma_0 + \Delta\gamma)} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

En séparant partie réelle et imaginaire et en appliquant les approximations légitimes si on considère des petits signaux. :

$$\begin{cases} \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma) \approx \cos\gamma_0 - \sin\gamma_0\Delta\gamma \\ \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \approx \sin\gamma_0 + \cos\gamma_0\Delta\gamma \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

On relève donc :

$$\begin{cases} \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} + \frac{1}{\sigma\tau_r} (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) \approx \frac{1}{\sigma\tau_r} \frac{L_m}{L_s} \varphi_{s0} (\cos\gamma_{r0} - \sin\gamma_0\Delta\gamma) \\ \left(\frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \varpi_{s0} - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right) (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) \approx \frac{1}{\sigma\tau_r} \frac{L_m}{L_s} \varphi_{s0} (\sin\gamma_{r0} + \cos\gamma_0\Delta\gamma) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Un développement de calcul conduit à :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta\varphi_r}{\varphi_{r0}} \right) + \frac{1}{\sigma\tau_r} \left(\frac{\Delta\varphi_r}{\varphi_{r0}} \right) \approx -\varpi_{r0}\Delta\gamma \\ \frac{d\Delta\gamma}{dt} + \frac{1}{\sigma\tau_r} \Delta\gamma \approx \Delta\varpi_{s0} + \left(\frac{\varpi_{s0}}{\varphi_{r0}} - \frac{\varpi_{r0}}{\varphi_{r0}} \right) \Delta\varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Un simple examen des deux équations différentielles permet de prévoir qu'immédiatement après t_0 sur quelques périodes d'échantillonnage T_e , en respectant la condition suivante [12] [19].

$$\mathbf{T}_e \ll \sigma\tau_r \quad (\text{III.19})$$

On obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta\varphi_r \neq 0 \\ \Delta\gamma \approx \Delta\varpi_{s1}(t-t_0) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

On montre donc que le vecteur flux φ_r continue à tourner à la pulsation ω_{s0} , en conservant la même amplitude φ_{r0} . on peut noter que cette amplitude va tendre progressivement à varier en sens contraire de $\Delta\gamma$ [3] [4].

Ainsi, immédiatement après t_0 , l'expression du couple (III.10) est modifiée et peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Gamma_{elm} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (III.21)$$

Ce qui peut également s'écrire :

$$\Gamma_{elm} \neq p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin \gamma_0 + p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \cos \gamma_0 \Delta\omega_{s1} (t - t_0) \quad (III.22)$$

Et :

$$\Gamma_{elm} \neq \Gamma_0 + \Delta\Gamma_1 \quad (III.23)$$

Les variations du couple peuvent donc être, dans ces conditions, contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur φ_s , comme le présentent les Figures III.4.a et la figure III.4.b

Si la condition $\Delta\omega_{s1} > 0$ est respectée, alors on observe une croissance du couple électromagnétique, comme le montre la Figure III.4.a.

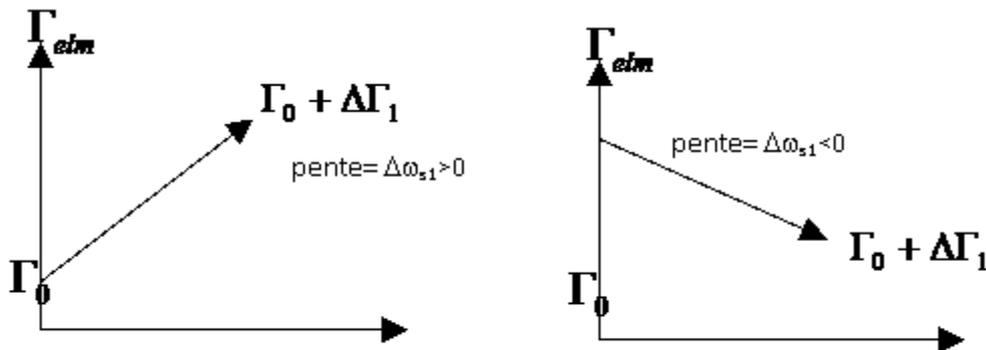


Figure III.4.a et III.4.b : Progression du couple Γ_{elm} pour une variation positive et négative de $\Delta\omega_{s1}$.

Si l'échelon de pulsation respecte la condition ; $\Delta\omega_{s1} < 0$, alors le couple électromagnétique décroît avec comme cas extrême $\Delta\omega_{s1} = -\Delta\omega_{s0}$, lorsque la rotation du flux φ_s est arrêtée application d'un vecteur nul. Ce cas est représenté sur la Figure III.5.b [8].

III.5. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE

III.5.1. Sélection du vecteur tension V_s

En sélectionnant un vecteur $V_s(S_a, S_b, S_c)$ approprié, l'extrémité du flux φ_s peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette[10] [17]. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique φ_s , du sens de rotation de φ_s , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple[1].

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones i , avec $i=[1,6]$, déterminées à partir des composantes du flux sur les axes (d) et (q). L'axe (d) étant choisi confondu avec l'axe du bobinage (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c), que l'on retrouve sur la Figure III.1

Lorsque le vecteur flux φ_s se trouve dans une zone numérotée i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des 4 vecteurs tensions adéquats.

Il s'agit des vecteurs $V_{i+1}, V_{i-1}, V_{i+2}, V_{i-2}$ représenté sur la Figure III.5. Sur toute la zone i , parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension V_s sélectionner reste le même, soit :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croît et C_{elm} croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croît et C_{elm} décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_{elm} croît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_{elm} décroît.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N=i$, les deux secteurs tensions V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. Ce que signifie que lors du déplacement du flux φ_s sur une zone $N=i$, un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur 2[15].

III.5.2. Estimation du flux statorique

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Ainsi, à partir de l'expression (III.2), on établira la décomposition du vecteur flux φ_s , suivant sur les (d,q), soit :

$$\varphi_s = \varphi_{sd} + j\varphi_{sq} \quad (III.24)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \int_0^t (V_{sd} - R_s I_{sd}) dt \\ \varphi_{sq} = \int_0^t (V_{sq} - R_s I_{sq}) dt \end{cases} \quad (III.25)$$

On obtient V_{sd} et V_{sq} , les tensions composées de V_s , à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur U_0 , et des états de commande (S_a , S_b , S_c), et en transformation de Concordia [6][17] soit :

$$V_s = V_{sd} + jV_{sq} \quad (\text{III.26})$$

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{sq} = \frac{1}{\sqrt{2}}U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Les courants I_{sd} et I_{sq} sont également obtenus par la transformation de Concordia, à partir des courants (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) mesurés, soit :

$$I_s = I_{sd} + jI_{sq} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{cases} I_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{sa} \\ I_{sq} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_b - I_c) \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{sd}^2 + \varphi_{sq}^2} \quad (\text{III.30})$$

III.5.3. Elaboration du contrôleur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée [9] [19]. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux φ_s dans une couronne circulaire, comme le montre la Figure III.5.a [8].

La sortie du contrôleur de flux, donnée par la grandeur booléenne c_{flx} , indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme le montre la Figure III.5.b. Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter $|\varphi_{ref} - \varphi_s| < \Delta\varphi$, avec φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\varphi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur [8].

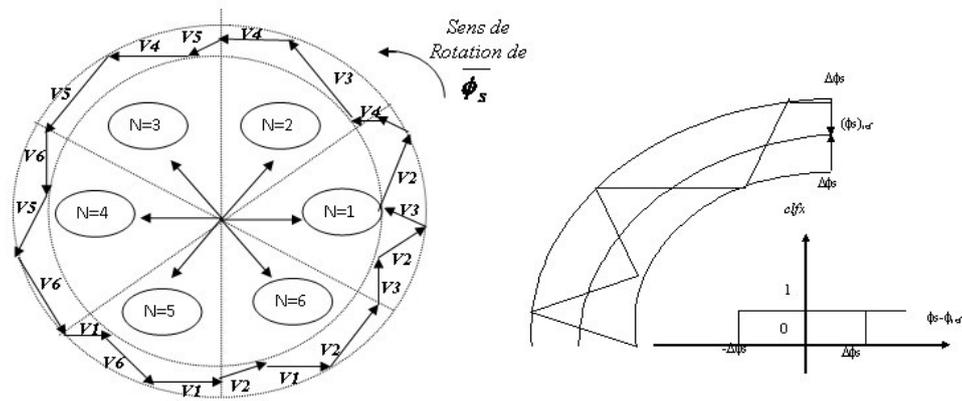


Figure III.5 : (a), Sélection des tensions Vs correspondant au contrôle de l'amplitude φs. (b), Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

III.5.4. Estimation du couple électromagnétique

A partir de l'expression du couple électromagnétique élaborer au chapitre précédent on peut estimer le couple C_{elm} uniquement à partir des grandeurs statoriques flux $\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$ et courants I_{sd}, I_{sq} . En développant la relation (I.17), on obtient alors la forme suivante du couple [11] [17]:

$$\Gamma_{elm} = p[\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}] \quad (III.31)$$

III.5.5. Elaboration du contrôleur de couple

Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateur à hystérésis peuvent être envisagé pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple soit [16] :

- un correcteur à action à trois niveaux
- un correcteur à action à deux niveaux.

III.5.5.1. Le Comparateur à trois niveaux [16] [19]

Le correcteur a trois positions permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, ainsi que pour un couple négatif, la Figure III.6 montre l'état de sortie logique « **ccpl** » du correcteur suivant l'évolution du couple électromagnétique Γ_{elm} par rapport au signe du couple de référence Γ_{ref} .

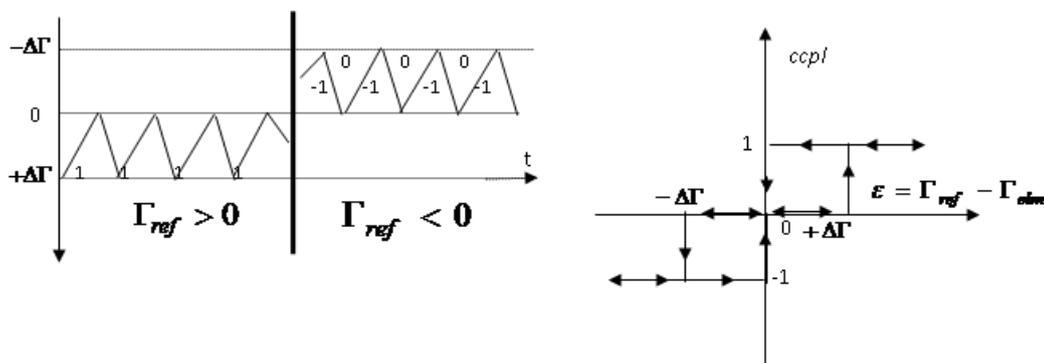


Figure III.6 : Contrôle du couple électromagnétique a laide d'un correcteur à hystérésis a trois niveaux ($\omega S > 0$ et φ_s avance sur φ_r).

$$\varepsilon = \Gamma_{ref} - \Gamma_{elm}$$

Lorsque le couple doit être augmenté et que la consigne de couple est positive la sortie du correcteur « ccpl » est égale à 1 Inversement si elle est négative « ccpl » est égale à -1. Dans le cas où l'état de sortie du comparateur « ccpl » est égal à 0, le couple doit être diminué.

Ainsi, on montre comment le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de respecter la condition $|\Gamma_{ref} - \Gamma_{elm}| < \Delta\Gamma$, avec $\Delta\Gamma$ représente l'écart d'hystérésis, comme le montre la Figure (III.7). On se place ici, dans le cas où la pulsation statorique ω_s est positive et le vecteur flux statorique φ_s est en avance sur le flux rotorique φ_r .

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique φ_r rattrape le flux φ_s , lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur.

Le comparateur à hystérésis à trois niveaux confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur.

De plus il permet à l'un des bras de l'onduleur de commuter beaucoup moins souvent que les deux autres, sur une zone de déplacement du flux φ_s . L'onduleur peut donc avoir en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur.

III.5.5.2. Le comparateur à deux niveaux [2] [5]

Ce correcteur se différencie du précédent par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur φ_s . Par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application de vecteurs nuls.

Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux φ_s . ainsi, pour aller en « Marche arrière » on impose un croisement des phases du moteur.

III.5.5.3. Choix du contrôleur de couple [2] [19]

L'utilisation de la structure de commande, pour des applications de type traction, permet de choisir un comparateur à hystérésis à deux niveaux, pour le correcteur de couple, en effet, dans ce cas, seuls deux quadrants sont utilisés à la fois.

La grande simplicité de l'implantation de cet outil de contrôle est également un élément important dans le choix du comparateur à deux niveaux. De plus les considérations énergétiques sur le convertisseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour même largeur

d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations.

III.5.6. Table de vérité et structure du contrôle direct du couple

III.5.6.1. Elaboration de la table de vérité [17] [19]

On élabore la table de vérité la structure de contrôle, en fonction des sorties des contrôleurs à hystérésis du flux (cflx), et du couple (ccpl) et des zones N de position du vecteur flux statorique ϕ_s . comme le montre la Figure III.7.

On retrouve bien avec la table de vérité, la formulation de la sélection des vecteurs tensions V_{i-1} , V_{i+1} , V_{i-2} , V_{i+2} , correspondant à une zone $N=i$, et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux.

Tableau III.1 : Table de vérité tenant compte des deux cas de contrôleur de couple

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
Flux	Couple								
<i>cflx=1</i>	<i>ccpl=1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux	
	<i>ccpl=0</i>	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	<i>ccpl=-1</i>	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux	
<i>cflx=0</i>	<i>ccpl=1</i>	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux	
	<i>ccpl=0</i>	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	<i>ccpl=-1</i>	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux	

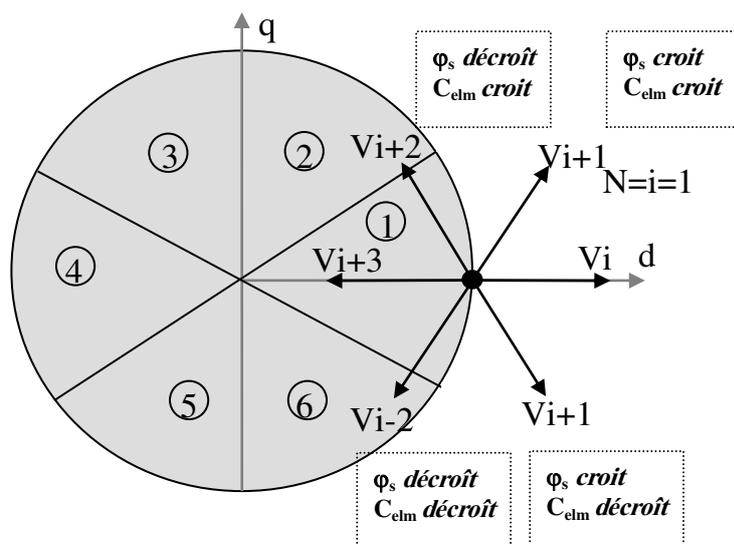


Figure III.7 : Sélection du vecteur tension selon la zone $N=i$.

En sélectionnant l'un des deux vecteurs nuls V_0 ou V_7 , la rotation du flux ϕ_s est arrêtée et entraîne une décroissance du couple Γ_{elm} . On choisit alternativement v_0 et V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation sur l'onduleur.

III.6. STRUCTURES GENERALES DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE [6] [19]

La structure complète de la commande, pour un sens de rotation donné de ϕ_s , est représentée sur la Figure III.8. La table de vérité de la structure est représentée dans le cas d'un comparateur à deux niveaux, pour la correction du couple.

De plus, on applique un filtrage sur les grandeurs statoriques de courants, et ceci de manière à limiter les bruits sur le signal de flux calculé. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e [19].

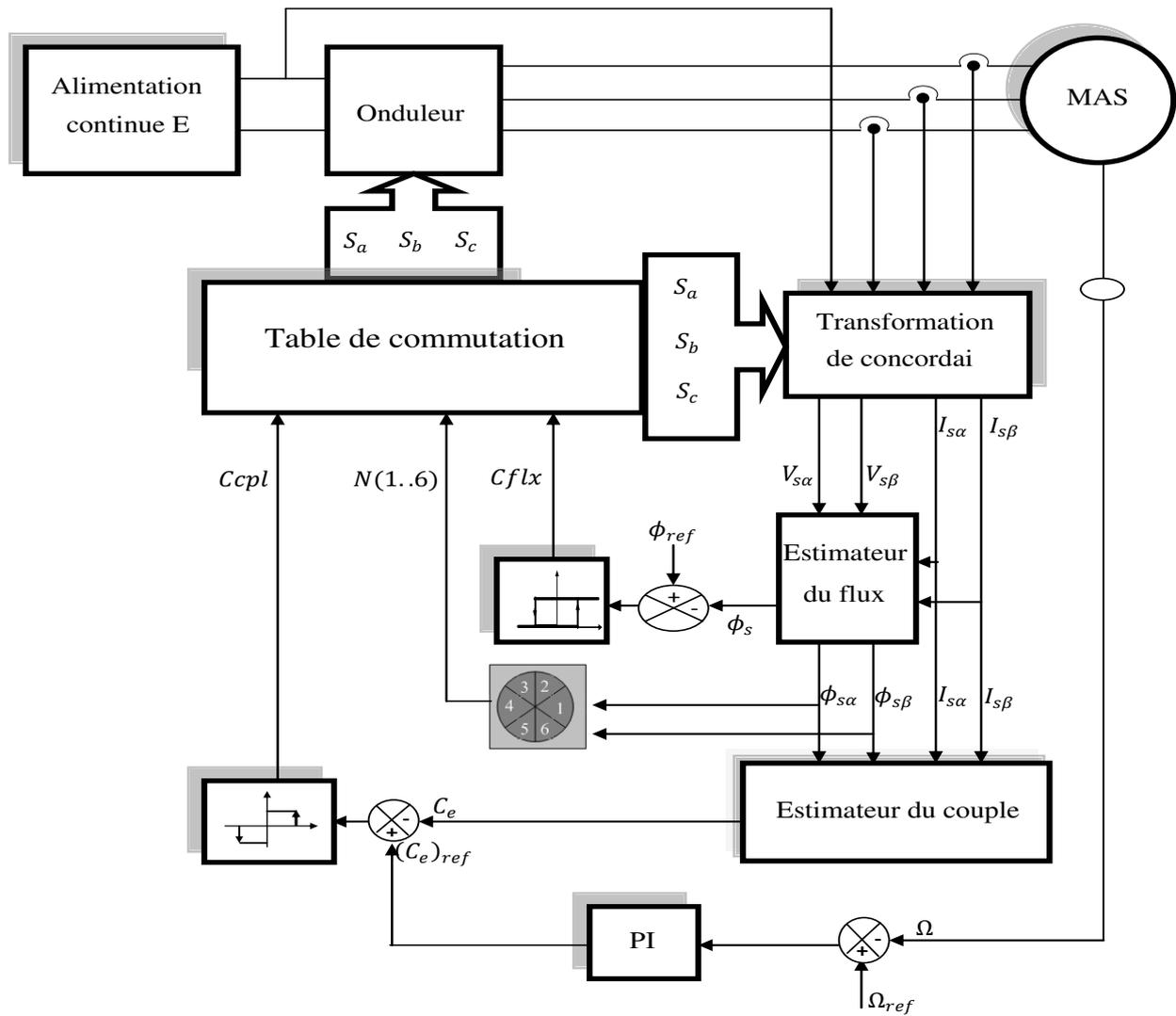


Figure III.8 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

III.7. PRESENTATION ET UTILISATION DU MODULE DE SIMULATION COMMANDE MATLAB/SIMULINK

III.7.1. Présentation du logiciel de simulation Matlab/Simulink

Pour illustrer le fonctionnement de la commande et réaliser les études prospectives, un modèle de simulation de la commande a été mis en place à partir d'un logiciel de simulation d'association Machine/Convertisseur/Commande [16] [19].

Ce logiciel, permet de reproduire fidèlement les comportements des divers composants de la chaîne de puissance. Il permet également de simuler les différentes fonctions de la commande en prenant en compte, les temps de calcul, les retards qui en découlent, ainsi que les problèmes de quantification.

Une application développée dans l'environnement fourni par MATLAB/SIMULINK est obligatoirement constituée de 4 catégories de modules partageant un certain nombre de variables, soit (L'alimentation/commande, la machine, l'arbre, et la charge) [19].

La Figure III.9, décrit la décomposition fonctionnelle d'une application sous le logiciel **MATLAB/SIMULINK** (les schémas en blocs sous présentés dans *ANNEXE B*)

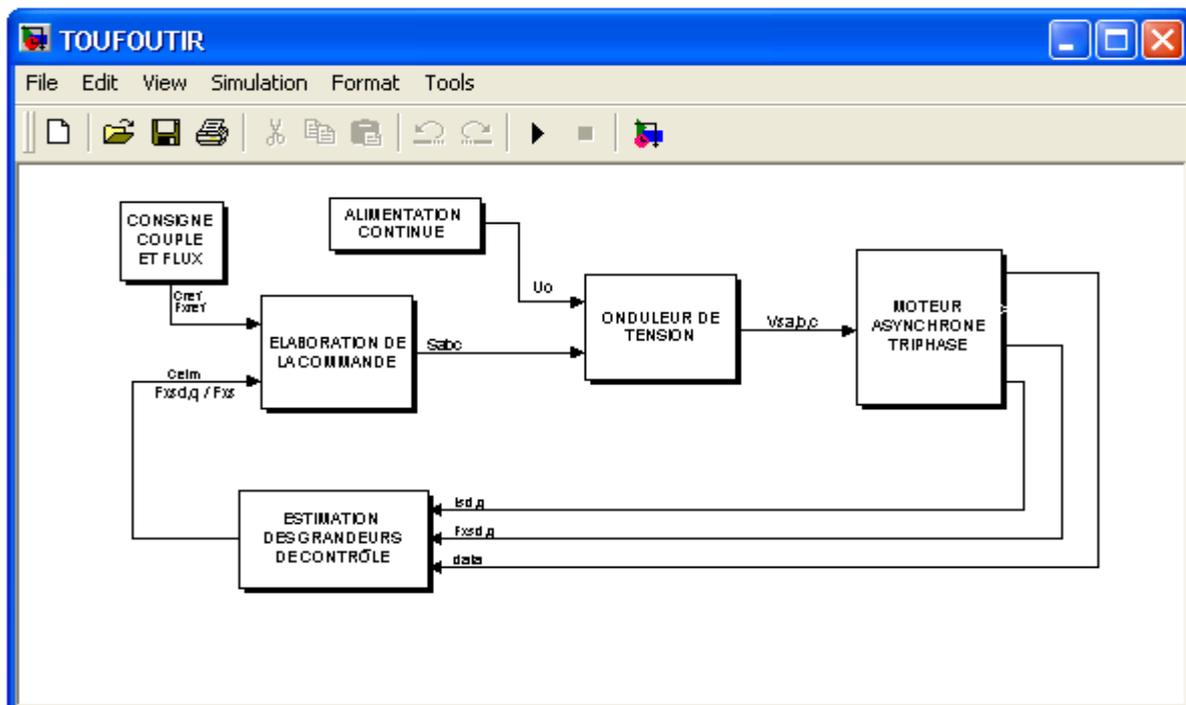


Figure III.9 : Décomposition fonctionnelle d'une application SIMULINK de la commande directe du couple

III.8. AVANTAGE DE LA COMMANDE DTC

Plusieurs avantages de cette loi de commande sont à rapporter, comparativement aux lois conventionnelles basées sur l'orientation de champ. D'abord, une très bonne dynamique de couple, qui peut se caractériser par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires [2].

Comme le montre le synoptique de la Figure III.8, la résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande, ceci pour l'estimation du vecteur flux statorique. De ce point de vue, purement théorique, on peut donc considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, et en particulier les paramètres rotoriques. Néanmoins, dans toute application réelle où le fonctionnement à basses vitesses soit exigé [1][19], l'estimation du flux statorique en boucle ouverte par une intégration directe de la tension statorique diminuée de la chute résistive devient instable.

Ceci est dû notamment à l'influence des temps morts, seuils de tension des semi-conducteurs de puissance, temps de montée et descente de la tension lors des commutations qui déforment la tension statorique d'une manière difficile à modéliser, et plus significative aux faibles fréquences fondamentales [16] [17].

De plus, les erreurs d'identification et la variation de la résistance statorique contribuent aussi à une mauvaise estimation du flux et possible divergence. Ainsi, une observation du flux en boucle fermée, en faisant intervenir un modèle de la machine est indispensable aux basses vitesses, ce qui fait appel dans ce cas à la connaissance d'autres paramètres de la machine, et en particulier les rotoriques [14][16]. La robustesse globale du système plus celle de l'observateur devrait donc, en toute rigueur, être analysé au cas par cas. Cependant, il paraît raisonnable d'admettre qu'elle soit nettement meilleure à celles des techniques faisant appel à une régulation du flux rotorique, où même au niveau théorique la connaissance de tous les paramètres de la machine est indispensable [14] [19].

La robustesse de l'observateur de flux est directement liée aux performances de fonctionnement sans capteur de vitesse aux faibles vitesses, ce qui permet d'admettre aussi des améliorations sensibles à ce sujet dans la stratégie DTC classique [15][19].

Grâce à son caractère de régulation instantané et non linéaire, cette loi de commande présente aussi une très haute dynamique et stabilité suite à des récupérations aux perturbations externes ou du modèle machine, comme est par exemple le cas d'une allée et retour aux zones de fonctionnement saturées de la machine [7] [19].

L'aspect facilité d'implémentation peut être aussi un avantage, bien qu'il devra être considéré au sens plus général du système, donc en incluant aussi les observateurs de flux et de vitesse.

Remarquons que généralement des fréquences d'échantillonnage de l'ordre des dizaines de μs doivent être assurées au niveau de la commande, sous peine d'une distorsion exagérée des formes d'onde [5].

III.9. INCONVENIENTS DE LA COMMANDE DTC 1 [16] [19]

Les inconvénients de la stratégie DTC classique sont aussi de taille, et la plupart dérivés du fait que la fréquence de commutation est fortement variable, comme le montre bien ceci peut naturellement soulever des problèmes de compatibilité électromagnétique, car il devient difficile de garantir l'inexistence d'harmoniques d'amplitude bornée à des fréquences données.

D'autre part les variations de la fréquence de commutation en fonction de la vitesse et du couple, de quelques dizaines de Hz à basse vitesse à quelques kHz à moyenne vitesse, génère forcément du bruit audible de forte intensité et particulièrement gênant à basse vitesse.

L'échauffement des semi-conducteurs de puissance est par conséquent aussi influencé par le point de fonctionnement dans le plan couple-vitesse, ce qui risque de compromettre l'efficacité de cette stratégie de commande dans les applications de forte puissance.

Aussi dû à la variabilité de la fréquence de commutation, l'énergie de distorsion du couple est concentrée sur une gamme d'harmoniques dont la fréquence est difficile à maîtriser.

Ces harmoniques pourront donc, dans beaucoup d'applications, exciter les modes de résonance mécanique de la chaîne de traction et contribuer significativement à son vieillissement précoce.

En conséquence de l'absence de maîtrise de la valeur de la dérivée du couple à l'échelle de la période d'échantillonnage, les dépassements de bande sont considérables dans une implémentation numérique, au point de s'obtenir une ondulation de couple plusieurs fois supérieure au largeur de sa bande d'hystérésis, et typiquement supérieure à celle obtenue avec une loi de commande faisant appel à un module MLI.

III.10. RESULTATS DE SIMULATION

En utilisant le schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (figure II.6), les simulations sont effectuées dans les conditions suivantes:

- La bande d'hystérésis du comparateur du couple est fixée à $\pm 0.001\text{Nm}$, et celle du comparateur de flux à $\pm 0.001\text{ Wb}$

- Un flux statorique de référence de 1 Wb

Les performances de la commande sont testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants:

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge,
- Robustesse vis-à-vis de variation résistance statorique de 50% et de 100%

III.10.1 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge :

L'effet de l'introduction du couple charge de 30 Nm à l'instant $t=1s$ après un démarrage à vide la dynamique de la machine, est montré sur la figure (III.10).

On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 43.2 Nm et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. A $t=1s$ la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale 30 Nm, le couple électromagnétique répond positivement et la vitesse est légèrement influencée et se rétablit rapidement à sa référence.

La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan (alpha, betta), le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge.

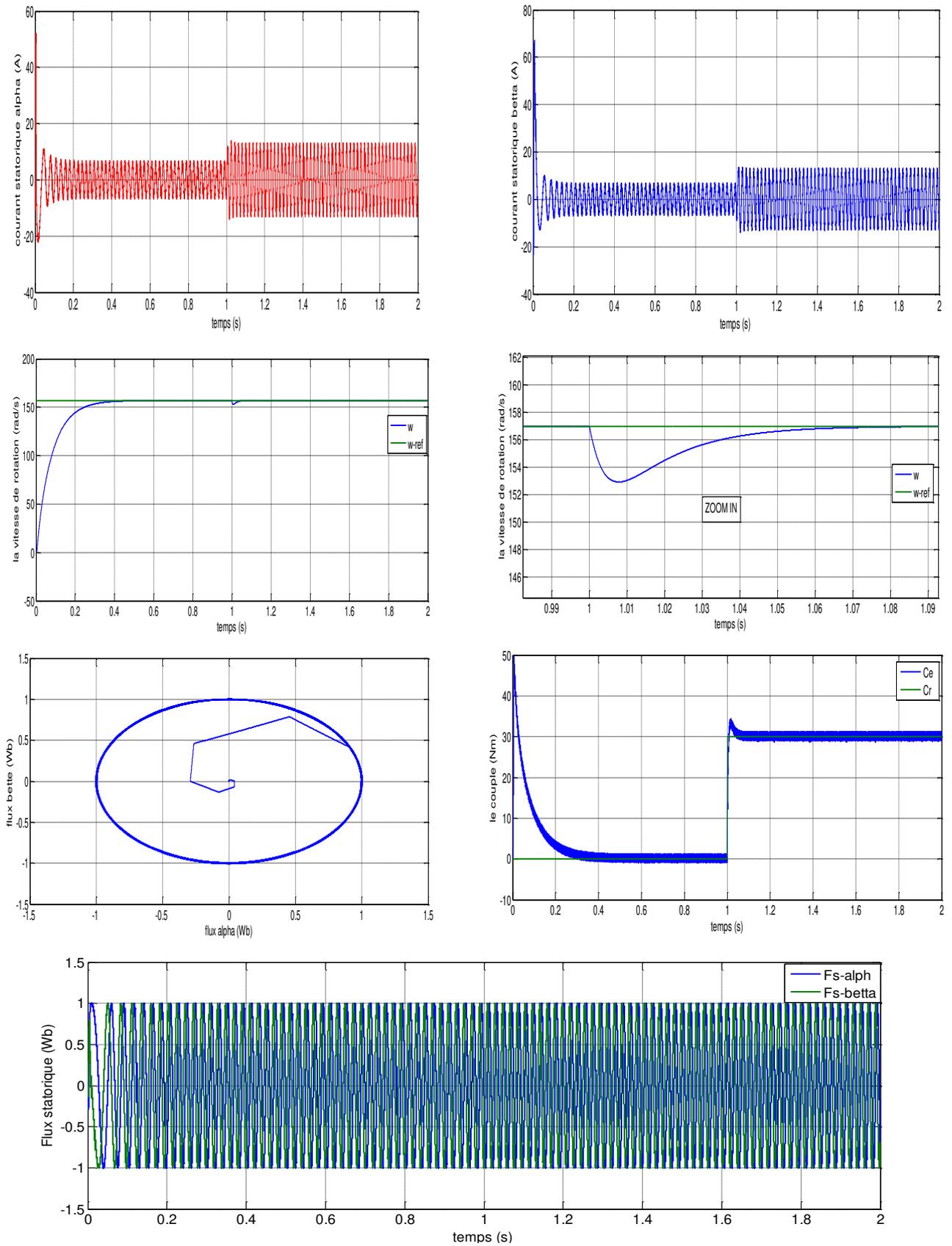


Figure III.10: Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de 30 Nm

III.10.2. Inversion de sens de rotation et variation du couple de charge :

Pour réaliser ce test, on inverse le signe de la vitesse à $t=1s$, on introduit à l'instant $t=0.6s$ un couple de 30 Nm après un démarrage à vide qu'on l'annule à l'instant $t=1s$, les résultats de simulation sont illustrés sur la figure (III.11).

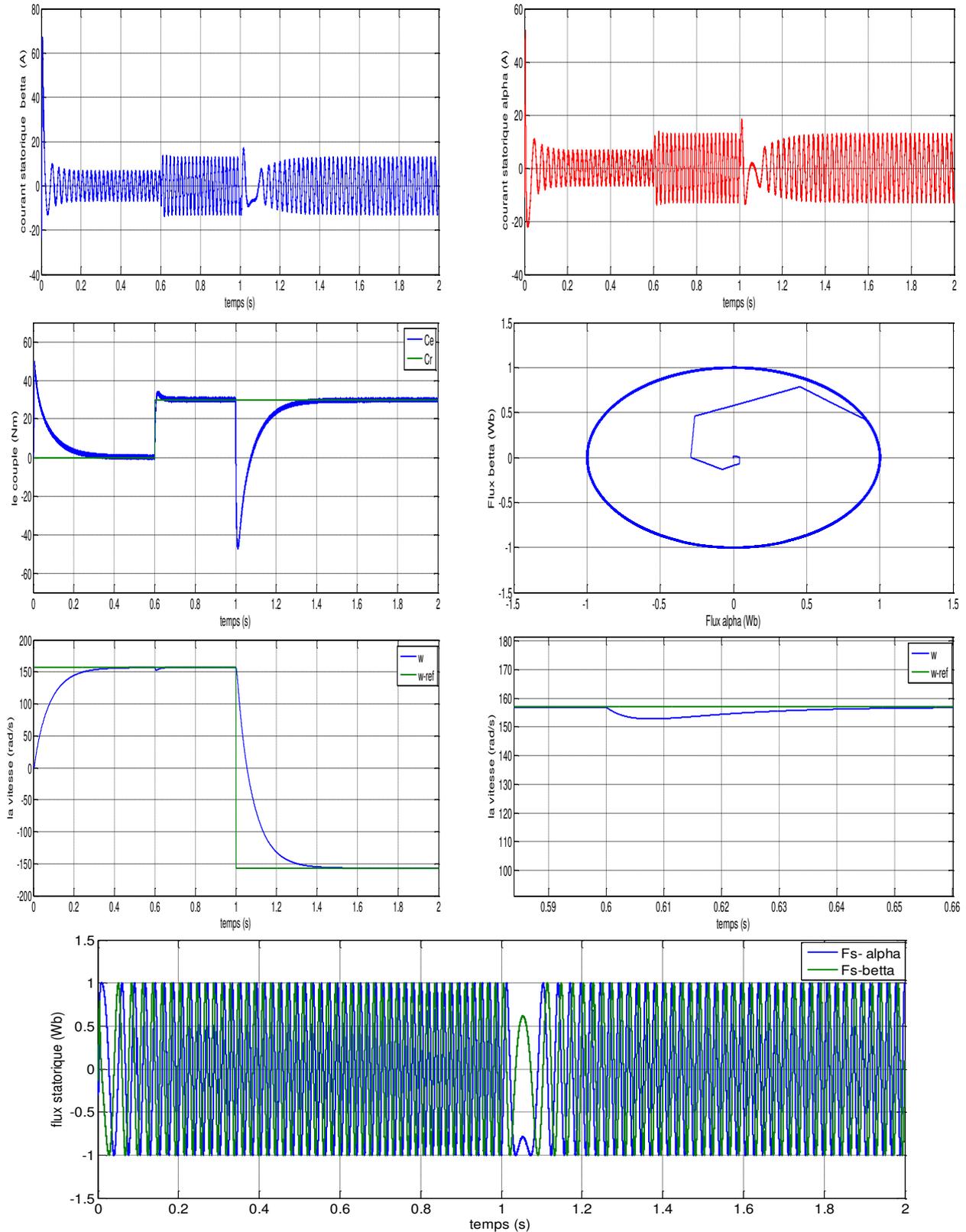


Figure.III.11: Résultats de simulation lors d'un fonctionnement à un échelon de couple de charge et inversion de la consigne de vitesse

Au moment de l'inversion du sens de la vitesse, on remarque que la réponse en vitesse et le couple et les courants sont influencés par cette variation. On observe aussi la vitesse et le couple suivent leurs valeurs de consigne, mais les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage.

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement

III.10.3. Robustesse vis-à-vis des variations résistance statorique.

Dans cette partie de simulation, on présente les résultats obtenus lors d'un test de robustesse par la variation respective de la résistance statorique de l'ordre de 50% et de 100%, les résultats de simulation sont illustrés sur la figure (III.12).

On constate d'après la figure (III.12), ne pas variation sur la vitesse, le couple et le courants statorique, mais on remarque petite variation sur l'amplitude du flux statorique. La trajectoire du

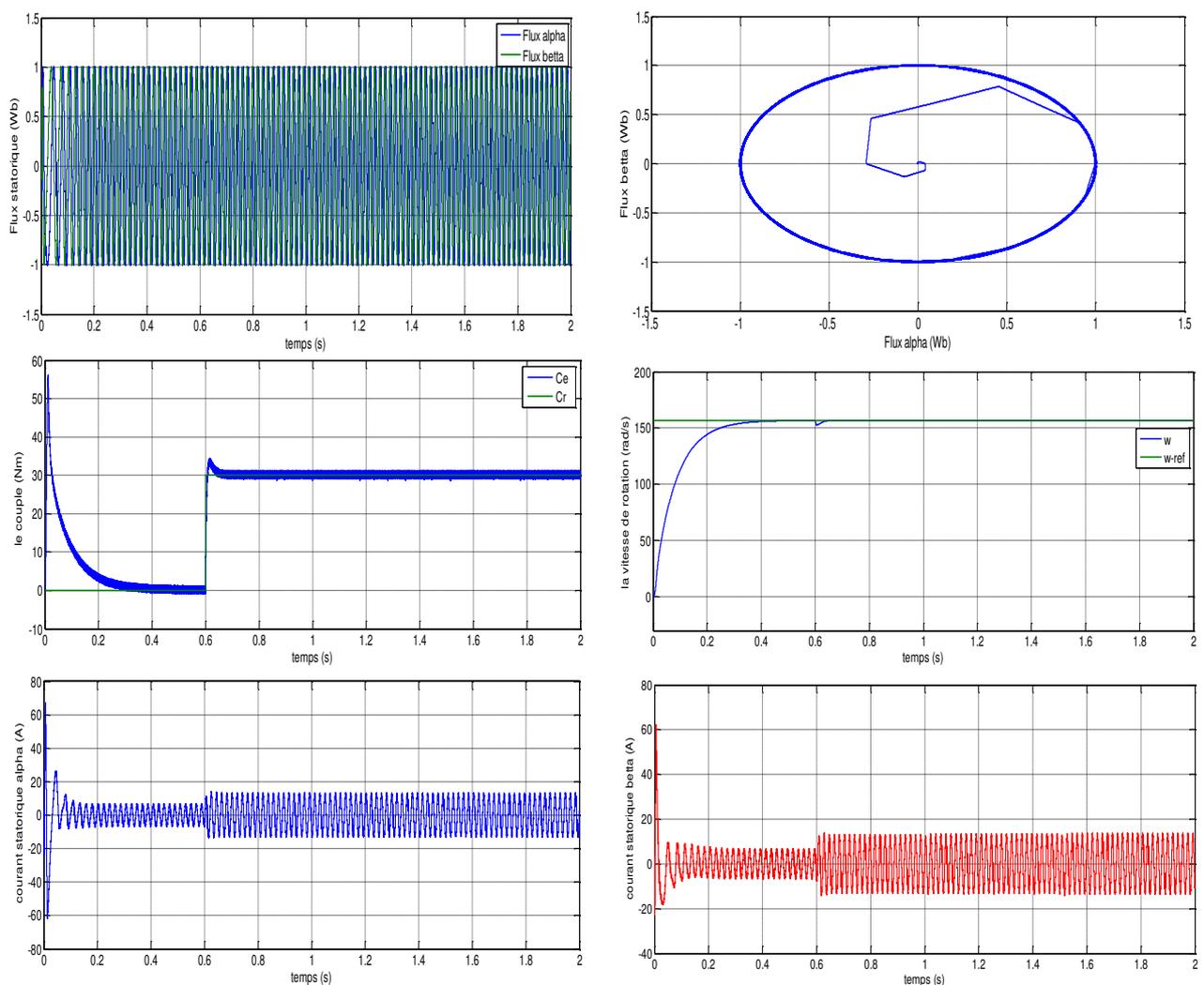


Figure III.12: Réponse du système lors de variation de la résistance statorique de 50% et de 100%

III.11. CONCLUSION

Le principe du contrôle direct du couple, présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté des machines asynchrones. Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine

La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardent une bonne précision de contrôle.

L'étude principes de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, ou l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger le rôle de la résistance.

Par la suite, en étudiera la structure de contrôle direct du couple dans des conditions de fonctionnement plus contraignantes. On se placera ainsi, dans des gammes de fréquences faibles ou moyennes, de manière à analyser l'influence du terme résistif dans le comportement du contrôle direct du couple.

Cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine, car l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator.

En outre, la fréquence de commutation est variable et difficile a maitriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hysteresis, ce point est l'un des inconvénients de la DTC.

La régulation de couple et du flux et la réduction des ondulations dépendent de la période d'échantillonnage T_e et la largeur de la bande d'hystérésis du couple et celle de flux.

Chapitre III

Commande direct du couple de la MAS (DTC)

II.1 INTRODUCTION

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable . Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes .Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse).

L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone.

Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre [5].

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [1].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

II.2 LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [5].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par un composante du courant et le couple par l'autre composante .pour cela, il faut choisir un système d'axe d-q, un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux. Cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1).

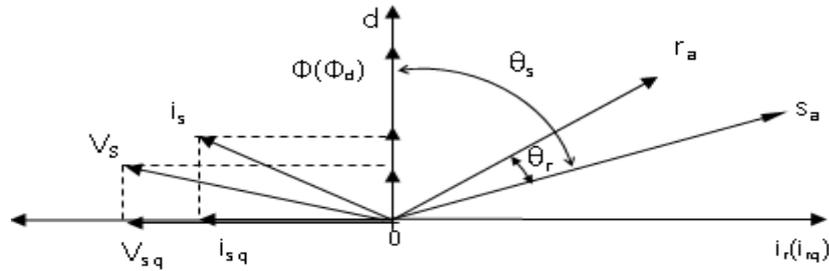


Figure II.1 : Orientation du flux rotorique, statorique et d'entrefer

Le flux (Φ) peut représenter:

$$1 \quad \text{Flux rotorique : } \Phi_{rd} = \Phi_r ; \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$2 \quad \text{Flux statorique : } \Phi_{sd} = \Phi_s ; \Phi_{sq} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$3 \quad \text{Flux d'entrefer : } \Phi_{rg} = \Phi_g ; \Phi_{gq} = 0 \quad (\text{II.3})$$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [5].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II.3. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION FLUX ROTORIQUE

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{aligned} \Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r = cst \\ i_{rd} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

On remplace ce système dans le système on obtient:

$$\begin{aligned} \Phi_r &= M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= l_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = \frac{M}{l_r} i_{sq} \tag{II.6}$$

On remplace le système (II.1) dans l'équation (I.23) on aura :

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \tag{II.7}$$

Ou encore, le couple devient:

Avec: $C_e = k_2 i_{sd} i_{sq}$ (II.8)

$$k_2 = \frac{pM^2}{l_r}$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure (II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilote qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor .Telle que la relation suivante[4] :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_r + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g \\ \theta_s &= \int \omega_s dt \end{aligned} \tag{II.9}$$

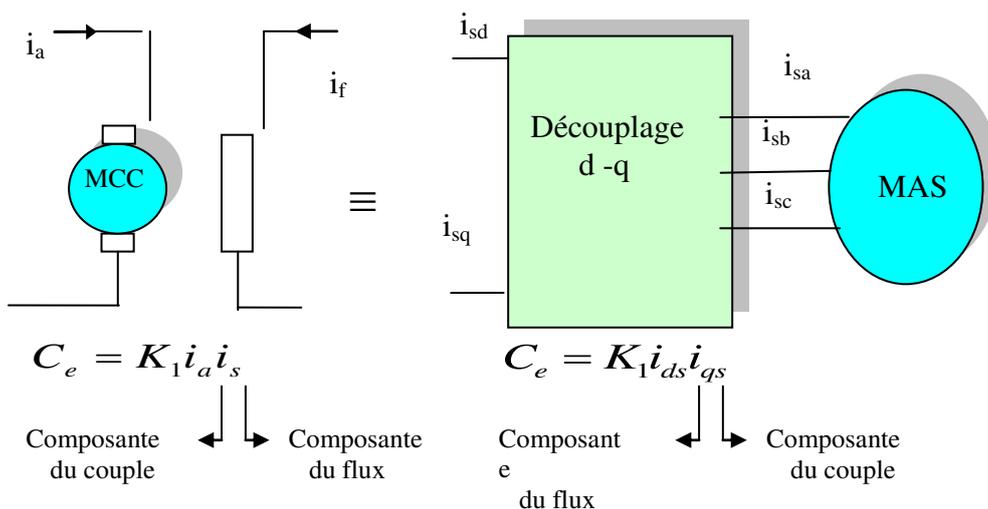


Figure II.2: Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes .la première appelée méthode directe qui à été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

.II.3.1 commande vectorielle directe [6]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement . Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes ^[1] :

1- La non fiabilité de la mesure du flux :

- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

II.3.2 Commande vectorielle indirecte [2]

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine dûe à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r .En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur).

II.4 STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

II.4.1 Description

Dans 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 .Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s).

II.4.2. Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (I.13),(I-14),(I-15) et (I-16) munies de la contrainte ($\Phi_{rq}= 0$) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2})i_{sd} - \omega_s \sigma l_s i_{sq} - \frac{M}{l_r^2} r_r \Phi_r \quad (\text{II.10})$$

$$V_{sq} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2})i_{sq} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{II.12})$$

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II.13})$$

$$\omega_g = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{II.14})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II.15})$$

Les équations (II-09) et (II-10) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} .Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II-09), (II-10) et (II-11). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la fig(II.3)

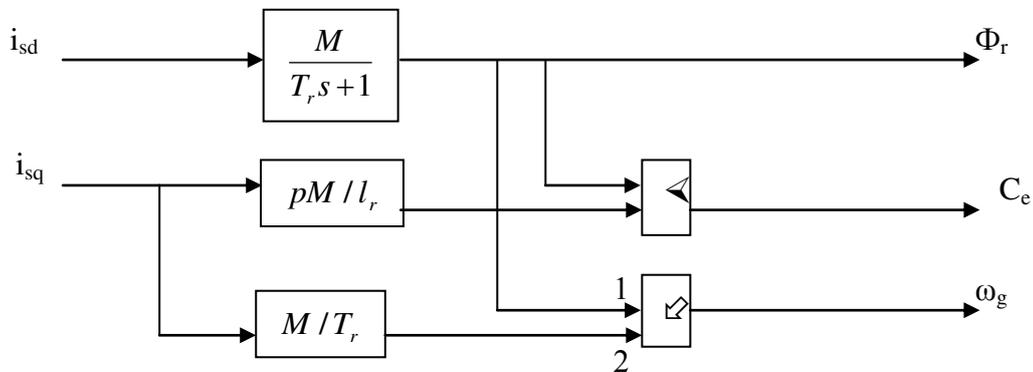


Figure II.3 : Schéma-bloc de découplage par flux orienté

II.4.3 Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage[7].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle .les commandes sont alors non interactives

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

II.4.3.1 Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (\text{II.16})$$

Et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma_l i_{sq} + \frac{M}{l_r} r_r \Phi_r \quad (\text{II.18})$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma_l i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r) \quad (\text{II.19})$$

Les tension V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure (II.4))

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma_l \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r}) i_{sd} \quad (\text{II.20})$$

$$V_{sq1} = \sigma_l \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma_l i_{sd} \quad (\text{II.21})$$

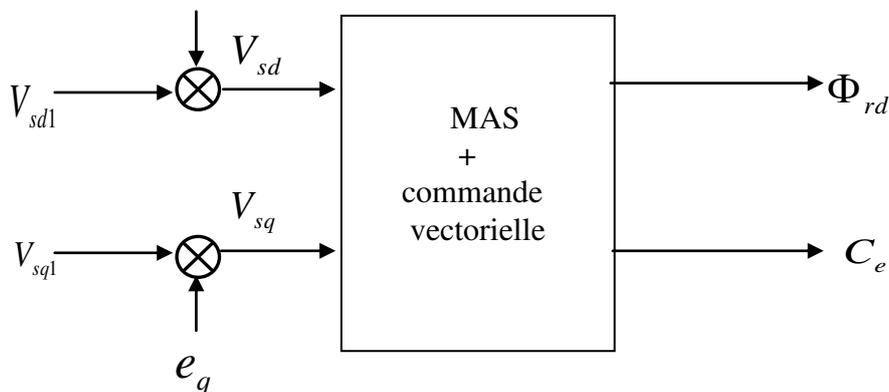


Figure II.4: Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

II.4.4. Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [8]:

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{nom}$$

Pour

$$|\Omega_r| \leq \Omega_{nom}$$

- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{nom}$$

Pour

$$|\Omega_r| \geq \Omega_{nom}$$

(avec éditeur d'équation)

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{nom} : flux rotorique nominale .

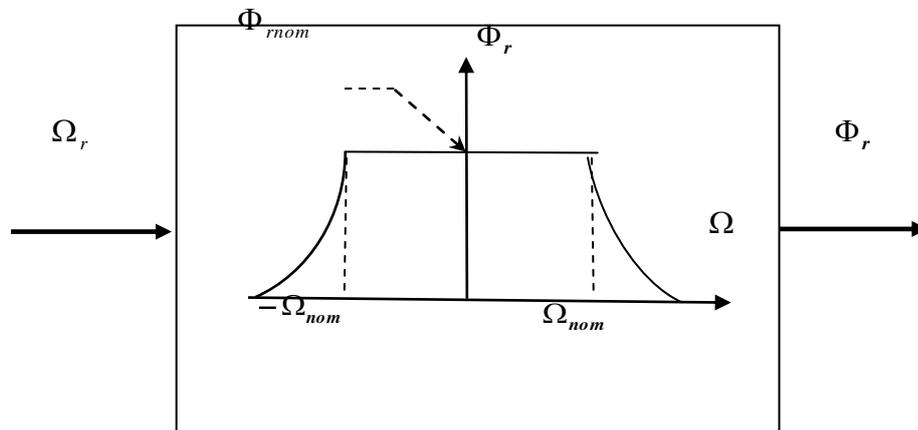


Figure II.5 : Bloc de défluxage

II.4.5 Principe de fonctionnement

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une machine asynchrone alimenté en tension est représenté par la figure (II.6).

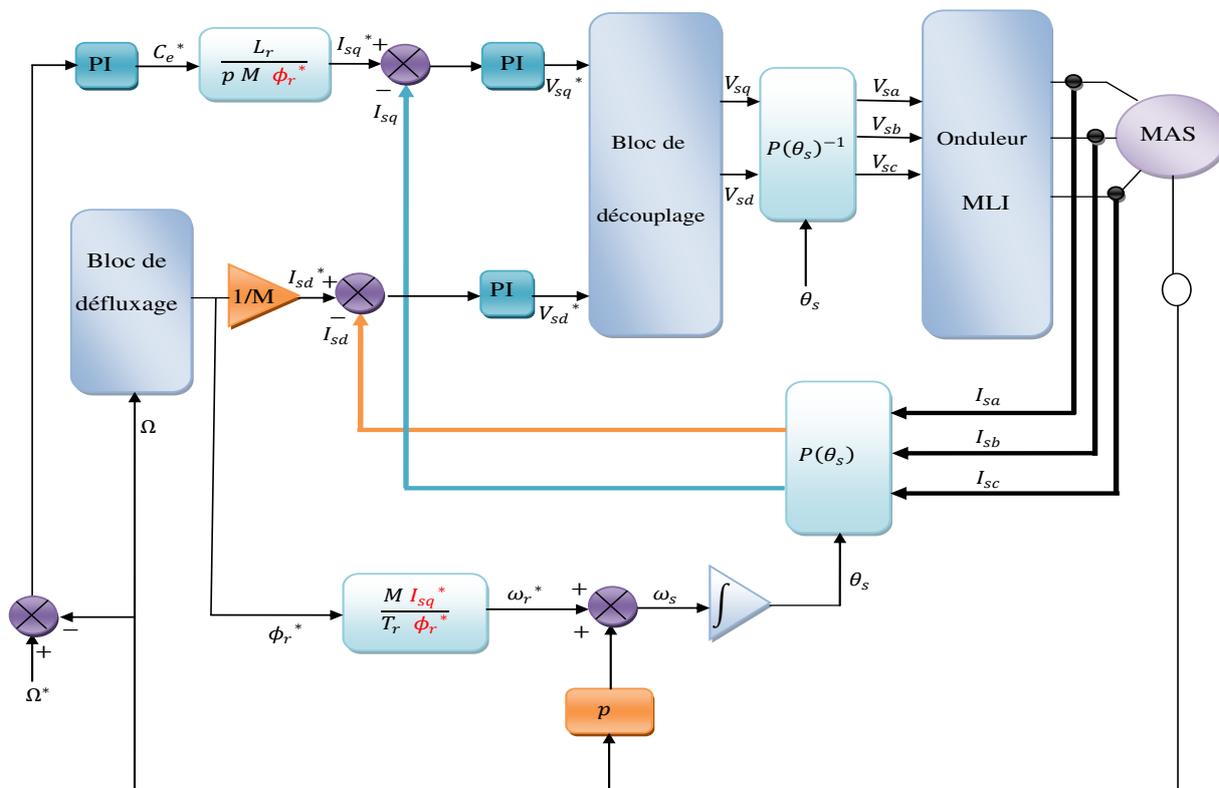


Figure II.6:Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension

La vitesse est aisément asservie (régulée) par un boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI .par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus simple, est du type réaction le signal d'erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI, fournit la référence de courant de couple i_{sqref} , qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine.

Le pôle supplémentaire $(-1/T_0)$ est introduit dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement . T_0 doit être très inférieur à T_r .

II.4.6 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

II.4.6.1 Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signale à pour suivre, et $y(t)$ le signale de sortie du système à contrôler.

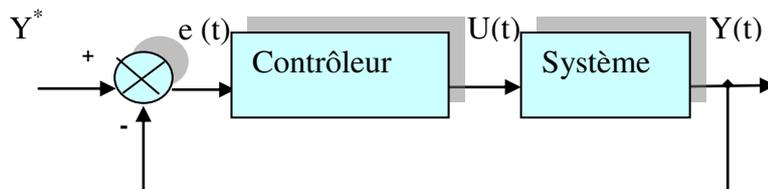


Figure II.7 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (\text{II.22})$$

1. Action proportionnelle

Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît

Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

2. Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.4.6.2 Caractéristiques des régulateurs

1. Stabilité : Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [1].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [3]

2. Précision : En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

3. Rapidité : En générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation) [1]. Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [3].

II.5.4 Calcul des régulateurs

II.5.4.1 Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure (II.8).

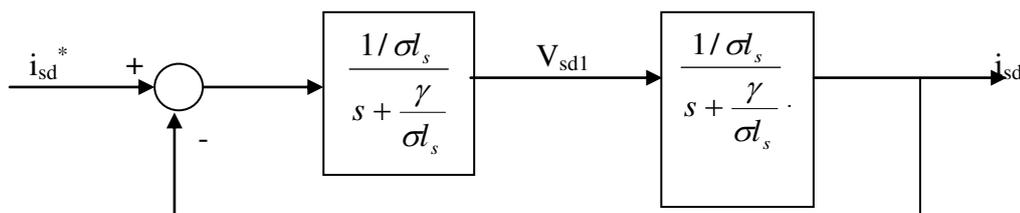


Figure II.8: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$F_{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{\gamma}{\sigma_s}} \quad (\text{II.23})$$

Compensons le pôle $S + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}$ par $S + \frac{\gamma}{\sigma_s}$, ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{\gamma}{\sigma_s} \quad (\text{II.24})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{i_{sd}} = \frac{K_{p1}}{s\sigma_s} \quad (\text{II.25})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{i_{sd}} = \frac{F_{i_{sd}}}{1 + F_{i_{sd}}} = \frac{1}{\frac{\sigma_s}{K_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma_s}{K_{p1}} \quad (\text{II.26})$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\tau_1 = \frac{\sigma_s}{K_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep1(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)} \quad 3 \frac{\sigma_s}{K_{p1}} = t_{rep1(5\%)} \quad (\text{II.27})$$

Donc:
$$K_{p1} = \frac{3\sigma_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II.28})$$

Et, d'après l'équation (II-21):

$$K_{i1} = \frac{3\gamma}{t_{rep1(5\%)}} \quad \text{Avec : } \gamma = r_s + \frac{M^2}{T_r l_r} \quad (\text{II.29})$$

II.5.4.2 Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est représenté par la figure (II.9) .

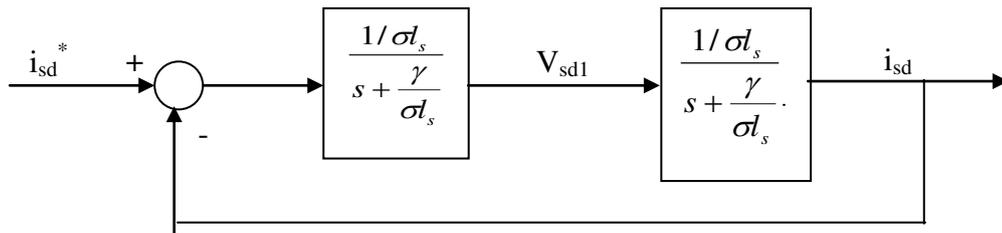


Figure II.9: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$K_{p2} = \frac{3\sigma'_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \quad (\text{II.30})$$

II.5.4.3. Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II.10).

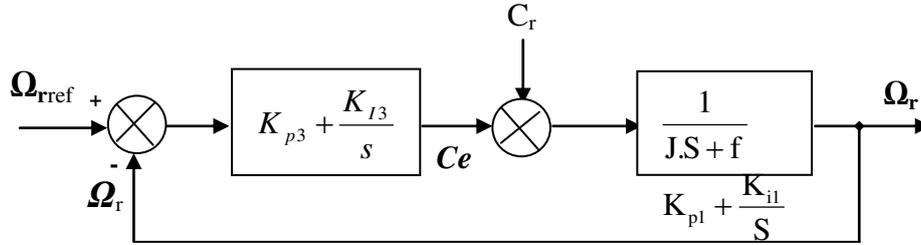


Figure II.10: Schéma –bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II.31})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \quad (\text{II.32})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

Par $\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1}$ comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2}, \quad \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (\text{II.33})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II.34})$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de temps

II.6. Schéma de simulation:

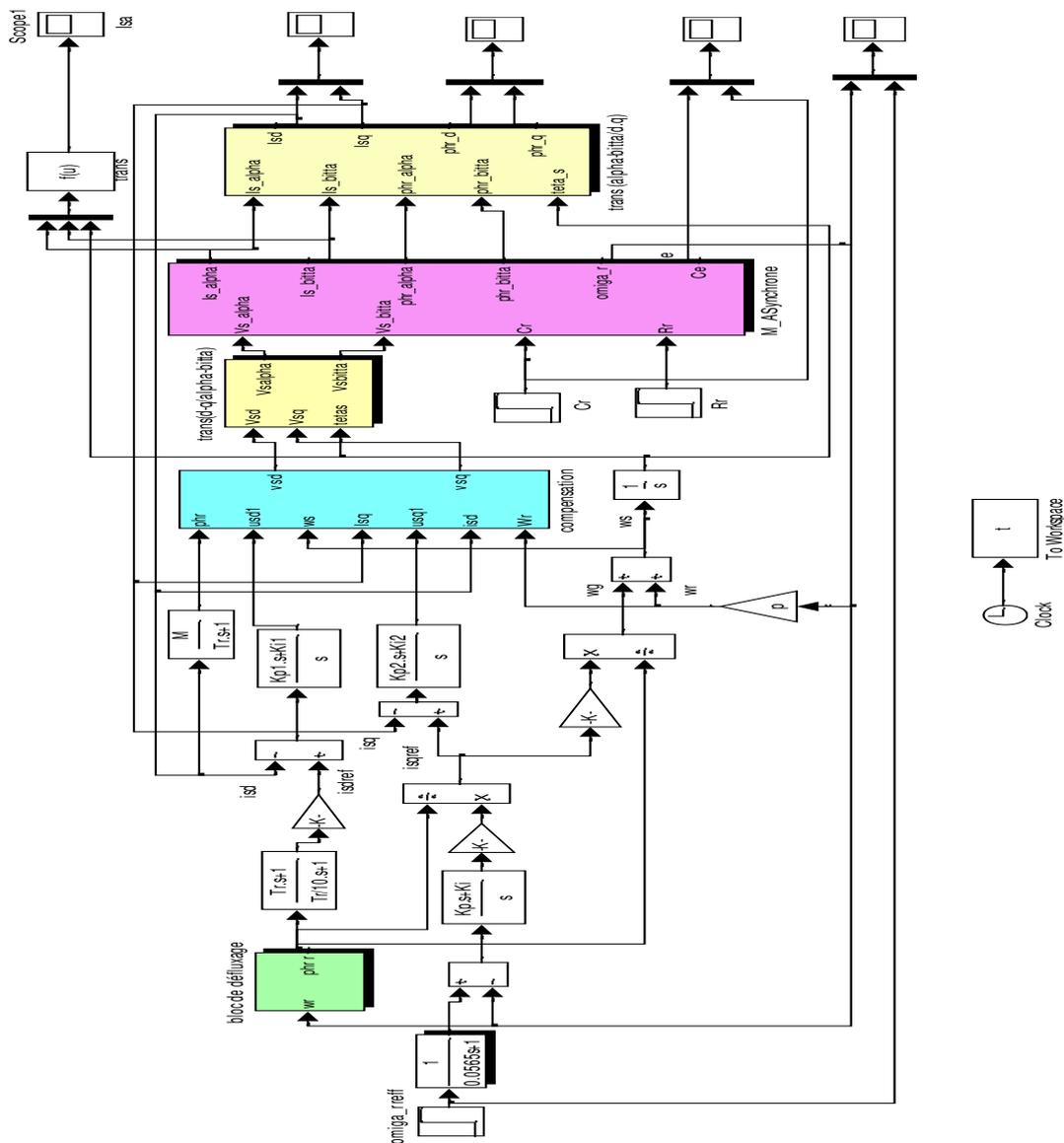


Figure (II-11): Schéma de simulation

I.7. RESULTATS DE SIMULATION

En utilisant le schéma de la structure générale du commande vectorielle indirect (figure I.11), sont effectuées par les teste à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants:

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge,
- Robustesse vis-à-vis de variation résistance rotorique de 50% et de 100%

I.6.1 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

Les résultats obtenus pour ce teste sont donnés par la figure (II.12). Après un démarrage à vide, une charge nominale est appliquée a $t = 1s$.

On remarque la vitesse repende sans dépassement au démarrage comme système premier ordre avec un temps de réponse court, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 120 N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent a $t = 1s$ la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale 30 Nm , le couple électromagnétique répond positivement et la vitesse est influencée et se rétablit rapidement à sa référence .

On remarque aussi dans le fonctionnement à vide, le flux rotorique repende comme système premier ordre avec un petite dépassement mais qui appliqué de couple de résistant à l'instant $t = 1s$ de valeur 30 Nm , on observé aussi est influencée et se rétablit lentement à sa référence, le flux ϕ_{rq} se stabilise à une valeur nulle en régime permanent.

On remarque le courant I_{sq} c'est une image du couple électromagnétique et le courant I_{sd} commencée de la valeur maximale de 6.2 A , et se stabilise autour de la valeur 6.2 A, avec petite influencée variation de couple résistant.

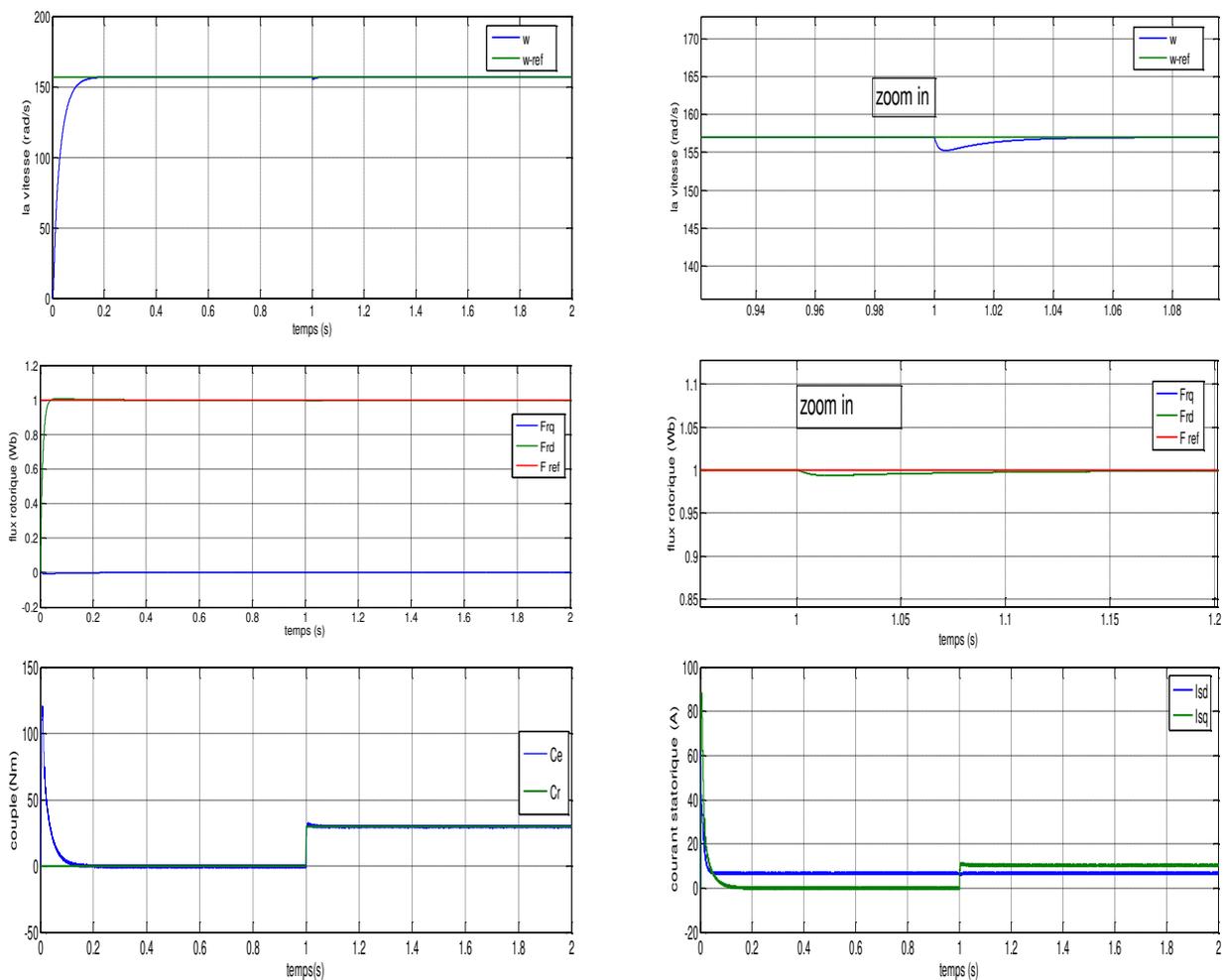


Figure II.12: Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de 30 Nm

II.6.2 Inversion de sens de rotation et variation du couple de charge

Pour réaliser ce test, on inverse le signe de la vitesse à $t=1s$, et le couple pour le reste dans fonctionnement moteur, on appliqué à l'instant $t=0.6s$, couple résistant $30Nm$

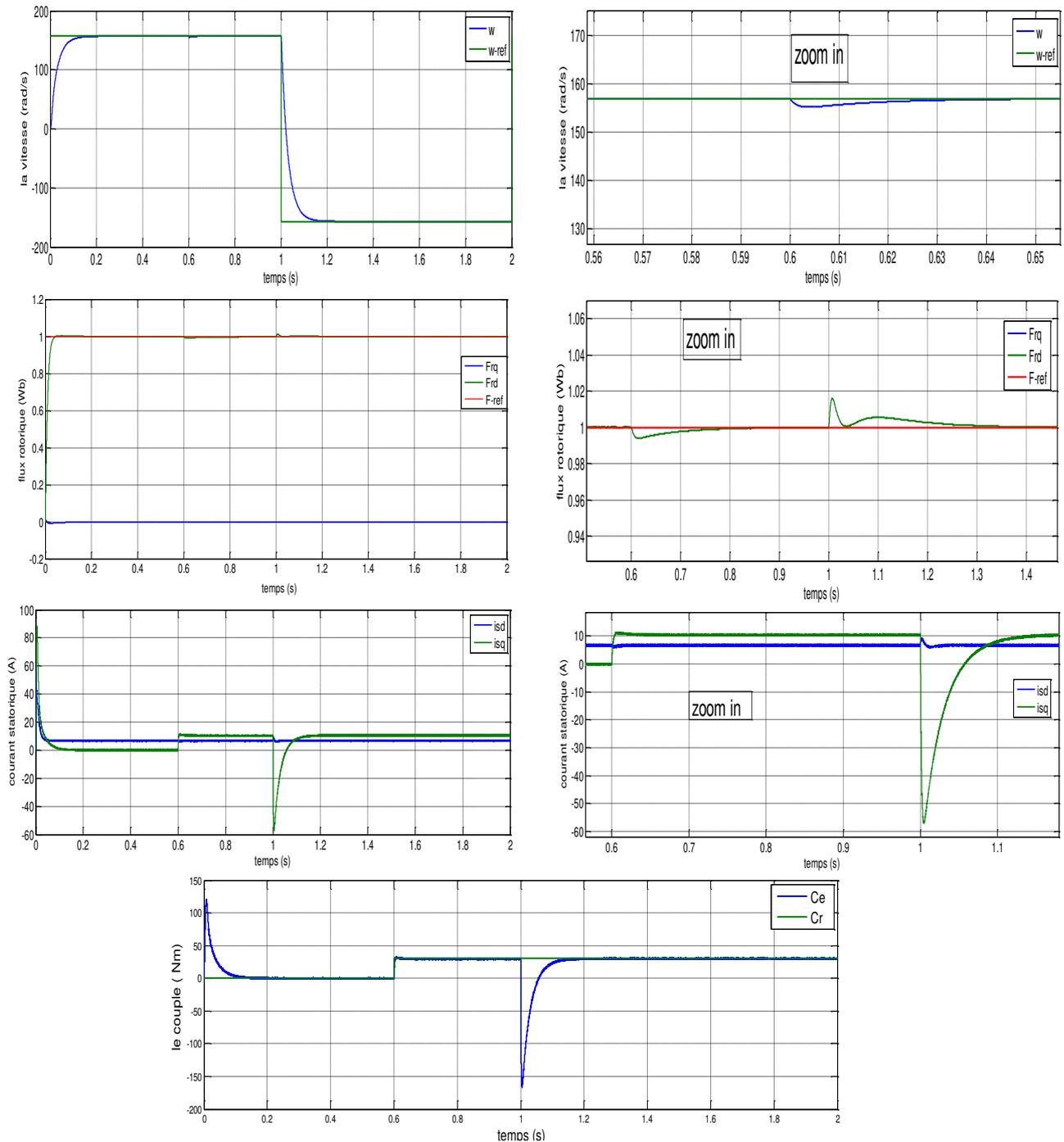


Figure II.13: Résultats de simulation lors d'un fonctionnement à un échelon de couple de charge et inversion de la consigne de vitesse

Au moment de l'inversion du sens de la vitesse, on remarque que la réponse en vitesse et le couple et les courants et les flux rotorique sont influencés par cette variation. On observe aussi la vitesse et le couple suivent leurs valeurs de consigne, mais les courants statoriques I_{sd} présentent de valeur du pic qui atteint à l'inversion de vitesse.

II.6.3 Robustesse vis-à-vis des variations résistance rotorique

Dans cette partie de simulation, on présente les résultats obtenus lors d'un test de robustesse par la variation respective de la résistance rotorique de l'ordre de 50% et de 100% , les résultats de simulation sont illustrés sur la figure (II.14).

On constate d'après la figure (II.14), il existe des variations sur la vitesse , le courants statorique I_{sq} et les flux rotorique, mais on remarque petite variation sur l'amplitude du couple on peut dire perte de découplage entre le flux et le couple.

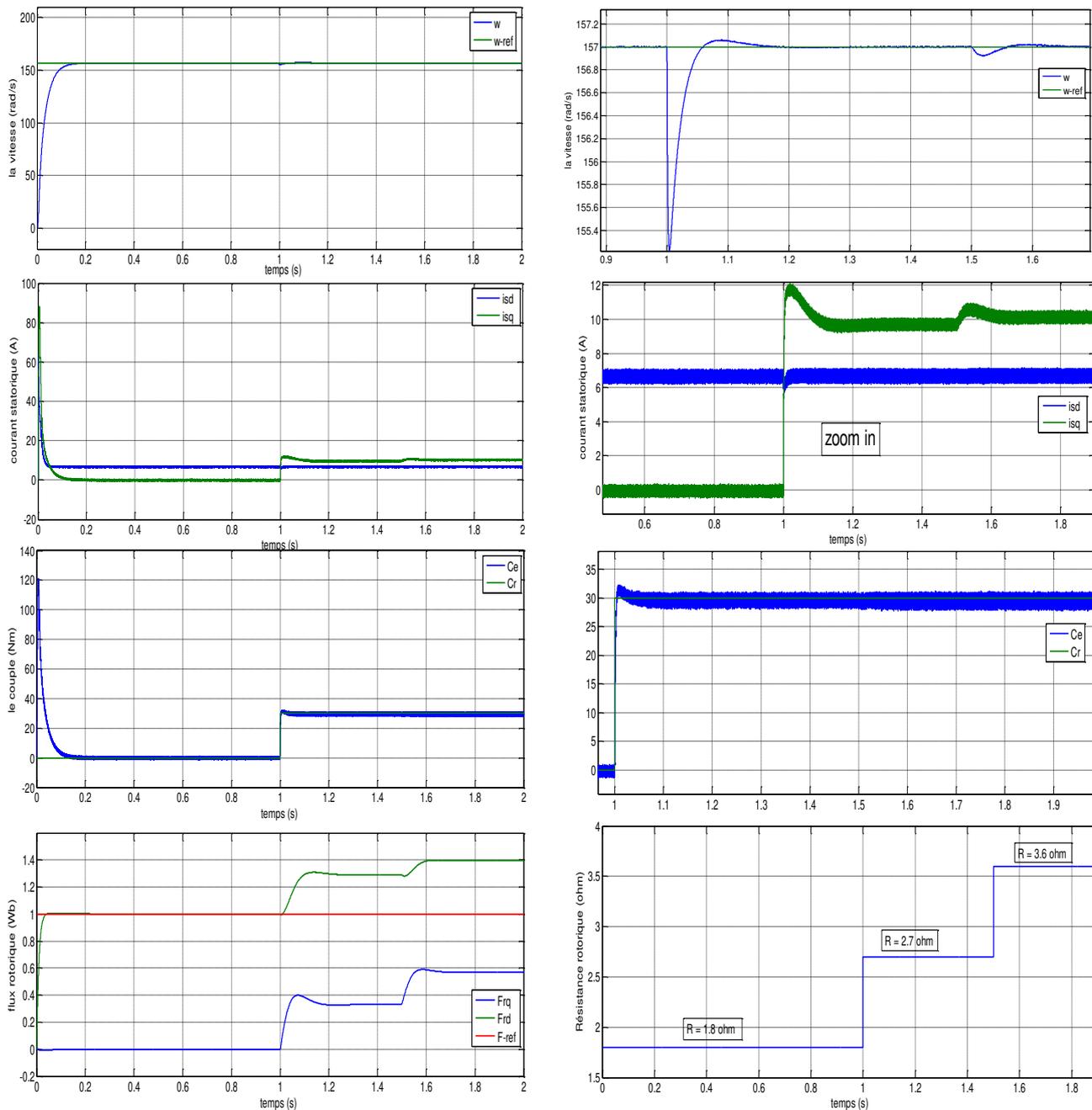


Figure II.14: Réponse du système lors de variation de la résistance rotorique de 50% et de 100%

II.7. Conclusion :

Le travail présenté dans ce chapitre concerne la modélisation et la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la (MAS).

Au premier lieu nous avons abordé le modèle de la machine généralisée triphasé puis le passage vers le modèle biphasé.

En seconde lieu l'étude de la commande vectorielle (simulation de la commande, les résultats et leurs interprétations), l'influence des variations paramétriques sur les performances des la commande.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. D'après les résultats de simulation, on peut constate que la commande vectorielle est très performante.

La commande vectorielle permet d'imposer a la machine asynchrone des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu ou à la machine synchrone dans les quelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Les résultats de simulation montrent la dégradation de la commande lorsque les paramètres de la machine subissent une variation .Cette variation provoque une erreur sur la phase du flux par rapport au stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple, donc la commande vectorielle indirecte est très sensible aux variations paramétriques.

Chapitre II

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

I. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. INTRODUCTION

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande. Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone à induction à cage en utilisant la transformation de Park ainsi que l'élaboration d'un modèle de la machine alimentée en tension sous forme de schéma-blocs de manière à être simulés à l'aide du logiciel (*MATLAB/SIMULINK*). La simulation de la machine asynchrone triphasé nous permettra de retrouver des résultats classiques et de valider nos modèles du type schéma-blocs. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en *ANNEXE*

I.2. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine [1]. Les hypothèses généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont :

- la parfaite symétrie de la machine.
- l'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables)
- La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétique le long de l'entrefer (son entrefer est constant).
- l'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau. En raison de la simplicité de la formulation algébrique.

Ce type d'approche est bien, adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande. Ainsi parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer [3] :

- *L'additivité de flux;*
- *La constance des inductances propres;*
- *La constance des résistances statoriques et rotoriques;*
- *La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.*

I.2.1. Mise en équations du modèle de la machine asynchrone [1][3]

La représentation schématique de la machine asynchrone dans l'espace électrique est donnée sur la Figure (I.1),

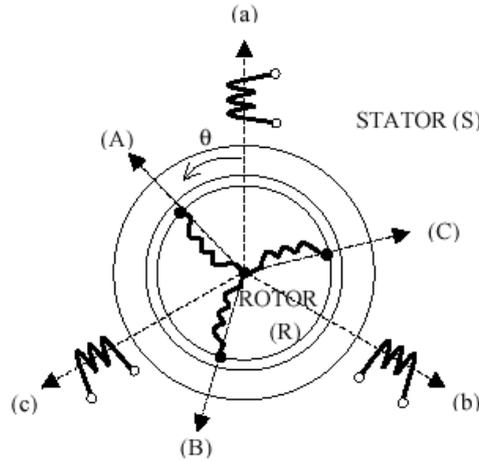


Figure I.1 : Machine asynchrone modélisée

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

I.2.1.1. Equation électrique

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad \text{(I.1)}$$

$$\begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = 0 = R_r I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = 0 = R_r I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad \text{(I.2)}$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : les tensions appliquées aux trois phases statoriques

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : les courants qui traversent trois phases statoriques

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

R_s : résistance statorique. , R_r : résistance rotorique

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : les tensions appliquées aux trois phases rotoriques

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : les courants qui traversent trois phases rotoriques

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: les flux totaux

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

- Pour le stator:

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{I.3})$$

- Pour le rotor :

$$[V_r] = 0 = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.4})$$

I.2.1.2. Equations magnétiques

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

$$\begin{aligned} \Phi_{as} &= L_s I_{as} + M_s I_{bs} + M_s I_{cs} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{bs} &= M_s I_{as} + L_s I_{bs} + M_s I_{cs} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{cs} &= M_s I_{as} + M_s I_{bs} + L_s I_{cs} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{aligned} \quad (\text{I.5})$$

$$\begin{aligned} \Phi_{ra} &= L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{as} + M_{rs} I_{bs} + M_{rs} I_{cs} \\ \Phi_{rb} &= M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{as} + M_{rs} I_{bs} + M_{rs} I_{cs} \\ \Phi_{rc} &= M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{as} + M_{rs} I_{bs} + M_{rs} I_{cs} \end{aligned} \quad (\text{I.6})$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{I.7})$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad [L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

Telle que :

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique;

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique;

M_s : L'inductance mutuelle entre phases statoriques;

M_r : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase de rotor

$[L_{ss}]$ Matrice des inductances statorique.

$[L_{RR}]$ Matrice des inductances rotorique.

$[L_{sR}]$ Matrice des inductances mutuelles du couplage stator rotor

En désignant par L_{sr} la mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques et par M_{sr} sa valeur lorsque leur axes coïncident [2].

I.2.1.3. Equation mécanique

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

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (\text{I.9})$$

I.3. MODELE DE PARK

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Elles peuvent être implantées dans un ordinateur. Par contre, vu la complexité (36 termes pour l'énergie magnétique) de ces équations non linéaires et multi-variable, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cela on utilise la transformation de Park qui permettra de rendre simple à les étudier [3].

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

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

L'angle θ dans la matrice [P] prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et la valeur ($\theta_s - \theta_r$) pour les grandeurs rotoriques.

I.3.1. Choix du référentiel [2-3]

Pour étudier la théorie des processus transitoires des machines on utilise trois systèmes de coordonnées qui sont des cas particuliers du système d'axes (d,q),

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

La machine asynchrone à cage d'écureuil peut être modélisée dans un repère diphasé dq par le Système d'équations (I.13) :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

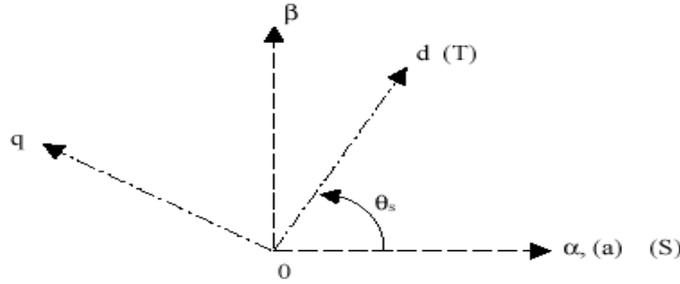


Figure I.2 : Position du système d'axe (d,q)

I.3.1.1. Référentielle lié au stator : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0$

Le système d'axes (α, β) , système immobile par rapport au stator, ce système possède des tensions et des courants réels, et on peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif, avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du stator, Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = \varpi_{\text{coor}} \cdot t = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} d \Leftrightarrow \alpha \\ q \Leftrightarrow \beta \end{cases}$$

ω_{coor} : est l'angle de rotation du repère (d, q)

Ce référentielle sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

I.3.1.2. Référentielle fixé par rapport au rotor

$$\omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$\begin{cases} V_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Le système d'axes (x,y) : système immobiles par rapport au rotor, ce système peut être utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones aussi avec une connexion non symétrique des circuits rotoriques, Il se traduit par les conditions :

$$\theta_{\text{coor}} = \theta = \omega.t \Leftrightarrow \begin{cases} d \Leftrightarrow X \\ q \Leftrightarrow Y \end{cases}$$

I.3.1.2. Référentielle fixé par rapport au champ tournant

$$\omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

Le système d'axes (u,v) : Ce système tourne avec la vitesse du champ électromagnétique créée par les enroulements du stator, ce système d'axes est exploité spécialement dans la commande des machines alternatives. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_{\text{coor}} = \theta_s = \omega_s .t \Leftrightarrow \begin{cases} d \Leftrightarrow U \\ q \Leftrightarrow V \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Sachant que : $\omega_g = \omega_s - \omega$.

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable.

I.4. Alimentation De La Machine Asynchrone

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique Φ_r comme variables d'état, la pulsation ω_s , les tensions V_{sd} , V_{sq} , comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant Figure (I-3).

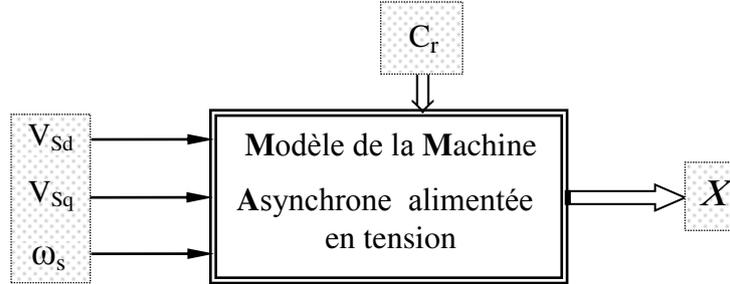


Figure I.3 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T \quad (I.17)$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \quad (I.18)$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T \quad (I.19)$$

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \quad (I.20)$$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur $[i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$.

I.5. Representation D'état Du Modele De La Machine Asynchrone.

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.21)$$

avec :

$$\begin{cases} [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \end{cases} \quad (I.22)$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d – q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_R T_R}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_R}\right)\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_R}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_R T_R}\right) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_R} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_R L_S} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.} \quad (I.24)$$

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad : \text{Constante de temps rotorique.} \quad (\text{I.25})$$

$$R_t = R_S + \frac{M^2}{L_R T_R} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.} \quad (\text{I.26})$$

I.5.1. Equations magnétiques

$$\Phi_{Sd} = L_S i_{Sd} + M i_{Rd} \quad (\text{I.27})$$

$$\Phi_{Sq} = L_S i_{Sq} + M i_{Rq} \quad (\text{I.28})$$

$$\Phi_{Rd} = L_R i_{Rd} + M i_{Sd} \quad (\text{I.29})$$

$$\Phi_{Rq} = L_R i_{Rq} + M i_{Sq} \quad (\text{I.30})$$

avec:

$L_S = \ell_S - M$: Inductance cyclique propre du stator

$L_R = \ell_R - M$: Inductance cyclique propre du rotor

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

I.5.2. Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-9) devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot i_{Sd}) \quad (\text{I.31})$$

C_{em} Couple électromagnétique.

p Nombre de paires de pôles.

1.6.3. Résultats de simulation

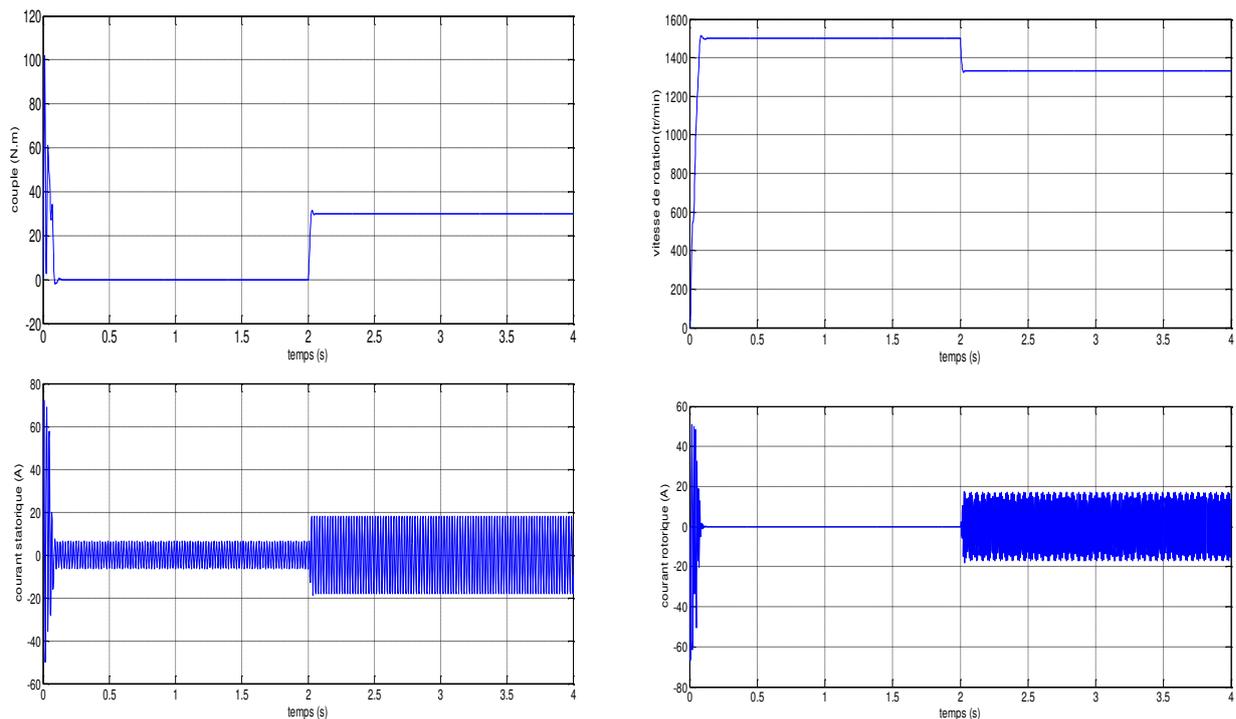


Figure I.4 : Résultats de simulation

I.6. Modélisation De L'onduleur De Tension

I.6.1. Description de l'onduleur

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînements industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants [12].

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors GTO, possède six cellules de commutation et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutations constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras. Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_{11} et K_{12} , K_{21} et K_{22} , K_{31} et K_{32} doivent être contrôlés de manière complémentaire [10], [13], [14], [15].

Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSA est illustré par la figure (I.4) :

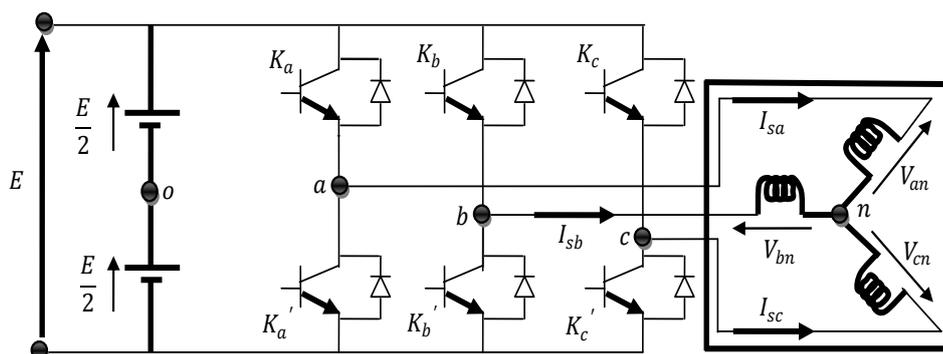


Figure I.4 : Schéma d'un onduleur alimentant le stator du MAS

I.6.2. Modèle de l'onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- Interrupteurs parfaits : La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- Sources parfaites : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables.

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande C1, C2, C3. la convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante:

Si $C_i = 1$: l'interrupteur du haut K_i est fermé et l'interrupteur de bas K_{i+3} est ouvert.

Si $C_i = 0$: l'interrupteur du haut K_i est ouvert et l'interrupteur de bas K_{i+3} est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases $V_{i,a,b,c}$ a en fonction des signaux de commande C_i :

$$V_{i,a,b,c} = C_i V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{I.32})$$

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

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

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

V_{no} : tension de neutre de la charge par rapport au point fictif "o"

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

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.35})$$

La substitution de (I.27) dans (I.26) nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.36})$$

En remplaçant (I.28) dans (I.26) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{ao} + \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} + \frac{2}{3} V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (C1, C2, C3) permettent de générer huit vectrices tensions dont deux correspondent au vecteur.

L'utilisation de l'expression (I.24) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C1 \\ C2 \\ C3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Avec V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert T donnée par :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

I.7. ETUDE DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR

Le choix d'une technique de commande dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix.

Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI. L'utilisation de techniques de commande à fréquences de découpage supérieures permet de repousser les harmoniques de tension à des fréquences plus élevées et plus faciles à filtrer, ce qui permet un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité et faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie [14], [16].

I.7.1.Types de modulation MLI

I.7.1.1. Modulation sinus-triangle

Comme en monophasé, on compare une sinusoïde $s = m \cdot \sin(2\pi f t)$ à un triangle d'amplitude 1 et de fréquence $p \cdot f$. Pour obtenir un système triphasé, il suffit de disposer de trois sinusoïdes s_a, s_b et s_c formant un système triphasé équilibré. Les trois signaux MLI commandent les interrupteurs K1, K2 et K3; les commandes de K'1 et K'2 et K'3 sont complémentaires.

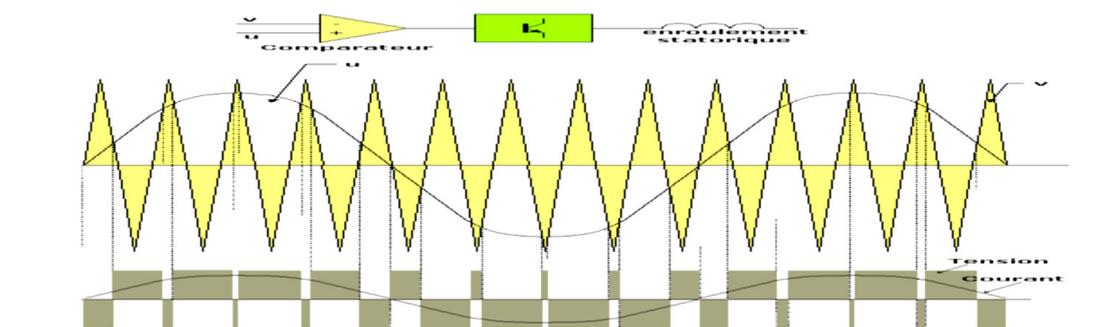


Figure I.5: Allures de tension obtenue par l'onduleur par sinus-triangle

I.7.1.2. Modulation Vecteur spatial

La MLI dite vecteur spatial (Space Vector) est surtout applicable aux variateurs de vitesse triphasés sans neutre.

Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan (V_α , V_β). Le système triphasé de tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan.

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en moyenne le vecteur recherché.

En modulation sinusoïdale, elle donne des résultats similaires à la MLI intersective à porteuse triangulaire centrée. Néanmoins, elle peut être plus facile à implanter dans un microcontrôleur, ce qui justifie son usage.

I.7.1.3 Modulation pré calculée :

Elle est surtout utilisée lorsque, du fait d'une fréquence porteuse faible, on a besoin d'optimiser le spectre du signal généré. Le motif du signal de sortie est prédéterminé (hors ligne) et stocké dans des tables qui sont ensuite relues en temps réel.

De fait, ces MLI sont toujours synchrones (la fréquence porteuse est exactement multiple de la fréquence de la modulante), condition nécessaire pour avoir un spectre harmonique constant. En note que en pratique, ce type de MLI ne peut être réalisé qu'en numérique.

I.7.1.4. Modulation par hystérésis :

Cette méthode consiste à élaborer le signal MLI directement à partir de la grandeur à contrôler, par des décisions de type tout ou rien.

Les avantages sont la très grande simplicité et le temps de réponse minimal aux perturbations. L'inconvénient majeur est l'absence de contrôle de la fréquence de commutation des transistors, ce qui rend délicat leur dimensionnement.

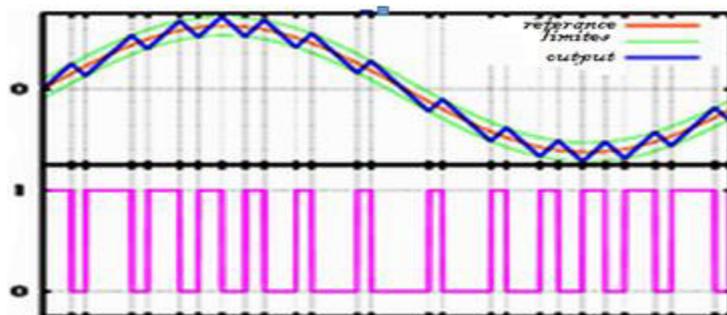


Figure I.6 MLI hysteresis

I.7.1.5 Modulation de largeur d'impulsion vectorielle

La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Cette modulation utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé. Les tensions de références sont les tensions simples désirées

La technique de modulation de largeur d'impulsion permet de reconstituer des grandeurs telles que les tensions à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

La MLI, permet alors de s'approcher du signal désiré (onde sinusoïdal). Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, perte joule).

Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et résonance électromagnétique, elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

Il faut donc minimiser ses harmoniques.

1. Principe

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T (MLI régulière),
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutations mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Elle est appelée MLI vectorielle.

2. Onduleur de tension MLI

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'une tension filtrée U_{dc} redressée du réseau standard 220/380-50Hz, est appliquée à l'onduleur.

La figure I.7, montre le schéma de base de l'onduleur de tension triphasé "à deux niveau " (Grellet, 1999), possédant six cellules de commutation contrôlables à l'ouverture et à la fermeture (Q_1 jusqu'à Q_6) et six diodes de roue libre en antiparallèle avec eux (D_1 jusqu'à D_6). Ces diodes assurent la continuité du courant dans les charges inductives ainsi que la réversibilité de la puissance par injections de courant de la charge vers la source de tension continue.

Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutations constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant est le point milieu de bras. Les signaux de commande des interrupteurs de chaque bras doivent être complémentaires afin de ne pas court-circuiter l'alimentation continue de l'onduleur.

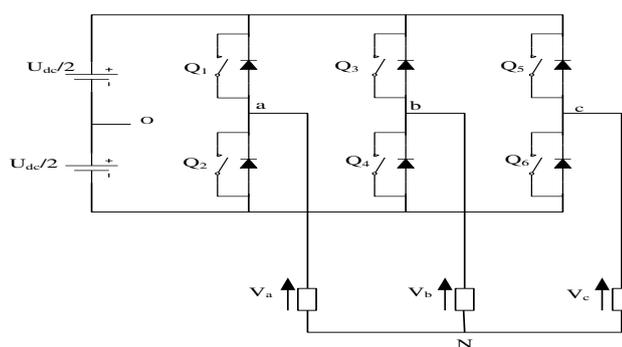


Figure I.7 : Schéma électrique de l'onduleur triphasé de tension

Pour se prémunir d'un court-circuit intempestif, il est nécessaire d'introduire un temps d'attente à la fermeture de l'interrupteur, usuellement appelé temps mort. L'effet de ce temps mort produit, lors du changement de sens des courants de lignes, des discontinuités sur la tension conduisant à des distorsions des courants et à une augmentation de l'amplitude des harmoniques correspondantes (Bonal, 1997 ; Leggate, 1997)

4. Modulation vectorielle

Durant les années 80, différentes équipes de chercheurs ont présenté une nouvelle stratégie de modulation de largeur d'impulsions, qui apparue avec l'essor des techniques de commande des machines alternatives. Ces techniques sont liées à l'utilisation des différents opérateurs de changement de base (Park, Concordia,...), autrement dit du plan complexe α - β .

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- **Interrupteurs parfaits** : La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- **Sources parfaites** : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables.

La fonction de commutation suivante définit l'état des interrupteurs Q_i ($i=1, 3,5$) :

- $Q_i=1$: si l'interrupteur de haut est fermé et celui de bas ouvert
- $Q_i=0$: si l'interrupteur de haut est ouvert et celui de bas fermé

On définit alors les tensions de phases imposées au bras de chaque onduleur par :

$$V_{m,i} = Q_i U_{dc} \quad (\text{I.40})$$

Le moteur étant alimenté en étoile avec neutre non relié, les tensions de référence sont présentées par un vecteur V_s qui est en fonction des tensions simples désirées : $V_s=(V_a, V_b, V_c)$

Avec :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_a &= -\frac{1}{3} V_{ao} + \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_a &= -\frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} + \frac{2}{3} V_{co} \end{aligned} \quad (\text{I.41})$$

En utilisant la forme vectorielle des tensions on a :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (\text{I.42})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} a = e^{j2\pi/3} \\ a^2 = -1 \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (Q_1 + aQ_2 + a^2Q_3) \quad (\text{I.44})$$

A chaque période de modulation, l'algorithme de commande fournit les tensions triphasées qu'il faut appliquer à un moteur ou à une charge triphasée quelconque. Ces tensions peuvent s'exprimer dans un repère diphasé orthogonale fixe par rapport au stator de la machine (Firuz, 1999 ; Balcells, 1999 ; Razvan, 2002).

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

5.Principe de la MLI vectorielle

Avec trois bras ne possédant que deux états chacun le nombre de configurations possibles pour ce type d'onduleur s'élève à 8 (2^3). A chacune de ces configurations est associé un vecteur représentant l'image des tensions de charge dans le repère de Concordia. Les différentes relations introduites dans cette partie, permettent d'établir la valeur de chacune des grandeurs et de les répertorier dans le tableau I.1 ci-dessous. Sur la (figure I.8) nous avons représenté les huit vecteurs de tension statorique dans le plan α - β .

On remarquera que deux des huit vecteurs (v_0 et v_7) sont nuls, et ils correspondent aux étapes de roue libre de l'onduleur. Quand aux six autres, ils définissent six secteurs angulaires de 60° (Holtz, 1992 ; Celanovic, 2001 ; Broeck, 1988).

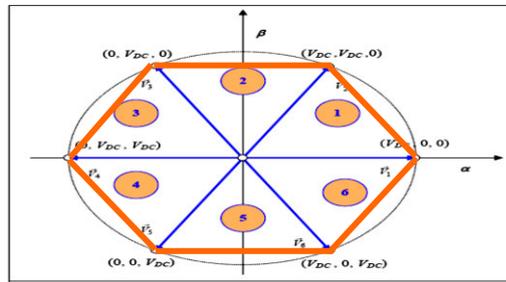


Figure I.8 : Vecteurs complexes de tensions générés par un onduleur de tension triphasé.

Tableau I.1 : Vecteurs de tension d'un onduleur trois bras idéal. (F : Fermé, O : Ouvert)

Q ₁	Q ₃	Q ₅	V _{ao}	V _{bo}	V _{co}	V _a	V _b	V _c	nom	V _{Sα}	V _{Sβ}
0	0	0	-U _{dc} /2	-U _{dc} /2	-U _{dc} /2	0	0	0	\bar{v}_0	0	0
0	0	1	-U _{dc} /2	-U _{dc} /2	+U _{dc} /2	-U _{dc} /3	-U _{dc} /3	+2U _{dc} /3	\bar{v}_5	$-U_{dc}/\sqrt{6}$	$-U_{dc}/\sqrt{2}$
0	1	0	-U _{dc} /2	+U _{dc} /2	-U _{dc} /2	-U _{dc} /3	+2U _{dc} /3	-U _{dc} /3	\bar{v}_3	$-U_{dc}/\sqrt{6}$	$U_{dc}/\sqrt{2}$
0	1	1	-U _{dc} /2	+U _{dc} /2	+U _{dc} /2	-2U _{dc} /3	U _{dc} /3	+U _{dc} /3	\bar{v}_4	$-U_{dc}\sqrt{2/3}$	0
1	0	0	+U _{dc} /2	-U _{dc} /2	-U _{dc} /2	+2U _{dc} /3	-U _{dc} /3	-U _{dc} /3	\bar{v}_1	$U_{dc}\sqrt{2/3}$	0
1	0	1	+U _{dc} /2	-U _{dc} /2	+U _{dc} /2	+U _{dc} /3	-2U _{dc} /3	U _{dc} /3	\bar{v}_6	$U_{dc}/\sqrt{6}$	$-U_{dc}/\sqrt{2}$
1	1	0	+U _{dc} /2	+U _{dc} /2	-U _{dc} /2	+U _{dc} /3	+U _{dc} /3	-2U _{dc} /3	\bar{v}_2	$U_{dc}/\sqrt{6}$	$U_{dc}/\sqrt{2}$
1	1	1	+U _{dc} /2	+U _{dc} /2	+U _{dc} /2	0	0	0	\bar{v}_7	0	0

La base de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur \vec{v}_s de tension statorique désiré (vecteur de référence à reproduire) sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur.

Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur.

Pour illustrer cette démarche, nous avons choisi une configuration classique sur la (figure I.9) qui montre le principe d'application. Le poids spécifique de chaque vecteur est en fait le rapport cyclique (τ_i) c'est-à-dire le rapport entre son temps d'application (T_i) et la période de commutation (T_{com}).

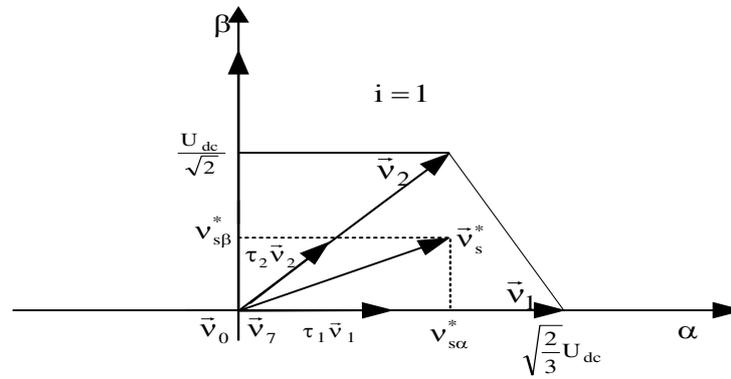


Figure I.9 : Principe d'obtention du vecteur de tension de référence comme combinaison linéaire des vecteurs de base adjacents

6. Calcul des temps de conduction

Si le vecteur \vec{v}_s se trouve à un instant donné dans le secteur 1, le calcul des temps de conduction des vecteurs adjacents \vec{v}_1 et \vec{v}_2 se fait selon les relations trigonométriques (Dorin, 2001 ; Li, 2000) suivantes :

$$v_s^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) = v_1 \frac{T_1}{T_{com}} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad \text{d'où } T_1 = \frac{\sqrt{2}}{U_{dc}} v_s^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) T_{com} \quad (\text{I.46})$$

et
$$v_s^* \sin(\delta) = v_2 \frac{T_2}{T_{com}} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad \text{d'où } T_2 = \frac{\sqrt{2}}{U_{dc}} v_s^* \sin(\delta) T_{com} \quad (\text{I.47})$$

Avec

$$|\vec{v}_1| = |\vec{v}_2| = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc}$$

Soit en généralisant, si i est l'indice du secteur où se trouve le vecteur \vec{v}_s , le temps de T_i et T_{i+1} de V_i et V_{i+1} sont données par:

$$T_i = \frac{\sqrt{2}}{U_{dc}} v_s^* \sin\left(i \frac{\pi}{3} - \delta\right) T_{com} \quad (\text{I.48})$$

$$T_{i+1} = \frac{\sqrt{2}}{U_{dc}} v_s^* \sin\left(\delta - (i-1)\frac{\pi}{3}\right) T_{com} \quad (\text{I.49})$$

et si $v_{s\alpha}^*$ et $v_{s\beta}^*$ sont les projections de \vec{v}_s^* sur les axes α et β alors on peut déduire les relations suivantes qui vont nous permettre de calculer ces temps :

$$T_i = \left[\sin\left(i\frac{\pi}{3}\right)v_{s\alpha}^* - \cos\left(i\frac{\pi}{3}\right)v_{s\beta}^* \right] T_{com} \quad (\text{I.50})$$

$$T_{i+1} = \left[-\sin\left((i-1)\frac{\pi}{3}\right)v_{s\alpha}^* + \cos\left((i-1)\frac{\pi}{3}\right)v_{s\beta}^* \right] T_{com} \quad (\text{I.51})$$

On voit que pour calculer T_i et T_{i+1} , on à besoin de connaître :

1. La tension statorique de référence \vec{v}_s^* donnée par ses composantes $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$,
2. Le secteur angulaire dans lequel se situe le vecteur statorique de référence \vec{v}_s^* , donné par l'indice i ,
3. La période de commutation T_{com} ,
4. La tension d'alimentation de l'onduleur U_{dc} .

Si la somme des durées d'application des vecteurs \vec{v}_i et \vec{v}_{i+1} est inférieur à T_{com} , c'est à dire ($T_i + T_{i+1} < T_{com}$), alors on complète la séquence par application des vecteurs nuls. Le vecteur reconstitué \vec{v}_s est donc une combinaison linéaire de vecteur de base $\vec{v}_s = v_{s\alpha}^* + jv_{s\beta}^*$.

Algorithme de sélection de secteur

A chaque période d'échantillonnage T_{com} , la tension de référence délivrée par la commande est scrutée. La commande délivre directement la tension de référence sous la forme d'un couple de tensions instantanées dans le repère α - β lié au stator.

Calcul des instants de commutation

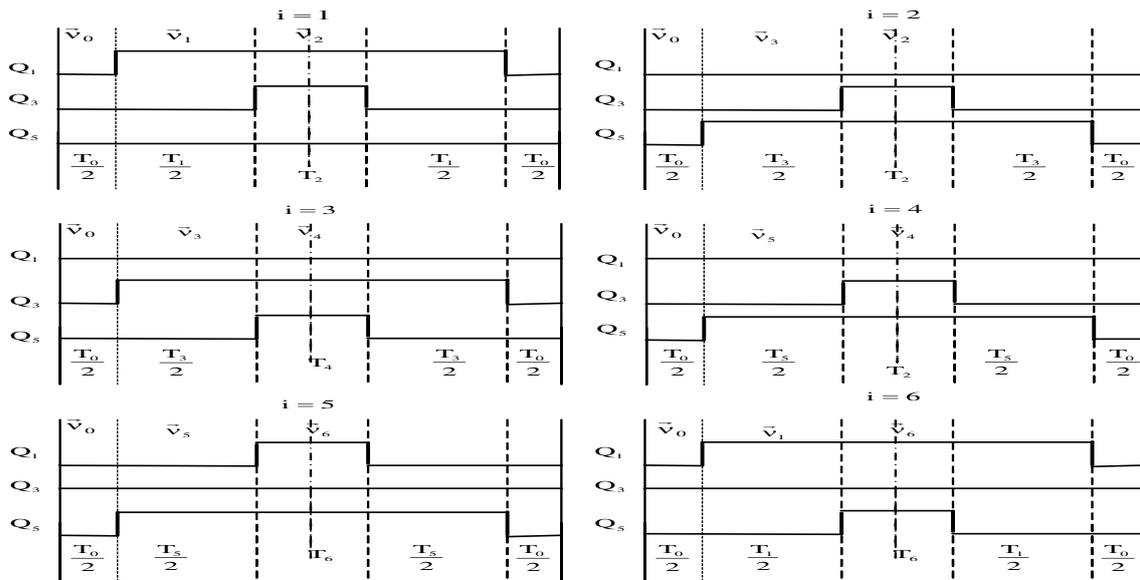
Une fois les durées d'application calculées T_i et T_{i+1} , il reste à déterminer les instants de commutation des interrupteurs. Plusieurs séquences de commutation sont possibles qui correspondent aux temps calculés du vecteur nul, \vec{v}_0 et \vec{v}_7 (voir le tableau I.1). Pour une même fondamental de sortie, chaque séquence produit des harmoniques et des pertes en commutation différentes.

Il existe deux familles principales de modulations de largeur d'impulsion vectorielles : les MLI continues et les MLI discontinues (Trzynadlowski, 1996).

Les méthodes des MLI continues sont celles où la fonction de modulation peut s'exprimer par le produit d'un facteur de modulation (compris entre 0 et 1) et une fonction de l'angle de phase de \vec{v}_s^* (Jorda, 1995).

Les méthodes des MLI discontinues sont caractérisées par le fait qu'une des branches de l'onduleur n'est pas commandée pendant toute la durée de certaines périodes de conduction. La MLI discontinu présente l'avantage de diminuer les pertes en commutation au niveau des interrupteurs de puissance en diminuant le nombre de commutations. Cette caractéristique augmente la durée des composants de puissance, cependant le continu harmonique des signaux en sortie est plus important que celui présenté par les méthodes continues. La MLI discontinu, décrite par Van Der broeck (Broeck, 1991), comme nous l'avons déjà dit, un des trois signaux logiques de commande de l'onduleur, est laissé à zéro. Les commutations sont ainsi réduites d'un facteur 2/3 par rapport à l'approche continue et la séquence appliquée est du type : \vec{v}_0 |vecteurs non nuls| \vec{v}_0 .

Sur la (figure I.10), nous avons présenté les séquences correspondantes à cette approche en accord avec le tableau I.2 qui donne les expressions du calcul.



**Figure I.10 : Séquences centrées de commande pour Q₁, Q₃, et Q₅
Modulation discontinue**

Nous avons mis en œuvre une modulation de largeur d'impulsion vectorielle continue avec des impulsions centrées au milieu de la période de commutation afin de minimiser les harmoniques de courant. Ce type de modulation consiste à distribuer le temps d'application du vecteur nul de façon identique entre les vecteurs \vec{v}_0 et \vec{v}_7 .

On applique donc successivement \vec{v}_0 , puis des vecteurs non nuls, puis \vec{v}_7 , puis vecteurs non nuls, puis \vec{v}_0 . Les vecteurs non nuls sont deux vecteurs successifs \vec{v}_i et \vec{v}_{i+1} dont la durée d'application est répartir symétriquement autour du milieu de la période. Quant à l'ordre

d'application de ces vecteurs, on le détermine à partir du tableau et de la contrainte que l'interrupteur ne doit pas commuter plus de deux fois durant la période de commutation pour minimiser les pertes de l'onduleur.

La (figure I.11) représente ces séquences en fonction du secteur angulaire où se trouve le vecteur de référence. A partir de cette figure, il est facile de calculer les instants d'ouverture et de fermeture de l'IGBT.

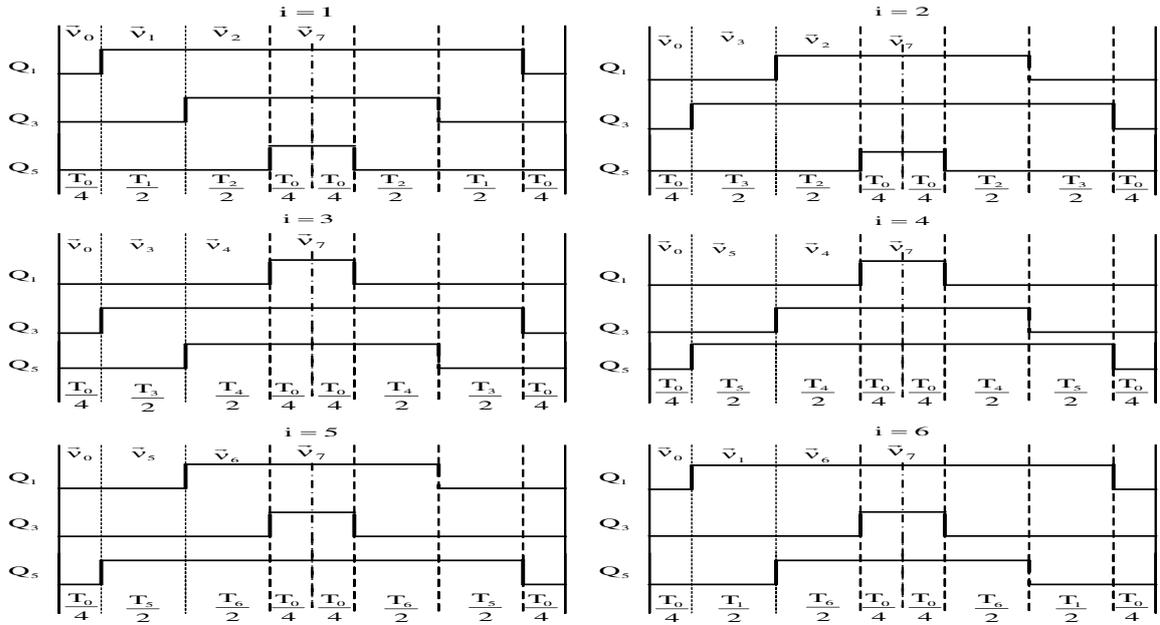


Figure I.11 : Séquences centrées de commande pour les trois interrupteurs Q₁, Q₃, et Q₅ en Modulation de largeur d'impulsion continue.

Tableau I.2 : Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls en fonction du secteur angulaire 1, 2 et 3.

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$T_1 = \frac{\sqrt{6}v_{s\alpha}^* - \sqrt{2}v_{s\beta}^*}{2U_{dc}} T_{com}$	$T_2 = \frac{\sqrt{6}v_{s\alpha}^* + \sqrt{2}v_{s\beta}^*}{2U_{dc}} T_{com}$	$T_3 = \frac{\sqrt{2}v_{s\beta}^*}{U_{dc}} T_{com}$
$T_2 = \frac{\sqrt{2}v_{s\beta}^*}{U_{dc}} T_{com}$	$T_3 = \frac{-\sqrt{6}v_{s\alpha}^* + \sqrt{2}v_{s\beta}^*}{2U_{dc}} T_{com}$	$T_4 = \frac{-\sqrt{6}v_{s\alpha}^* - \sqrt{2}v_{s\beta}^*}{2U_{dc}} T_{com}$
$T_0 = \frac{T_{com} - T_1 - T_2}{4}$	$T_0 = \frac{T_{com} - T_2 - T_3}{4}$	$T_0 = \frac{T_{com} - T_3 - T_4}{4}$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$T_4 = \frac{-\sqrt{6}v_{s\alpha}^* + \sqrt{2}v_{s\beta}^*}{2U_{dc}} T_{com}$	$T_5 = \frac{-\sqrt{6}v_{s\alpha}^* - \sqrt{2}v_{s\beta}^*}{2U_{dc}} T_{com}$	$T_6 = -\frac{\sqrt{2}v_{s\beta}^*}{U_{dc}} T_{com}$
$T_5 = -\frac{\sqrt{2}v_{s\beta}^*}{U_{dc}} T_{com}$	$T_6 = \frac{\sqrt{6}v_{s\alpha}^* - \sqrt{2}v_{s\beta}^*}{2U_{dc}} T_{com}$	$T_1 = \frac{\sqrt{6}v_{s\alpha}^* + \sqrt{2}v_{s\beta}^*}{2U_{dc}} T_{com}$
$T_0 = \frac{T_{com} - T_4 - T_5}{4}$	$T_0 = \frac{T_{com} - T_5 - T_6}{4}$	$T_0 = \frac{T_{com} - T_6 - T_1}{4}$

I.9. CONCLUSION

On a établi dans ce premier chapitre le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park.

La simulation du modèle de la machine asynchrone nous permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu de la non linéarité entre les grandeur flux et couple spécialement lorsque une charge (perturbation) est appliquée.

Dans le but de contrôler les grandeurs de sortie sans interaction entre elles, on a recours à la commande vectorielle par orientation du flux. Cette dernière qui permette d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre I

Modélisation de la MAS et l'onduleur

Introduction générale

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès directe et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées.

Le moteur à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière. C'est pourquoi, de nos jours, on se tourne de plus en plus vers les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs à induction.

Après l'invention du premier moteur asynchrone à cage en 1889 par l'électricien allemand Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski , et après l'évolution technologique, notamment dans le domaine d'électronique de puissance, le moteur asynchrone remplace efficacement le moteur à courant continu dans les applications à vitesses variables.

Plusieurs recherches scientifiques sont destinés à l'étude de la machine asynchrone dans le but d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité, afin d'arriver à identifier ses paramètres, qui permet par la suite la simulation, la commande et le diagnostic de la machine [5].

Objective de mémoire :

Le but de notre travail est d'étudier et évaluer par simulation l'association des performances de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique et les performances de la DTC.

Structure du mémoire : Dans ce contexte le mémoire comporte trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous commencerons par la modélisation du système machine asynchrone-onduleur. Dans la première partie on donnera la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés.

Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur deux niveaux nous présentons la modélisation mathématique de la machine asynchrone pour l'étude de son fonctionnement.

Le deuxième chapitre, donnera les principes de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS, dont la machine est alimentée en tension. Cette technique permet d'avoir un découplage entre le couple et le flux. Les boucles de régulation sont associées avec des régulateurs PI qui joue un rôle important dans l'exécution de cette commande, sera notamment présenté.

Le troisième chapitre, portera sur la théorie de la commande directe du couple (DTC), cette méthode est introduite par Takahashi avec l'utilisation d'un onduleur à deux niveaux.

L'objet d'une étude du contrôle direct du couple DTC qui ne nécessite pas l'utilisation du convertisseur MLI ce qui représente en soi un avantage et ayant pour objectif de contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques en utilisant comme boucle de régulation de vitesse un régulateur PI classique. Cette association sera étudiée et simulée dans ce chapitre. De plus, nous présenterons l'analyse des résultats.

En effet la Enfin, la conclusion générale et les perspectives seront présentées.

Introduction générale

Sommaire

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la MAS et l'onduleur

I. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	3
I.1. INTRODUCTION	3
I.2. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE	3
I.2.1.1. Equation électrique	4
I.2.1.2. Equations magnétiques	5
I.2.1.3. Equation mécanique.....	6
I.3. MODELE DE PARK	6
I.3.1. Choix du référentiel[2-3]	6
I.3.1.1. Référentielle lié au stator	7
I.3.1.2. Référentielle fixé par rapport au rotor	8
I.3.1.2. Référentielle fixé par rapport au champ tournant	8
I.4.ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	9
I.5. REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.	9
I.5.1. Equations mécaniques.....	10
I.5.2. Résultats de simulation.....	10
I.6. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	11
I.6.1. Description de l'onduleur	11
I.6.2. Modèle de l'onduleur de tension.....	11
I.7. ETUDE DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR	13
I.7.1.Types de modulation MLI	13
I.7.1.1. Modulation sinus-triangle	13
I.7.1.2. Modulation Vecteur spatial.....	14
I.7.1.3 Modulation pré calculée :	14
I.7.1.4. Modulation par hystérésis :	14
I.7.1.5 Modulation de largeur d'impulsion vectorielle.....	15
I.8. CONCLUSION	23

Chapitre II : La commande vectorielle par orientation du flux

II.1 INTRODUCTION	24
II.2 LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX	24
II.3. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION FLUX ROTORIQUE	25
II.3.1 commande vectorielle directe	27
II.3.2 Commande vectorielle indirecte	27
II.4 STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	28
II.4.1 Description.....	28
II.4.2. Système d'équations liées au flux rotorique	28
II.4.3 Découplage entré-sortie	29
II.4.3.1 Découplage par compensation	29
II.4.4. Bloc de défluxage	30
II.4.5 Principe de fonctionnement	31
II.4.6 Régulation.....	31
II.4.6.1 Conception des régulateurs.....	31
II.4.6.2 Caractéristiques des régulateurs	31
II.5.4 Calcul des régulateurs.....	32
II.5.4.1 Régulation de courant statorique i_{sd}	32
II.5.4.2 Régulation de courant statorique i_{sq}	33
II.5.4.3.Régulation de la vitesse	34
I.6. RESULTATS DE SIMULATION	35
I.6.1 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge	35
II.6.2 Inversion de sens de rotation et variation du couple de charge	36
II.6.3 Robustesse vis-à-vis des variations résistance rotorique	38
I.7. CONCLUSION	39

Chapitre III : contrôle direct de couple DTC

III.1.INTRODUCTION	40
III.2. PRINCIPES DYNAMIQUES DU CONTROLE DE COUPLE	40
III.3. STRATEGIE DE LA COMMANDE DTC	41
II.4. REGLE DE COMPORTEMENT DES GRANDEURS A CONTROLER (FLUX, COUPLE)	41

II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique	41
III.4.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	43
III.5. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE	47
III.5.1. Sélection du vecteur tension V_s	47
III.5.2. Estimation du flux statorique	47
III.5.3. Elaboration du contrôleur de flux.....	48
III.5.4. Estimation du couple électromagnétique	49
III.5.5. Elaboration du contrôleur de couple	49
III.5.5.1. Le Comparateur à trois niveaux	49
III.5.5.2. Le comparateur à deux niveaux	50
III.5.5.3. Choix du contrôleur de couple	50
III.5.6. Table de vérité et structure du contrôle direct du couple	51
III.5.6.1. Elaboration de la table de vérité	51
III.6. STRUCTURES GENERALES DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE	52
III.7. PRESENTATION ET UTILISATION DU MODULE DE SIMULATION COMMANDE MATLAB/SIMULINK	54
III.7.1. Présentation du logiciel de simulation Matlab/Simulink	54
III.8. AVANTAGE DE LA COMMANDE DTC	55
III.9. INCONVENIENTS DE LA COMMANDE DTC	56
III.10. RESULTATS DE SIMULATION	56
III.10.1 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge :	57
III.10.2. Inversion de sens de rotation et variation du couple de charge :.....	59
III.10.3. Robustesse vis-à-vis des variations résistance statorique.	60
III.11. CONCLUSION	61
Conclusion	
Bibliographie	
Annex	

Remerciement

Mes Remerciement vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant qui

M'a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

*J'adresse tout d'abord ma profonde reconnaissance à mon encadreur **Dr Guergazi** pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de diriger ce travail, et pour ses conseils et encouragements réguliers, qualités scientifiques et humaines ont toujours été une source de motivation.*

*Je remercie aussi tous les enseignants et les responsables du département De génie électrique d'université **Mohammed khider** leur aide et leurs encouragements. Sans oublier mes amis d'étude.*

Je ne saurais oublier d'adresser mes vifs remerciements à toute ma famille pour leur collaboration.

Je tiens enfin à remercier vivement toute les personnes qui ont contribué de près ou de lion a l'aboutissement a de ce travail.

Mansouri fouad

DEDICASE

J'ai le grand plaisir de dédie ce modeste Travail a :

Ma très cher père

Ma très chère mère, l'amour de ma vie et le

Source de douceur que ma encouragé.

Mes frères et mes sœurs qui je leur

Souhaite le bonheur.

Je dédie également aux personnes les

Chères aman cœur :

Toute la famille Mansouri

Tous les amis et groupe machines électriques.

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 : Machines électriques

Réf:.....

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

MASTER

Thème

*Etude et description des principales des la
commandes industrielles
Application à machine asynchrone*

Présenté par :

Mansouri Fouad

Soutenu le : 01 Juin 2016

Devant le jury composé de :

Mr MOUSSI Ammar
Mme GUERGAZI Aicha
Mr GOLEA Amar

Professeur
MCA
Professeur

Président
Encadreur
Examineur

Année universitaire : 2015 / 2016

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 : électrotechnique
Option : Machines électriques

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

MASTER

Thème

*Etude et description des principales des la
commandes industrielles
Application à machine asynchrone*

Présenté par :

Mansouri Fouad

Avis favorable de l'encadreur :

Dr. GUERGAZI Aicha

Avis favorable du Président du Jury

Pr :

Cachet et signature



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique

Option :

Thème :

***Etude et description des principales des la
commandes industrielles
Application à machine asynchrone***

Proposé par : GUERGAZI Aicha

Dirigé par : GUERGAZI Aicha

RESUME

Vu , la simplicité le cout réduit et la absence d'entretien le MAS est le plus utilisé sa gamme d'utilisation s'étant du micromoteur aux moteurs a très grandes puissances les avancées technologiques récentes de l'électronique de puissance et de traitement de signal numérique , on ouverts aux chercheurs les voix de développements des commandes performantes qui répondent aux exigences industrielles .

Les commandes actuellement prépondérantes dans l'industrie sont la commande scalaire , la commande vectorielle à flux orienté FOC et la commande directe de couple DTC , la première est préférée dans la applications à faibles performances tandis que la FOC est la DTC sont très sollicitées quand il s'agit d'exigences plus performances .

cependant, toutes les deux présentent quelques inconvénients dont la sensibilité aux incertitudes intérieurs et extérieurs ce qui laisse les ports ouvertes chercheurs de développer de nouvelle techniques pour le améliorer .

الملخص

ان التقدم الحالي للتكنولوجيات في مجال الالكترونيات و الاستطاعة ومعالجة الاشارات الرقمية فتح السبل للباحثين من

اجل تطوير اساليب التحكم الفائقة التي تستجيب للمتطلبات الصناعية

ان انظمة التحكم الاكثر تواجدا صناعيا حاليا هو نظام التحكم السلمي ونظام التحكم الشعاعي و نظام التحكم المباشر في

العزوم والنظام الاول مرغوب في التطبيقات التي لا تتطلب دقة عالية اما النظامين الاخرين فانهما مطلوبين بشدة عندما يتعلق

الامر بمتطلبات اكثر دقة وجودة في التحكم الا انهما لا يخلوان من العيوب منها الارتياب الداخلي والخارجي مما فتح المجال

للباحثين لتطوير طرق جديدة لتحسينها