

III. Commande scalaire des machines à courant alternatif

1. Généralités

Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine asynchrone nécessite le contrôle de son flux magnétique (stator, rotor ou d'entrefer). Ce contrôle impose un état magnétique optimal de la machine et éviter la saturation élevée qui fait un appel de courant important. Cet appel de courant risquerait de dégrader les performances de la machine. Le contrôle se fait selon deux méthodes directe et indirecte.

- Le contrôle indirect, en tension ou en courant où l'amplitude est imposée en fonction de la fréquence, Les amplitudes du courant ou de la tension statorique sont définies de manière à imposer indirectement le flux magnétique pour chaque point de fonctionnement.
- Le contrôle direct, par régulation du flux; ce qui nécessite sa mesure ou son estimation (reconstruction du flux à partir du modèle mathématique de la machine).

2. Loi régissant le contrôle du flux

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est choisi sur le référentiel du champ tournant (synchronisme) sur les axes (d,q). En régime transitoire, est donné par les équations aux tensions stator + rotor ;

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (1)$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (2)$$

ω_s : pulsation des courants statoriques.

$\omega_r = \omega_s - \omega$: pulsation des courants rotoriques, avec : $\omega = p\Omega$

ω : pulsation électrique Ω : pulsation mécanique

Equations aux flux stator + rotor ;

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (3)$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \quad (4)$$

Pour le régime permanent les équations sont :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (5)$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (6)$$

On remplace le flux $\bar{\Phi}_r$ (4) dans (6), on aura :

$$0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r = R_r \bar{I}_r + j\omega_r (L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s) \quad (7)$$

$$\text{De (7), on tire ; } \bar{I}_r = -\frac{jM\omega_r}{R_r + jL_r\omega_r} \bar{I}_s \quad (8)$$

$$\text{En module : } I_r = \frac{M\omega_r}{\sqrt{R_r^2 + (L_r\omega_r)^2}} I_s \quad (9)$$

On pose ; $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps du rotor. et $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$: constante de temps du stator.

L'éq. (9) devient : $I_r = \frac{M\omega_r}{\sqrt{R_r^2 + (L_r\omega_r)^2}} I_s = \frac{M\omega_r}{R_r\sqrt{1 + (\tau_r\omega_r)^2}} I_s$

Le flux $\bar{\Phi}_r$ est déterminé par substitution de (8) dans (6) : $\bar{\Phi}_r = \frac{jR_r M\omega_r}{R_r + jL_r\omega_r} \bar{I}_s = \frac{jM\omega_r}{1 + j\tau_r\omega_r} \bar{I}_s$ (10)

Soit en module : $\Phi_r = I_s \frac{M\omega_r}{\sqrt{1 + (\tau_r\omega_r)^2}}$ (11)

En remplaçant (8) dans (3), et après arrangement on obtient le flux ;

$\bar{\Phi}_s = L_s \frac{R_r + jL_r\sigma\omega_r}{R_r + jL_r\omega_r} \bar{I}_s = L_s \frac{1 + j\tau_r\sigma\omega_r}{1 + j\tau_r\omega_r} \bar{I}_s$ (12)

$\bar{I}_s = \frac{\bar{\Phi}_s}{L_s} \cdot \frac{1 + j\tau_r\omega_r}{1 + j\tau_r\sigma\omega_r}$ (13)

Avec ; $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$; coefficient de dispersion de Blondel.

Soit en module ; $\Phi_s = L_s \sqrt{\frac{1 + (\tau_r\sigma\omega_r)^2}{1 + (\tau_r\omega_r)^2}} I_s$ (14)

Donc l'expression du courant est : $I_s = \frac{\Phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\tau_r\omega_r)^2}{1 + (\tau_r\sigma\omega_r)^2}}$ (15)

Cette relation est la base des lois de commande à flux constant des machines alimentées en courant.

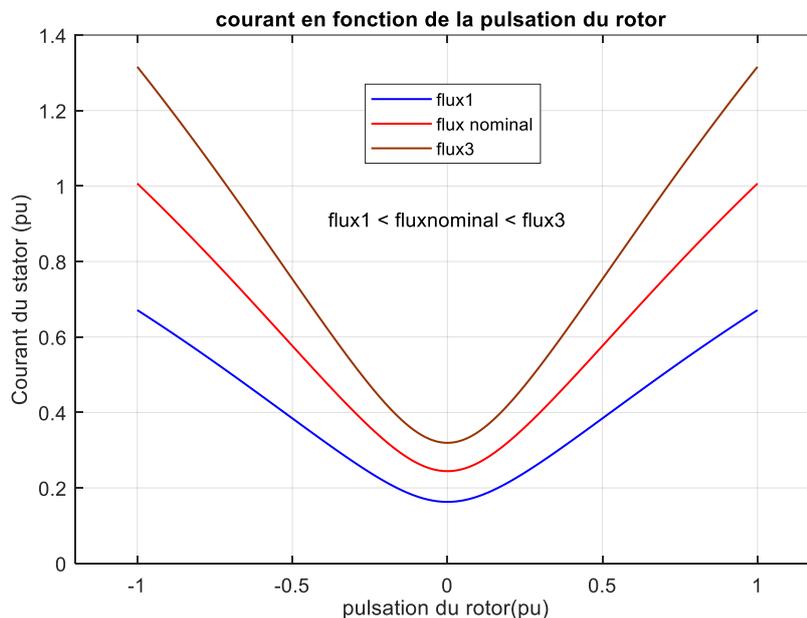


Figure (1) : caractéristique $I_s(\omega_r)$

Maintenant, on cherche à déterminer la loi des tensions. En remplaçant le courant (13) dans (5), on aura la nouvelle expression de la tension;

$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s = R_s \cdot \frac{\bar{\Phi}_s}{L_s} \cdot \frac{1 + j\tau_r\omega_r}{1 + j\tau_r\sigma\omega_r} + j\omega_s \bar{\Phi}_s = \frac{\bar{\Phi}_s}{\tau_s} \frac{(1 - \tau_s\omega_s\sigma\tau_r\omega_r + j(\omega_s\tau_s + \omega_r\tau_r))}{1 + j\sigma\tau_r\omega_r}$

$$\text{Soit en module ; } V_s = \frac{\Phi_s}{\tau_s} \sqrt{\frac{(1 - \tau_s \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot \tau_r \omega_r)^2 + (\omega_s \cdot \tau_s + \omega_r \cdot \tau_r)^2}{1 + (\sigma \cdot \tau_r \omega_r)^2}} \quad (16)$$

Cette équation constitue le principe des lois de commande à flux constant des machines alimentées en tension.

La relation tension/fréquence (16) montre que le maintien du flux statorique Φ_s à une amplitude constante nécessite la prise en compte de la pulsation rotorique ω_r , c'est-à-dire de la charge de la machine. Cela montre que le maintien de :

$$\frac{V_1}{\omega_s} = \text{cte} \quad (17)$$

sur toute la plage de fonctionnement est insuffisant, particulièrement quand la machine est en charge et surtout à basse vitesse de rotation. Dans les domaines des fréquences statoriques moyennes et élevées, quand il est possible de négliger la chute de tension dans la résistance du stator, la relation (16) se réduit à :

$$V_1 = \Phi_s \cdot \omega_s \quad (18)$$

Cette loi n'est valable que pour R_s est négligée.

3. Commande scalaire

Les commandes qui assurent une régulation du **module du flux et l'autopilotage** de la machine sont appelées **commandes scalaires**.

Celles qui assurent une régulation du **flux en module et en phase** (donc en régime transitoire) et **l'autopilotage** de la machine sont appelées **commandes vectorielles**.

Si le moteur est alimenté par une source de tension telle que le rapport V/f soit maintenu constant lors d'une variation de fréquence, le flux dans l'entrefer reste constant (si on néglige les chutes de tension) et le moteur fonctionne alors dans des conditions optimales.

3.1. Contrôle indirect du flux

3.1.1 Commande en boucle ouverte (BO)

La figure (2) montre le principe du contrôle de vitesse en BO à V/f constant. La pulsation ω^* , consigne de vitesse commande directement la fréquence de l'onduleur (ω_s^*) et définit aussi la tension de consigne du redresseur (V^*).

En régime permanent, le flux statorique est approximativement proportionnel au rapport V/ω_s .

Cependant aux basses vitesses (basses fréquences), la tension d'alimentation tend vers zéro et les chutes de tensions ($R_1 \cdot I_1$) ne sont plus négligeables ce qui conduit à une diminution remarquable du flux; on est donc amené à définir une caractéristique $V(\omega)$ qui tienne compte de ce phénomène en prévoyant la fréquence nulle, une tension d'offset V_0 (une compensation est nécessaire).

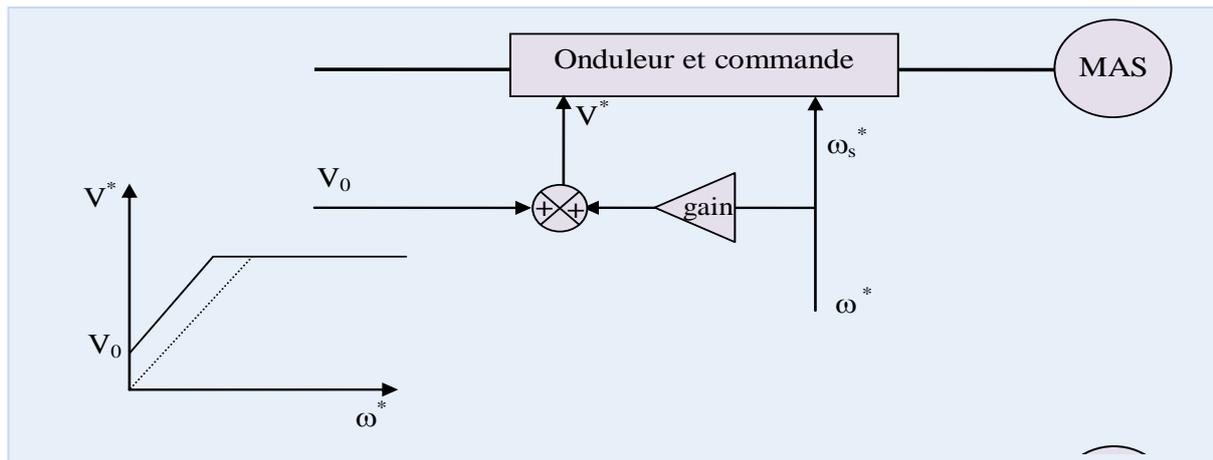


Figure (2) : contrôle en BO à v/f constant

Cette technique de commande est satisfaisante si les dynamiques du système sont lentes, en effet lors de la variation d'un paramètre (couple, fréquence) il est indispensable que les autres grandeurs puissent suivre. A titre d'exemple, pour un fonctionnement à fréquence variable le point A détermine le premier point de fonctionnement pour ω_1 , avec un changement à une fréquence ω_2 le point de fonctionnement saute brutalement au point B de la deuxième courbe $Ce(\omega_2)$ qui est dans la zone d'instabilité et ne pourra donc pas rejoindre le nouveau point de fonctionnement stable C.

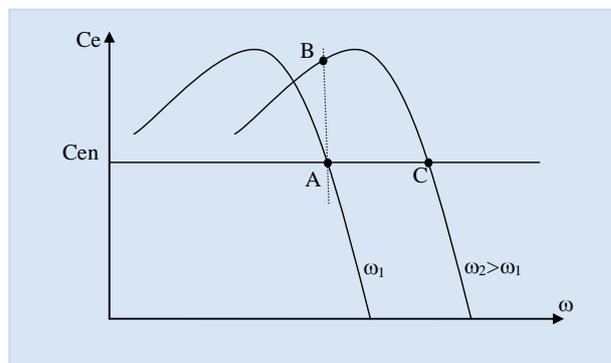


Figure (3) : évolution du point de fonctionnement en cas de variation de fréquence

Pour éviter de tel déséquilibre, il est nécessaire d'asservir la fréquence à la vitesse de façon que le glissement ne dépasse jamais la valeur du couple maximal. Ceci ne peut se concevoir qu'on boucle fermé.

3.1.2. Commande en boucle fermée (BF)

La commande consiste à contrôler directement le glissement ou plus exactement la pulsation de glissement ω_r de $Ce = k(V/\omega_s)^2 \omega_r$, figure (4). L'erreur de vitesse $(\Omega_{ref} - \Omega)$, génère à travers un contrôleur, la consigne de pulsation ω_r^* . C'est une structure de commande avec autopilotage. Ce

signal est ajouté au signal de vitesse réelle pour déterminer la commande de fréquence de l'onduleur selon la loi : $\omega_s^* = \omega_r^* + p \Omega$, loi interne de la machine reproduite à l'extérieur par la commande.

Le régulateur de vitesse limite la pulsation de glissement ω_r^* à une valeur qui correspond au couple maximum. Le moteur accélère jusqu' à la valeur de cette consigne, la pulsation de glissement diminue alors à la valeur correspondante au couple de charge.

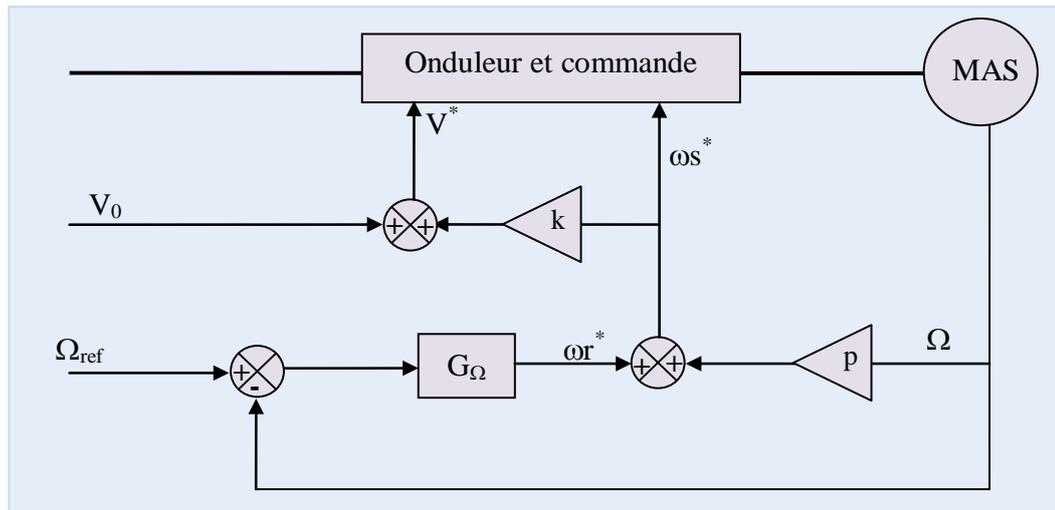


Figure4 : commande en v/f en BF avec contrôle de vitesse et la régulation de la pulsation du glissement

4. le contrôle direct du flux

4.1. Alimentation tension

Le maintien du rapport V/f constant permet le maintien du flux constant dans la machine, mais lorsque :

- les chutes de tensions deviennent significatives (R_1 n'est pas négligée).
- les dérives paramétriques apparaissent sous l'effet de la température ou la saturation.

Alors, le flux peut varier malgré le maintien de V/f constant. Ceci conduit à la perte des performances du moteur.

Il est nécessaire alors de contrôler directement le flux et le couple. Une boucle interne de couple et une boucle externe de vitesse vont contrôler la pulsation de commande ω_s^* et une boucle de flux pour contrôler la tension de l'onduleur à MLI, figure 5.

La boucle interne du couple est utilisée pour stabiliser le système et améliorer les réponses, précisions et rapidité surtout concernant le flux.

La boucle du flux assure le maintien du flux constant en augmentant ou en diminuant V^* .

Le contrôle direct du flux résout le problème de dérive, mais il est difficile d'obtenir un signal qui soit l'image du flux dans la machine. Donc il y a deux solutions :

- La mesure directe du flux.
- l'estimation du flux.

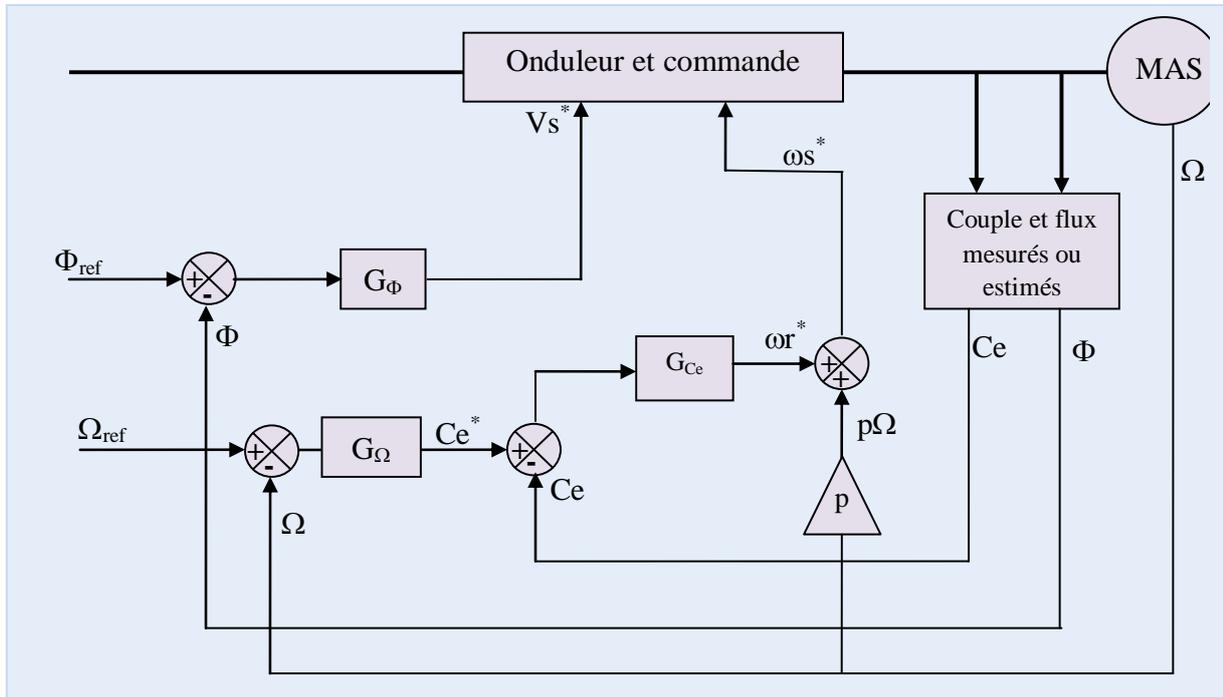


Figure 5 : Commande scalaire avec autopilotage et régulation du (vitesse, couple et flux) / alimentation en tension

4.2. Le contrôle du courant

Plutôt que de contrôler les tensions du convertisseur on contrôle le courant du stator. la boucle du flux génère non plus la tensions de commande mais le courant de référence I_s^* et la boucle de couple définit, comme précédemment la pulsation du glissement ω_r^* qui ajoutée à la vitesse électrique réelle $p\Omega_{réelle}$, donne la référence de pulsation ω_s^* .

Ces deux signaux I_s^* et ω_s^* sont traités par un générateur de signaux sinusoïdaux triphasés qui délivre les courants de référence des trois phases, figure 6. Ces courants de référence sont comparés aux courants réels de la machine et qui définit les signaux de commande du convertisseur à travers un régulateur à hystérésis (par exemple). Pour ces différents variateurs, un estimateur ou un observateur de ce flux est nécessaire (Onduleur de tension régulé en courant).

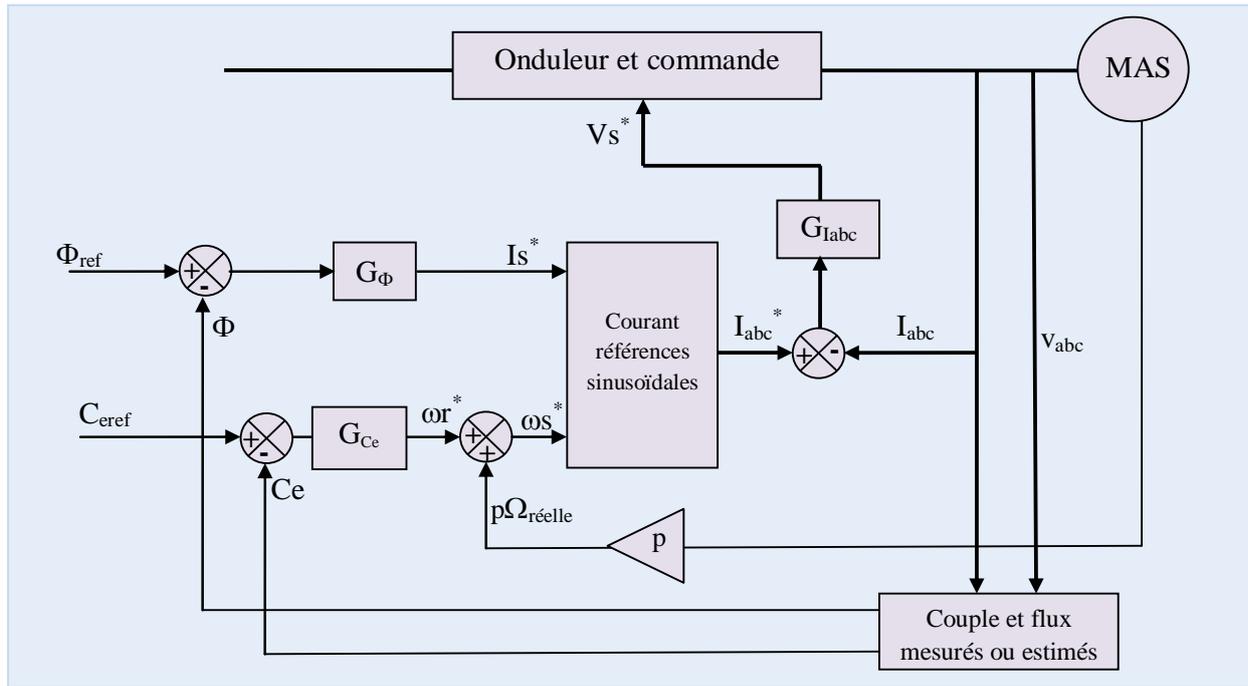


Figure 6 : Principe du contrôle du courant statorique / alimentation en courant

4.3. Estimateur du flux :

A partir des équations du modèle dans le référentiel du stator (α, β), en régime permanent, on peut déduire l'estimation des flux et le calcul du couple. Ces équations sont exploitées dans le contrôle direct du flux par alimentation en tension ou en courant.

Le flux du stator peut être calculé comme suit :

$$V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \quad (19)$$

$$V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \quad (20)$$

$$\Phi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (21)$$

$$\Phi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (22)$$

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (23)$$

Le couple électromagnétique :

$$C_e = p(\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\alpha} + \Phi_{s\beta} I_{s\beta}) \quad (24)$$

Le flux du rotor, peut être calculé par :

$$\Phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} \Phi_{s\alpha} - \frac{L_r L_s}{M} \sigma I_{s\alpha} \quad (25)$$

$$\Phi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} \Phi_{s\beta} - \frac{L_r L_s}{M} \sigma I_{s\beta} \quad (26)$$

$$\Phi_r = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (27)$$

4.4. Régulation du flux

4.4.1. Alimentation en courant

La régulation du flux rotorique est pris sur l'axe (d,q).

Telle que :

$$I_{ds} = I_s \quad \text{et} \quad I_{qs} = 0 \quad (28)$$

et on a les équations du rotor sur l'axe (d,q) :

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \quad (29)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \quad (30)$$

On fait l'hypothèse que ω_r est lentement variable, ce qui permet de linéariser le modèle par morceau. On appelle ω_{r0} la pulsation des courants rotoriques pour laquelle on définit la fonction de transfert. A partir des équations (4), (28), (29) et (30), on obtient :

$$\frac{\Phi_{dr}}{I_s} = \frac{M(1+\tau_r s)}{(1+\tau_r s)^2 + (\tau_r \omega_{r0})^2} \quad (31)$$

$$\frac{\Phi_{qr}}{I_s} = \frac{M\tau_r \omega_{r0}}{(1+\tau_r s)^2 + (\tau_r \omega_{r0})^2} \quad (32)$$

On calcule le module du flux en fonction de (ω_{r0} , Φ_{rd0} , Φ_{rq0} , I_{s0} et Φ_{r0}), autour du point de fonctionnement :

$$\Phi_{r0}^2 = \Phi_{rd0}^2 + \Phi_{rq0}^2 \quad (33)$$

$$\frac{\Delta\Phi_r}{\Delta I_s} = \frac{M}{\sqrt{(1+\tau_r s)^2 + (\tau_r \omega_{r0})^2}} \quad (34)$$

Où $\Delta\Phi_r$ et ΔI_s sont les variations du flux et du courant autour du point de fonctionnement. Dans la mesure où $(\tau_r \omega_{r0})^2 \ll 1$, la fonction de transfert se ramène à un premier ordre de constante de temps τ_r et de gain M.

$$\frac{\Delta\Phi_r}{\Delta I_s} \cong \frac{M}{1+\tau_r s} \quad (35)$$

4.4.2. Etude du régulateur du flux

Lors de l'alimentation en courant, le schéma bloc de la régulation est donné par la figure (7). Où la régulation est en cascade et la boucle du courant est interne, fonction de transfert du premier ordre avec une constante de temps τ_i on peut écrire :

$$\frac{I_s}{I_s^*} = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad (36)$$

τ_i ; dépend de la fréquence de modulation de l'onduleur et des caractéristiques du régulateur de courant, elle est souvent négligée par rapport à $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

Dans ces conditions, on confond I_s et I_s^* :

$$\frac{\Phi_r}{I_s^*} = \frac{M}{1 + \tau_r s} \quad (37)$$

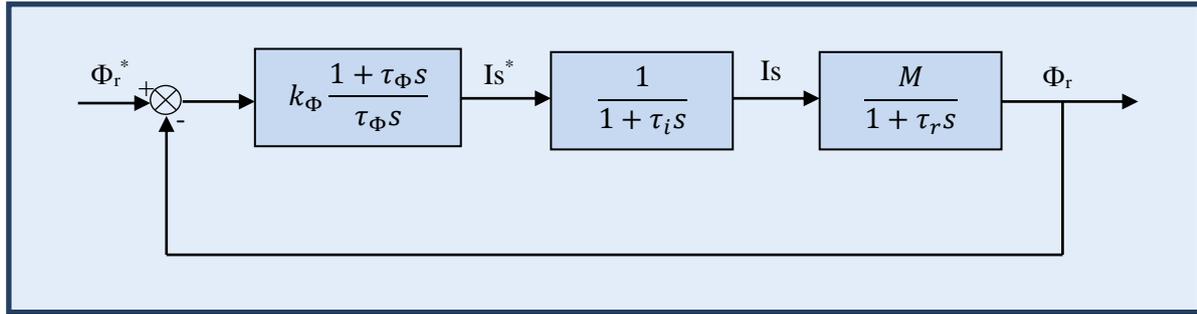


Figure (7) : Boucle régulation du flux alimentation en courant

Pour la régulation, un régulateur type PI est choisi, dont la fonction de transfert est :

$$G_\Phi = k_\Phi \frac{1 + \tau_\Phi s}{\tau_\Phi s} \quad (38)$$

La fonction de transfert correspondante, en boucle fermée, sera donc :

$$F_\Phi = \frac{G_\Phi \frac{M}{1 + \tau_r s}}{1 + G_\Phi \frac{M}{1 + \tau_r s}} = \frac{k_\Phi \frac{1 + \tau_\Phi s}{\tau_\Phi s} \frac{M}{1 + \tau_r s}}{1 + k_\Phi \frac{1 + \tau_\Phi s}{\tau_\Phi s} \frac{M}{1 + \tau_r s}} = \frac{k_\Phi \frac{1 + \tau_\Phi s}{\tau_\Phi s} \frac{M}{1 + \tau_r s}}{1 + k_\Phi \frac{1 + \tau_\Phi s}{\tau_\Phi s} \frac{M}{1 + \tau_r s}} = \frac{k_\Phi M (1 + \tau_\Phi s)}{\tau_\Phi s (1 + \tau_r s) + k_\Phi M (1 + \tau_\Phi s)} \quad (39)$$

Il peut être intéressant de compenser le zéro, par un filtrage de la référence de flux ou par le remplacement du PI par un IP (intégral – proportionnel). Pour le calcul des paramètres du régulateur, on peut fixer une dynamique de la réponse en flux, assimilée à celle d'un second ordre dont on se donne :

- t_Φ : le temps de réponse t_Φ à 95 %. Une valeur, souvent admise, de la constante de temps τ_Φ correspondante est située entre 30 et 40 ms avec : $\tau_\Phi \approx \frac{t_\Phi}{3}$
- le coefficient d'amortissement choisi égal à 0.7 pour obtenir une réponse optimale.

4.4.3 Alimentation en tension

Dans un repère lié au flux rotorique et en supposant la tension orthogonale au flux on a :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad \text{et} \quad \Phi_{qr} = 0 \quad (40)$$

$$V_{qs} = V_s \quad \text{et} \quad V_{ds} = 0 \quad (41)$$

A partir des équations électriques de la machine :

$$0 = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \quad (42)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (43)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \quad (44)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \quad (45)$$

Et si les pulsations statoriques et rotoriques sont supposées des paramètres, le système est linéarisé et la fonction de transfert approchée est du premier ordre.

$$\frac{\phi_{dr}}{V_{qs}} = \frac{1}{\frac{R_s(\omega_s L_s + \omega_r L_r)}{M} + \frac{(\omega_s + \omega_r) \sigma L_s L_r}{R_r}} = \frac{\frac{M}{R_s(\omega_s \tau_s + \omega_r \tau_r)}}{1 + \frac{(\omega_s + \omega_r) \sigma \tau_s \tau_r}{(\omega_s \tau_s + \omega_r \tau_r)}} \quad (46)$$

La constante de temps et le gain statique sont respectivement :

$$A = \frac{M}{R_s(\omega_s \tau_s + \omega_r \tau_r)} \quad (47)$$

$$T = \frac{(\omega_s + \omega_r) \sigma \tau_s \tau_r}{(\omega_s \tau_s + \omega_r \tau_r)} \quad (48)$$

Souvent les constantes statorique et rotorique sont égales : $\tau_r = \frac{L_r}{R_r} = \tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ et

$$A = \frac{M}{R_s(\omega_s \tau_s + \omega_r \tau_r)} = \frac{M}{L_s(\omega_s + \omega_r)} \quad (49)$$

$$T = \frac{(\omega_s + \omega_r) \sigma \tau_s \tau_r}{(\omega_s \tau_s + \omega_r \tau_r)} = \frac{(\omega_s + \omega_r) \sigma \tau_s}{(\omega_s + \omega_r)} = \sigma \tau_s \quad (50)$$

Alors que la constante de temps entre courant et flux était approximativement égale à τ_r , celle reliant la tension au flux est approximativement égale à $\sigma \tau_r$, soit environ dix fois plus petite puisque le coefficient de dispersion σ vaut en moyenne 0,1 pour une machine asynchrone.

On choisit le régulateur de flux type PI ou IP comme précédemment, figure (00).

$$G_\Phi = k_\Phi \frac{1 + \tau_\Phi s}{\tau_\Phi s} \quad (51)$$

On ne constate que le gain (A) est dépendant des pulsations statorique et rotorique. Ce gain statique (A) se déduit de la relation liant V_s, Φ_r, ω_s et ω_r , déduite des équations en régime permanent. On choisira un régulateur de flux dont les paramètres seront dépendants des pulsations. En général, on linéarise le modèle autour du point de fonctionnement ou on néglige la variation de la vitesse.

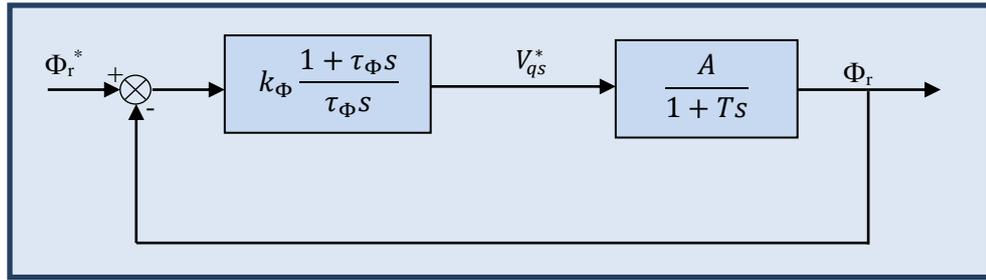
avec $k_\Phi(\omega_{s0}, \omega_{r0})$ et $\tau_\Phi(\omega_{s0}, \omega_{r0})$.

La fonction de transfert en boucle fermée, correspondant au schéma bloc de la figure (8), est :

$$H = k_\Phi \frac{1 + \tau_\Phi s}{\tau_\Phi s} \cdot \frac{A}{1 + Ts}, \text{ en BO} \quad (52)$$

$$\text{En BF : } \frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{H}{1 + H} = \frac{H}{1 + H} = \frac{A k_\Phi (1 + \tau_\Phi s)}{T \tau_\Phi^2 s + (\tau_\Phi + A k_\Phi) s + A k_\Phi} \quad (53)$$

En général, le zéro de cette fonction est compensé et on se fixe comme dans la commande en courant un régime transitoire caractérisé par un temps de réponse et un coefficient d'amortissement. Cela permet de définir les paramètres du régulateur, en fonction des pulsations ω_{s0} et ω_{r0} .



Figure(8) : Boucle régulation du flux alimentation en tension

4.5 Régulation de la vitesse de rotation

Pour les deux modes d'alimentation, on suppose que la boucle de flux est représentée par une fonction de transfert du premier ordre dont la constante de temps est τ_Φ .

$$\frac{\Delta\Phi_r}{\Delta(\Phi_r)_{ref}} = \frac{1}{1 + \tau_\Phi s} \quad (54)$$

avec $\tau_\Phi = \tau_\Phi / 3$. Dans un repère lié au flux rotorique tel que : $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$,

on a :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (55)$$

De l'équation (4) on a : $I_{qr} = -\frac{M}{L_r} I_{qs}$ et en remplaçant dans (45) on trouve : $I_{qs} = \frac{\tau_r \omega_r}{M} \Phi_r$

Le courant I_{qs} est remplacé dans la relation du couple :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r \frac{\tau_r \omega_r}{M} \Phi_r = \frac{p\omega_r}{R_r} \Phi_r^2 \quad (56)$$

Vu le caractère non linéaire du couple électromagnétique (56), existence du terme (Φ_r^2) , on effectue des petites variations autour d'un point de fonctionnement caractérisé par l'indice 0.

En ce point, le flux rotorique est supposé confondu avec le flux de référence imposé par la régulation $(\Phi_r)_{ref} = \Phi_r$:

$$C_{em}^* = \Delta C_{em} = \frac{p}{R_r} \Phi_r^2 \Delta\omega_r + 2 \frac{p}{R_r} (\Phi_r)_{ref} \omega_{r0} \frac{1}{1 + \tau_\Phi s} \Delta(\Phi_r)_{ref} \quad (57)$$

Le fonctionnement est supposé avoir lieu à flux de référence constant, et donc le deuxième terme de (57) est nul. La partie mécanique de la machine a une entrée composée de la différence du couple électromagnétique C_{em}^* et le couple de charge C_r . La fonction de transfert entre la sortie Ω (vitesse mécanique) et les entrées C_{em}^* et C_r est :

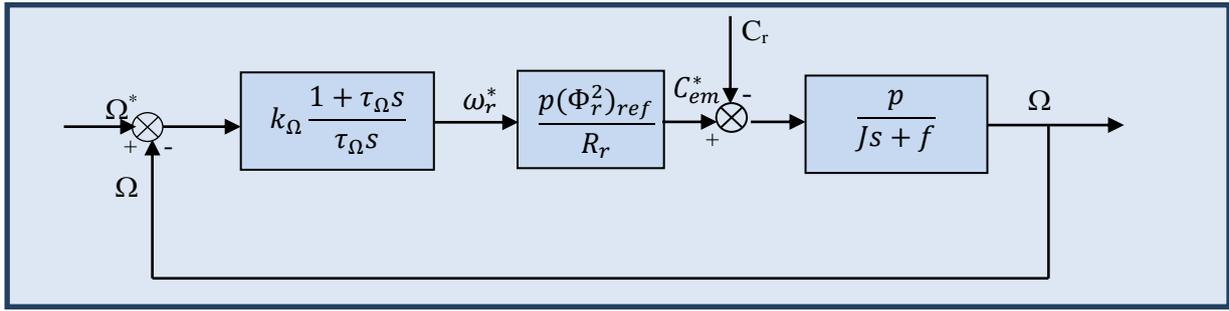
$$\Omega = (C_{em}^* - C_r) \frac{p}{J_s + f} \quad (58)$$

Avec : $C_{em}^* = \frac{p}{R_r} \Phi_r^2 \Delta\omega_r$, on pose : $\Delta\omega_r = \omega_r^*$

Le régulateur de vitesse est choisi dont la fonction de transfert est :

$$G_\Omega = k_\Omega \frac{1 + \tau_\Omega s}{\tau_\Omega s} \quad (59)$$

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse, en boucle fermée, est donné par la figure 9.



Figure(9) : Boucle de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert de régulation de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{k_1 k_\Omega (1 + \tau_\Omega s)}{k_1 k_\Omega (1 + \tau_\Omega s) + \tau_\Omega s (1 + \tau_m s)} \tag{60}$$

Avec : $\tau_m = \frac{J}{f}$; $k_1 = \frac{p^2 (\Phi_r)_{ref}^2}{f R_r}$

Les coefficients du régulateur sont définis à partir du cahier des charges du variateur (dépassement et temps de réponse). On peut être amené aussi à compenser le zéro de manière à ne pas perturber les régimes transitoires.

4.6 Exemple de simulation :

Contrôle scalaire avec contrôle du courant.

On utilise le schéma équivalent de la MAS aux fuites totalisées au stator ramenée au stator, figure (10).

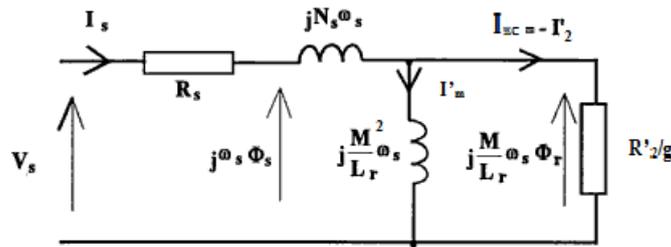


Figure (10) : schéma équivalent, fuites totalisées au stator et ramenée au stator

On pose : $m = \frac{M}{L_r}$, $N_s = (L_s - mM) = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) = L_s (1 - \frac{M^2}{L_s L_r}) = \sigma L_s$

$$\frac{R'_2}{g} = m \left(\frac{M}{L_r}\right) \left(\frac{R_r}{g}\right) = \left(\frac{M}{L_r}\right) \left(\frac{M}{L_r}\right) \left(\frac{R_r}{g}\right) \Rightarrow R'_2 = m^2 R_r$$

$$I'_2 = \frac{I_2}{\frac{M}{L_r}} = \frac{I_2}{m}$$

Calcul du couple électromagnétique:

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = \frac{3R'_2 I_2'^2}{g\Omega_s} = \frac{3pR'_2 I_2'^2}{\omega_r \omega_s} = \frac{3pR'_2 I_2'^2}{\omega_r} \quad , \text{ avec } g = \omega_r / \omega_s \quad ; \omega_r : \text{ pulsation des courants rotoriques.}$$

A partir du schéma, on a : $\frac{M^2}{L_r} \omega_s I_m' = \frac{R'_2}{g} I_2' \Rightarrow I_2' = \omega_r \frac{M^2}{L_r R'_2} I_m'$

En remplaçant dans le couple : $C_{em} = \frac{3pM^2}{L_r} I_m' \cdot I_2'$

I_2' : courant du rotor. I_m' : courant de magnétisation.

Si I_m' est maintenu constant, donc le couple est directement proportionnel au carré de I_2' .

$\Phi_r = \frac{M^2}{L_r} I_m' = M \frac{M}{L_r} I_m' = M I_m$; $I_m = \frac{M}{L_r} I_m'$; le flux Φ_r est proportionnel à I_m'

On l'exprime en fonction du courant statorique I_s , puisque il est difficilement accessible.

$$\bar{I}_s = \bar{I}'_m - \bar{I}'_2 = \bar{I}_{s\Phi} + \bar{I}_{sc}$$

$\bar{I}_{s\Phi} = \bar{I}'_m$: composante produisant de flux.

$\bar{I}_{sc} = -\bar{I}'_2$: composante produisant de couple.

I_{sc} et $I_{s\Phi}$ sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.

Le couple est fonction linéaire de I_{sc} .

La configuration du de contrôle est donnée par :

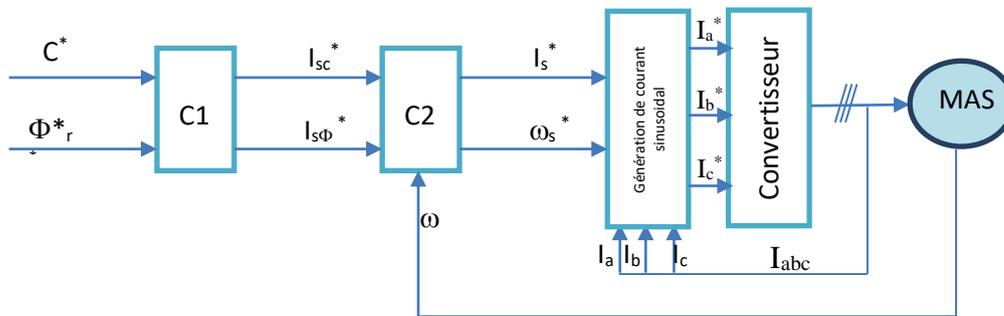


Figure (11) : schéma bloc de simulation

Avec ; C1 :

$$I_{sc}^* = \frac{C^*}{3p \frac{M^2}{L_r} I_m'} \quad I_m' = \frac{\Phi_r^*}{\frac{M^2}{L_r}}$$

Et C2 :

$$\omega_s = \omega_s + \omega_r^* = \omega + \frac{R'_2}{M^2/L_r} \cdot \frac{I_{sc}^*}{I_{s\Phi}^*}$$

En plus une boucle externe de régulation de vitesse.

L'implémentation sur SIMULINK/MATLAB est donnée par la figure (12). Les graphes de simulation sont présentés par la figure (13).

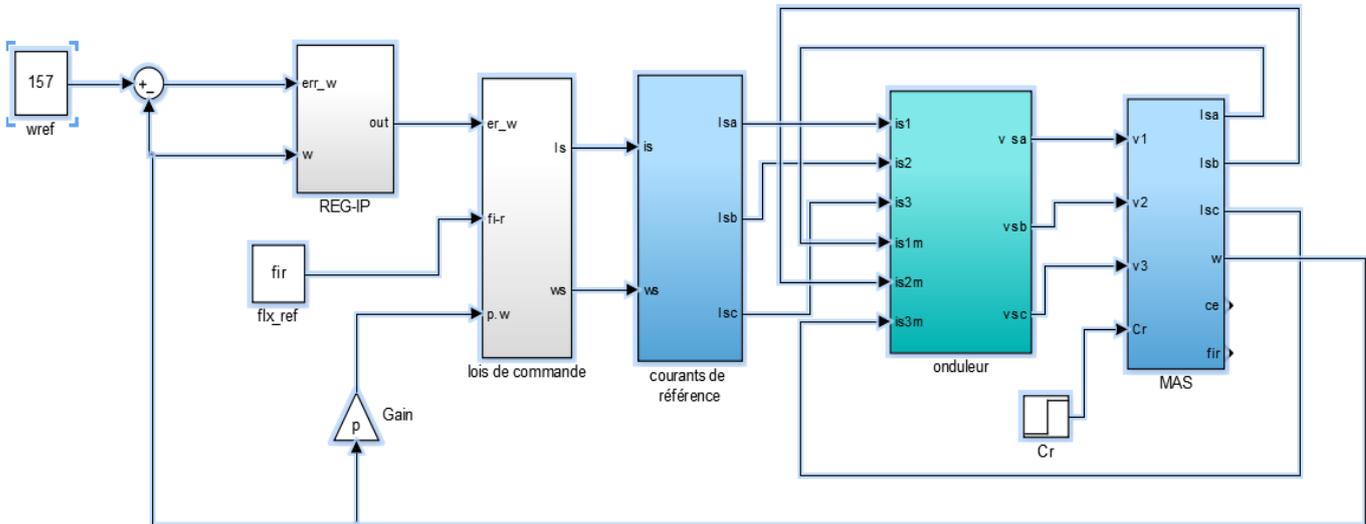


Figure (12) : commande scalaire indirecte (onduleur de tension alimenté en courant)

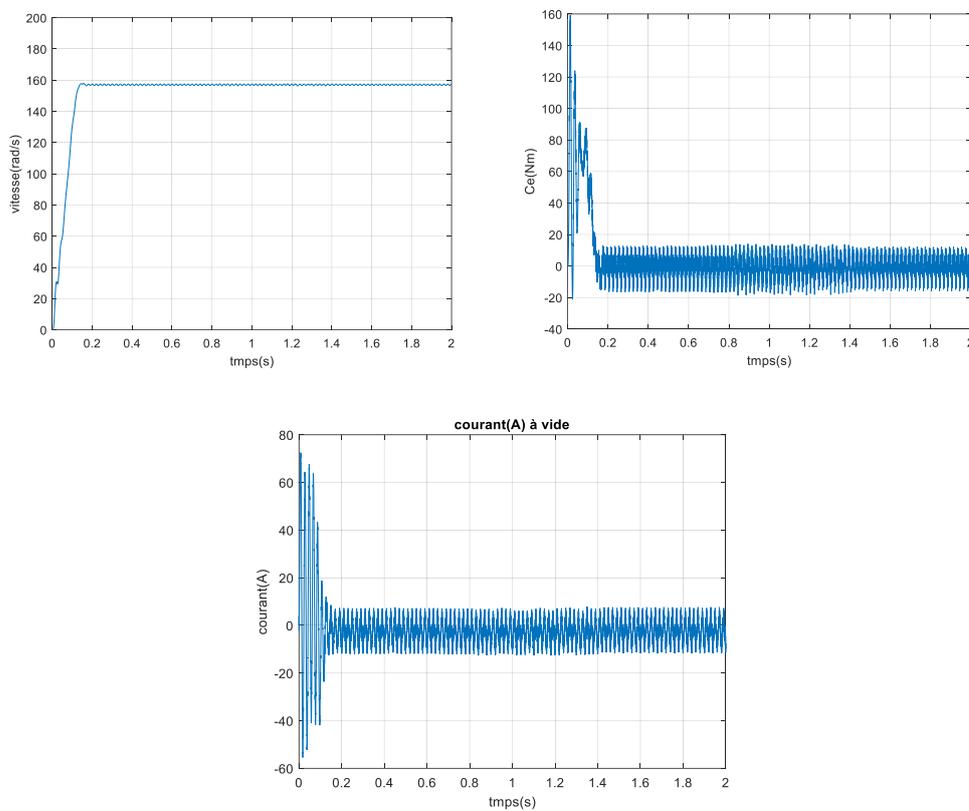


Figure (13) : résultat de simulation de la commande scalaire indirecte
(onduleur de tension alimenté en courant)

5. Conclusion :

Il a été présenté différentes stratégies de la commande en (V/f) en se basant sur le modèle de la machine asynchrone des fuites totalisées au rotor ramené au stator. Tout en appuyant sur la formule du couple électromagnétique extraite à partir des lois d'écoulement des puissances dans la machine. On a vu que les performances de cette commande sont moins performantes, c'est-à-dire en boucle ouverte, alors il a été nécessaire d'introduire une commande en boucle fermée. Différentes commandes existe selon la nature de l'application. Les modèles présentés sont développés à partir d'un modèle statique qui a pour conséquence la perte des performances du contrôle du couple dans des régimes transitoires.