

Chapitre II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II-1 INTRODUCTION

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse).

L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone.

Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre [7].

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [16].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, sous forme des schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

II-2 MODE DE REGLAGE DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE

La vitesse du moteur asynchrone dépend de la fréquence d'alimentation qui détermine la vitesse asynchrone N_s . En réalité le rotor tourne à une vitesse N_r , peut inférieur à, la vitesse de synchronisme N_s

$$N_r = N_s(1 - g) \quad (\text{tr/mn}) \quad (\text{II-1})$$

Avec :

$$N_s = 60 \frac{f_s}{p} \quad (\text{tr/mn}) \quad (\text{II-2})$$

Il en résulte de ces relations qu'on peut varier la vitesse de la machine asynchrone par :

- Changement de nombre de paire de pôles.
- Changement de la fréquence statorique.
- Changement de glissement.

II-3 POUR QUOI LA COMMANDE VECTORIELLE

Les machines asynchrones, utilisées en asservissement de vitesse dans les applications industrielles subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu, qui sont moins performants en terme du couple et notamment beaucoup plus onéreux du point de vue construction et entretien [11,12].

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principale avantage, c'est d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment [1].

- le courant inducteur I_f est producteur de flux.
- Le courant induit I_a est producteur du couple.

Cependant, la présence du correcteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et son entretien devient plus exigeant.

Face à ces limitations, la simplicité de construction, le coût, l'environnement de fonctionnement et la robustesse des machines asynchrones ont toujours attiré les chercheurs. En effet, dans ces machines, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus, ce qui rend la machine difficile à commander, cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrées (tension, fréquence) et les variables de sortie (couple, vitesse) en passant par les variables internes de la machine (courant rotorique, flux) [1,11].

Ainsi, grâce à l'autopilotage, la commande d'un moteur asynchrone devient similaire à celle d'un moteur à courant continu et l'absence du collecteur mécanique assure sa robustesse.

La méthode classique de commande dite scalaire, consistant à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence, ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables, bien sur dans le régime transitoire, comme celles d'une machine à courant continu bien réglée [11].

Pour aboutir à un contrôle de même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1972, une nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle. Cette dernière est utilisée afin de piloter la machine suivant deux axes orthogonaux : Un axe de flux et un axe couple. Ceci est réalisable évidemment, à l'extérieur de la machine et au niveau de la commande [1,13].

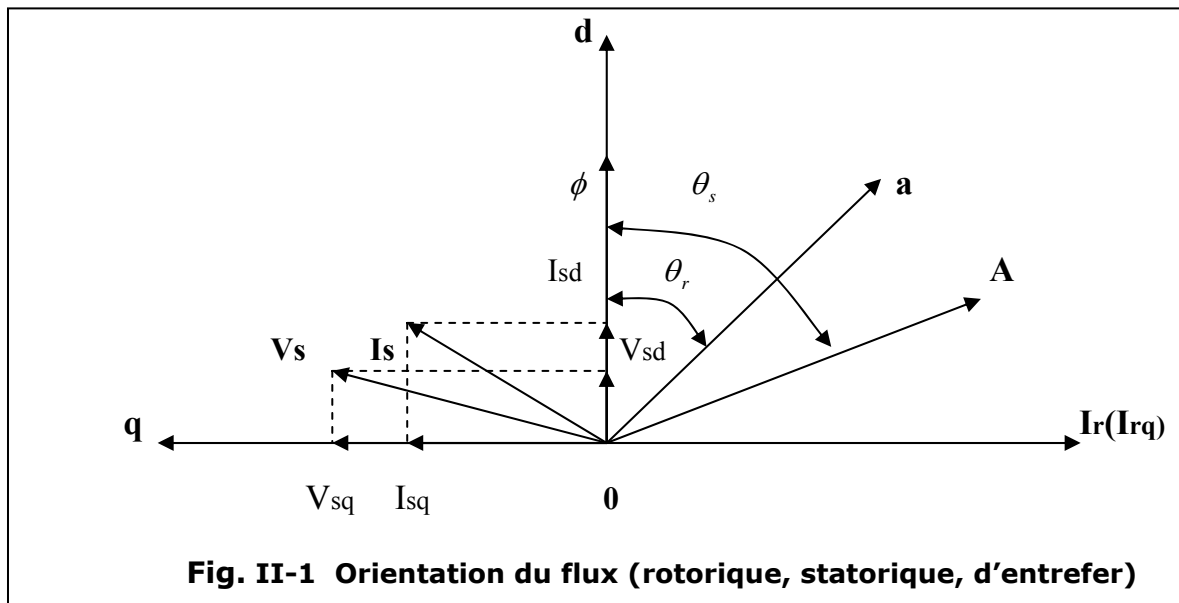
Toute fois la théorie du flux orienté est relativement complexe de nombreuses interrogations subsistent quand au choix de la meilleure stratégie de commande permettant un réglage indépendant du flux et du couple sans avoir recours à la technique de découplage [7].

II-4 LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grondeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [7].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d.q». un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d.q» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme il est illustré sur la figure « **fig. II-1** ».



Le flux (Φ) peut représenter:

- 1 Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$
- 2 Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$
- 3 Flux d'entrefer : $\Phi_{rg} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [7].

Dans notre cas l'orientation du flux rotorique est la méthode choisie.

II-4.1 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{aligned}\Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r = cst \\ i_{rd} &= 0\end{aligned}\tag{II-3}$$

On remplace ce système d'équations dans le système (I-21) on obtient:

$$\begin{aligned}\Phi_r &= M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= l_r i_{rq} + M i_{sq} = 0\end{aligned}\tag{II-4}$$

À partir de la dernière équation de système (II-4) on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{l_r} i_{sq}\tag{II-5}$$

On remplace le système (II-3) dans l'équation (I-30) on obtient:

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \phi_r i_{sq}\tag{II-6}$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq}\tag{II-7}$$

avec:

$$k_2 = \frac{pM^2}{L_r}$$

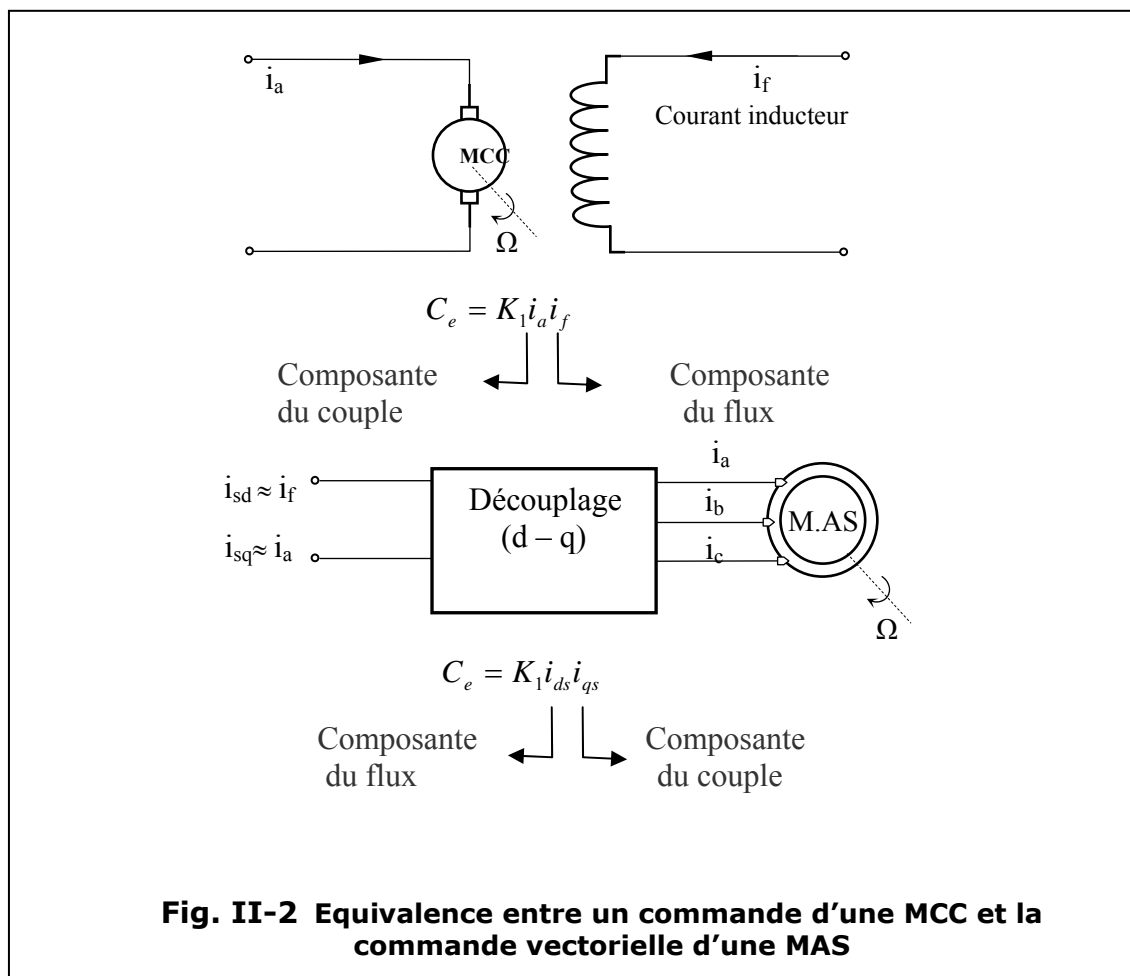
La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure « **fig. II-2** » montre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la

commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor .Telle que la relation suivante [4] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g \quad (\text{II-8})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$



Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui à été développée par F.Blaschke, et la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

II-4.2 Commande vectorielle directe [14]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement .Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes ^[1] :

- 1- La non fiabilité de la mesure du flux :
 - problème de filtrage du signal mesuré.
 - précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- 2- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

II-4-3 Commande vectorielle indirecte [15]

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r .En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension (sans convertisseur).

II-5 STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

II-5-1 Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s).

II-5-2 Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (I-20), (I-21), (I-30) et (I-31) munies de la contrainte ($\Phi_{rq}=0$) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sd} - \omega_s \sigma_s i_{sq} - \frac{M}{l_r^2} r_r \Phi_r \quad (\text{II-9})$$

$$V_{sq} = \sigma_s \frac{di_{sq}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sq} + \omega_s \sigma_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r \quad (\text{II-10})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{II-11})$$

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II-12})$$

$$\omega_g = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{II-13})$$

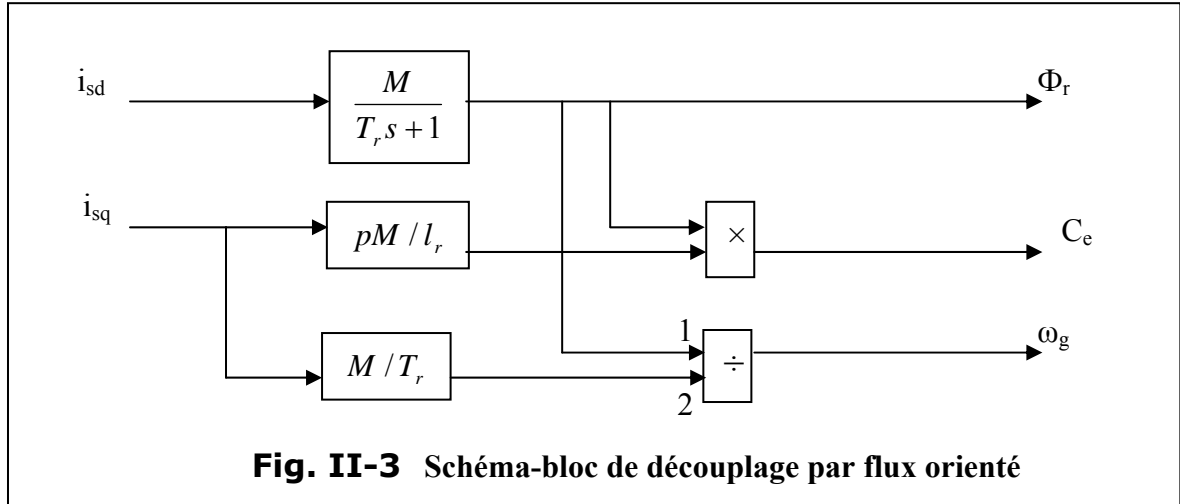
$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II-14})$$

avec :
$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$$

σ : Coefficient de fuite total ou coefficient de dispersion de Blondel.

Les équations (II-11) et (II-12) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II-10), (II-11) et (II-12). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure « **fig. II-3** ».



II-5.3 Description du montage à simulé

La figure illustre le principe de la commande vectorielle que l'on peut décomposer en trois parties fonctionnelles.

- Estimation.
- Régulation.
- Compensation.

II-5.3.1 Estimation

Cette fonction est chargée d'élaborer le vecteur du flux et les composantes du courant i_{sd} et i_{sq} à partir de la résolution numérique du système (machine asynchrone).

II-5.3.2 Régulation

Deux régulateurs de type PI sont utilisés pour régler le courant i_{sq} et le flux ϕ_r . Un troisième régulateur de type IP est éventuellement envisagée pour la régulation de la vitesse.

II-5.3.3 Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (\text{II-15})$$

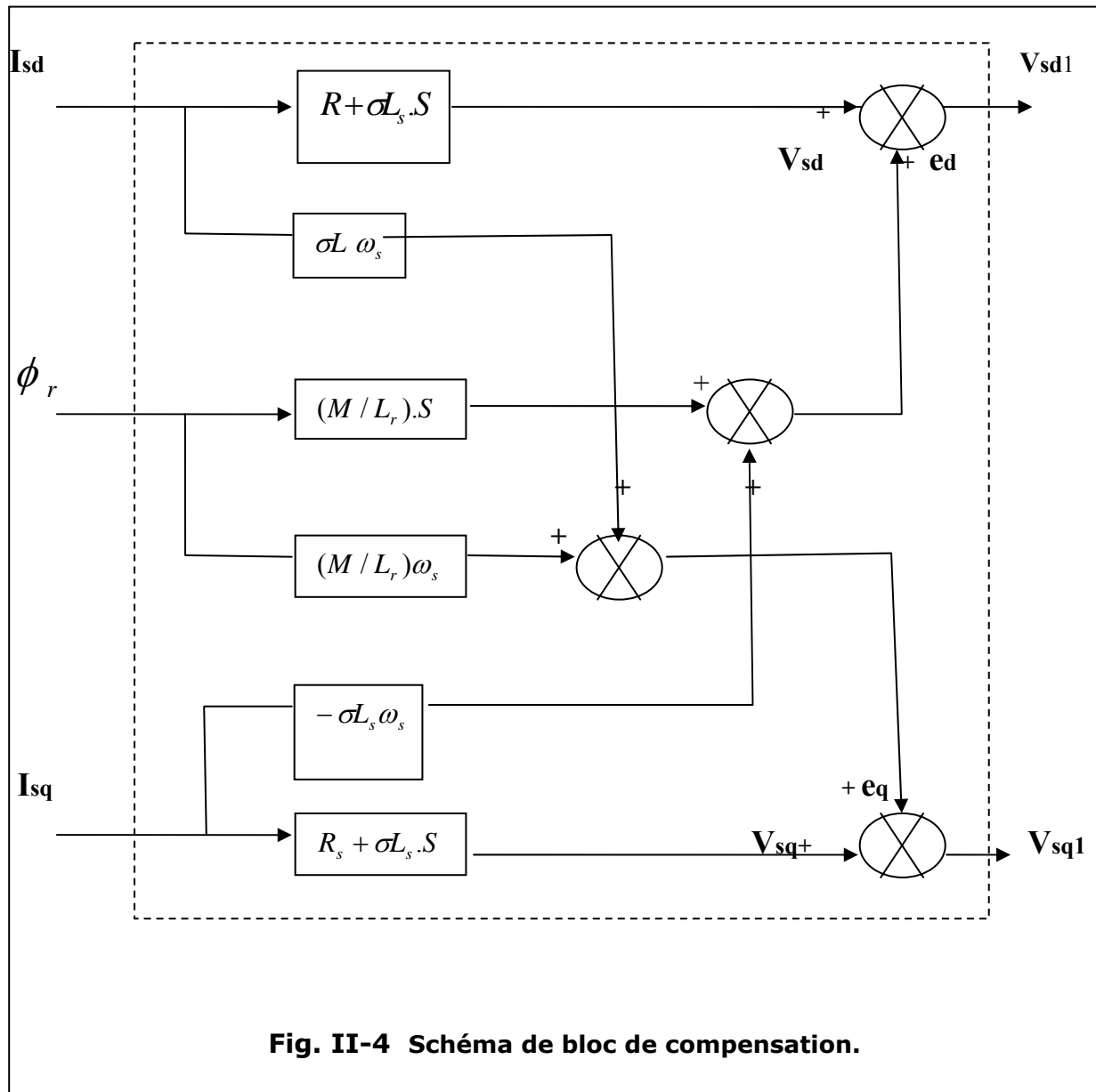
$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (\text{II-16})$$

avec :

$$e_d = \omega_s \sigma L_s I_{sq} - \frac{M}{T_r} S \Phi_r \quad (\text{II-17})$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma L_s I_{sd} + \frac{M}{T_r} S \Phi_r) \quad (\text{II-18})$$

Après compensation on voit clairement qu'il ya une relation directe, entre les nouvelle grandeurs de commande, homogène à des tensions et les courants à contrôler. Les méthodes des découplages son sensibles aux variations des paramètres. Ceci ne gênant si le découplage n'est pas utilisé comme moyen de contrôle mais associé à des correcteurs mono variables [1].



II-5.4 PRINCIPE DE FOCTIONNEMENT

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimentée en tension est représenté par la figure « **fig. II-5** ».

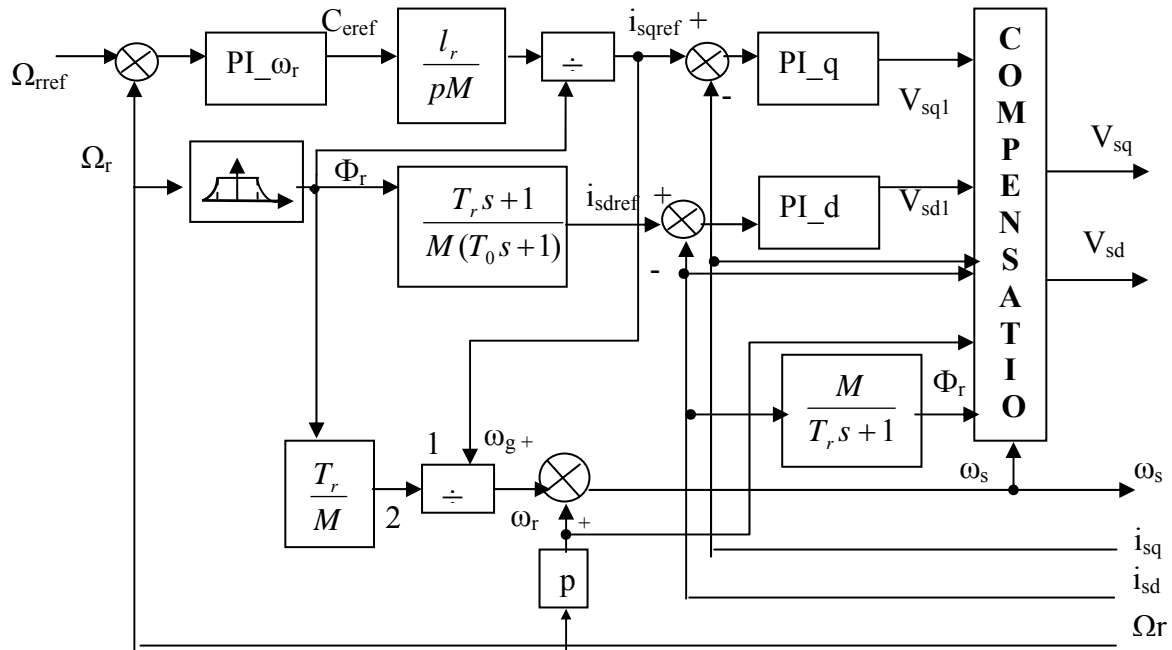


Fig. II-5 Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimentée en tension.

La vitesse est aisément asservie (régulée) par une boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI. Par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus simple, est de type réaction le signal d'erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI, fournit la référence de courant de couple i_{sqref} , qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine.

Le pôle supplémentaire $(-1/T_0)$ est introduit dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement. T_0 doit être très inférieur à T_r .

II.6 SYSTEME DE COMMANDE

Dans ce qui va suivre, on expliquera le fonctionnement de système de commande (les contrôleurs (PI et IP), bloc de défluxage).

II-6.1 Fonctionnement à toute vitesse (Bloc de défluxage)

II-6.1.1 Définition [11,16]

La variation de la fréquence statorique est obtenue par des montages électriques spéciaux appelés convertisseurs de fréquence qui sont en général alimentés en amont par le secteur standard à tension et fréquence fixes (220/380V, 50HZ) et qui à leur tour alimentent la machine commandé à fréquence et tension réglables.

Le mode d'action sur la fréquence du stator devient plus bénéfique par une commande judicieuse du flux, car cela permet d'utiliser la machine dans une plage de vitesse aussi large que possible et avec des rendements meilleurs. Ce genre d'opération est dénommé opération à toute vitesse, où l'on distingue séparément deux zones de variation de vitesse [1,12].

- la zone de la sous-vitesse (fonctionnement hypo synchrone) est pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale de la machine. Dans ce cas, la commande doit maintenir le couple constant (maintenir le flux à une valeur nominale constante).
- La zone de survitesse (fonctionnement hyper synchrone) correspond aux vitesses supérieures à la vitesse nominale, dans ce cas le couple est inversement proportionnel à la vitesse (fonctionnement à puissance constant), le maintien d'une équipuissance nécessite l'augmentation de la fréquence glissée avec la vitesse.

II-6.1.2 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{nom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{nom}$$

- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{nom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{nom}$$

avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

ϕ_{nom} : Flux rotorique nominale.

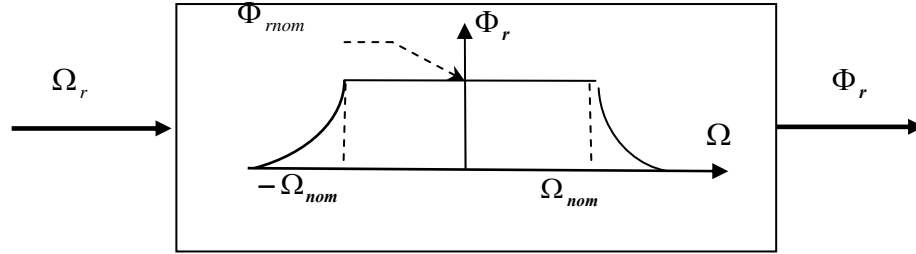


Fig. II.6 Bloc de défluxage

II-6.2 Calcul des régulateurs

II-6.2.1 Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure « fig. II-7 ».

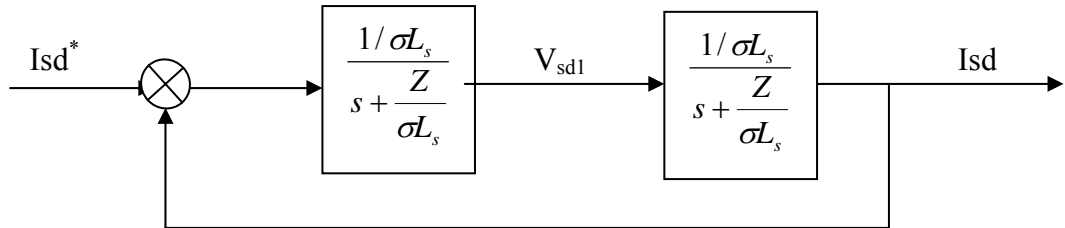


Fig. II-7 schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F i_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{Kd}}{s} \frac{1}{s + \frac{Z}{\sigma L_s}} \quad (II-19)$$

Compensons le pôle $s + \frac{K_{id}}{K_{pd}}$ par $s + \frac{Z}{\sigma L_s}$, ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{Z}{\sigma L_s} \quad (II-20)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{isd} = \frac{K_{pd}}{s \cdot \sigma L_s} \quad (II-21)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$Gi_{sd} = \frac{Fi_{sd}}{1 + Fi_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{pd}} + 1}, \quad \tau_d = \frac{\sigma L_s}{K_{pd}} \quad (\text{II-22})$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\tau_d = \frac{\sigma L_s}{K_{pd}}$

Pour un temps de réponse imposé t_d , nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_d = t_d$$

Donc:

$$K_{pd} = \frac{3\sigma L_s}{t_d} \quad (\text{II-23})$$

Et, d'après l'équation (II-20):

$$K_{id} = \frac{3Z}{t_d} \quad (\text{II-24})$$

avec :

$$Z = \frac{1}{R_t} = \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + M^2}$$

II.6-2-2 Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est représenté par la figure « **fig. II-8** ».

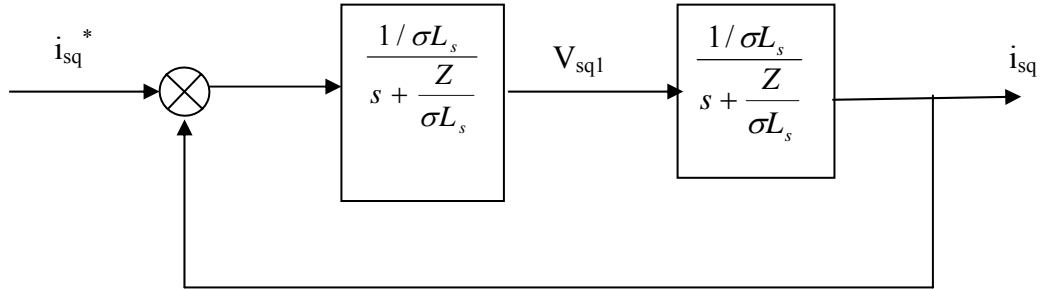


Fig. II-8 Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment.

$$K_{pd} = \frac{3\sigma L_s}{t_d} \quad (\text{II-25})$$

$$K_{iq} = \frac{3Z}{t_d} \quad (\text{II-26})$$

II.6-2-3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est illustré sur la figure « fig. II-9 ».

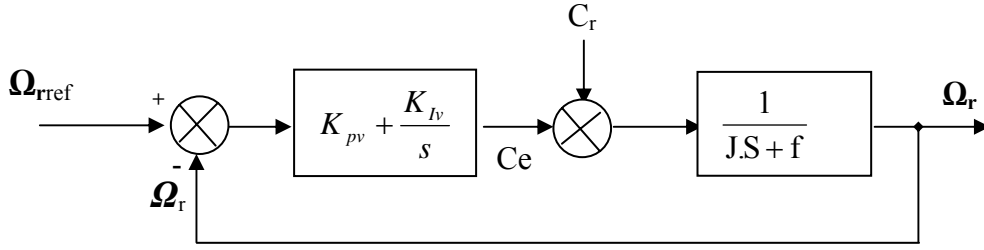


Fig. II-9 Schéma –bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{pv} \cdot s + K_{iv}}{s \cdot (J \cdot s + f)} \quad (\text{II-27})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{Js^2 + (K_{pv} + f)s + K_{iv}} \quad (\text{II-28})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II-29})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{iv}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II-30})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{pv} + f}{K_{iv}} \quad (\text{II-32})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$K_{iv} = J\omega_n^2 \quad (\text{II-33})$$

$$K_{pv} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II-34})$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante

de temps τ . $\left(\frac{1}{1 + \tau \cdot s} \right)$

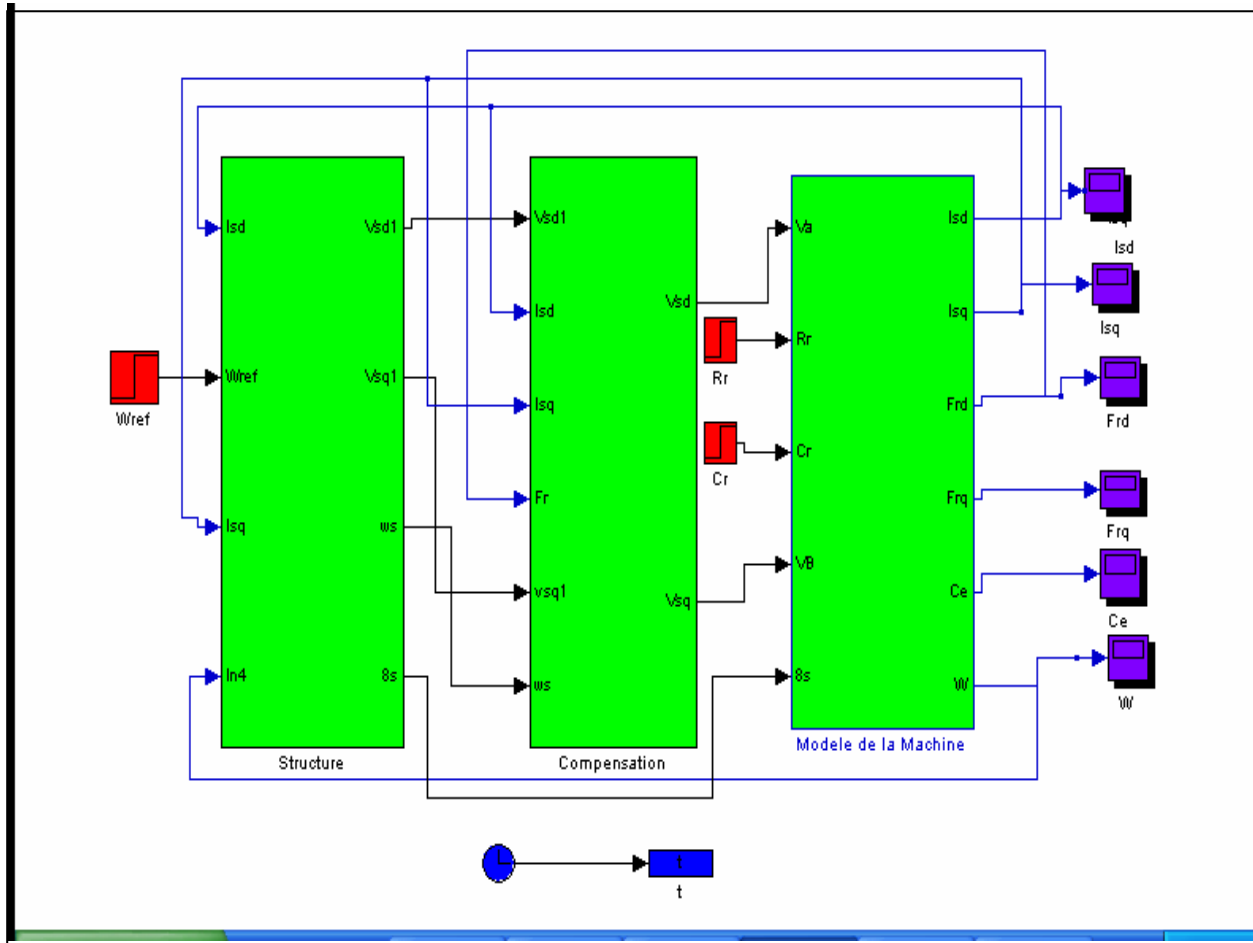


Fig. III-10 Schéma bloc de la machine asynchrone commandée en tension avec contrôle vectoriel de flux rotorique.

II.7 RESULTAT DE SIMULATION

Les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en tension sont illustrés par les figures «**Fig. II-11**», «**Fig. II-12**» et «**Fig. II-13**». Le système est soumis aux tests de suivi de la consigne à la variation de la charge, à l'inversion du sens de rotation et la variation vis-à-vis de la résistance rotorique.

➤ Essai en charge nominale après un démarrage à vide :

Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec

un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{sq} à un coefficient près. Comme nous le montrée la figure « **fig. II-11** ».

☞ **Essai d'inversion du sens de rotation :**

La régulation est testée suivant le test de l'inversion du sens de rotation, les résultats obtenus montrent que le transitoire lors de ce test est relativement important en particulier au niveau du courant. Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la référence sans erreur statique.

Du point de vu commande, on peut conclure que les variables illustrées sont influées positivement par la variation de la vitesse d'où le système est parfaitement commandé. Comme il est illustré sur la figure « **fig. II-12** ».

☞ **Essai de variation de la résistance rotorique :**

Les performances du contrôle vectoriel indirect de la machine asynchrone contre les dérives paramétriques sont testées pour une variation de la résistance rotorique. Cependant une augmentation de 50% de la résistance R_r fait engendrer des transitoires au niveau de toutes les grandeurs qui se stabilisent à leurs valeurs permanentes « **fig. II-13** », ce qui confirme la dépendance de la loi de commande de la FOC de la résistance rotorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

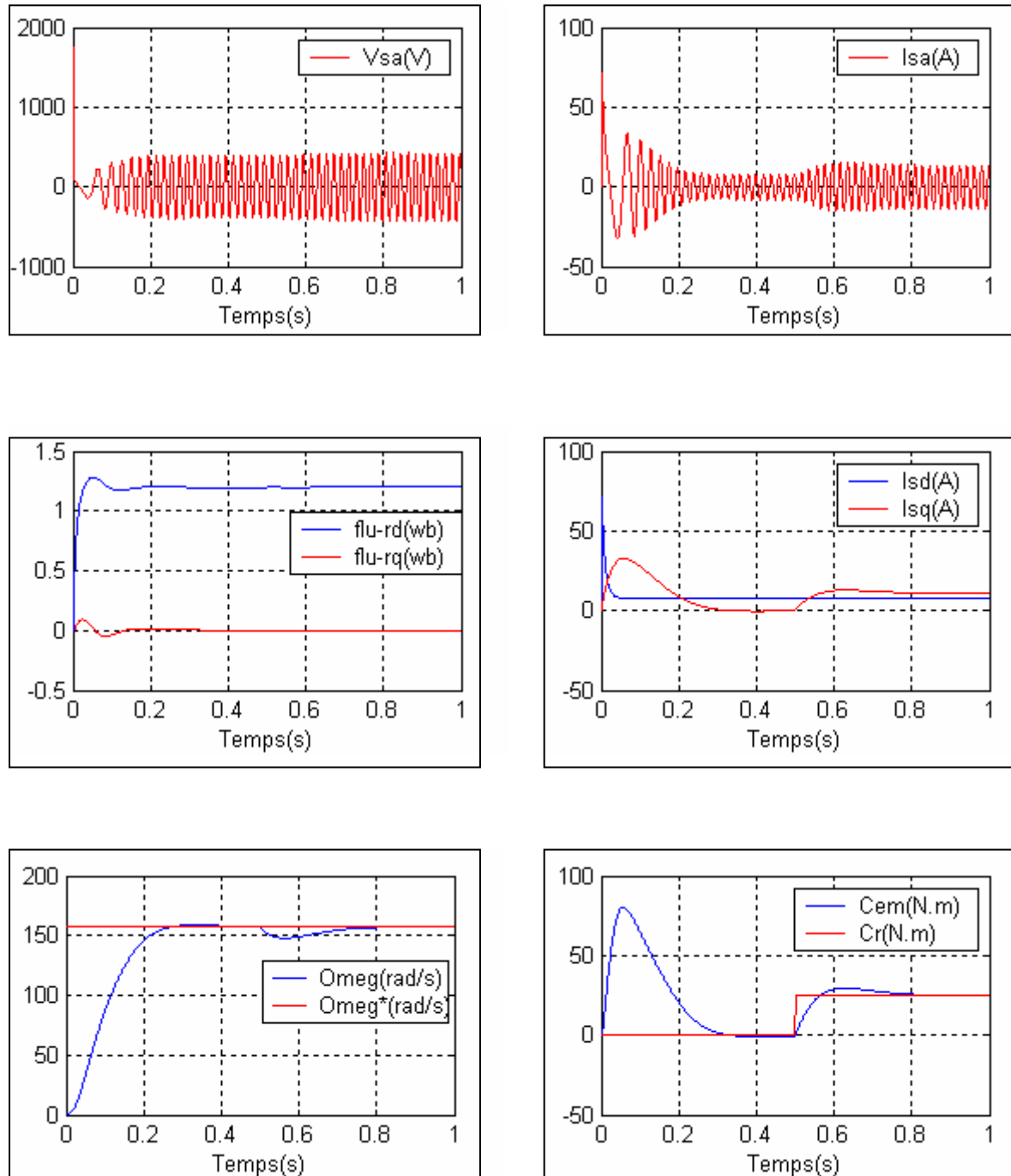


Fig. II-11 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS en charge nominale après un démarrage à vide.

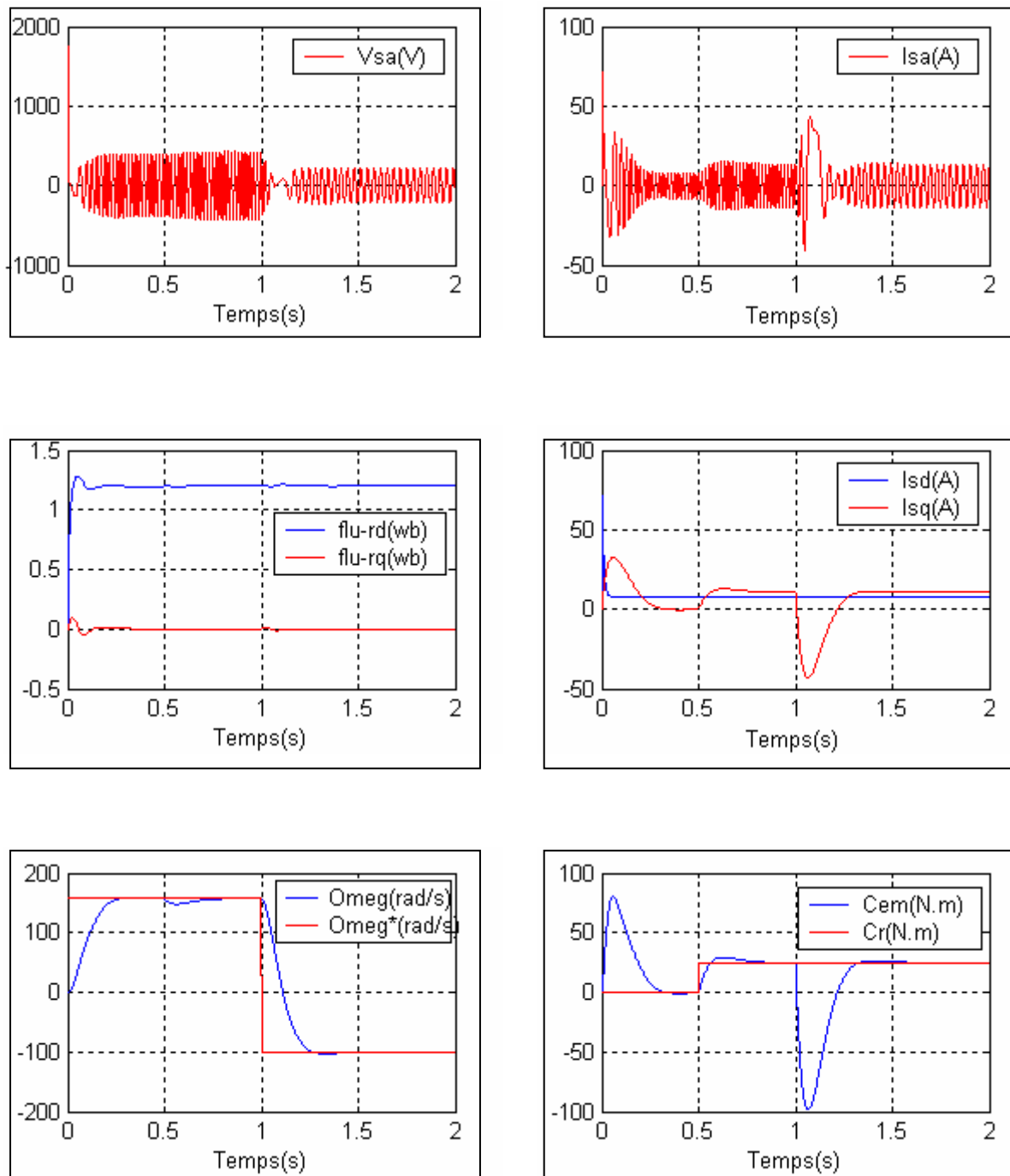


Fig. II-12 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS en charge nominale avec l'inversion du sens de rotation.

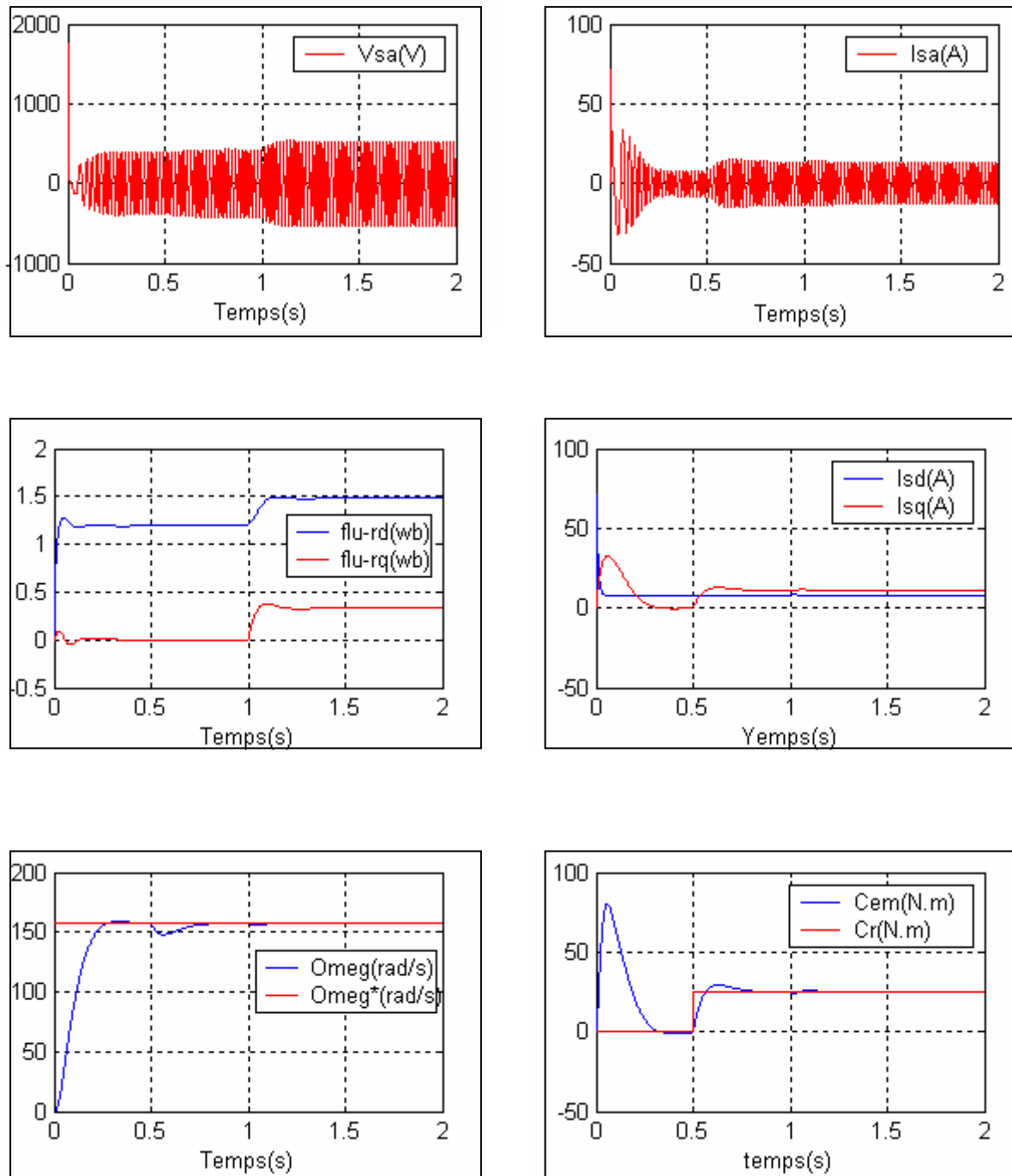


Fig. II-13 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS en charge nominale avec la variation de résistance rotorique (+50%).

II-8 CONCLUSION

La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparé. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Les résultats de simulation, nous conduit à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse.

Cependant, le point faible de cette commande réside dans sa faible robustesse vis-à-vis à des variations paramétriques.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Pour palier à ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique de la commande de la M.AS, qui se traduit par la commande à base d'un régulateur RST associé à la commande connu au lieu des régulateurs classiques(PI).

