

III.1. Introduction

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle FOC (Field oriented contrôle) introduit par Kvacics en 1959 et repris par Blaschke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important. La FOC a permis à la commande de la MAS de connaître une véritable révolution.

Les techniques de la commande vectorielle implantée par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la MAS dans des applications de haute performance où le moteur à courant continu était la seule satisfaisant pour ce type d'application. Donc, l'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu.

Cette méthode base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques de flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée aussi par PI [18].

Dans le présent chapitre consacré à cette étude, nous traiterons la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté d'une MAS alimentée en tension par un onduleur de tension.

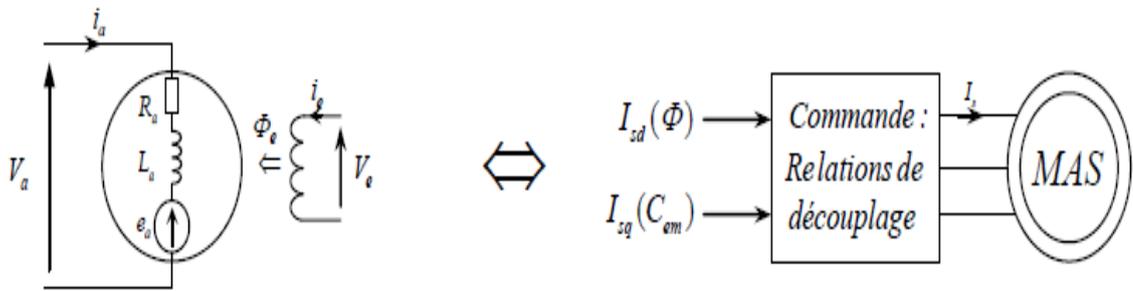
III.2. Commande vectorielle par orientation du flux

L'objectif de ce type de contrôle est d'obtenir un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur flux et la grandeur courant générateur de couple. Il s'agit donc de retrouver la quadrature entre, le flux et le couple naturellement découplés pour une machine à courant continu ; courant d'excitation production de flux, et courant d'induit production du couple.

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. 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.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure (Figure III-1) illustre l'équivalence entre l'expression

du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction. [19]



Le flux et le couple sont contrôlés séparément par I_e et I_a

$$C_e = K\varphi_{\text{ext}}I_a$$

En permanence I_{sd} contrôle φ et I_{sq} contrôle C_e

$$C_e = K\varphi(I_{sd})I_{sq}$$

Figure III.1: Equivalence entre MAS et MCC à excitation séparée

III.3. Choix de type orientations de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir

Le flux rotorique, $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_{rd} = \varphi_r$

Le flux statorique ou $\varphi_{sq} = 0$ et $\varphi_{sd} = \varphi_s$

Le flux magnétisant. $\varphi_{rg} = 0$ et $\varphi_g = \varphi_{rg}$

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix, dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique, ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant [17].

III.4. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe d-q et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [20].

L'expression du couple électromagnétique de la M.AS est donnée par :

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III. 1})$$

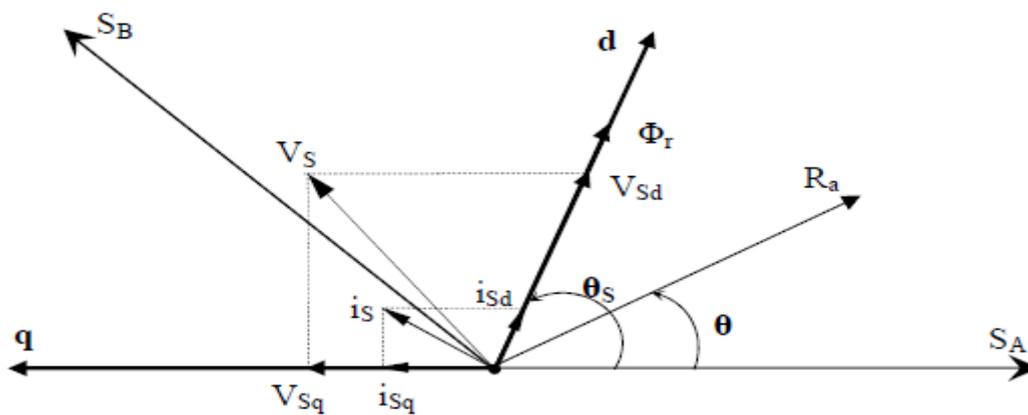


Figure III.2: Illustration de l'orientation du flux rotorique

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

Le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} (\varphi_r I_{sq}) \quad (\text{III. 3})$$

On pose la constante K_1 comme suit :

$$K_1 = P \frac{M_{sr}}{L_r} \quad (\text{III. 4})$$

L'équation de couple sera :

$$C_{em} = K_1(\varphi_r \cdot I_{sq}) \quad (\text{III. 5})$$

On a les équations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r = L_r I_{rd} + M_{sr} \cdot I_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III. 6})$$

A partir de ces équations, on déduit l'équation du flux rotorique :

$$\varphi_r = -T_r \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + M_{sr} \cdot I_{sd} \quad (\text{III. 7})$$

Après l'application de la transformée de Laplace on trouve :

$$\varphi_r = \frac{M_{sr}}{1 + T_r \cdot S} I_{sd} \quad (\text{III. 8})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

L'équation de couple signifie que le modèle de la MAS est dans le repère synchrone à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante du courant directe I_{sd} moyennement d'un premier ordre avec la constante de temps T_r

On a les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{rq} = 0 = R_r I_{rd} + \omega_r \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} = 0 = L_r I_{rq} + M_{sr} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

A partir de ces équations, on déduit l'équation de la pulsation de glissement

$$\omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \varphi_d} I_{sq} \quad (\text{III. 10})$$

L'équation (III-10) signifie que si le flux est établi à sa valeur de référence, éventuellement par un contrôle linéaire, la pulsation de glissements ω_r , devient proportionnelle à la composante I_{sq} , qui est naturellement une composante image du couple donnée par son équation.

D'après les équations de flux et l'équation de couple, nous pouvons contrôler indépendamment le flux ϕ_r et le couple C_{em} en agissant respectivement sur les composantes I_{sd} et I_{sq} du courant statorique

III.5. Différentes méthodes de la commande vectorielle à flux orienté

Le contrôle d'une machine asynchrone nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct «d» tournant à la Vitesse de synchronisme (champ tournant), pour y parvenir, deux méthodes sont Envisageables [21].

III.5.1. Méthode de contrôle indirecte du flux (Méthode de K. Hasse)

- Le flux n'est ni mesuré ni reconstruit (estimé), il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation et le découplage sont évalués à partir des grandeurs de référence et des équations du modèle de la machine [21].
- La position du flux est obtenue par calcul en utilisant l'expression suivant :

$$\theta_s = \int (\omega + \omega_r^*) dt \quad \text{Avec} \quad \omega_r^* = \frac{M_{sr}}{T_r \phi_d^*} I_{sq}^*$$

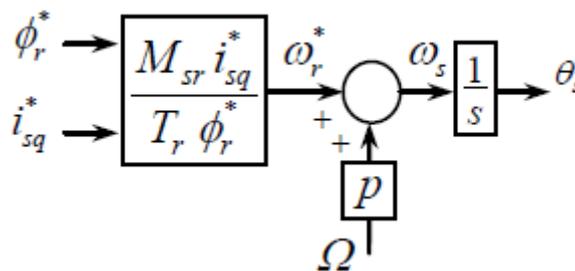


Figure III.3: Estimation de la position du flux rotorique

III.5.2. Méthode de contrôle directe du flux : (Méthode de F. Blaschke)

Le flux est régulé par contre réaction, il doit être mesuré (rarement) ou estimé, et la position du flux à orienter est évaluée à partir des deux composantes du flux mesurées ou estimées [21].

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad , \quad \theta_s = \tan^{-1}(\phi_{r\alpha}/\phi_{r\alpha})$$

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différents:

- La non fiabilité de la mesure du flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Pression médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs + filtre)

III.6. Bloc de défluxage

Le régime de défluxage permet de dépasser la vitesse nominale de la machine. On appelle aussi régime de survitesse [22].

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. Ce bloc permet, 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.

$$\text{-sous vitesse} \quad \Rightarrow \varphi_r = \varphi_{rn} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \leq \Omega_n$$

$$\text{-sur vitesse} \quad \Rightarrow \varphi_r = \frac{\Omega_n \varphi_{rn}}{|\Omega|} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \geq \Omega_n$$

Avec :

φ_{rn} : Flux rotorique nominale.

Ω_n : Vitesse de rotation nominale.

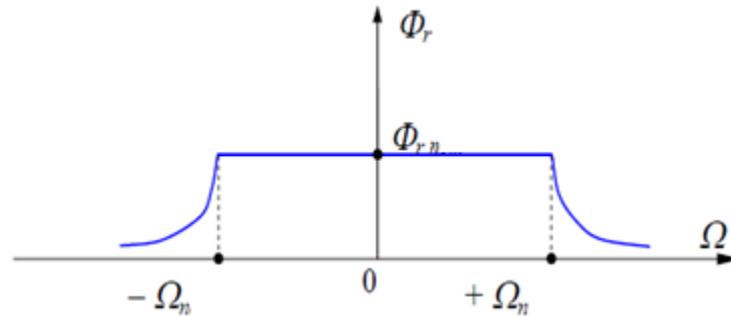


Figure III.4: Bloc de défluxage

III.7. Découplage

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant.

III.7.1. Découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de Commande v_{sd}^r et v_{sq}^r tel que v_{sd}^r agit sur i_{sd} et v_{sq}^r sur i_{sq} .

Pour une MAS alimentée en tension, les équations dynamiques du stator ne peuvent plus être négligées dans la représentation d'état.

Le problème de la commande est donc devenu plus compliqué, car on ne doit pas seulement considérer les dynamiques du rotor mais aussi celles du stator [17].

Le modèle de la machine dans le repère lié au champ tournant ($\omega_s = \omega + \omega_r$)

$$V_{sd} = \sigma L_s \dot{i}_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \varphi_{rd} - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega \varphi_{rq} \quad (\text{III. 11})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \dot{i}_{sq} + \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega \varphi_{rd} - \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \varphi_{rq} \quad (\text{III. 12})$$

$$0 = -R_r \frac{M_{sr}}{L_r} \dot{i}_{sd} + \dot{\varphi}_{rd} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \quad (\text{III. 13})$$

$$0 = -R_r \frac{M_{sr}}{L_r} i_{sq} + \dot{\varphi}_{rq} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \quad (\text{III. 14})$$

On peut écrire les équations de tension statoriques après l'application de la transformation de la place et la vérification la condition $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_{rd} = \varphi_r$ sous la forme suivant :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= (\sigma L_s s + R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} R_r \varphi_r \\ V_{sq} &= \left(\sigma L_s s + R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega \varphi_r \end{aligned}$$

Ces équations peuvent être exploitées telles quelles, mais elles ont un gros inconvénient ' V_{sd}' influe à la fois sur ' i_{sd}' et ' i_{sq}' donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour la tension ' V_{sq}' , Il existe donc un couplage entre ' V_{sd}' et ' V_{sq}' pour l'action sur ' i_{sd}' et ' i_{sq}' .

Donc on peut écrire l'équation de tensions statorique comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = v_{sd}^r + e_d^c \\ V_{sq} = v_{sq}^r + e_q^c \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_{sd}^r = V_{sd} - e_d^c \\ v_{sq}^r = V_{sq} - e_q^c \end{cases}$$

Avec la tension de réglage sont :

$$\begin{cases} v_{sd}^r = \left(\sigma L_s s + R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \\ v_{sq}^r = \left(\sigma L_s s + R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{sq} \end{cases}$$

Et les f.é.m. de perturbation (de couplage) sont :

$$\begin{cases} e_d^c = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} R_r \varphi_r \\ e_q^c = +\omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega \varphi_r \end{cases}$$

Ce dernier système peut être représenté sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \left(\sigma L_s s + R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) & 1 \\ 0 & \left(\sigma L_s s + R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^r \\ v_{sq}^r \end{bmatrix} \quad (\text{III. 15})$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons reconstruction donnée par la figure suivant :

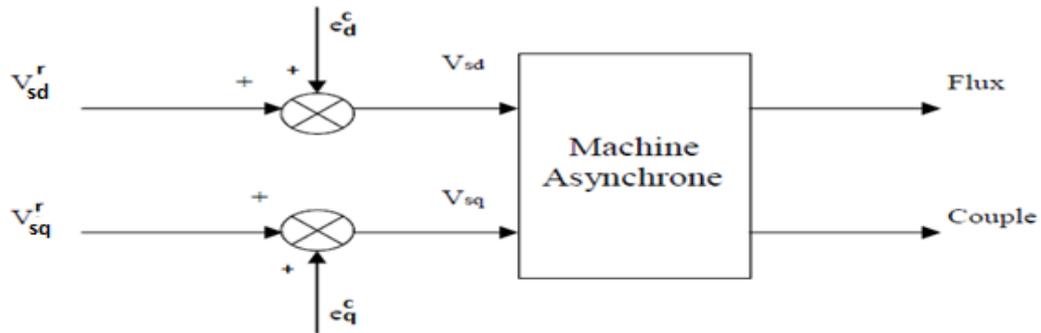


Figure III.5: Représentation du découplage

III.8. Estimateur du φ_r et θ_s et du C_e

III.8.1. Estimateur à partir de $I_{s\alpha\beta}$ et $V_{s\alpha\beta}$

Les équations de l'estimateur sont : [4].

Equations de tensions dans le repère de Concordia :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + d \frac{\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + d \frac{\varphi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III. 16)$$

Equations de flux rotoriques :

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = L_r/M_{sr}(\varphi_{s\alpha} - \sigma L_s I_{s\alpha}) \\ \varphi_{r\beta} = L_r/M_{sr}(\varphi_{s\beta} - \sigma L_s I_{s\beta}) \end{cases} \quad (III. 17)$$

Le module du flux rotorique et sa position se calculent par :

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad , \quad \theta_s = \tan^{-1}(\varphi_{r\beta}/\varphi_{r\alpha}) \quad (III. 18)$$

Le couple se calcule par :

$$C_{em} = \frac{PM_{sr}}{L_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) \tag{III. 19}$$

III.8.2. Estimateur à partir de $I_{s\alpha\beta}$ et ω

Les équations de tensions rotoriques dans le repère de Concordia sont : [4].

$$\begin{cases} 0 = -R_r \frac{M_{sr}}{L_r} i_{s\alpha} + \dot{\varphi}_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} + \omega \varphi_{r\beta} \\ 0 = -R_r \frac{M_{sr}}{L_r} i_{s\beta} + \dot{\varphi}_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \varphi_{r\alpha} = \frac{1}{\frac{R_r}{L_r} + s} (R_r \frac{M_{sr}}{L_r} i_{s\alpha} - \omega \varphi_{r\beta}) \\ \varphi_{r\beta} = \frac{1}{\frac{R_r}{L_r} + s} (R_r \frac{M_{sr}}{L_r} i_{s\alpha} + \omega \varphi_{r\beta}) \end{cases} \tag{III. 20}$$

Le module du flux rotorique et sa position se calculent par :

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2}, \quad \theta_s = \tan^{-1}(\varphi_{r\alpha}/\varphi_{r\beta}) \tag{III. 21}$$

Le couple se calcule par :

$$C_{em} = \frac{PM_{sr}}{L_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) \tag{III. 22}$$

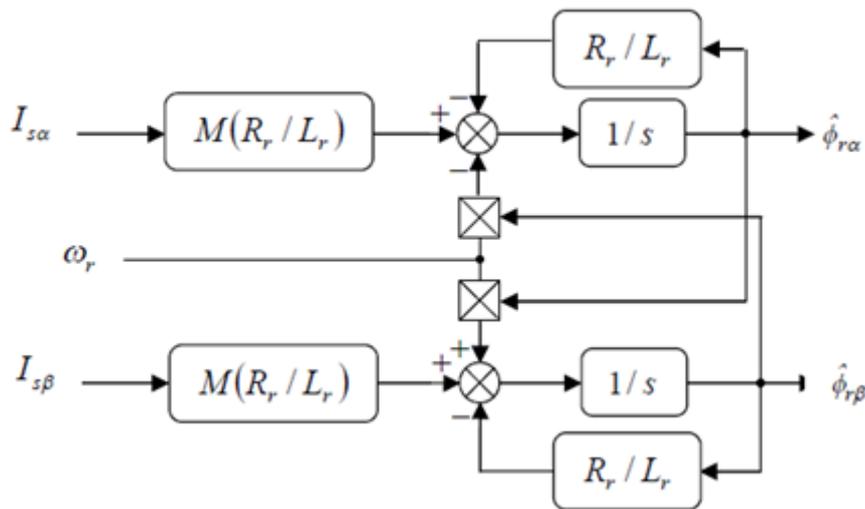


Figure III.6: Schéma de l'estimateur de flux en boucle

III.9. Schéma de principe de la Commande vectorielle indirecte d'une MAS

Le principe de cette commande consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais tout simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de références.

Pour mieux découpler les deux axes de commande 'd' et 'q', un contrôle des courants dans le repère de Park avec découplage par compensation est peut être employé Figure (III-7).

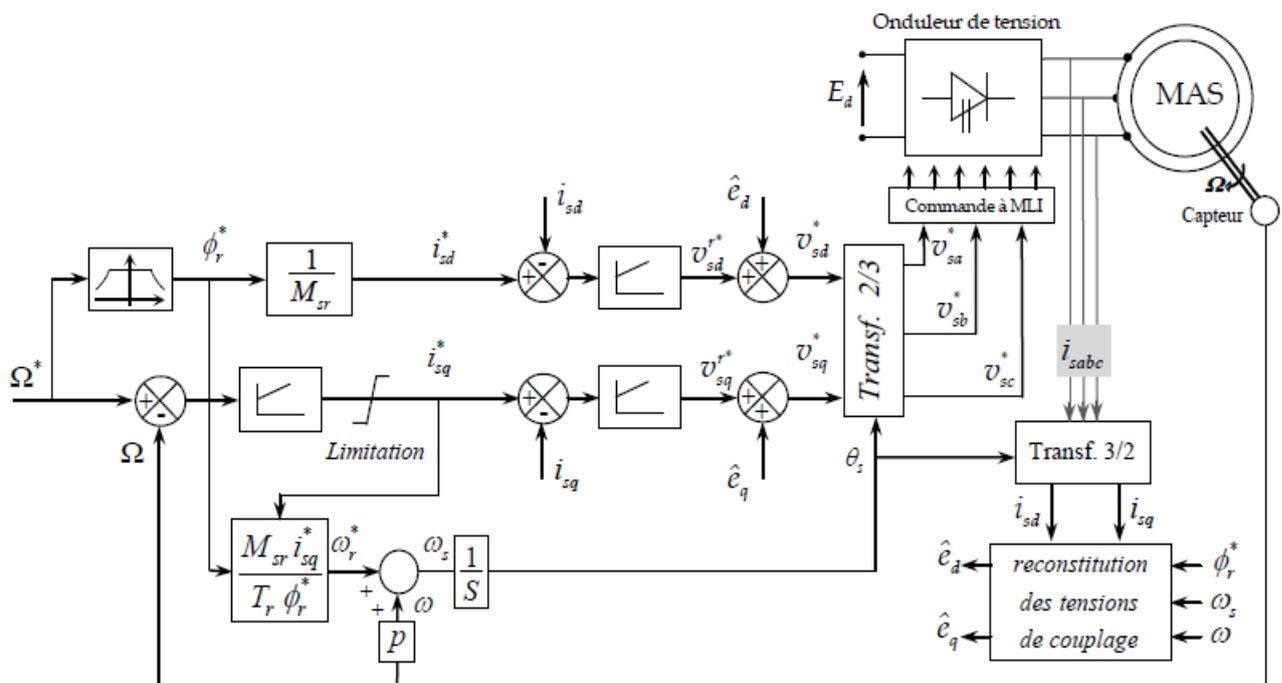


Figure III.7: Schéma de principe de la Commande vectorielle indirecte d'une MAS

III.10. Conception des régulateurs

Soit $Y(t)^*$ le signal de référence et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

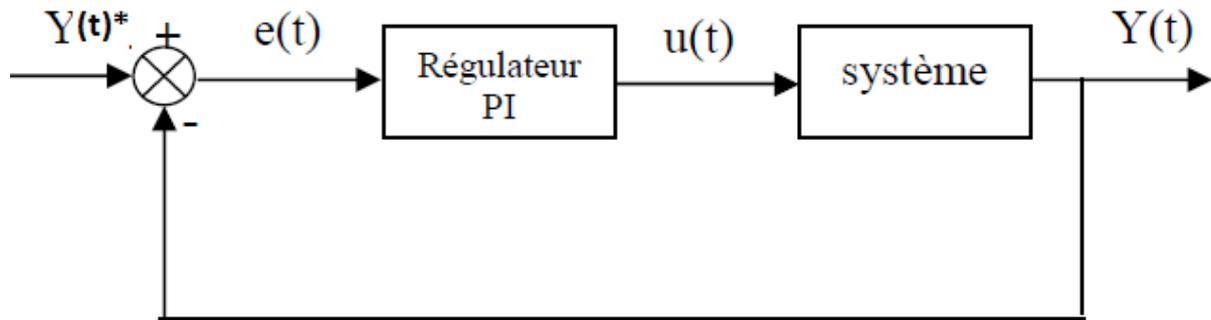


Figure III.8: Représentation générale de la régulation par (PI)

On peut représenter la loi de commande comme suit :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (\text{III. 23})$$

III.10.1. Caractéristiques des régulateurs

➤ 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.

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [23].

➤ b- précision

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

➤ c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations. [23].

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus

III.10.2. Dimensionnement des régulateurs

Pour le dimensionnement des régulateurs, on considère le cas général de la commande indirecte à flux rotorique orienté avec contrôle des courants de Park et découplage par compensation d'une machine alimentée en tension dont la structure générale est donnée par la figure (III-7) .

Le schéma de réglage en cascade de la vitesse de rotation Ω par un PI-P et du courant I_{sd} par un PI est présenté par la figure (III-9).

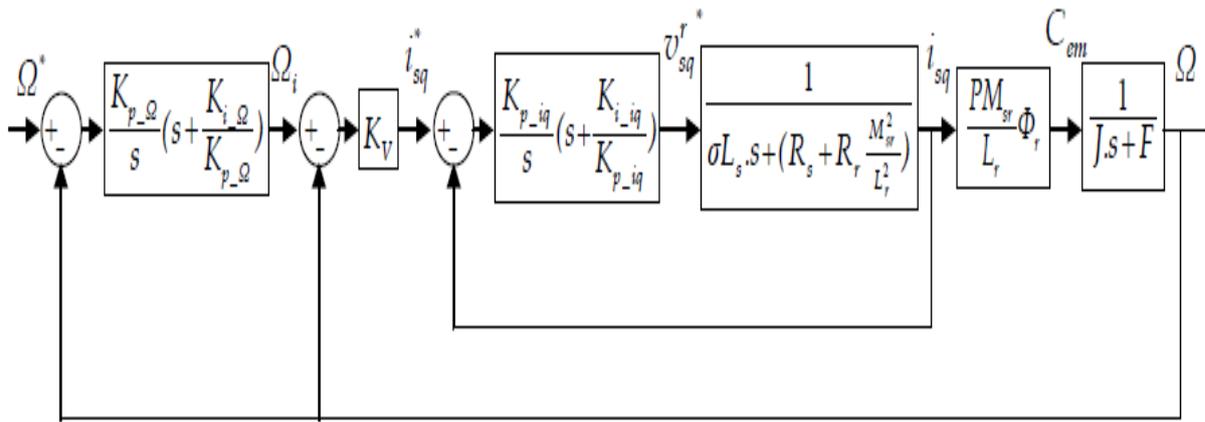


Figure III.9: Schéma blocs de réglage en cascade de Ω et de I_{sd}

III.10.2.1. Réglage du courant I_{sd} :

D'après les équations de la machine associées au découplage par compensation, le schéma fonctionnel du contrôle du courant I_{sd} est représenté par la figure (III-10).

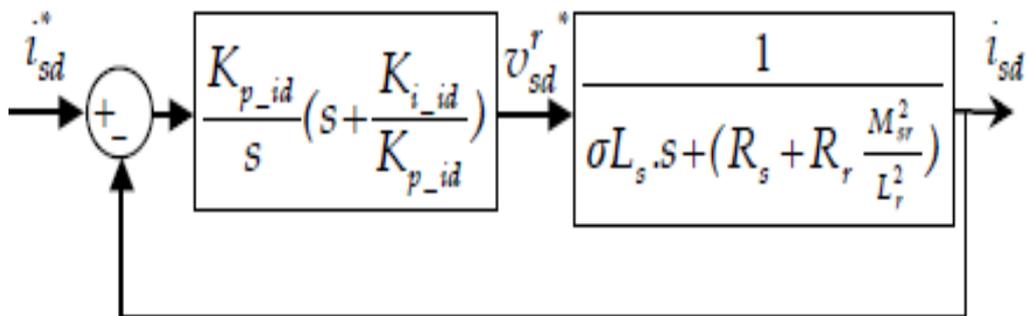


Figure III.10: Schéma blocs de réglage de I_{sd}

Avec:

$$A(s) = \frac{i_{sd}}{v_{sd}^r} = \frac{1}{\left(\sigma L_s s + R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}\right)} = \frac{b}{s + a} \tag{III. 24}$$

$$a = \frac{(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2})}{\sigma L_s} \quad \text{et} \quad b = \frac{1}{\sigma L_s} \tag{III. 25}$$

On peut utiliser un régulateur PI dimensionné par compensation ou un régulateur IP dimensionné par imposition de pôles.

Si un régulateur PI est utilisé, par compensation on a :

$$\frac{K_{i_id}}{K_{p_id}} = a \quad (\text{III. 26})$$

La Fonction de Transfert (F.T.) en Boucle Fermée (B.F.) devient :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{K_{p_id} \cdot b}{S + K_{p_id} \cdot b} \quad (\text{III. 27})$$

C'est une F.T. de 1^{er} ordre de constante de temps : $\tau_{id_BF} = 1/K_{p_id} \cdot b$ et de temps de réponse

$$t_{rid_BF} \approx 3\tau_{id_BF} = 3/K_{p_id} \cdot b$$

On impose un temps de réponse généralement par rapport à celui du courant en boucle ouverte

$$t_{rid_BO} \approx 3\tau_{id_BO} = 3/a \quad \Rightarrow \quad t_{rid_BF} = t_{rid_BO}/h$$

Avec : $h > 1$

Donc : $K_{p_id} = 3/(t_{rid_BF} \cdot b)$ et $K_{i_id} = aK_{p_id}$

Remarque : La dynamique du réglage du courant i_{sd} doit être plus rapide que celle de i_{sq}

III.10.2.2. Réglage du courant I_{sq}

De la même manière que le réglage du courant I_{sd} , on impose :

$$t_{riq_BF} = t_{riq_BO}/h$$

Et on détermine :

$$K_{p_iq} = 3/(t_{riq_BF} \cdot b) \text{ et } K_{i_iq} = aK_{p_iq}$$

III.10.2.3. Réglage de la vitesse de rotation Ω

Le schéma de réglage de la vitesse est représenté par la figure (III-11).

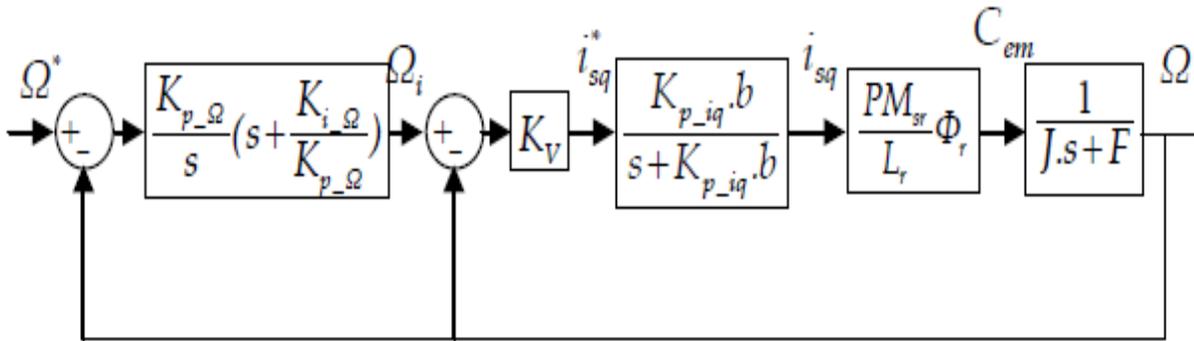


Figure III.11: Schéma blocs de réglage de Ω

A cause de l'existence du pôle lent (F/J) proche de l'axe imaginaire (comportement proche d'un intégrateur), il faut mieux utiliser un régulateur PI-P.

La boucle de réglage interne permet de changer la disposition des pôles en imposant un coefficient d'amortissement $\xi_V = 1$ (pour avoir deux pôles réels égaux).

La F.T. en B.F. de la boucle de réglage interne est :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{(K_V K_{p-iq} \cdot b \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r) / L_r \cdot J}{S^2 + (K_{p-iq} \cdot b + \frac{F}{J}) S + \frac{(K_{p-iq} \cdot b \cdot F)}{J} + \frac{(K_V K_{p-iq} \cdot b \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r)}{L_r \cdot J}} \tag{III. 28}$$

Par identification avec un 2^{ème} ordre, on trouve :

$$2\xi_V \omega_{nV} = K_{p-iq} \cdot b + \frac{F}{J} \quad \text{et} \quad \omega_{nV}^2 = \frac{(K_{p-iq} \cdot b \cdot F)}{J} + \frac{(K_V K_{p-iq} \cdot b \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r)}{L_r \cdot J} \tag{III. 29}$$

On impose : $\xi_V = 1 \Rightarrow \omega_{nV} = \frac{1}{2} (K_{p-iq} \cdot b + \frac{F}{J})$

On détermine : $K_V = (\omega_{nV}^2 - \frac{K_{p-iq} \cdot b \cdot F}{J}) \frac{L_r \cdot J}{K_V K_{p-iq} \cdot b \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r}$

La F.T. en B.F. de la boucle interne peut s'écrire comme suivant :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{(K_V K_{p-iq} \cdot b \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r) / L_r \cdot J}{S + \omega_{nV}} \tag{III. 30}$$

Le schéma de réglage devient :

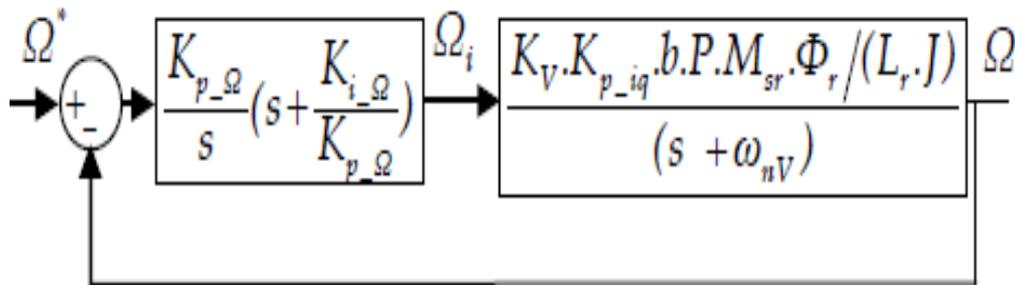


Figure III.12: Schéma blocs de réglage de Ω

Par compensation du zéro introduit par le régulateur avec un des deux pôles du système, on a

$$\frac{K_{i_\Omega}}{K_{p_\Omega}} = \omega_{nV} \tag{III. 31}$$

La F.T. en B.F. devient :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K_{p_\Omega} (K_V K_{p_{iq}} \cdot b \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r) / L_r \cdot J}{S^2 + \omega_{nV} S + K_{p_\Omega} (K_V K_{p_{iq}} \cdot b \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r) / L_r \cdot J} \tag{III. 32}$$

Par identification avec un 2^{ème} ordre, on trouve :

$$2\xi_\Omega \omega_{n\Omega} = \omega_{nV} \quad \text{et} \quad \omega_{n\Omega}^2 = K_{p_\Omega} (K_V K_{p_{iq}} \cdot b \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r) / L_r \cdot J \tag{III. 33}$$

Imposant $\xi_\Omega = ?$

Puis on calcule :

$$\omega_{n\Omega} = \frac{\omega_{nV}}{2\xi_\Omega} \Rightarrow K_{p_\Omega} = \omega_{n\Omega}^2 / (K_V K_{p_{iq}} \cdot b \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r) / L_r \cdot J$$

$$\text{Et} \quad K_{i_\Omega} = \omega_{nV} \cdot K_{p_\Omega}$$

III.11. Résultats de simulation et interprétations

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivant :

- Démarrage à vide avec variation du couple de charge.

- Inversion du sens de rotation de la vitesse.

III.11.1. Démarrage à vide avec variation du couple de charge

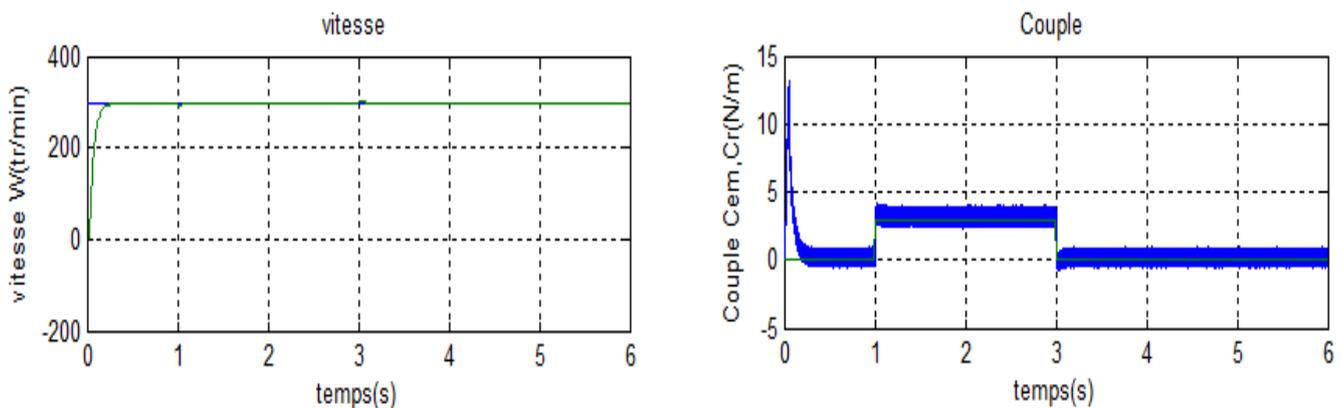
Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 300 rad/sec, puis la réponse à un échelon de couple $C_r = 3 \text{ Nm}$ appliqué à l'instant $t = 2 \text{ sec}$ et à l'instant $t = 5 \text{ sec}$ $C_r = 0 \text{ Nm}$.

Les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en tension sont illustrés par la figure (III-13), le système est soumis au test de suivi de la consigne à la variation de la charge.

Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal auprès du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près.

Et pour le cas de l'association MAS- onduleur, on remarque la présence des ondulations sur la réponse du couple et celle du courant. Ces Ondulations dépendent du choix de la fréquence de découpage de la MLI.

Résultat de simulation



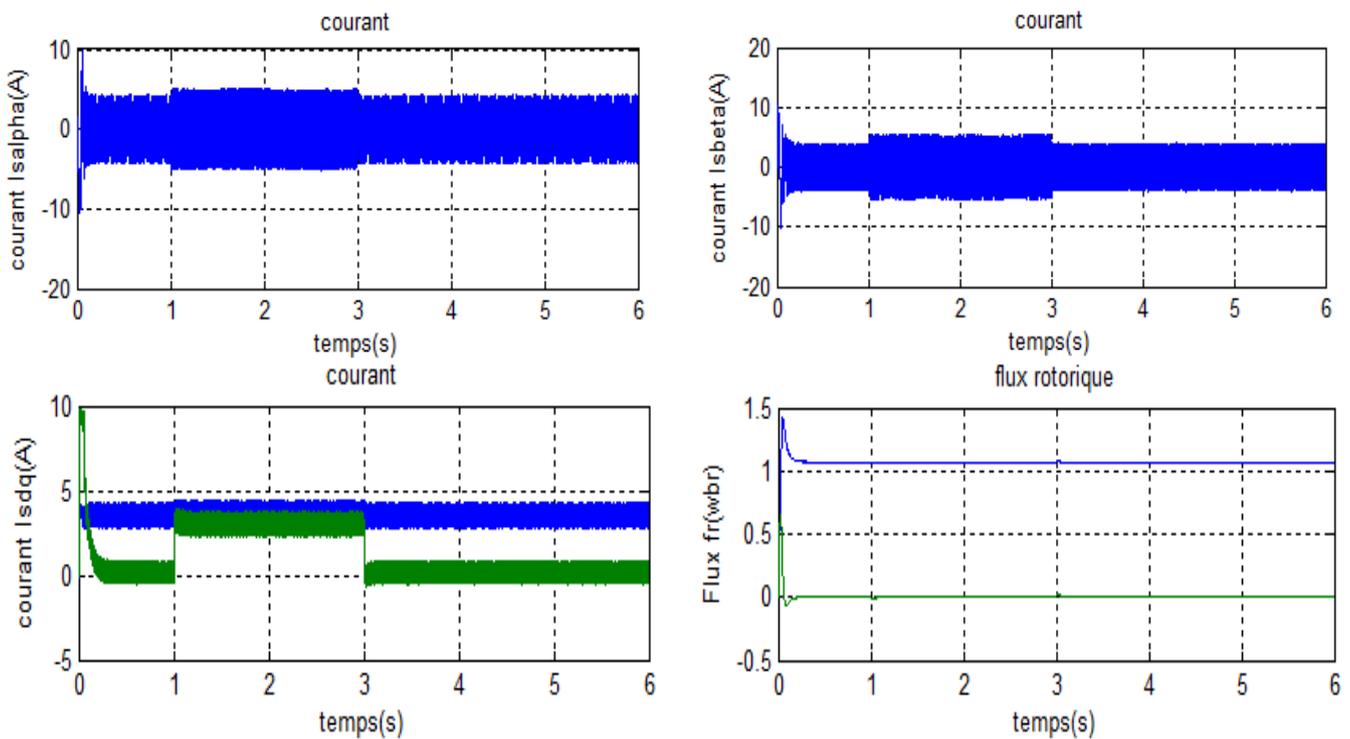


Figure III.13: Test de démarrage à vide avec variation du couple de charge

III.11.2. Inversion du sens de rotation de la vitesse

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse de $+300$ rad/sec à -300 rad/sec à partir de $t=1$ sec et à $t=2$ sec autre changement de consigne de -300 rad/s à $+30$ rad/s avec application d'un couple résistant $Cr = 3$ N.m à l'instant $t=0.5$ sec et $Cr = 0$ à l'instant $t=5$ sec.

Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure (III-14).

Nous remarquons d'après les réponses montrées que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI et PIP est assez rigoureuse

Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux.

On constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et du sens de rotation.

III.12. Résultat de simulation

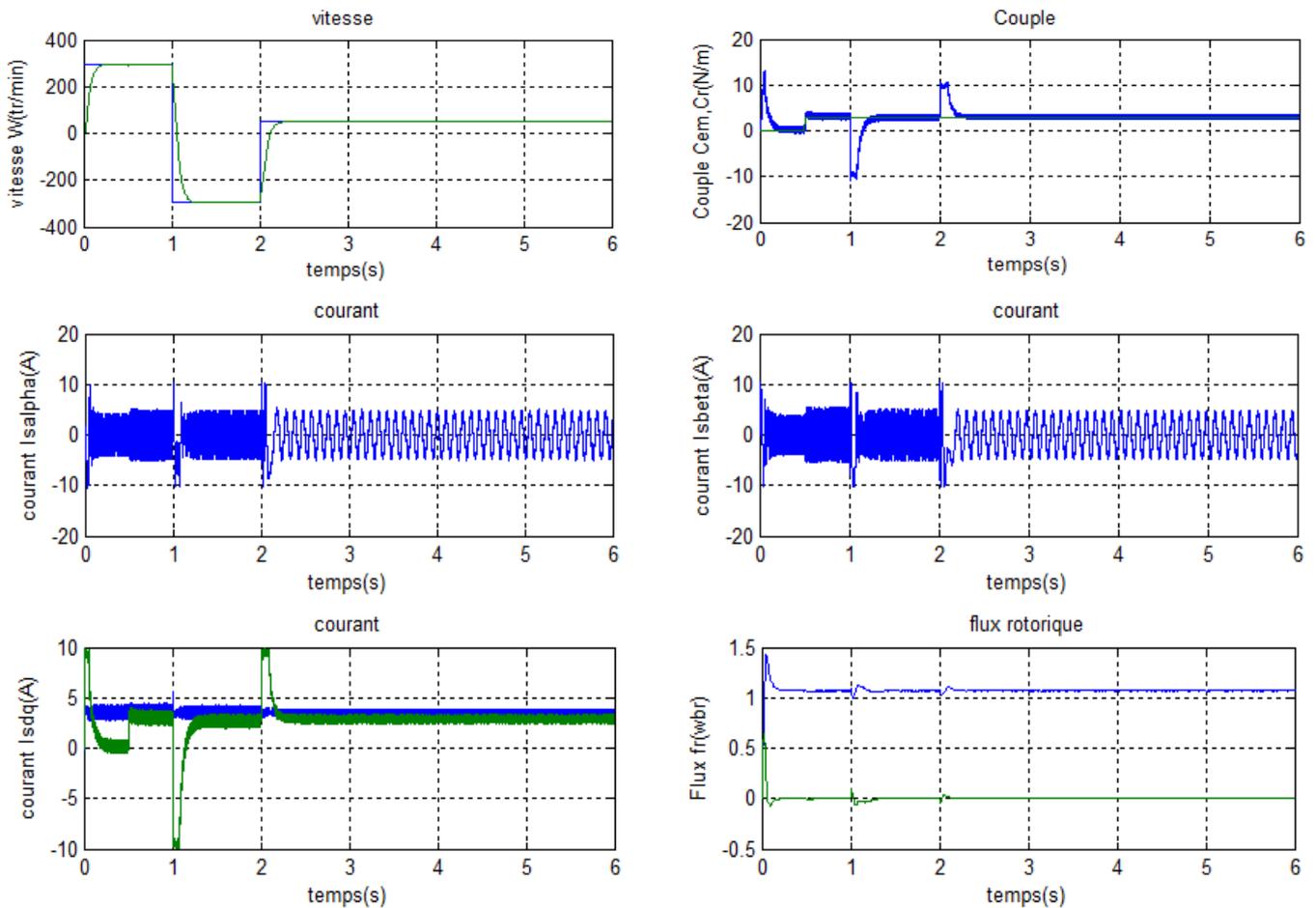


Figure III.14: Test de variation du sens de rotation et du couple de charge.

III.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Les résultats de simulation que nous avons présentés sont ceux de la commande vectorielle indirecte. Avec les paramètres nominaux de la machine sont satisfaisants. Ils se traduisent par un bon suivi des consignes et un découplage parfait entre le flux rotorique et le couple.

L'élaboration de cette commande nécessite de connaître la vitesse et le flux. Donc, pour palier aux problèmes d'utilisation du capteur, Nous passons alors à chercher des techniques d'observation ou d'estimation de vitesse qui peuvent diminuer le coût de la commande, ce qui fait l'objet du chapitre suivant.