

Chapitre 03 (suite)

Commande des machines asynchrones

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

La commande vectorielle est une commande similaire celle d'un moteur à courant continu. Dans cette commande, le flux et le couple sont, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971, et propulsée par le développement spectaculaire de la micro-informatique et de l'électronique de puissance.

Donc, le but est d'arriver à découpler orthogonalement le flux et le couple, d'une manière astucieuse, non au niveau de la machine mais au niveau de sa commande.

Ce chapitre présentera : - le convertisseur statique (onduleur) avec deux types de commande.

- Principes de la commande vectorielle (directe et indirecte).
- Le régulateur type PI.
- Exemple de simulation commande indirecte du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension.

I.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz.

La figure (I.1) présente un schéma d'alimentation pour la machine à induction avec un onduleur de tension à partir d'un réseau triphasé.

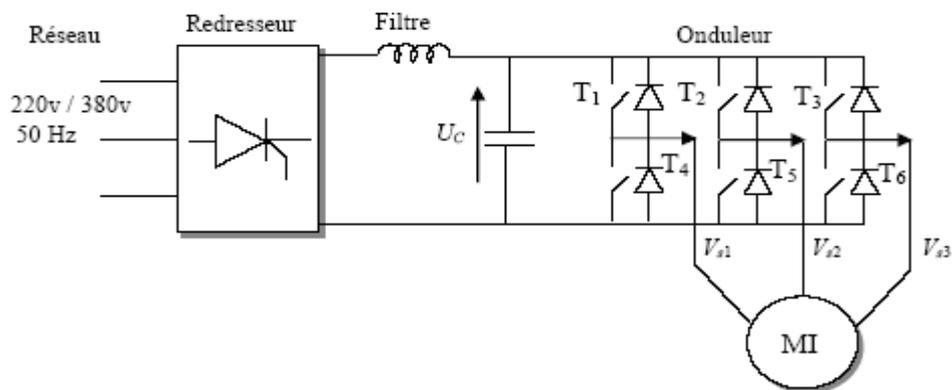


Figure (I.1) : Processus d'alimentation de la machine à induction.

Le filtre associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter de la machine à induction au réseau. L'ensemble de transistors constitue l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion MLI, qui impose la

fréquence du champ tournant et l'amplitude du courant dans la machine. Le moteur, inductif par nature, lisse le courant. Ce dernier est pratiquement sinusoïdal.

L'onduleur comporte trois bras indépendants. Chaque bras est composé de deux interrupteurs pilotés de façon complémentaires. Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commandes C_1, C_2, C_3 . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras (i) est la suivante :

Si $C_i=1$: l'interrupteur du haut T_i est fermé et l'interrupteur de bas T_{i+3} est ouvert.

Si $C_i=0$: l'interrupteur du haut T_i est ouvert et l'interrupteur de bas T_{i+3} est fermé.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée (V_{s1}, V_{s2}, V_{s3})=0 ; les tensions phases neutres s'expriment comme, suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \tag{I.1}$$

En général, la technique de commande MLI permet de définir les instants de commande des interrupteurs. Deux types sont présentés dans le cadre de ce travail.

- Commande en tension par MLI sinus-triangle
- Commande en courant par MLI à hystérésis.

I.2.1 Commande par MLI sinus-triangle

Une onde modulatrice U_m (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire (porteuse) U_p de fréquence f_p très élevée. La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire de transistors de puissance, le pilotage d'une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasés de 120° . Le principe de cette commande est illustré sur la figure (I.2).

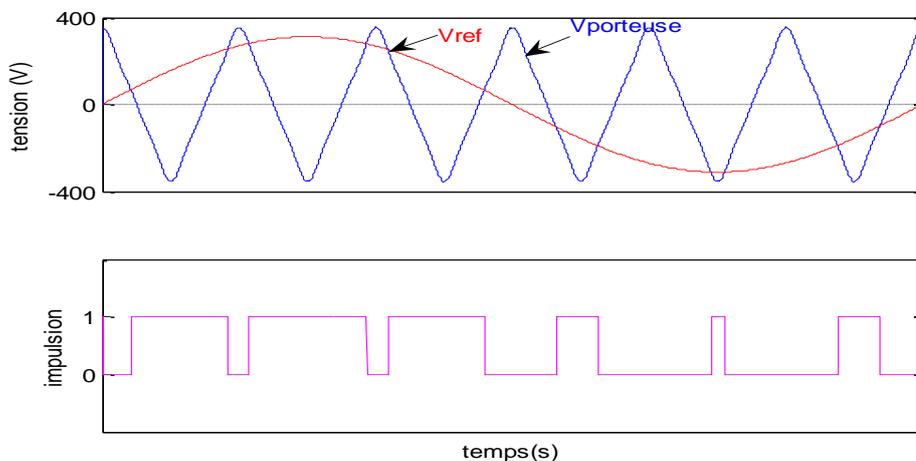


Figure (I.2) : Signaux d'une phase pour MLI sinus-triangulaire

Cette stratégie de commande est caractérisée en général par deux paramètres:

Le coefficient de modulation m (rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du signal de référence).

Le coefficient de réglage de tension r ; égale au rapport de signal de référence à la valeur crête $U_{dc}/2$ de la porteuse.

Dans cette technique la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectue par variation du rapport cyclique des signaux de commande.

I.2.2 Commande par MLI à hystérésis.

La technique de contrôle du courant la plus simple consiste à maintenir l'erreur de courant dans une bande ΔI grâce à un comparateur à hystérésis qui détermine lequel des deux transistors convient de mettre en conduction.

Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation où elle est réalisée par trois contrôleurs à hystérésis, un pour chaque phase, comme le montre la figure (I.4).

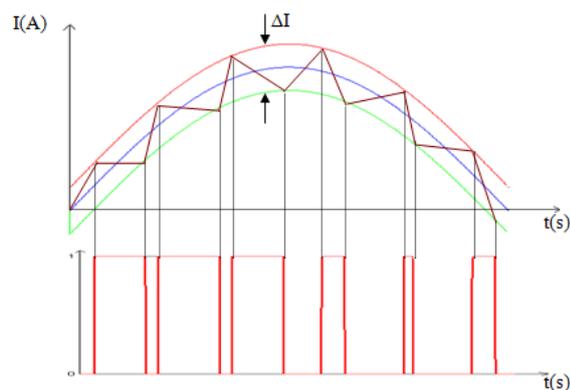
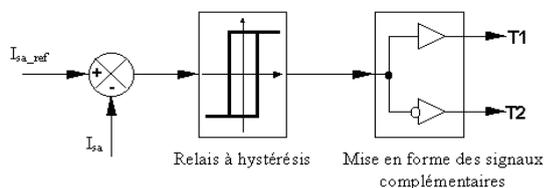


Figure (I.3) : MLI à hystérésis pour une phase.

Figure (I.4) : Signal à hystérésis pour une phase

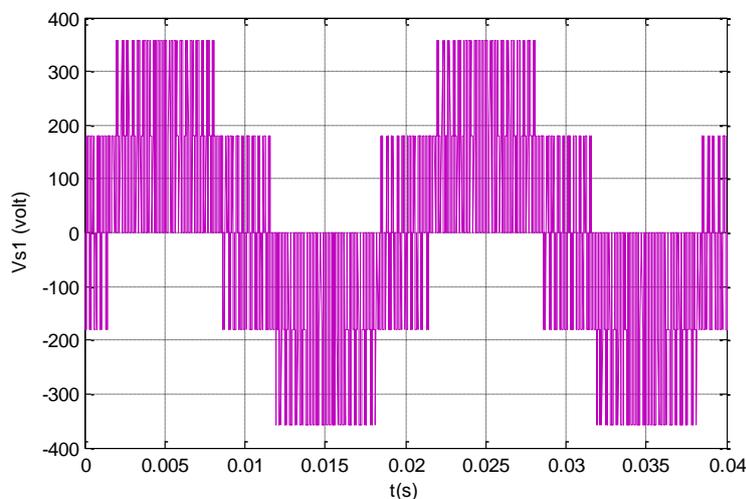


Figure (I.5) : Tension d'une phase de sortie de l'onduleur

I.3 Principe du contrôle par flux orienté

Le principe du contrôle du couple électromagnétique par la méthode du flux orienté est basé sur la connaissance du modèle dynamique (modèle de Park) de la machine.

Le contrôle vectoriel de flux permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à une machine à courant continu pour lequel le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs indépendantes (le flux inducteur et le courant d'induit).

Donc, le but est d'obtenir une expression de C_e telle que : $C_e = k I_{ds} I_{qs}$; c'est une expression analogue à celle du couple électromagnétique dans une machine à courant continu.

Le rotor de la machine étant en court-circuit, on peut écrire que $V_{dr} = V_{qr} = 0$.

Ainsi :

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega \Phi_{qr} \tag{I.2}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega \Phi_{dr} \tag{I.3}$$

$\omega = \omega_s - \omega_r$: pulsation de glissement.

Pour que le couple électromagnétique dépende du produit $I_{ds} I_{qs}$, il faut que I_{qr} soit proportionnel à I_{qs} et que I_{dr} soit nul.

En régime permanent, le flux Φ_{dr} est constant et imposé par la composante I_{ds} du courant statorique :

$\Phi_{dr} = M_{sr} I_{ds}$; I_{ds} est analogue au courant d'inducteur d'une machine à courant continu.

Le courant I_{dr} est nul.

Ces équations permettent de définir le principe du contrôle de couple électromagnétique pour la réalisation d'un asservissement de vitesse.

Plusieurs stratégies sont envisageables. Il existe trois flux dans la machine : le flux statorique, le flux d'entrefer et le flux rotorique. Diverses études proposent un contrôle de l'un des trois flux dans un repère lié à cette variable.

- Commande vectorielle par orientation de flux rotorique.
- Commande vectorielle par orientation de flux statorique.
- Commande vectorielle par orientation de flux d'entrefer (flux magnétisant).

I.3.1 Orientation du 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.

Cette commande est réalisée en orientant le flux rotorique suivant l'axe direct "d" du repère tournant, tels que : $\Phi_{dr} = \Phi_r$ (constant). et $\Phi_{qr} = 0$.

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

Pour le stator :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (I.4)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (I.5)$$

Pour le rotor :

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_r = M I_{ds} \quad (I.6)$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r} \quad (I.7)$$

Le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (I.8)$$

La stratégie consistera donc à contrôler de façon indépendante le terme de flux et le terme de courant pour imposer un couple. La Figure (I.6) montre le flux rotorique orienté sur l'axe d.

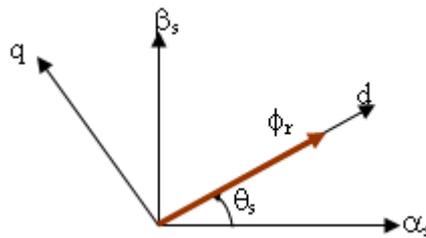


Figure (I.6) : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec une alimentation en tension de la machine, n'est pas tout à fait découplée. Elle nécessite un bloc de découplage entre les tensions (V_{ds} , V_{qs}) permettant de contrôler, de manière indépendante, le couple par la composante I_{qs} et le flux rotorique par la composante I_{ds} .

I.3.2 Découplage par compensation

Les équations de la machine asynchrone (I.2) 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 :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (I.9)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (I.10)$$

Par introduction de l'opérateur de Laplace « S » =d/dt ; les équations (I.5) deviennent :

$$V_{ds} = (R_s + S \cdot \sigma L_s) I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \tag{I.11}$$

$$V_{qs} = (R_s + S \cdot \sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \tag{I.12}$$

Avec : $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: constante de temps statorique. $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$: coefficient de dispersion de la machine.

On peut, donc, représenter le modèle de la machine par le bloc suivant :

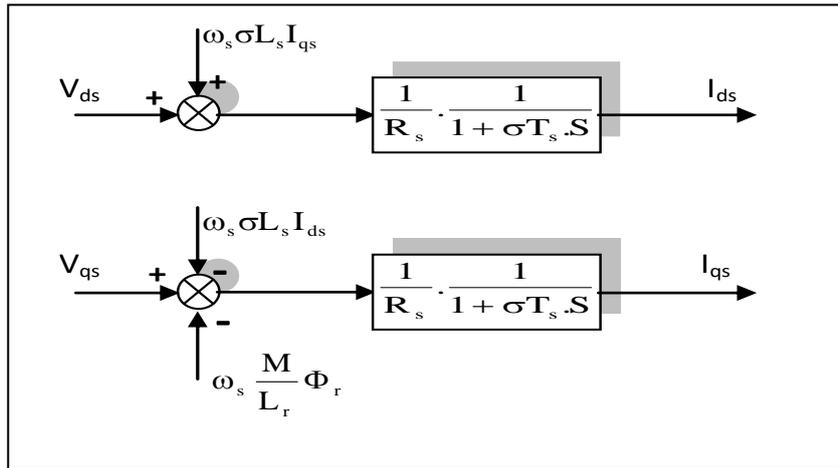


Figure (I.7) : Modèle de la machine

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

Des tensions identiques et de signes opposés sont ajoutées à la sortie des régulateurs de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure (I.3).

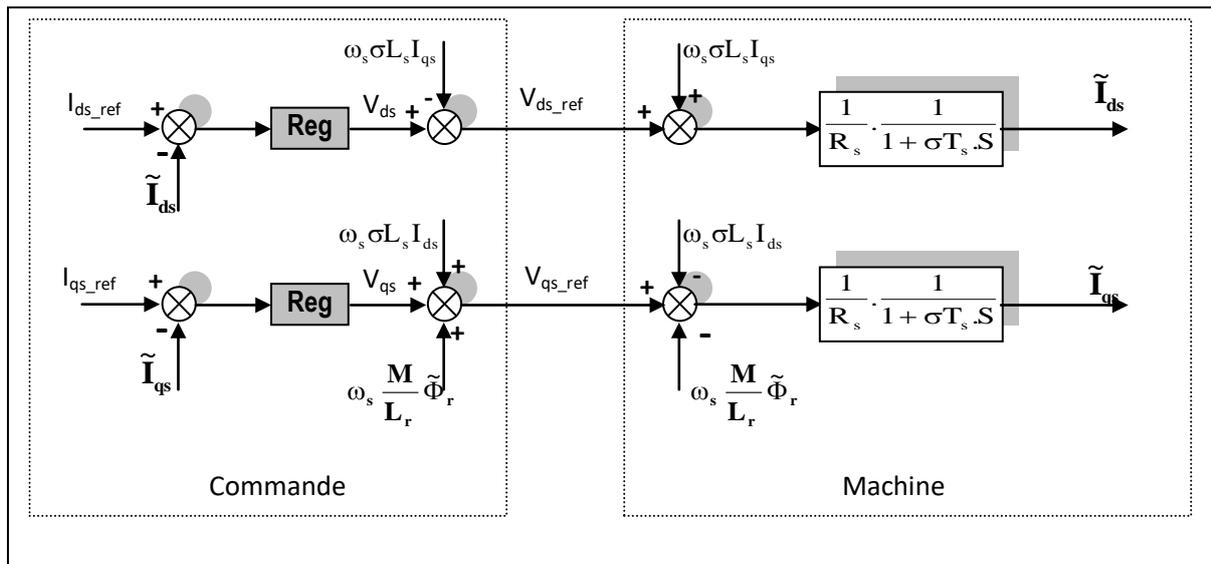


Figure (I.8) : Découplage par addition des termes de compensation

Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté, l'une dite méthode directe, repose sur la connaissance du flux (position et norme). L'autre, appelée méthode indirecte, basée sur la connaissance de la position du flux seulement.

I.3.3 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Or la connaissance de la position du flux rotor est nécessaire pour le changement de coordonnées et celle du flux est essentielle pour contrôler le régime dynamique de la machine.

Ainsi on développe un modèle dynamique de flux dont la position et le module du flux sont obtenus à partir de la mesure des courants statoriques et la position (vitesse) du rotor.

Les estimateurs sont basés sur les équations statiques et dynamiques de la machine à induction, tel est montré par les équations (I.13) et (I.14) :

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = MI_{ds} + T_r(\omega_s - \omega_r)\Phi_{qr} \tag{I.13}$$

$$T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{qr} = MI_{qs} - T_r(\omega_s - \omega_r)\Phi_{dr} \tag{I.14}$$

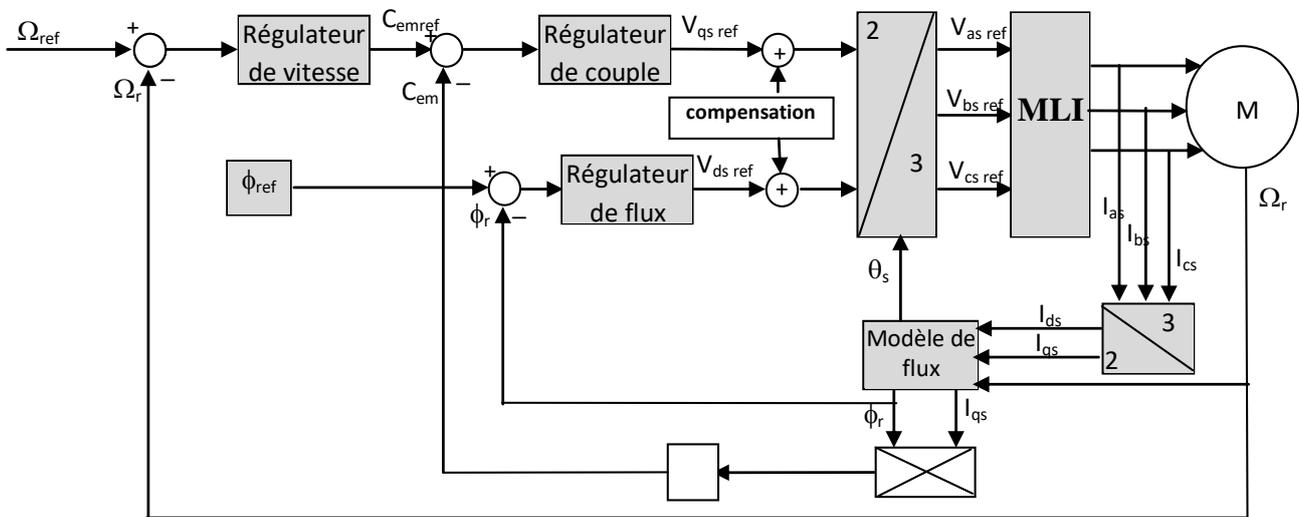


Figure (I.9) : Schéma fonctionnel de la CV direct d'une MAS

Le module du flux rotorique est reconstitué dans un repère fixe, lié au stator, et en déduisant les grandeurs nécessaires à la commande vectorielle : le module du flux Φ_r et sa position θ sont obtenus par une transformation polaire telle que :

$$\Phi_r = \sqrt{\Phi_{\alpha r}^2 + \Phi_{\beta r}^2}$$

$$\theta = \arctg\left(\frac{\Phi_{\beta r}}{\Phi_{\alpha r}}\right) \tag{I.15}$$

I.3.4 Méthode indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux mais seulement sa position. Le flux dans ce cas n'est pas régulé, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux (capteurs physiques ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor.

Dans la commande indirecte on considère uniquement la dynamique du rotor, 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 telle que :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad \text{d'où} \quad \theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs_ref}}{\Phi_{r_ref}} \right) dt \tag{I.16}$$

$$\omega_s - \omega_r = \omega = \frac{M}{T_r} \frac{I_{qs_ref}}{\Phi_{r_ref}} \tag{I.17}$$

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = M I_{ds} \tag{I.18}$$

$$C_{e_ref} = p \frac{M}{L_r} \Phi_{r_ref} I_{qs_ref} \tag{I.19}$$

Avec une alimentation en courant cette commande consiste à imposer aux courants de la machine à suivre les courants de référence I_{ds_ref} et I_{qs_ref} parfaitement découplés.

On peut présenter le découplage obtenu des équations précédentes par le schéma bloc suivant.

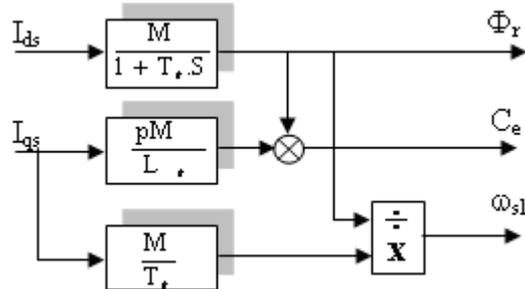


Figure (I.10) : Modèle courant

La figure (I.11) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

Les principaux constituant de cette commande sont :

- la boucle de régulation de vitesse.
- les boucles des courants I_{ds} et I_{qs} .
- le bloc de calcul de θ_s .
- les transformations directe et inverse.

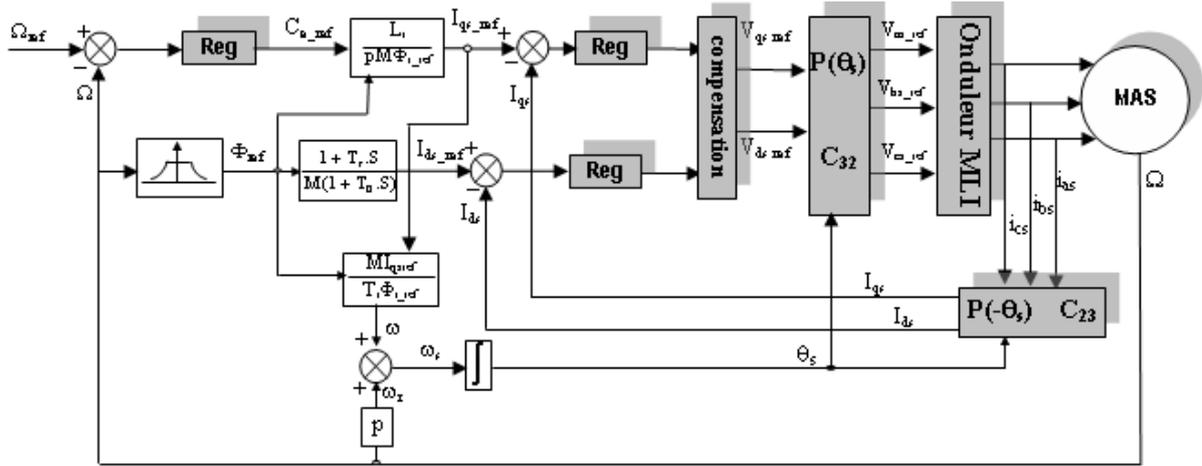


Figure (I.11) : Schéma fonctionnel de la CV indirect d'une MAS

La vitesse est réglée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{e_ref} ou le courant de référence I_{qs_ref} qui est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur est l'entrée du régulateur, la sortie est la tension de référence V_{qs_ref} qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

On parallèle à cette boucle interne, on trouve la 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.

La sortie du régulateur de I_{ds} donne la tension de référence V_{ds_ref} . Les deux tensions de référence V_{ds_ref} et V_{qs_ref} sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation triphasée-biphasée.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as_ref} , V_{bs_ref} , V_{cs_ref} .

I.4 Régulation

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis, à savoir :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation.

* Temps de montée. * Temps de réponse. * Dépassement. * Stabilité.

- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d’inertie).
- Sensibilité à la variation de paramètres.

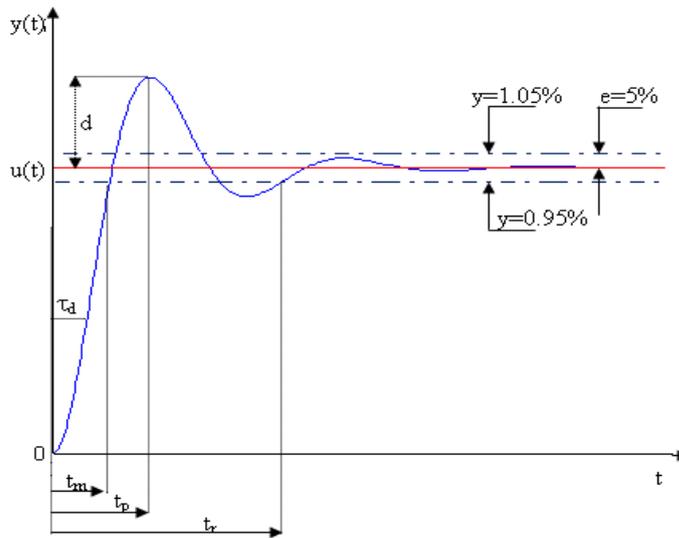


Figure (I.12) : Caractéristiques de la réponse des systèmes.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L’une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander.

I.4.1 Régulation de courant

Du découplage proposé à la figure (I.8), on aboutit au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

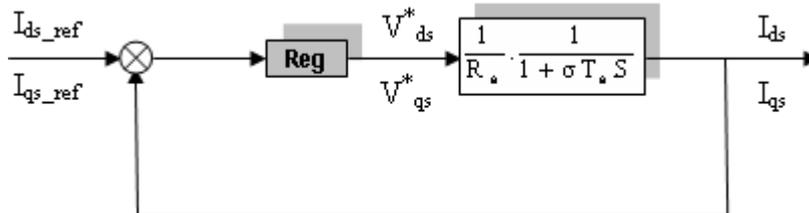


Figure (I.13) : Boucle de courant après découplage

Chaque boucle de courant est dotée d’un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, 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 sa propre consigne.

Le régulateur PI (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d’un régulateur P et d’un régulateur I. La fonction du régulateur PI en continue est :

$$c(t) = k_p \cdot \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right) \tag{I.20}$$

La fonction de transfert en S: est :

$$C(S) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i S}\right) = k_p + \frac{k_i}{S} \tag{I.21}$$

avec k_p : constante de proportionnalité.

$k_i = \frac{k_p}{T_i}$: constante d'intégration, T_i : temps d'intégration, elle est choisie d'une manière à satisfaire

un compromis stabilité-rapidité.

On calcul la fonction de transfert en boucle ouverte, de la figure (I.12) :

$$G_o(S) = \left(k_p + \frac{k_i}{S}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma T_s S}\right)$$

$$= k_p \left(S + \frac{k_i}{k_p}\right) \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{\sigma L_s}{S + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad ; \text{ par compensation on aura : } \frac{k_i}{k_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F(S) = \frac{G_o(S)}{1 + G_o(S)} = \frac{\frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}{1 + \frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}$$

, après calcul et développement on trouve :

$$F(S) = \frac{1}{\tau_i S + 1} \quad ; \text{ avec } \tau_i = \frac{\sigma L_s}{k_p} \quad : \text{ constante de temps des courants dans les deux boucles.}$$

On choisit la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse on déduit k_p et enfin k_i .

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

I.4.2 Régulation de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur PI est le suivant :

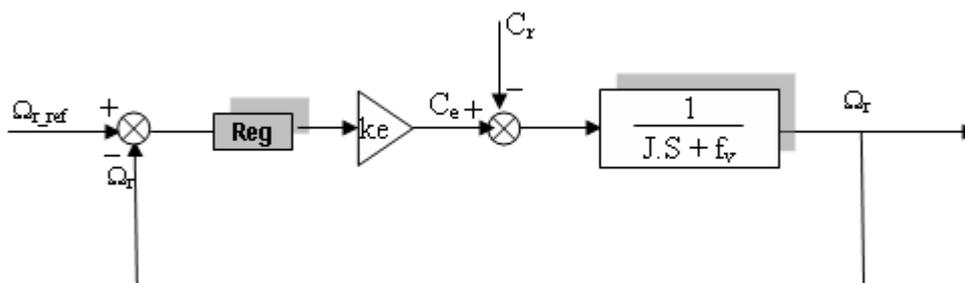


Figure (I.13) : Boucle de régulation de vitesse à structure PI

$k_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{r-ref}$: Constante du couple électromagnétique.

Avec cette structure de régulation (PI) de vitesse, on n'a pas pu avoir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).

Alors, on est amené à utiliser la structure de régulation de vitesse IP, tel que schématisée sur la figure (I.14).

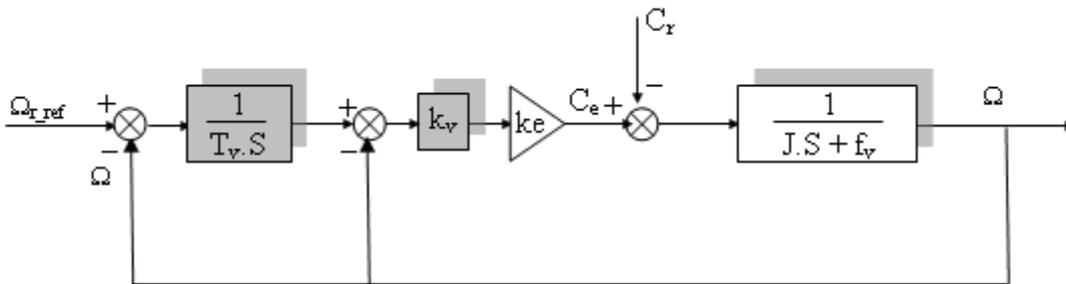


Figure (I.14) : Boucle de régulation de vitesse structure IP

Dans cette structure, on a deux boucles en cascade, le calcul des coefficients du régulateur est développé comme suit :

Dans la figure (I.14), on a deux boucles en cascades.

Pour la première boucle, en BO, on a :

$$G_{01}(S) = \frac{k_v \cdot k_e}{J \cdot S}, \quad k_e : \text{constante du couple électromagnétique.}$$

En BF, on a : $F_1(s) = \frac{G_{01}}{1 + G_{01}} = \frac{1}{1 + \tau_1 \cdot S}$; avec $\tau_1 = \frac{J}{k_v \cdot k_e}$ où τ_1 : constante de temps pour la

première boucle.

Pour la deuxième boucle, en BO, on a :

$$G_{02}(S) = \frac{1}{T_v \cdot S} \cdot \frac{1}{1 + \tau_1 \cdot S}$$

En BF, on a :

$$F_2(S) = \frac{G_{02}(S)}{1 + G_{02}(S)} = \frac{\frac{1}{T_v \cdot \tau_1}}{S^2 + \frac{1}{\tau_1} S + \frac{1}{T_v \cdot \tau_1}}, \quad \text{par identification à la forme canonique du deuxième ordre}$$

$$F(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2}, \quad \text{on aura :}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_n^2 = \frac{1}{\mathbf{T}_v \cdot \tau_1} \\ 2\zeta\omega_n = \frac{1}{\tau_1} \end{array} \right. , \text{ alors } \left\{ \begin{array}{l} \tau_1 = \frac{1}{2\zeta\omega_n} \\ \mathbf{T}_v = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{array} \right.$$

ω_n : définissant la bande passante du système en boucle fermée.

$$\tau = \frac{1}{\omega_n} ; \text{ Constante de temps en BF.}$$

On choisissant τ donc ω_n et en fixant ζ , on déduit \mathbf{T}_v , τ_1 et k_v .

I.5 Mode défluxé

Plusieurs application, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. Le principe de défluxage, figure(15), consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\Phi_{r_ref} = \Phi_{r_nom} ; \text{ pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{r_nom}$$

$$\Phi_{r_ref} = \frac{\Phi_{r_nom} \cdot \Omega_{r_nom}}{|\Omega_r|}$$

Avec :

Φ_{r_ref} : flux rotorique de référence.

Φ_{r_nom} : flux rotorique nominal.

Ω_{r_ref} : vitesse de référence.

Ω_{r_nom} : vitesse de rotation nominale.

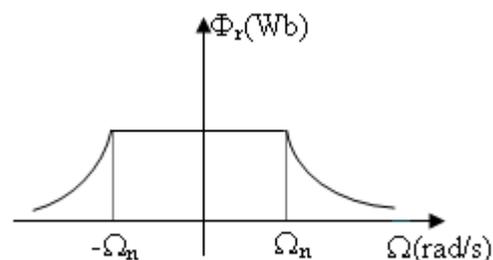


Figure (II.15) : Opération en mode défluxé

I.6 Contraintes liées à l'utilisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

I.6.1 Le moment d'inertie

L'accouplement de la machine avec le mécanisme entraîné provoque la variation du moment d'inertie du système entraîné (moment d'inertie du rotor de la MAS plus celui du mécanisme entraîné). En effet, le moment d'inertie total varie lorsque le système fonctionne à vitesse variable. Etant donné que les paramètres du régulateur de vitesse sont fonctions du moment d'inertie, par

conséquent, le changement de ce dernier affecte les performances de ce régulateur. Cette altération se manifeste en termes de dépassement dans les machines à induction ou de temps de réponse.

I.6.2 La constante de temps rotorique

La variation de la constante de temps rotorique (variation de la résistance ou de l'inductance d'une phase rotorique) affecte directement le découplage entre le flux et le couple de la machine, le temps de réponse de vitesse et le rapport couple courant statorique. En effet, le paramètre le plus important est la constante de temps rotorique; sa connaissance exacte est indispensable pour avoir le découplage idéal de la machine à induction. Ceci s'explique par sa présence dans l'expression de l'autopilotage. (Équation (I.17)).

I.6.3 Fonctionnement a flux constant

Ce type de fonctionnement est basé sur le maintien du niveau de flux à sa valeur nominal et sur le contrôle du couple indépendamment. Cette stratégie, permet effectivement d'avoir un couple maximal disponible pour tous les régimes de fonctionnement. Cependant, étant donné que le variateur entraîne une charge variable, par conséquent, le moteur développe un couple maximal inutilement, chose qui se traduit par consommation inutile du courant statorique, par conséquent, le moteur s'écarte de son point de fonctionnement optimal. Donc pour améliorer la robustesse du variateur par moteur à induction, il faut à tout instant, d'une part, maintenir le découplage flux-couple et, d'autre part, rechercher la valeur du flux rotorique optimal pour laquelle, les pertes du moteur sont minimales.

I.6.4 Sensibilité due à la présence du capteur de vitesse

Certaines applications nécessitent un coût très élevé d'exploitation. Chose qui se traduit dans la présence du capteur de vitesse. En raison de sa sensibilité et la dégradation de ces performances, rendent le contrôle moins performant.

I.7 Synthèse d'une commande vectorielle

La synthèse d'une commande vectorielle se déroule en plusieurs phases:

- Choisir le type d'alimentation.
- Choisir la nature des consignes (flux et couple, flux et glissement).
- Déterminer le repère d,q et la nature de l'orientation (flux rotorique sur l'axe d).
- En déduire les variables de commande adaptées au type d'alimentation.
- Déterminer, à partir du modèle d'état, la loi de commande assurant le découplage du flux et du couple et l'autopilotage réalisant l'orientation du repère.

I.8 Simulation et Résultats

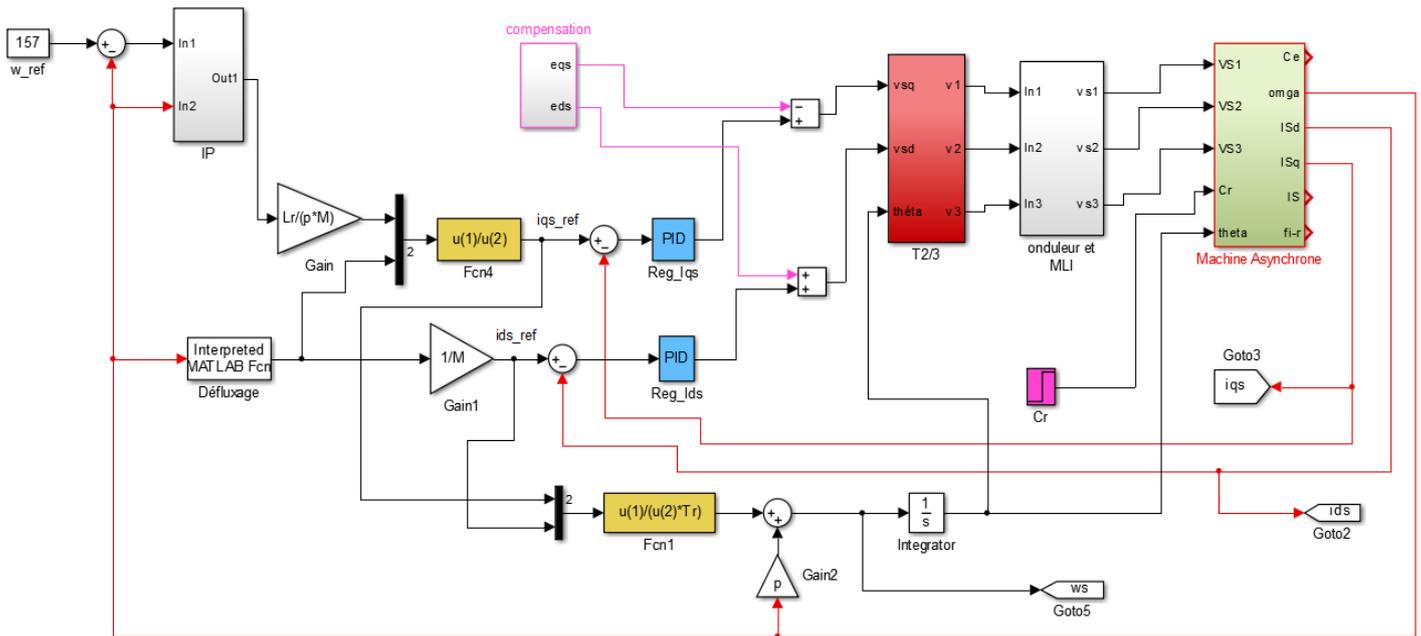


Figure (I.16) : Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle indirecte

Afin d'illustrer le comportement, statique et dynamique, de la machine pour la commande vectorielle indirecte imposée à la machine, notre simulation a fait traiter l'objet des performances :

- Démarrage à vide suivi d'une application de charge, figure (I.17).
- Test d'inversion de vitesse et variation du couple de charge, figure (I.18).
- Opération en mode défluxé, figure (I.19).
- Robustesse vis à vis les variations paramétriques, figure (I.20).

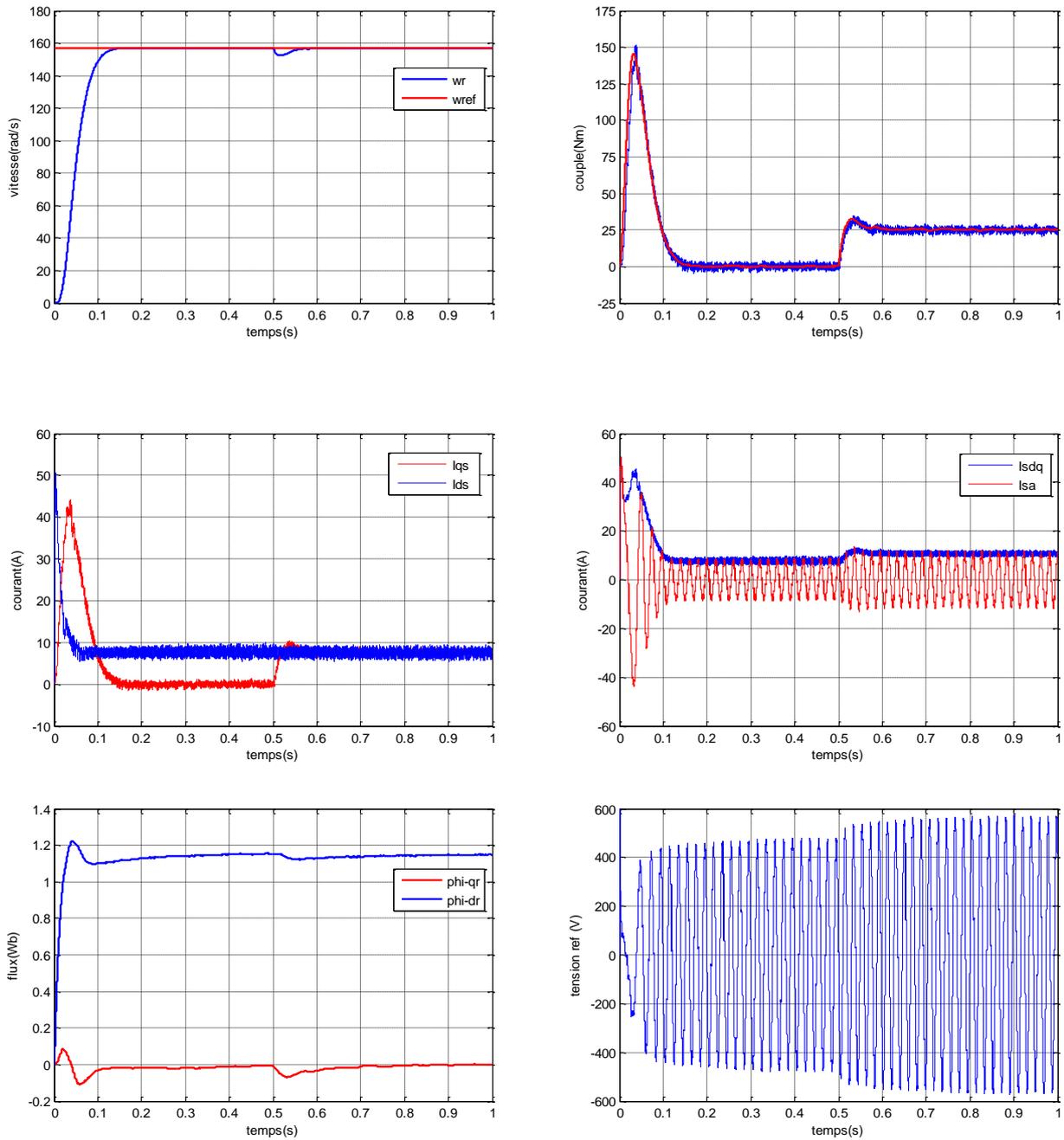


Figure (I.17) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge

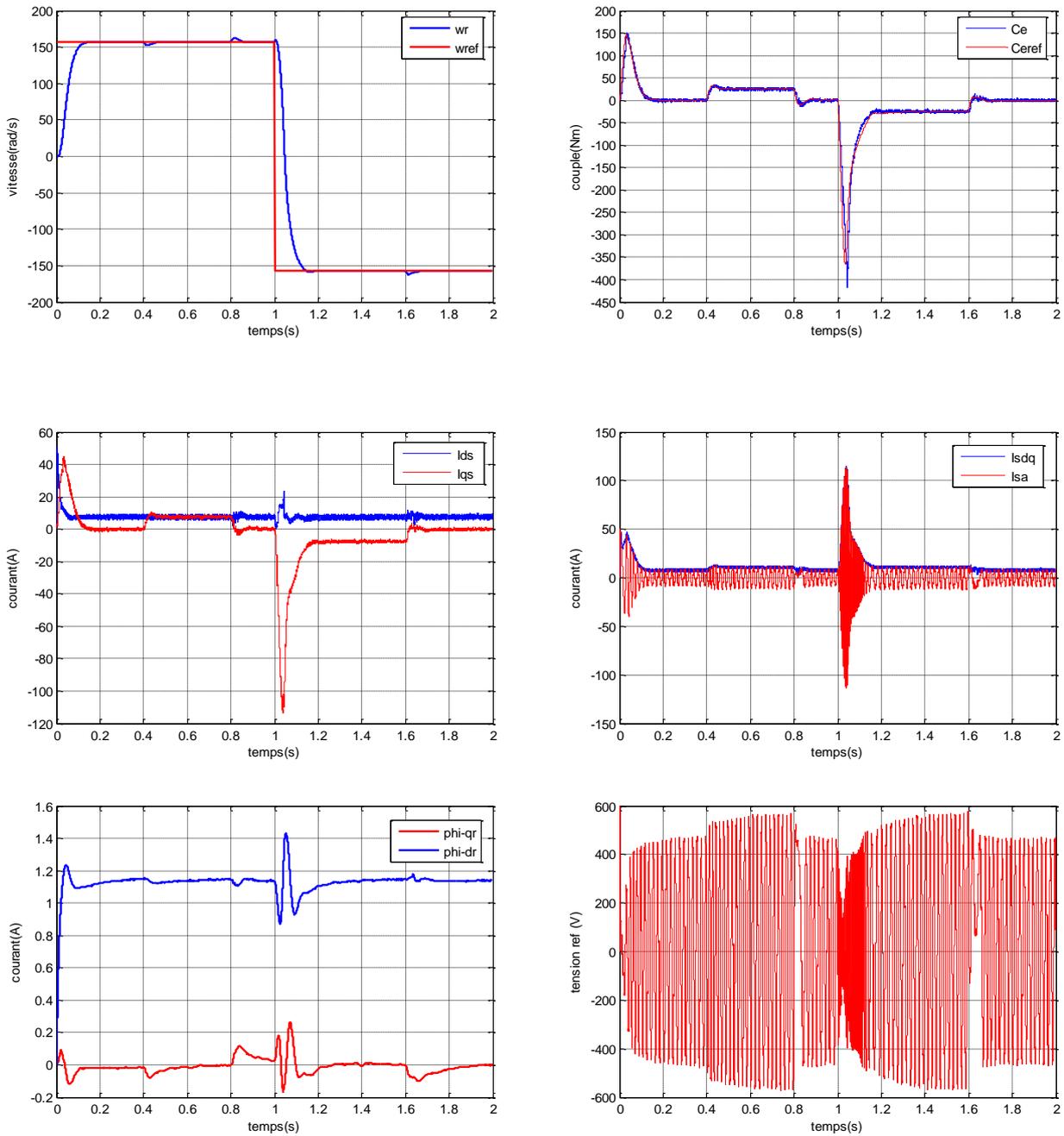


Figure (I.18) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi (d'une application de charge – décharge – inversion de la vitesse – charge – décharge).

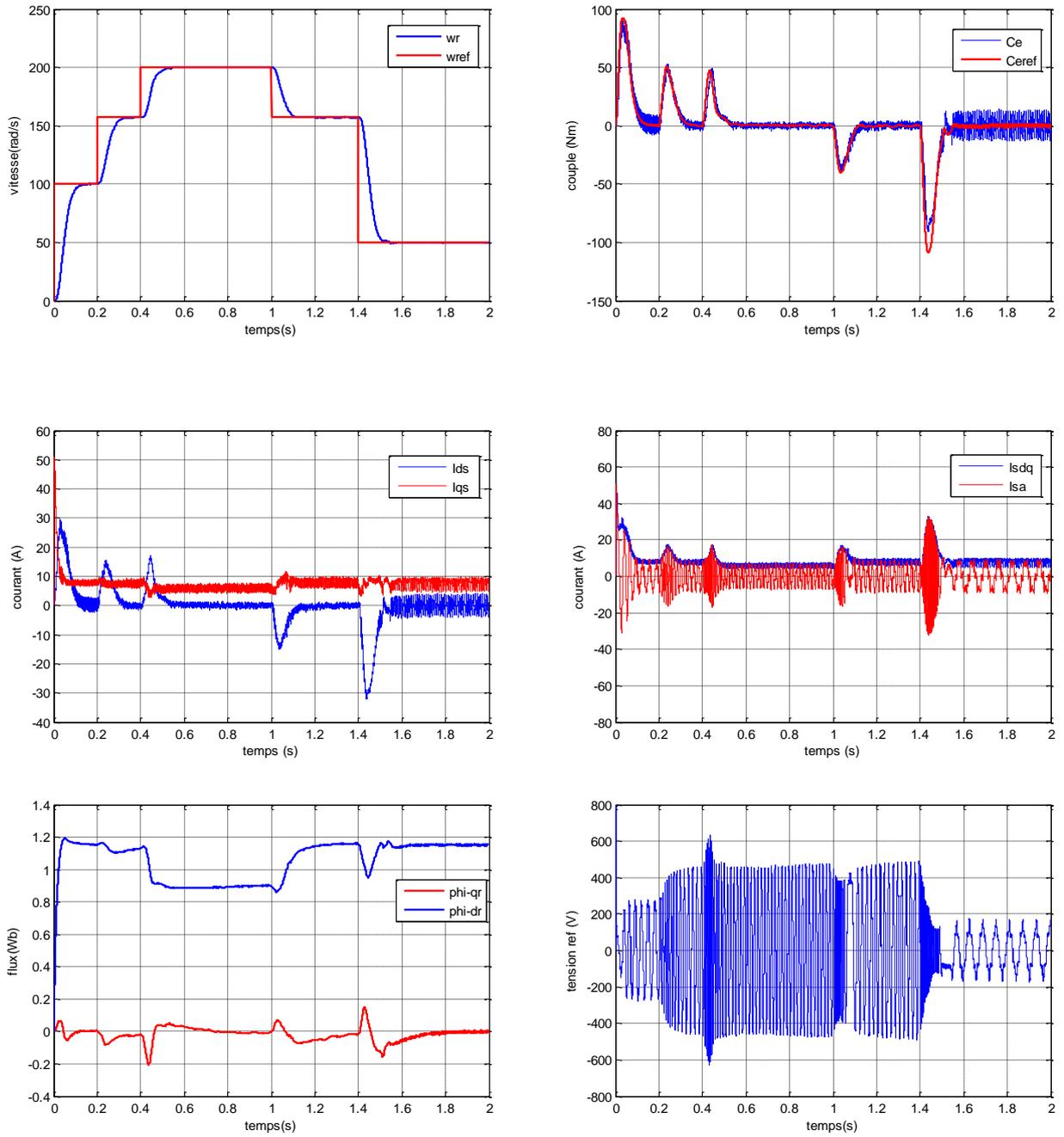


Figure (I.19) : Résultats de simulation avec opération en mode défluxé

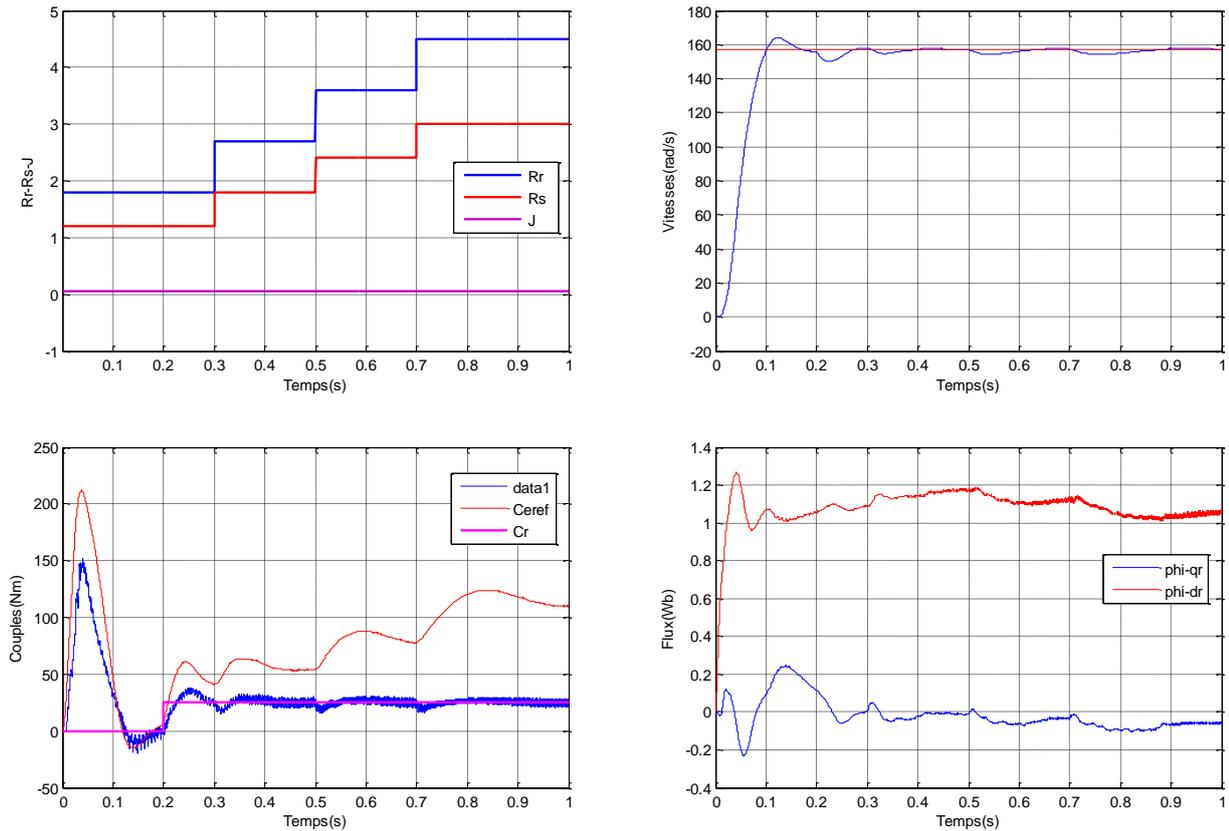


Figure (I.20) : Effet des variations paramétriques

I.9 CONCLUSION

Dans cette partie du chapitre 3, une introduction au contrôle vectoriel est présentée, dont le but est de commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique selon un modèle bien donné, au régime transitoire, avec un découplage entre le flux et le couple qui est basé sur des termes de compensations. Ces derniers sont calculés à partir du flux consigne ou de du flux estimé.

Les contraintes liées à l'application de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique résident principalement dans la constante de temps rotorique qui varie considérablement avec la température et le niveau de la saturation. En effet, une erreur sur son estimation implique une pulsation de glissement altérée, qui influe directement sur l'autopilotage d'où la divergence de la commande.