

Chapitre III

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE DE FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Après la modélisation de la machine asynchrone, nous étudierons dans ce chapitre la commande de la machine par la méthode du flux orienté pour un modèle en tension en donnant les schémas et les résultats de simulation qui nous permettent d'étudier cette commande avec observation de flux.

III.1 Généralités sur la commande avec flux orienté

Grâce au développement de l'électronique de puissance et de l'informatique, les systèmes d'entraînement à machine asynchrone (MAS) sont devenus aussi performants que ceux utilisant la machine à courant continu (MCC). La commande de ces derniers permet de réaliser de hautes performances dynamiques, essentiellement, dues à la propriété d'orthogonalité naturelle entre les commandes en flux et en couple qui deviennent découplés et contrôlables indépendamment. En effet, le courant inducteur est producteur de flux et le courant induit est producteur de couple.

Cependant la présence du système balais-collecteur dans la MCC a toujours été un grand inconvénient et qui représente, désormais, son point faible en dépit de sa facilité de commande. En effet, ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et exige une maintenance importante interdisant son utilisation dans certains domaines hostiles. Au contrario, ces inconvénients se trouvent totalement éliminés dans la machine à induction de part son principe de fonctionnement reposant le phénomène d'induction par champ tournant sans nécessité de contact frottant entre les deux armatures en mouvement relatif. Cette qualité va dans le sens de l'amélioration de sa robustesse et de sa fiabilité. En revanche, il demeure que cette machine est tributaire de son modèle mathématique, qui est un modèle non linéaire et fortement couplé se prêtant mal à être utilisé pour l'élaboration des lois de commandes linéaires éprouvées à l'instar de la MCC à excitation séparée.

La commande vectorielle, dont la théorie est développée par Blachke en 1971, a pour but de donner à la machine à induction (même la machine synchrone) des performances similaires que celles

obtenues par la MCC à excitation indépendante. Cette analogie étant réalisée pour la machine à courant alternatif lorsque son modèle, plutôt en courant, est observé dans un référentiel tournant avec le flux (flux orienté) ou simplement en considérant le référentiel lié au champ tournant. Ainsi les grandeurs du modèle deviennent totalement démodulées, i.e. continues. La figure (3.1) montre que Les composantes du courant statorique I_{ds} , I_{qs} sont des grandeurs continues analogues à I_f et I_a de la MCC. A flux constant, on fixe I_{ds} et on varie I_{qs} .

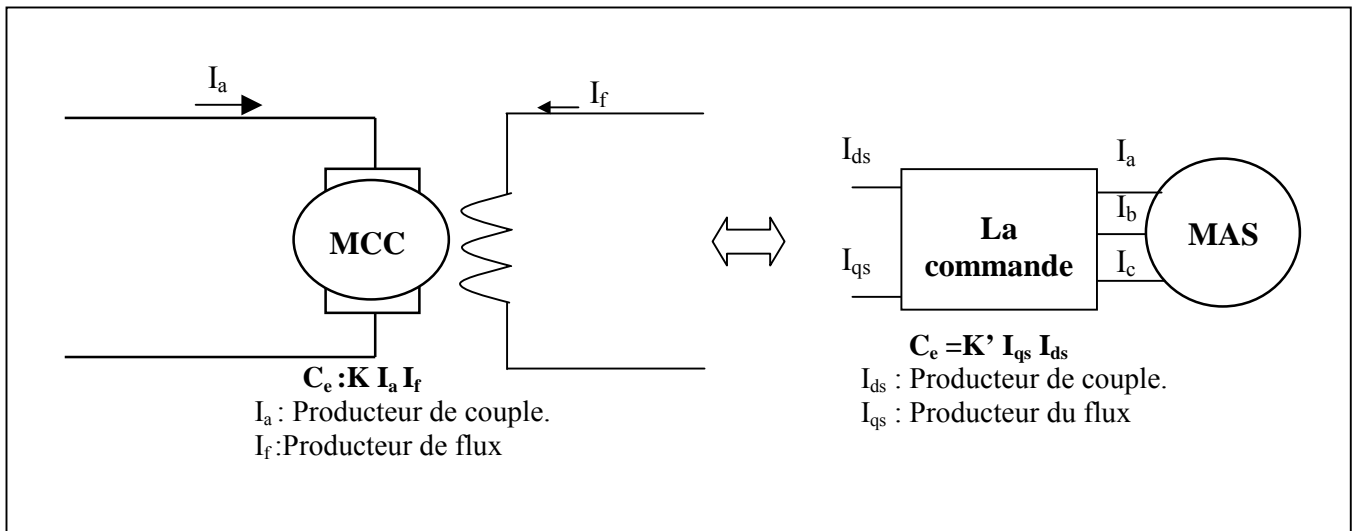


Figure 3.1 - L'analogie entre le découplage de la MCC et de MAS

III.2 Classification des méthodes de commandes

En général il y a plusieurs classifications des méthodes de commande vectorielle [GUE 97] :

a. Suivant l'alimentation, en considérant celle qui est donnée en tension ou celle donnée en courant.

b. Suivant l'orientation du flux, On distingue trois types : orientation du flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

c. Méthode directe ou indirecte, la première méthode est réalisée par de nouvelle stratégie basée sur l'estimation ou la mesure directe du vecteur flux [OUH 00, JAN 03, LEN 01, JOH 98]. Quant à la deuxième méthode, elle est fondée sur le principe de la détermination de la position du flux sans avoir recours à sa connaissance directe [BRA 03]. Les méthodes directes cherchent à recueillir l'information sur la position et l'amplitude du flux au moyen de capteurs physiques de flux (Sondes de hall, Enroulement de mesures) ou moyen de capteurs virtuels par les algorithmes d'estimation. Cette dernière solution à l'avantage de préserver la standardisation de la MAS sans aucune modification. Ainsi, la

machine conserve toutes ses qualités standards de robustesse, de simplicité de fabrication en plus du coût de l'installation.

Nous récapitulons ces méthodes dans la figure (3.2) suivante :

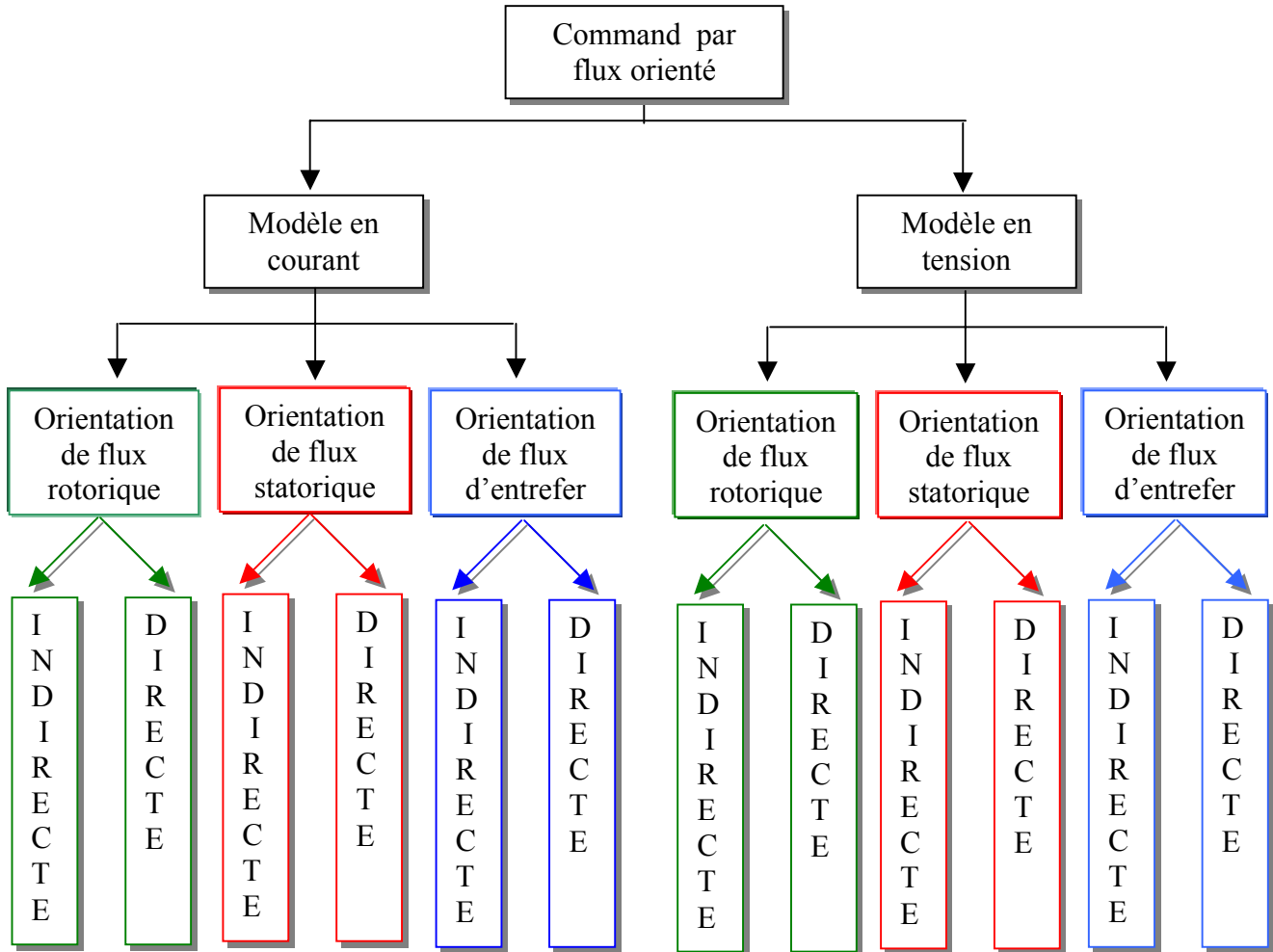


Figure 3.2 - Classification des méthodes de commande par orientation de flux [GUE 97].

Pour le cas du présent travail, nous nous intéressons au modèle tension en commande directe avec orientation du flux rotorique.

III.3 Orientation du flux rotorique avec modèle en tension

D'après le schéma figure (3.2) on peut distinguer deux modes de commande indirecte et directe pour le modèle en tension. En utilisant le modèle de la machine alimentée en tension (1.25), (1.26) et (1.27) du chapitre I avec les contraintes $\phi_{rd} = \Phi_r$ et on peut en déduire les équations suivantes :

❖ Equation du modèle électromagnétique

$$u_{sd} = \left(\sigma L_s S + R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r} \right) I_{ds} - R_r \frac{L_m}{L_r} \Phi_r - \sigma L_s \omega_s I_{sq} \quad (3.1)$$

$$u_{sq} = \left(\sigma L_s S + R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r} \right) I_{sq} + \omega \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{sd} \quad (3.2)$$

$$T_r S \Phi_r + \Phi_r = L_m i_{sd} \quad (3.3)$$

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (3.4)$$

❖ Couple électromagnétique

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (3.5)$$

❖ Equation mécanique

L'équation mécanique du moteur du moteur s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (3.6)$$

Pour les opérations sous vitesse nominale, le flux est maintenu à sa valeur nominale afin d'assurer un fonctionnement optimal avec toutes les capacités de couple de la machine. La modélisation de la machine devra donc exprimer le flux et le couple en fonction des variables d'entrée. On peut noter que le couple électromagnétique et le flux n'étant pas directement mesurables, des courants équivalents leur sont souvent substitués pour les asservir indirectement, spécialement dans les méthodes dites indirectes. On retrouve de ce fait plutôt des mesures de courant à la place de mesures ou d'estimation de couple et de flux. Ce qui sont, en revanche, des substitutions implicites dont le contrôle indirect ne peut à lui suffire pour commander réellement ces deux variables importantes (couple et flux), là c'est la raison peut être, qui justifie de nos jours le contrôle direct du couple, appelé communément DTC (Direct Torque Control). Même si les schémas blocs classiques ne les font pas apparaître, il est sans doute judicieux de faire ressortir ces deux variables dans un descriptif didactique [LAI 99]. Les équations (3.1) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones en tension mais u_{sd} et u_{sq} influent à la fois i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple figure (3.6) [GUY 96], d'où la nécessité de réaliser un découplage.

III.3.1 Découplage entrée-sortie

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 monovariables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation [GUY 96, JIN 99]. Nous présentons le dernier type de découplage.

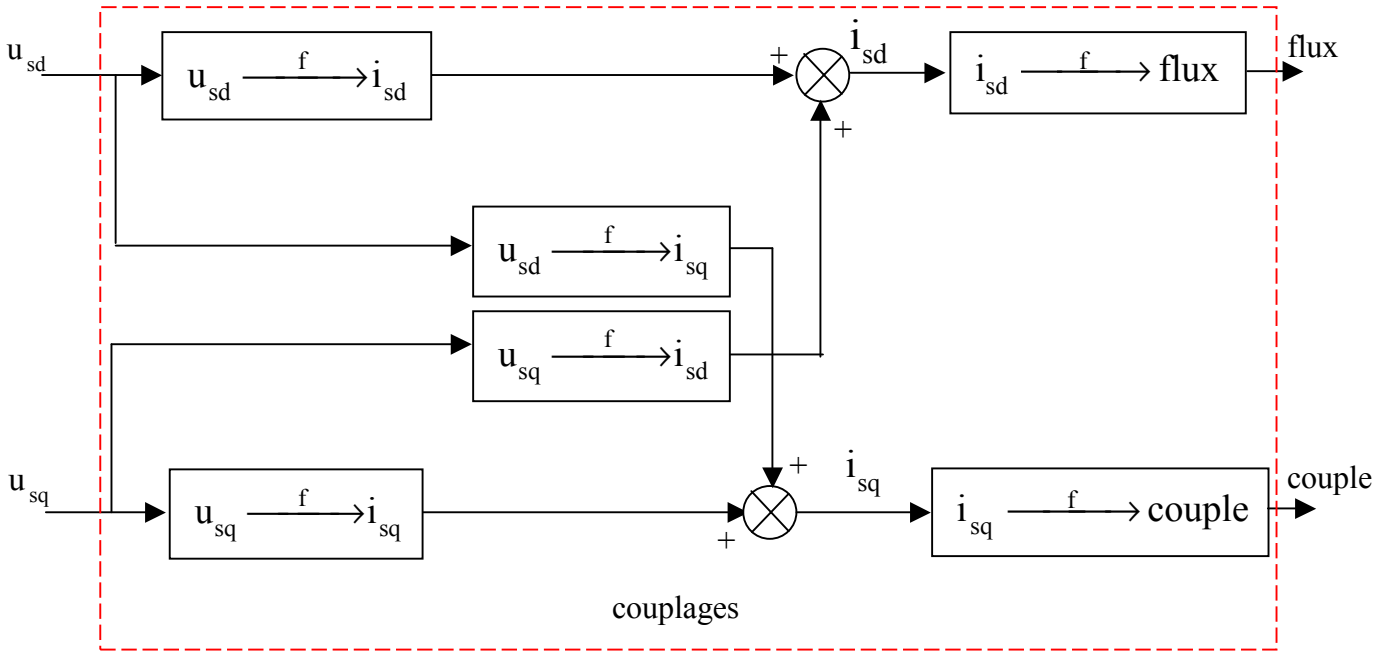


Figure 3.4 - Description des couplages internes dans le modèle MAS tension après orientation

III.3.1.1 Découplage par compensation

Cette méthode est basée sur la définition de deux nouvelles variables de commande \$v_{sd}\$ et \$v_{sq}\$ telles que :

$$\begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{pmatrix} = \sigma L_s \begin{pmatrix} -\beta \Phi_r - \omega_s i_{sq} + v_{sq} \\ c\omega \Phi_r + \omega_s i_{sd} + v_{sd} \end{pmatrix} \tag{3.7}$$

Où

$$u_{sd} = v_{sd} - e_{sd} \quad \text{et} \quad u_{sq} = v_{sq} - e_{sq} \tag{3.8}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} R_r \Phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L_m^2}{L_r T_r} i_{sq} \end{cases} \tag{3.9}$$

Les tensions u_{sd} et u_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions v_{sd} et v_{sq} , figure (3.5).

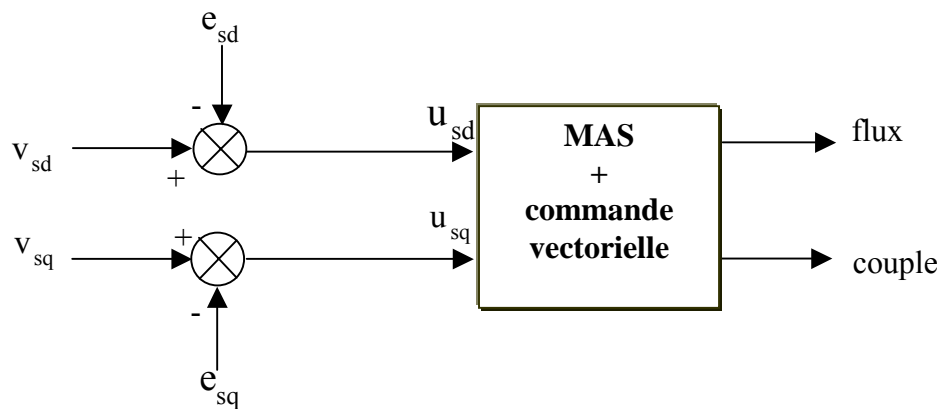


Figure 3.5 - Reconstitution des tensions u_{sd} et u_{sq}

Nous définissons aussi un nouveau système figure (3.6), où les actions sur les axes d et q sont donc découplées pour les quelles :

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_s \dot{i}_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \\ v_{sq} = \sigma L_s \dot{i}_{sq} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (3.10)$$

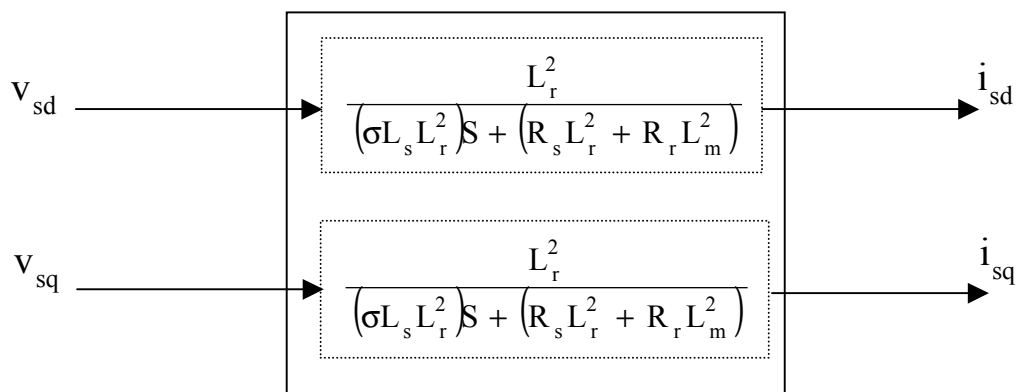


Figure 3.6 - commande découplée-Expression de i_{sd} et i_{sq}

En faisant apparaître d'une manière explicite le flux (3.3) et le couple (3.5), nous obtenons :

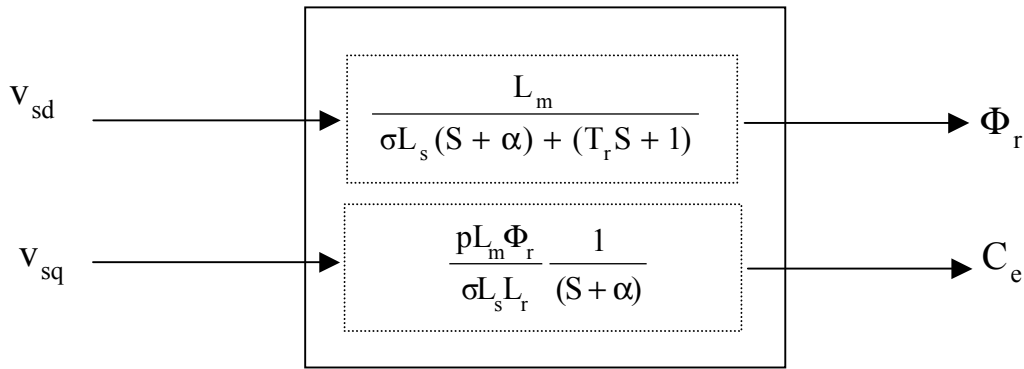


Figure 3.7 - Commande découplée de Φ_r et C_e

III.3.1.2 Problème posé par le découplage

Dans ce cas du découplage, si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation sur l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement d'une action, et donc divergence du système.

III.3.2 Schémas de principe de la commande vectorielle

A partir du modèle du moteur élaboré au chapitre I et des équations de découplage données dans le présent chapitre, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, figure (2.8) :

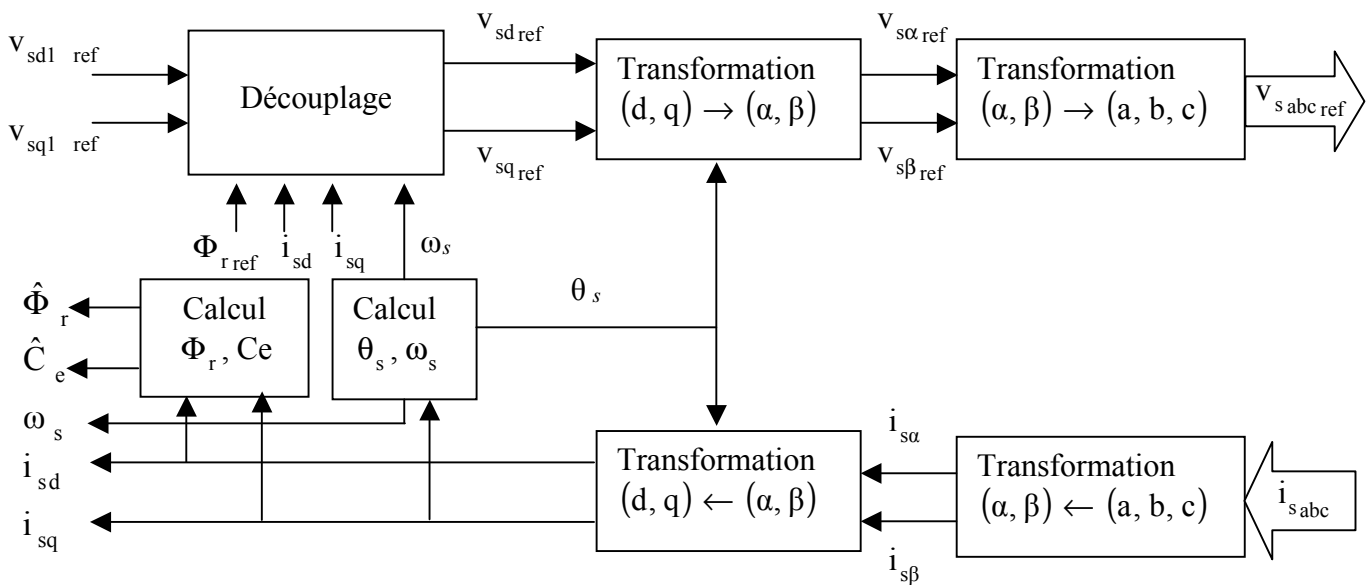


Figure 3.8 - Schéma de principe d'une commande vectorielle

III.3.3 Calcul de Φ_r :

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût.

- Le flux peut être reconstitué par :
 - Des estimateurs utilisés en boucle ouverte.
 - Des estimateurs utilisés en boucle fermée (filtre ou observateur) corrigeant les variables estimées.

Les estimateurs en boucle ouverte reposent sur l'utilisation de la machine sous forme d'équation de Park définie par régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations de Park associées à ce modèle. L'intérêt d'une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Toutefois, ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique, mutuelle,...etc..).

L'équation (3.3) nous permet d'estimer le flux Φ_r simplement par:

$$\hat{\Phi}_r = \frac{L_m}{1 + T_r S} i_{sd} \quad (3.11)$$

III.4 Calcul des régulateurs

III.4.1 Régulateur de vitesse

Sous l'hypothèse de la dominance du pôle mécanique sur les autres modes électromagnétiques, la chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

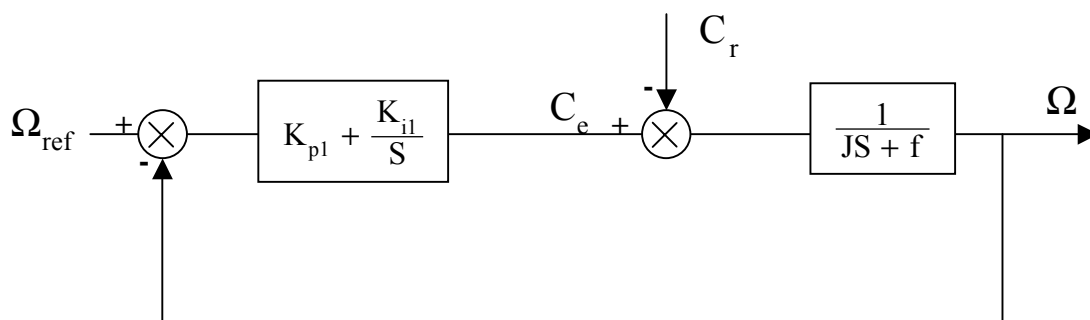


Figure 3.9 - Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

$$\text{Nous avons : } \Omega = \frac{1}{JS + 1} (C_e - C_r) \quad (3.12)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{1}{JS + 1} \left(\frac{K_{pl} S + K_{il}}{S} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{JS + f} C_r$$

$$\text{soit : } \Omega = \frac{K_{pl} S + K_{il}}{JS^2 + (K_{pl} + f)S + K_{il}} \Omega_{ref} - \frac{S}{JS^2 + (K_{pl} + f)S + K_{il}} C_r \quad (3.13)$$

L'équation caractéristique (poursuite et régulation) possède une dynamique du 2^{ème} ordre. En poursuite ($C_r = 0$) en négligeant le coefficient de frottement, on écrira

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{K_{pl}}{K_{il}} S + 1}{\frac{J}{K_{il}} S^2 + \frac{K_{pl}}{K_{il}} S + 1} \quad (3.14)$$

L'identification du dénominateur de (3.13) à la forme canonique, donne :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{il}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\zeta_1}{\omega_n} = \frac{K_{pl}}{K_{il}} = \tau_1 \end{cases} \quad (3.15)$$

Avec :

ζ_1 : coefficient d'amortissement.

ω_n : fréquence propre d'oscillation et τ_1 la constante de temps associée au régulateur PI.

En prenant $\zeta_1 = 1$, réponse sans dépassement (amortissement critique).

Pour le fonctionnement en survitesse, le défluxage s'impose pour assurer un fonctionnement optimal à la machine. Il est défini par la non-linéarité suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{ref} = \Phi_{r0} & \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_{ref} = \frac{\Phi_{r0} \cdot \Omega_n}{|\Omega|} & \text{pour } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (3.16)$$

avec :

Φ_{ref} : Flux rotorique de référence.

Φ_{r0} : Flux rotorique nominal.

Ω_n : Vitesse nominale de rotation.

III.4.2 Régulateur de flux

Le découplage proposé d'après la figure (3.7) permet d'écrire :

$$\Phi_r = \frac{K_1}{(S + \alpha)(S + \frac{1}{T_r})} v_{sd1} \tag{3.17}$$

Avec : $K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}$ et $\alpha = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2^{ème} ordre. Utilisant donc un régulateur proportionnel-intégral classique de type : $PI(S) = K_p + \frac{K_i}{S}$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (3.10)

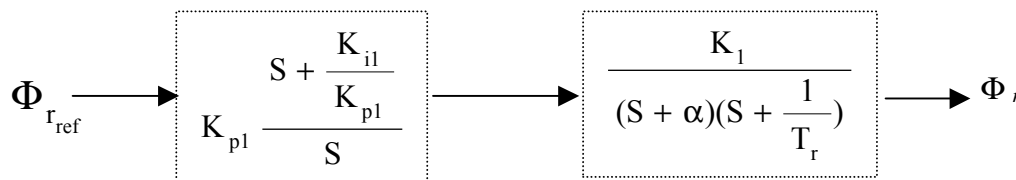


Figure 3.10 - Schémas en boucle ouverte

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur, soit

$$\left(S + \frac{1}{T_r} \right) \text{ par } \left(S + \frac{K_{il}}{K_{pl}} \right), \text{ ce qui se traduit par la condition :}$$

$$\frac{K_{il}}{K_{pl}} = \frac{1}{T_r} \tag{3.18}$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(S) = \frac{K_{pl} K_1}{S(S + \alpha)}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$1 + \frac{\alpha}{K_{pl} K_1} S + \frac{S^2}{K_{pl} K_1}$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2^{ème} ordre. Nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p1}K_1} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\alpha}{K_{p1}K_1} = \frac{2\zeta_1}{\omega_n} \end{cases}$$

Le gain K_{p1} est donné par :

$$K_{p1} = \frac{\alpha}{K_1(2\zeta_1)^2} \quad (3.19)$$

L'équation (3.12) permet de déduire K_{i1} :

$$K_{i1} = \frac{1}{T_r} K_{p1} \quad (3.20)$$

dans notre cas nous avons choisi $\zeta_1 = 1$

III.4.3 Régulateur de couple

De même, les équations de découplage proposées (figure 3.7) permettent d'exprimer C_e :

$$C_e = \frac{K_2}{S + \alpha} v_{sq1}$$

$$\text{Avec : } K_2 = \frac{pL_m \Phi_{r\text{ref}}}{\sigma L_s L_r}$$

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux $\Phi_{r\text{ref}}$.

L'utilisation d'un régulateur proportionnel-intégral donne le schéma en boucle ouverte présenté dans la figure (3.11) :

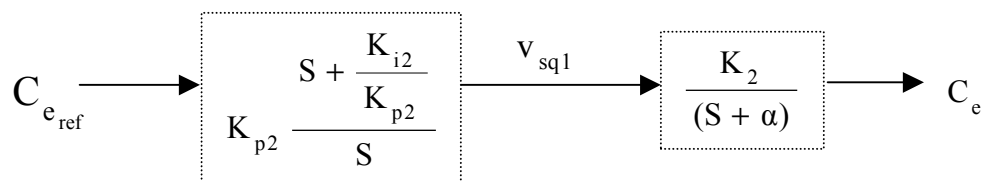


Figure 3.11 - Schéma en boucle ouverte

Compensons le pôle $S + \alpha$ par $S + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{i2}}{K_{p2}} = \alpha \quad (3.21)$$

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

$$BO(S) = \frac{K_{p2} K_2}{S}$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\frac{1}{K_{p2} K_2}$.

Pour un temps de réponse imposé $t_{\text{rep}2(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante :

$$3 \frac{1}{K_{p2} K_2} = t_{\text{rep}2(5\%)}$$

$$\text{Soit : } K_{p2} = 3 \frac{\sigma L_s L_r}{p L_m \Phi_{r \text{ref}} t_{\text{rep}2(5\%)}}$$

Et, d'après l'équation (3.21) :

$$K_{i2} = \alpha K_{p2}$$

III.5 Commande indirecte

Dans cette commande, l'estimation de flux rotorique n'est pas nécessaire, mais on peut régler le flux rotorique à l'aide d'un capteur, ou un estimateur de flux, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor [AZE 02].

III.5.1 Calcul de ω_s et θ_s

La pulsation statorique s'écrit, d'après (3.4) :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\hat{\Phi}_r}$$

La position est obtenue par l'intégration de ω_s :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$$

III.6 Commande directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du vecteur flux (module et position), et elle est basée sur l'estimation ou la mesure des variables couple et flux.

III.6.1 La transformation par coordonnées non linéaire du flux

La transformation des vecteurs (i_a, i_b) , (ϕ_a, ϕ_b) du repère fixe (a,b) au vecteur dans un repère lié au champ tournant (d,q) [MAR 03], est définie comme suit :

$$\theta_s = \arctan \frac{\phi_{rb}}{\phi_{ra}} \quad (3.22)$$

$$\phi_d = \sqrt{\phi_{ra}^2 + \phi_{rb}^2} = \Phi_r \quad (3.23)$$

$$i_{sd} = \frac{\phi_{ra} i_{sa} + \phi_{rb} i_{sb}}{\sqrt{\phi_{ra}^2 + \phi_{rb}^2}}, \quad i_{sq} = \frac{\phi_{ra} i_{sb} - \phi_{rb} i_{sa}}{\sqrt{\phi_{ra}^2 + \phi_{rb}^2}} \quad (3.24)$$

La transformation de la tension sera donc :

$$\begin{pmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \end{pmatrix} = \Phi_r \begin{pmatrix} \phi_{ra} & \phi_{rb} \\ -\phi_{rb} & \phi_{ra} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

III.6.2 Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Le schéma que nous proposons figure (3.12) est une commande vectorielle de type direct, nous utilisons les estimateurs de flux pour déduire la position θ_s à partir des composantes de flux. Le contrôle présenté est associé à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. On peut choisir un repère diphasé (d,q) associé au flux rotorique comme repère de travail, ce qui donne la modélisation classique de la méthode du flux orienté [OUH 00, GUY 96].

On peut aussi présenter dans la figure (3.13) un schéma bloc en Simulink, de la commande vectorielle directe à flux orienté :

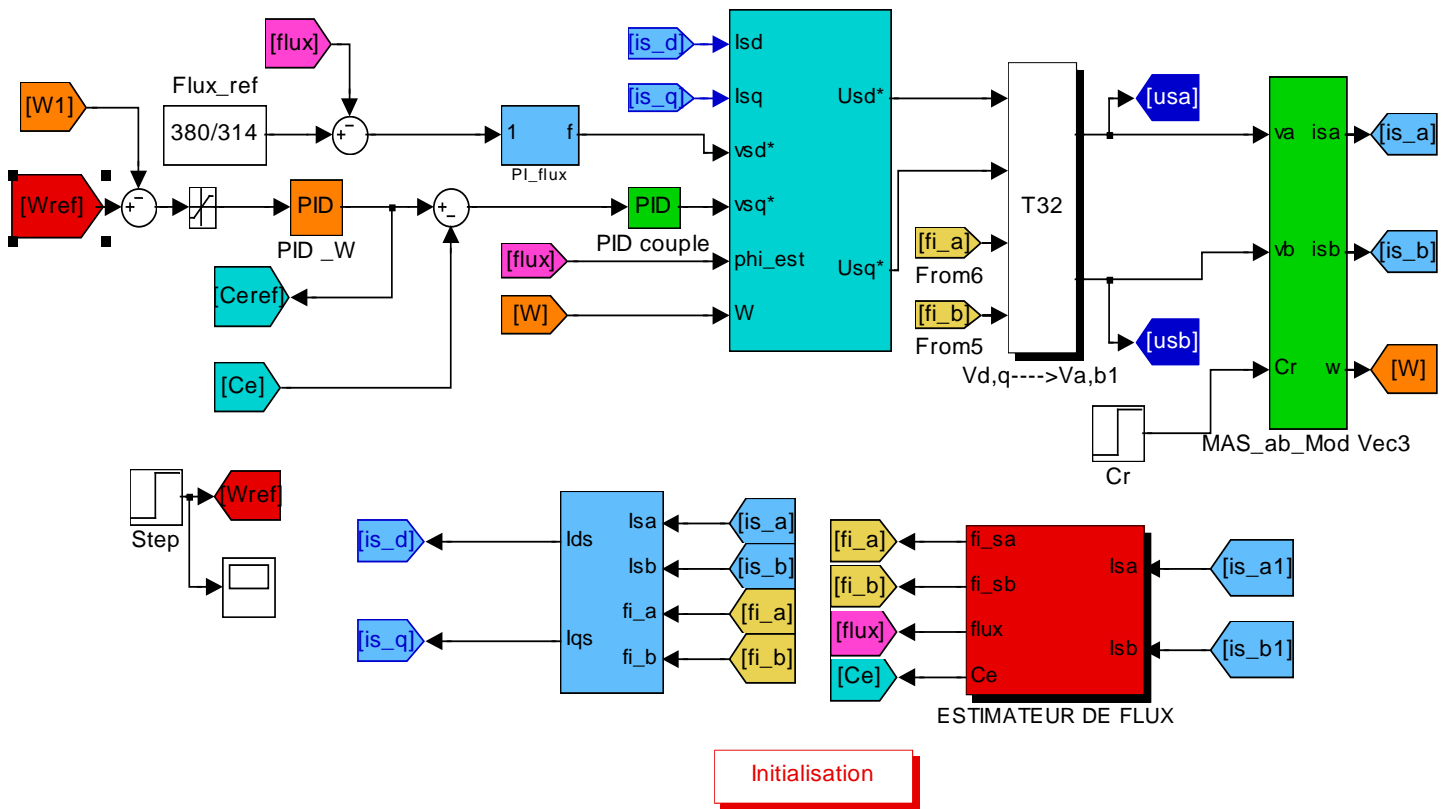


Figure 3.13 – Schéma bloc de simulink de la Commande vectorielle.

III.7 Résultats de simulation

Les résultats de simulations suivantes de la commande vectorielle directe nécessitent des fonctionnements à très basses vitesses et forts couple figure (3.14), le courant, l'angle de rotation θ_s et les composantes de flux ϕ_{rd} et ϕ_{rq} sont présentés dans les figures (3.15), (3.16) et (3.17). Les tests de la commande sont effectués selon le profil suivant :

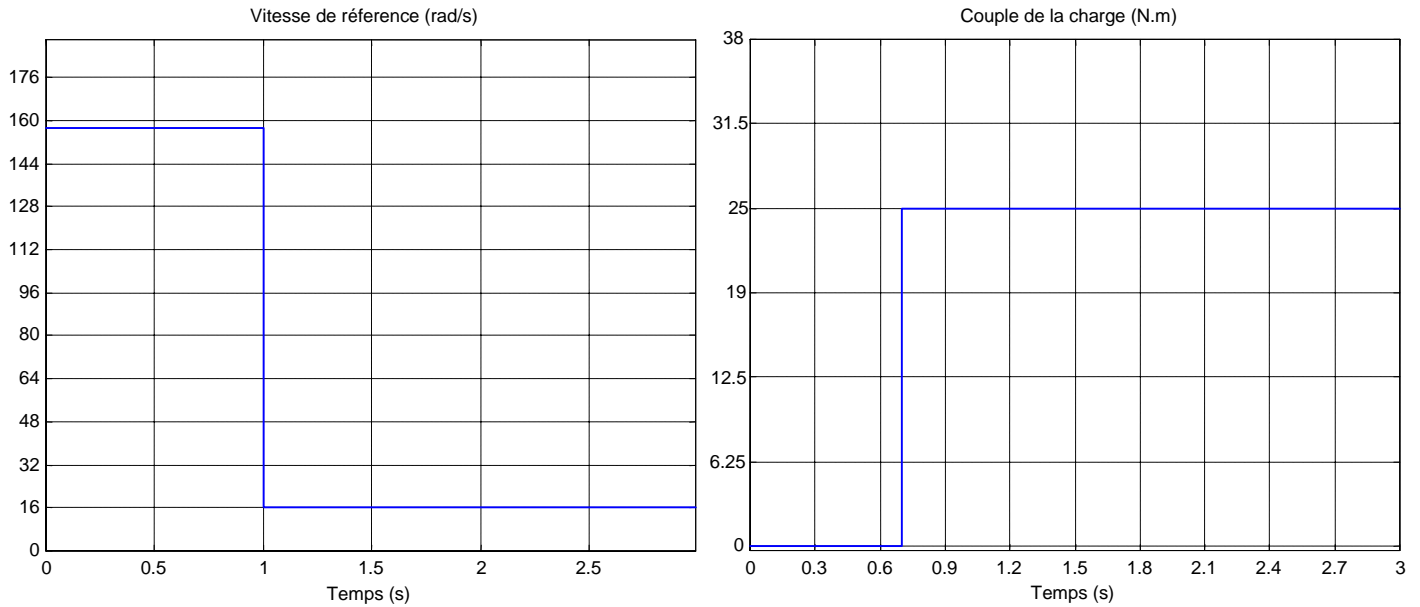


Figure 3.14 – Profil de variation de la vitesse et le couple

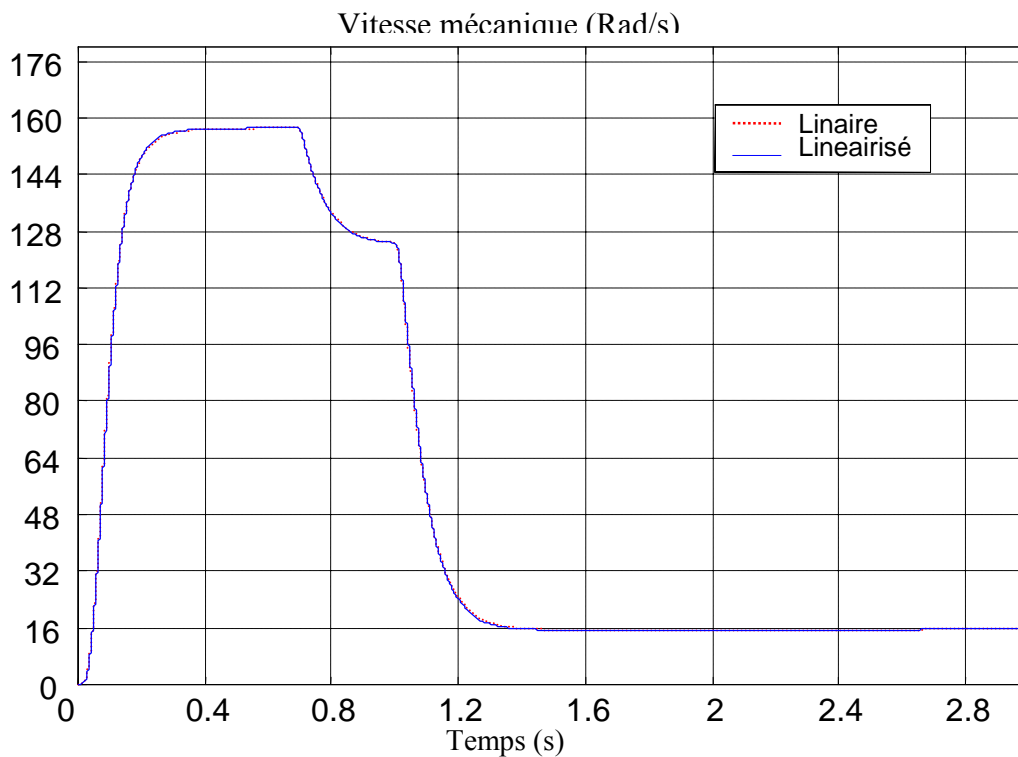


Figure 3.15 - La vitesse mécanique du modèle linéaire et le modèle linéarisé.

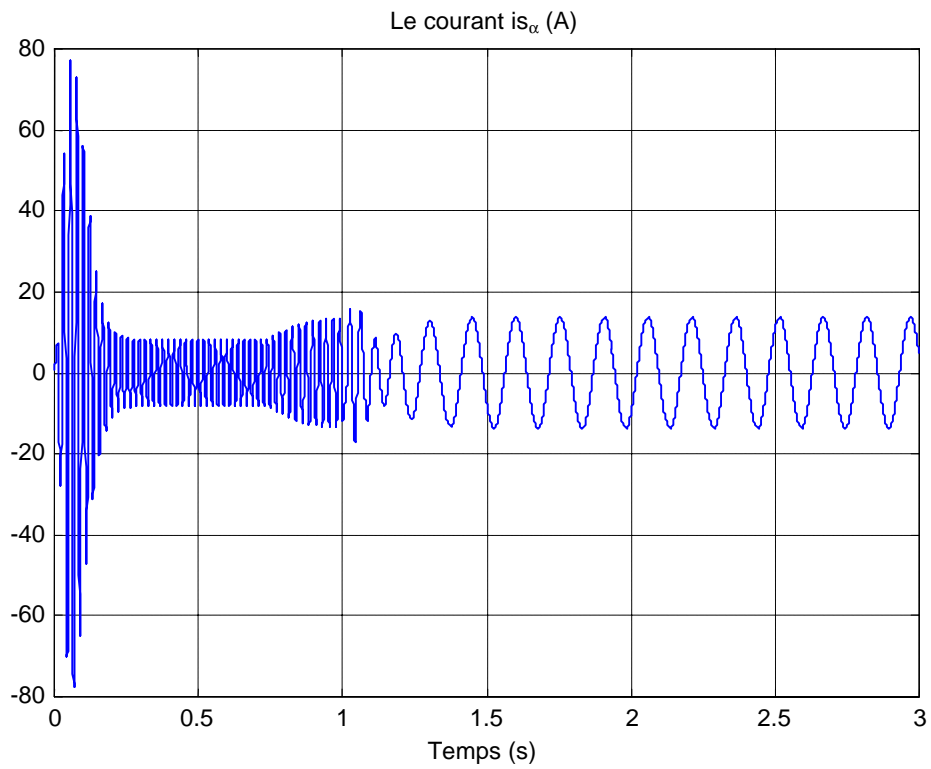


Figure 3.16 - Le courant de $i_{s\alpha}$.

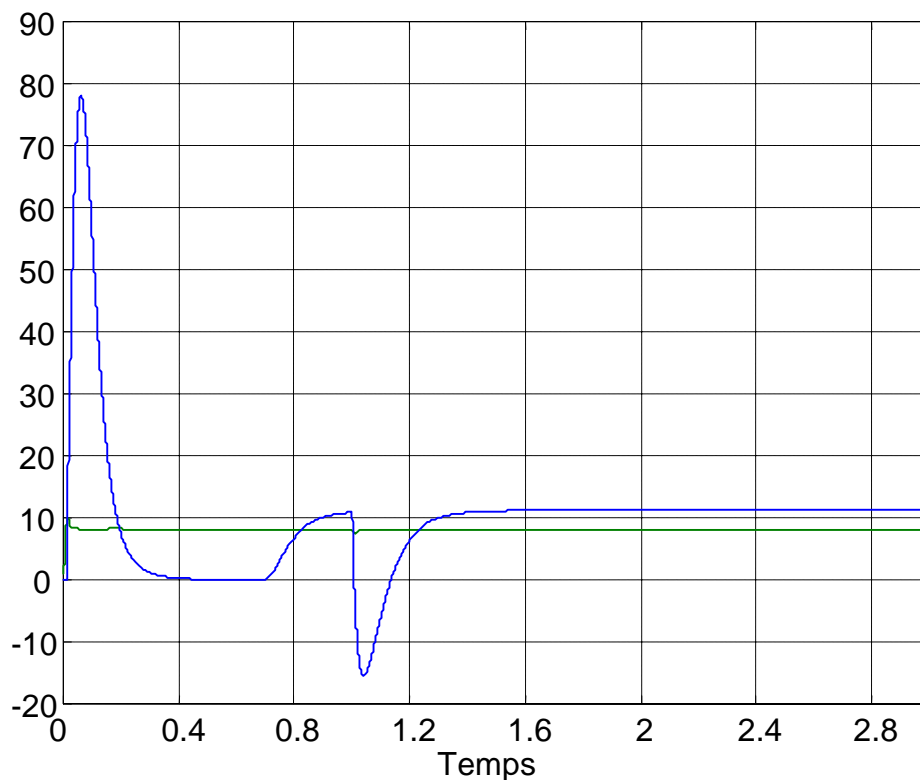


Figure 3.17 - Composantes i_{sd} et i_{sq} du courant (A).

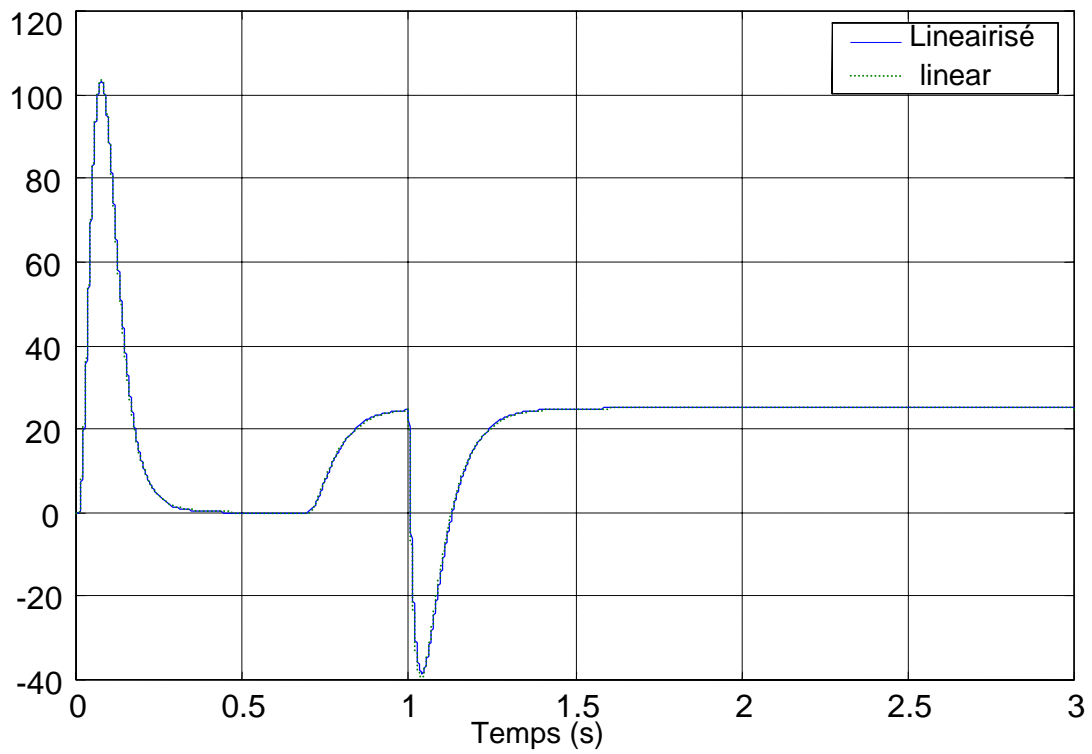


Figure 3.18 - Le couple électromagnétique du modèle linéaire et le modèle linéarisé.

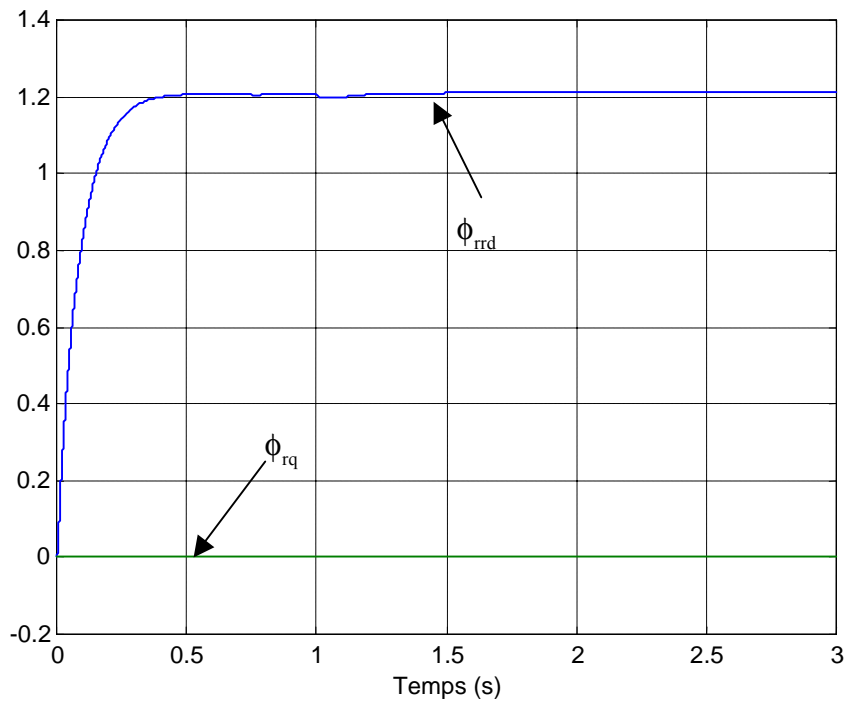


Figure 3.19 - Les composantes de flux rotorique ϕ_{rd} et ϕ_{rq} (Wb).

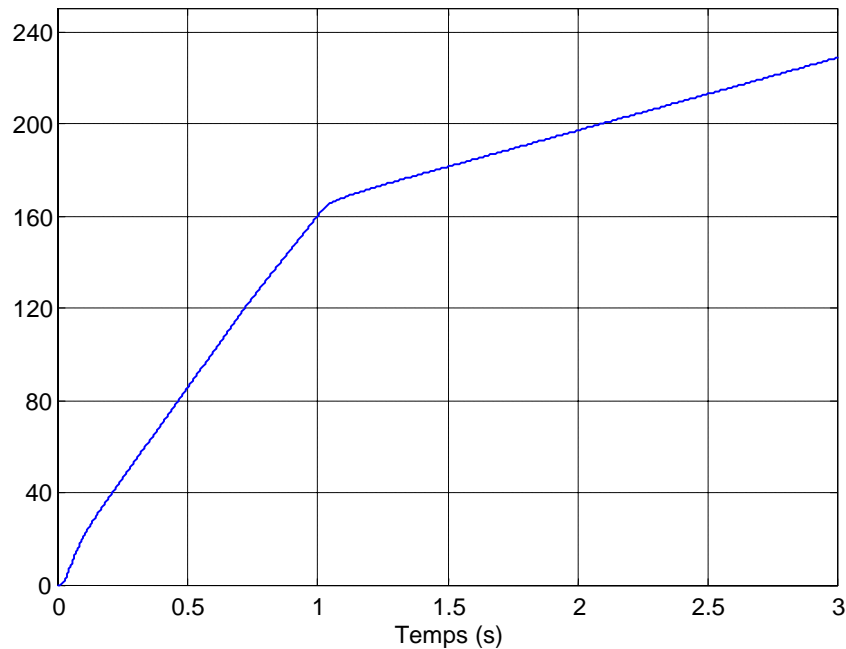


Figure 3.20 - L'angle de rotation θ_s (Rad)

Les résultats de simulation obtenus montrent que :

Au Démarrage à vide, la vitesse répond sans dépassement, après 0.7 s on charge la machine ($C_r = 25$ N.m) et on réduit la vitesse jusqu'à 10% de la vitesse nominale de la machine. On pourrait avoir lors de passage à une vitesse très basse, la fréquence de courant diminué et le couple prend une valeur négative puis il se stabilise à la valeur de couple de charge. On vérifie que, comme les compensations en tension représentent des approximations, le flux est légèrement perturbé lors des grandes variations de couple. La composante i_{s_d} est une image du flux et la composante i_{s_q} une image de couple.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué la méthodologie de conception de la machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du flux rotorique pour la méthode directe et indirecte. Nous avons constaté la simplicité et l'efficacité de cette méthodologie.

Au vu de ses résultats, on peut remarquer que cette commande vectorielle est très performante et permet en particulier le positionnement de la machine asynchrone. Ce pendant le point faible de cette commande est sa faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, et en particulier de la variation avec la température et la saturation de la constante du temps rotorique qui intervient sur la définition de l'angle θ_s . On peut améliorer la robustesse de cette commande en faisant appel à des observateurs d'états déterministe ou stochastique dont les estimées sont peu sensible aux variations paramétriques.