

## II.1 Introduction

Par le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse Maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Pour toutes ces raisons, la machine synchrone tend à se substituer à la Machine à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose : le modèle du moteur synchrone correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite 'd'orientation du flux', à été proposée par Blaschke en 1972, elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composant analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone.

Dans ce chapitre, on présentera en premier lieu, le principe de la commande vectorielle. Ensuite, un schéma fonctionnel de la commande vectorielle de la machine synchrone. Des résultats par simulation sont présentés à vide et en charge, La dernière partie de ce chapitre, concernera la validation expérimentale du modèle à base du système dSPACE "DS1103".

## II.2 Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement De la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables Électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par Conséquent, ceci permet de contrôle le flux de la machine avec l'Ids du courant statorique. Tandis que, la composante  $I_{qs}$  permet de contrôler le couple électromagnétique correspond Au courant induit de la MCC. Si le courant  $I_{ds}$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique Suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux D'entrefer. D'autre part, si le courant  $I_{ds}$  est négatif, le flux statorique sera en opposition à Celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage) Le couple électromagnétique développé par la MSAP peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_e = 3/2.p [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + M_{fd} I_f I_{qs}] \quad (II.1)$$

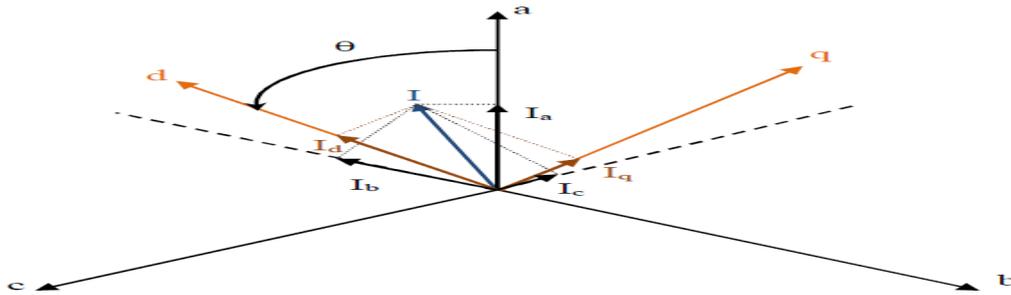


Fig. (II.1) Passage de système triphasé au système biphasé.

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique

$$I_{ds} = 0 \Rightarrow I = I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

$$C_e = 3/2 \cdot p [M_{fd} I_{qs}] \quad (\text{II.3})$$

Pour tout régime, le flux et le courant reste en quadrature de sorte que l'évolution du Couple suit celle de  $I_{qs}$  puisque

$$C_e = K I_{qs} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$K = 3/2 \cdot p M_{fd} I_f \quad (\text{II.5})$$

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu, ou les courants :  $I_f$  et  $I_{qs}$  produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

### II.3 Commande vectorielle de la machine synchrone :

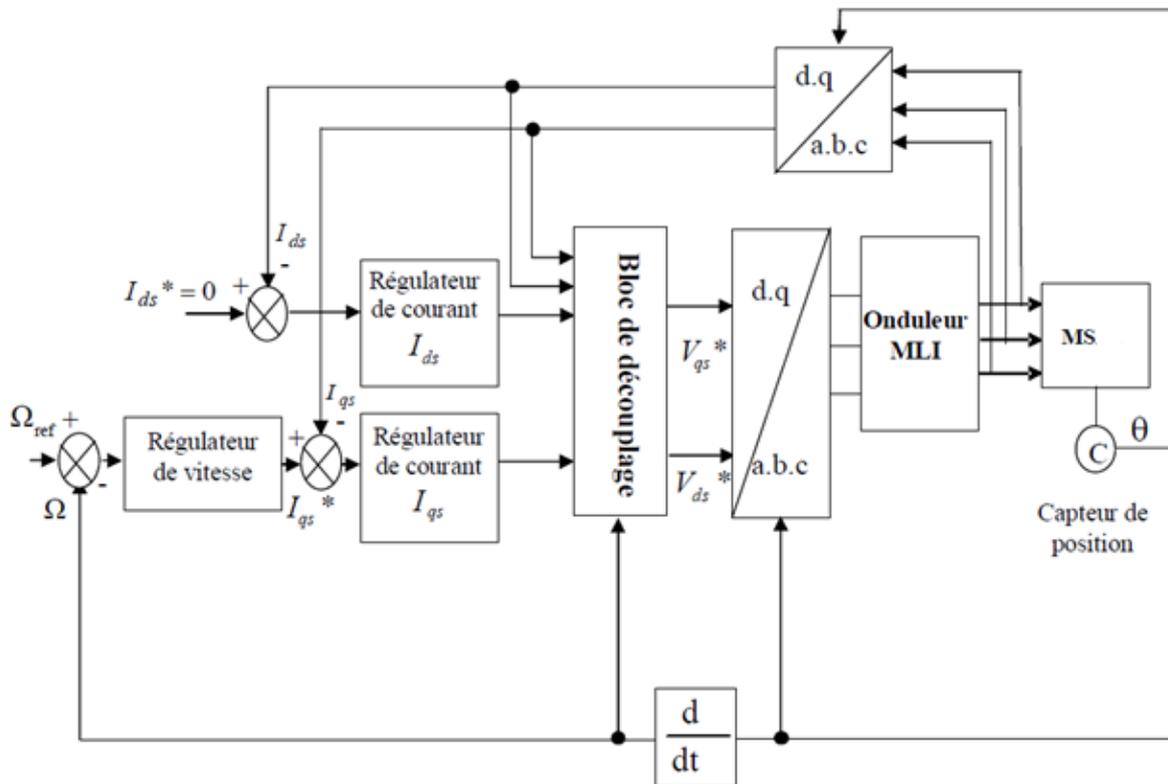
Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, C'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.

- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer Les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tensions commandées en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

#### II.3.1 Commande vectorielle de la MS alimentée en tension

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant. La figure (II.3) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en vitesse et commandée par orientation du flux.



**Fig. (II.3) Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MS alimentée en tension et Commandée par 'orientation du flux'**

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  et transformation de Park et Concordia.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  ou le courant de référence  $I_{qs}^*$ . Il est limité de manière à tenir compte la surcharge de la machine.  $I_{qs}^*$  est comparé à la valeur  $I_{qs}$  issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence  $V_{qs}^*$ .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de  $I_{ds}$ . Le courant  $I_{ds}$  de référence est maintenu à zéro.

La sortie des régulateurs de  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  donnent des tensions de référence  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  et par la transformation de Park, on obtient les références de tensions  $V_{as}^*$ ,  $V_{bs}^*$  et  $V_{cs}^*$ .

Le système des équations (I.16) (I.17) (I.18) introduit au chapitre précédent présente des non linéarités dues essentiellement à la présence des termes  $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$  et  $I_{ds} I_{qs}$  pour cette raison nous allons ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendantes, ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

### II.3.1.1 Découplage :

Pour commander ce moteur, il est impératif de contrôler le couple, celui-ci dépendant uniquement des composantes des courants statoriques dans le repère d-q il faut maîtriser ceux-ci. Comme il est loisible de le remarquer, les courants  $I_d$  et  $I_q$  dépendent simultanément des grandeurs d'entrée  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ . Nous avons ici à un système multi variable 2 entrées 2 sorties couplé. Afin de pouvoir mettre en place des commandes mono variables nous allons à partir des équations régissant le régime dynamique du moteur rechercher une contre réaction non linéaire qui découple le système.

A partir des équations (1.12), (1.13), (1.14), (1.15) nous pouvons écrire :

$$R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{dI_{ds}}{dt} = v_{ds} + \omega L_{qs} I_{qs} \tag{II.6}$$

$$R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{dI_{qs}}{dt} = v_{qs} - \omega L_{ds} I_{ds} - \omega M_{fd} I_f \tag{II.7}$$

Pour découpler l'évolution des courants  $I_d$  et  $I_q$  par rapport aux commandes nous allons définir des termes de compensations  $e_d$  et  $e_q$  tel que :

$$v_{ds1} = v_{ds} + e_q \tag{II.8}$$

$$v_{qs1} = v_{qs} + e_d$$

Avec :

$$e_q = -\omega L_{qs} I_{qs} \tag{II.9}$$

$$e_d = \omega L_{ds} I_{ds} + \omega M_{fd} I_f \tag{II.10}$$

$$v_{ds} = v_{ds1} - e_q \tag{II.11}$$

$$v_{qs} = v_{qs1} - e_d$$

$e_d$  et  $e_q$  représentent les f.e.m qu'il faut compenser. Avec les nouvelles entrées  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  nous pouvons à partir des équations différentielles (II.8) et (II.9) définir deux transmittances mono variables :

$$\frac{I_{ds}}{v_{ds1}} = \frac{1}{R_s + s.L_d} \tag{II.11}$$

$$\frac{I_{qs}}{v_{qs1}} = \frac{1}{R_s + s.L_q} \tag{II.12}$$

Alors on peut donner le schéma bloc de la compensation par la figure (II.4)

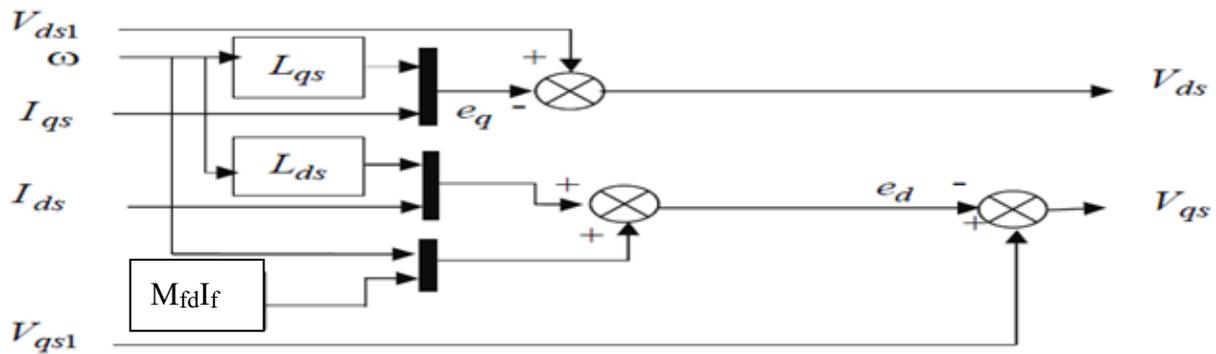


Fig. (II.4) : Schéma bloc de découplage.

## II.4 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôleur PI qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle de point de vue (stabilité, précision, rapidité).

Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisés pour le flux et le couple directement ou par leurs composantes respectives en courant.

Ce qui est le cas de notre étude.

### II.4.1 Calcul des régulateurs de courant

Les structures des régulateurs sont choisis pour répondre à plusieurs nécessités. il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse ou la position et le couple. il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires. les plus importantes concernent les protections.

Pour calculer les paramètres des régulateurs. on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D. les algorithmes, même les plus performants sont les combinaisons de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur proportionnel-intégral (PI). l'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système.

Le système présente donc pour la régulation de  $I_d$  un schéma bloc selon la figure (II.4).

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

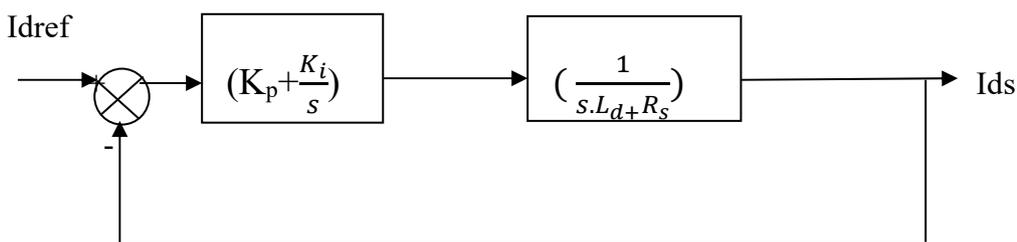


Fig. (II.4) boucle de régulation de courant  $I_d$

$$F_{BO}(s) = (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot (\frac{1}{s \cdot L_d + R_s}) \tag{II.13}$$

$$F_{BO}(s) = (\frac{s \cdot K_p + K_i}{s}) \cdot (\frac{1}{\frac{L_d}{R_s} + 1})$$

on pose:  $\mathcal{T} = \frac{K_p}{K_i}$

$$T_{sd} = \frac{L_d}{k_i} \implies K_i = \frac{K_p}{T_{sd}}$$

$$F_{BO}(s) = k_p (\frac{s \cdot \mathcal{T} + 1}{s \cdot \mathcal{T}}) \cdot (\frac{1}{T_{sd} + 1})$$

Compensons le pôle  $(\frac{L_d}{R_s})$  par  $(\frac{k_p}{k_i})$ . ce qui se traduit par la condition :

$$(\frac{L_d}{R_s}) = (\frac{k_p}{k_i})$$

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

$$F_{BO}(s) = (\frac{k_i}{s \cdot R_s}) \tag{II.14}$$

en boucle fermée, nous obtenons un système de type 1<sup>er</sup> ordre avec une constante de temps :

$$\begin{cases} T_{bf} = (\frac{R_s}{k_i}) \\ F_{Bf}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{k_i} \cdot s + 1} \end{cases} \tag{II.15}$$

Les actions intégral du PI sont obtenus comme suit:  $K_i = (\frac{R_s}{T_{BF}})$

Si l'on choisit le temps de réponse  $t_{rep} = 3 \cdot T_{bf}$ , on a :

$$\begin{cases} K_i = (\frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}}) \\ K_i = (\frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}}) \end{cases} \tag{II.16}$$

On trouve la même boucle de régulation pour  $I_q$ .

### II.4.2 Calcul de régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de Maintenir la vitesse constante. En insérant un régulateur *PI* dans la boucle de vitesse on obtient le schéma de la figure suivante :

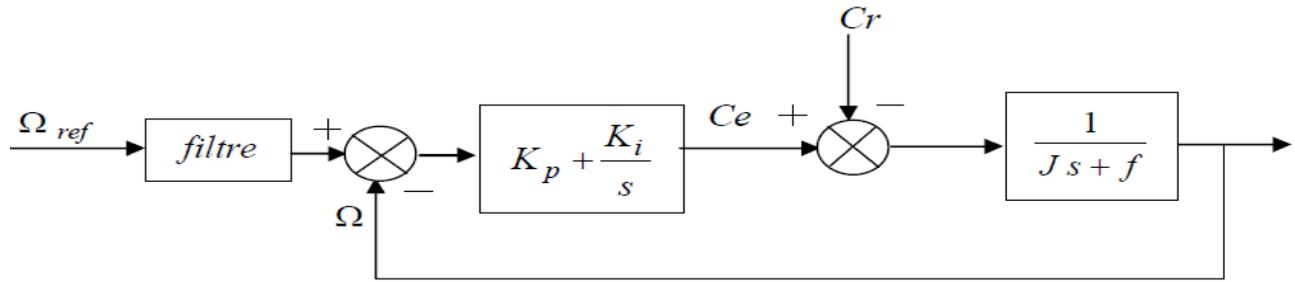


Fig. (II.9) Commande de la vitesse.

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du Système (machine + régulateur PI).

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$(K_p + \frac{K_i}{s}) = \frac{K_p}{s} (s + \frac{K_i}{K_p}) \tag{II.17}$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par (Cr=0) :

$$F_{BO\Omega}(s) = \frac{K_p}{s} (s + \frac{K_i}{K_p}) (\frac{1}{J.s + f}) \tag{II.18}$$

$$F_{BF\Omega}(s) = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{(\frac{K_i}{K_p} + s)K_p}{j s^2 + (f + K_p).s + K_i} \tag{II.19}$$

La  $F_{BO\Omega}$  possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, par identification à la forme canonique du 2<sup>ème</sup> ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0} . s^2 + (\frac{2\zeta}{\omega_0}) . s + 1 \tag{II.20}$$

Alors

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \tag{II.21}$$

$$\frac{f}{K_p + K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \tag{II.22}$$

Avec  $\zeta$  : coefficient d'amortissement

On choisit alors le coefficient d'amortissement  $\zeta$  et  $\omega_0$  on déduit  $K_i$  et  $K_p$

Avec

$$K_i = J \omega_0^2 \tag{II.23}$$

$$K_p = \frac{2\zeta K_i}{K_i} - f \tag{II.24}$$