

Chapitre 3: Commande scalaire d'une machine asynchrone

III.1 Introduction

Les techniques de commandes scalaires basées sur le contrôle du module du vecteur flux magnétique dans la machine ont été largement exploitées en industrie. Cette commande est relativement simple, elle est basée sur le modèle mathématique de la machine en régime permanent sinusoïdal. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique.

Les équations de la machine, qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement, sont basées sur le modèle en régime permanent de la MAS. Dans le régime établi, la machine tourne avec une vitesse constante et elle est alimentée par un système de tension triphasé de valeur efficace constante.

III.2 Principe générale de la commande scalaire

Le principe de la commande scalaire d'un moteur asynchrone est de conserver le couple moteur maximal et constant en imposant un flux constant (ce qui revient à imposer une loi V_s/f constante) dans la machine en régime permanent par l'action simultanée sur la fréquence (pulsation) et la tension d'alimentation statorique. Cette loi de commande permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. Plusieurs variantes de commandes scalaires peuvent être envisagées selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'onduleur utilisé comme variateur de vitesse (onduleur de tension ou de courant).

III.3 Différentes variantes de la commande scalaire

Nombreuses variantes de commande scalaire ont été présentées dans la littérature. L'une de ces variantes utilise le type d'alimentation comme critère de classification. Sur cette base on distingue deux types de commandes scalaires :

Commande en tension

- La commande scalaire en tension est réalisée en contrôlant les tensions de la MAS par action sur un onduleur MLI de tension contrôlé en tension par MLI triangulo-sinusoïdale. Cette commande est plus utilisée en petites et moyennes puissances.

- **Commande en courant**

- La commande scalaire en courant est réalisée en contrôlant les courants de la MAS par action sur un onduleur MLI de tension contrôlé en courant par MLI à hystérésis. Cette commande est souvent utilisée en petites et moyennes puissances.
- La commande scalaire en courant est réalisée en contrôlant les courants de la MAS par action sur un commutateur de courant contrôlé en courant. Cette commande est couramment utilisée en grandes puissances.

III.3.1 Commande scalaire en tension

Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée en tension par un onduleur MLI de tension contrôlé en tension par MLI triangulo-sinusoidale, il faut maintenir le flux statorique constant par le contrôle de la pulsation rotorique ω_r .

Dans ce type de commande, les tensions de références de la commande MLI triangulo-sinusoidale sont obtenues à partir de la loi de commande (V_s/f) constante et la relation d'autopilotage $\theta_s = \theta_r + \theta \Rightarrow \omega_s = \omega_{rref} + \omega$ nécessaire pour reconstruire la pulsation statorique à partir de la vitesse du moteur et de la pulsation rotorique.

Le schéma bloc de la figure (III.1) présente la commande scalaire d'une machine asynchrone alimentée en tension par un onduleur MLI de tension contrôlé en tension par MLI triangulo-sinusoidale.

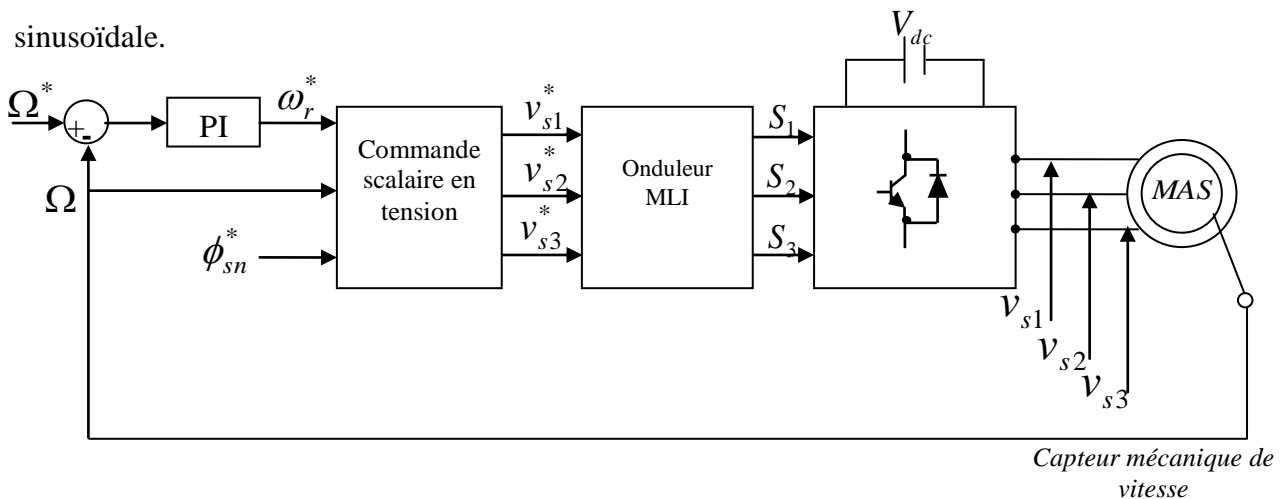


Figure (III.1): Schéma de principe de la commande scalaire en tension de la MAS

Le circuit de commande de ce schéma comporte trois parties essentielles: la régulation de la vitesse nécessaire pour avoir la pulsation rotorique de référence, la loi de commande scalaire pour construire les tensions de références statoriques, et enfin la technique MLI triangulo-sinusoidale pour la génération des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur.

III.3.1.1 Loi de commande scalaire V_s/f constante

En régime permanent, la tension statorique est donnée par:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \quad (\text{III.1})$$

En fortes vitesses la chute de tension ohmique $R_s I_s$ est négligeable devant V_s . Dans ce cas, la tension et le flux statorique sont liés donc par la relation suivante:

$$\bar{V}_s = j\omega_s \bar{\phi}_s \quad (\text{III.2})$$

Cette relation montre que le rapport $\phi_s = V_s / \omega_s$ doit être imposé constant afin de maintenir le module du flux statorique constant. Ce qui en découle la loi de commande scalaire V_s/f constante.

Les tensions de références de la commande MLI triangulo-sinusoïdale sont construites à partir de cette loi de commande et la relation d'autopilotage $\omega_s = \omega_r + \omega$ comme suit :

$$\begin{cases} v_{s1}^* = V_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t) \\ v_{s2}^* = V_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{s3}^* = V_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec $V_s = \phi_{sn} \omega_s$

Où $\phi_{sn} = \frac{V_{sn}}{\omega_{sn}}$ est le flux nominal en fonctionnement normal.

III.3.1.2 Pulsation rotorique de glissement ω_r

La variation de la vitesse est obtenue par une variation de pulsation rotorique ω_r qui est liée directement au couple. Le régulateur de vitesse élabore ω_r à partir de l'erreur de vitesse. D'un autre côté, la fréquence statorique est obtenue par la loi d'autopilotage qui nécessite une mesure précise de la vitesse. Son réglage est confié à l'onduleur.

Afin de calculer la pulsation statorique à partir de la relation d'autopilotage (III.4), la connaissance de la pulsation rotorique est indispensable. Cette dernière peut être déterminée par un régulateur de la vitesse de la machine.

$$\theta_s = \theta_r + \theta \Rightarrow \omega_s = \omega_{ref} + \omega \quad (\text{III.4})$$

La vitesse électrique est calculée par $\omega = p\Omega$ où Ω est la vitesse de rotation mesurée par un capteur de vitesse ou de position (codeur incrémental) monté sur l'arbre du moteur.

III.3.1.2.1 Régulation de la vitesse

La régulation de la vitesse du moteur asynchrone sert à déterminer la pulsation rotorique de référence ω_r^* . Cette dernière est l'image du couple de la machine. Si la machine est chargée, la vitesse décroît, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée en conséquence et la tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V_s/f constant.

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale *PI* sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques. L'action proportionnelle assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action intégrale élimine l'erreur statique en régime permanent. Le schéma d'un régulateur PI est représenté sur la figure (III.2).

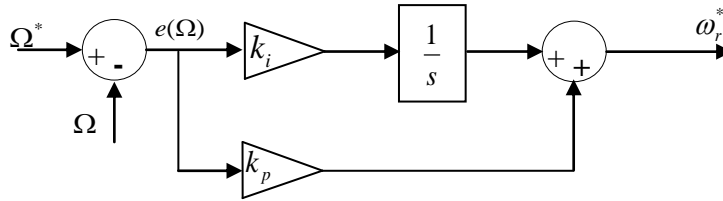


Figure (III.2): Schéma de régulateur PI de la vitesse

L'équation du mouvement de la machine est donnée par:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (III.5)$$

Par l'application de la transformation de Laplace on obtient:

$$(Js + f)\Omega = C_{em} - C_r \quad (III.6)$$

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (III.7)$$

Etant donné que le couple résistant est souvent inconnu, les paramètres k_p et k_i du régulateur PI sont calculées en le considérant comme perturbation. Dans ce cas, en négligeant le couple résistant l'équation (III.7) devient:

$$\Omega = \frac{C_{em}}{Js + f} \quad (III.8)$$

Le couple électromagnétique en régime permanent est donné par:

$$C_{em} = \frac{3pV_s^2}{\omega_s} \frac{R_r'/g}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r'\omega_s)^2} \quad (III.9)$$

Sachant que $\omega_r = g\omega_s$, l'expression du couple peut être exprimé en fonction de la pulsation du glissement comme suit :

$$C_{em} = \frac{3pV_s^2}{\omega_s} \frac{gR_r'}{(R_r')^2 + (N_r'\omega_r)^2} \quad (\text{III.10})$$

En régime permanent, la pulsation rotorique est généralement très faible ($\omega_r \ll 1$) ce qui conduit à considérer que $(N_r'\omega_r)^2 \ll R_r'^2$. En tenant en compte cette simplification, l'expression du couple devient:

$$C_{em} = \frac{3pV_s^2}{\omega_s} \frac{g}{R_r'} = \frac{3pV_s^2}{\omega_s} \frac{\omega_r}{R_r'} = \frac{3pV_s^2}{R_r'\omega_s^2} \omega_r \quad (\text{III.11})$$

Cette relation montre qu'à flux statorique constant $\frac{V_s}{\omega_s} = \text{const}$ la pulsation rotorique est l'image du couple. Dans ce cas de figure, l'expression simplifiée du couple peut être aussi exprimée en fonction de la pulsation rotorique comme suit:

$$C_{em} = \frac{3p}{R_r'} \phi_s^2 \omega_r = k' \omega_r \quad (\text{III.12})$$

avec $k' = \frac{3p}{R_r'} \phi_s^2$

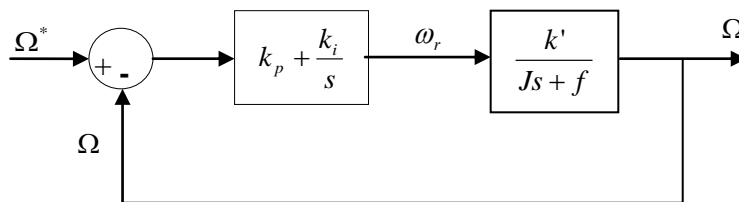
L'équation (III.8) devient:

$$\Omega = \frac{C_{em}}{Js + f} = \frac{k' \omega_r}{Js + f} \quad (\text{III.13})$$

A partir de cette équation, la fonction de transfert reliant la vitesse à la pulsation rotorique est donnée par:

$$\frac{\Omega}{\omega_r} = \frac{k'}{Js + f} \quad (\text{III.14})$$

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure (III.3).



Figure(III.3):Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

La relation entre la pulsation rotorique et le signal d'erreur $e(\Omega) = \Omega^* - \Omega$ est donnée comme suit:

$$\omega_r = k_p e(\Omega) + \frac{k_i}{s} e(\Omega) \quad (\text{III.15})$$

La Fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) du système de la figure (III.3) est :

$$FTBO = \frac{\Omega}{\Omega^*} = (k_p + \frac{k_i}{s}) (\frac{k'}{Js + f}) = \frac{k'(k_p s + k_i)}{s(Js + f)} \quad (\text{III.16})$$

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

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{\frac{k'(k_p s + k_i)}{s(Js + f)}}{1 + \frac{k'(k_p s + k_i)}{s(Js + f)}} \quad (\text{III.17})$$

L'équation (17) peut être simplifiée comme suit :

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{k'(k_p s + k_i)}{s(Js + f) + k'(k_p s + k_i)} = \frac{\frac{k'}{J}(k_p s + k_i)}{s^2 + \frac{(f + k'k_p)}{J}s + \frac{k'k_i}{J}} \quad (\text{III.18})$$

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

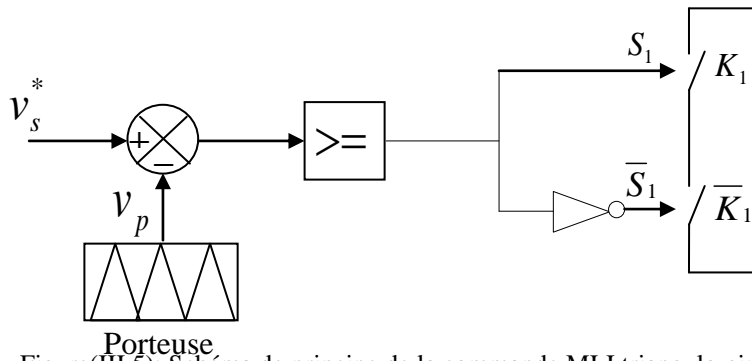
$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III.19})$$

Par identification du polynôme caractéristique de la FTBF (dénominateur de la FTBF) avec le polynôme caractéristique du système désiré et si l'on néglige l'effet de zéro sur la stabilité du système on obtient :

$$\begin{cases} \frac{(f + k'k_p)}{J} = 2\xi\omega_n \Rightarrow k_p = \frac{2\xi\omega_n J - f}{k'} \\ \frac{k'k_i}{J} = \omega_n^2 \Rightarrow k_i = \frac{\omega_n^2 J}{k'} \end{cases}$$

III.3.1.3 Génération des signaux de contrôle par MLI triangulo-sinusoidale

La méthode de la MLI triangulo-sinusoidale au MLI sinusoidale (En anglais: Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) consiste à comparer une onde de référence dite modulatrice avec une onde triangulaire dite porteuse d'une amplitude et d'une fréquence fixées. Ce contrôle peut être met en œuvre par un comparateur qui à partir de l'écart entre la tension de référence et la porteuse détermine les signaux de commande des interrupteurs comme il est indiqué sur la figure(III.5). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Dans cette technique de commande, la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectue par variation de la largeur des signaux de commande.



Figure(III.5): Schéma de principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale

La technique MLI triangulo-sinusoidale consiste à obtenir après modulation une tension en sortie égale en valeur moyenne sur une période de découpage (T_d) à sa référence.

$$\langle V_s \rangle_{T_d} = v_s^* \quad (III.20)$$

Cette équation peut être satisfaite sur une période de découpage avec un signal de commande S_1 égale à 1 si la tension de référence v_s^* est supérieure à la porteuse v_p et 0 dans le cas contraire, comme indique la figure(III.6).

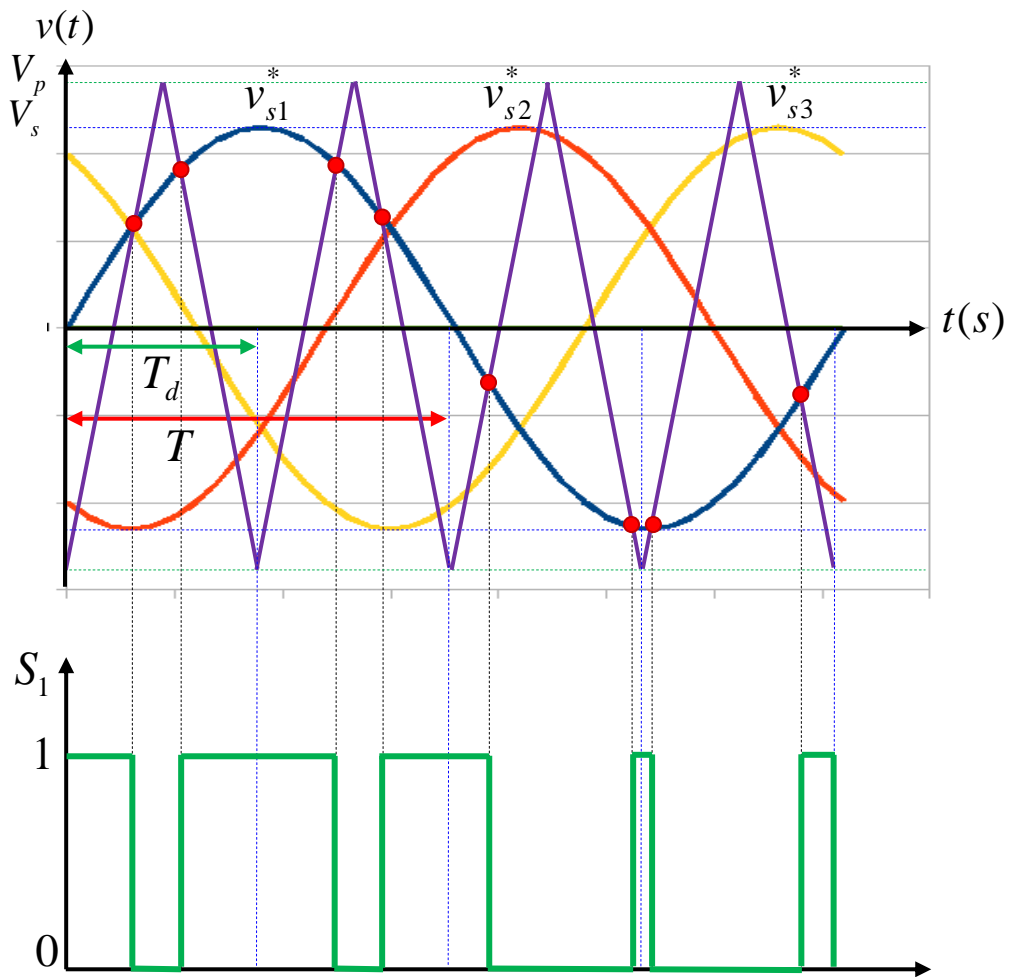


Figure (III.6): Signaux de références, la porteuse et l'état S_1 du premier interrupteur

III.3.1.3.1 Paramètres de la MLI triangulo-sinusoidale

Cette technique est connue par ses deux paramètres:

- Le coefficient de réglage en tension (taux de la modulation) est défini par le rapport entre

l'amplitude de la tension de référence (V_s) et celle de la porteuse (V_p): $r = \frac{V_s}{V_p}$

- L'indice de modulation m est défini comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse (f_p)

et la fréquence du signal de référence (f): $m = \frac{f_p}{f}$.

III.3.1.3.2 Equation de la porteuse

Comme indiqué sur la figure (III.6), l'équation de la porteuse est donnée par;

$$\begin{cases} v_p(t) = \frac{4V_p}{T_d}t - V_p & \text{lorsque } t \in \left[0, \frac{T_d}{2}\right] \\ v_p(t) = \frac{-4V_p}{T_d}t + 3V_p & \text{lorsque } t \in \left[\frac{T_d}{2}, T_d\right] \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Afin de générer à la sortie un signal de forme proche de la référence, il faut un nombre suffisant de période de découpage dans une période du signal de référence, c'est à dire un nombre suffisant d'intersections entre la porteuse et le signal de référence. Lorsque la fréquence de découpage est très grande devant la fréquence du signal de référence, ce dernier peut être considérée comme quasi-constant pendant une période de découpage et peut être considérée comme valeur moyenne.

Remarques

Deux remarques importantes doivent être signalées ici;

- ✓ A basses vitesses la tension V_s prend des valeurs faibles et par conséquent la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée devant cette dernière; donc cette loi de commande n'est pas valable pour les faibles vitesses, c.-à-d. pour les faibles valeurs de la pulsation ω_s .
- ✓ D'autre part, pour 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 survitesse). En effet, au-delà de la vitesse nominale, la tension reste à sa valeur nominale et le rapport $\frac{V_s}{f}$ décroît ce qui provoque une diminution du couple maximal que peut produire la machine. Dans ce cas, le flux n'étant plus constant; on est en régime de défluxage en régime de survitesses

Pour corriger cette loi de commande il est nécessaire de compenser à basses vitesses le terme $R_s I_s$ en ajoutant un terme V_{s0} additionnel à la loi donnant la tension V_s en fonction de la fréquence et d'utiliser le défluxage en survitesses.

III.3.1.4 Compensation de la chute de tension $R_s I_s$

Pour corriger cette loi de commande il est nécessaire de compenser le terme $R_s I_s$ dans la loi de commande par l'ajout d'une tension V_{s0} à la tension V_s comme le montre la figure (III.7).

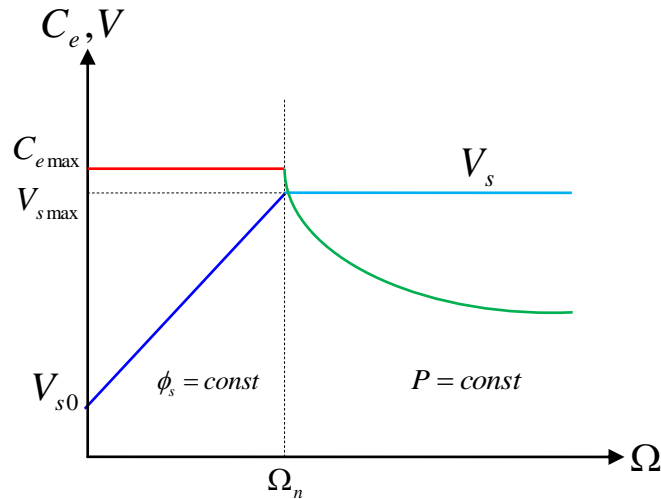


Figure (III.7): Commande scalaire avec compensation de la chute ohmique $R_s I_s$

La tension V_s devient:

$$V_s = \omega_s \phi_{sn} + V_{s0} \quad (\text{III.22})$$

ϕ_{sn} : est le flux nominal en fonctionnement normal.

La figure (III.7) illustre les deux modes de fonctionnements de la machine :

Mode A: Commande scalaire d'une MAS avec flux statorique constant (couple constant). Ce mode est valable pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale ($\Omega \in [0, \Omega_n]$).

Mode B: Commande scalaire d'une MAS avec tension constante (puissance constante). Ce mode est valable pour des vitesses au-delà de la vitesse nominale. Dans ce mode le flux décroît et la machine fonctionne en mode de défluxage.

La figure (III.8) montre le schéma bloc de la commande scalaire corrigée utilisée pour la détermination des tensions de références.

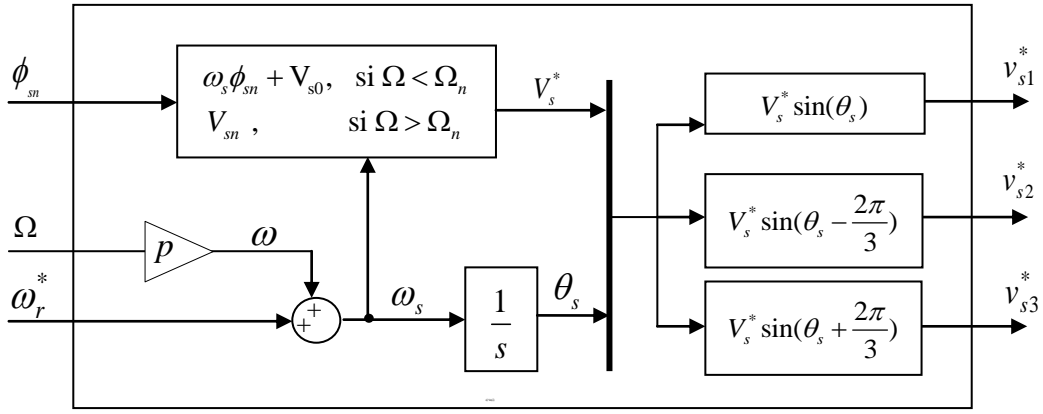


Figure (III.8): Schéma de principe de la construction des tensions de références statoriques par la loi de commande scalaire en tension

III.3.2 Commande scalaire en courant

Dans ce cas, on cherche à déterminer l'amplitude du courant statorique en fonction de la pulsation rotorique qui permet de maintenir le flux ϕ_s constant.

L'amplitude I_s est déterminée à partir de l'équation de la tension rotorique et celle du flux statorique dans le repère dq en régime permanent. En notation complexe, la tension rotorique est donnée par:

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r L_r \bar{I}_r + j\omega_r M \bar{I}_s \quad (\text{III.23})$$

Ainsi que pour le flux statorique en notation complexe est donné par:

$$\bar{\phi}_s = 0 = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (\text{III.24})$$

A partir de ces deux équations, l'amplitude de I_s en fonction de ω_r est donnée par:

$$I_s = \frac{\phi_{sn}}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\omega_r T_r)^2}{1 + (\sigma \omega_r T_r)^2}} = I_{s0} \sqrt{\frac{1 + (\omega_r T_r)^2}{1 + (\sigma \omega_r T_r)^2}} \quad (\text{III.25})$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ et $I_{s0} = \frac{\phi_{sn}}{L_s}$ étant le courant magnétisant.

A partir de cette équation et lorsque le flux est constant, on remarque que la variation de I_s en fonction de ω_r est une variation hyperbolique comme le montre la figure (III.9).

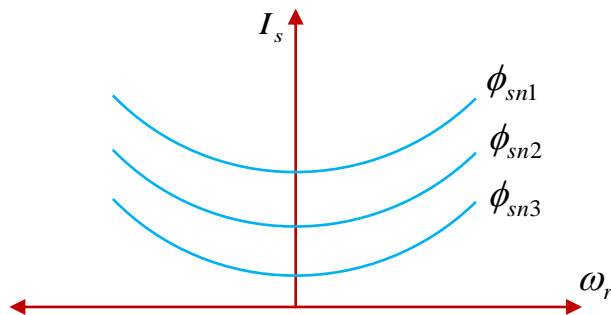


Figure (III.9): Caractéristique $I_s(\omega_r)$

III.3.2.1- Cas d'une alimentation par un onduleur en tension contrôlé en courant par MLI à hystérésis

Le schéma bloc de la figure (III.10) présente la commande scalaire d'une machine asynchrone alimentée en tension par un onduleur de tension contrôlé en courant par MLI à hystérésis.

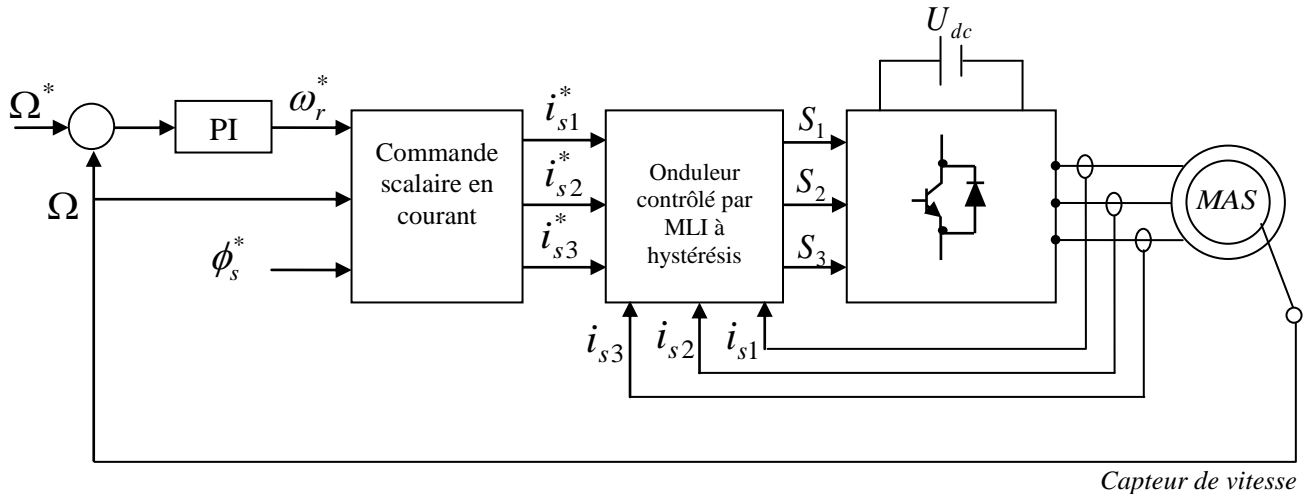


Figure (III.10): Schéma de principe de la commande scalaire en courant d'une MAS alimentée par un onduleur en tension contrôlé en courant

Dans ce cas, il est nécessaire de déterminer les courants statoriques de référence en fonction de la pulsation statorique et l'amplitude du courant donnée par la loi de commande scalaire (III.25). Le système des courants de références est donné par :

$$\begin{cases} i_{s1}^* = I_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t) \\ i_{s2}^* = I_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{s3}^* = I_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.26)$$

Les courants statoriques de références sont comparés aux courants de phases de la machine à l'aide de comparateurs à hystérésis.

La figure (III.11) décrit le principe de la construction des courants de références statoriques par la loi de commande scalaire en courant à flux constant.

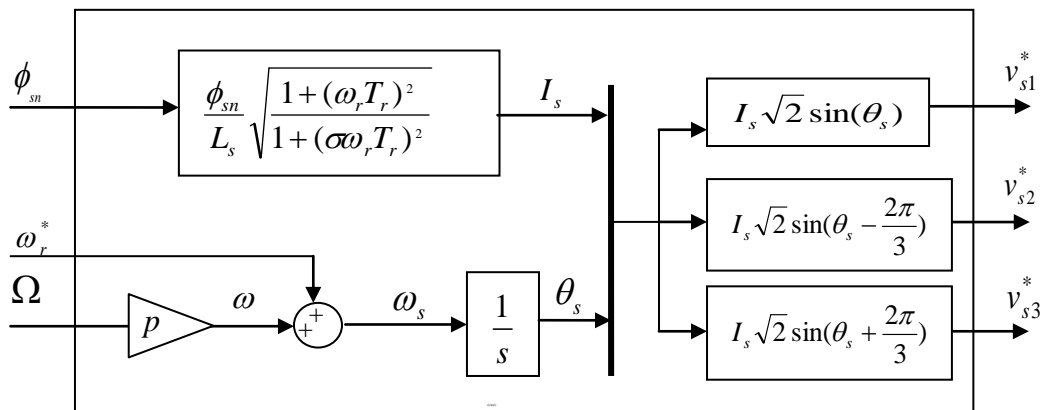


Figure (III.11): Construction des courants de références par la loi de commande scalaire en courant à flux constant

III.3.2.1 Génération des signaux de contrôle par MLI à hystérésis

Le principe du contrôle par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande enveloppant le courant de référence. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels à la sortie de l'onduleur (les courants statoriques) et les courants de références qui sont fournis par la commande scalaire.

La figure (III.12) donne une idée sur la commande d'un bras de l'onduleur en utilisant un régulateur à hystérésis.

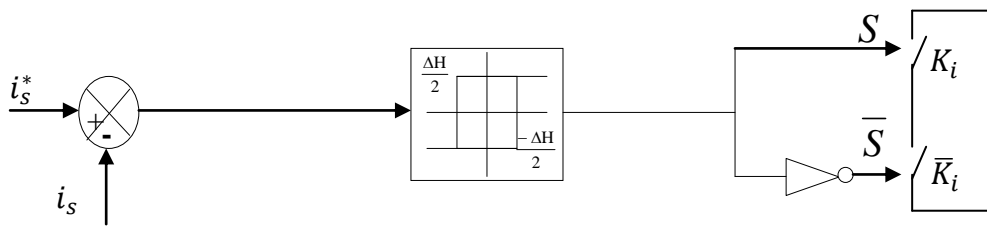


Figure (III.12): Principe de contrôle du courant par hystérésis

III.3.1.1 Algorithme

Nous désignons par $\varepsilon(i)$ l'écart entre le courant de référence i_s^* et le courant réel i_s tel que :

$$\varepsilon(i) = i_s^* - i_s \quad (\text{III.27})$$

L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit :

$$\begin{cases} si \quad \varepsilon(i) \geq \frac{\Delta H}{2}, & S = 1 \\ si \quad \varepsilon(i) \leq -\frac{\Delta H}{2}, & S = 0 \\ si \quad \text{non pas de changement} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

ΔH : Largeur de la bande à hystérésis

III.3.2.2 Cas d'une alimentation par un commutateur de courant

La figure (III.13) décrit le principe de la commande scalaire en courant d'une MAS alimentée par un onduleur de courant (commutateur de courant).

Dans cette commande scalaire, on impose les courants, d'une valeur maximale égale I_s^* , aux phases de la machine afin de maintenir le module du flux constant. Ceci est réalisé via l'utilisation d'un commutateur de courant alimenté par une source de courant continu dont la valeur est imposée par la commande d'un redresseur PD3 à thyristors (figure III.13).

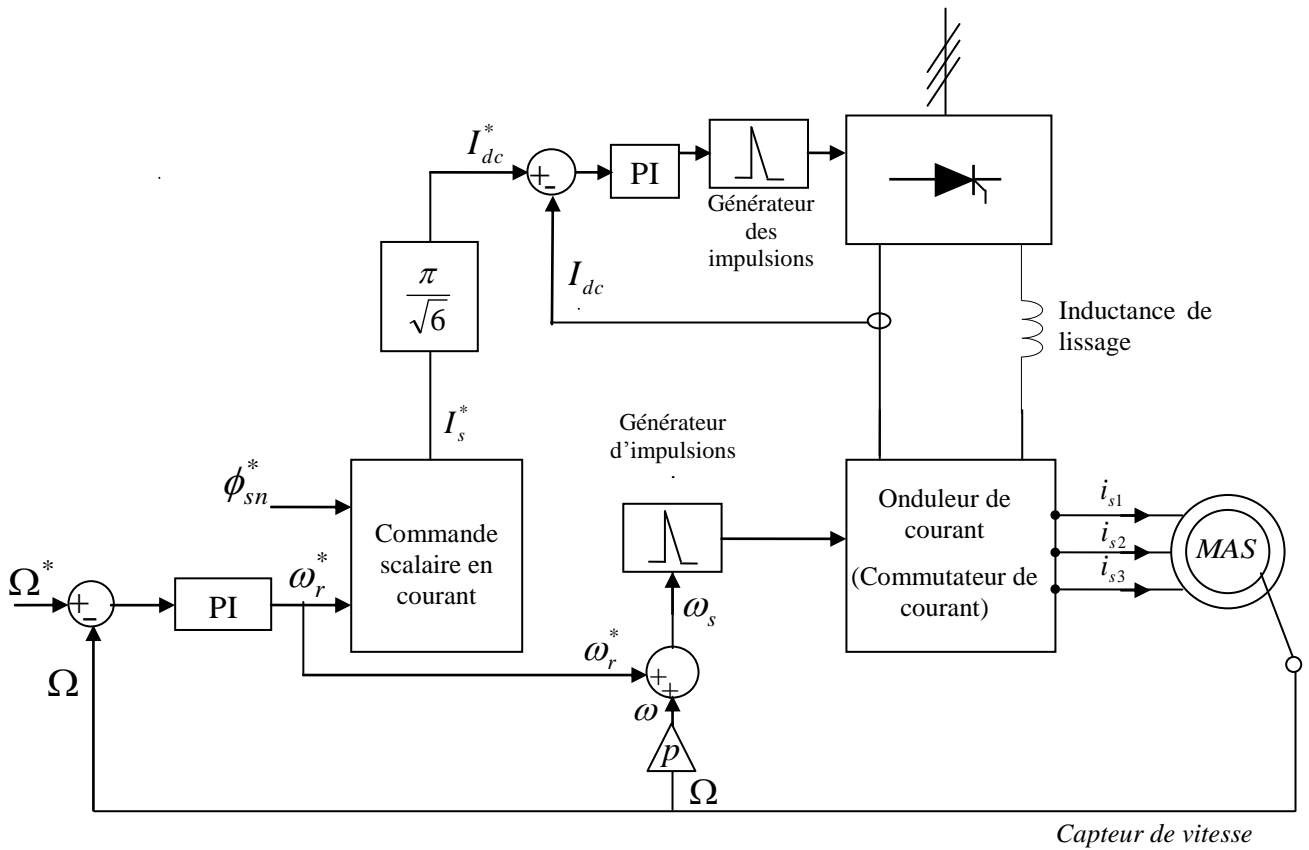


Figure (III.13): Schéma de principe de la commande scalaire en courant d'une MAS alimentée par un commutateur de courant

La valeur efficace des courants à la sortie du commutateur et celle du courant redressé sont liés par la relation suivante:

$$I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dc} \quad (\text{III.29})$$

Afin de forcer la valeur efficace des courants à la sortie du commutateur de suivre la valeur efficace du courant de référence, un régulateur du courant continu est indispensable. Le régulateur du courant I_{dc} permet de générer l'angle d'amorçage nécessaire pour générer les signaux de commande des thyristors du redresseur comme le montre le schéma de commande.

Le courant I_{dc}^* est donné par:

$$I_{dc}^* = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_s^* \quad (\text{III.30})$$