

III-2- La commande vectorielle d'une MAS à MLI :

III-2-1-Historique :

La machine asynchrone à cage dont le rotor ne tourne pas à la vitesse du champ tournant et dont la seule entrée électrique est au stator, pose des problèmes difficiles pour sa commande.

La communauté scientifique et industrielle a imaginé bien des méthodes de commande afin de pouvoir la contrôler en couple, en vitesse ou en position. Les méthodes scalaires sont très prisées pour leur simplicité de mise en œuvre. Cependant, elles ne peuvent pas garantir du couple à l'arrêt ni d'obtenir la dynamique et la précision des méthodes dites vectorielles [15],[16].

La commande vectorielle est apparue avec les travaux de **Blaschke** [17]. Elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'avènement des micro-contrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal (*DSP*) [20], il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine asynchrone. Le nombre des publications, des applications et des brevets en témoigne. Si beaucoup de problèmes sont résolus, certains autres font encore l'objet de recherche. Quand on ne cherche pas à obtenir des performances élevées, même si l'identification n'est pas bien faite et que les régulateurs du schéma de contrôle vectoriel ne sont pas réglés à l'optimum, le comportement global du système *commande-convertisseur machine* paraît satisfaisant. Cependant, les problèmes ne surgissent que lorsque la machine est poussée dans ses retranchements.

III-2-2-Méthode de commande vectorielle des moteurs asynchrones :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à *courant continu à excitation indépendante* où il y a un *découplage* naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple et permet aussi d'obtenir des performances dynamiques importantes, pour cela il faut que le couple développé par la machine soit maximal que possible. Dans ce cas, le flux rotorique est orienté sur l'axe (**d**) d'un référentiel lié au champ tournant [8]. On prend en considération les propriétés suivantes :

- ✓ La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- ✓ La composante du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est constant.
- ✓ L'axe (**d**) est aligné systématiquement sur le vecteur de flux rotorique.

Pour la machine asynchrone, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double stator est donnée par :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (3-1)$$

En parlant d'**orientation du flux**, c'est plutôt le système d'axe **d-q** que l'on oriente de manière à ce que l'axe **d** soit en phase avec le flux, c'est à dire :

$$\begin{cases} \varphi_d = \varphi \\ \varphi_q = 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

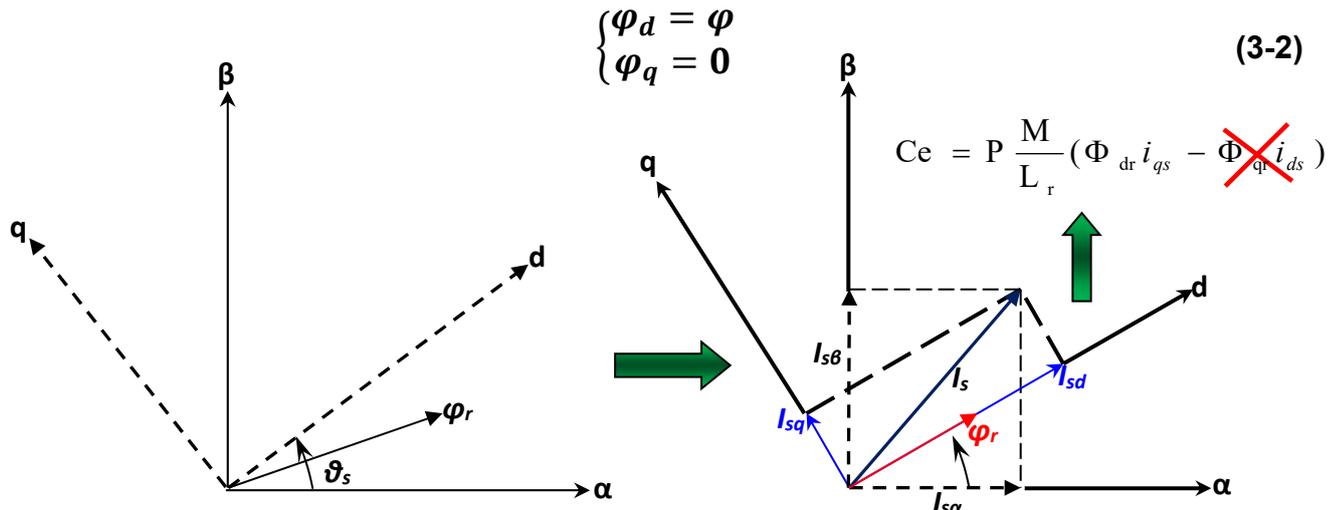


Figure (III-1) : Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux rotorique.

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [29].

En imposant, $\varphi_{qr} = 0$, les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_r = \varphi_{dr} \\ V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{ds} \\ \omega_r = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs} \\ C_e = p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (3-3)$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = (R_s + S\sigma L_s)I_{ds} + S\frac{M}{L_r}\varphi_r - \omega_s\sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + S\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s\frac{M}{L_r}\varphi_r + \omega_s\sigma L_s I_{ds} \\ \varphi_r = \frac{M}{1+S\tau_r}I_{ds} \text{ , ainsi } \varphi_r = MI_{ds} \text{ en régime permanent} \\ \omega_r = \frac{M}{\tau_r\varphi_r}I_{qs} \end{array} \right. \quad (3-4)$$

Il existe deux méthodes de commande vectorielle directe et indirecte: Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r . En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées. La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux. Le flux est imposé dans ce cas par I_{ds} , de plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation (3-5). Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas, on tient compte de la constante de temps rotorique τ_r .

II-3-Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique :

Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left(p\Omega + \frac{I_{qs\text{réf}}}{\tau_r I_{ds\text{réf}}} \right) dt \text{ où } I_{ds\text{réf}} = \frac{\varphi_{r\text{réf}}}{M} \quad (3-5)$$

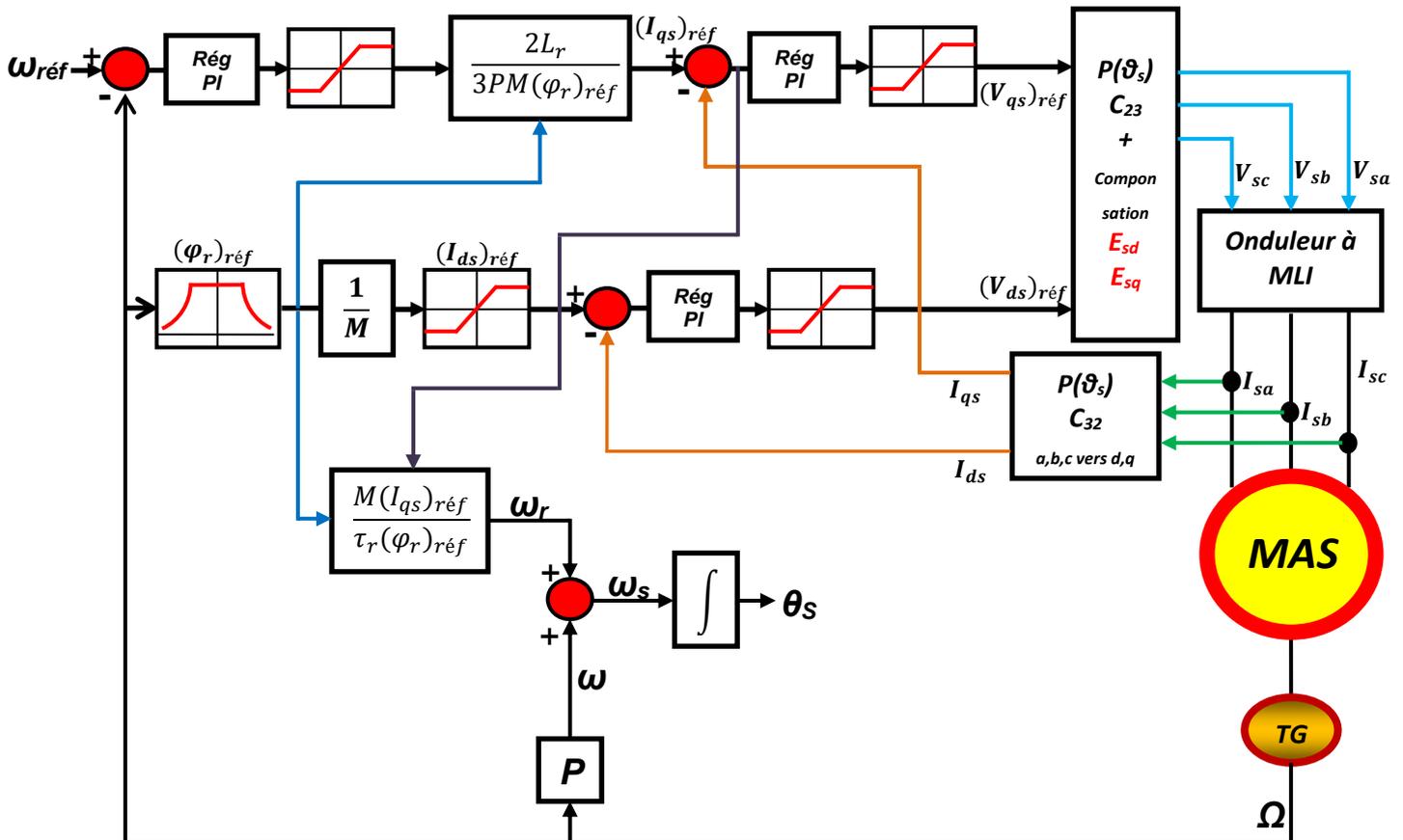


Figure (III-2) : Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

La **figure (III-2)** représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence $C_{e\text{réf}}$ ou le courant de référence $I_{qs\text{réf}}$. Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques des **IGBT** de l'onduleur et de la surcharge de la machine. $I_{qs\text{réf}}$ est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence $V_{qs\text{réf}}$ qui à son tour est limité à $\pm E/2$.

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de I_{ds} . Le courant I_{ds} de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au delà de cette zone, on procède au "défluxage" de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter que contre les frottements) pendant la marche normale. [15]

La sortie du régulateur de I_{ds} donne la tension de référence $V_{ds_{réf}}$. Les deux tensions de référence $V_{ds_{réf}}$ et $V_{qs_{réf}}$ sont alors transformées en grandeurs statoriques $V_{as_{réf}}$ et $V_{bs_{réf}}$, à l'aide d'une rotation d'angle θ_s , puis en grandeurs triphasées à l'aide d'une transformation de Clarke.

L'onduleur à **MLI** applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de **MLI** correspondent aux valeurs $(V_{as})_{réf}$, $(V_{bs})_{réf}$, $(V_{cs})_{réf}$. Les courants I_{as} , I_{bs} et I_{cs} sont mesurés puis transformés dans le référentiel tournant et donnent I_{ds} et I_{qs} qu'on utilise pour la régulation des courants.

En parallèle, la "pulsation statorique" puis l'angle θ_s sont calculés à partir d'une mesure de vitesse mécanique et du calcul de la "pulsation de glissement". C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directes et inverse.

En analysant ce schéma de commande et les équations associées, on voit apparaître principalement deux paramètres : M et τ_r . Ils lient le flux rotorique et le courant I_{ds} qui le contrôle, mais ils apparaissent surtout dans la formule qui permet de calculer θ_s . Une surestimation ou une sous-estimation de la constante de temps rotorique conduisent respectivement à une surexcitation ou une sous-excitation de la machine. Dans les deux cas, l'amplitude et la phase du flux rotorique ne sont pas celles que l'on voudrait imposer, il en résulte une dégradation des performances, voire une instabilité du système. On perd alors le contrôle vectoriel. Cette dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine peut être réduite en utilisant une commande directe ou bien amélioré la commande du convertisseur statique par l'utilisation de la SVM afin de minimiser les harmoniques apparaître surtout au niveau des courants. [15], [14]

III-3-1-La régulation de la Commande vectorielle indirecte FOC :

La commande vectorielle utilisée dans cette partie de la thèse est une commande indirecte par orientation du flux rotorique. Par rapport au schéma introduit au paragraphe précédent **figure (III-2)**, il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

Les performances qu'apporte ce découplage additionnel ont été montrées dans [18] et [19]. Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

III-3-1-1-Découplage :

Les équations du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie que très lentement par rapport à I_{ds} et I_{qs} , s'écrivent :

$$\left\{ \begin{aligned} V_{ds} &= (R_s + S\sigma L_s)I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} &= (R_s + S\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ \varphi_r &= \frac{M}{1+S\tau_r} I_{ds} \\ \omega_r &= \frac{M}{\tau_r} I_{qs} \end{aligned} \right. \quad (3-6)$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant :

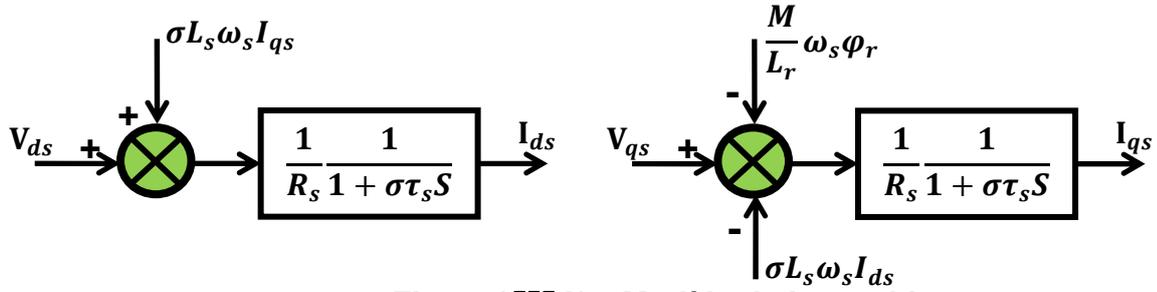


Figure (III-3) : Modèle de la machine

Les termes $\frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r$, $\sigma L_s \omega_s I_{qs}$ et $\sigma L_s \omega_s I_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes **d-q**.

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe **d** et **q** comme le montre la **figure (III-4)**.

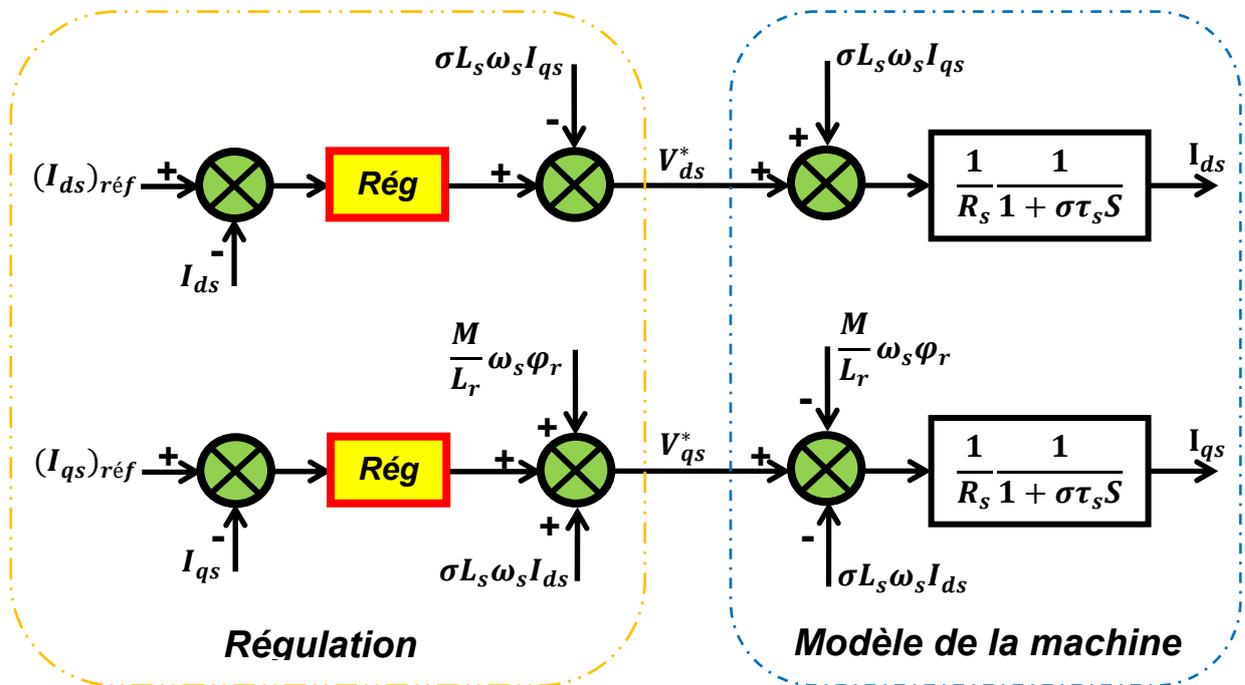


Figure (III-4) : Découplage par addition des termes de compensation

Après simplification on obtient donc un schéma bloc simple et identique pour les deux axes :

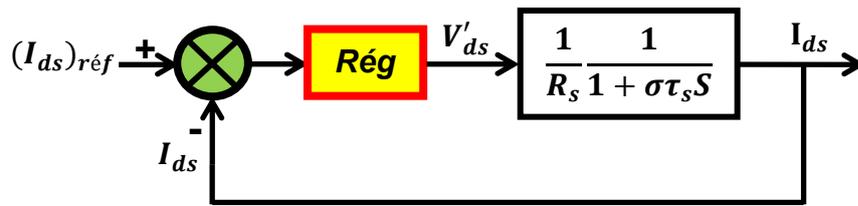


Figure (III-5) : Boucle I_{ds} après découplage

II-4-1-2-Régulation des courants et de la vitesse:

α -Régulation de vitesse [23] :

La chaîne de régulation de vitesse est représentée par le schéma fonctionnel suivant **figure (III -6)**.

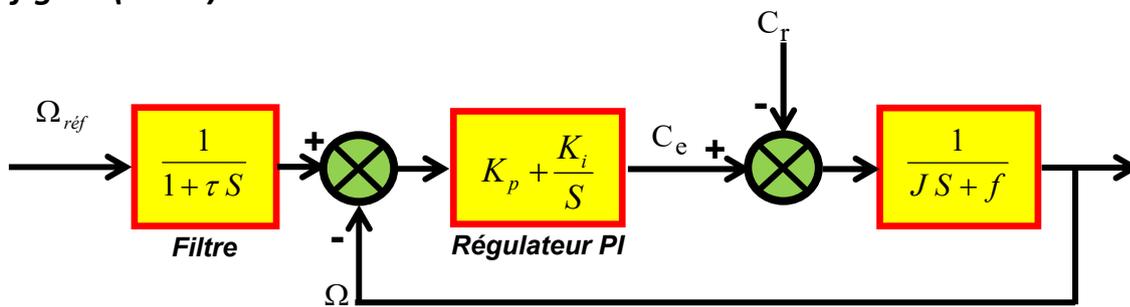


Figure (III-6) : Schéma fonctionnel du contrôle de vitesse avec filtre

La fonction de transfert du régulateur *PI* (*proportionnel –intégral*) est donné par :

$$C_{\Omega} = K_p + \frac{K_i}{S} = K_i \frac{1 + \tau S}{S} \tag{3-7}$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} \tag{3-8}$$

Pour $C_r = 0$, la fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{réf}} = \frac{1 + \tau S}{\frac{J}{K_i} S^2 + \left(\frac{f}{K_i} + \tau\right) S + 1} \tag{3-9}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre .En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{\tau_n^2 S^2 + 2\xi\tau_n S + 1}$ on trouve :

$$\begin{cases} \tau_n^2 = \frac{J}{K_i} \\ 2\xi\tau_n = \tau + \frac{f}{K_i} = \frac{K_{p+f}}{K_i} \end{cases} \quad (3-10)$$

Calcul de τ_n :

$$\tau_n = \frac{\tau_{Bo\ equi}}{q} \quad (3-11)$$

Avec : q degré de rapidité.

Par identification de $\tau_{Bo\ equi}$ et un choix du degré de rapidité, ξ on peut tout simplement identifier k_i et k_p :

L'utilisation de filtre à pour but l'élimination des dépassements qui apparaissent dans la vitesse surtout au démarrage.

Remarque :

La procédure de calcul d'un régulateur de vitesse pour une commande scalaire est la même que celle utilisée dans la commande vectorielle.

b-Régulation de courant [14]:

Nous représentons les retards du convertisseur statique (*onduleur MLI*), de la boucle de régulation et du temps de conversion analogique/digitale par un retard pur : $e^{-T_h s}$

T_h représente le délai de retard soit sur l'axe d ou bien q avec :

$$T_h = T_{MLI} + T_{\text{rég}_I \ll d, q \gg} \quad (3-12)$$

Ce retard sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre :

$$e^{-T_h s} = \frac{1}{1 + T_h s} \quad (3-13)$$

Pour nous permettre de trouver une formulation explicite des gains des régulateurs, nous avons négligés le retard introduit par le filtre de courant dont la constante de temps $T_i \approx 55 \mu s$ est plus petite que $T_h \approx 300 \mu s$.

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté classiquement un régulateur proportionnel-intégral (*PI*). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Le schéma bloc devient :

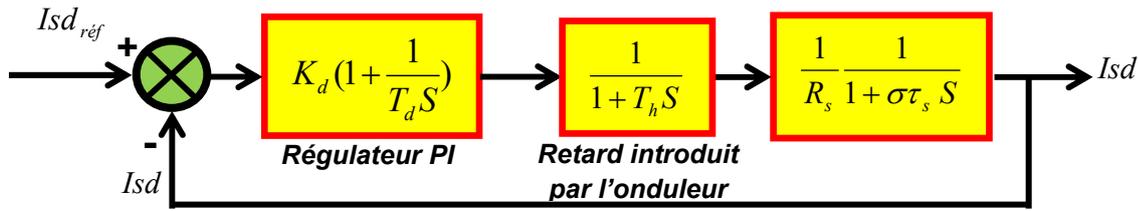


Figure (III-7) : Boucle de régulation du courant I_{ds}

La fonction de transfert en boucle ouverte (B.O) est :

$$F_{BO} = k_d \left(\frac{1+T_d S}{T_d S} \right) * \frac{1}{1+T_h S} * \frac{1/R_s}{1+\sigma\tau_s S} \quad (3-14)$$

Nous avons choisi d'utiliser T_d afin d'éliminer le pôle le plus lent on obtient donc :

$$T_d = \sigma\tau_s \quad (3-15)$$

$$F_{BO} = \frac{k_d}{R_s} * \frac{1}{\sigma\tau_s S(1+T_h S)} \quad (3-16)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (B.F) devient :

$$F_{BF} = \frac{k_d}{R_s \sigma\tau_s T_h} * \frac{1}{S^2 + 2\frac{1}{2T_h} S + \frac{k_d}{R_s \sigma\tau_s T_h}} = \frac{\omega_0^2}{S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega_0^2} \quad (3-17)$$

Avec :

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma\tau_s}{k_d T_h}} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{k_d}{R_s \sigma\tau_s T_h}} \end{cases} \quad (3-18)$$

Pour un amortissement ξ et ω_0 donné on obtient :

$$\begin{cases} k_d = \frac{R_s \sigma\tau_s}{2T_h} = \frac{\sigma L_s}{2T_h} \\ T_d = \frac{\sigma L_s}{R_s} \end{cases} \quad (3-19)$$

Donc les paramètres du régulateur PI est donnée comme suit :

$$\begin{cases} k_p = k_d \\ k_i = \frac{k_p}{T_d} \end{cases} \quad (3-20)$$

On note que les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

III -4- Principe de la commande vectorielle FOC par SVM :

Le contrôle par flux orienté est une méthode appropriée pour satisfaire des performances élevées. Il introduit un découplage entre le flux et le couple et assure une caractéristique de réglage mécanique similaire à celle d'un moteur à courant continu à excitation séparée.

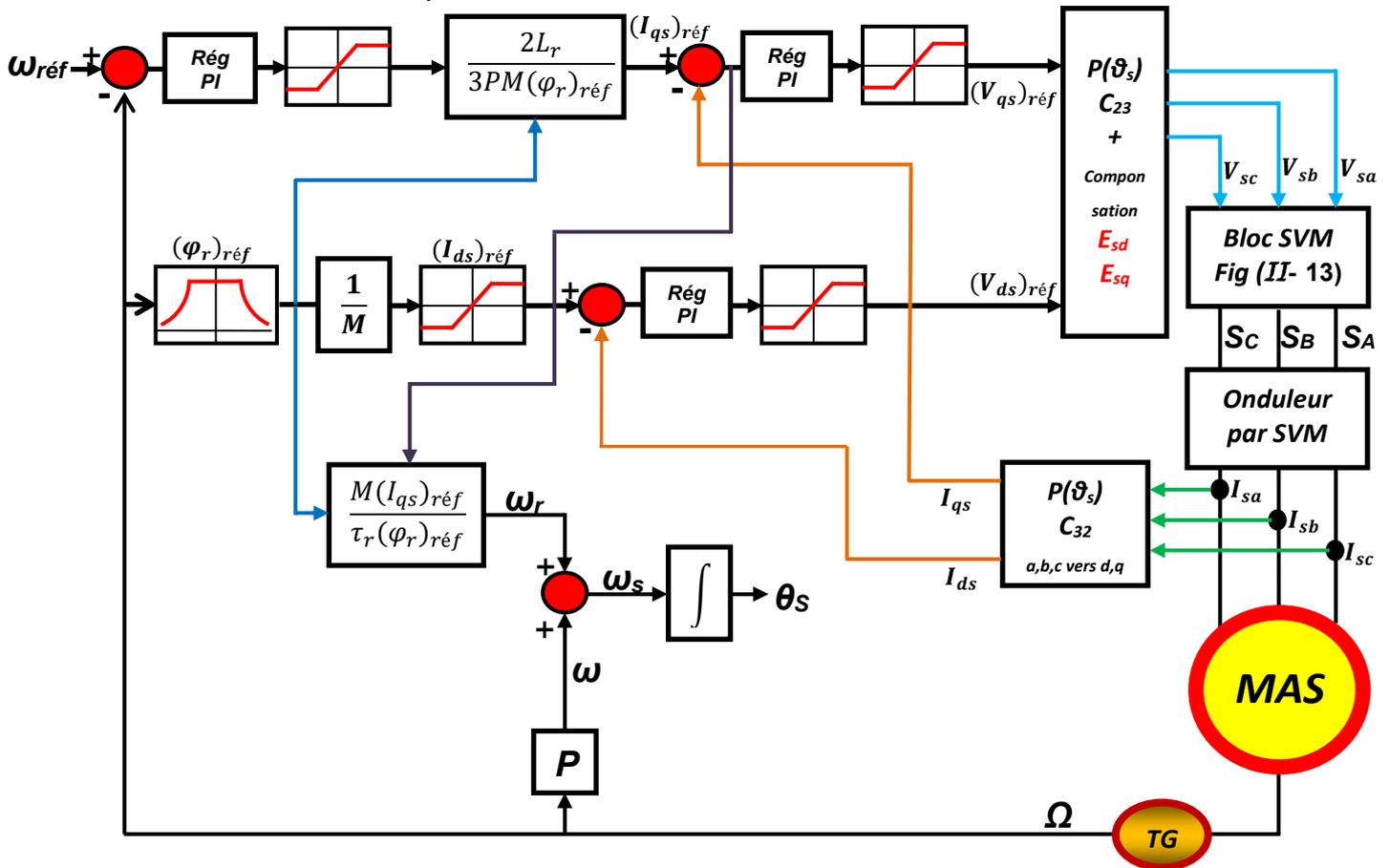


Figure (III-8) : Principe de la commande vectorielle indirecte par SVM

La qualité de la commande vectorielle dépend en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l'onduleur. Une simulation du système globale permet de mettre en évidence les performances des réglages et du convertisseur à MLI vectorielle.

La MLI_V est souvent préférée à la MLI_ST parce qu'elle s'intègre naturellement dans les algorithmes de commande vectorielle et DTC ("Direct Torque Control") ainsi que pour la commande scalaire du fait de l'utilisation directe des grandeurs diphasées donc le principe de fonctionnement reste le même que celui de la commande par MLI il suffit de remplacé le bloc de la MLI_ST par celle de la SVM.