

# Chapitre II

## Commande vectorielle par orientation

### Des flux rotorique

#### II-1-Introduction

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC.) a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statique à fréquence variable.

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non-linéaire, multi variable et fortement couplé, c.à.d qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures : stator et rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continue [5].

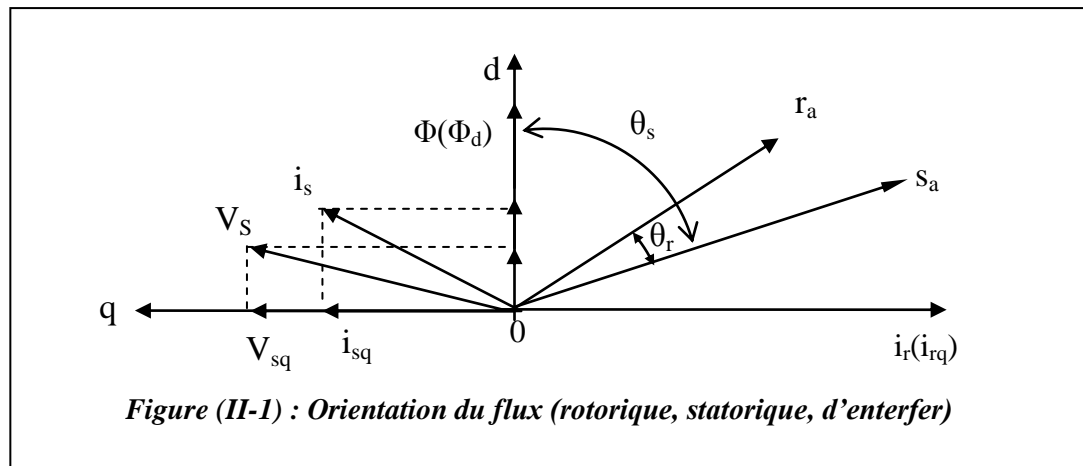
Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

#### II-2 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 (équation (I-26)) qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs 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 non linéarité 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 [8].

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 l'indique dans la figure (II-1).



Le flux ( $\Phi$ ) peut représenter :

- Flux rotorique :  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  ;  $\Phi_{rq} = 0$ .
- Flux statorique :  $\Phi_{sd} = \Phi_s$  ;  $\Phi_{sq} = 0$ .
- 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 [8].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue

### II-3-Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse  $\omega_s$ , 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:

$$\begin{aligned}\Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r = cst \\ i_{rd} &= 0\end{aligned}\tag{II-1}$$

On remplace ce système dans le système (I-18) on obtient:

$$\begin{aligned}\Phi_r &= M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= l_r i_{rq} + M i_{sq} = 0\end{aligned}\tag{II-2}$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = \frac{M}{l_r} i_{sq}\tag{II-3}$$

On remplace le système (II-1) dans l'équation (I-26) on aura :

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq}\tag{II-4}$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq}\tag{II-5}$$

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 (II-2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la

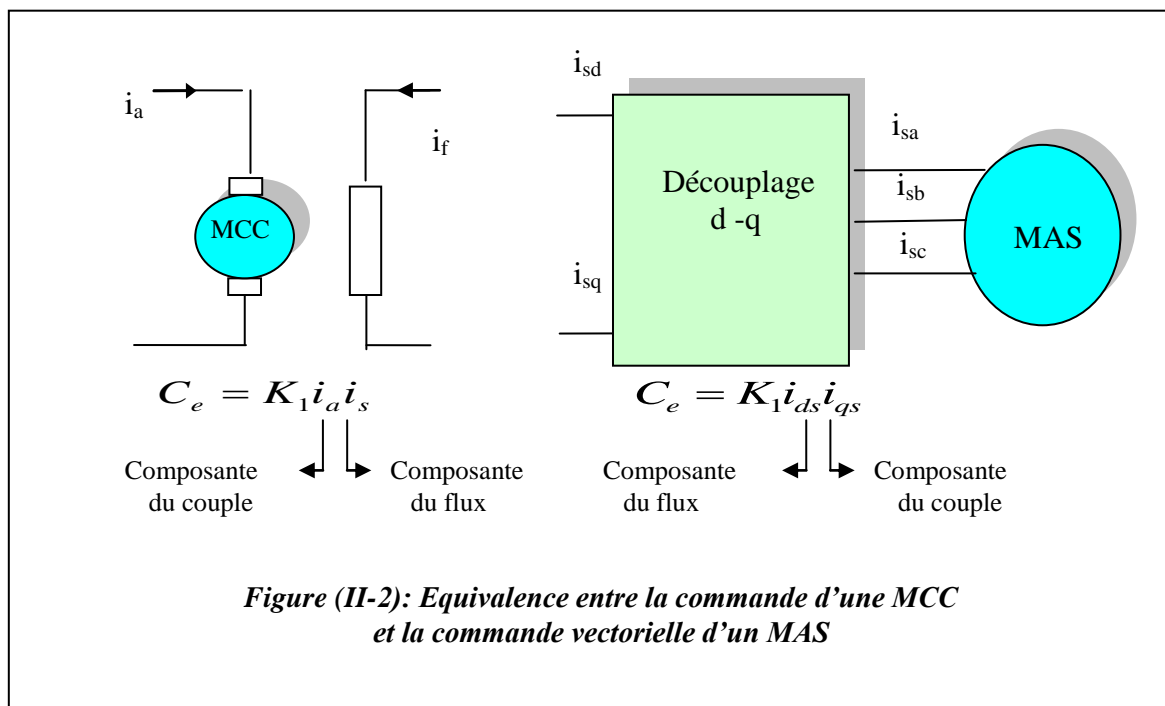
commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

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[14] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g \quad (\text{II-6})$$

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

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, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

### II-3-1-Commande vectorielle directe[15]

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, quel que soit le point de

fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

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-3-2-Commande vectorielle indirecte [7]**

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 alimenté en tension (sans convertisseur).

## **II-4-structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique**

### **II-4-1-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 ( $\omega_s$ ).

### II-4-2-Système d'équation liées au flux rotorique

Les équations(I-17),(I-18),(I-26) munies de la contrainte ( $\Phi_{rq}=0$ ) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma_l \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sd} - \omega_s \sigma_l i_{sq} - \frac{M}{l_r^2} r_r \Phi_r \quad (\text{II-7})$$

$$V_{sq} = \sigma_l \frac{di_{sq}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sq} + \omega_s \sigma_l i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r \quad (\text{II-8})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{II-9})$$

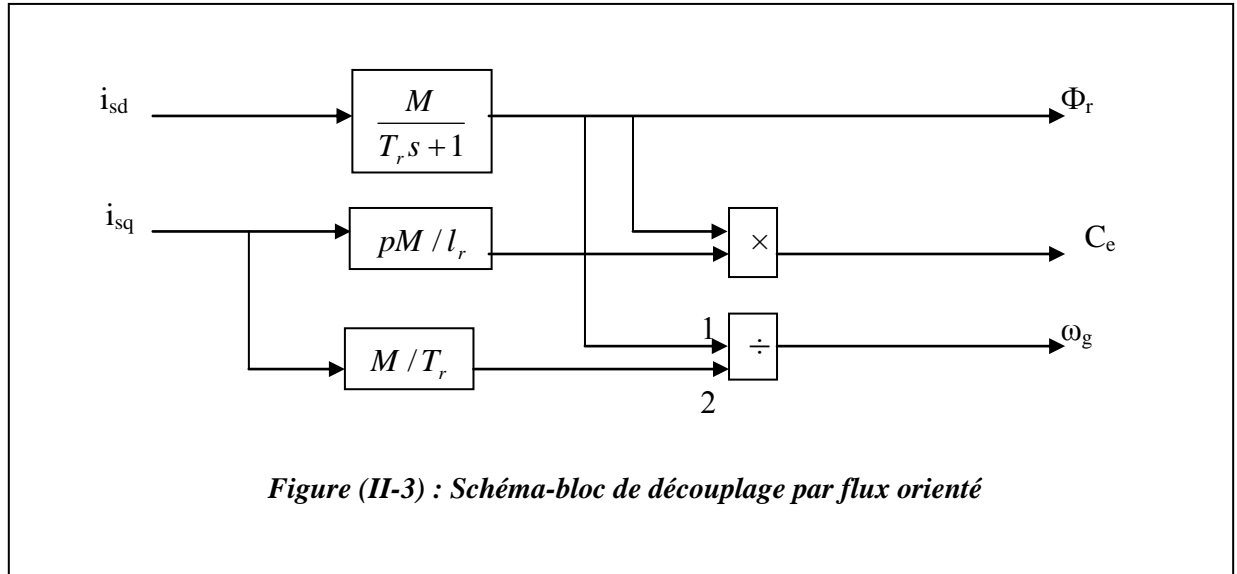
$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II-10})$$

$$\omega_g = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{II-11})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II-12})$$

Les équations (II-9) et (II-10) 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-9), (II-10) et (II-11). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure (II-3)



### II-4-3 Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  , donc il faut réaliser un découplage[9].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle .les commandes sont alors non interactives

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

#### II-4-3-1 Découplage par compensation

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

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (\text{II-13})$$

Et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (\text{II-14})$$

$$e_d = \omega_s \sigma l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r} r_r \Phi_r \quad (\text{II-15})$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r) \quad (\text{II-16})$$

Les tension  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  (figure ( II-4))

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sd} \quad (\text{II-17})$$

$$V_{sq1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} \quad (\text{II-18})$$

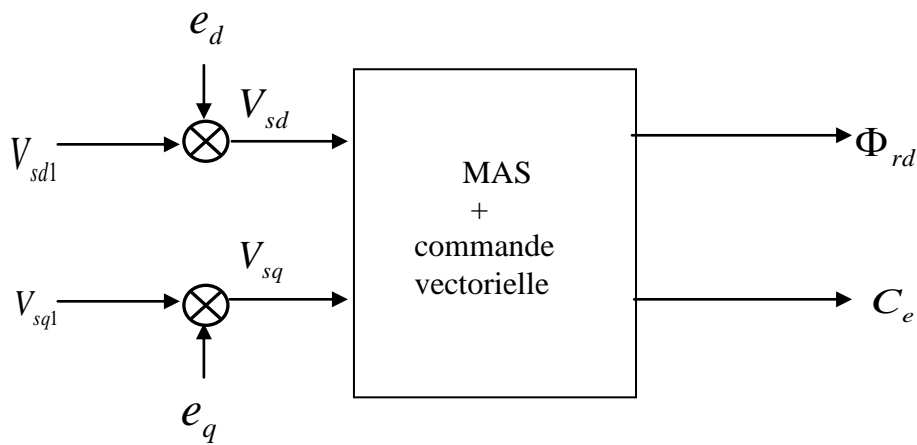


Figure (II-4): Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

#### II-4-4 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 [10]:

- sous-vitesse :

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

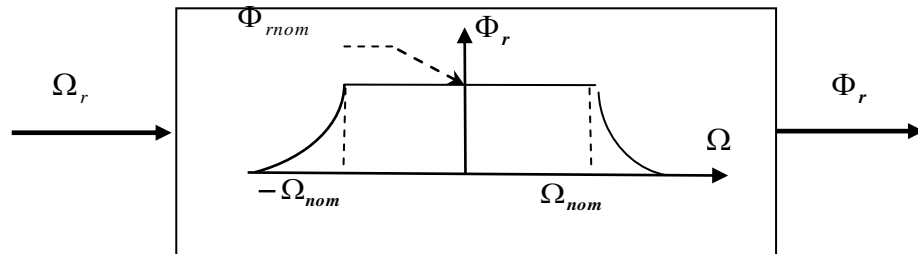
- sur -vitesse :

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

Avec :

$\Omega_{nom}$  : Vitesse de rotation nominale.

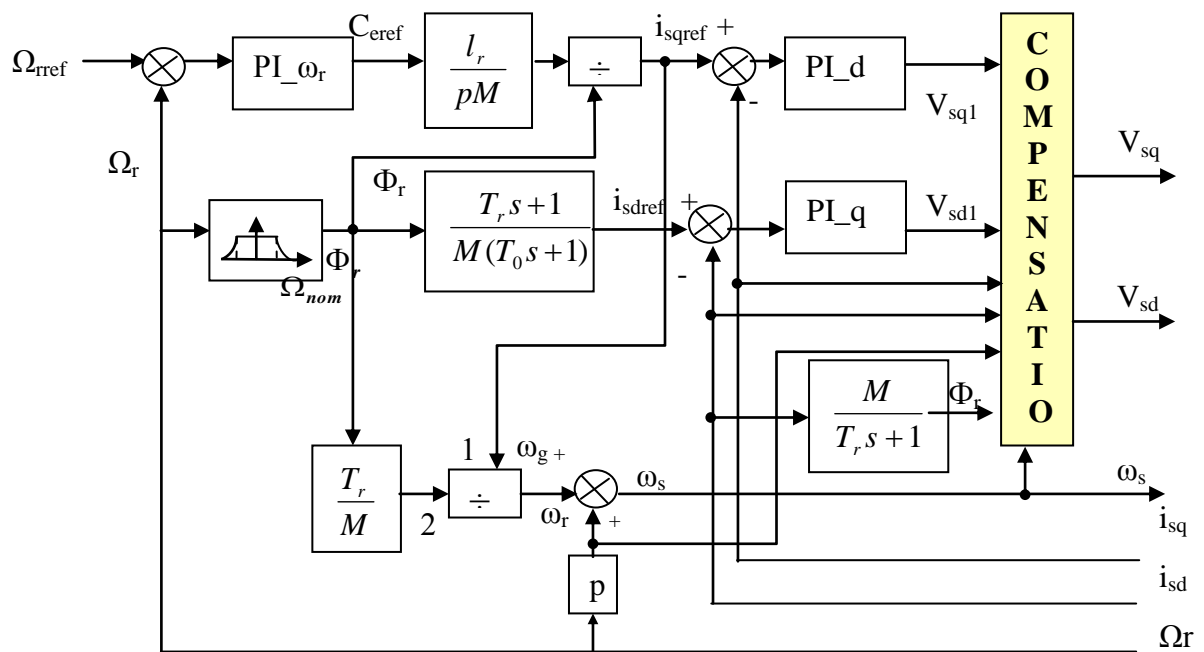
$\Phi_{nom}$  : flux rotorique nominale .



**Figure (II-5) : Bloc de défluxage**

## II-4-5 Principe de fonctionnement

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la figure (II-6).



**Figure(II-6):Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension**

La vitesse est aisément asservie (régulée) par un 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 du 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-4-6 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

### II-4-6-1 Conception des régulateurs

Soit  $Y^*(t)$  le signal à pour suivre, et  $y(t)$  le signal de sortie du système à contrôler.

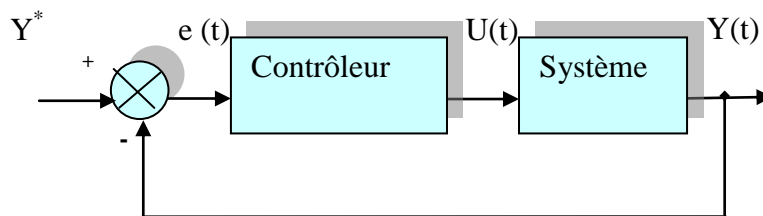


Figure ( II-7) : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

#### II-4-6-1-1 Action proportionnelle

- Si  $K_p$  est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si  $K_p$  est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

#### II -4-6-1-2 Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action  $U(t)$  augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

## II -4-6-2 Caractéristiques des régulateurs

### a- Stabilité

Un système bouclé doit être stable .Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [17].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [18].

### b- précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

### c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation) [17] .Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [18].

## II-4-6-3 Calcul des régulateurs

### II -4-6-3-1 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 (II-8).

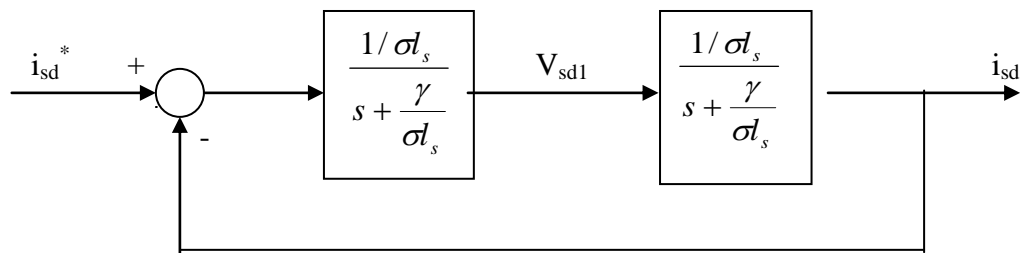


Figure (II-8): schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sd}$

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$F i_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{\gamma}{\sigma'_s}} \quad (\text{II-20})$$

Compensons le pôle  $S + \frac{K_{il}}{K_{p1}}$  par  $S + \frac{\gamma}{\sigma l_s}$ , ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{il}}{K_{p1}} = \frac{\gamma}{\sigma l_s} \quad (\text{II--21})$$

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

$$F_{isd} = \frac{K_{p1}}{s \sigma l_s} \quad (\text{II--22})$$

la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{isd} = \frac{F_{isd}}{1 + F_{isd}} = \frac{1}{\frac{\sigma l_s}{K_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma l_s}{K_{p1}} \quad (\text{II--23})$$

Nous obtenons une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre de constante de temps :  $\tau_1 = \frac{\sigma l_s}{K_{p1}}$  Pour un

temps de réponse imposé  $t_{rep1(5\%)}$ , nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma l_s}{K_{p1}} = t_{rep1(5\%)}$$

Donc :

$$K_{p1} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II-24})$$

Et, d'après l'équation (2-21):

$$K_{il} = \frac{3\gamma}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II-25})$$

Avec :

$$\gamma = r_s + \frac{M^2}{T_r l_r}$$

### II -4-6-3-2 Régulation de courant statorique $i_{sq}$

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est représenté par la figure (II-9)

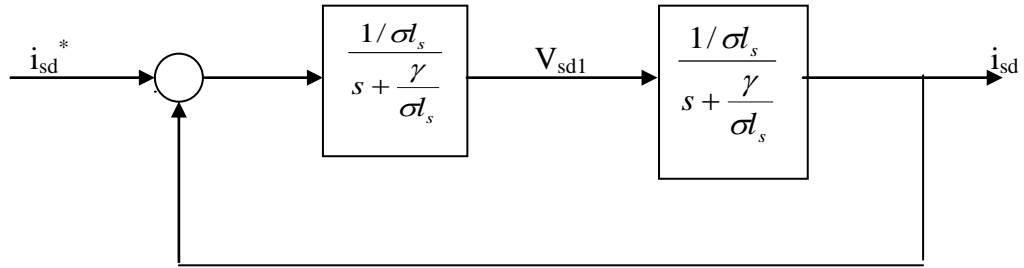


Figure (II-9): schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sd}$

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

$$K_{p2} = \frac{3\sigma'_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad (\text{II-26})$$

$$K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \quad (\text{II-27})$$

### II-4-6-3-3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II-10).

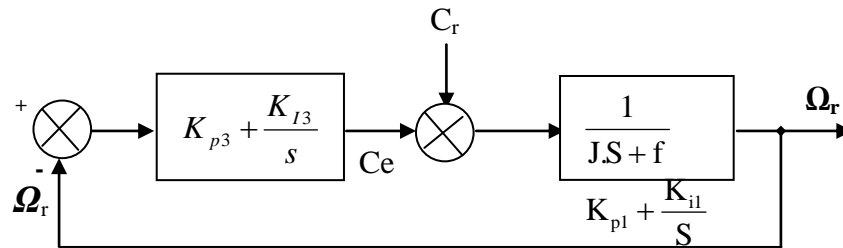


Figure (II-10): schéma bloc de régulation de vitesse

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

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II-28})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \quad (\text{II-29})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} + 1} \quad (\text{II-30})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II-31})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (\text{II-32})$$

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

$$K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II-33})$$

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II-33})$$

Afin d'éviter la dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de temps  $\tau$ .

## II-4-7 Présentation des résultats de simulation

Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte en tension de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

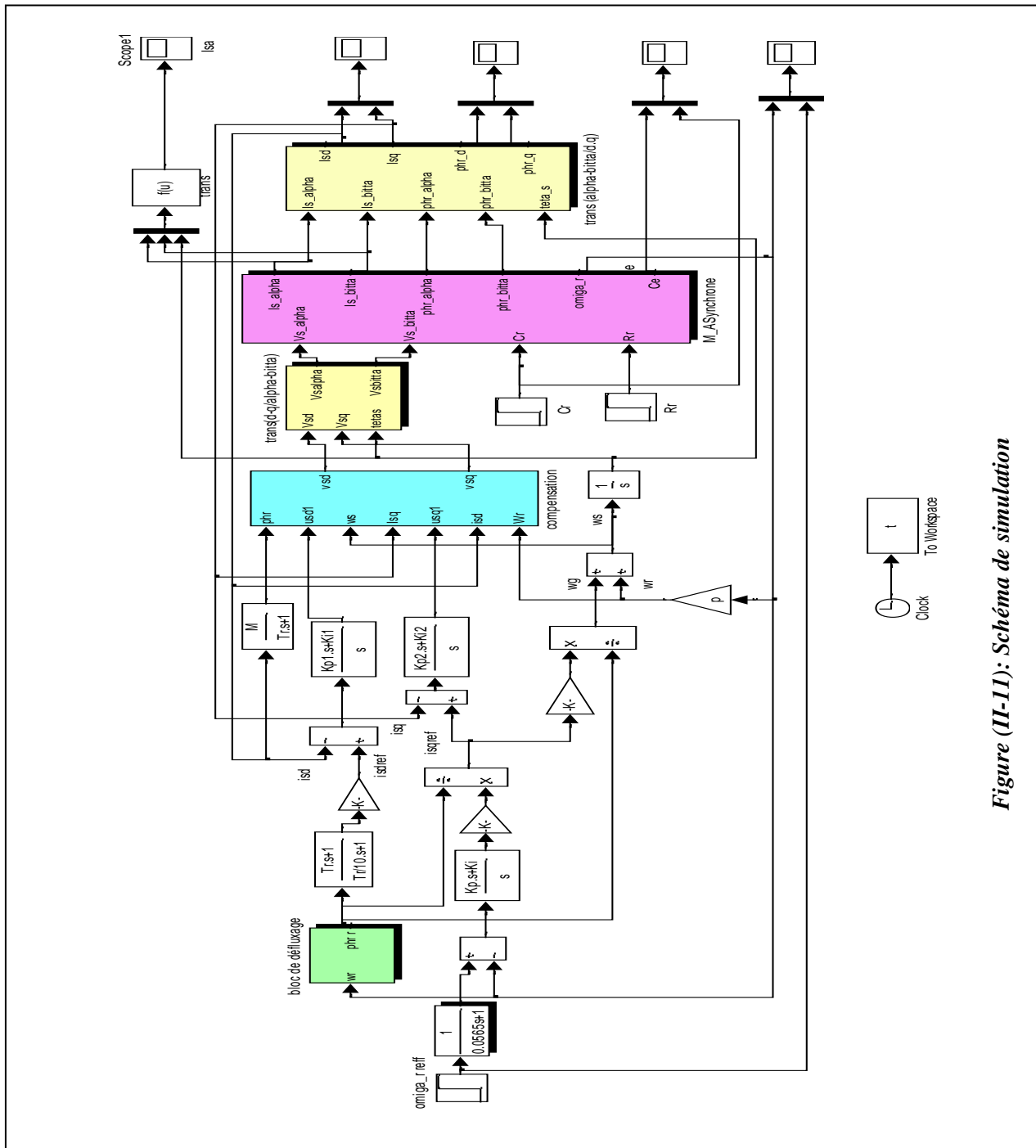
$$\Phi_r = 1 \text{ wb}, \quad T_0 = \frac{T_r}{10}, \quad \tau_1 = \frac{L_s}{r_s} = 0.0565$$

$$K_{p1} = 46.5985, \quad K_{i1} = 12335$$

$$K_{p2} = 26.6277, \quad K_{i2} = 7048.8$$

$$K_{p3} = 1.549, \quad K_{i3} = 19.3750$$

Le schéma-bloc de la simulation est représenté par la figure (II-11).



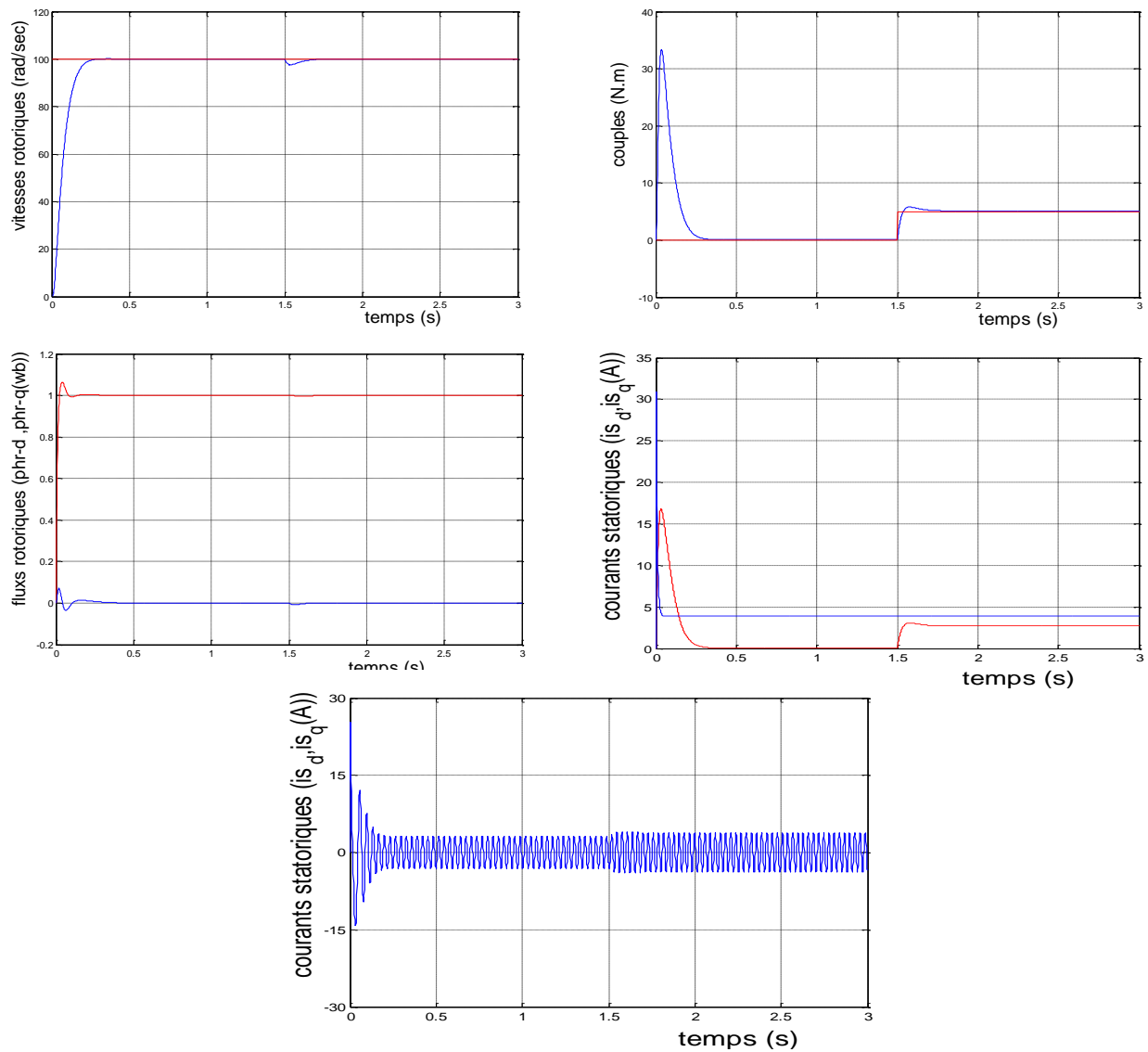
**Figure (II-11): Schéma de simulation**

### II-4-7-1 Essai à vide et en charge

La figure (II-12) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence. Après l'application de charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$  à  $t = 1.5 \text{ s}$ ), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence ( $100 \text{ rad/s}$ ), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteinte la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

Les composantes du flux rotorique subit une chute au moment de l'application de la charge puis stabilisent à la valeur désiré,



**Figure (II-12): Résultats de simulation de CV-OFR DE de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge**

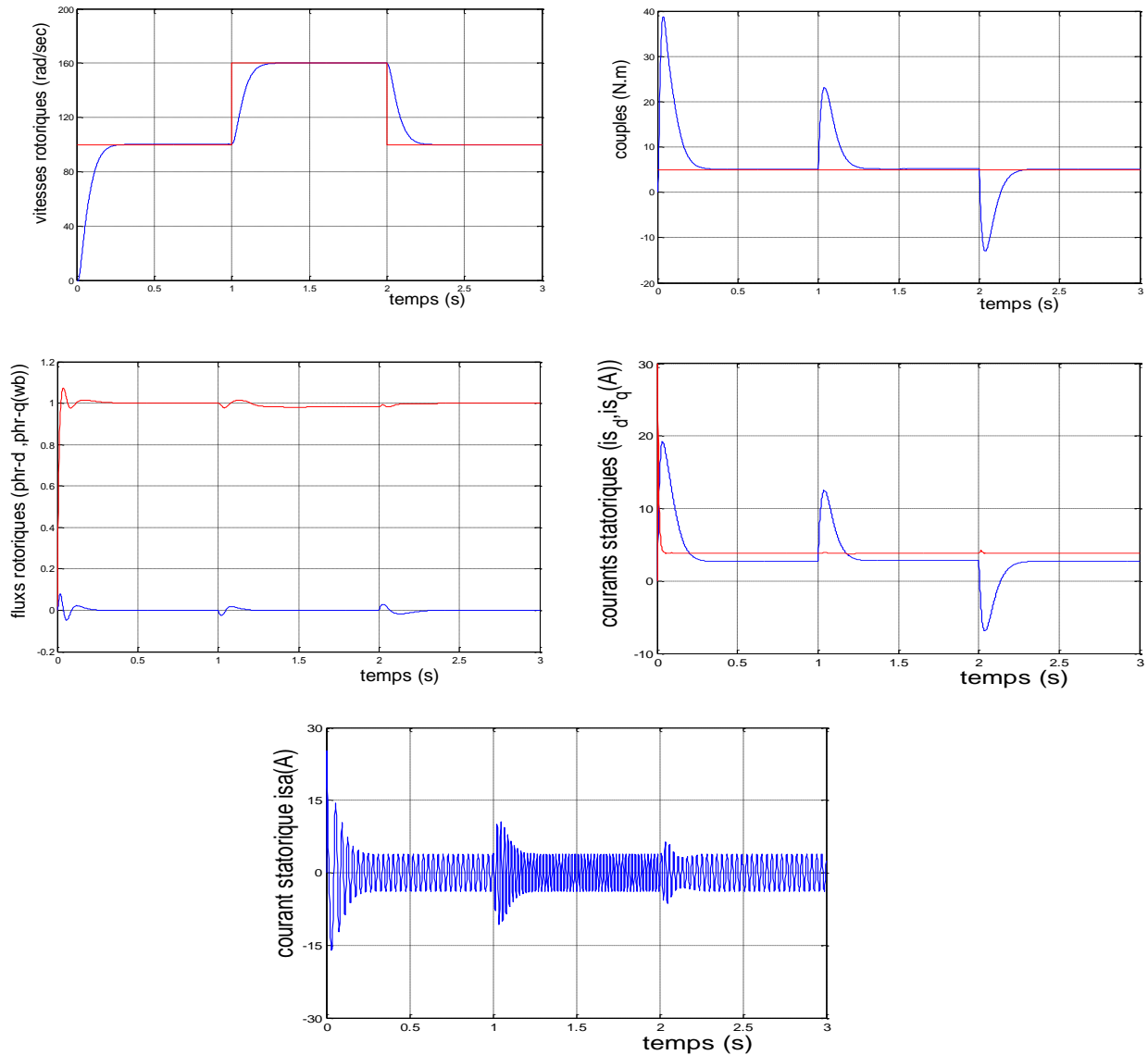
Et afin de juger l'efficacité (robustesse) de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, variation de vitesse, variation de la charge, variation de la résistance rotorique.

#### II-4-7-2- Test de robustesse pour la variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega_{ref} = 100, 160$  et  $100$  rad/s) de la figure (II-13) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

Aussi on remarque une variation en module des composantes du flux rotorique, le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.



*Figure (II-13) : test de robustesse pour la variation de la vitesse*

### II-4-7-3 Test de robustesse pour la variation de la charge

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ,  $10 \text{ N.m}$  et  $5 \text{ N.m}$ ) de la figure (II-14) montrent que les grandeurs telle que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influés par cette variation.

La figure (II-114) montre également un découplage entre le couple électromagnétique ( $C_e$ ) et le flux rotorique ( $\Phi_r$ ), et l'orientation du flux rotorique suivant l'axe «d» est vérifiée.

Le couple électromagnétique à la même allure que le courant  $i_{sq}$  à une coefficient près ce qui prouve le découplage est parfaitement réalisé ( $\Phi_{rq}=0$ ).

Nous constatons également que le couple suit les consignes .le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est robuste de point de vue variation de la charge.

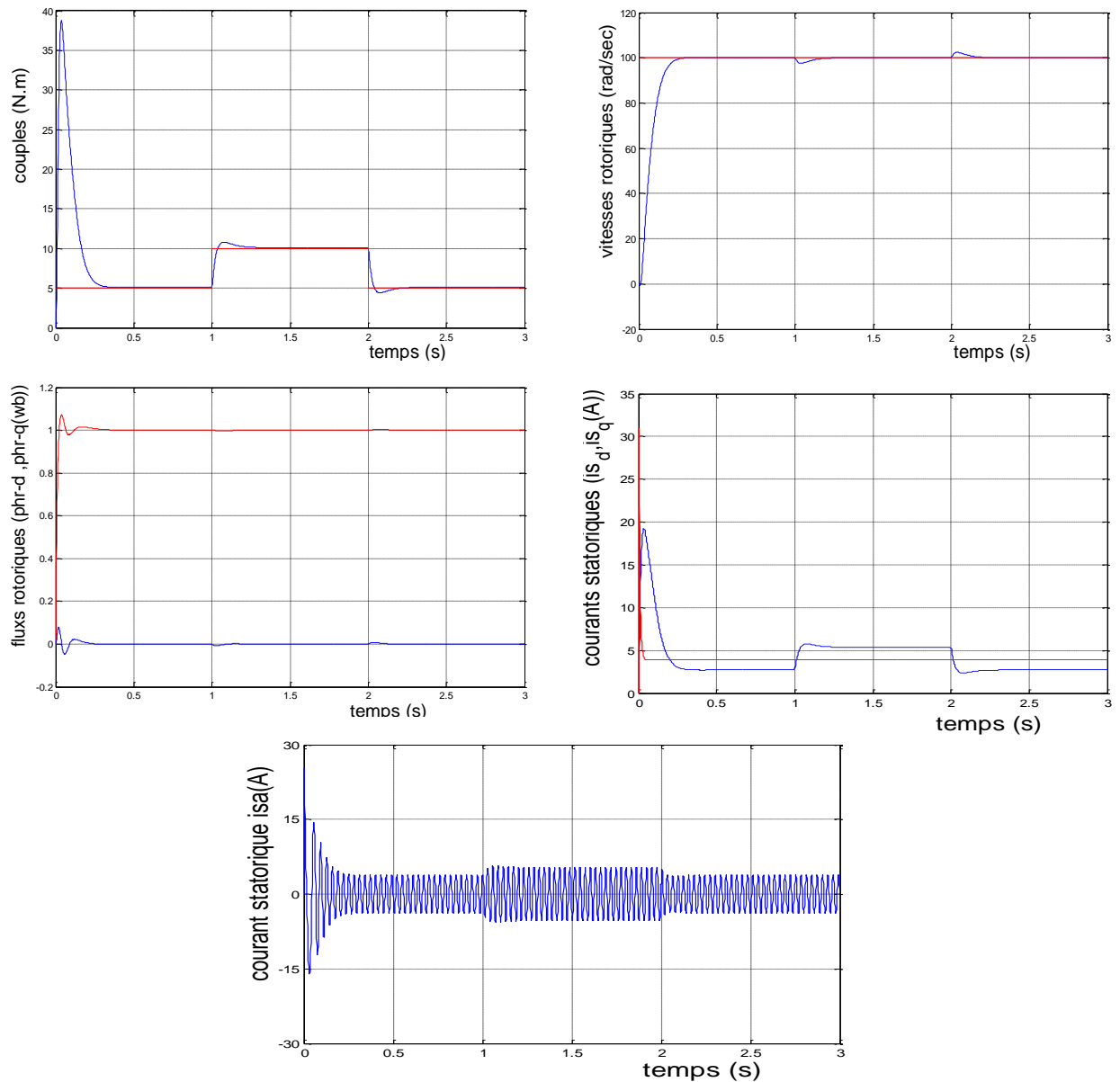


Figure (II-14): test de robustesse pour la variation de la charge

#### II-4-7-4 Test de robustesse pour l'inversion de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100rad/s à -100rad/s) de la figure (II-15), montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec une mêmes temps de réponse avec une erreur négligeable.

L'allure du couple et du courant  $i_{sq}$  présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse une variation au niveau des composantes rotorique du flux, le découplage est effectuée.

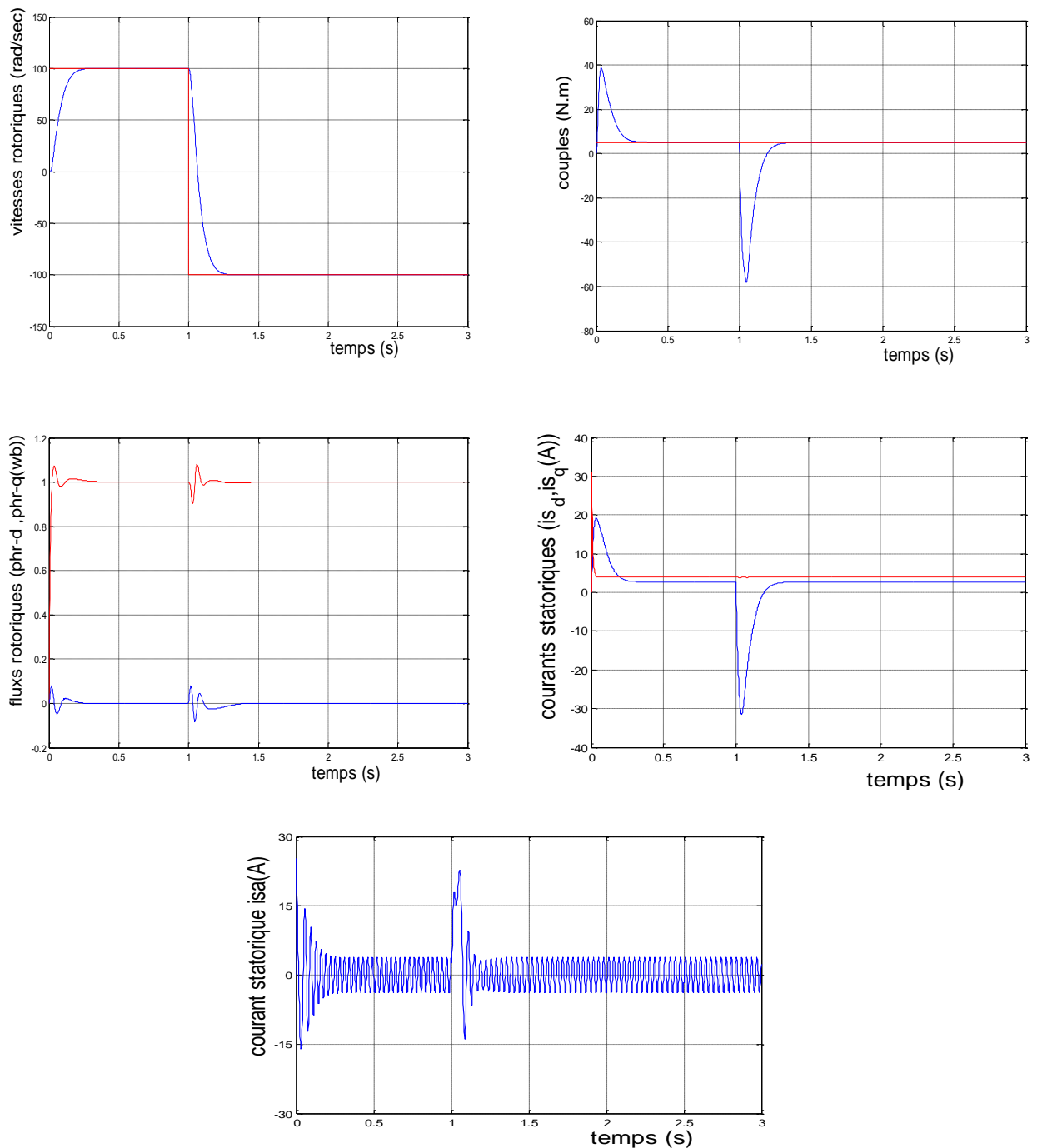


Figure (II-15) : test de robustesse pour l'inversion de vitesse

### II-4-7-5 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

D'après les résultats présentés dans la figure (II-15), on remarque au moment de variation de la résistance rotorique de 50 % et 100 % de la résistance nominale dû à l'échauffement de la machine.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ( $t = 1s$ ) c'est-à-dire à l'instant de variation de la résistance de 50%, aucune variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux.

A partir de l'instant de variation de la résistance, on constate le découplage est touché, donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.

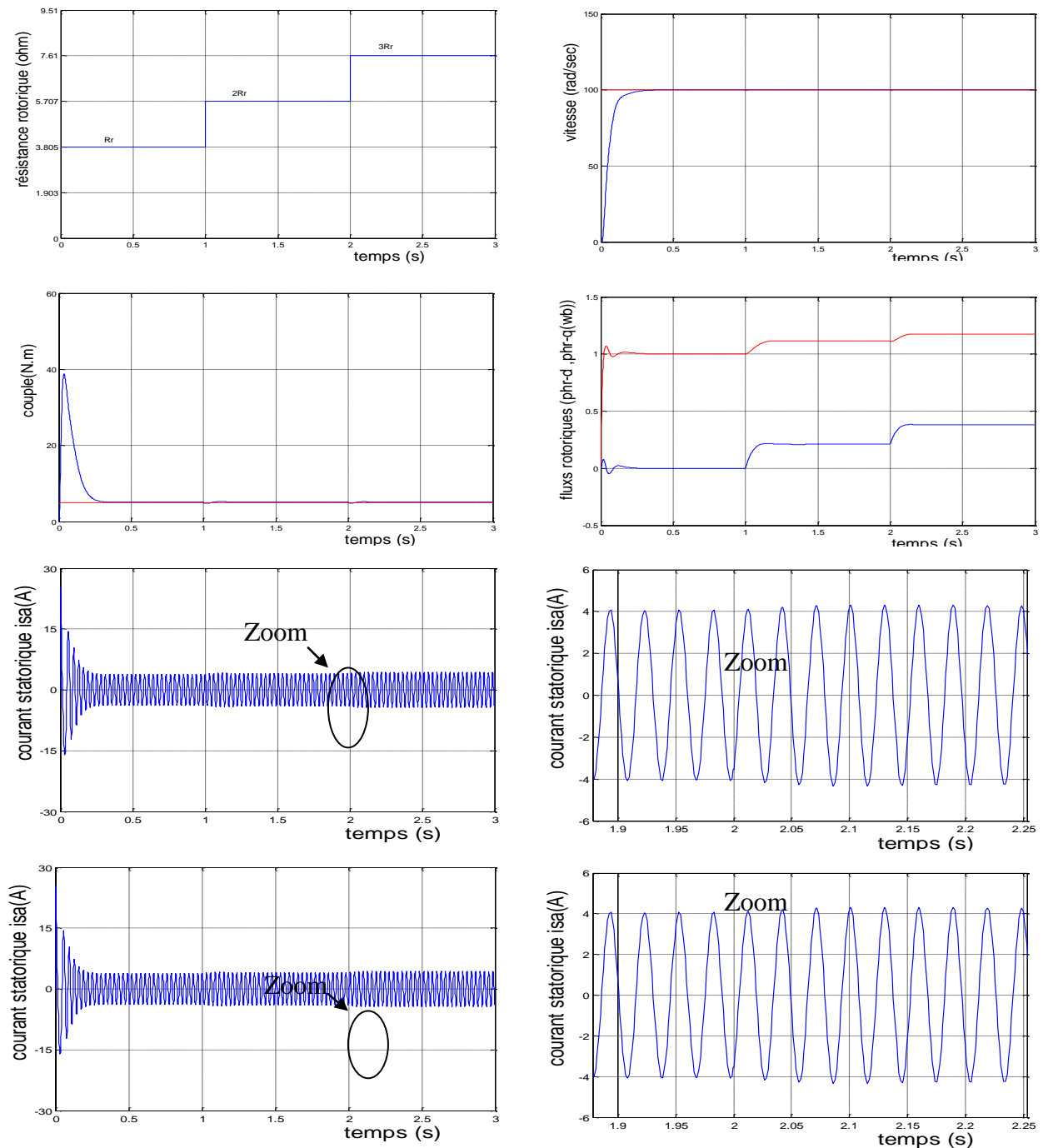


Figure (II-16) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

## **II-5 Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. 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 commandé 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 dégradée par la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Pour pallier à ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique de la commande de la M.AS. qui se traduit par le mode de glissement.