

IV-1 INTRODUCTION

La diversité des structures de commande disponibles aujourd'hui essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier de charge d'une part et à la qualité du modèle que l'on a du procédé d'autre part.

Ces structures doivent respecter les objectifs suivants : [13]

- ◆ Stabilité de la boucle.
- ◆ Rejet des perturbations.
- ◆ Suivi d'une consigne.

Cet article traite de la commande robuste de système linéaire invariants monovariables. Le type de régulateur considéré est le régulateur à trois (3) éléments "RST", car c'est le type le plus général de régulateur linéaire invariant.

D'autre part, la méthode considérée est du placement des pôles. La raison en est qu'un régulateur conçu par une méthode quelle qu'elle soit "place les pôles" du système bouclé d'une certaine manière, et donc en dernière analyse toute méthode de synthèse peut être considérée comme un cas particulier du placement des pôles [12].

Le régulateur obtenu présente, grâce au "loopshaping", de bonnes performances et la robustesse requise vis-à-vis des dynamiques négligées. Grâce à l'approche multi-modèles, il possède également la robustesse paramétrique nécessaire.

Dans ce chapitre on présentera premièrement une étude détaillée sur la structure RST dont la quelle les objectifs de poursuite et de régulation seront expliqués à travers des contraintes sur les polynômes R , S et T dont le calcul passe par la résolution d'une équation de Bezout, deuxièmement l'application de structure au réglage de la vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA).

IV-2 STRUCTURE DU REGULATEUR "RST"

La structure de la commande RST s'appuie sur la structure formelle donnée par la fig (IV-01)

Où A , B , R , S et T sont des polynômes de la variable «s» pour les systèmes continus ou «z» pour le cas des systèmes discrets.

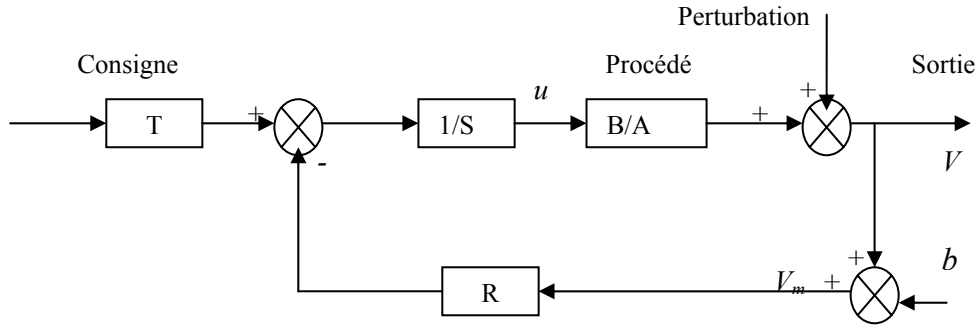


Fig (IV-01) système en boucle fermé avec un régulateur R-S-T en présence de perturbation en sorties et de bruits de mesure.

On parle ici de structure formelle car on ne peut réaliser les transferts tels que T et R sont des polynômes et donc des fonctions de transfert impropres, ainsi le signal d'erreur «e» n'apparaît pas ici explicitement. On supposera que les fonctions rationnelles $\frac{R}{S}$ et $\frac{T}{S}$ sont propres, c'est-à-dire que le degré de leur numérateur n'excède pas le degré de leur dénominateur.

Le procédé est décrit par la fonction de transfert suivante :

$$G = \frac{B}{A} \quad (\text{IV-01})$$

La sortie vérifie l'équation différentielle :

$$y = \frac{B}{A}U + d \quad (\text{IV-02})$$

On suppose que A et B sont des polynômes à coefficients réels ($d^0(B) \leq d^0(A) = n$) et « d » une perturbation.

L'objectif de réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e = c - y \quad (\text{IV-03})$$

En réalité, la sortie y est mesurée par un capteur. Elle est entachée d'un bruit de mesure b ; on a donc :

$$y_m = y + b \quad (\text{IV-04})$$

En réalité, dans la structure représentée par un la figure (IV-2), T désignes une fonction rationnelle (N_T et D_T). En effet, ceci représente une deuxième configuration de la structure *RST* et ne change rien en calculs de la détermination du régulateur considéré. Ceci peut être vu comme un précompensateur introduit en vue d'un adoucissement de la commande.

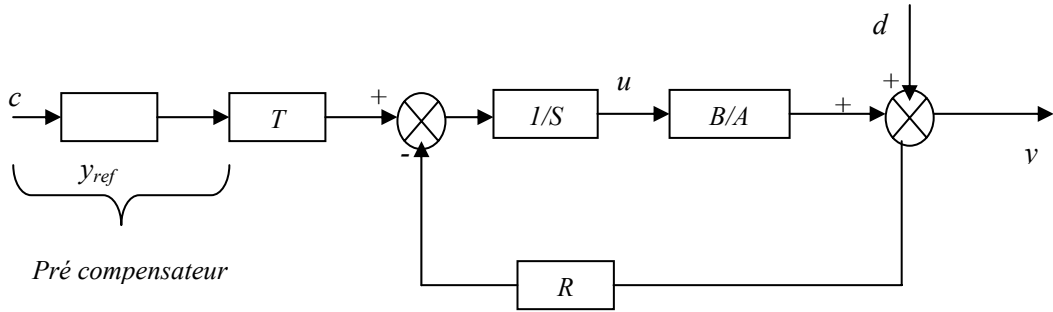


Fig (IV-02) structure RST avec modèle de référence P_r .

IV-3 EQUATION DE LA BOUCLE FERMEE

Etant donné un procédé définie par sa fonction de transfert, pour réaliser la synthèse d'un compensateur afin de rendre la sortie y la plus proche possible d'une référence donnée pour une certaine classe de consignes « c » et de perturbation « d », deux questions se posent alors :

- ♦ Comment choisir le modèle de référence ?
- ♦ Si l'on sait répondre à la première question, comment déterminer les polynômes R , S et T ?

D'après (IV-02), (IV-03), (IV-04), on a :

$$\begin{aligned}
 S.U &= -R.y_m + T.c \\
 &= -R.(y + b) + T.c \\
 \Rightarrow T.c &= S.\left(\frac{A.y - A.d}{B}\right) + R.(y + b) \\
 B.T.c &= (A.S + B.R)y + R.B.b - A.S.d \\
 \Rightarrow y &= \frac{B.T}{(A.S + B.R)}c + \frac{R.B}{(A.S + B.R)}b - \frac{A.S}{(A.S + B.R)}d
 \end{aligned} \tag{IV-05}$$

Soit $A.S+B.R$, le polynôme caractéristique de la boucle fermée.

IV-4 RESOLUTION DE L'EQUATION DE "BEZOUT"

Conformément à la figure (IV-01) et en l'absence de bruit de mesure, on rappelle l'équation en boucle fermée donnant les transferts en poursuite et en régulation :

$$y = \frac{B.T}{A.S + B.R} c + \frac{A.S}{A.S + B.R} d \quad (\text{IV-06})$$

Le principe de placement des pôles consiste à spécifier le comportement $D(s)$ de la boucle fermée, c'est-à-dire calculer les polynômes R et S tels que :

$$A.S + B.R = D \quad (\text{IV-07})$$

On suppose pour clarifier les expressions suivantes que :

- ♦ La consigne « C » et la perturbation « d » sont constantes.
- ♦ Le rejet de la perturbation « d » est assuré si et seulement si $S(0) = 0$ ou de façon équivalente :

$$S(s) = s. \tilde{S}(s) \quad (\text{IV-08})$$

- ♦ Le gain statique du transfert consigne- sortie est égal à 1 si et seulement si

$$T(0) = R(0) \quad (\text{IV-09})$$

On peut remarquer que le polynôme T intervient uniquement dans le transfert consigne-sortie.

Il permet de spécifier le comportement du transfert en poursuite :

$$\frac{y}{c} = \frac{B.T}{D}$$

En d'autres termes, T peut contenir une partie de la dynamique D , à cette condition, il est utile de remarquer aussi que le transfert $\frac{T(s)}{R(s)}$ doit être propre.

La fonction de transfert $\frac{A}{B}$ du processus étant propre ; le régulateur $\frac{R}{S}$ l'est également.

$$d^\circ(A.S + B.R) = d^\circ(D) = d^\circ(A.S) = d^\circ(A) + d^\circ(S) \quad (\text{IV-10})$$

La détermination des polynômes R et S passe par la résolution du système linéaire (IV-07), où les inconnues sont les coefficients des puissances en s de ces polynômes. Le choix du degré de R et S se fait en général par régulateur retenu, propre ou strictement propre [12] :

- ♦ Pour un régulateur propre : $d^\circ(R) = d^\circ(S)$

$$d^\circ(R) = d^\circ(A)$$

$$d^\circ(D) = 2.d^\circ(A)$$

- ♦ Pour un régulateur strictement propre : $d^\circ(S) = d^\circ(R) + 1$

$$d^\circ(S) = d^\circ(A) + 1$$

$$d^\circ(D) = 2.d^\circ(A) + 1$$

Selon le choix d'un régulateur propre ou strictement propre, on peut aboutir à l'équation de *Bezout*. Pour un régulateur strictement propre et avec les notions suivantes :

$$\begin{aligned} A(s) &= s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n \\ B(s) &= b_1 s^{n-1} + \dots + b_n \\ R(s) &= r_0 s^n + r_1 s^{n-1} + \dots + r_n \\ S(s) &= s_0 s^{n+1} + s_1 s^n + \dots + s_n s \\ D(s) &= d_0 s^{2n+1} + d_1 s^{2n} + \dots + d_{2n+1} \end{aligned} \quad (\text{IV-11})$$

On aboutit au système linéaire suivant dit système de *Sylvester* :

$$\begin{bmatrix}
 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\
 a_1 & 1 & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & b_1 & \dots & \dots & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 a_n & \dots & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & \dots & 0 \\
 0 & \dots & \dots & \dots & a_1 & b_n & \dots & \dots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & b_1 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & \dots & \dots & a_n & \dots & 0 & \dots & \dots \\
 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & b_n
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 s_0 \\
 s_1 \\
 \dots \\
 \dots \\
 s_n \\
 r_0 \\
 \dots \\
 \dots \\
 \dots \\
 r_n
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 d_0 \\
 d_1 \\
 \dots \\
 \dots \\
 d_n \\
 d_{n+1} \\
 \dots \\
 \dots \\
 \dots \\
 d_{2n+1}
 \end{bmatrix}
 \quad (IV-12)$$

Ce système possède une solution unique.

IV-5 EQUATION DE LA BOUCLE FERMEE AVEC FILTRAGE

La structure *RST* est une procédure qui permet de se placer parmi les méthodes de placement de pôles. Cette structure permet la spécification des pôles de la boucle fermée pour le rejet des perturbations et le suivi de la consigne.

Cependant, on note que le numérateur de la fonction de transfert consigne sortie n'est pas libre, elle dépend :

- ♦ Du numérateur $A(s)$ du procédé à contrôler.
- ♦ Du polynôme $T(s)$ (jusqu'ici considéré comme scalaire).

Par ailleurs un choix judicieux du polynôme $T(s)$ peut affecter le transfert en poursuite, quand au transfert sortie perturbations, il dépend du polynôme $S(s)$ solution de l'équation de *Bezout*. Donc toute contrainte sur le rejet de perturbation constitue une partie fixe à priori dans ce polynôme, la partie complémentaire est déterminée par la solution de l'équation de placement de pôles.

Les propriétés de performance nominale et de stabilité robuste vont dépendre des spécifications des polynômes R , S et T , il faut donc disposer d'un outil pour le choix de la dynamique en boucle fermée permettant de répondre à ce problème, une dynamique très rapide n'implique pas forcément une bonne robustesse.

Pour cela, mettons le polynôme caractéristique sous la forme : [13]

$$D(s) = P(s). F(s) \quad (IV-13)$$

Où:

$P(s)$ et $F(s)$ sont des polynômes spécifiant respectivement la dynamique de poursuite et la dynamique de filtrage. Le polynôme $T(s)$ est alors de la forme suivante :

$$T(s) = \frac{R(0)}{F(0)} F(s) \quad (\text{IV-14})$$

Et l'équation donnant les transferts en poursuite et en régulation devient dans ce cas :

$$y = \frac{B(s).T(s)}{P(s).F(s)} c + \frac{A(s).S(s)}{P(s).F(s)} d \quad (\text{IV-15})$$

$$y = \frac{B(s).R(0)}{P(s)F(0)} c + \frac{A(s).S(s)}{P(s).F(s)} d$$

Ceci permet de spécifier indépendamment les dynamiques de poursuite et de régulation et donc de séparer les modes de commandes des modes de filtrage.

IV-6 CHOIX DES RACINES DE "F"

Cette fois, on choisira une "pulsation de filtrage" $\omega_f \gg \omega_c$ (correspondante à un "horizon de filtrage" $T_f = 1/\omega_f$). Cette pulsation ω_f est celle à partir de laquelle on veut que le gain du régulateur chute rapidement ("roll-off").

On pourra prendre alors

$$F(s) = (s + \omega_f)^{m-1} \quad (\text{IV-16})$$

IV-7 STRATIGIE DE PLACEMENT DES POLES ROBUSTE

Pour appréhender explicitement la notion de robustesse, il faut se limiter particulièrement à un seul paramètre tous les autres indicateurs de robustesse : c'est la marge de module ΔM , parce qu'il est le plus significatif [13].

La marge de module ΔM est définie comme étant l'éloignement minimal du lieu de *Nyquist* par rapport au point critique, elle définit la marge de stabilité vis-à-vis des incertitudes sur le modèle du procédé.

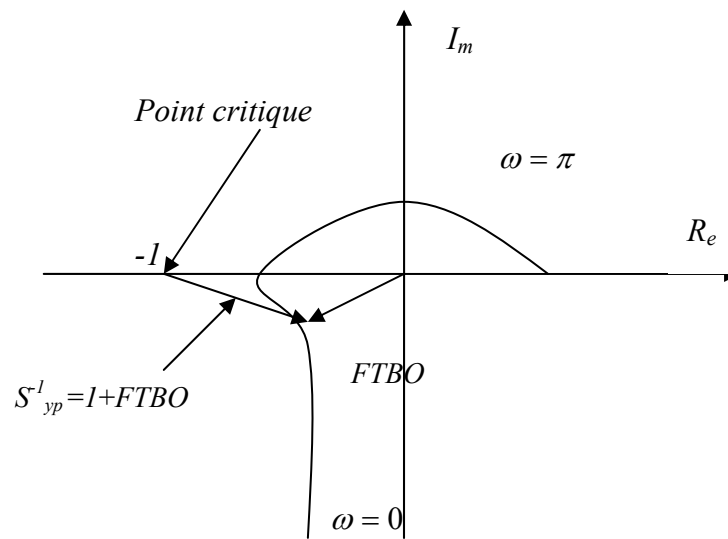


Fig (IV-03) lieu de Nyquist d'une fonction de transfert.

Le vecteur reliant l'origine à un point de la courbe correspond à la fonction de transfert en boucle ouverte. Il en résulte que le vecteur reliant le point critique à un point de cette courbe correspond à l'inverse de la fonction de sensibilité sortie-perturbation.

La distance minimale du point critique à la boucle correspond à la marge de module.

$$\Delta M_{\min} = |1 + FTBO|_{\max} = |S_{yd}|_{\min} \quad (\text{IV-16})$$

En d'autres termes maximiser la marge de module (rendre le système robuste) revient à minimiser le maximum du module de la fonction de sensibilité.

Pour placer les pôles, on se base sur la règle valable pour les système stables ou à la limite de stabilité en boucle ouverte. La stabilité d'une commande ou d'un filtre sera d'autant plus robuste que les modes de la boucle fermée où ceux du filtre seront proches des modes naturels du système en boucle ouverte, elle peut être utilisée comme base d'une stratégie pour le placement systématique des pôles.

Il s'agit de réaliser un compromis avec les performances qui exigent des modes stables et suffisamment rapides et bien amortis.

On peut donner deux paramètres de synthèse de haut niveau :

- ♦ Une dynamique de commande.
- ♦ Une dynamique de filtrage.

On déduit alors les pôles de commande (c-à-d les zéros de $P(s)$) à partir des pôles en boucle ouverte, en effectuant dans l'ordre, comme le montre la figure (IV-04), les opérations suivantes :

1. les zéros instables de $A(s)$ sont remplacés par leur symétrique par rapport à l'axe imaginaire,
2. les zéros trop lents (inférieurs en module par rapport à la dynamique de commande) sont ramenés sur une verticale,
3. les zéros trop complexes peu amortis sont ramenés à l'amortissement spécifié.
4. les zéros restant demeurent inchangés,

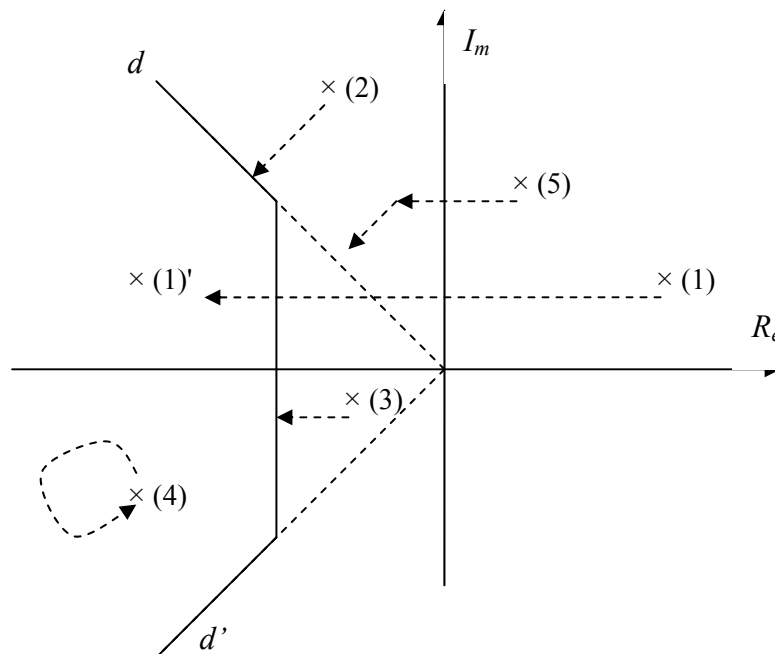


Fig (IV-04) Construction des zéros de $P(s)$ à partir de ceux de $A(s)$.

On reconstitue alors $P(s)$ à partir de nouveaux zéros obtenus. Les $(n-1)$ zéros de $F(s)$ se déduisent de ceux de $s.A(s)$, à partir de la dynamique de filtrage, selon la même procédure que pour $P(s)$.

IV-8 APPLICATION A LA REGULATION DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION

Dans une régulation polynôme, avec un régulateur *RST* appliqué sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure (IV-05) :

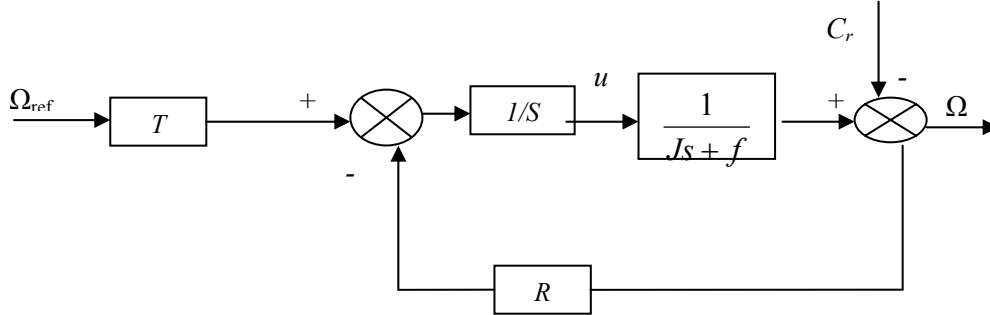


Fig (IV-05) Schéma bloc de régulation de vitesse de la MADA

La fonction de transfert de système à réguler est :

$$G = \frac{1}{Js + f}$$

$$d^0(S) = 2d^0(A) + 1 = 2$$

Le polynôme *T* pour notre cas est fixé à une constante

$$d^0(D) = 2d^0(A) + 1 = 3$$

On aura :

$$R(s) = r_0s + r_1$$

$$S(s) = s_0s^2 + s_1s$$

$$D(s) = d_0s^3 + d_1s^2 + d_2s + d_3$$

On choisira la dynamique de stabilité arbitraire en boucle fermée comme suite :

$$D(s) = (s+0.1238)(s+0.09854)(s+2.6210)$$

L'équation de *Bezout* est à quatre équations avec (4) inconnues où le coefficient de polynôme *D* est lié au coefficient des polynômes *R* et *S* par la matrice de système :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}$$

Ce qui nous amènons à la régulation suivante :

$$R(s) = 112.4287s + 0.0032$$

$$S(s) = s^2 - 0.8964s$$

$$T(s) = 98.525s + 0.0032$$

IV-9 SCHEMA DE SIMULATION

La Figure (IV-06) représente la structure sous MATLAB SIMULINK de la commande par régulateur *RST* d'une machine asynchrone à double alimentation MADA ou le stator est alimenté par le réseau.

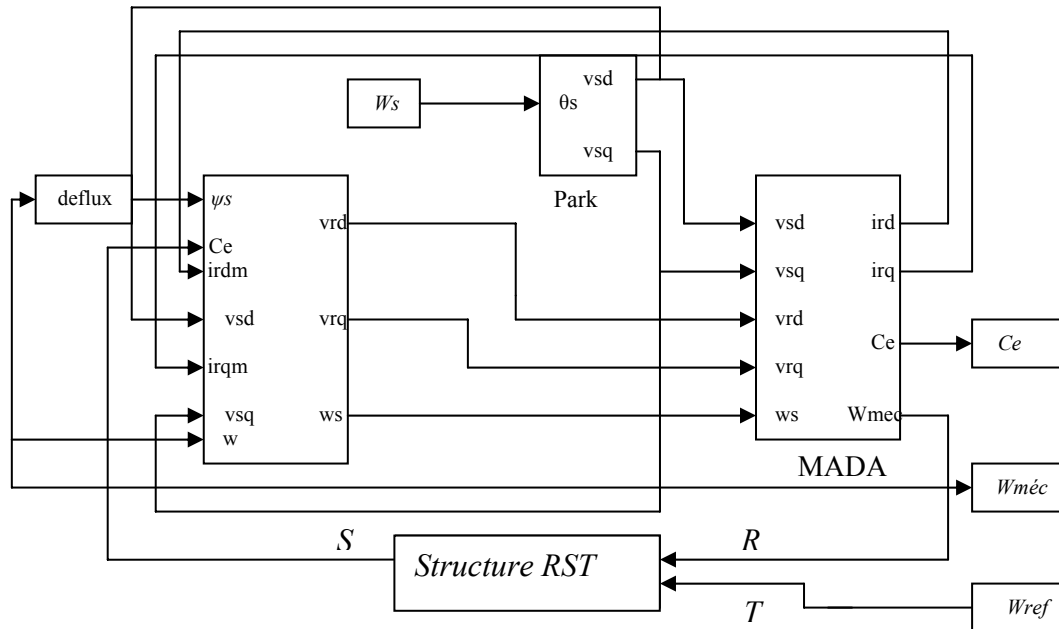


Fig (IV-06) Schéma bloc simulation de la commande par régulateur *RST*.

IV-10 RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation présentés sont réalisés sur MADA sans onduleur.

IV-10-1 Fonctionnement à vide

Pour montrer le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique, on a simulé le fonctionnement à vide de la MADA.

La figure (IV-07) représente le fonctionnement à vide de la MADA (sans onduleur).

D'après cette figure, on remarque que le découplage existe.

IV-10-2 Fonctionnement sous charge nominale

La figure (IV-08) montre un fonctionnement en pleine charge (charge nominale de la MADA 09N.m). Nous remarquons que la simulation présente une bonne stabilité.

Ceci est indiqué par la réponse de la vitesse, du couple et du flux.

IV-10-3 Test de robustesse pour variation de la charge

La figure (IV-09) montre que le système répond directement au test de variation de la charge, on applique la charge nominale ($C_r = 9\text{Nm}$) à ($t = 1.5\text{s}$) puis la moitié de la charge ($C_r/2$) à $t = 3\text{s}$. Le maintien du découplage existe, les variables couple, courant, flux répondent avec succès à ce type de test.

IV-10-4 Réglage de vitesse

La simulation reportée sur la figure (IV-10) concernant un échelon de vitesse en régime de 0 à 100rad/s puis l'application d'un couple de charge nominale 09N.m à l'instant $t = 2\text{s}$ et en fin, un changement de consigne de 100rad/s à 60rad/s à $t = 3\text{s}$.

La vitesse dans ce cas, suit la grandeur de référence sans dépassement.

IV-10-5 Mise en évidence de la stabilité des équipements sur la performance de système

Le travail effectué suppose que les paramètres de la machine sont constantes. Cependant, il est signalé que dans ce type de commande la connaissance exacte de T_r , T_s est pratiquement nécessaire car elle intervient dans le modèle dynamique du flux statorique et rotorique. Le découplage entre le couple et le flux ne sera plus assuré dans la commande de la machine.

Dans ce cas on va étudié la variation de la résistance statorique et rotorique.

IV-10-5- α Variation de la résistance statorique

Nous constatons que dans le cas où la résistance statorique est augmentée de +50% Figure (IV-11), la vitesse de rotation est obtenue mais avec un pic au démarrage.

Ceci nous conduit à dire que la variation de la résistance statorique influe sur le régime dynamique de la machine.

IV-10-5- β Variation de la résistance rotorique

D'après la figure (IV-12) on peut dire que lorsque la résistance rotorique augmente, la vitesse de rotation est obtenue sans dépassement.

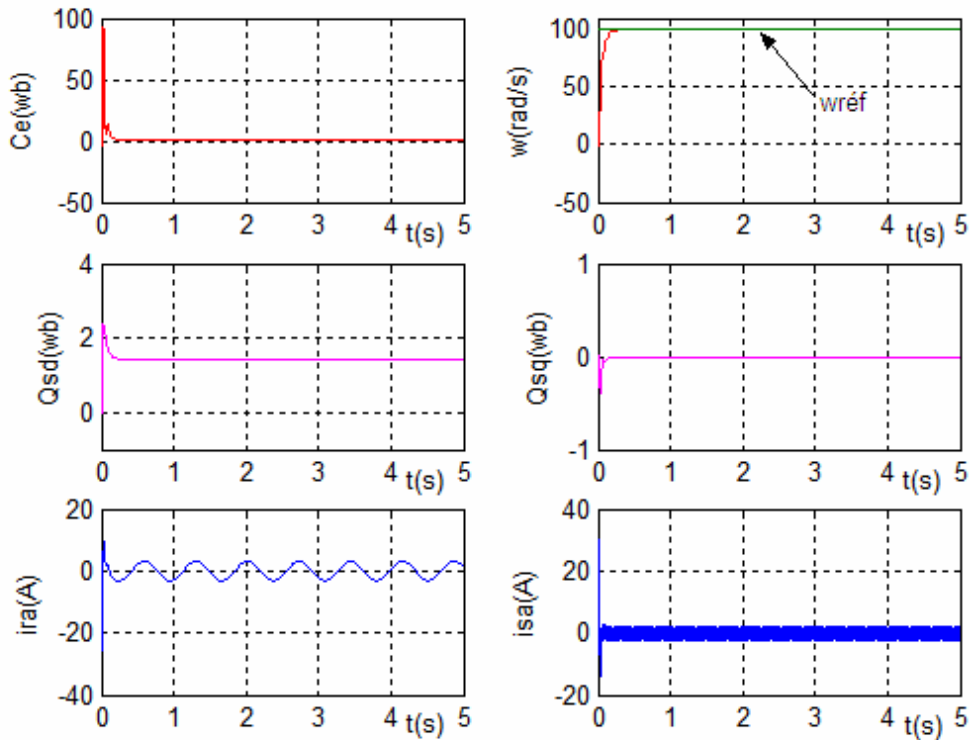


Figure (IV-07) Fonctionnement à vide de la MADA.

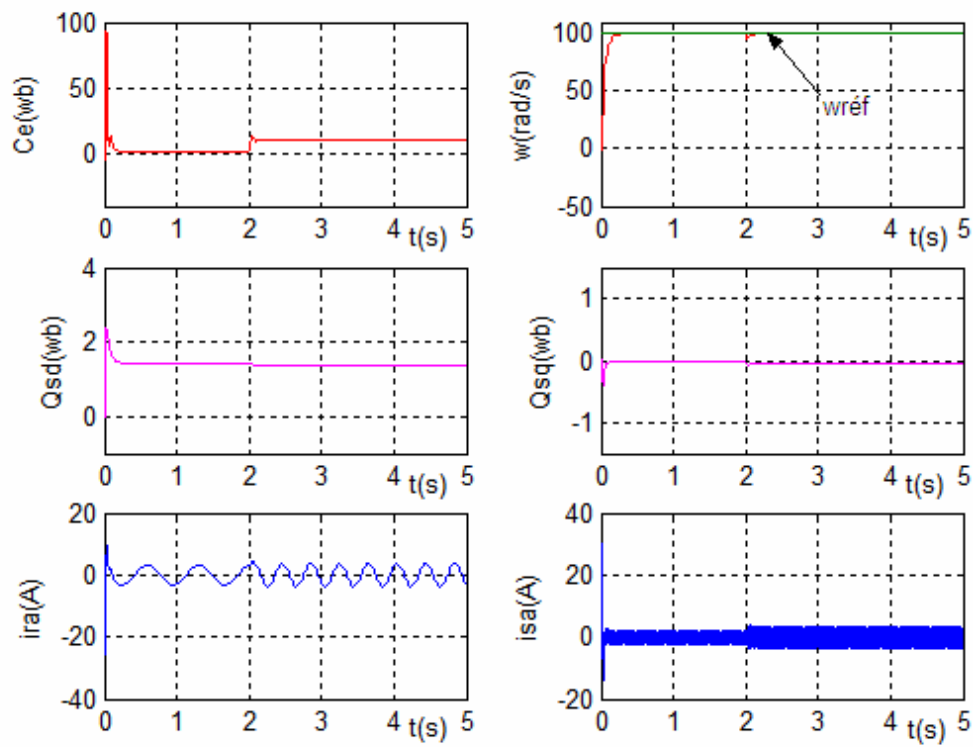


Figure (IV-08) Fonctionnement sous charge nominale de la MADA

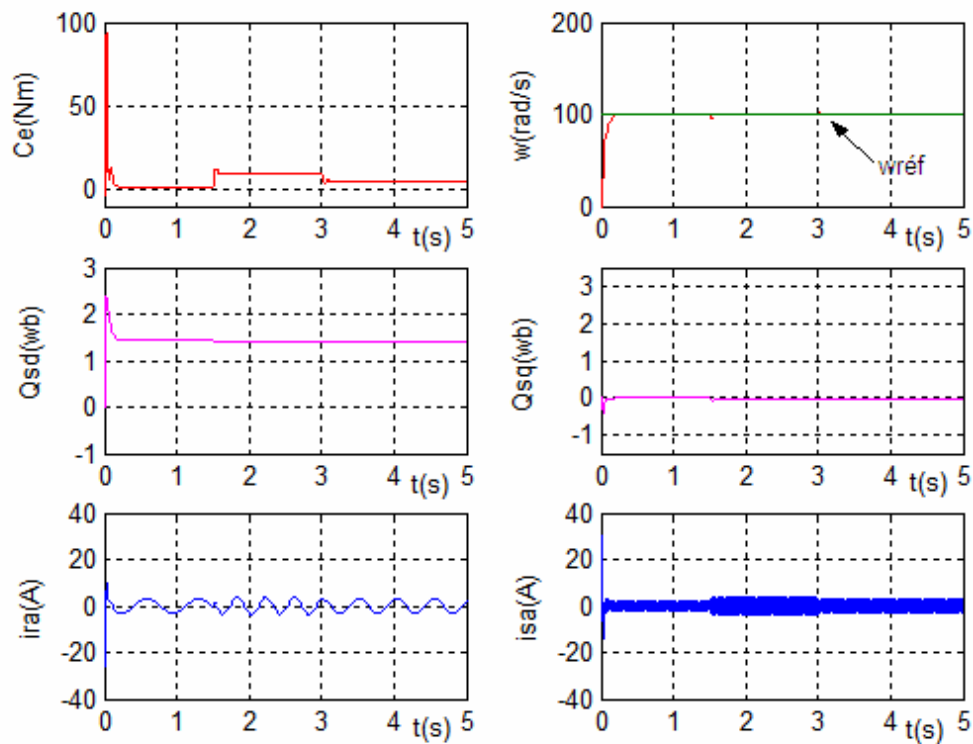


Figure (IV-09) Test de robustesse pour variation de la charge.

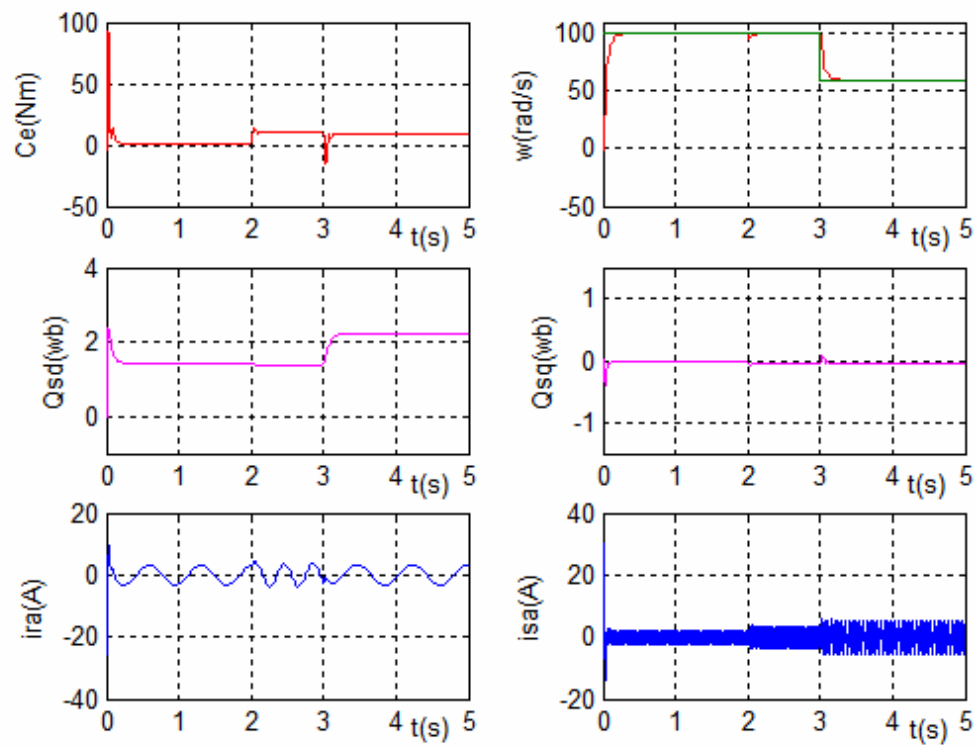


Figure (IV-10) Réglage de la vitesse de la MADA

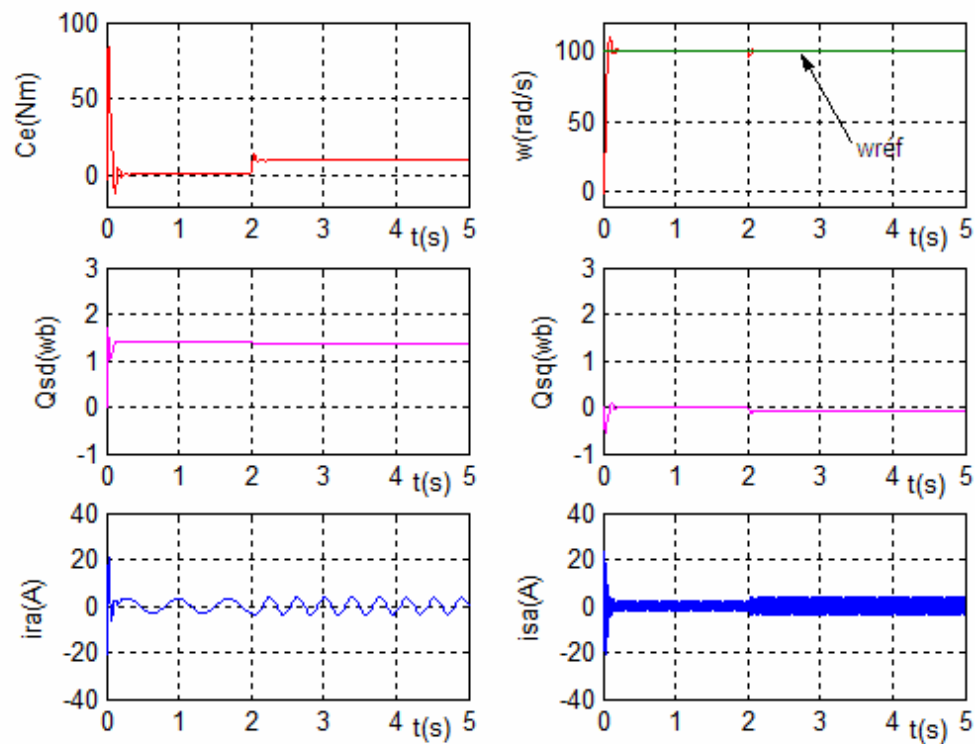


Figure (IV-11) Réponse de système à une variation de +50% de R_s

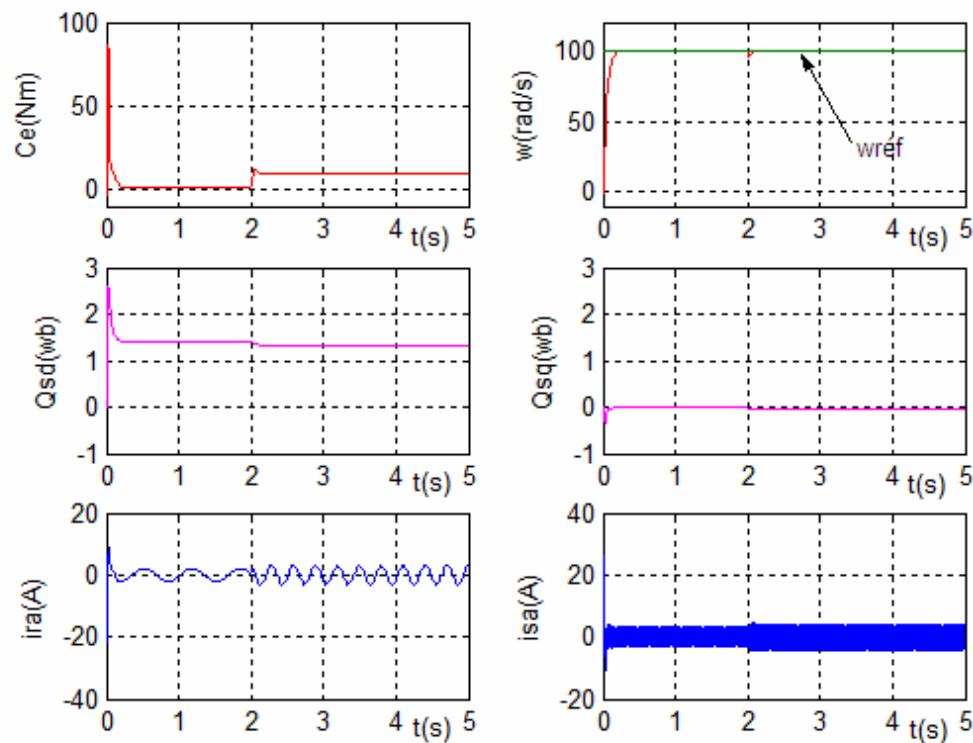


Figure (IV-12) Réponse de système à une variation de +50% de R_r

IV-11 ETUDE COMPARATIVE

Les résultats obtenus dans le chapitre 3 et 4 par simulation de la MADA, nous permettent d'effectuer une comparaison entre le régulateur PI utilisé dans la commande vectorielle à flux orienté et la loi numérique utilisée dans le régulateur RST d'une machine asynchrone à double alimentation.

Dans la suite, nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamique et statique par les deux types de régulateurs. Ceci dans le but d'évaluer l'influence du régulateur à choisir sur les performances dynamiques et statiques du système. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents à l'emploi de tel ou tel régulateur.

Donc, le but attendu est d'évaluer la méthode qui répond mieux aux exigences telle que :

- ◆ Meilleure réponse du système ;
- ◆ Robustesse vis-à-vis des variations rapides des consignes ;

IV-11-1 Comparaison au niveau de régime dynamique

Dans la MADA, à l'application d'une tension, il se produit un régime transitoire dont la finalité est l'établissement des flux et des courants. La rapidité avec laquelle le flux établie implique la rapidité avec laquelle la machine prend mouvement.

Ainsi, le meilleur des contrôles est celui où cette transition à l'établissement est la plus petit possible.

IV-11-2 Comparaison au niveau de fonctionnement à vide

La figure (IV-13) représente le démarrage à vide de la MADA pour les deux types de régulateurs *PI* et *RST*, on remarque clairement que le temps de réponse de vitesse dans la commande à base d'un régulateur *RST* est inférieur à celui par un *PI*.

Nous constatons que la durée de transition du flux statorique dans le système commandé à base d'un *PI* est supérieure à celle donnée par *RST*.

IV-11-3 Comparaison au niveau de fonctionnement en pleine charge

La figure (IV-14) illustre la comparaison de la durée de la réponse de la vitesse Avec les deux types de régulateur. Il vient que la réponse du système avec *RST* est meilleure par rapport au *PI*.

Ce moment la, à l'application d'une charge ($t = 2s$) le système possède dans le cas de *RST* une déviation très courte à celui de *PI*.

Le couple de démarrage dans avec *RST* ne présente pas des pulsations par rapport à celui obtenu par *PI*.

IV-11-4 Comparaison au niveau de variation de la charge

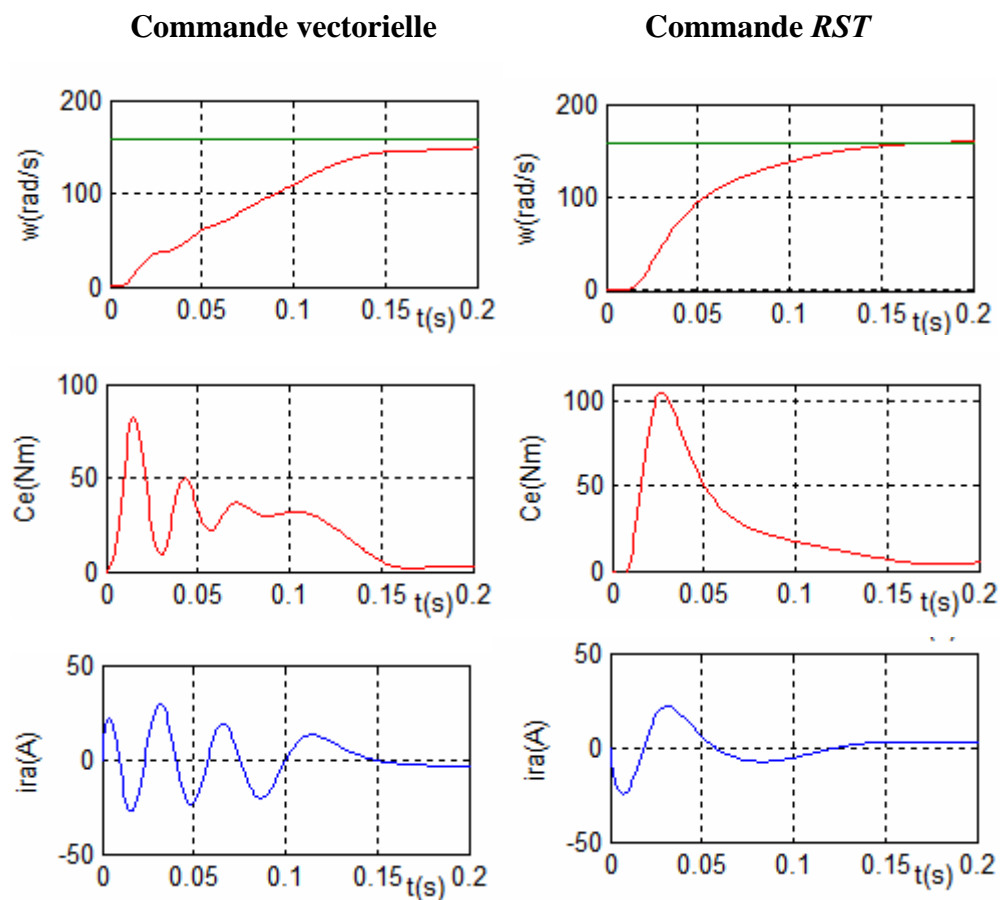
Le couple pulsateur transitoire est un réduit dans le cas de la commande *RST*, mais avec un pic à l'instant $t = 3s$ ($-0.6Nm$) qu'est due au changement de la charge pour le cas de commande vectorielle ; même que pour la vitesse à $t = 3s$, qui est présente un large changement. Figure (IV-15).

IV-11-5 Comparaison au niveau du réglage de vitesse

La figure (IV-16) illustre le réglage de vitesse de 0 à 157rad/s puis l'application d'un couple de charge nominale de 9N.m à l'instant $t = 2s$, en fin, un changement de consigne de 157rad/s (1500tr/mn) à 130rad/s (1242tr/mn) à $t = 3s$.

La vitesse suit la référence sans dépassement pour les deux types de régulateur, mais avec un temps de réponse inférieur dans le cas *RST*.

Pour le couple, il y a un pic très remarquable pendant le changement de consigne dans le cas de la commande vectorielle avec *PI* (-20N.m), mais ce pic est très petit dans le cas à base d'un *RST* (0.5N.m) puis il se stabilise à sa valeur nominal.



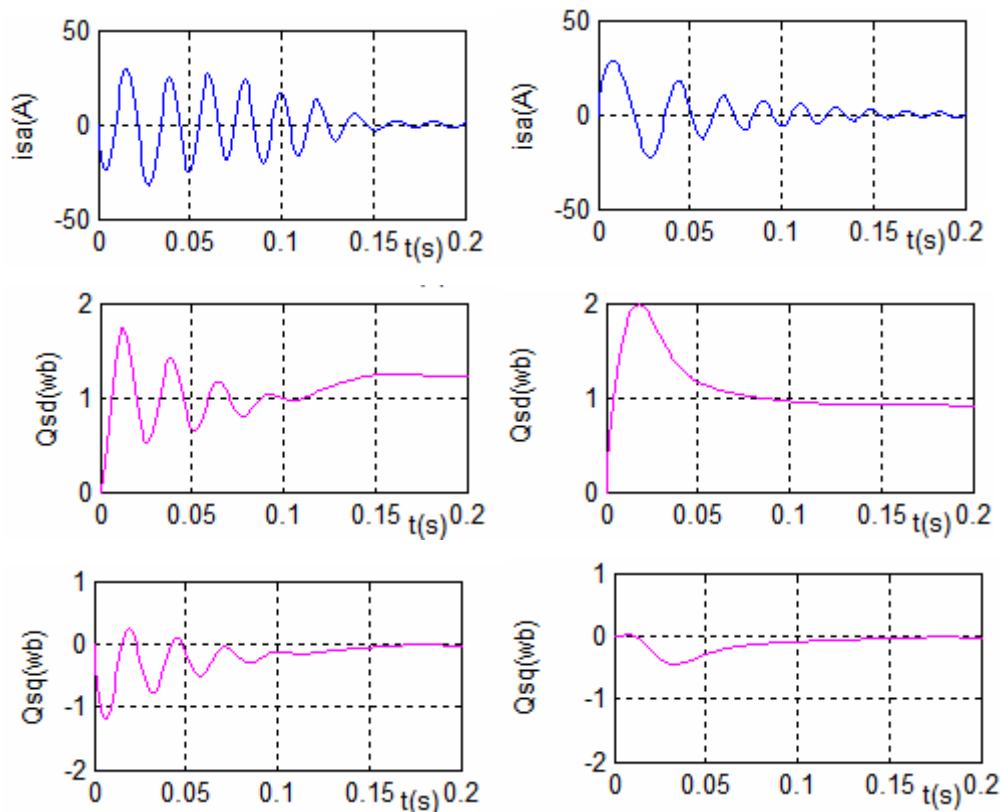
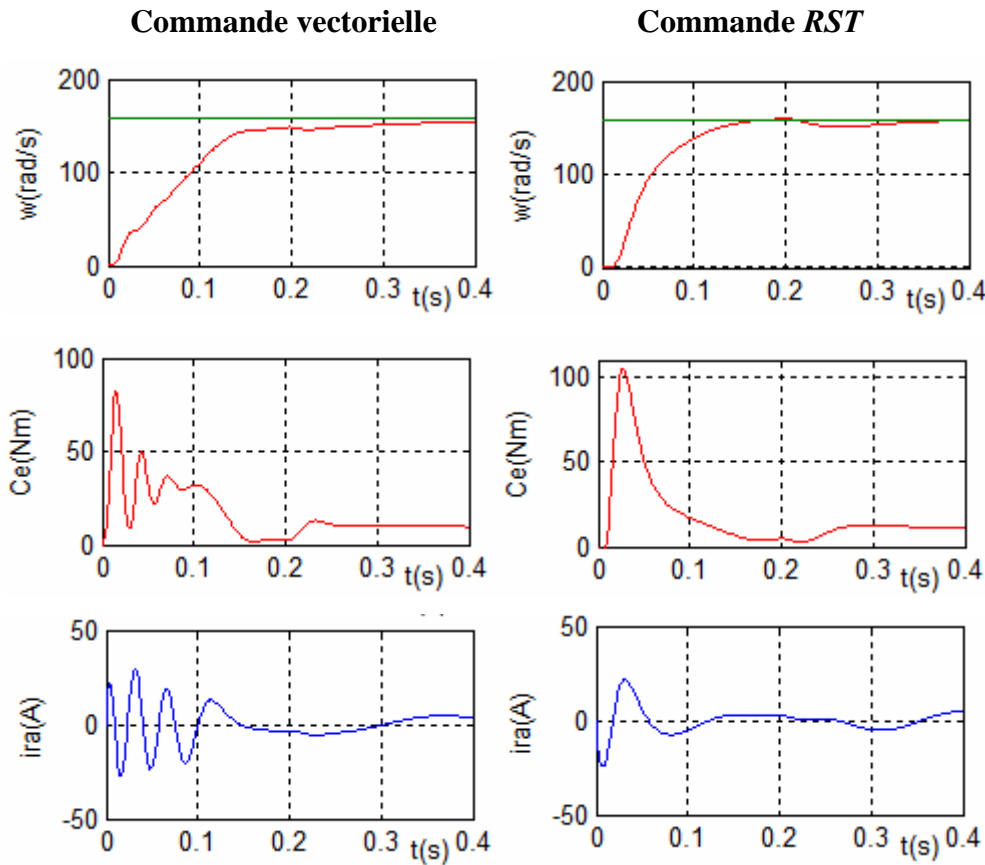


Figure (IV-13) Comparaison au niveau de démarrage à vide.



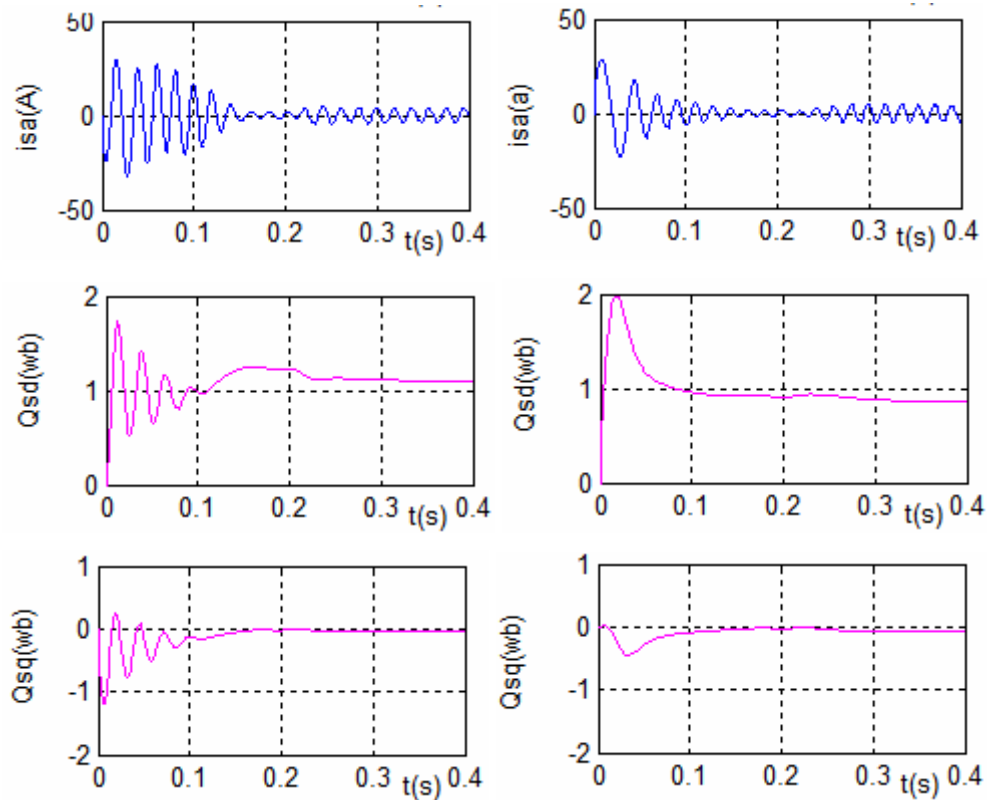
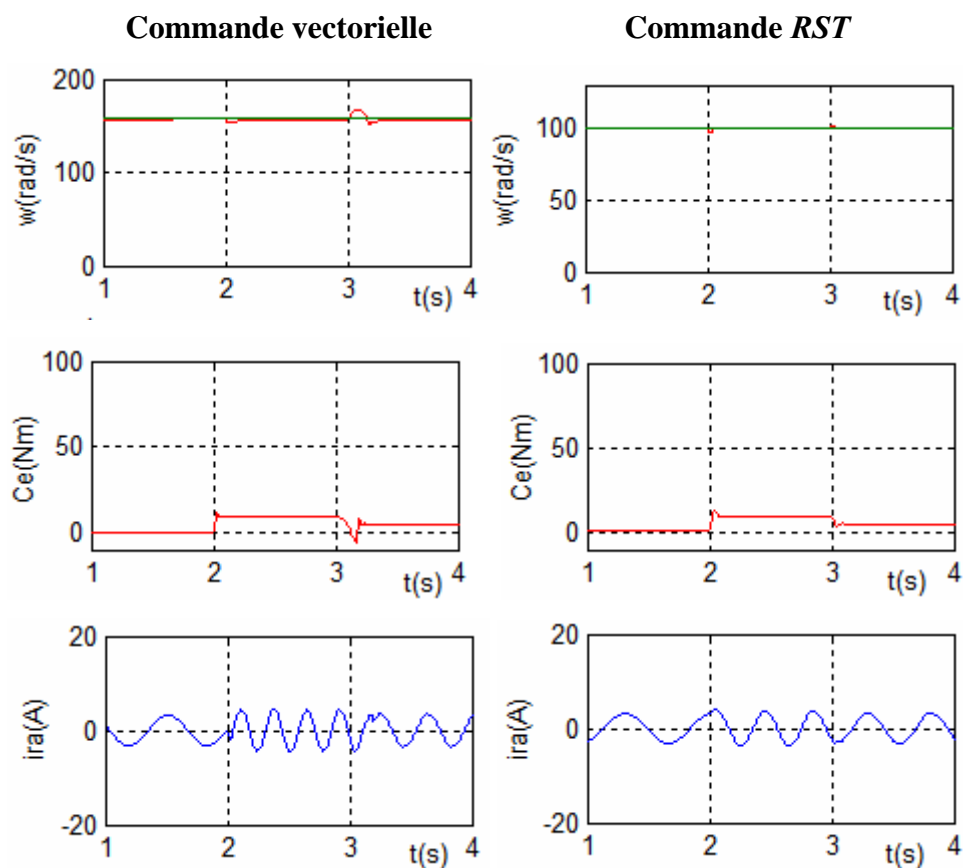


Figure (IV-14) Comparaison au niveau d'un démarrage en charge.



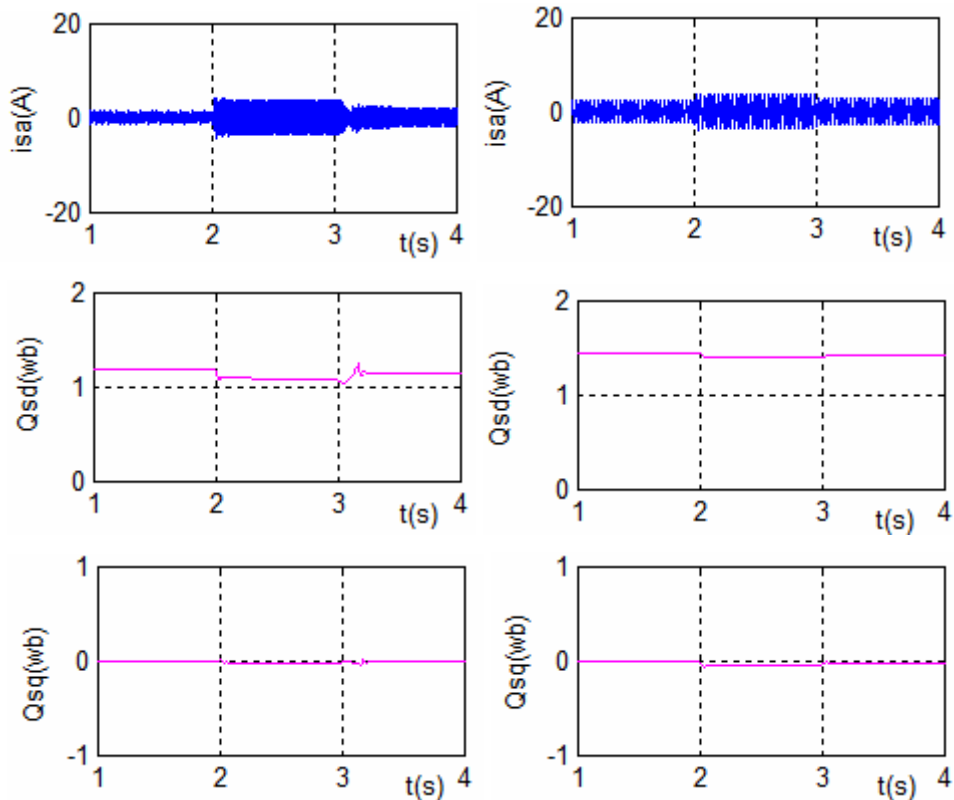
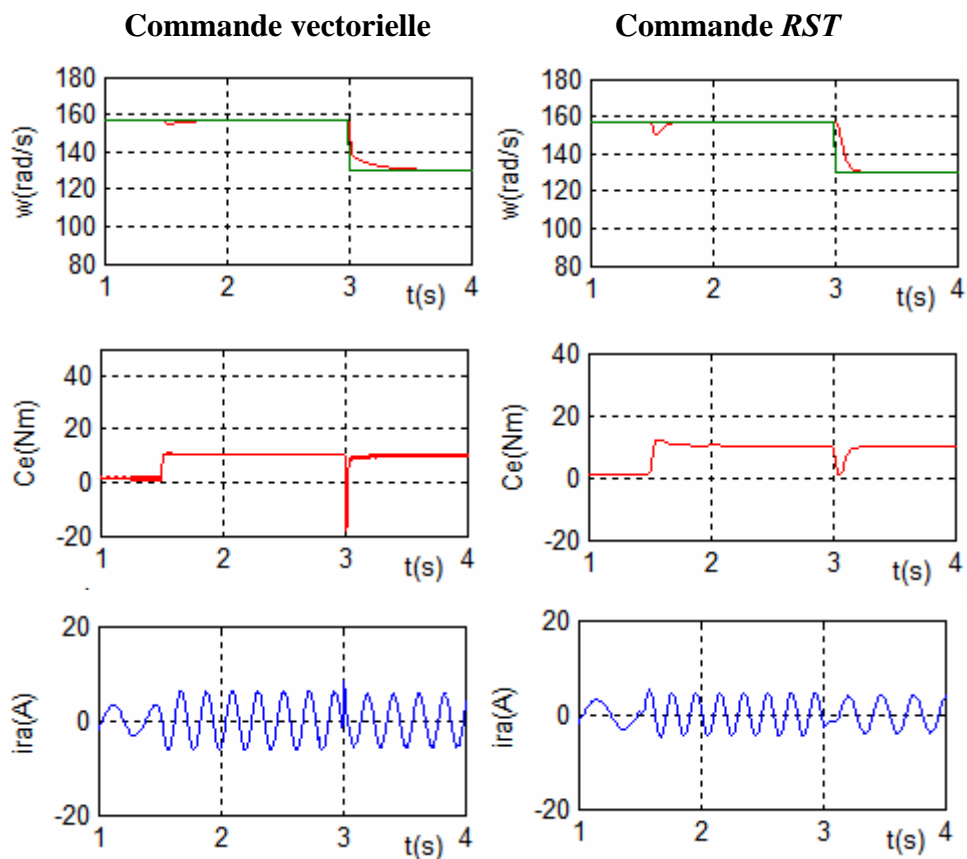


Figure (IV-15) Comparaison au niveau de la variation de la charge.



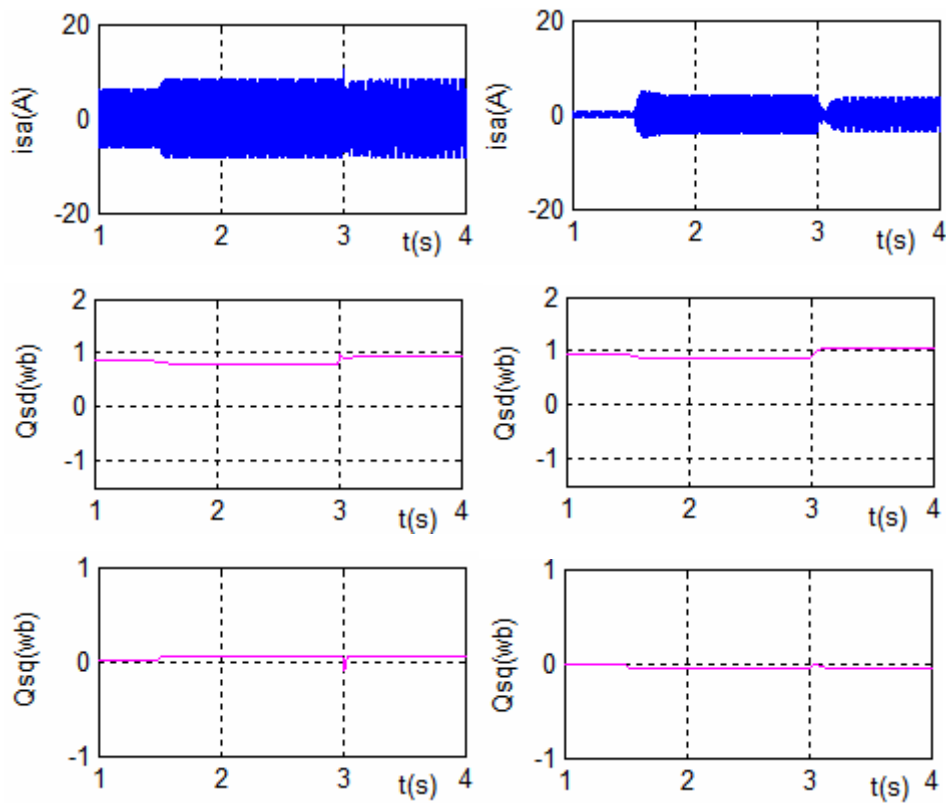


Figure (IV-16) Comparaison au niveau de réglage de la vitesse.

IV-12 POSITIONNEMENT DES DEUX TYPES DE COMMANDE

D'après les résultats obtenus pour les différents tests effectués dans les deux commandes, on peut dire que le temps de réponse en régime transitoire est nettement amélioré à la commande *RST*.

Le tableau suivant montre les performances de ces commandes :

Caractéristiques Commandes	Temps de réponse de vitesse	Couple de démarrage	Flux statorique au démarrage
Commande <i>RST</i>	0.25s	$12.22C_{rn}$	$1.66\psi_{sn}$
Commande vectorielle	0.55s	$7.77C_{rn}$	$0.625\psi_{sn}$

Tableau (IV-01) Positionnement des deux types de commande.

IV-11 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié la structure de la commande par régulateur *RST* de la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière présente l'avantage de la mise en œuvre très simple puisqu'elle repose sur un principe formel de manipulation de polynômes permettant de déboucher sur des fonctions de transfert faciles à traiter.

Cette manipulation à permet de répondre aux objectifs espérés d'une commande notamment la stabilité, le rejet de la perturbation et le suivi de la consigne.

De plus, les résultats de simulation montrent que les caractéristiques vitesse, couple et courants atteignent le régime permanent pour un temps de réponse suffisamment court, on constate aussi que la régulation et robustesse vis-à-vis de la variation de la charge ou la perturbation et bien rejeté de même lors de la variation de la consigne.

Ainsi que, on a analysé les différents tests effectués dans les deux types de commande vectoriel et *RST*.

A travers l'étude comparative, on peut conclure que le régulateur *RST* présente beaucoup d'avantages par rapport au régulateur *PI*.