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 (1-26)) 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 (2-1).

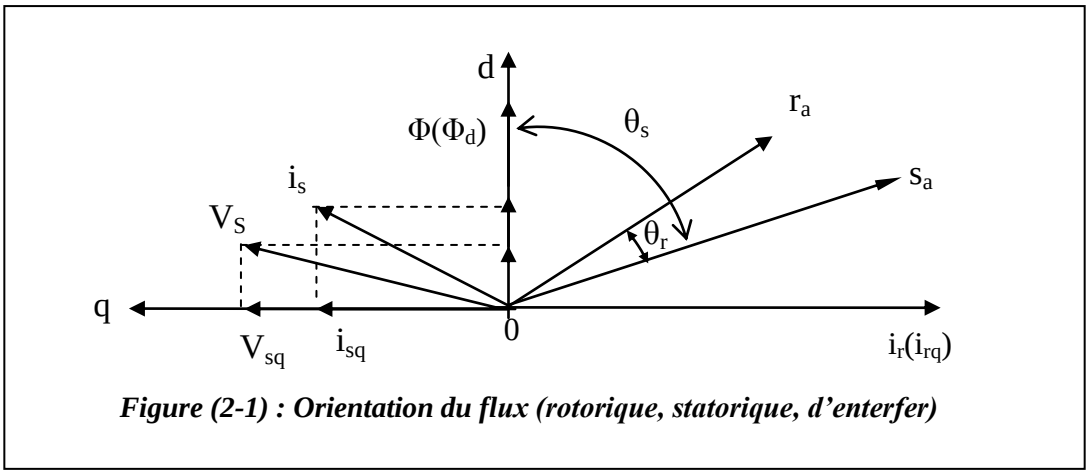


Figure (2-1) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'enterfer)

Le flux (Φ) 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 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 put écrire:

$$\begin{aligned} \Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r = cst \\ i_{rd} &= 0 \end{aligned} \tag{2-1}$$

On remplace ce système dans le système (1-18) on obtient:

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

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

$$i_{rq} = \frac{M}{l_r} i_{sq} \tag{2-3}$$

On remplace le système (2-1) dans l'équation (1-26) on aura :

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \tag{2-4}$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \tag{2-5}$$

Avec : $k_2 = \dfrac{pM^2}{l_r}$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure (2-2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande

découplé 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] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g$$
$$\theta_s = \int \omega_s dt \qquad (2\text{-}6)$$

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes .la

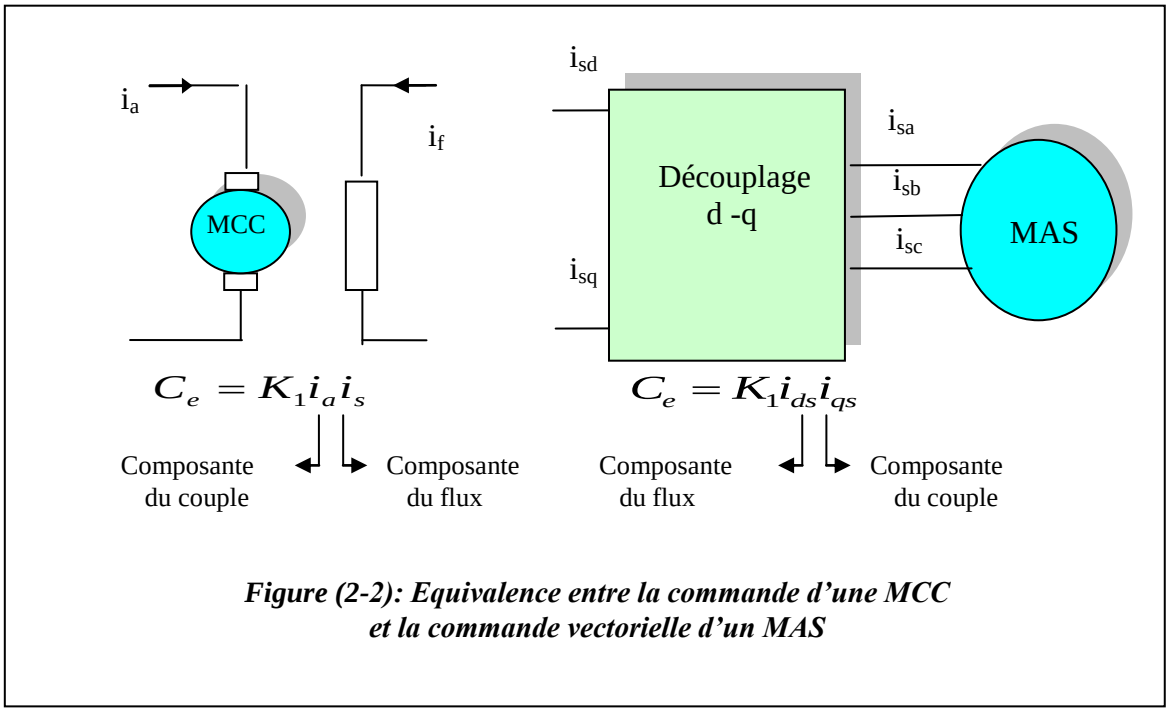


Figure (2-2): Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

première appelée méthode directe qui à été développé 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 dûe 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 (ω_s).

II-4-2-Systéme d'équation liées au flux rotorique :

Les équations (1-17),(1-18),(1-26) munies de la contrainte (Φ_{rq}= 0) se simplifient:

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

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

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (2\text{-}9)$$

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \quad (2\text{-}10)$$

$$\omega_g = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (2\text{-}11)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (2\text{-}12)$$

Les équations (2-9) et (2-10) 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 cuople.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (2-9), (2-10) et (2-11) .Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure (2-3)

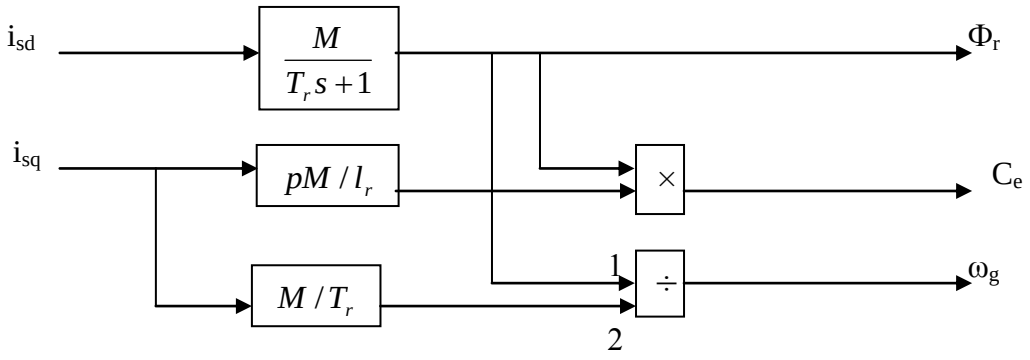


Figure (2-3) : Schéma-bloc de découplage par flux orienté

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 pourrons 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:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \tag{2-13}$$

Et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \tag{2-14}$$

$$e_d = \omega_s \sigma l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r^{\,2}} r_r \Phi_r \tag{2-15}$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r) \tag{2-16}$$

Les tension V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure (2-4))

Tel que:

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

$$V_{sq1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} \tag{2-17}$$

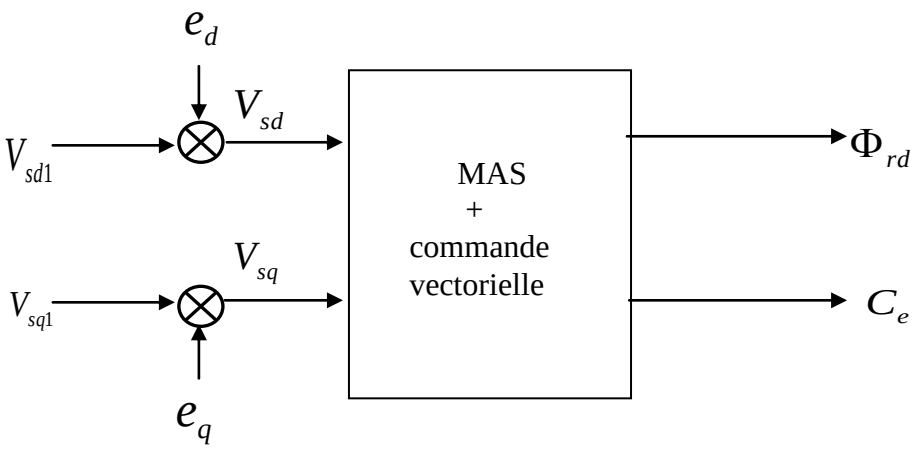


Figure (2-4): Reconstitution des tensions V_{sd} *et* V_{sq}

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 :

$$\Phi_r = \Phi_{rnom} \qquad \text{Pour} \qquad |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$$

- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{rnom} \qquad \text{Pour} \qquad |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom}$$

Avec :

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : flux rotorique nominale .

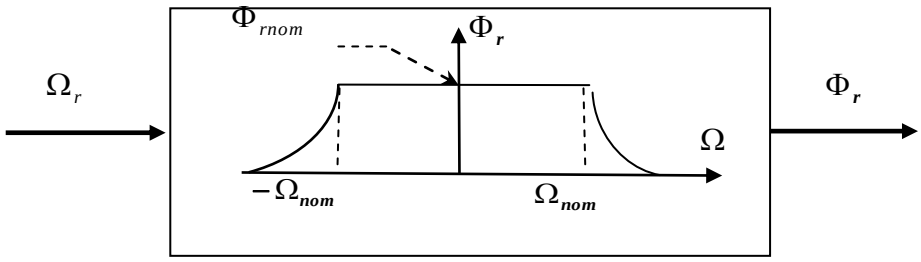
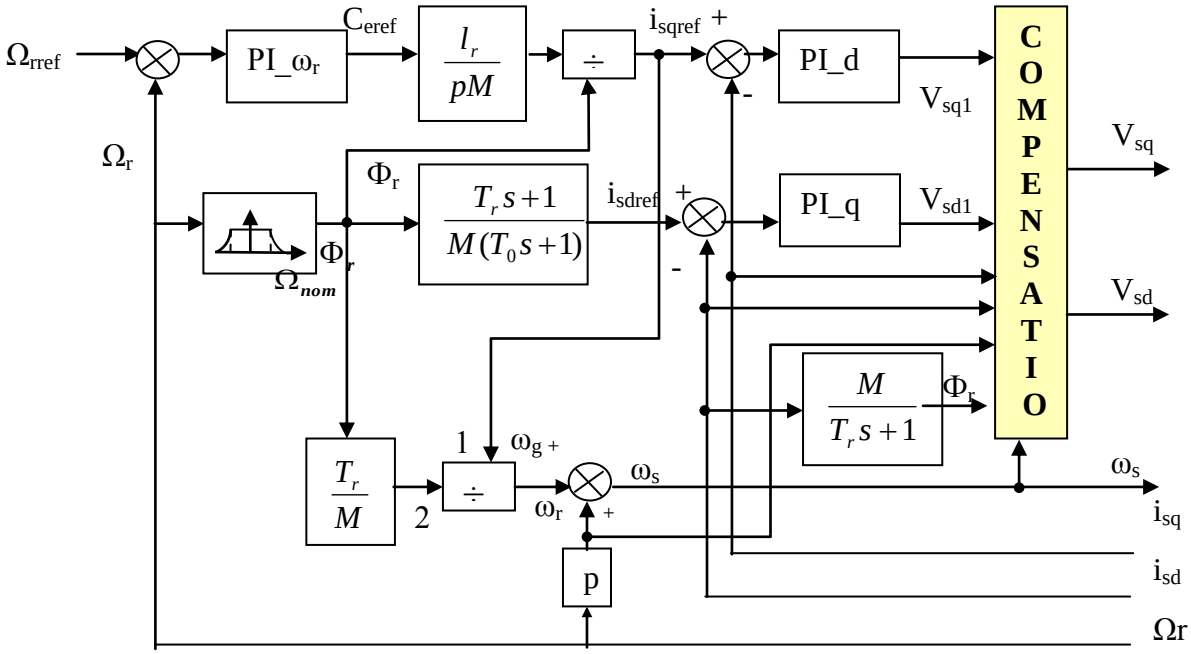


Figure (2-5) : Bloc de défluxage

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 (2-6).



Figure(2-6):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 signale à pour suivre, et y (t) le signale de sortie du système à contrôler.

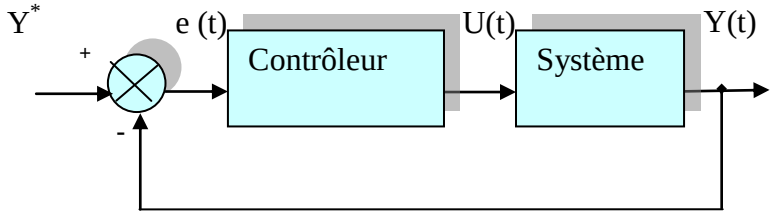


Figure (2-7) : Représentation de la commande par PI

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 (2-8).

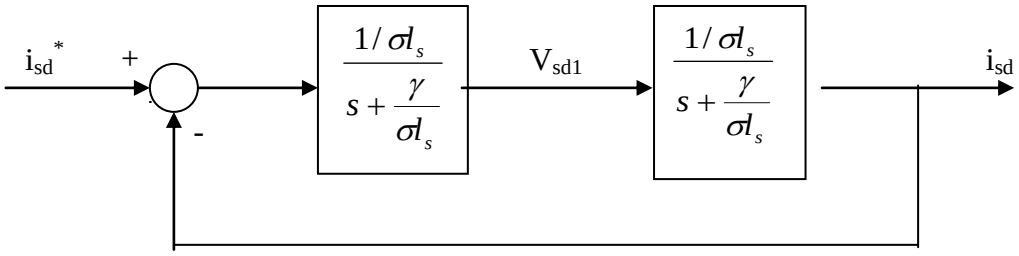


Figure (2-8): schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrite :

$$Fi_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^{*}} = K_{p1}\frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s}\frac{\frac{1}{\sigma l_s}}{s + \frac{\gamma}{\sigma l_s}} \qquad (2\text{-}20)$$

Compensons le pole $S+\frac{K_{i1}}{K_{p1}}$ par $S+\frac{\gamma}{\sigma l_s}$, ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}}=\frac{\gamma}{\sigma l_s} \qquad (2\text{--}21)$$

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

$$F_{isd}=\frac{K_{p1}}{s\sigma l_s} \qquad (2\text{--}22)$$

la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$Gi_{sd}=\frac{Fi_{sd}}{1+Fi_{sd}}=\frac{1}{\frac{\sigma l_s}{K_{p1}}+1} \qquad \tau_1=\frac{\sigma l_s}{K_{P1}} \qquad (2\text{--}23)$$

Nous obtenons une réponse de type 1er 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 :

$$K_{p1}=\frac{3\sigma l_s}{t_{rep1(5\%)}} \qquad (2\text{-}24)$$

Et, d'après l'équation (2-21):

$$K_{i1}=\frac{3\gamma}{t_{rep1(5\%)}} \qquad (2\text{-}25)$$

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 (2-9)

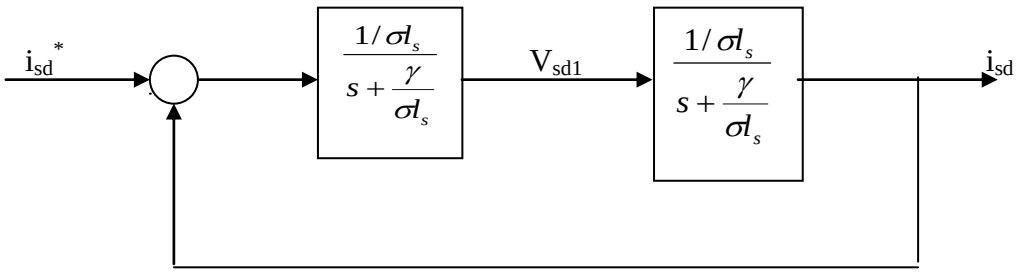


Figure (2-9): schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

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

$$K_{p2} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep2(5\%)}} \tag{2-26}$$

$$K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \tag{2-27}$$

II-4-6-3-3Régulation de la vitesse :

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (2-10).

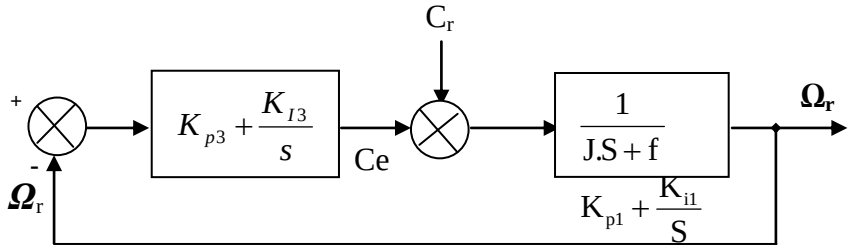


Figure (2-10): schéma –bloc de régulation de vitesse

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

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \tag{2-28}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrite :

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

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2eme ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n{}^2}+\frac{2\xi}{\omega_n}+1} \tag{2-30}$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i3}}=\frac{1}{\omega_n{}^2} \tag{2-31}$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n}=\frac{K_{p3}+f}{K_{i3}} \tag{2-32}$$

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

$$K_{i3}=J\omega_n{}^2 \tag{2-33}$$

$$K_{p3}=2J\omega_n-f \tag{2-33}$$

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

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 devrons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

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

K_{p1}= 46.5985 , K_{i1}=12335

K_{p2}= 26.6277 , K_{i2}=7048.8

K_{p3}=1.549 , K_{i3}=19.3750

Le schéma-bloc de la simulation est représenté par la figure (2-11).

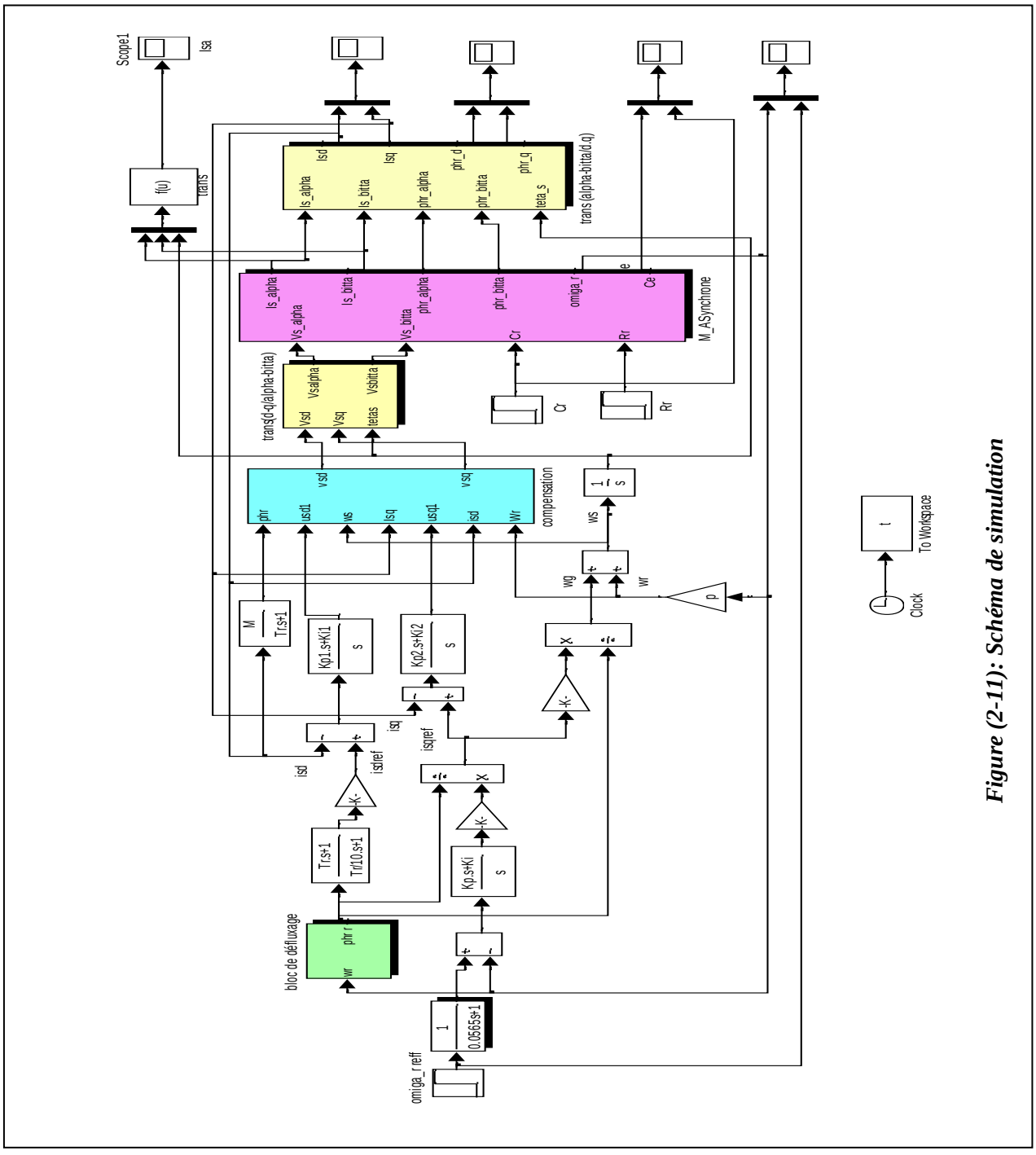


Figure (2-11): Schéma de simulation

II-4-7-1 Essai à vide et en charge :

La figure (2-12) 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 =5N.m à t =1.5 s), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (100 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,

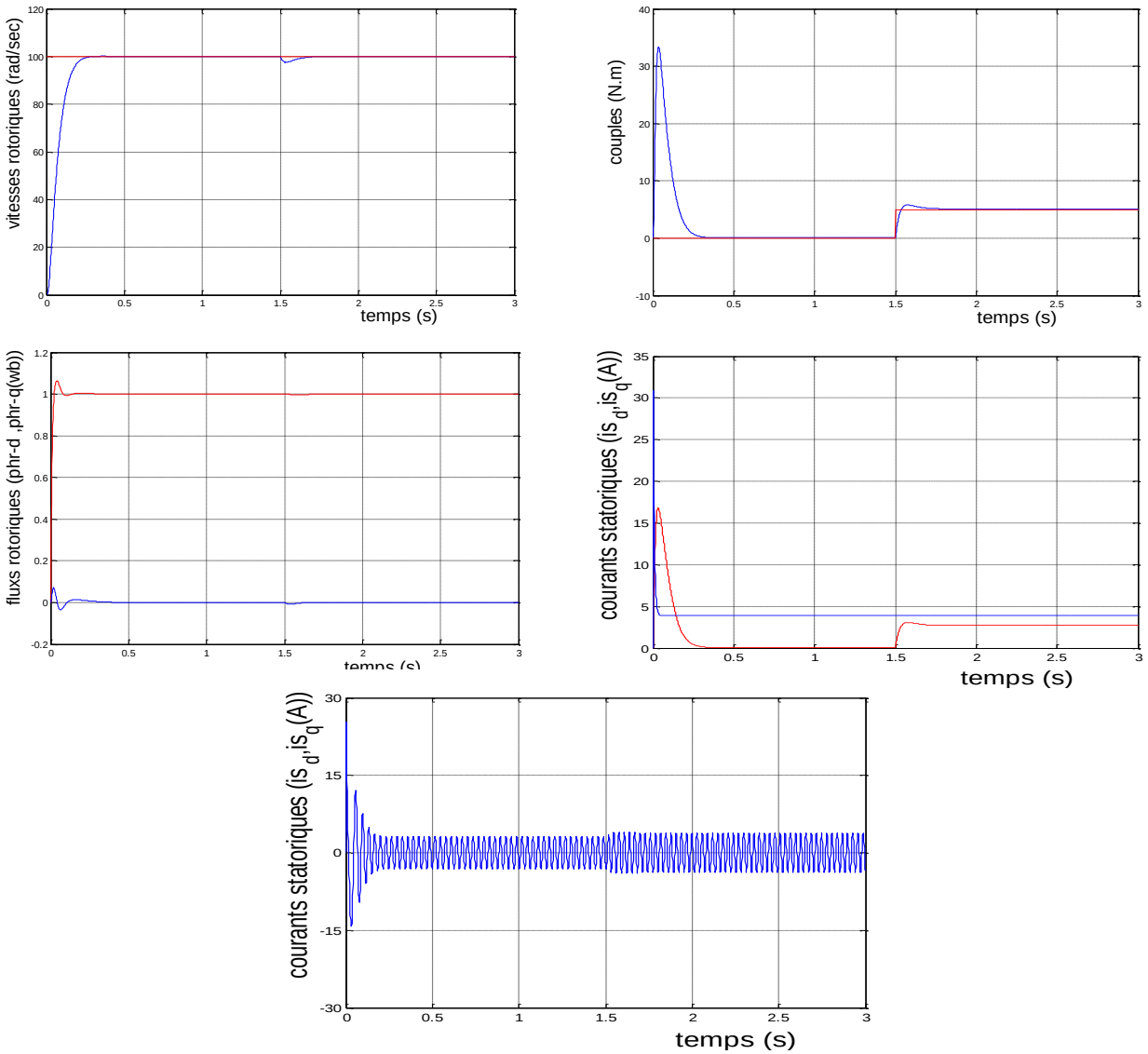


Figure (2-12): Résultats de simulation de CV-OFR DE de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge

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 (Ω_{rref} =100, 160 et 100 rad/s) de la figure (2-13) 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.

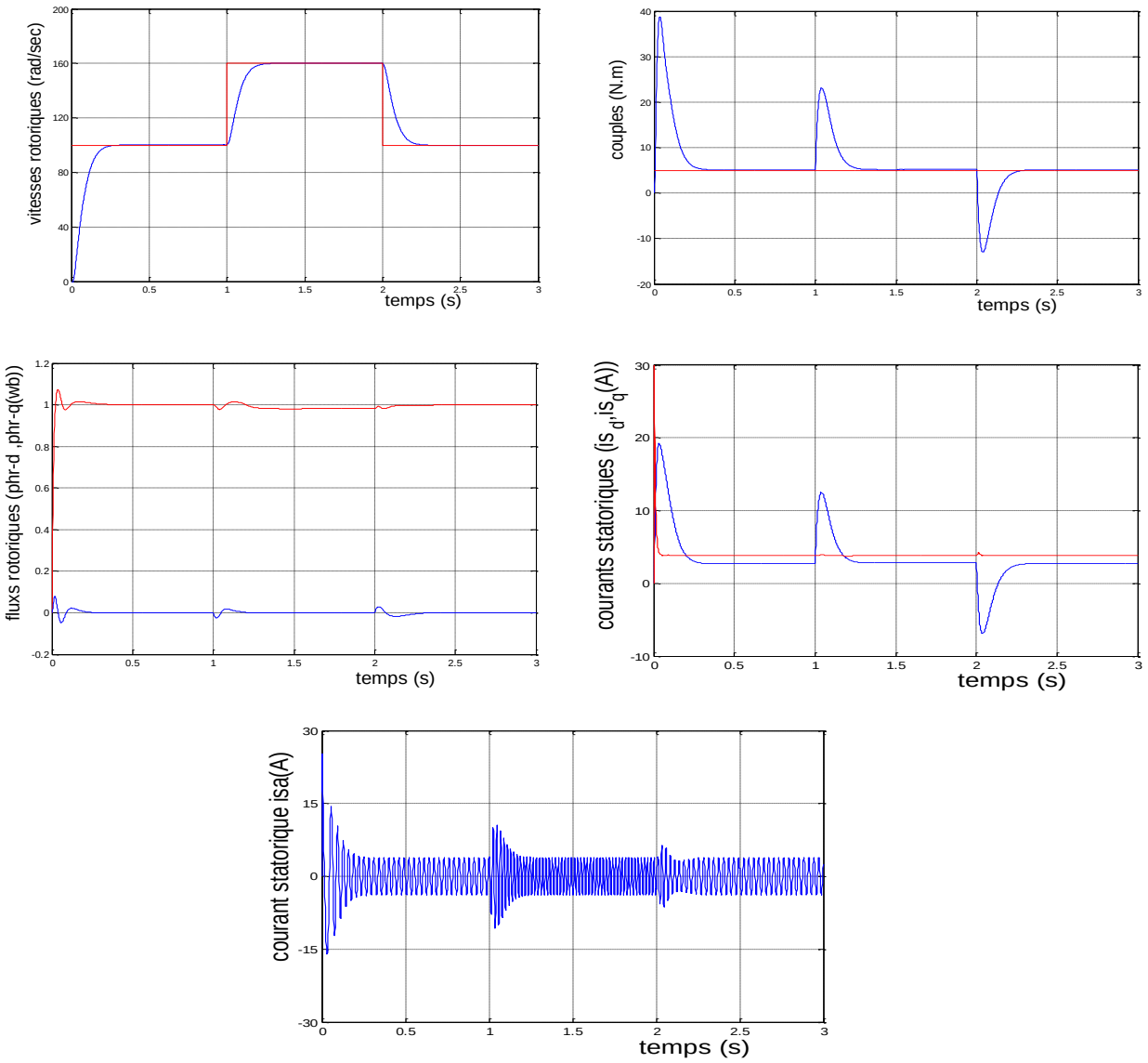


Figure (2-13) : test de robustesse pour la variation de la vitesse

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 N.m, 10 N.m et 5 N.m) de la figure (2-14) montrent que les grandeurs telle que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influés par cette variation.

La figure (2-114) montre également un découplage entre le couple électromagnétique (C_e) et le flux rotorique (Φ_r), et l'orientation du flux rotorique suivant l'axe «d» est vérifie.

Le couple électromagnétique à la même allure que le courant i_{sq} à une coefficient prés ce qui prouve le découplage est parfaitement réalisé (Φ_{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.

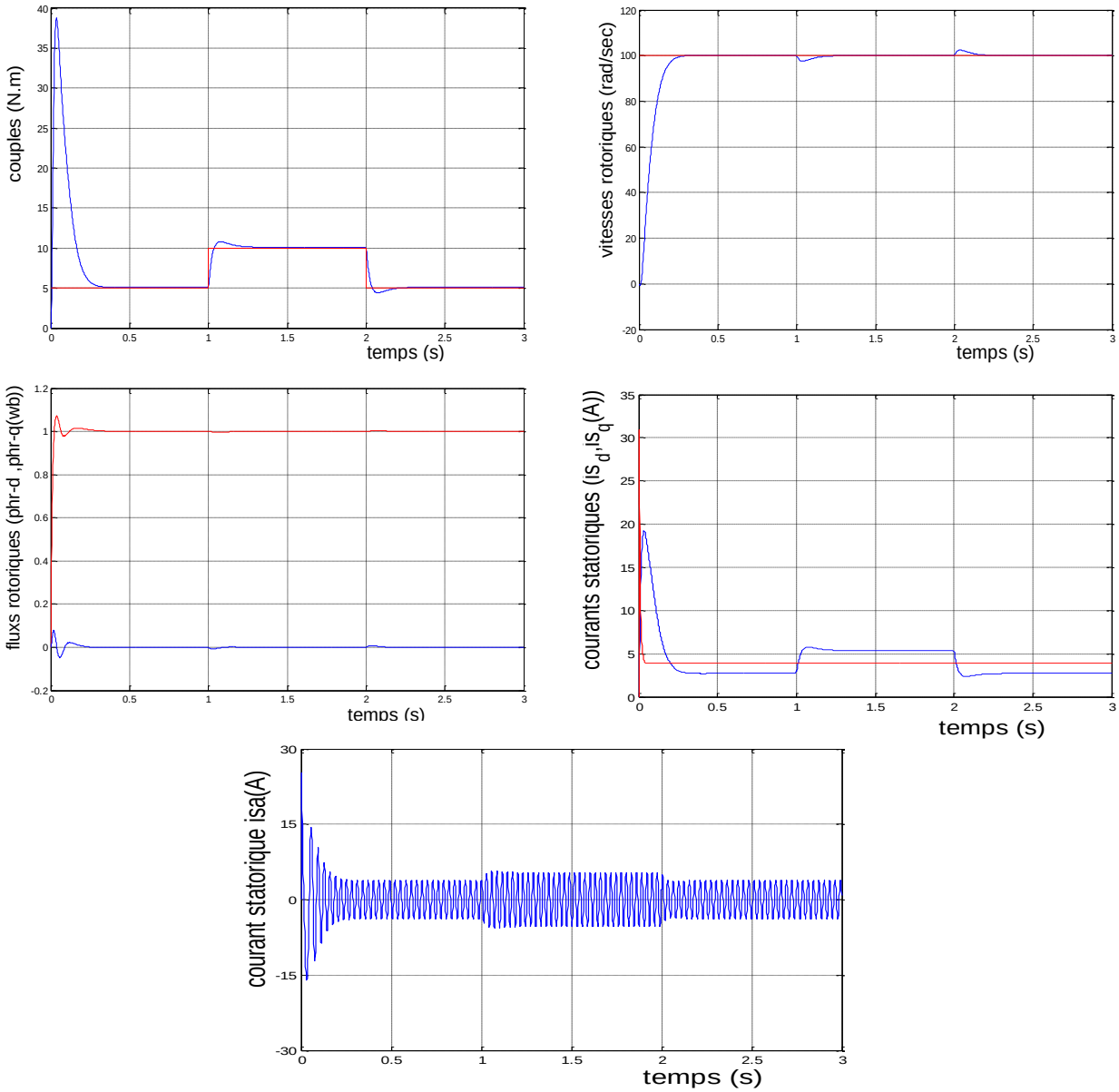


Figure (2-14): test de robustesse pour la variation de la charge

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 (2-15), 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.

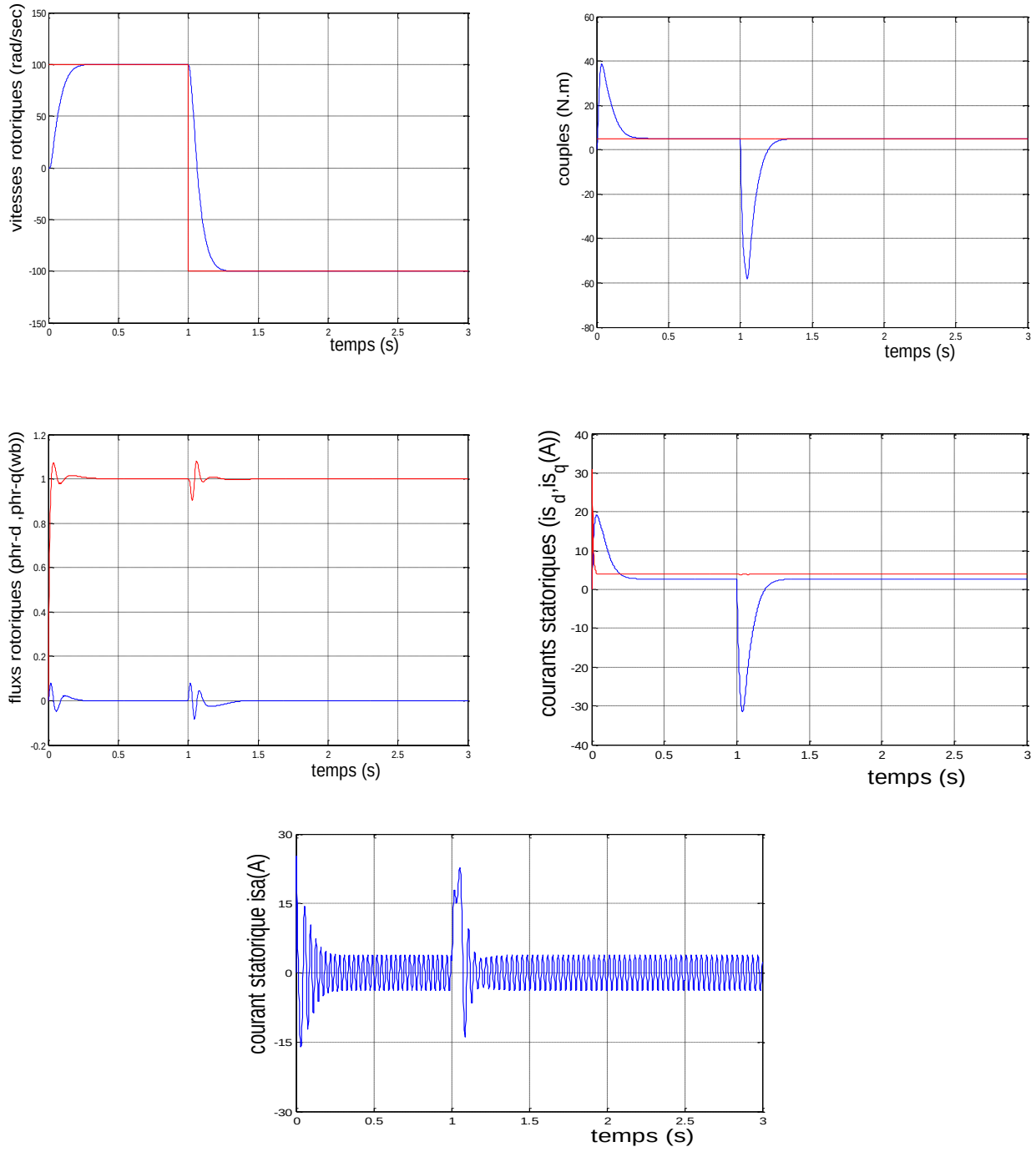


Figure (2-15) : test de robustesse pour l'inversion de vitesse

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

D'après les résultats présentent dans la figure (2-15), 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.

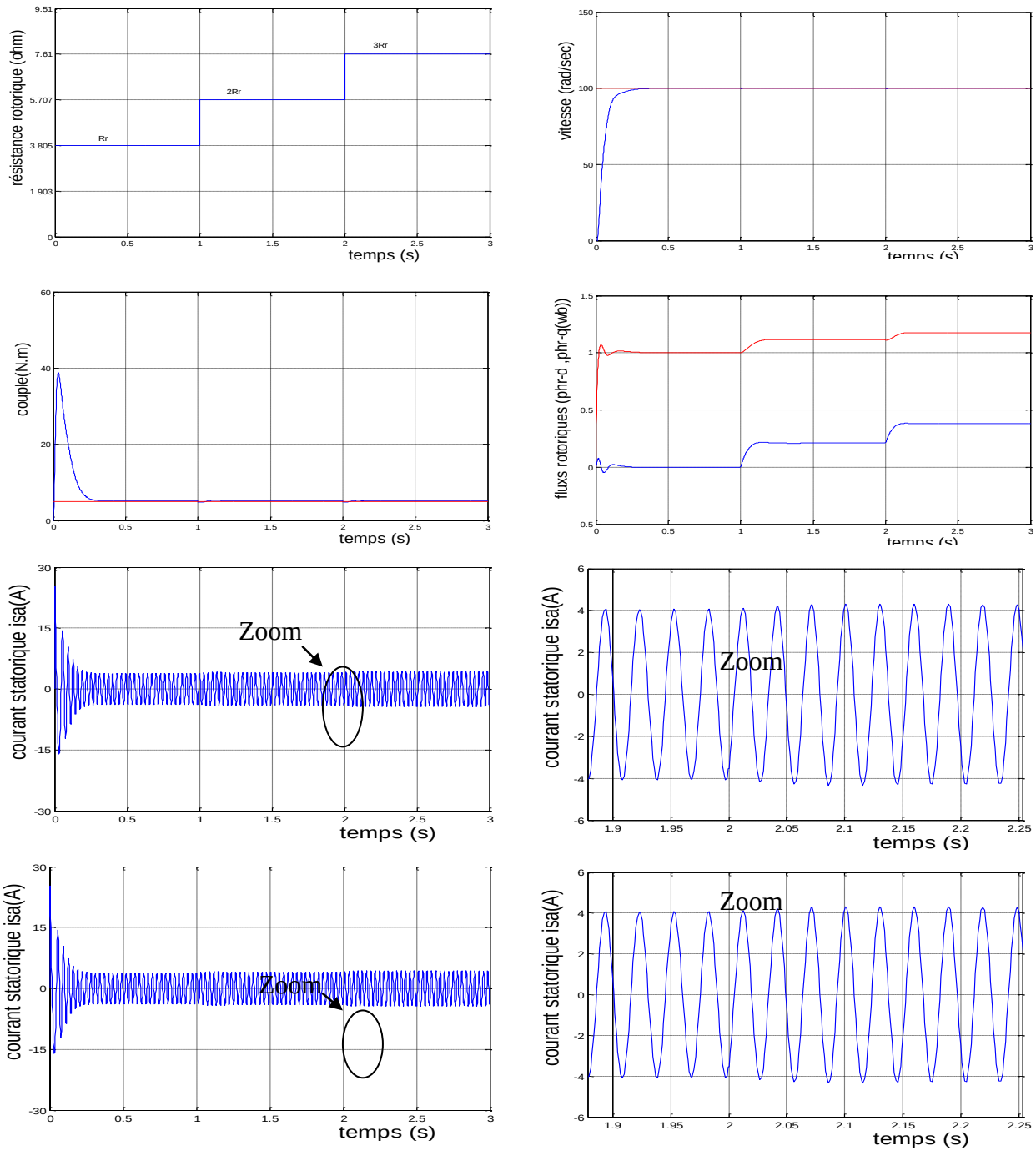


Figure (2-16) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

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.