

## *Chapitre V*

# *Commande sans capteur mécanique*



## 1. Introduction

Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, des exigences nouvelles vis à vis de la commande voient le jour. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. Cette demande mobilise particulièrement les chercheurs. On s'évertue surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne. En effet, outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînement, il est fragile et onéreux.

On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine. Avec des moyens de calcul numérique de plus en plus puissants, des méthodes dont l'implantation était impossible il y a quelques années, deviennent réalisables sur des DSP de faible coût.

On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes sans capteurs mécaniques. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles qui peuvent s'utiliser dans le cadre d'une commande vectorielle de la machine asynchrone.

Des articles généraux sur l'état de l'art ont déjà fait l'objet de nombreuses publications [ELL 98], [RAJ 96], [ILA 94], [HOL 93].

Dans ce chapitre, nous présenterons différentes méthodes et commenterons leur implantation, les difficultés rencontrées, leurs avantages et inconvénients. Nous aborderons, par la suite, une méthode simple que nous proposons pour la commande vectorielle sans capteur d'une machine munie d'enroulements en quadrature de capture de f.e.m.. Elle présente l'avantage d'utiliser une méthode de compensation en ligne de l'offset. Ce dernier se trouve être le facteur déterminant des méthodes de commande sans capteur mécanique. Enfin, nous verrons brièvement qu'actuellement, des études portent sur un contrôle, dit "intelligent", utilisant des techniques de réseaux de neurones et de logique floue.

## 2. Les méthodes de commande sans capteur mécanique

### 2.1. Méthodes à base d'estimateur

A partir des équations d'état de la machine, on peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse. Cependant, afin d'avoir un contrôle vectoriel performant, il convient de ne pas utiliser la vitesse ainsi estimée pour reconstruire l'angle  $\theta_s$ . Une meilleure façon de faire est d'implanter une commande vectorielle directe qui ne repose pas sur la connaissance de la pulsation de glissement et de la vitesse pour calculer l'angle de la matrice de rotation.

On estime cet angle à partir des composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du flux, dans le cas d'une orientation du flux statorique, on a :

$$\theta_s = \text{Arctg} \left( \frac{\varphi_{\beta s}}{\varphi_{\alpha s}} \right) \quad (5.1)$$

Toute la difficulté est dans l'estimation des flux. En utilisant les courants mesurés et les tensions d'alimentation de la machine, on reconstitue les f.e.m. puis les flux :

$$\begin{aligned}\varphi_{\alpha s} &= \int (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{\beta s} &= \int (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt\end{aligned}\quad (5.2)$$

On peut aussi opter pour une orientation du flux rotorique, mais cela introduit des paramètres supplémentaires pour l'estimation :

$$\begin{aligned}\varphi_{\alpha r} &= \frac{L_r}{M} (\varphi_{\alpha s} - \sigma L_s I_{\alpha s}) \\ \varphi_{\beta r} &= \frac{L_r}{M} (\varphi_{\beta s} - \sigma L_s I_{\beta s})\end{aligned}\quad (5.3)$$

Dans ce cas, on est tributaire de plus de paramètres électromagnétiques. C'est pour cela que l'on préfère utiliser, en commande directe, un schéma d'orientation du flux statorique, plutôt que rotorique [De D 94a].

Deux problèmes subsistent encore,

- le premier est dû à la résistance statorique dont la valeur varie avec la température et la fréquence,
- le second, et non des moindres, est celui de l'intégration effectuée en boucle ouverte. En effet, surtout à basse vitesse, le moindre décalage ( offset ) sur les signaux va lui aussi être intégré. Il donne lieu à une rampe qui s'ajoute à l'allure sinusoïdale des flux et rend ce signal inutilisable pour le calcul de  $\theta_s$  qui constitue le cœur même de toute commande vectorielle.

## 2.2. Méthodes à base d'observateur

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système.

En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gain pour corriger l'erreur sur l'estimation.

Si le système à observer est déterministe alors le reconstruteur d'état est appelé observateur. Le plus connu et le plus simple est l'observateur de Luenberger. Dans le cas contraire, lorsque le système est stochastique, on parle de filtre. Nous verrons également cet estimateur dans la partie qui traite du filtre de Kalman.

Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Dans le cas de la machine asynchrone, les équations de la machine dans le repère fixé au stator sont :

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} p\Omega \\ 0 & \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} p\Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & p\Omega & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}\quad (5.4)$$

avec comme vecteur d'état  $X = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr}]^t$ , on voit bien que l'on est confronté à un système non-linéaire variable.

On peut utiliser l'observateur, tel quel, en lui fournissant la vitesse comme la sortie d'un correcteur PI dont l'erreur est basée sur la différence entre les courants estimés et ceux mesurés, à la manière d'un MRAS [ILA 94], [KAT 97].

Une autre manière de procéder est de considérer le système réellement comme non-linéaire et de prendre comme variable d'état supplémentaire la vitesse. Dans ce cas, on dispose d'un observateur de Luenberger étendu (ELO).

Par rapport au système précédent, on ajoute donc une équation. Le système devient :

$$\begin{cases} \dot{X}_n(t) = f_n(X_n(t), \Omega) + B_n V_{dqs}(t) \\ \dot{\Omega}(t) = 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

Si l'on désire également estimer un couple résistant constant, le modèle augmenté devient :

$$\begin{cases} \dot{X}_n(t) = f_n(X_n(t), \Omega) + B_n V_{dqs}(t) \\ \dot{\Omega}(t) = \frac{1}{J} \left( \frac{3}{2} \frac{M}{L_r} p(\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{rs} I_{ds}) - C_r \right) \\ \dot{C}_r(t) = 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

Notons :

$$X = \begin{bmatrix} X_n \\ X_p \end{bmatrix}, \quad f = \begin{bmatrix} f_n \\ f_p \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_n \\ [0] \end{bmatrix} \text{ et } U = [V_{dqs}] \text{ le système ainsi augmenté.} \quad (5.7)$$

L'observateur de Luenberger étendu est basé sur la forme linéarisée du système précédent, c'est à dire :

$$\dot{X}(t) = f'_{X(t-\tau)}(X(t-\tau))X(t) + BU(t) + g(X(t-\tau)) \quad (5.8)$$

où

$$g(X(t-\tau)) = f(X(t-\tau)) - f'_{X(t-\tau)}(X(t-\tau))X(t-\tau) \quad (5.9)$$

sont les termes considérés comme constants.

Alors l'ELO s'écrit :

$$\dot{\hat{X}}(t) = f'_{\hat{X}(t-\tau)}(\hat{X}(t-\tau))\hat{X}(t) + BU(t) + K(\hat{X}(t-\tau)) [Y(t) - C\hat{X}(t-\tau)] + g(\hat{X}(t-\tau)) \quad (5.10)$$

Evidemment lors d'une implantation sur processeur numérique, on discrétise l'observateur et  $\hat{X}(t-\tau)$  devient constant sur la période d'échantillonnage  $T_s$ , avec  $\tau = T_s$ .

L'ELO présenté ici est un observateur d'ordre complet puisqu'il estime tous les états du moteur. D'autres formes d'observateurs ( d'ordre réduit ) existent si l'on ne cherche à estimer que les composantes du flux par exemple, en utilisant toutes les variables d'état mesurables.

On en arrive au fonctionnement de l'observateur. A chaque itération, on procède à la linéarisation autour du point  $\hat{X}(t - T_s)$ , puis on recalcule la matrice de gain  $K$  en fonction des

pôles que l'on désire donner au système. Souvent ces pôles sont fixés pour toute la plage de fonctionnement de l'observateur afin de diminuer le temps de calcul.

Ce sont cependant ces pôles qui vont caractériser la réponse de l'estimateur. On les choisit avec une partie réelle négative plus grande en module que celles des pôles du système à observer, de manière à ce que l'observateur soit plus rapide que le système.

Néanmoins, on ne peut les choisir infiniment grandes puisque cela augmente aussi leur sensibilité au bruit [BOR 90].

De très nombreuses publications traitent du sujet, citons parmi elles : [FRA 90], [BEN 92], [OUR 92], [HOL 93], [DU 94], [ILA 94], [JAN 94], [DU 95].

Nous pouvons retenir que les observateurs sont surtout utilisés pour des systèmes déterministes, que leurs performances peuvent être ajustées avec une facilité relative par l'action sur la matrice de gain, qu'ils conviennent aux systèmes aux paramètres incertains ou lentement variables et qu'ils requièrent moins de temps de calcul que leurs homologues filtres de Kalman.

Nous avons implanté des observateurs d'ordre complet et réduit en simulation et même expérimentalement, mais le problème qui se pose concerne les signaux de tensions avec lesquels on attaque l'observateur. Sur une période de 200  $\mu$ s, nous ne disposons que d'une seule mesure de courant, qui correspond à la valeur instantanée du courant à cet instant ( Annexe 3 ). Or les tensions que l'on envoie à l'observateur sont celles issues des régulateurs de courant. Elles correspondent au mieux ( à une période près ) aux valeurs moyennes des tensions appliquées à la machine sur deux périodes de MLI. Les résultats qui en découlent sont relativement corrects en ce qui concerne les flux, mais pour une estimation de la vitesse à l'aide de ces grandeurs reconstituées et pour son utilisation dans le contrôle vectoriel ( bouclage interne en commande sans capteur de vitesse ), les résultats ne donnent pas satisfaction.

### 2.3. Commande directe du couple ( DTC )

La commande directe de couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs.

Suivant un découpage angulaire en six zones, on détermine la position de ce vecteur dans le repère (  $\alpha_s$ ,  $\beta_s$  ) fixé au stator.

On maintient le vecteur flux proche de sa valeur de référence ( cercle en pointillé sur la figure 5.1 ).

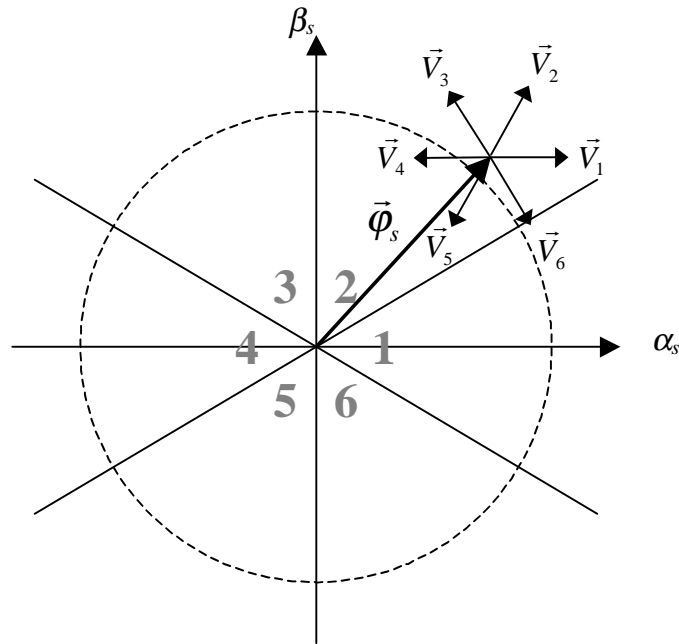


Figure 5.1 Principe du DTC

Si l'on désigne par  $\Delta\varphi_s$  l'augmentation du flux et par  $\Delta\Gamma_e$  celle du couple électromagnétique, on peut résumer comme suit l'action du vecteur spatial de tension appliqué dès lors que l'on se trouve dans la zone  $i$  :

$\Delta\Gamma_e > 0$	$\Delta\varphi_s > 0$	$\vec{V}_{i+1}$
$\Delta\Gamma_e > 0$	$\Delta\varphi_s < 0$	$\vec{V}_{i+2}$
$\Delta\Gamma_e < 0$	$\Delta\varphi_s > 0$	$\vec{V}_{i-1}$
$\Delta\Gamma_e < 0$	$\Delta\varphi_s < 0$	$\vec{V}_{i-2}$

Tableau 5.1 Table des vecteurs de tension

Dans la zone 2, par exemple, si le flux statorique est supérieur à sa référence et si l'on désire augmenter le couple, il convient d'appliquer le vecteur  $\vec{V}_4$ . On obtient ainsi  $\Delta\varphi_s < 0$  et  $\Delta\Gamma_e > 0$  ( figure 5.1 ).

La commande directe du couple a été introduite en 1985 par Depenbrock et Takahashi [TAK 85]. Elle a connu des développements à la fin des années 80, notamment par ABB [JAN 89]. Egalement appelée Direct Self-Control, elle est surtout utilisée en traction de forte puissance.

De nombreuses variantes et améliorations peuvent être introduites comme l'utilisation des vecteurs nuls de tension  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$ <sup>15</sup>. Pendant cette phase, le vecteur  $\vec{\varphi}_s$  ne tourne plus, ce qui entraîne une décroissance du couple électromagnétique. Cela permet cependant de diminuer la

<sup>15</sup>  $\vec{V}_0$  correspond aux trois phases de la machine reliées en même temps à la borne positive de l'onduleur tandis que pour  $\vec{V}_7$ , ces phases sont reliées à la borne négative.

fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et d'obtenir un contrôle moins violent [CHA 96].

Cette fréquence est également fonction de la largeur de la bande d'hystérésis, donc de la marge de variation d'amplitude que l'on tolère pour le flux statorique.

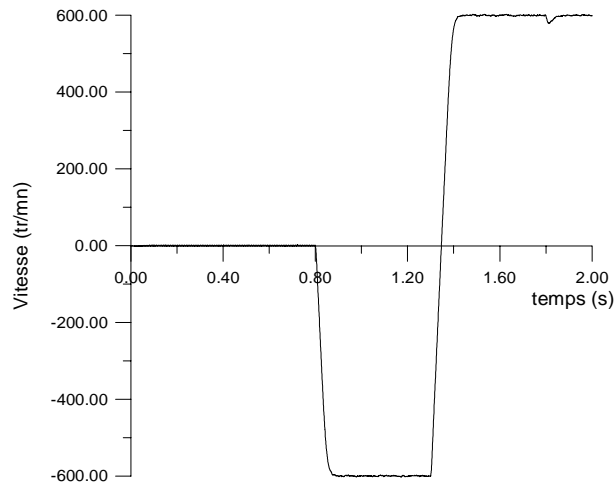


Figure 5.2 Evolution de la vitesse ( DTC )

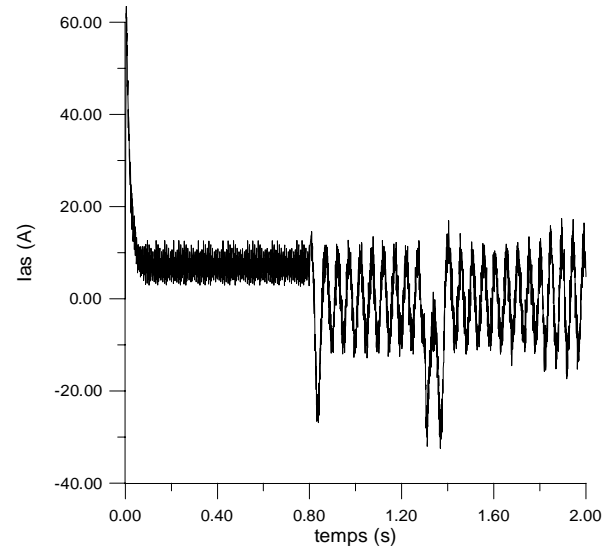


Figure 5.3 Evolution du courant  $I_{as}$  ( DTC )

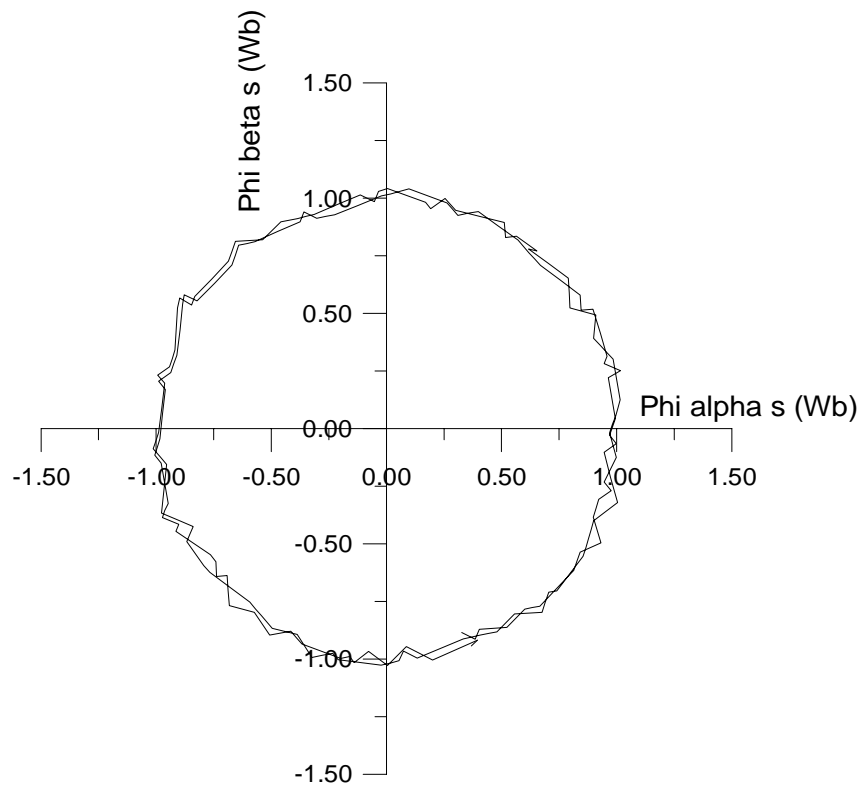


Figure 5.4 Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique dans le repère  $(\alpha_s, \beta_s)$  lié au stator



Les figures 5.2 à 5.4 représentent une simulation effectuée sur la machine 1 à l'aide du logiciel MASVECT en mode de commande DTC. Nous imposons après établissement du flux une vitesse de référence de -600 tr/mn puis de 600 tr/mn, enfin à  $t=1,8$  s une charge de 20 Nm est appliquée.

Notons tout d'abord, que contrairement à la commande vectorielle, il n'y a ni régulation, ni limitation de courant dans une commande DTC. Si on ne prend pas des dispositions particulières, comme une augmentation progressive de la référence de flux, il y a un très fort appel en courant lors de l'établissement du flux ( figure 5.3,  $t < 0,1$  s ).

De même pour les transitoires en couple qui peuvent être très rapides et qui sont masqués par l'appel de courant instantané qui en résulte.

Il faut également considérer les problèmes posés par de mauvaises conditions initiales au démarrage du contrôle alors que la machine est déjà fluxée. Ceci provoque une trajectoire circulaire mais non centrée sur le zéro du flux de la machine [ZOL 96]. Ce problème n'existe pas en commande vectorielle ou même la reprise à la volée se fait sans difficulté.

La figure 5.4 représente la position de  $\bar{\varphi}_s$  pendant deux périodes en régime quasi-stationnaire. On voit bien que sa valeur est assujettie autour de la valeur de référence.

L'un des avantages du DTC est la facilité du passage en mode pleine onde lorsque la machine doit tourner à haute vitesse et que la tension est en limite des capacités de l'onduleur. A ce moment, le cercle devient un hexagone et les courants sont plus riches en harmoniques. Le nombre de commutations des interrupteurs est alors minimum pour une période statorique donnée. Le défluxage peut aussi s'opérer avec un schéma de contrôle très simple. C'est pour cela que le DTC convient tout particulièrement pour la traction ferroviaire.

Des solutions ont été proposées afin de garder les avantages du DTC tout en y intégrant des améliorations qui relèvent de la commande vectorielle, notamment à l'arrêt et à basse vitesse [KAZ 95].

Cependant, le même problème se pose à nouveau, à savoir une difficulté à obtenir des signaux corrects de flux dans le repère statorique pour connaître son module et savoir dans quel secteur de commutation l'on se trouve et quels sont les interrupteurs à commuter.

#### 2.4. Système adaptatif utilisant un modèle de référence ( MRAS )

Le MRAS ( Système Adaptatif à Modèle de Référence ) est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer ( la vitesse dans notre cas ), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. La première étude du MRAS pour la machine asynchrone est due à Schauder [SCH 89].

La figure 5.5 présente le schéma synoptique du MRAS.

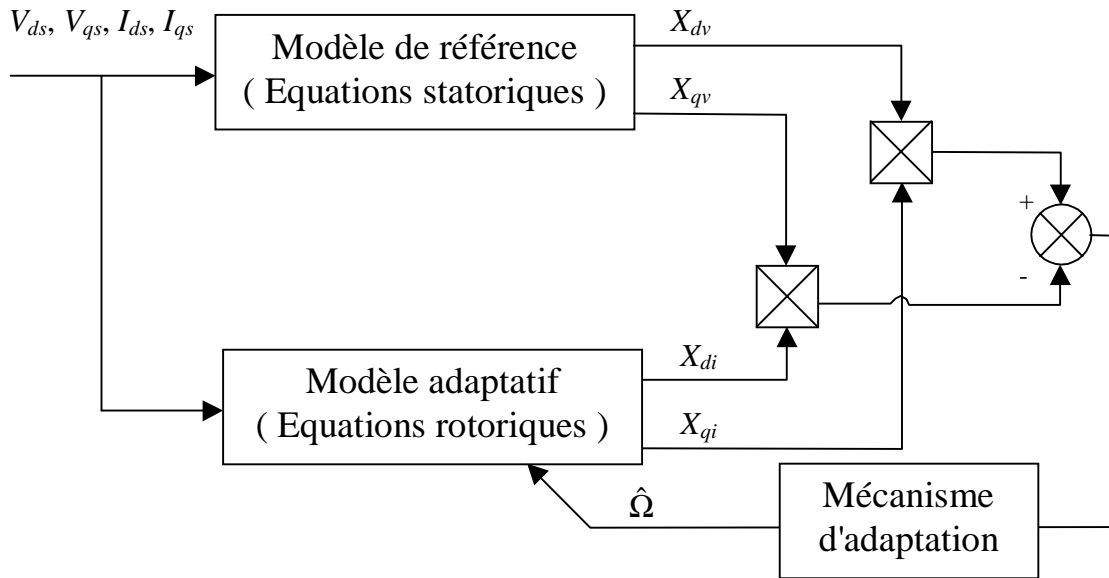


Figure 5.5 Principe du MRAS

Le MRAS le plus courant se base sur les modèles tension et courant de la machine asynchrone écrits dans le repère statorique.

Le modèle de référence ( tension ) est représenté par :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{\alpha r v}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left( V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s} - \sigma L_s \frac{dI_{\alpha s}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{\beta r v}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left( V_{\beta s} - R_s I_{\beta s} - \sigma L_s \frac{dI_{\beta s}}{dt} \right) \end{cases} \quad (5.11)$$

Le modèle adaptatif ( courant ) est lui décrit par :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{\alpha r i}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{\alpha r i} - p \hat{\Omega} \varphi_{\beta r i} + \frac{M}{\tau_r} I_{\alpha s} \\ \frac{d\varphi_{\beta r i}}{dt} = p \hat{\Omega} \varphi_{\alpha r i} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{\beta r i} + \frac{M}{\tau_r} I_{\beta s} \end{cases} \quad (5.12)$$

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé :

$$e = \varphi_{\alpha r i} \varphi_{\beta r v} - \varphi_{\alpha r v} \varphi_{\beta r i} \quad (5.13)$$

A l'examen de ces équations, il apparaît évident, que l'on va se trouver confronté aux problèmes d'intégration en boucle ouverte. De nombreux auteurs, parmi eux [HOL 93] et [ILA 94] proposent d'utiliser des filtres passe-bas à la place des intégrateurs purs. La fréquence de coupure est à choisir avec soin, elle fixe le seuil de vitesse ou plutôt de pulsation statorique en dessous duquel la commande ne peut plus fonctionner correctement. Certes, si une inversion de vitesse s'opère rapidement, le système peut continuer à fonctionner. Néanmoins, si l'on reste trop longtemps à très basse vitesse, voir à l'arrêt, le contrôle est perdu.

Afin de palier ses problèmes, des solutions de MRAS plus robustes ont été proposées, parmi elles, citons celles proposées par Peng et Fukao [PEN 94]. Les auteurs évitent l'intégration et utilisent les composantes  $E_{\alpha_s}$  et  $E_{\beta_s}$  de f.c.e.m. de la machine. Leur produit croisé entre le modèle tension et le modèle courant, définit le critère d'erreur. Ils furent également parmi les premiers à proposer d'utiliser un MRAS basé sur l'observation de l'énergie réactive instantanée plutôt que sur le flux rotorique. Cette méthode se distingue également par l'absence de la résistance statorique dans sa formulation, la rendant plus robuste aux variations de ce paramètre par rapport à ses prédécesseurs.

Un rapprochement peut se faire par rapport à un observateur ( non étendu ) dans la manière dont se fait le bouclage sur le modèle adaptatif. Toutefois, dans le cas de l'observateur, le modèle de référence est le système physique lui-même. Nous y retrouvons donc les problèmes rencontrés dans le cas des observateurs.

En définitive, se pose toujours le même problème à basse vitesse, d'où l'utilisation dans certaines applications de filtres passe-bas au lieu d'intégrateurs purs. Il faut également ajouter la question de convergence ( stabilité et rapidité ) de l'estimation et de la dépendance vis à vis des paramètres de la machine surtout en ce qui concerne le modèle de référence.

## 2.5. Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur stochastique. Il permet de trouver la matrice de gain optimale au sens de la minimisation des bruits sur les mesures et de l'incertitude sur les états du système [BEN 91]. Les sources de bruit sont supposées générer des bruits blancs, Gaussiens et non corrélés. Il existe également de la même manière que l'ELO, le filtre de Kalman étendu ( EKF ) pour les systèmes non linéaires.

Puisque la matrice de gain est prédéterminée par l'algorithme du filtre, les réglages s'opèrent alors uniquement sur les matrices de covariance  $R$  et  $Q$  du filtre. Cependant, ces ajustements peuvent conduire à un écart par rapport au réglage optimum surtout dans le cas du filtre étendu [DU 94].

Souvent, le filtre de Kalman étendu introduit un biais dans l'estimation, alors que l'ELO n'introduit pas d'erreur statique. Ce biais peut être compensé par l'estimation de la résistance rotorique [MAN 94].

Enfin, le calcul nécessaire au filtre de Kalman est lourd et nécessite, entre autres, une inversion de matrice, ce qui conduit à des temps de calcul qui peuvent être prohibitifs.

Les figures 5.6 à 5.10 représentent une simulation effectuée avec une version de MASVECT qui incorpore un filtre de Kalman étendu d'ordre 5. Les signaux issus du filtre ne sont pas utilisés pour la réalisation de la commande vectorielle qui reste celle introduite dans le chapitre II. La période d'échantillonnage du filtre a été fixée à 500  $\mu$ s ce qui correspond à l'ordre de grandeur d'exécution de l'algorithme sur les processeurs de signaux [MAN 94], [WES 97]. Le contrôle reprend les caractéristiques évoqués en Annexe 3.

Tout d'abord, on laisse le flux s'établir, puis à  $t=0,8$  s, on applique une consigne de vitesse de référence de -400 tr/mn, à  $t=1,3$  s, une consigne de 400 tr/mn, enfin la machine est chargée à 20 Nm à  $t=1,8$  s.

En ce qui concerne la vitesse, on observe sur la figure 5.6 une dynamique de réponse assez faible et la présence d'une erreur statique.

Quant aux courants  $I_{\alpha s}$  et  $I_{\beta s}$  ( figures 5.7 et 5.8 ), ainsi que les flux rotoriques  $\varphi_{\alpha r}$  et  $\varphi_{\beta r}$  ( figures 5.9 et 5.10 ), le filtre de Kalman étendu les reconstitue avec une bonne précision sauf quand la vitesse est proche de zéro. La précision est meilleure sur ces grandeurs car il y a nettement moins d'incertitude sur leur état que sur celui de la vitesse, puisque c'est un filtre d'ordre 5. La vitesse est alors considérée comme un paramètre qui change lentement par rapport aux grandeurs électromagnétiques.

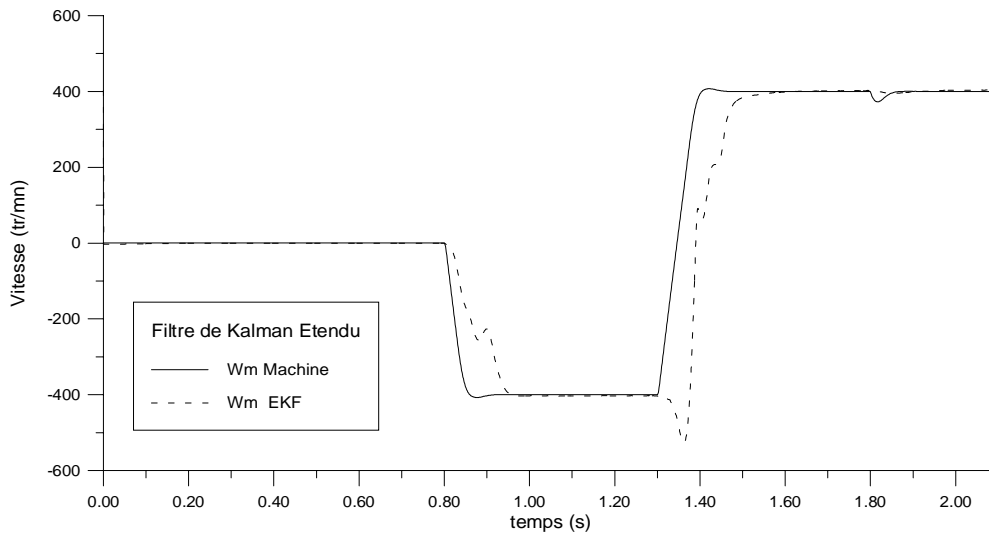


Figure 5.6 Evolution de la vitesse

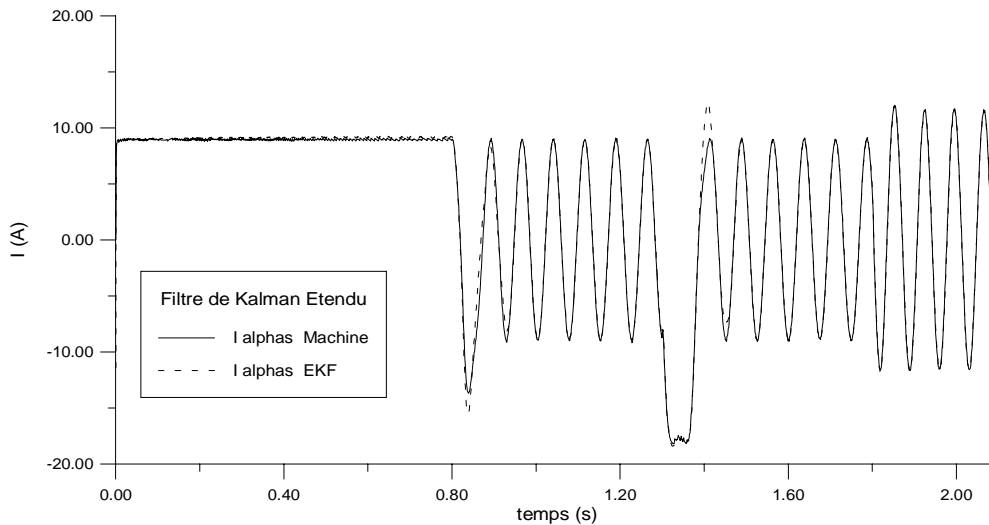


Figure 5.7 Evolution du courant statorique ( composante alpha )

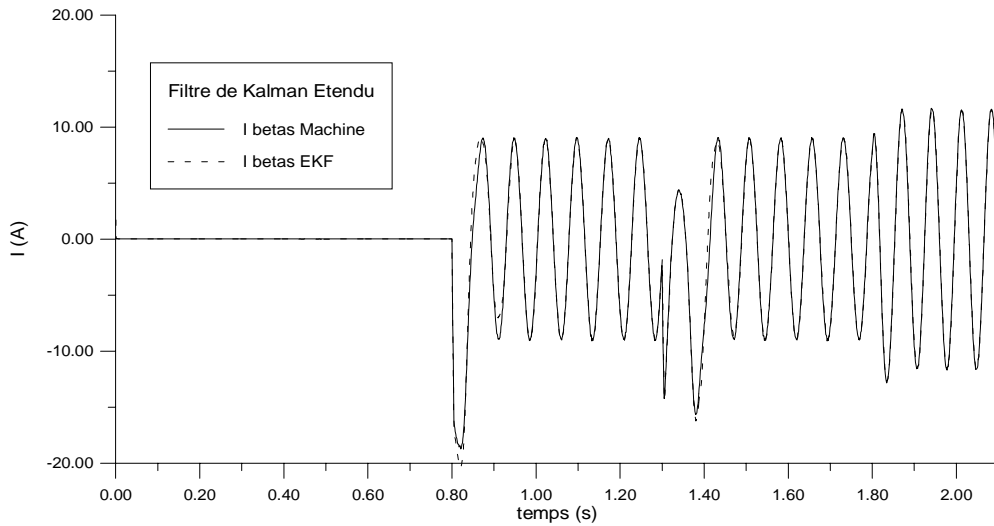


Figure 5.8 Evolution du courant statorique ( composante beta )

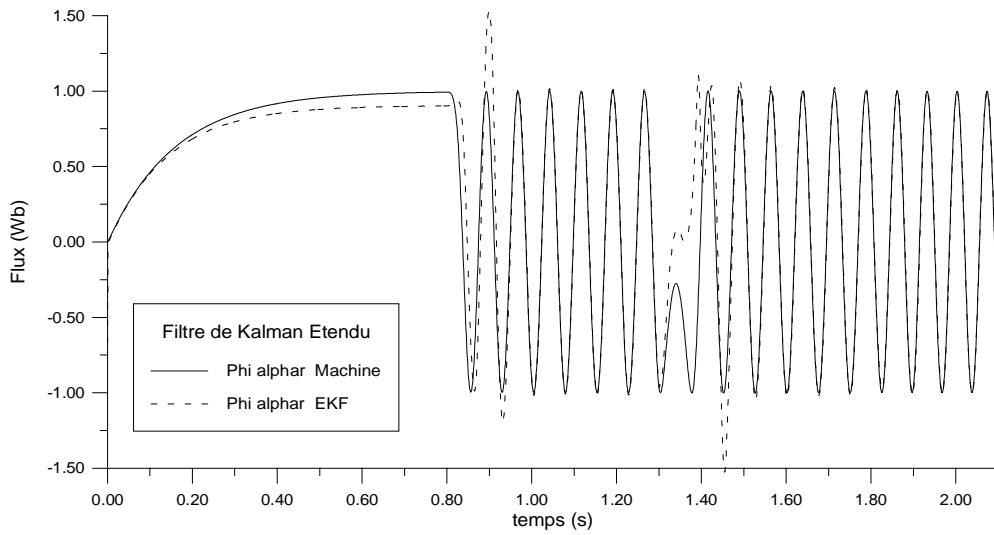


Figure 5.9 Evolution du flux rotorique ( composante alpha )

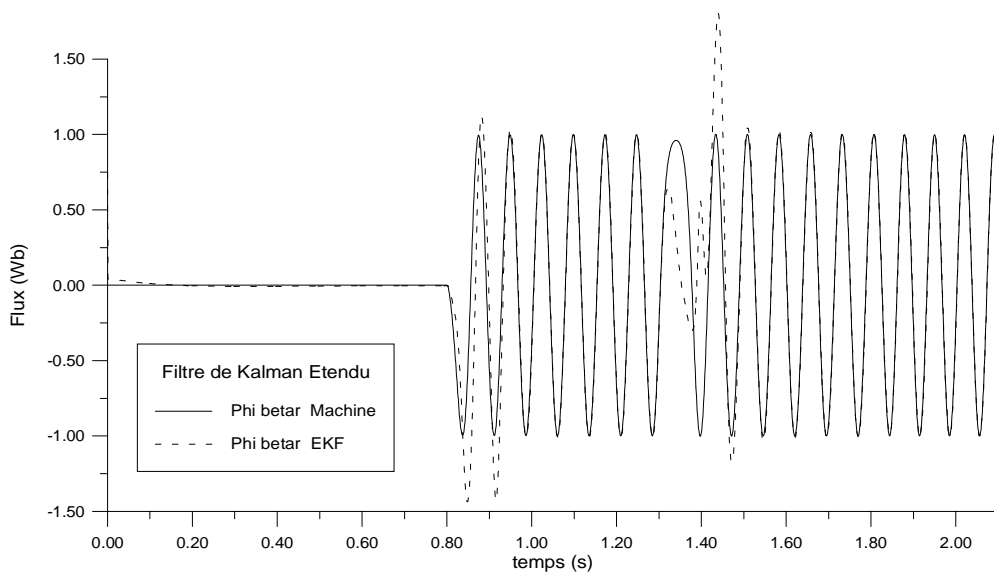


Figure 5.10 Evolution du flux rotorique ( composante beta )

La figure 5.11 montre l'évolution de la vitesse dans le cas d'un filtre de Kalman étendu d'ordre 6 qui estime aussi le couple résistant ( statique ) ( équations 5.6 ). Le système est beaucoup plus stable que le précédent et a une meilleure dynamique à vide. Cependant, il est difficile de le régler surtout en ce qui concerne le bruit sur l'état du couple. Une petite valeur de l'incertitude sur l'état va permettre d'avoir une très bonne réponse de la vitesse à vide ( cas présenté dans cette simulation, figure 5.11 ) alors qu'une grande valeur permet d'avoir une réponse dynamique mais bruitée sur le couple résistant et donc sur la vitesse.

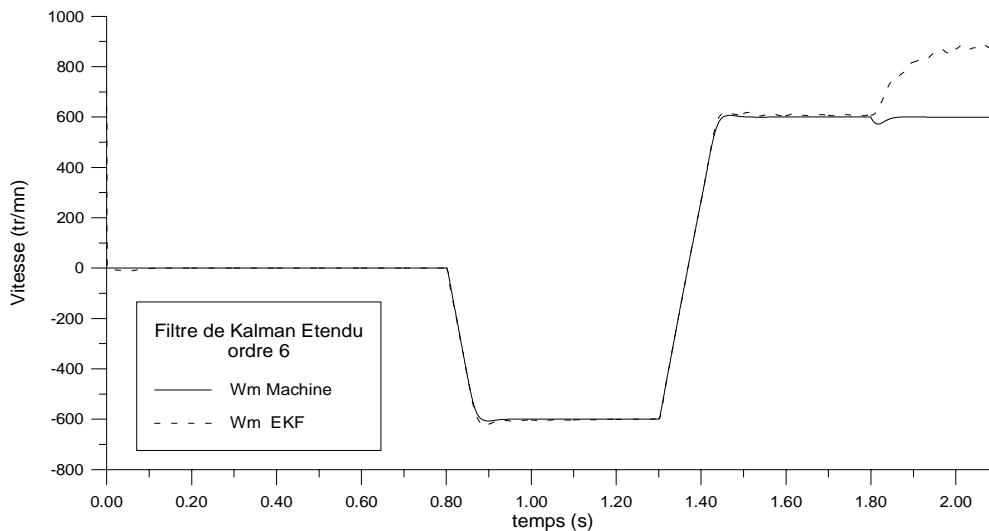


Figure 5.11 Evolution de la vitesse, cas d'un EKF d'ordre 6

Westerholt et al. recommandent d'estimer le couple statique auquel on ne peut, bien sûr, associer aucune équation physique donnant ses variations. La convergence des estimations est accélérée en utilisant un EKF d'ordre 6 qui introduit le couple de charge comme variable d'état. Les auteurs expriment également l'importance de la discrétisation et de la linéarisation au second ordre [WES 92], [MAN 94].

Le grand problème des filtres de Kalman étendus, est de régler les matrices  $R$  et  $Q$ . Elles correspondent à la confiance accordée aux mesures et aux équations d'état. Le temps de calcul requis pour exécuter l'algorithme est également un frein à l'implantation de cet estimateur sur des micro-contrôleurs ou des processeurs peu puissants.

## 2.6. Autres méthodes

Dans ce paragraphe, nous regroupons les méthodes d'estimation de la vitesse et/ou de la position de la machine asynchrone qui reposent sur les caractéristiques géométriques et physiques de construction de la machine.

La première méthode que nous présentons est celle des harmoniques d'espace dues aux encoches rotoriques [RAJ 96], [ZIN 90]. La fréquence de glissement est déterminée grâce aux harmoniques d'encoche qu'on retrouve dans les tensions de phase statoriques. On élimine le fondamental par la sommation des trois tensions de phase, puis l'on se débarrasse de l'harmonique 3. La méthode n'est cependant pas exploitable sur toutes les machines et ne fonctionne correctement que pour des vitesses supérieures à une vitesse de l'ordre de

300 tr/mn si l'on n'utilise que l'amplitude du signal. D'autres variantes prennent en compte la détection de la fréquence des harmoniques d'encoche.

Jansen et Lorenz [JAN 95] ont mis au point une méthode d'estimation de la position et de la vitesse de la machine asynchrone basée sur la variation sinusoïdale de l'inductance de fuite tout autour de la circonférence du rotor. Ces auteurs mettent en avant l'existence d'harmoniques dus à la saturation des encoches. Le processus d'extraction de l'information passe par l'injection d'un signal de 555 Hz [JAN 96] superposé aux signaux de commande classiques de l'onduleur. Le courant est ensuite filtré et débarrassé de son fondamental et de la composante directe de la porteuse. Un observateur est alors utilisé pour extraire l'information spatiale contenue dans la composante inverse de la porteuse. Il est alors possible, à l'aide de ce schéma hétérogène en boucle fermée, d'obtenir la vitesse puis la position du rotor de toute machine présentant une saillance qui dépend de la position rotorique.

Cette méthode fonctionne correctement pour les régimes saturés. Il n'est donc pas possible de l'utiliser au-dessus de la vitesse de base, en mode de défluxage. Néanmoins, pour cette plage de vitesse, l'estimation du flux par les f.e.m. est efficace. On peut alors penser à un schéma hybride avec une logique de basculement. La méthode a toutefois montré certaines complications et limitations sur des machines à encoches fermées [JAN 96]. Elle ne doit donc être utilisée que pour les machines à encoches ouvertes ou semi-fermées.

Cilia et al. [CIL 97a],[CIL 97b] ont par ailleurs utilisé cette méthode avec une porteuse de 283,5 Hz sur des rotors à double cage. La cage extérieure a été modifiée de manière à obtenir une inductance qui varie sinusoïdalement avec la position du rotor sur un pas polaire. Les auteurs ont également étudié les ondulations de couple qui en résulte dans un schéma de contrôle vectoriel classique. D'autres auteurs ont exploité l'excentricité dynamique existante de fait dans une machine. Cependant, l'utilisation d'asymétries prévues par construction conduit à de meilleurs résultats en ce qui concerne les vibrations.

L'avantage fondamental par rapport aux méthodes basées sur des observateurs est qu'avec des observateurs, quand la pulsation statorique est nulle, le système n'est plus observable et il n'est pas possible de reconstituer la vitesse de la machine [HOL 93].

Alors qu'ici, l'injection d'une porteuse différente du fondamental va permettre de suivre la position et la vitesse de la machine même à fréquence statorique fondamentale nulle puisque l'estimation ne dépend plus de cette fréquence.

### **3. Méthode proposée**

Nous venons de passer en revue de nombreuses méthodes de commande visant à se libérer du capteur mécanique. Ces méthodes, n'ont cependant pas cessé de croître en complexité. A travers l'étude, les simulations, les essais et la mise au point de certaines de ces commandes, il nous est apparu clairement que le problème crucial réside dans l'intégration des termes de tension statorique.

Tout d'abord, avant de procéder à une commande en vitesse, il faut déjà obtenir une commande en couple performante. Si l'on désire avoir une commande vectorielle en régulation de couple qui se passe de la mesure de vitesse, il est clair que c'est vers une commande directe plutôt qu'indirecte que l'on va se tourner.

Vient alors le choix du flux à orienter <sup>16</sup>. Dans le cas d'une commande indirecte on préfère une commande vectorielle par orientation du flux rotorique à cause du haut degré de découplage entre les deux axes qu'elle procure quand les paramètres dans la formule de calcul du glissement sont corrects.

Pour une commande directe, la solution d'orienter le flux statorique paraît plus intéressante. L'estimation du flux statorique est plus robuste car elle introduit moins de paramètres de la machine. Elle est plus efficace, en terme de gestion de tension statorique, fort appréciable en régime de défluxage [XU 91], [De D 94a].

La stabilité n'est pas en reste. Xu et al. [XU 88] ainsi que Profumo et al. [PRO 91] ont montré que, dans le cas du DRFO ( commande Directe par Orientation du Flux Rotorique ), en régime permanent, le couple de décrochage varie avec l'erreur sur la connaissance de l'inductance de fuite et de l'inductance rotorique. Alors que dans le cas d'une commande directe par orientation du flux statorique ( DSFO ), ce couple de décrochage n'est pas fonction de l'erreur de ces estimations. Il est alors plus facile de fixer la limite sur la référence du couple afin d'assurer la stabilité.

Du point de vue dynamique, la commande DRFO fait intervenir le terme de l'inductance de fuite dans l'estimation du flux rotorique. Cette estimation se retrouve dans la boucle de retour du système. Or les performances d'un système fonctionnant en boucle fermée dépendent essentiellement de la qualité du signal de retour. Le DSFO utilise, lui, comme signal de retour le flux statorique dont l'estimation est plus précise que ne l'est celle du flux rotorique.

En conclusion, il apparaît naturel de choisir le flux statorique dans le cas d'une commande vectorielle directe.

La machine sur laquelle nous avons travaillé ( Annexe 1 ) dispose d'enroulements supplémentaires disposés en quadrature au stator [KHE 95]. Le but de ces enroulements est de se passer de la connaissance de la résistance statorique et d'accéder directement aux f.e.m. de la machine à des fins de commande. D'autres études ont déjà eu lieu utilisant des prises de mesure sur les bobines statoriques ( tapped stator windings ) [LIP 86], [ZIN 90], [De D 94b]. La f.e.m. d'une phase étant alors estimée à partir de la différence de tension entre deux bobines d'une même phase. [LIP 86] utilise ces bobines afin de pouvoir estimer les flux et le couple électromagnétique de la machine. [ZIN 90] estime le flux d'entrefer puis l'utilise afin de reconstituer le flux rotorique pour une commande vectorielle directe. [De D 94b] utilise cette technique de mesure afin d'implanter une commande hybride indirecte et directe ( mais avec capteur mécanique ) de son contrôleur vectoriel "universel" [De D 94a].

Ces auteurs s'accordent sur le fait que le flux issu de l'intégration des f.e.m. recueillies de cette manière correspond en fait au flux d'entrefer de la machine à quelques fuites près [ZIN 90]. Il est difficile de dire si c'est le flux d'entrefer ou le flux statorique qui est récolté.

Dans le cas des bobines supplémentaires de notre machine, il s'agit du flux statorique puisque les capteurs ne sont pas situés au milieu de l'entrefer mais à l'intérieur des encoches statoriques, près de l'entrefer. Il n'y donc pas l'inductance de fuite dans sa totalité qui intervient.

Nous en venons au problème d'intégration. Peu d'auteurs traitent directement de ce problème extrêmement important. [XU 91] procède au calibrage des convertisseurs A/N à chaque fois que le système est mis en route. Ces convertisseurs sont tout d'abord lus des centaines de fois alors que le système n'est pas encore activé. La valeur moyenne ainsi obtenue est utilisée comme offset et elle est retranchée de la mesure pendant la marche normale. Il adjoint à cette correction une fréquence d'échantillonnage importante de 64,1 kHz. La moyenne de 16

---

<sup>16</sup> En vérité, c'est le système d'axes  $d$ - $q$  tournant au synchronisme que l'on oriente de manière à faire porter entièrement le flux choisi sur l'axe  $d$ .



mesures consécutives est utilisée dans les calculs. Cela permet d'avoir un pas d'intégration effectif de 15,6  $\mu\text{s}$  alors que l'intégration n'est effectuée que toutes les 250  $\mu\text{s}$ .

[CHA 96] procède, quant à lui, par intégration de ces deux signaux indépendamment puis les retranche.

Les problèmes d'offset et de quantification constituent le maillon faible de cette intégration en boucle ouverte. Au bout d'un certain temps de fonctionnement du contrôle, le terme continu intégré peut devenir très grand jusqu'à arriver à la limite de représentation numérique du calculateur utilisé. Généralement, le système se ré-initialise de lui-même générant néanmoins un à-coup de couple.

Il arrive également, si les valeurs d'offset sont mal identifiées ou si elles ont changé au cours du fonctionnement, que les signaux des flux aient une allure sinusoïdale mais avec une valeur moyenne qui dérive dans le temps.

D'autres auteurs utilisent des filtres passe-bas, simples ( [HOL 93], [VRA 98] , [HUR 98] ) ou multiples, ( en cascade [BOS 95] ), avec une fréquence de coupure très faible au lieu d'intégrateurs purs afin de diminuer la sensibilité aux faibles vitesses.

La méthode que nous proposons part des constatations de [DOD 98] sur la possibilité d'intervenir sur les signaux des flux en temps réel. Les composantes  $\varphi_{\alpha s}$  et  $\varphi_{\beta s}$  du flux statorique étant déphasées de  $90^\circ$ . Il s'avère que pour éliminer l'offset d'un des deux signaux, il suffirait de lui ôter la valeur qu'a ce signal quand son homologue passe par un extremum.

Nous avons donc développé un algorithme qui permet de suivre les deux signaux  $\varphi_{\alpha s}$  et  $\varphi_{\beta s}$  sur une fenêtre glissante à cinq valeurs afin d'y repérer le minimum ou le maximum. La correction s'opère sur l'autre signal et vice versa. Ainsi, tous les quarts de période, une correction s'opère, diminuant fortement la dérive des signaux.

La figure 5.12 montre le processus de correction opérant sur les signaux expérimentaux des flux.

De plus, après calcul de l'angle de la transformation de Park et de la pulsation statorique, l'offset à éliminer en amont sur les signaux des f.e.m. est estimé et ajusté de manière plus lente que ne l'est celui des flux. Ceci permet de diminuer les corrections brutales sur les signaux des flux et ainsi de moins perturber l'angle  $\theta_s$ . Après convergence des offsets vers leurs valeurs nominales, les flux  $\varphi_{\alpha s}$  et  $\varphi_{\beta s}$  ont la forme représentée par la figure 5.13. Ces offsets sont limités afin d'éviter des corrections inefficaces dans le cas où le système se retrouve bloqué. Par ailleurs, nous suspendons les corrections pour les échantillonnages suivant l'ajustement de manière à ne pas avoir d'oscillations indésirables.

Des publications récentes s'intéressent à l'utilisation de méthodes simples d'estimation et aux problèmes d'intégration des tensions statoriques [VRA 98], [HUR 98], [DOD 98], [BAG 98], [TZO 96].

[KAT 97] utilise un observateur adaptatif dont la vitesse est la sortie d'un correcteur PI. Dans [VRA 98] et [HUR 98], les auteurs utilisent une commande RDFO basée sur une estimation du flux statorique. Leur méthode de détection est basée sur le suivi du passage par zéro des signaux flux. La correction s'opère sur l'extremum du flux en lui ôtant sa valeur moyenne pic-à-pic. Par rapport à celle que nous proposons, cette méthode est sujette à une erreur sur la détection du "vrai" passage par zéro dans le cas où le flux comporterait un offset.

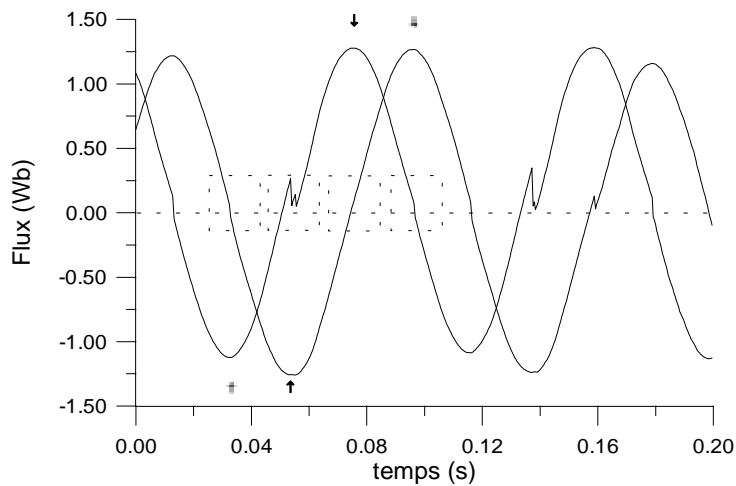


Figure 5.12 Signaux expérimentaux des flux  $\varphi_{\alpha_s}$  et  $\varphi_{\beta_s}$  quand les offsets ne sont pas ajustés

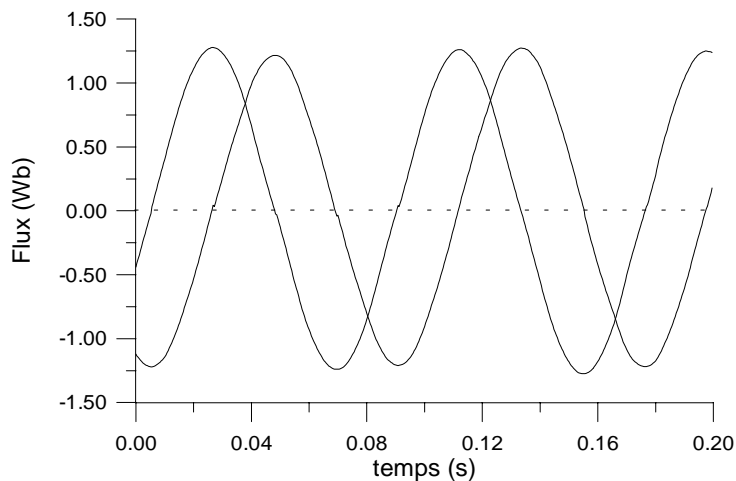


Figure 5.13 Signaux expérimentaux des flux  $\varphi_{\alpha_s}$  et  $\varphi_{\beta_s}$  après que les offsets auto-ajustables aient atteint leurs valeurs nominales

Les figures 5.14 à 5.16 permettent la comparaison entre les f.e.m. reconstituées par rapport à celles issues de la mesure à l'aide des enroulements supplémentaires [BAG 98]. La reconstitution utilise en guise de tension, les termes  $V_{\alpha_s}^*$  et  $V_{\beta_s}^*$  issus, après transformation, des régulateurs de courant. Il faut noter que  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  sont constants sur deux périodes MLI. On remarque que les f.e.m. reconstituées sont plus déformées à basse vitesse et qu'il existe un déphasage avec les signaux mesurés. Il dépend principalement de la valeur de la résistance statorique utilisée.

Ainsi, le schéma de contrôle présenté ici est meilleur car il ne dépend pas de ce paramètre.

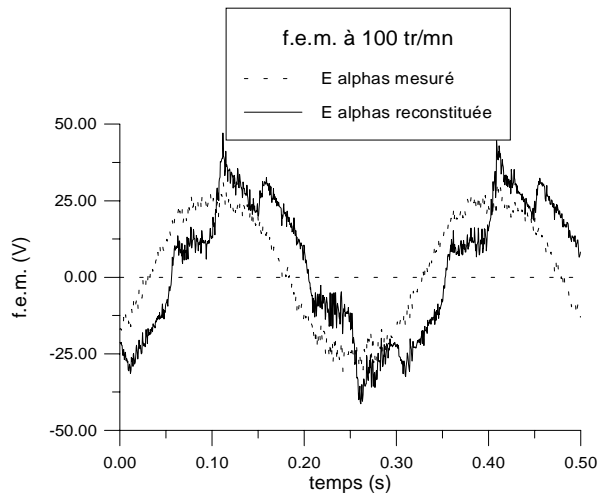


Figure 5.14 f.e.m. à 100 tr/mn

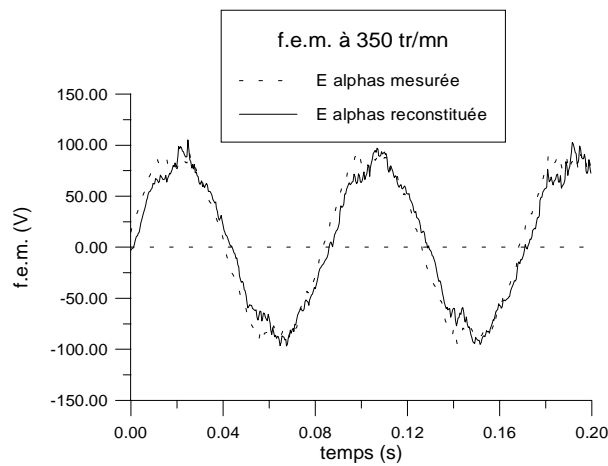


Figure 5.15 f.e.m. à 350 tr/mn

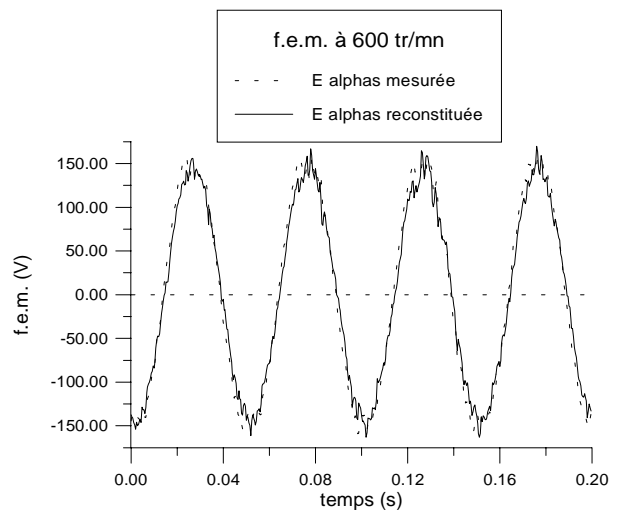


Figure 5.16 f.e.m. à 600 tr/mn

La méthode de compensation dynamique ainsi développée permet d'obtenir une commande vectorielle DSFO en couple aussi performante que la commande IRFO. En effet, la qualité de reconstitution de l'angle  $\theta_s$  est remarquable jusqu'à des vitesses de 30 tr/mn, la vitesse nominale de la machine étant de 1420 tr/mn.

A des fins de comparaison, nous présentons les courbes expérimentales correspondant à une inversion de vitesse en DSFO ( figures 5.17 à 5.20 ) et en IRFO ( figures 5.21 à 5.24 ). La vitesse est mesurée et utilisée pour la régulation de vitesse dans les deux cas. Cependant, en DSFO, la commande vectorielle en couple est bien sans capteur mécanique, alors que dans le cas du IRFO, l'angle de Park est calculé à partir des signaux issus de l'encodeur incrémental.

Bien qu'il n'y ait pas de régulateur de flux ( le flux étant imposé par le courant  $I_{ds\ ref}$  qui est constant dans cette plage de vitesse ), on observe des flux d'amplitude constante ( figures 5.20 et 5.24 ).

Notons également que les courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  sont bien régulés autour de leurs consignes et que  $I_{ds}$  n'est pas perturbé par les changements importants de  $I_{qs}$ , ce qui prouve l'efficacité du découplage introduit par le contrôle vectoriel.

A travers la figure 5.18, lorsque  $I_{qs\ ref}$  est en buté à 16,5 A, le courant  $I_{qs}$  n'atteint pas cette limite. En effet, à cet instant, la vitesse change très rapidement et les régulateurs de courant PI, qui sont élaborés pour un système totalement découplé ( équation 5.14 ), ne sont pas assez rapides pour compenser les termes de couplage qui existent entre les axes  $d$  et  $q$ .

$$I_{qs} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + p\sigma\tau_s} V_{qs}^* \quad (5.14)$$

En ce qui concerne le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, il est simple de calculer les termes de découplage à injecter dans les boucles de régulation [BAG 96a]. Alors que pour le contrôle DSFO, ces formules sont plus complexes et requièrent trop de temps de calcul du DSP par rapport au gain de performances qu'elles apportent. Comme on le remarque sur la figure 5.22, on calcule ces termes pour le contrôle IRFO. Il en résulte un courant  $I_{qs}$  qui suit particulièrement bien sa référence. La différence n'est cependant perceptible que sur les larges changements de vitesse.

Ces termes ne sont pas à confondre avec le courant de compensation ( également appelé de découplage ) qu'il faut ajouter au courant  $I_{ds\ ref}$  dans le cas du DSFO [De D 94a], [BOS 95], [BAG 98],

$$I_{dqs} = \frac{\sigma\tau_r\omega_r I_{qs}}{1 + p\sigma\tau_r} \quad (5.15)$$

qui compense en partie la chute de flux statorique en charge.

Le régulateur de vitesse utilisé ici est un peu plus lent que ceux présentés dans les chapitres précédents afin d'éviter des oscillations néfastes et des phénomènes de pompage sur le courant  $I_{qs}$ , particulièrement à basse vitesse. En effet, on remarque que le courant  $I_{qs}$  du DSFO est légèrement plus perturbé ( figure 5.18 ) que ne l'est celui du IRFO ( figure 5.22 ). Ceci est dû à la transformation de Park inverse appliquées aux courants mesurés. En effet, elle fait intervenir l'angle  $\theta_s$  qui est affecté par les corrections d'offset. Ces corrections sont interprétées par les régulateurs de courant comme des variations de courant.

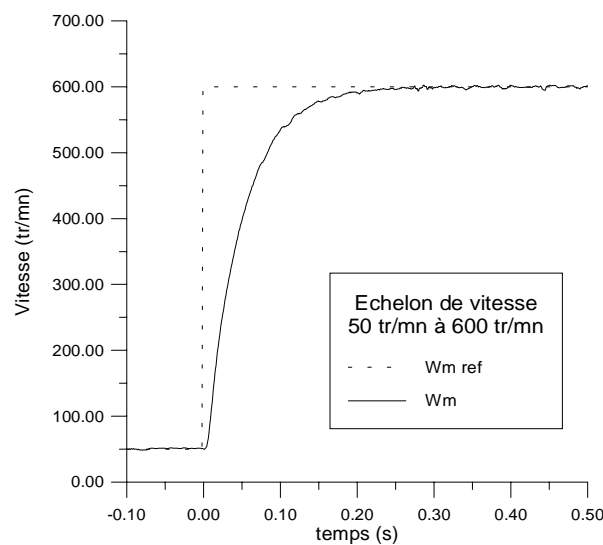


Figure 5.17 Vitesse de la machine, DSFO

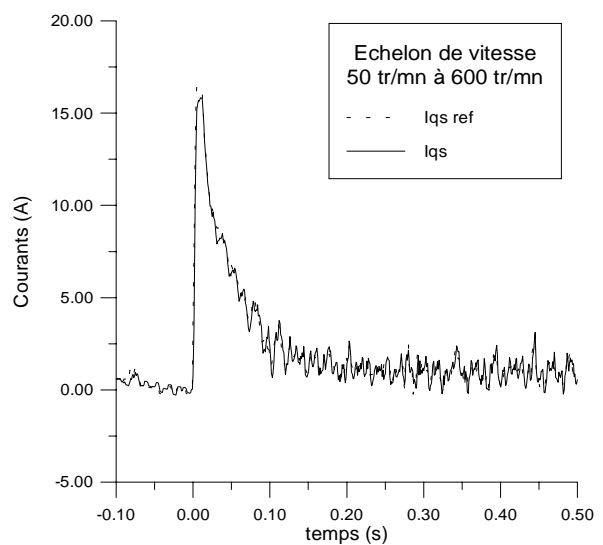


Figure 5.18 Courants  $I_{qs\ ref}$  et  $I_{qs}$ , DSFO

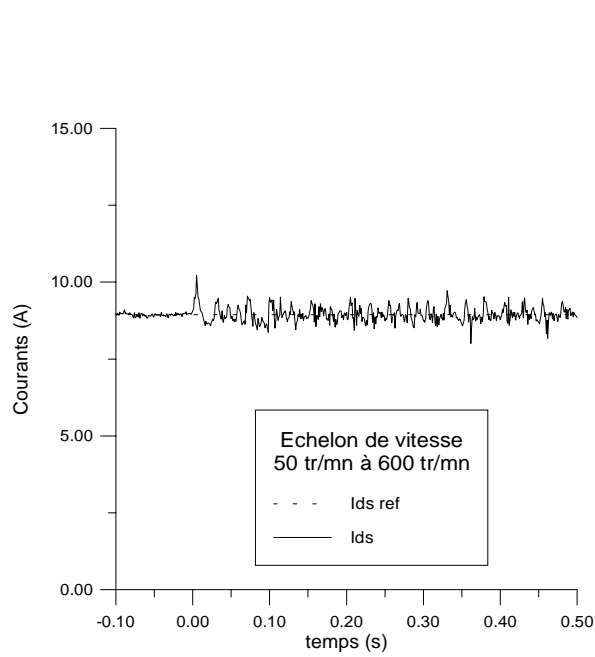


Figure 5.19 Courants  $I_{ds\ ref}$  et  $I_{ds}$ , DSFO

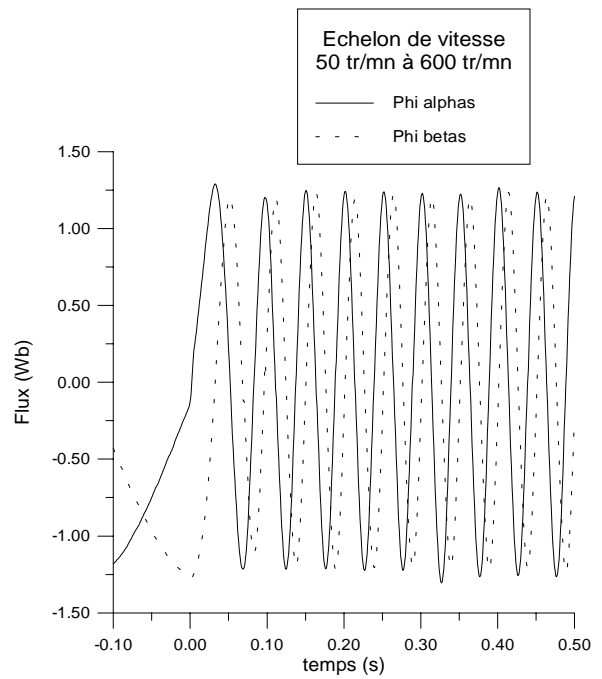


Figure 5.20 Flux  $\varphi_{\alpha s}$  et  $\varphi_{\beta s}$ , DSFO

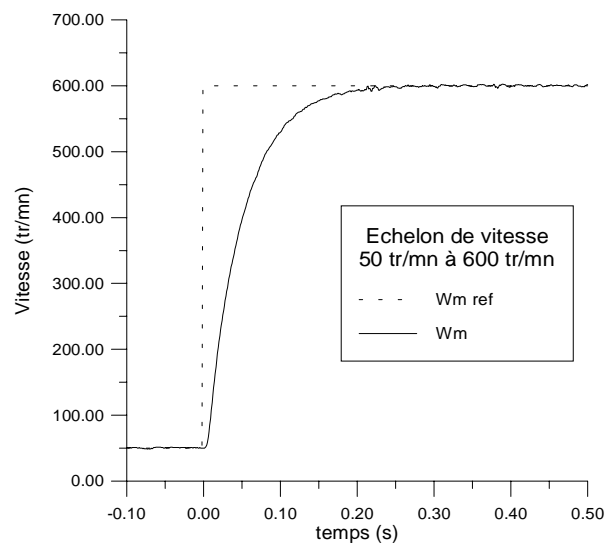


Figure 5.21 Vitesse de la machine, IRFO

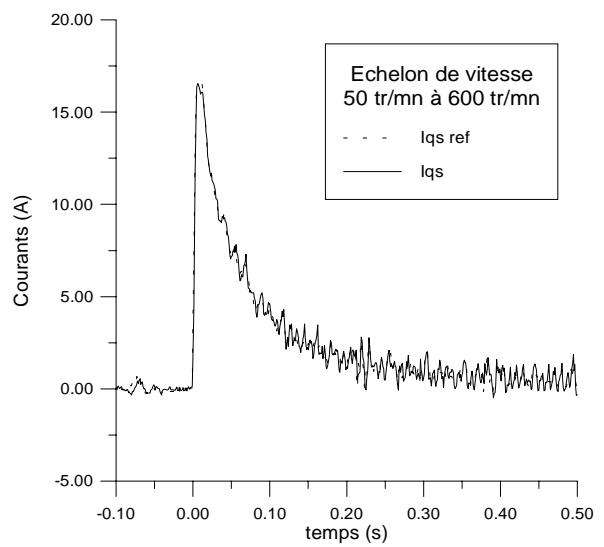
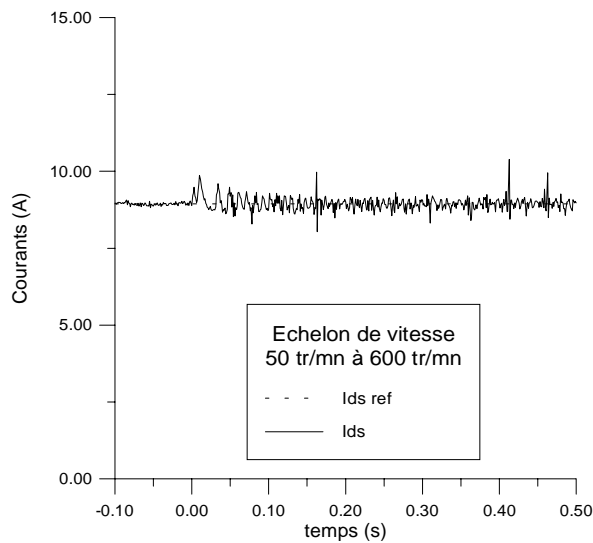
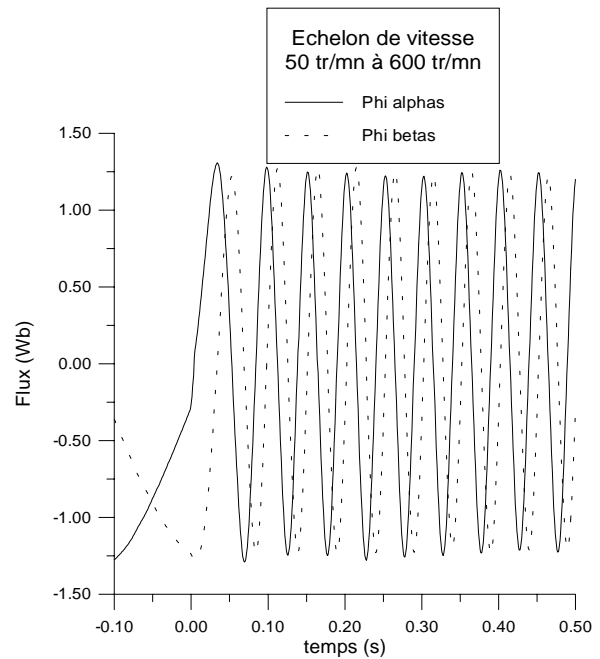


Figure 5.22 Courants  $I_{qs\ ref}$  et  $I_{qs}$ , IRFO


 Figure 5.23 Courants  $I_{ds\ ref}$  et  $I_{ds}$ , IRFO

 Figure 5.24 Flux  $\varphi_{\alpha s}$  et  $\varphi_{\beta s}$ , IRFO

Ce schéma de commande a été expérimenté jusqu'à 50 tr/mn avec des réponses satisfaisantes. En dessous de cette vitesse, il n'est pas possible d'effectuer des changements brutaux sur la référence de vitesse sans perdre le contrôle vectoriel. Nous pouvons faire des changements lents jusqu'à 30 tr/mn mais le fonctionnement est instable à cette vitesse en mode direct. A faible vitesse et à l'arrêt, il est impossible d'utiliser cette méthode. En effet, les f.e.m. deviennent d'amplitude trop faible et de période trop large. Elles sont perturbées par le bruit de mesure et l'algorithme de compensation d'offset n'est d'aucun secours. Les flux obtenus alors par intégration sont inutilisables pour le contrôle vectoriel.

Bose et al. [BOS 95] recommandent de passer en contrôle vectoriel indirect à très basse vitesse. Cependant, cela suppose la connaissance de la vitesse afin de reconstituer la pulsation statorique et l'angle de Park. Une approximation est faite en posant la vitesse comme nulle, la pulsation statorique est alors égale à la pulsation rotorique donnée par :

$$\omega_r = \frac{L_s}{\tau_r} \cdot \frac{(1 + p\sigma\tau_r)I_{qs}}{\varphi_{ds} - \sigma L_s I_{ds}} \quad (5.16)$$

Nous utilisons également cette relation en contrôle direct, l'estimation de vitesse étant égale à la différence entre la pulsation statorique et rotorique. Il peut être intéressant de ne pas utiliser le terme "dérivé" afin de ne pas amplifier le bruit sur le courant  $I_{qs}$  et ne pas le reporter dans l'estimation de la vitesse [XU 91]. Cela veut dire que l'on se contente d'une estimation basée sur le régime permanent ( du courant décrit dans le repère  $d-q$  ). Néanmoins, comme le contrôle vectoriel réalisé par la méthode directe n'implique pas l'utilisation de cette estimation de vitesse, et qu'il n'est utilisé que pour la vitesse de la machine, cette approximation peut se justifier.

### 3.1. Commande vectorielle sans capteur avec régulation de vitesse

Jusqu'à présent, nous avons présenté une commande vectorielle sans capteur mécanique avec régulation de courant ; c'est à dire une commande en couple. Nous abordons maintenant la commande en vitesse avec une régulation sur une vitesse estimée et non pas mesurée.

Dans le souci de simplicité, l'estimateur élémentaire de vitesse est utilisé. De plus, afin de pouvoir démarrer ou récupérer le contrôle en cas de décrochage, un schéma de contrôle vectoriel hybride a été implanté. Il permet de passer d'un ISFO à un DSFO et vice versa.

Les figures 5.25 à 5.28 représentent la réponse du système à un échelon de vitesse de -300 tr/mn à 300 tr/mn. Il est important de noter que, comme l'inversion de vitesse s'effectue rapidement, il n'y a pas perte de contrôle vectoriel. Cependant, quand la vitesse est proche de zéro, le découplage n'est plus parfait et cela se ressent sur les perturbations engendrées par les variations de  $I_{qs}$  sur  $I_{ds}$  ( figure 5.27 ). Il est à noter la différence qui existe entre la vitesse estimée ( utilisée comme signal de retour dans la régulation de vitesse ) et celle mesurée ( uniquement à des fins de comparaison ) ( figure 5.25 ). Les oscillations observées ont déjà été amoindries par l'utilisation de filtres sur les estimations des pulsations statorique et rotorique. Malheureusement, cela introduit également un retard sur la vitesse reconstituée qui doit jouer sur le phénomène de pompage constaté.

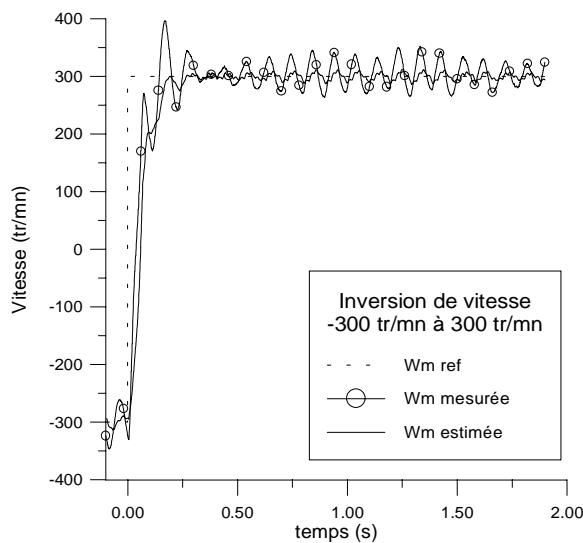


Figure 5.25 Vitesse de la machine

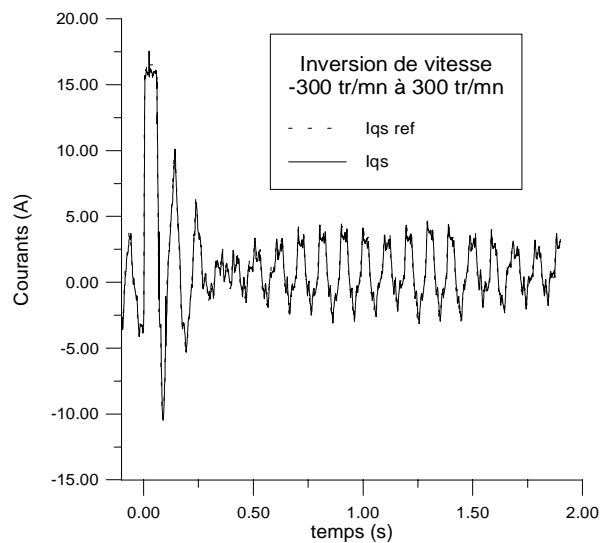


Figure 5.26 Courants  $I_{qs\ ref}$  et  $I_{qs}$

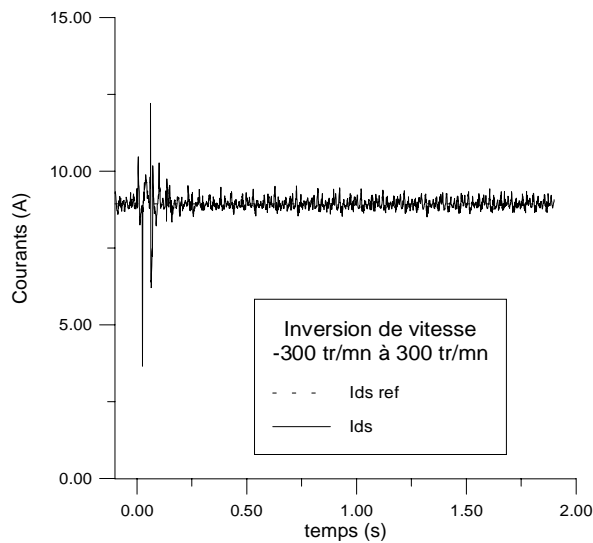


Figure 5.27 Courants  $I_{ds\ ref}$  et  $I_{ds}$

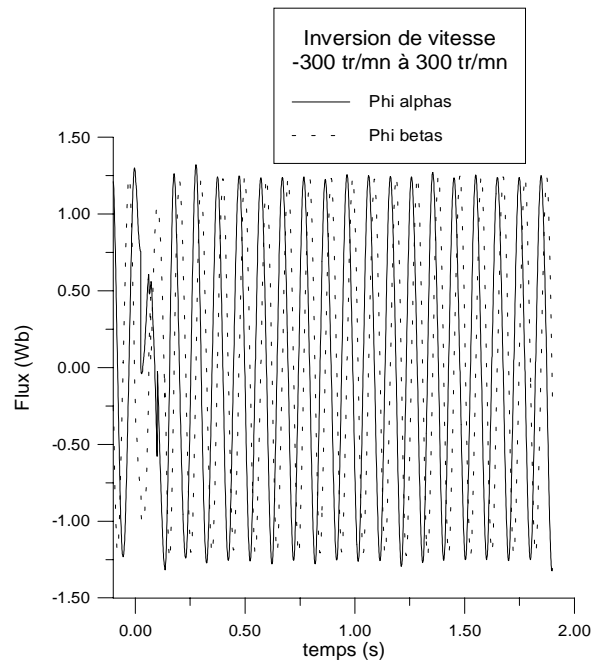


Figure 5.28 Flux  $\varphi_{\alpha s}$  et  $\varphi_{\beta s}$

Les figures 5.29 à 5.32 montrent une inversion de vitesse de -600 tr/mn à 600 tr/mn. L'échelle de temps étant plus petite et les variations plus grandes, il est plus aisé de constater de la qualité de l'estimation de vitesse. On voit bien que la régulation se fait correctement par rapport à la variable estimée. Cependant, l'estimation n'est pas rigoureuse et l'on observe également en plus des oscillations de la vitesse réelle de la machine, une erreur statique due à une sous-estimation de la pulsation rotorique.

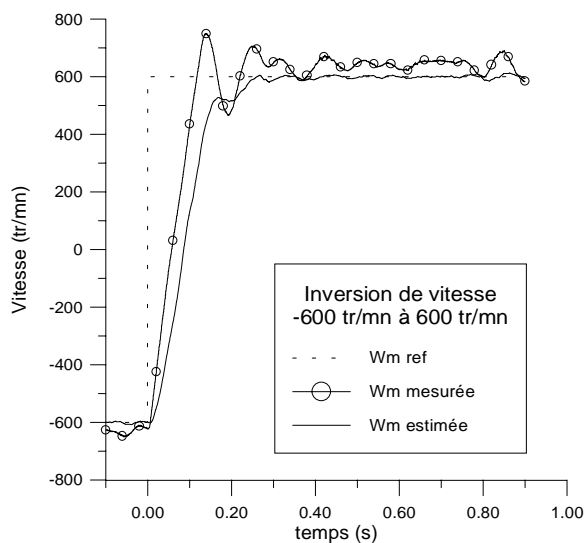


Figure 5.29 Vitesse de la machine

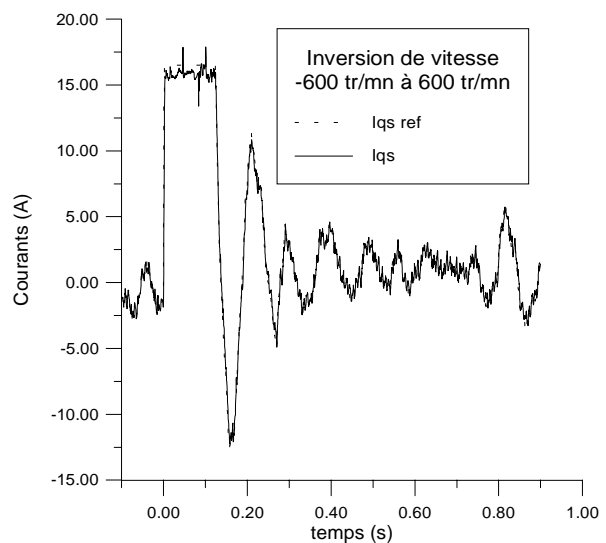


Figure 5.30 Courants  $I_{qs\ ref}$  et  $I_{qs}$



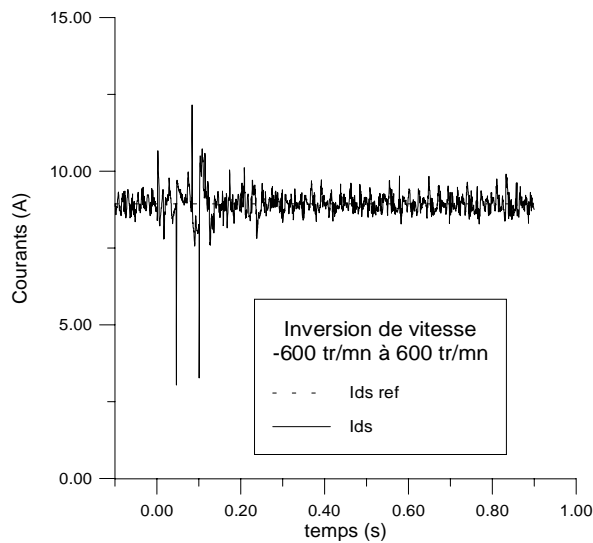


Figure 5.31 Courants  $I_{ds\ ref}$  et  $I_{ds}$

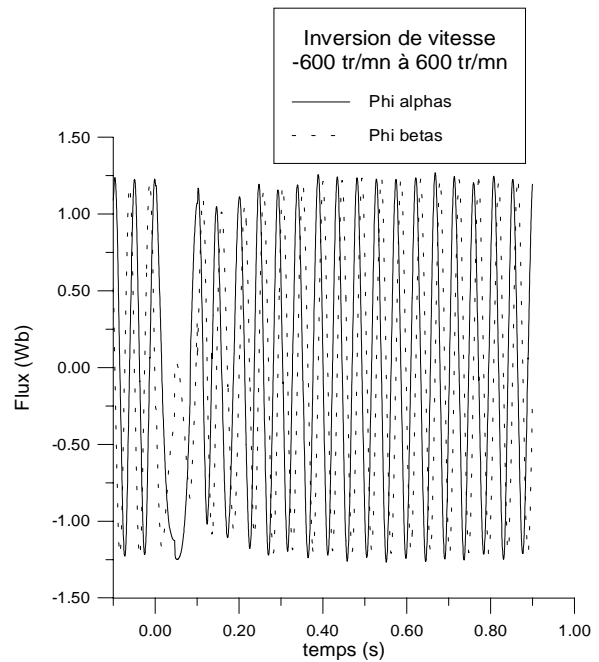


Figure 5.32 Flux  $\varphi_{\alpha s}$  et  $\varphi_{\beta s}$

Dans l'essai suivant ( figures 5.33 à 5.36 ), nous remettons à nouveau le régulateur de vitesse sur l'entrée de la mesure de vitesse, bien que nous n'utilisons pas cette mesure dans la commande vectorielle ( commande en couple sans capteur ). Nous voulons mettre en évidence le passage du mode direct au mode indirect. A basse vitesse, nous opérons une inversion de -100 tr/mn à 100 tr/mn. Sur la figure 5.36, nous observons vers  $t=0$  s, des flux qui s'annulent et une perte du contrôle vectoriel direct. L'algorithme de sélection du contrôle repère cette anomalie et se met en contrôle indirect ( ISFO ). Toute la pulsation statorique vient alors uniquement de la pulsation rotorique, puisque le contrôle suppose la vitesse nulle. Il est alors normal de se retrouver pour de si faibles couples résistants avec des glissements très élevés et des courants  $I_{qs}$  conséquents. Au bout de 0,4 s, les flux sont à nouveaux rétablis et l'algorithme d'adaptation en ligne recommence à se régler. Le passage à nouveau vers le mode direct est alors imminent. Après un petit laps de temps, nécessaire à la stabilisation des flux, le basculement en mode direct se fait avec un léger à-coup de couple correspondant au changement sur la manière de synthétiser l'angle de Park. Le glissement revient alors à des valeurs raisonnables de même que le courant  $I_{qs}$ .

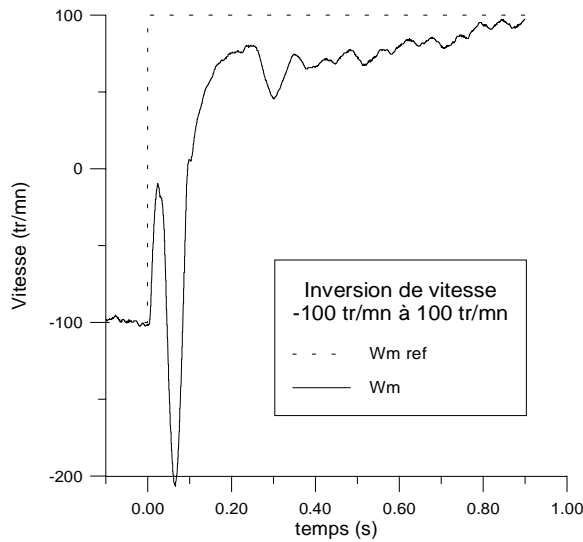


Figure 5.33 Vitesse de la machine

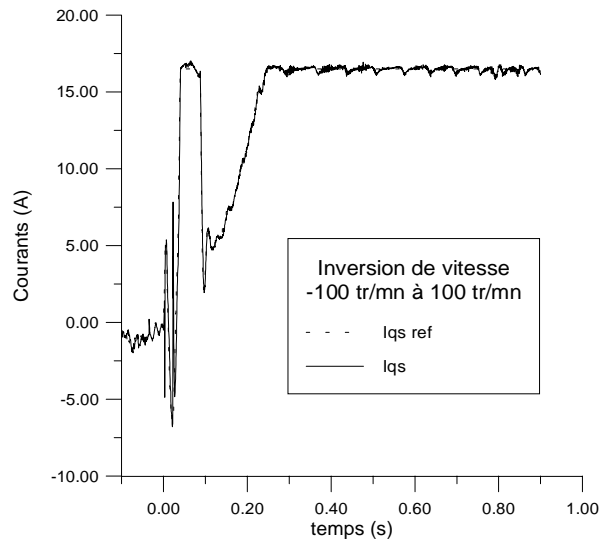


Figure 5.34 Courants  $I_{qs\ ref}$  et  $I_{qs}$

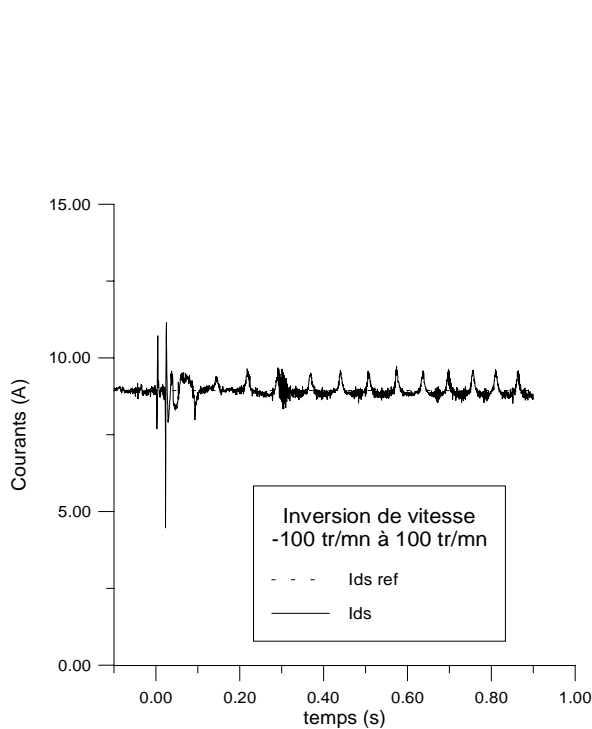


Figure 5.35 Courants  $I_{ds\ ref}$  et  $I_{ds}$

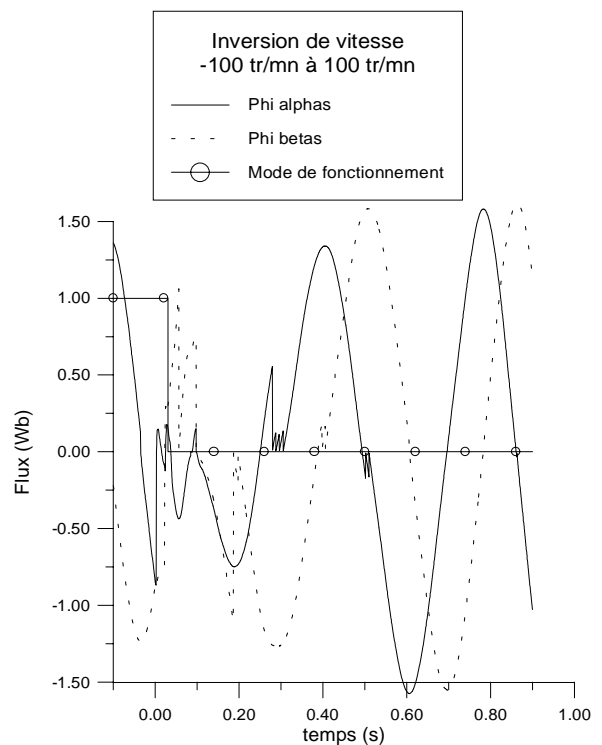


Figure 5.36 Flux  $\varphi_{\alpha s}$  et  $\varphi_{\beta s}$

#### 4. Techniques "intelligentes" de commande sans capteur

Dans ces dix dernières années, une nouvelle génération de contrôle basée sur l' "intuition" et le "jugement" a vu le jour. Les chercheurs l'ont nommé "contrôle intelligent" ( IC ) [EL-S 97]. Leur but principal étant de parvenir à un contrôle simple, adaptatif et performant. Ces contrôleurs offrent la possibilité d'obtenir la reproduction des dynamiques d'un système complexe non linéaire seulement à travers ces entrées / sorties, sans avoir recours à un modèle

structurel. Ils peuvent exprimer des objectifs qui sont difficiles à exprimer mathématiquement.

Les plus communes de ces techniques sont la logique floue et les réseaux de neurones.

Nous n'abordons ici que les méthodes de commande sans capteur mécanique faisant appel à ces techniques.

On peut distinguer deux catégories :

En premier, il y a les méthodes qui utilisent des contrôleurs flous, neuronaux, neuro-flous au sein d'un schéma de commande dans lequel l'estimation de la vitesse se fait par les procédés conventionnels déjà mentionnés [VAS 95], [MIR 94]. Il n'est cependant pas évident que l'utilisation de tels régulateurs montre leur supériorité sur des régulateurs conventionnels relativement sophistiqués. Effectivement, dans la plupart des cas, un contrôleur classique est largement suffisant pour venir à bout des tâches à accomplir. Ce qui est intéressant, c'est plutôt la possibilité que l'on a, avec un contrôleur intelligent, d'implanter des connaissances d'expert. Le réglage et la mise au point de ces correcteurs se font aussi avec une approche différente par rapport aux régulateurs classiques.

La deuxième catégorie est celle où les estimations de vitesse se font à l'aide de ces techniques. C'est principalement par des réseaux de neurones [KUL 97], [BUR 97] que l'estimation a lieu. En effet, sa capacité d'apprentissage lui permet de calquer le fonctionnement du système en créant un modèle inversé comme le montre la figure 5.37.

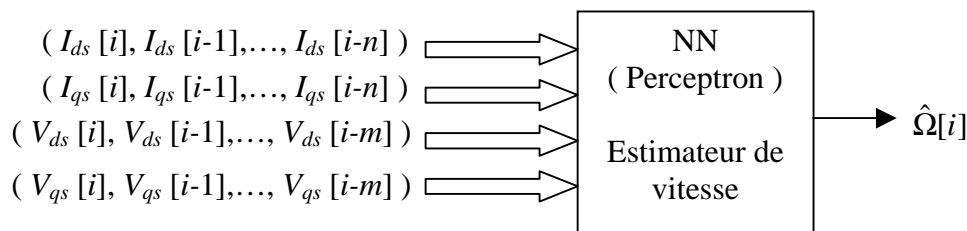


Figure 5.37 Structure d'un estimateur de vitesse à base de réseau de neurones

Cet estimateur, présenté dans [KUL 97], utilise, en entrée, les quatre dernières valeurs de courant  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  et les trois dernières valeurs de tension  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ . Avec une couche cachée de 10 à 12 neurones, il arrive, après apprentissage, à estimer la vitesse avec une précision de 3 % sur tout un cycle de variation de vitesse.

Il est toutefois, très important de bien comprendre le fonctionnement et l'essence même du réseau de neurones, sinon, on tombe vite dans une course vers des systèmes inutilement compliqués, sans apport d'efficacité. Le type du réseau de neurones, la méthode d'apprentissage, le choix de l'ensemble d'apprentissage et de l'ensemble de validation sont autant de problèmes auxquels doit faire face le concepteur d'un tel système [PIE 96].

Un mauvais choix de méthode d'apprentissage, par exemple, consiste à continuer l'apprentissage en ligne même quand le système de commande vectorielle de la machine est en régime permanent. Ceci va faire perdre l'information acquise pendant les transitoires qui est nécessaire à un balayage large de tout l'espace de fonctionnement du système.

## **5. Conclusion**

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Si le contrôle pour des vitesses élevées ne pose plus beaucoup de problèmes, il n'en est pas de même pour les faibles vitesses et le positionnement. Deux voies de recherche, correspondant à deux techniques différentes, font l'objet de recherches intensives dans les laboratoires.

La première est basée sur le suivi des phénomènes dépendant de la vitesse ( f.c.e.m. ). La deuxième concerne les saillances spatiales [HOL 98 ]. Etant donné que les techniques qui cherchent à estimer le flux ou la vitesse du rotor à travers l'utilisation des f.c.e.m. se basent sur une grandeur qui est fonction de la vitesse, elles pèchent par un manque de précision à vitesse faible et nulle. Ces techniques sont cependant très efficaces pour les vitesses plus élevées.

Les méthodes basées sur les saillances spatiales peuvent être divisées en deux sous-groupes suivant qu'elles utilisent le fondamental des grandeurs électriques ou un signal additionnel indépendant de ces grandeurs. Ces dernières sont plus appropriées pour les très basses vitesses puisqu'elles ne dépendent pas de l'amplitude ou de la fréquence du fondamental [DEG 97].

Notre contribution dans ce domaine concerne l'implantation d'une commande vectorielle directe sans capteur mécanique. Elle a comme avantage de ne pas dépendre de la résistance statorique et ne nécessite qu'une modification mineure à la construction de la machine. De plus, un algorithme de compensation d'offset en ligne a été mis au point. Il est de surcroît utilisable pour d'autres types de commandes qui nécessitent une estimation rapide des composantes du flux statorique comme, par exemple, la commande directe du couple ( DTC ). Un état de l'art sur les techniques de commande sans capteur mécanique a été dressé. Nous avons mis en évidence l'importance considérable de certains problèmes de mesure sur la qualité du contrôle. Par une amélioration de ces conditions, l'utilisation de simples estimateurs de flux suffit à la réalisation d'une commande sans capteur performante dans son domaine d'utilisation.