

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

1^{er} Année Master CMT+CE

Chapitre 4: Commande vectorielle d'une machine asynchrone

IV.1 Introduction

Les techniques de commandes scalaires basées sur le contrôle du module du vecteur flux dans la machine ont été largement exploitées en industrie. Toutefois, ces approches sont connues par leurs performances limitées en régimes transitoires.

D'un autre côté, comme le modèle de la machine asynchrone est un système multivariable, un contrôle performant de la vitesse ou de la position de cette machine et donc de son couple, demande le contrôle simultané de plusieurs variables visant à réaliser artificiellement un découplage entre le flux et le couple. Parmi les différentes approches développées en vue de réaliser ce découplage, on peut citer la technique de contrôle vectoriel qui a été proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972. Cette commande permet via un contrôle des grandeurs en amplitude et en phase d'assimiler le comportement de la machine à courant alternatif à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le réglage du couple et celui du flux est assuré.

IV.2 Principe générale de la commande vectorielle d'une machine asynchrone

Le principe de la commande vectorielle est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, figure (IV.1). Il s'agit de réaliser le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine asynchrone. Cette commande est réalisée en utilisant un modèle de la MAS lié au champ tournant. L'avantage d'utiliser ce repère est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent.

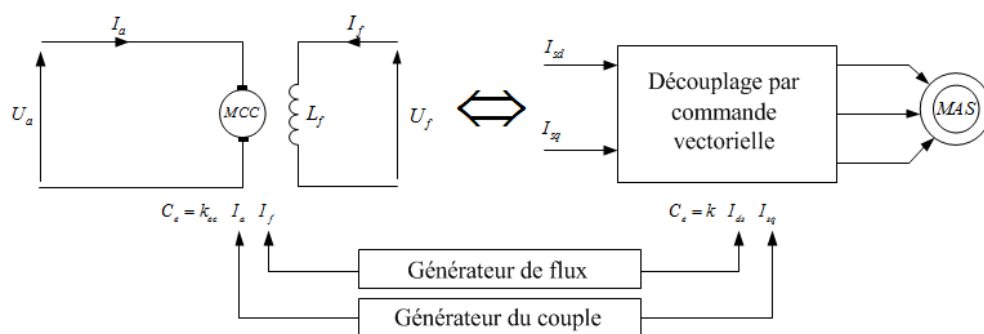


Figure (IV.1): Analogie entre la MAS et la machine à courant continu

Pour accomplir cet objectif on rend l'expression du couple de la MAS dans le repère (dq) identique à celle d'une MCC à excitation séparée, alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC à excitation séparée.

IV.3 Différentes variantes de commande vectorielle

Nombreuses variantes de la commande vectorielle ont été présentées dans la littérature technique que l'on peut classer de la façon suivante:

IV.3.1 Type d'alimentation et son commande

- Commande en tension (MAS alimentée par un onduleur MLI de tension contrôlé par MLI triangulo-sinusoïdale) ;
- Commande en courant (MAS alimentée par un onduleur MLI de courant ou de tension contrôlé par MLI à hystérésis).

IV.3.2 Détection de la position du flux (Méthodes de calcul de θ_s)

- **Détection directe** nécessite la mesure directe du flux par des capteurs de flux dans l'entrefer puis calculer les composantes $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ afin d'en déduire $\theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right)$, ou par l'estimation (observation) des deux composantes $\hat{\phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\phi}_{r\beta}$ ce qui donne $\hat{\theta}_s = \arctg\left(\frac{\hat{\phi}_{r\beta}}{\hat{\phi}_{r\alpha}}\right)$;
- **Détection indirecte** nécessite le contrôle de la pulsation rotorique ω_r et l'utilisation de la loi d'autopilotage afin de calculer la pulsation statorique par $\omega_s = \omega_r + \omega \Rightarrow \theta_s = \theta_r + \theta$.

Avec θ est l'angle électrique entre le stator et le rotor; il est mesuré par un capteur de vitesse ou de position (codeur incrémental).

IV.3.3 Orientation du flux (découplage du flux)

- Orientation du flux rotorique : découplage par orientation du flux rotorique;
- Orientation du flux statorique : découplage par orientation du flux statorique;
- Orientation du flux d'entrefer : découplage par orientation du flux d'entrefer.

A base de ces critères, les différentes variantes de la commande vectorielle les plus utilisent sont:

IV.3.4 Commande vectorielle directe

La commande vectorielle directe signifie que la détermination de θ_s est obtenue directement par la mesure du flux par des capteurs de flux placés dans l'entrefer puis on calcule les composantes $\phi_{r\alpha}$

et $\phi_{r\beta}$ ($\theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right)$), ou par l'estimation (observation) des deux composantes $\hat{\phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\phi}_{r\beta}$ ($\theta_s = \arctg\left(\frac{\hat{\phi}_{r\beta}}{\hat{\phi}_{r\alpha}}\right)$);

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\hat{\phi}_{r\beta}}{\hat{\phi}_{r\alpha}}\right);$$

Les variantes les plus utilisées de la commande vectorielle directe sont résumées dans l'organigramme suivant:

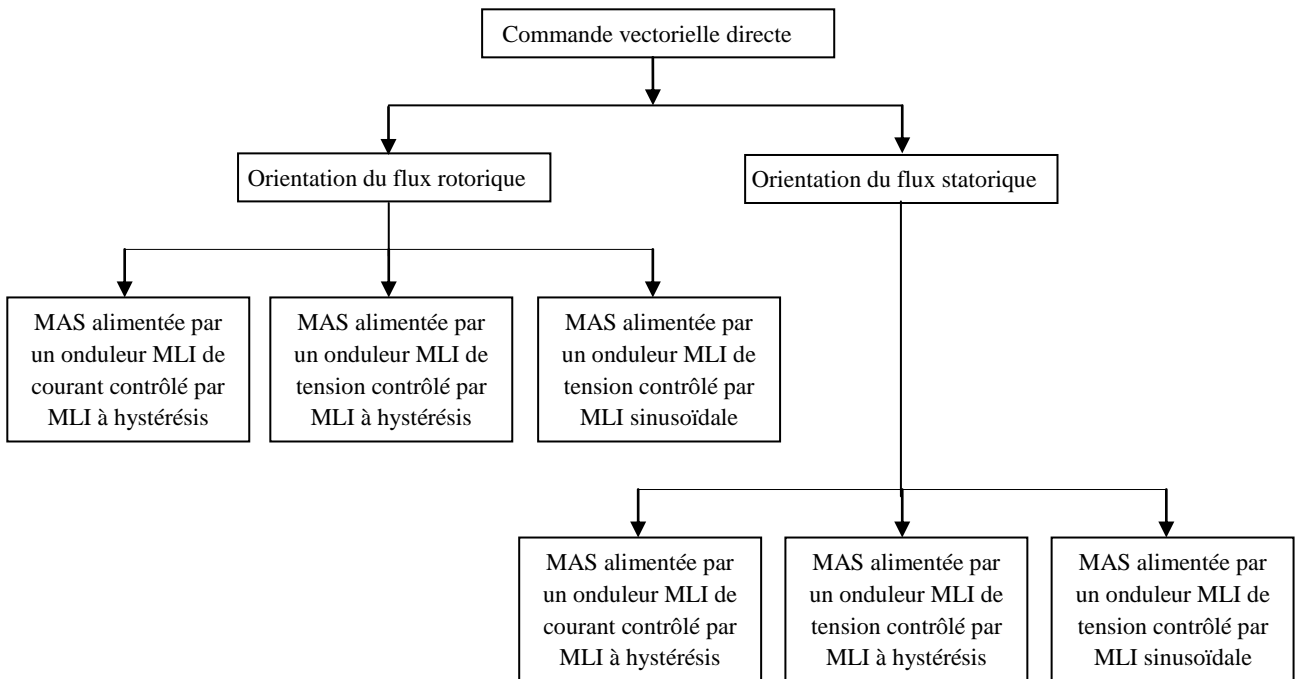


Figure (IV.2):Organigramme de différentes variantes de la commande vectorielle directe

IV.3.5 Commande vectorielle indirecte

La commande vectorielle indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement (la pulsation rotorique ω_r) à partir du contrôle du couple et l'utilisation de la loi d'autopilotage $\omega_s = \omega_{rref} + \omega \Rightarrow \theta_s = \theta_r + \theta$.

Les différentes variantes de la commande vectorielle indirecte sont résumées dans l'organigramme de la figure suivante:

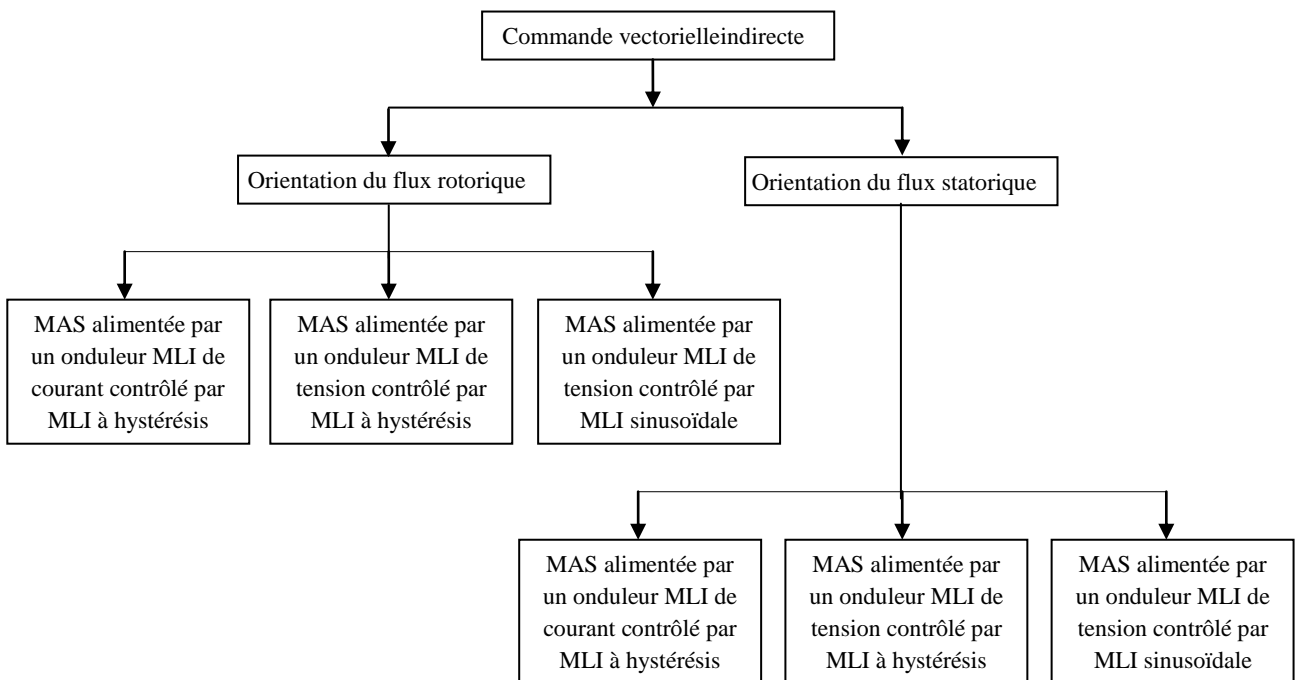


Figure (IV.3):Organigramme de différentes variantes de la commande vectorielle indirecte

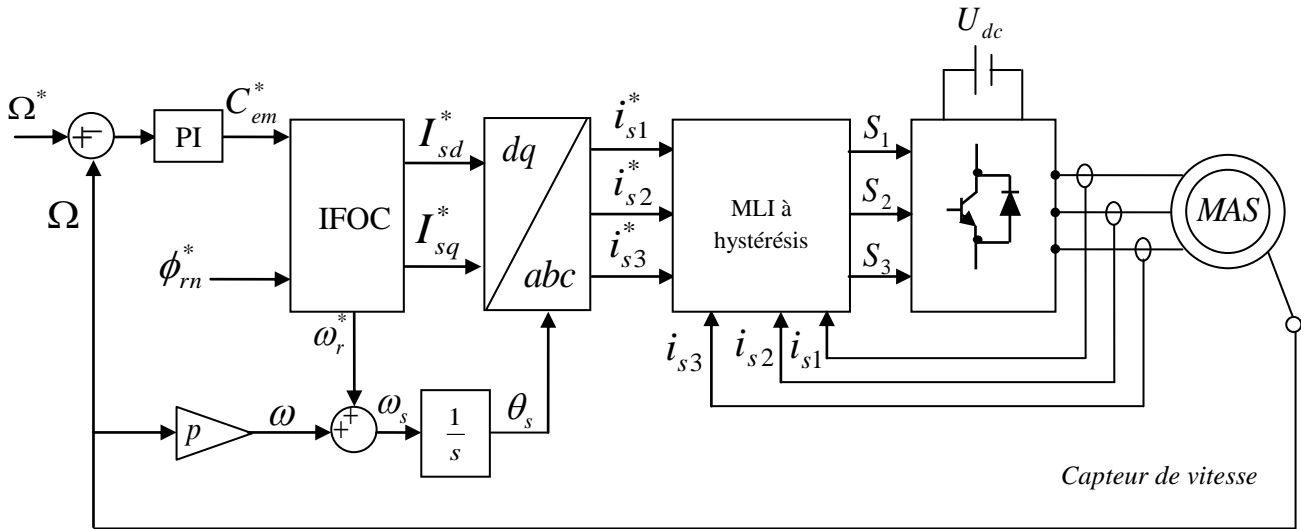


Figure (IV.4):Schéma de la commande vectorielle indirecte en courant par orientation du flux rotorique d'une MAS.

Le circuit de commande de ce schéma comporte trois parties essentielles, la régulation de la vitesse, la loi de commande vectorielle indirecte (IFOC) et la technique MLI à hystérésis.

IV.4.2.1 Régulation de la vitesse

Le régulateur de vitesse sert à déterminer du couple de référence C_{em}^* . Si la machine est chargée, la vitesse décroît, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin de rétablir la vitesse à sa valeur de référence. La vitesse est donnée par un capteur de vitesse ou de position monté sur l'arbre du moteur.

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (IV.3)$$

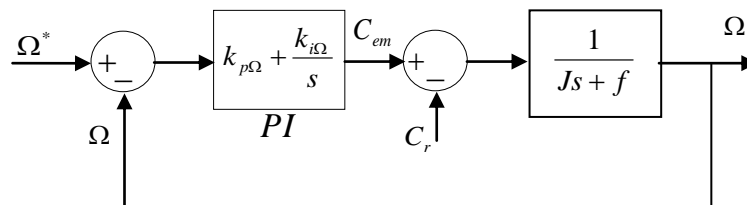
En appliquant la transformation de Laplace on obtient alors:

$$(Js + f)\Omega = C_{em} - C_r \quad (IV.4)$$

L'équation (IV.10) devient:

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (IV.5)$$

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant:



Figure(IV.5):Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

Si le couple résistant est connu, il suffit de le compenser à la sortie du régulateur. Dans ce cas, la chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure (IV.6).

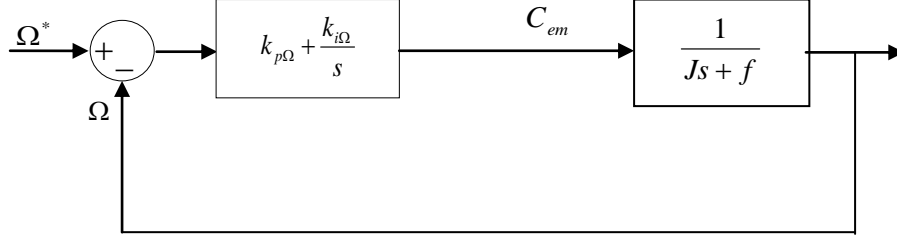


Figure (IV.6): Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La relation entre la sortie C_{em} et le signal d'erreur $\varepsilon(\Omega)$ est :

$$C_{em} = k_{p\Omega} \varepsilon(\Omega) + k_{i\Omega} \int \varepsilon(\Omega) dt \quad (IV.6)$$

Les paramètres $k_{p\Omega}$ et $k_{i\Omega}$ du régulateur PI sont calculées par la méthode de placement des pôles tout en considérant C_r comme perturbation.

La Fonction de Transfer du système en boucle ouverte (FTBO) est :

$$FTBO = \frac{\Omega}{\Omega^*} = (k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s}) (\frac{1}{Js + f}) = \frac{(k_{p\Omega}s + k_{i\Omega})}{s(Js + f)} \quad (IV.7)$$

La Fonction de Transfer du système en boucle fermée (FTBF) est :

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{1}{J}(k_{p\Omega}s + k_{i\Omega})}{s^2 + \frac{(f + k_{p\Omega})}{J}s + \frac{k_{i\Omega}}{J}} \quad (IV.8)$$

La fonction de transfert désirée d'un système de 2^{ème} ordre désiré est comme suit :

$$FTBF = \frac{\omega_{n\Omega}^2}{s^2 + 2\zeta_{\Omega}\omega_{n\Omega}s + \omega_{n\Omega}^2} \quad (IV.9)$$

Avec ζ_{Ω} le coefficient d'amortissement et $\omega_{n\Omega}$ la pulsation naturelle du système de 2^{ème} ordre.

Par identification de l'équation caractéristique de la FTBF avec celle du système désiré et si l'on néglige l'effet de zéro sur la stabilité du système on obtient :

$$\begin{cases} \frac{(f + k_{p\Omega})}{J} = 2\zeta_{\Omega}\omega_{n\Omega} \Rightarrow k_{p\Omega} = 2\zeta_{\Omega}\omega_{n\Omega}J - f \\ \frac{k_{i\Omega}}{J} = \omega_{n\Omega}^2 \Rightarrow k_{i\Omega} = \omega_{n\Omega}^2 J \end{cases}$$

Note : Comme le courant I_{sq} est l'image du couple (Eq IV.3 et Eq IV.8), donc il est possible de l'utiliser comme une grandeur de contrôle. Dans ce cas, les paramètres $k_{p\Omega}$ et $k_{i\Omega}$ sont à recalculer.

IV.4.2.2 Loi de commande vectorielle indirecte (IFOC)

A partir du schéma de la commande, on remarque que, le bloc de la loi de commande vectorielle indirecte (IRFO) est utilisé pour déterminer des courants statoriques de référence ainsi que la pulsation rotorique de référence. Cette dernière est utilisée dans la relation d'autopilotage pour déterminer l'angle de la transformation de Park.

A partir de l'expression du couple (EqIV.2), le courant I_{sq}^* est donné par:

$$I_{sq}^* = \frac{L_r}{k_0 p M \phi_{rd}^*} C_{em}^* \quad (\text{IV.10})$$

Avec le couple C_{em}^* est calculé par le régulateur de vitesse.

A partir du modèle de la MAS dans le repère dq , la dérivée du flux rotorique de la composante directe est donnée par:

$$\frac{d}{dt} \phi_{rd} = \frac{-1}{\tau_r} \phi_{rd} + \frac{M}{\tau_r} I_{sd} + \omega_r \phi_{rq} \quad (\text{IV.11})$$

avec $\tau_r = \frac{L_r}{Rr}$ est la constante du temps rotorique.

A partir du principe d'orientation ($\phi_{rq} = 0$) et si le flux rotorique est constant, le courant I_{sd}^* est donné par:

$$I_{sd} = \frac{\phi_r}{M} \Rightarrow I_{sd}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \quad (\text{IV.12})$$

A partir du modèle de la MAS dans le repère dq , la dérivée du flux rotorique de la composante quadrature est donnée par:

$$\frac{d}{dt} \phi_{rq} = 0 = \frac{-1}{\tau_r} \phi_{rq} + \frac{M}{\tau_r} I_{sq} - \omega_r \phi_{rd} \quad (\text{IV.13})$$

Le courant I_{sq} et la pulsation rotorique sont liés par la relation:

$$I_{sq} = \tau_r \omega_r \frac{\phi_r}{M} \Rightarrow \omega_r^* = \frac{M I_{sq}^*}{\tau_r \phi_r^*} \quad (\text{IV.14})$$

Donc le système d'équations de la loi de commande IFOC sont:

$$\begin{cases} I_{sq}^* = \frac{L_r}{k_0 p M \phi_r^*} C_{em}^* \\ I_{sd}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \\ \omega_r^* = \frac{M I_{sq}^*}{\tau_r \phi_r^*} = \frac{I_{sq}^*}{\tau_r I_{sd}^*} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

A partir de ce système d'équations, en remarque que, le couple est contrôlé seulement par la composante en quadrature du courant statorique I_{sq} et le flux rotorique est contrôlé seulement par la composante directe du courant statorique I_{sd} . Donc le couplage entre le flux est le couple est éliminé.

La figure (IV.7) montre le schéma bloc de la détermination des courants de références par la commande IFOC en courant.

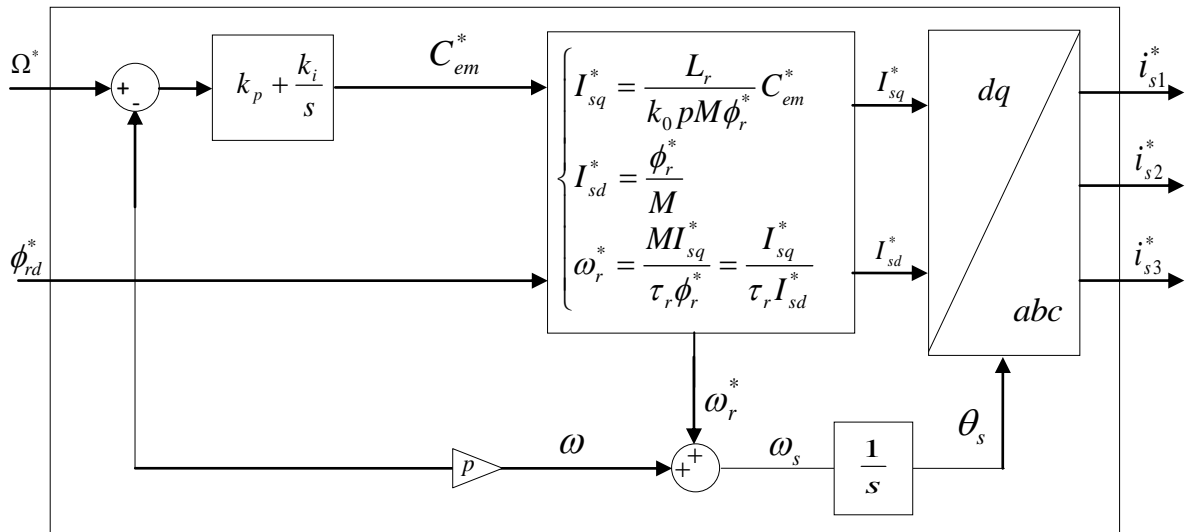


Figure (IV.7): Schéma de principe de la construction des courants de références statoriques par la loi de commande IFOC

IV.4.3 IFOC d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé en courant par MLI à hystérésis

Le schéma bloc de la figure (IV.8) présente la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée par un onduleur de tension commandé en courant par MLI à hystérésis avec bloc de défluxage.

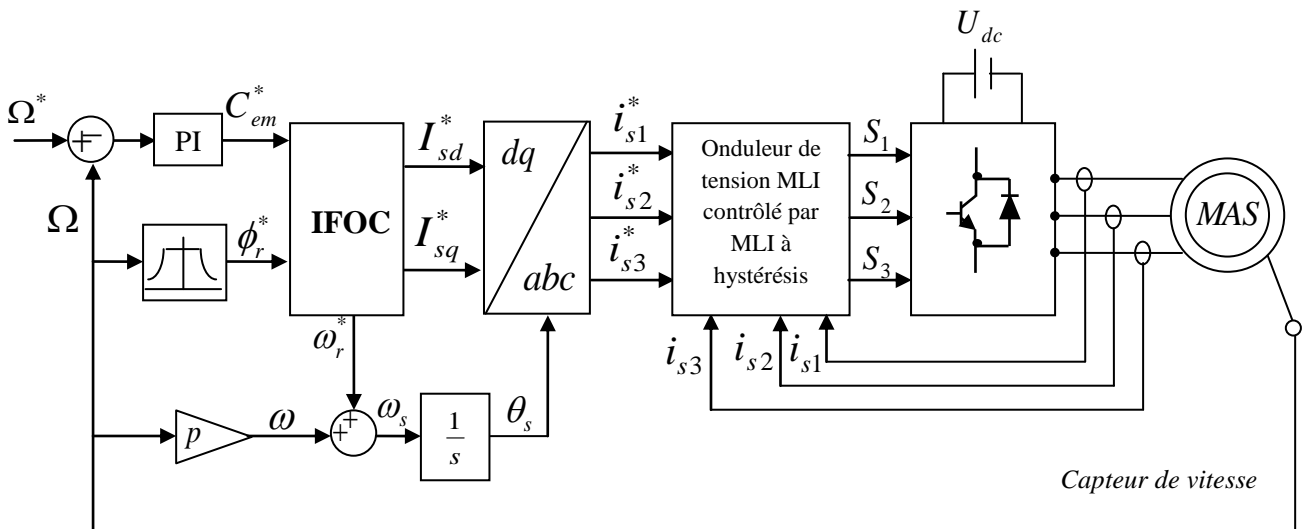


Figure (IV.8): Schéma de la commande vectorielle indirecte en courant par orientation du flux rotorique d'une MAS.

Le circuit de commande de ce schéma comporte trois parties essentielles, la régulation de la vitesse, la loi de commande vectorielle indirecte (IFOC), la technique MLI à hystérésis et le bloc de défluxage.

III.3.1.5 Bloc de défluxage

Afin assurer à tout instant un couple maximal, le flux doit être maintenu à sa valeur nominale. Mais le flux ne peut être maintenu constant lorsque la MAS fonctionne dans un régime à grandes vitesses (en survitesses). En effet, au-delà de la vitesse nominale, la tension doit être maintenue à sa

valeur nominale et par conséquent le flux doit décroître ce qui provoque une diminution du couple maximale que peut produire la machine. En régime de survitesse, le flux décroît; on est donc en mode de défluxage.

La figure(IV.9), illustre les deux modes de fonctionnements de la machine.

-Jusqu'à la vitesse nominale ($\Omega = \Omega_n$), la loi de la commande assure un fonctionnement à flux constant.

-Au-delà de la vitesse Ω_n , la commande commute sur le mode à puissance constante.

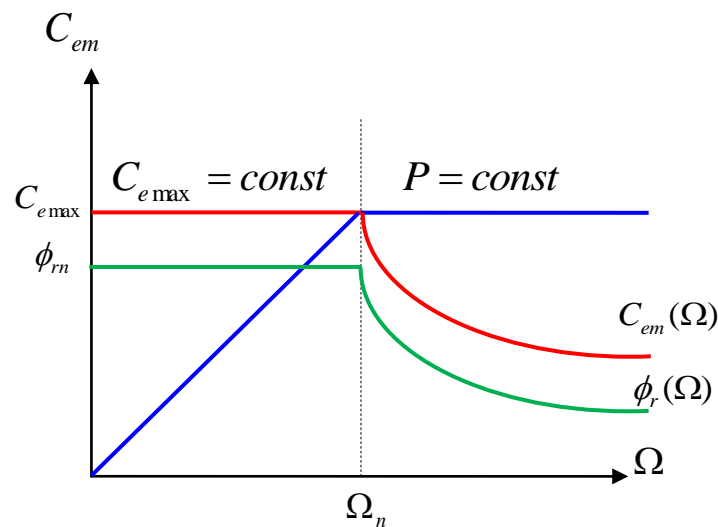


Figure (IV.9): Modes de fonctionnement de la MAS.

Pour obtenir le fonctionnement de la MAS dans les deux modes il est nécessaire d'utiliser un bloc de défluxage qui se traduit par l'équation suivante:

Le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\phi_{rn}^* = \begin{cases} \phi_{rn} & \text{si } \Omega < \Omega_n \text{ mode A} \\ \phi_{rn} \left| \frac{\Omega_n}{\Omega} \right| & \text{si } \Omega > \Omega_n \text{ mode B} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Ce bloc assure le fonctionnement à flux constant ou couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale et au-delà de cette vitesse il permet de diminuer le couple. Dans ce cas, il assure un fonctionnement à puissance constante.

La figure (IV.10) montre le schéma bloc de la détermination des courants de références par la commande IFOC en courant avec bloc de défluxage.

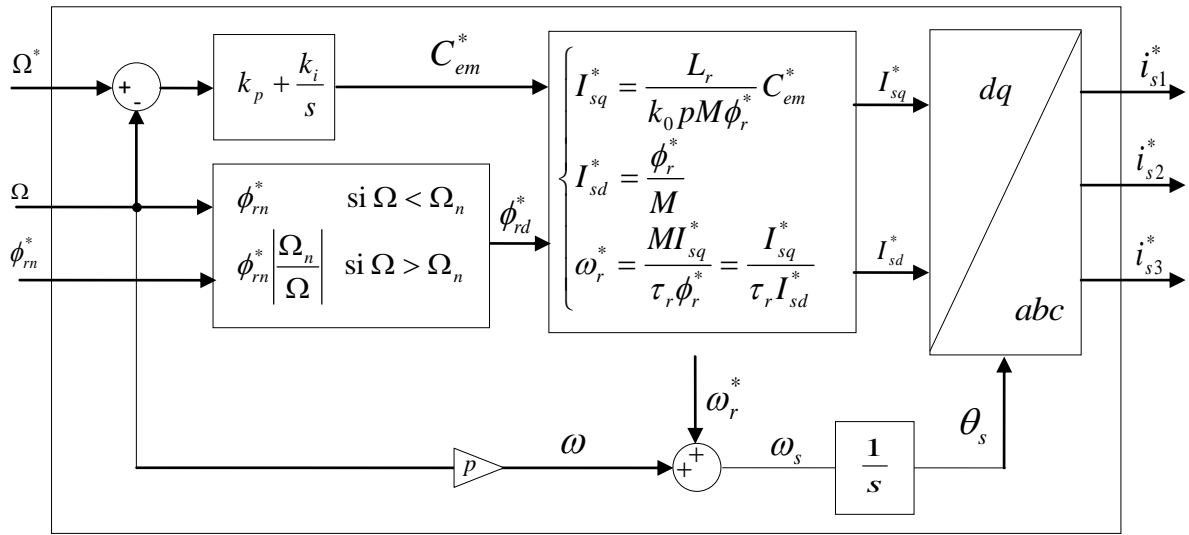


Figure (IV.10): Schéma de principe de la construction des courants de références statoriques par la loi de commande IFOC

IV.4.3 IFOC d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé en tension par MLI triangulo-sinusoidale

A partir du modèle à flux rotorique orienté de la MAS dans le repère dq et en admettant que flux rotorique est constant, les tensions statoriques de la MAS sont données par:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sd} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sq} + \omega_s L_s I_{sd} \end{cases} \quad (IV.17)$$

A partir de ces deux équations, on remarque que les deux tensions V_{sd} et V_{sq} sont couplés entre eux par les deux courants I_{sd} et I_{sq} . Ce couplage influence à la fois sur les courants I_{sd} et I_{sq} et par conséquent sur le flux et le couple, et il rend aussi le dimensionnement des paramètres des régulateurs PI des courants I_{sd} et I_{sq} très difficile. Pour y remédier, il est nécessaire de réaliser un découplage entre les deux axes d et q de sorte que les courants soient commandés séparément. Ceci peut être accompli par compensation des termes non linéaires.

Ce découplage permet donc de rendre la relation entre le courant et la tension linéaire ce qui permet de calculer aisément les paramètres des régulateurs PI utilisés.

Le schéma bloc de la figure (IV.11) présente la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée en tension par un onduleur de tension commandé par MLI triangulo-sinusoidale.

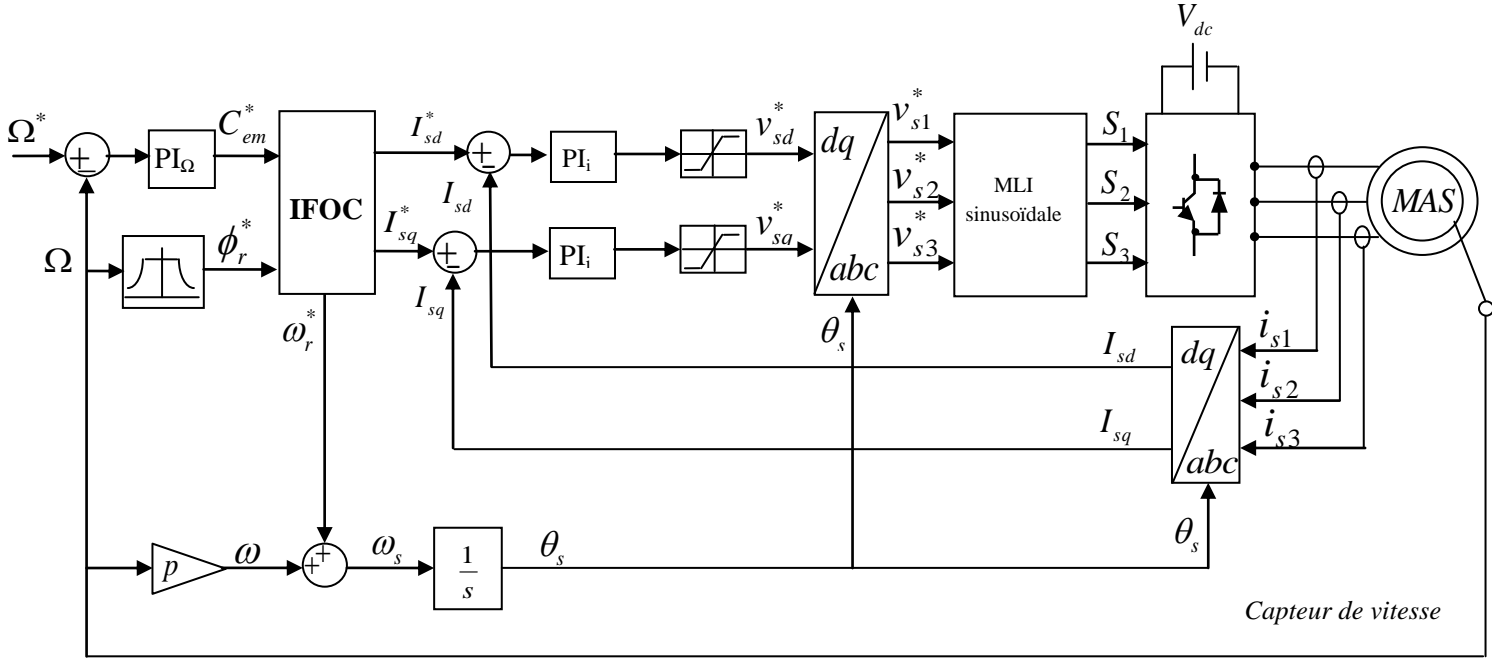


Figure (IV.11): Schéma de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée en tension par un onduleur de tension commandé par MLI triangulo-sinusoidale.

IV.4.3.1 Découplage par compensation des axes d et q

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} tel que V_{ds1} n'agit que sur I_{sd} et V_{qs1} n'agit que sur I_{sq} . Pour obtenir ces deux nouvelles variables de commande on compense les deux termes de couplage $E_{sd} = \omega_s L_s \sigma I_{sq}$, $E_{sq} = -\omega_s L_s \sigma I_{sd}$ à la sortie des régulateurs de tel sorte que :

On pose :

$$\begin{cases} E_{sd} = -\omega_s L_s \sigma I_{sq} \\ E_{sq} = \omega_s L_s \sigma I_{sd} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sd} + E_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sq} + E_{sq} \end{cases} \quad (IV.19)$$

Ou encore sous la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + E_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + E_{sq} \end{cases} \quad (IV.20)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sd} \\ V_{sq1} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sq} \end{cases} \quad (IV.21)$$

Par l'application de Laplace, on obtient un nouveau système d'équations linéaire parfaitement découplé.

$$\begin{cases} V_{sd1} = (R_s + \sigma L_s s) I_{sd} \\ V_{sq1} = (R_s + \sigma L_s s) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

Ce qui nous permet aussi d'écrire :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s)} V_{sd1} \\ I_{sq} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s)} V_{sq1} \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Les tensions deréférences V_{sd}^* et V_{sq}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} et la compensation des deux termes E_{sd} et E_{sq} comme le montre la figure (IV.12).

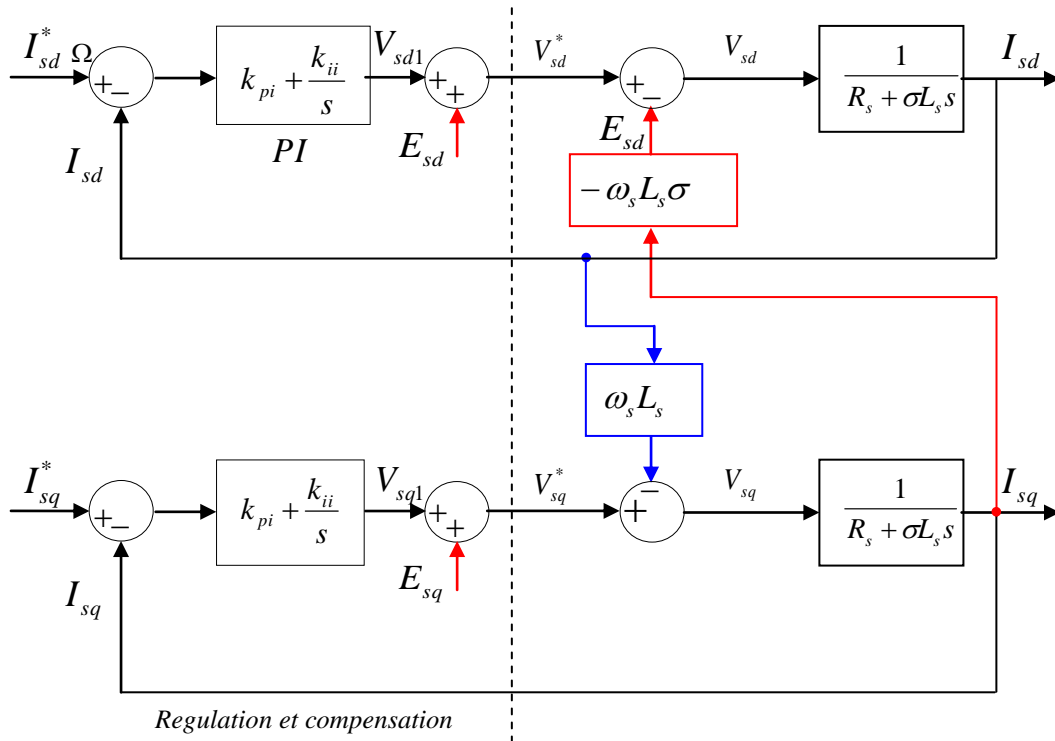


Figure (IV.12):Découplage par compensation

IV.4.3.2 Régulation des courants

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté un régulateur PI qui donne à la sortie une tension de référence. Le schéma bloc de la régulation du courant I_{sd} est présenté par la figure (IV.13).

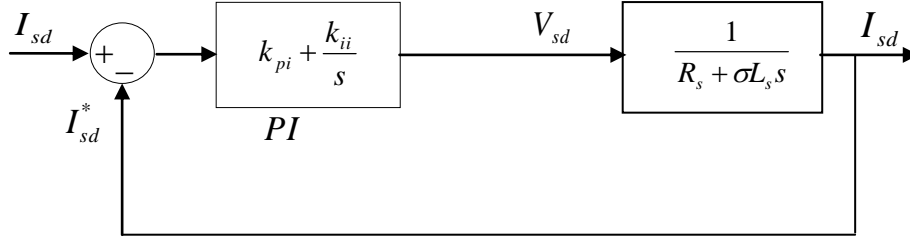


Figure (IV.13): Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd} .

La mesure des courants de la machine est obtenue directement par des capteurs de courants (sondes à effet Hall).

La relation entre la sortie V_{sd1} et le signal d'erreur $\varepsilon(I_{sd})$ est :

$$V_{sd1} = k_{pi}\varepsilon(I_{sd}) + k_{ii}\int \varepsilon(I_{sd})dt \quad (IV.24)$$

Après compensation, les paramètres k_{pi} et k_{ii} du régulateur PI du courant sont calculées par la méthode de placement des pôles.

La Fonction de Transfer du système en boucle ouverte (FTBO) est :

$$FTBO = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = (k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s}) \left(\frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \right) = \frac{(k_{pi}s + k_{ii})}{s(R_s + \sigma L_s s)} \quad (IV.25)$$

La Fonction de Transfer du système en boucle fermée (FTBF) est :

$$FTBF = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s} (k_{pi}s + k_{ii})}{s^2 + \frac{(R_s + k_{pi})}{\sigma L_s} s + \frac{k_{ii}}{\sigma L_s}} \quad (IV.26)$$

Soit la fonction de transfert d'un système désiré de 2^{ème} ordre :

$$FTBF = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2} \quad (IV.27)$$

Par identification de l'équation caractéristique du de la FTBF avec celle du système désiré et si l'on néglige l'effet de zéro sur la stabilité du système on obtient :

$$\begin{cases} \frac{(R_s + k_{pi})}{\sigma L_s} = 2\zeta_i \omega_{ni} \Rightarrow k_{pi} = 2\sigma L_s \zeta_i \omega_{ni} - R_s \\ \frac{k_{ii}}{\sigma L_s} = \omega_{ni}^2 \Rightarrow k_{ii} = \sigma L_s \omega_{ni}^2 \end{cases}$$

IV.5 Commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone (DRFO: direct rotor flux Oriented or DFOC: Direct flux Oriented Control)

La commande vectorielle indirecte est très sensible aux variations paramétriques et en particulier la constante de temps rotorique c'est pour cette raison que la commande directe est préférée.

IV.5.1 Machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé en courant par MLI à hystérésis.

Le schéma bloc de la figure (IV.14) présente la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée par un onduleur de tension commandé en courant par MLI à hystérésis.

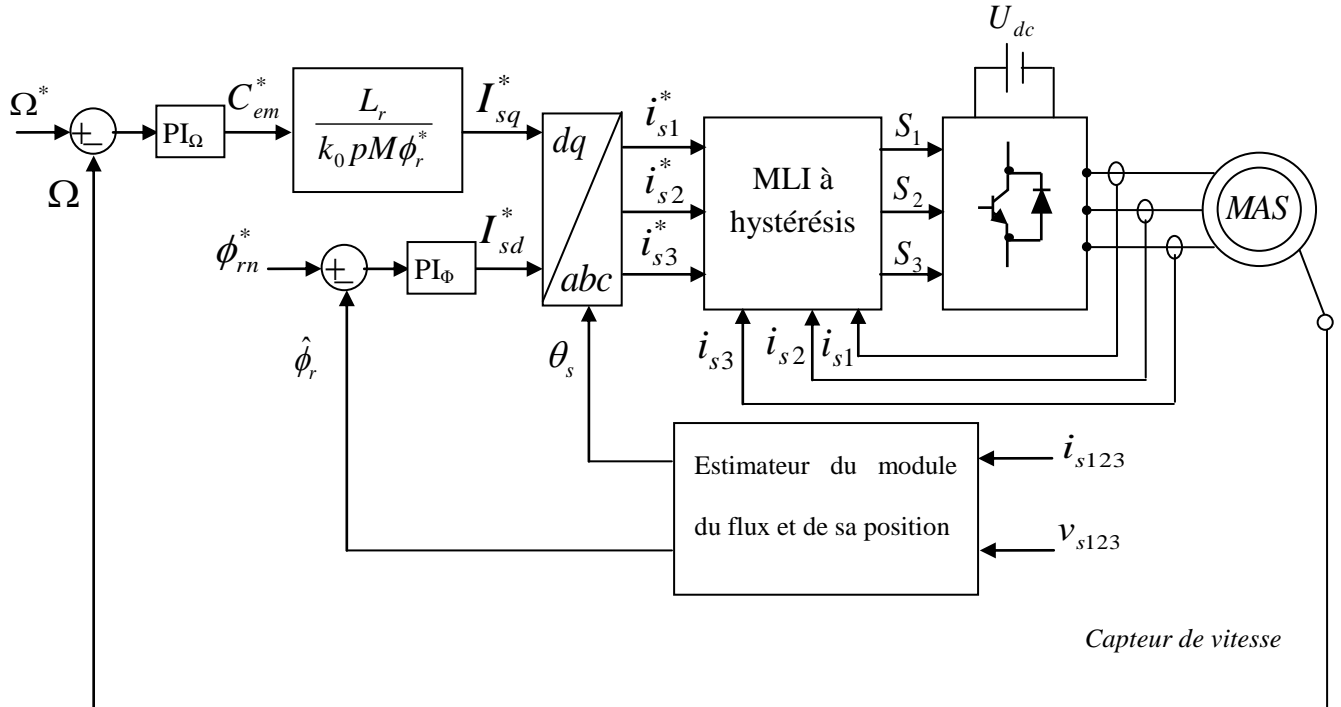


Figure (IV.14):Schéma de la commande vectorielle directe en courant par orientation du flux rotorique d'une MAS.

Le circuit de commande de ce schéma comporte cinq parties essentielles, la régulation de la vitesse, la loi de commande vectorielle directe (DFOC), la technique MLI à hystérésis, l'estimateur du module de flux et de sa position et la régulation du flux.

IV.5.1.1 Estimateur du module de flux et de sa position

La commande vectorielle directe est basée sur la détermination de θ_s par mesure ou estimation du flux. Dans cette section, un estimateur de $\hat{\phi}_r$ et $\hat{\theta}_s$ conçu à partir d'un modèle dynamique de la machine asynchrone dans le repère lié au stator ($\alpha\beta$) est adopté.

A partir du modèle mathématique de la MAS dans le repère lié au stator ($\alpha\beta$), les équations des tensions statoriques sont données par:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.28)$$

A partir de ces équations, on peut calculer les deux composantes estimés du flux statoriques qui sont donnés par :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.29)$$

Et à partir des équations des flux en fonction des courants, il est possible d'établir la relation entre les flux rotoriques et les flux statoriques comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} (\phi_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha}) + M I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} (\phi_{s\beta} - L_s I_{s\beta}) + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.30)$$

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} (\hat{\phi}_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha}) + M I_{s\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} = \frac{L_r}{M} (\hat{\phi}_{s\beta} - L_s I_{s\beta}) + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.31)$$

La position du vecteur flux rotorique peut être estimée par l'équation suivante :

$$\hat{\theta}_s = \arctg\left(\frac{\hat{\phi}_{r\beta}}{\hat{\phi}_{r\alpha}}\right) \quad (IV.32)$$

$$\hat{\phi}_r = \sqrt{\hat{\phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2} \quad (IV.33)$$

Le schéma bloc de l'estimateur dumodule de flux et de sa position est donné par la figure (IV.15).

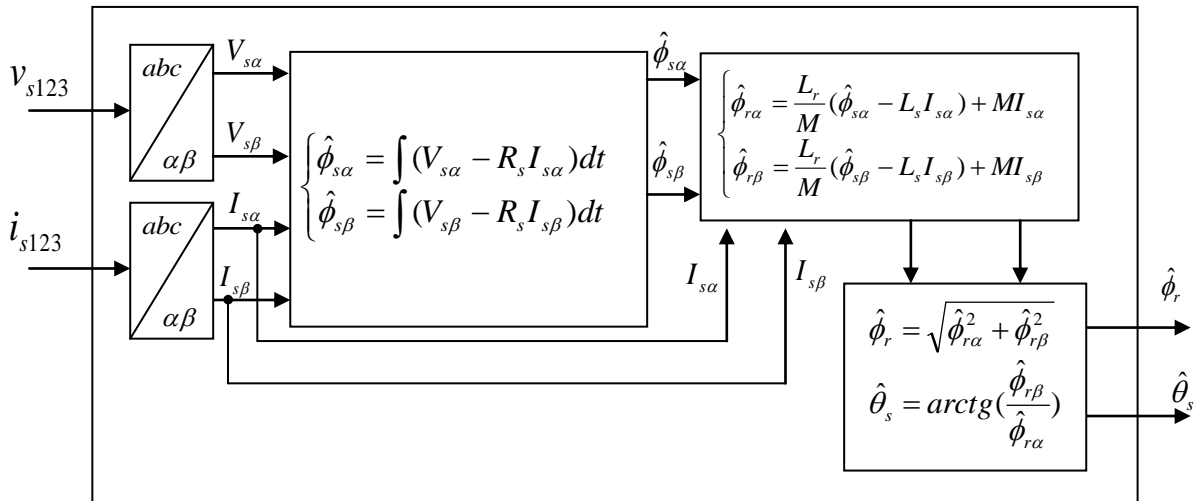


Figure (IV.15): Schéma bloc de l'estimateur du module de flux et de sa position

IV.4.3.3 Régulation du flux

Le flux rotorique est obtenu à partir du modèle de la MAS à flux orienté dans le repère dq comme suit.

$$\phi_r + \tau_r \frac{d}{dt} \phi_r = M I_{sd} \quad (IV.34)$$

En appliquant la transformation de Laplace on obtient alors:

$$\phi_r (1 + \tau_r s) = M I_{sd} \quad (IV.35)$$

La fonction de transfert du flux est :

$$\frac{\phi_r}{I_{sd}} = \frac{M}{1 + \tau_r s} \quad (\text{IV.36})$$

La chaîne de régulation du flux peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

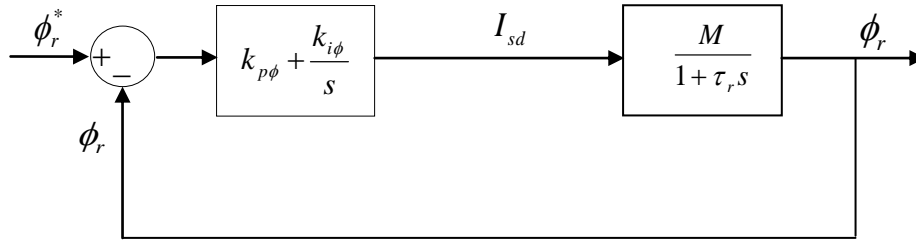


Figure (IV.13): Schéma fonctionnel de la régulation du flux.

La relation entre la sortie I_{sd} et le signal d'erreur $\varepsilon(\phi_r)$ est :

$$I_{sd} = k_{p\phi} \varepsilon(\phi_r) + k_{i\phi} \int \varepsilon(\phi_r) dt \quad (\text{IV.37})$$

Les paramètres $k_{p\phi}$ et $k_{i\phi}$ du régulateur PI sont calculées par la méthode de placement des pôles.

La Fonction de Transfer du système en boucle ouverte (FTBO) est :

$$FTBO = \frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \left(k_{p\phi} + \frac{k_{i\phi}}{s}\right) \left(\frac{M}{1 + \tau_r s}\right) = \frac{M(k_{p\phi} s + k_{i\phi})}{s(1 + \tau_r s)} \quad (\text{IV.38})$$

La Fonction de Transfer du système en boucle fermée (FTBF) est :

$$FTBF = \frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\frac{M}{\tau_r} (k_{p\phi} s + k_{i\phi})}{s^2 + \frac{(1 + Mk_{p\phi})}{\tau_r} s + \frac{Mk_{i\phi}}{\tau_r}} \quad (\text{IV.39})$$

La fonction de transfert d'un système désiré de deuxième ordre est :

$$FTBF = \frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\omega_{n\phi}^2}{s^2 + 2\zeta_\phi \omega_{n\phi} s + \omega_{n\phi}^2} \quad (\text{IV.40})$$

Par identification de l'équation caractéristique du système en boucle fermée avec celle du système en boucle fermée désiré et si l'on néglige l'effet de zéro sur la stabilité du système on obtient :

$$\begin{cases} \frac{(1 + Mk_{p\phi})}{\tau_r} = 2\zeta_\phi \omega_{n\phi} \Rightarrow k_{p\phi} = \frac{2\tau_r \zeta_\phi \omega_{n\phi} - 1}{M} \\ \frac{Mk_{i\phi}}{\tau_r} = \omega_{n\phi}^2 \Rightarrow k_{i\phi} = \frac{\tau_r}{M} \omega_{n\phi}^2 \end{cases}$$