

Université de Biskra

Département de Génie Electrique

Module : Techniques de Commande

Prof : Betka Achour



COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS (MSAP)

Introduction : Le développement récent des semi-conducteurs de puissance, d'une part, et des techniques numériques d'autre part ont donné un essor considérable à l'automatisation des processus industriels, dont la conduite est généralement assurée à l'aide des machines électriques. Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (PMSMs) sont recommandés dans le monde industriel, spécialement dans les applications servo à haute performance en raison de leurs haute efficacité, à leur forte densité de puissance et à leur grand rapport couple/inertie. Toutefois, les PMSMs sont des systèmes dynamiques multi variables hautement non linéaires.

L'augmentation croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif; ceci grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance. L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique, constitué de deux parties, une partie fixe (*stator*) et une partie mobile (*rotor*). La machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation.

La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le champ rotorique.

On note :

ω : La pulsation des courants statoriques .

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

Ω ou ω_r : La vitesse de rotation de la machine.

Soit :

$$\Omega = \omega / p$$



Machine Synchrone à aimants permanents

- **Stator**

Il est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques.

- **Rotor :**

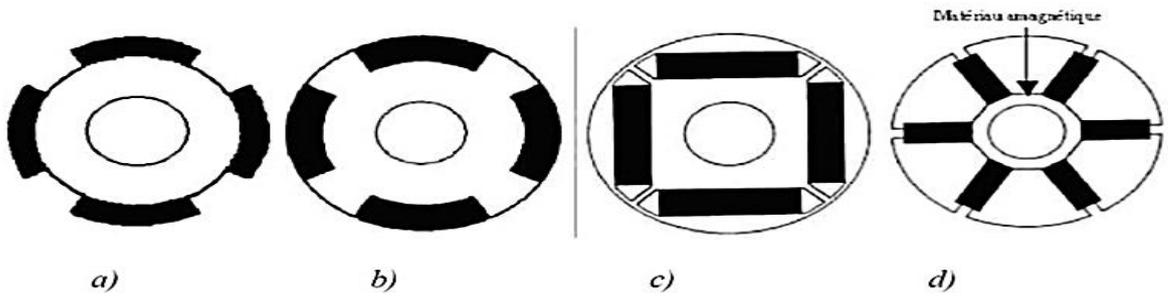
Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statoriques et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface. (f.é.m) alternatives. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.

Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (**voir figure**).

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène. Le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor. L'inductance de l'axe d est égale à celle de l'axe q. Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs magnétisant. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en terme du placement des aimants est le suivant :

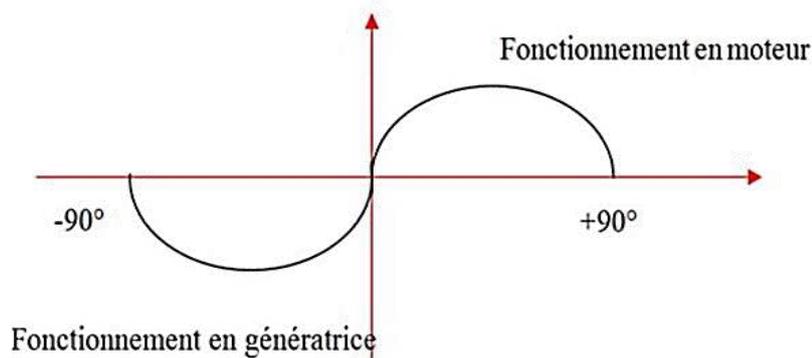
- **Aimants en surface** (*Surface magnet type*) ; comme montré sur la figure (a).
- **Aimants insérés** (*Inset magnet type*) ; comme montré sur la figure (b).
- **Aimants enterrés** (*Interior magnet type*) ; comme montré sur la figure (c).
- **Aimants à concentration de flux** (*Burried magnet type*) ; comme montré sur la figure (d).



Diférents structures des rotors des MSAP.

Fonctionnement en moteur synchrone :

La machine étudiée est un moteur ; elle permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celle-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90° . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator. La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante :



Caractéristique du couple-angle électrique.

Les avantages et les inconvénients de la MSAP

La MSAP a plusieurs avantages, mais aussi elle a quelques inconvénients :

✓ Les avantages :

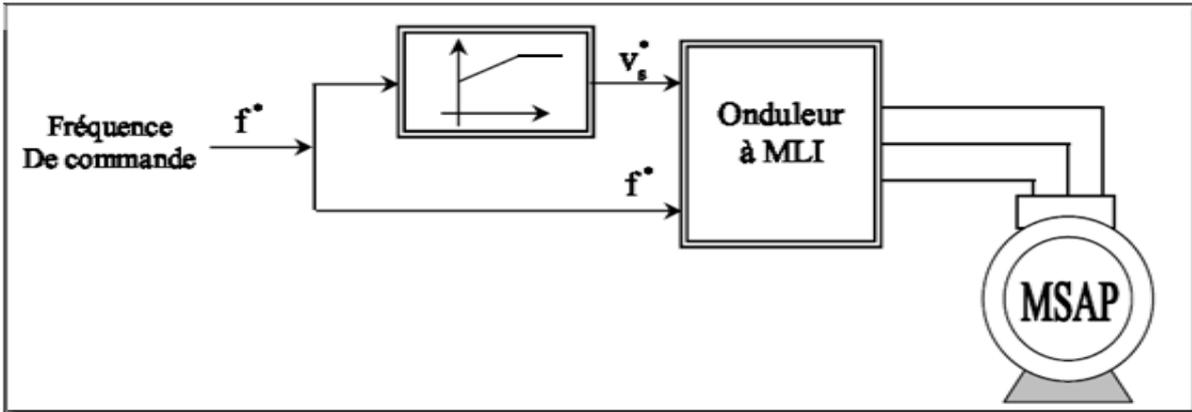
- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importante permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Très bon rendement et un facteur de puissance élevé (proche de l'unité)
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement à très haute vitesses.

✓ Les inconvénients :

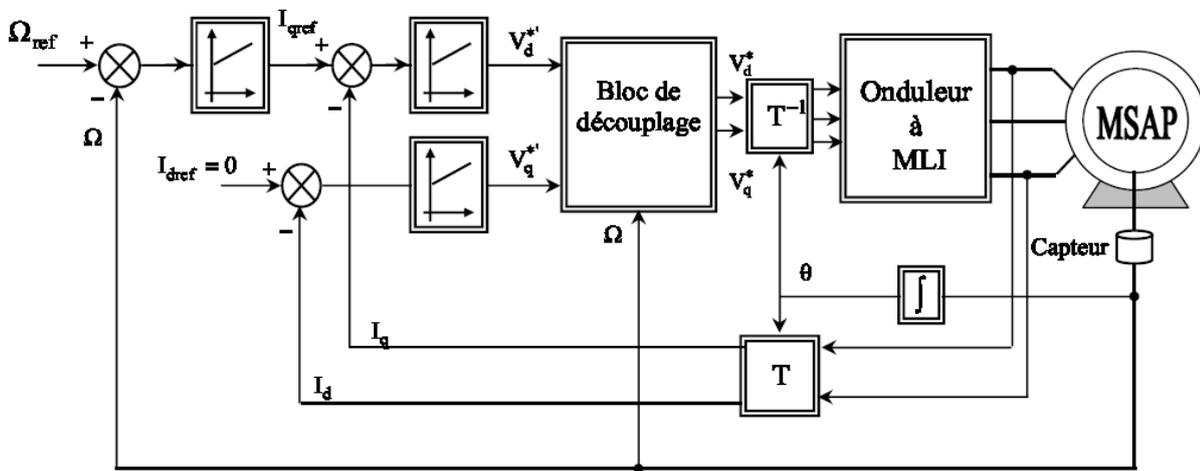
- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.
- La non-régulation de ce flux ne permet pas une souplesse de contrôle sur une très large plage de vitesse.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.

Le pilotage du moteur synchrone à aimants permanents a été effectué suivant différentes techniques de commande : A citer : la commande scalaire, qui est considérée comme la plus ancienne, et qui a prouvé ses limites. La commande vectorielle, ou dite : commande à flux orirnté, sujet de ce support de cours, et qui a été inventée en 1972 par Blaschke, et celle de Takahashi, connue sous le nom du commande directe du couple (DTC), inventée en 1985, et qui permet de contrecarrer les limites de la commande à flux orienté de point de vue simplicité de

commande et insensibilité aux variations paramétriques.

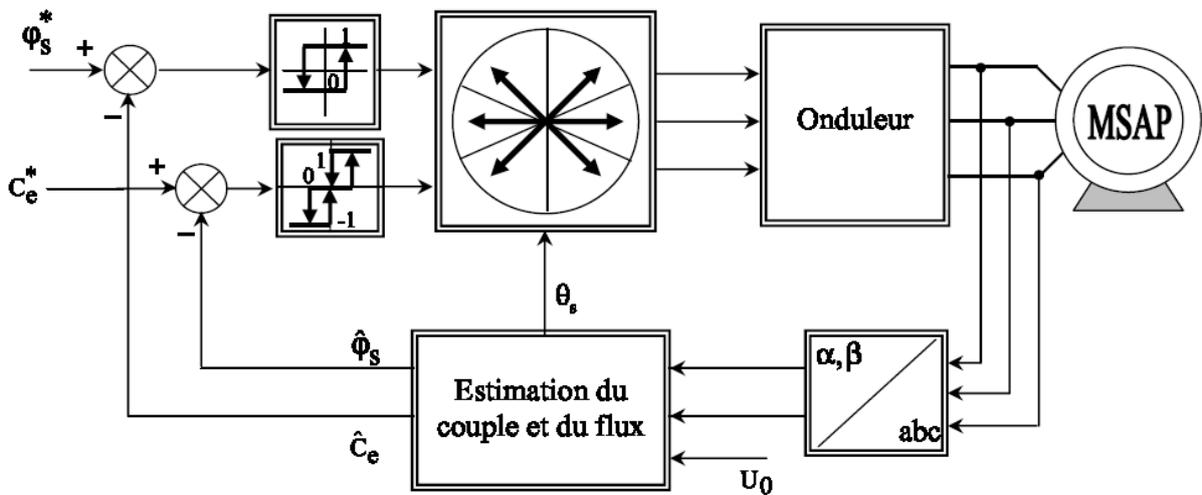


Commande Scalaire appliquée au MSAP



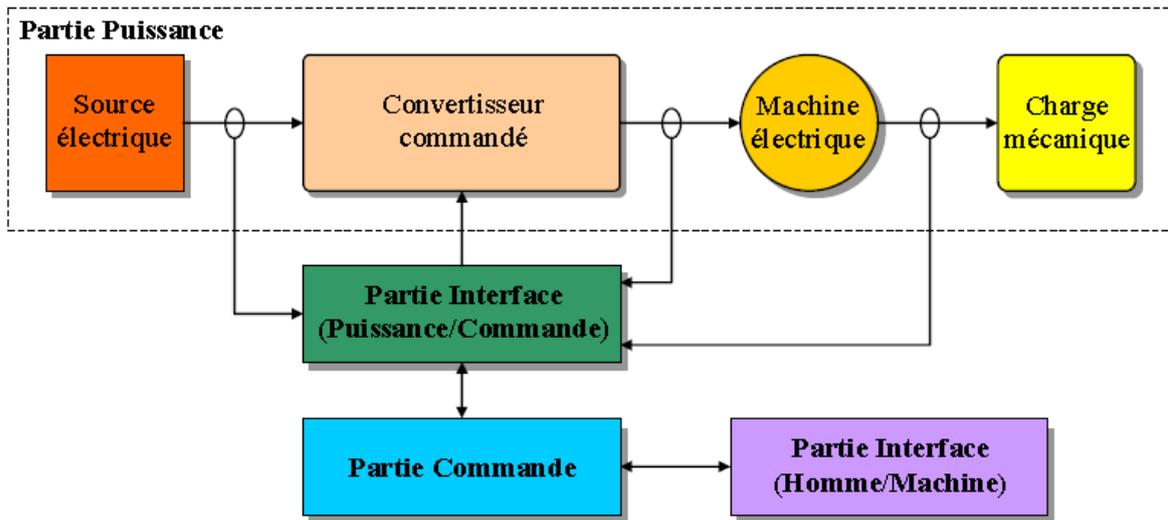
Commande vectorielle (FOC) de la MSAP

Table de commutation



Commande DTC du MSAP

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP), ainsi que l'association machine-convertisseur (voir le système d'entraînement ci-apres). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park.

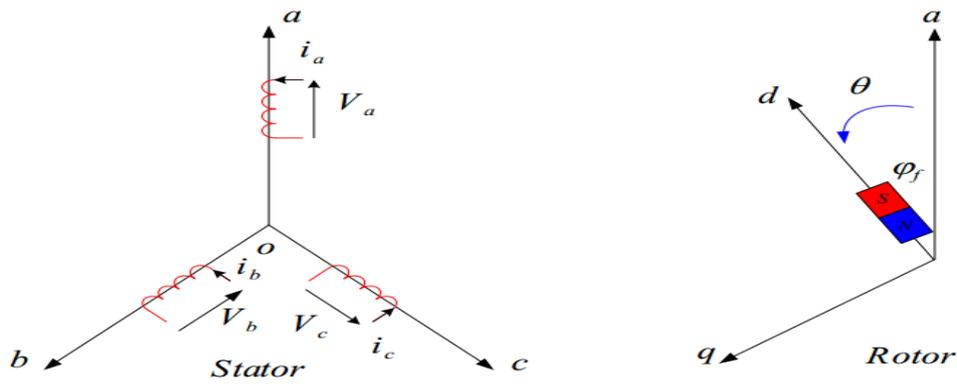


Modèle du MSAP :

Afin de développer un modèle permettant une description dynamique de la machine synchrone à aimants permanents, on adopte les hypothèses suivantes :

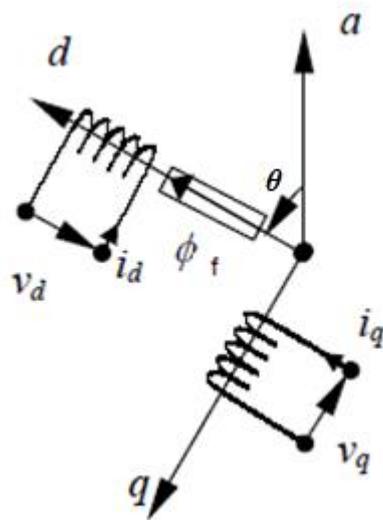
- Le stator est connecté en étoile, avec neutre en l'air pour annuler la composante homopolaire du courant.
- La saturation est négligée.
- La distribution de la F.m.m. dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables.
- Les résistances invariables avec la température.

La figure suivante donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :



Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé.

Vu que les mutuelles inductances entre le stator et le rotor, notées $M_{sr}(\theta)$ sont fonction de l'angle θ , les équations électriques de la machine dans les axes naturelles sont régies par des équations différentielles à coefficients non constants, et qui sont pratiquement non commode à la modélisation. Pour neutraliser ce problème, on passe à la modélisation dans les axes réunies d-q via la transformation. Pour ce faire, uniquement la partie statorique subit cette transformation, car la roue polaire est par construction ordonnée sur l'axe d. Le stator est alors modélisé par une bobine sur l'axe d et une autre bobine sur l'axe q, et l'aimant permanent fournit un flux fixe d'amplitude Ψ_f .



Représentation de la machine dans les axes réunis

Modèle de la machine dans le plan de Park :

1- Equations Electriques :

Pour passer du système triphasé au biphasé, on utilise les relations suivantes :

$$\begin{cases} [V_d \ V_q] = p(\theta) [V_a \ V_b \ V_c] \\ [i_d \ i_q] = p(\theta) [i_a \ i_b \ i_c] \\ [\Phi_d \ \Phi_q] = p(\theta) [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c] \end{cases}$$

Avec $p(\theta)$ est la matrice de Park, assurant l'égalité des FMM, des puissances électriques et magnétiques. Le modèle de la machine est alors déduit :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \end{bmatrix}$$

Avec ω est la vitesse électrique du champ tournant statorique, et la transformation de Park est écrite :

$$[p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

2- Equations Magnétiques :

De meme, les équations magnétiques sont synthétisées comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases}$$

Φ_f : présente le flux des aimants traversant le circuit équivalent direct.

3- L'équation de mouvement :

L'équation mécanique déduite au rotor s'écrit :

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt}$$

Avec : $C_f = f\Omega$ désigne le couple de frottement

J : est le moment d'inertie du groupe moteur-charge ;

f : C'est le coefficient de frottement visqueux ;

C_e : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur ;

C_r : C'est le couple de charge ;

Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_e = \frac{d\omega_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{d\omega_e}{d\theta_e}$$

ω_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

P : nombre de paires de pôles

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante : $P(t) = (V_d i_d + V_q i_q)$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions, on aura :

$$P(t) = [R_s (i_d^2 + i_q^2) + (i_d \frac{d\Phi_d}{dt} + i_q \frac{d\Phi_q}{dt}) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d)]$$

Selon Park l'expression de la puissance transmise est répartie en trois termes:

- $[R_s (i_d^2 + i_q^2)]$: représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.
- $[(i_d \frac{d\Phi_d}{dt} + i_q \frac{d\Phi_q}{dt})]$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $[\frac{d\theta}{dt} (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d)]$: représente la puissance électromagnétique.

Le couple électromagnétique est alors déduit comme :

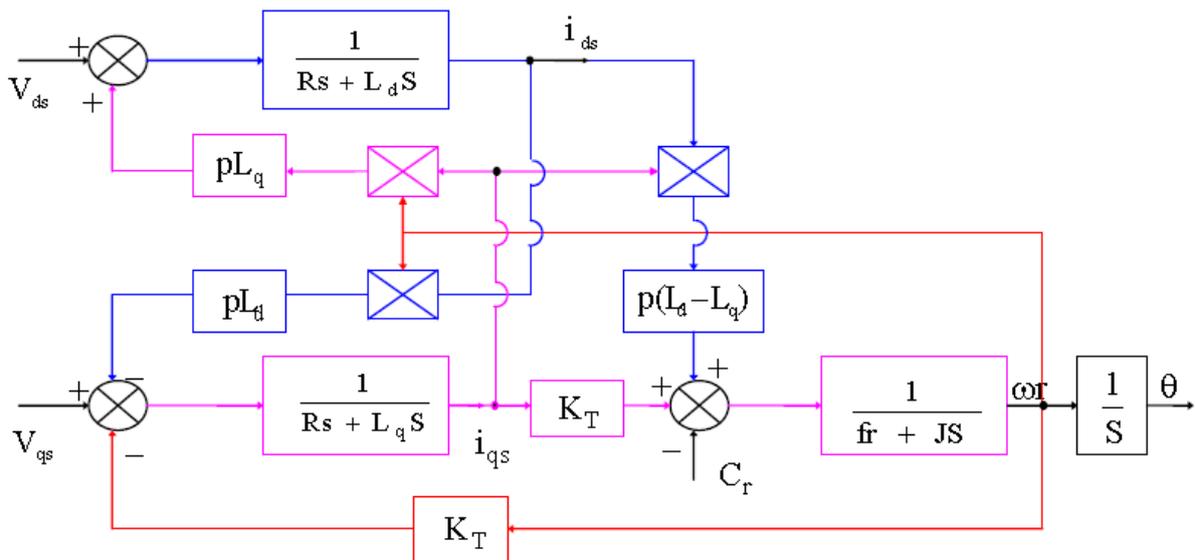
- $C_e = p [\Phi_d i_q - \Phi_q i_d]$

Après affectation des opérations nécessaires, on peut écrire :

$$C_e = p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \Phi_f]$$

Dans cette expression, le premier terme reflète le couple relucant, alors que le deuxième est dit : couple synchrone, présent seul dans le cas d'une machine à pôles lisses ($L_d = L_q$)

Ainsi regroupé tous les éléments, le schéma structurel suivant représente le modèle dynamique du MSAP



Modele dynamique du MSAP

MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE :

Le moteur utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.

- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes.

L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes, un filtre (L_f C_f), et un circuit de freinage. Comme illustre la figure suivante:

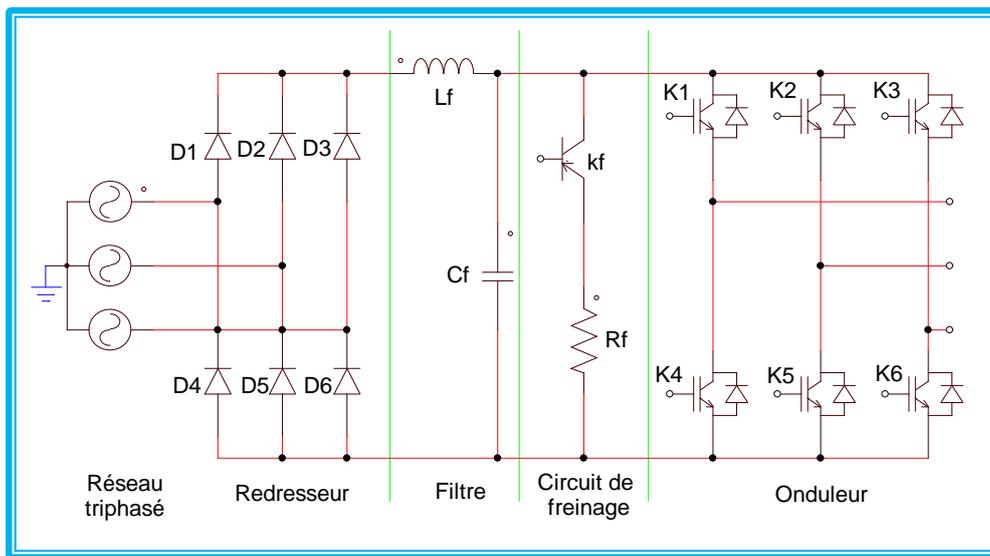


Schéma de l'association convertisseur –machine

MODELISATION DU REDRESSEUR TRIPHASE :

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative-continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie. La figure ci-dessus représente le schéma de principe du redresseur triphasé double alternance à diodes. Le redresseur est alimenté par un système de tension triphasé exprimé par :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_{max} \sin(2\pi ft) \\ V_2(t) = V_{max} \sin(2\pi ft - 2\pi/3) \\ V_3(t) = V_{max} \sin(2\pi ft + 2\pi/3) \end{cases}$$

Chacune des trois diodes D1, D2, D3 à cathode commune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, donc :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Max}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3.$$

Chacune des trois diodes D4, D5, D6 à anode commune, conduit lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif, donc :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Min}(V_j); i = 4,5,6; j = 1,2,3.$$

Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D1 conduit, l'une des deux diodes D5 et D6 conduit également.

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par :

$$U_d = \text{Max}(V_1(t), V_2(t), V_3(t)) - \text{Min}(V_4(t), V_5(t), V_6(t))$$

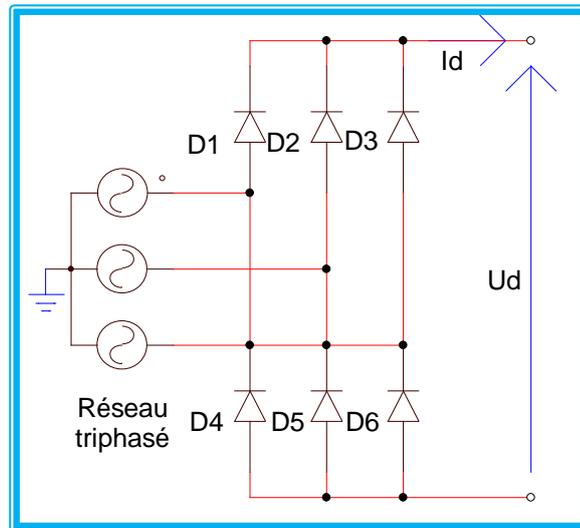
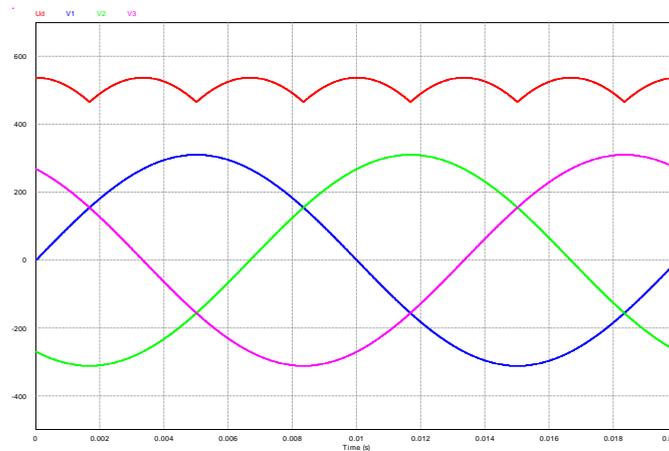


Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.

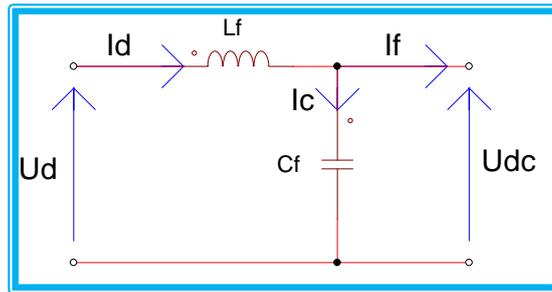


Tensions d'entrée et tension redressée.

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur (figure(II.6)) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

MODELISATION DU FILTRE :

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas ($L_f C_f$), schématisé par la (voir figure suivante):



Circuit de filtrage.

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dI_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_d(t) - U_{dc}(t)) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_f(t)) \end{cases}$$

Où :

$U_d(t)$: tension redressée .

$U_{dc}(t)$: tension à la sortie du filtre.

D'où la fonction de transfert du filtre ($I_f = 0$):

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (s\sqrt{L_f C_f})^2}$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \text{ [rad/s]}$$

La détermination de L_f et C_f , se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer de $U_d(t)$.

MODELISATION DE L'ONDULEUR

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue-alternative. Il fonctionne en commutation forcée et il est généralement conçu à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI).

L'onduleur de tension transforme un signal continu à son entrée en un signal alternatif à sa sortie, tout en contrôlant l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie. Le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension.

Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure suivante. Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous les éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

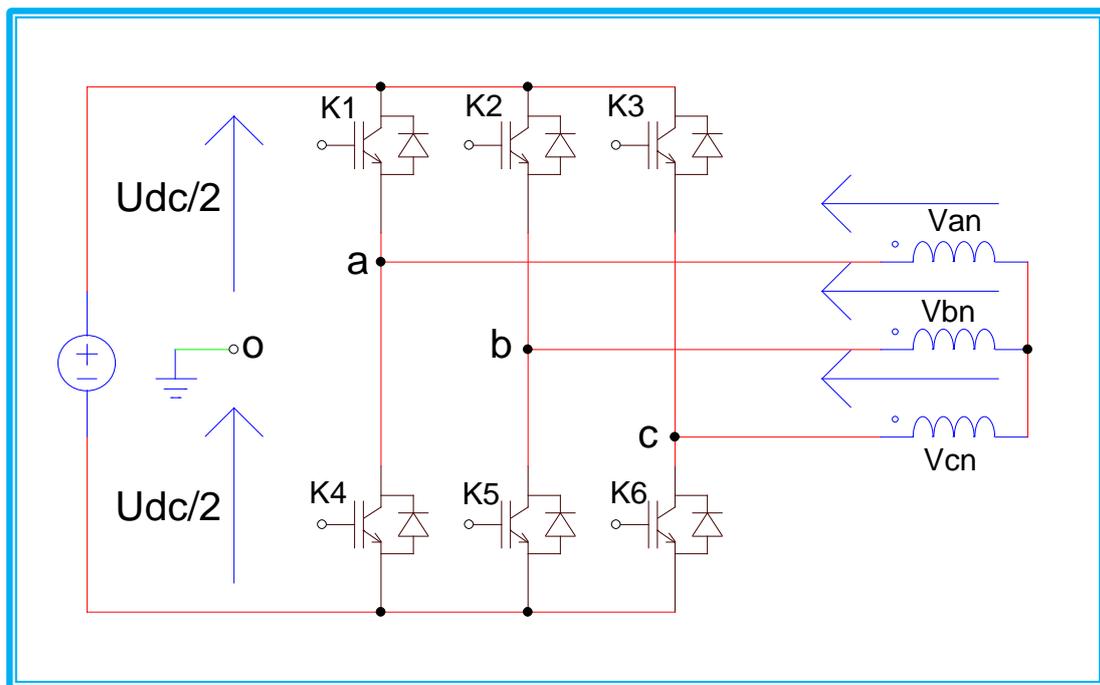


Schéma de l'onduleur triphasé

Les tensions des phases a , b , c par rapport au point milieu « o » de la source sont données

comme suit :

$$\text{Pour la phase } a : \begin{cases} V_{ao} = \frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_1 \text{ est fermé} ; S_a = 1 \\ V_{ao} = -\frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_4 \text{ est fermé} ; S_a = 0 \end{cases}$$

$$\text{Pour la phase b : } \begin{cases} V_{bo} = \frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_2 \text{ est fermé ; } S_b = 1 \\ V_{bo} = -\frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_5 \text{ est fermé ; } S_b = 0 \end{cases}$$

$$\text{Pour la phase c : } \begin{cases} V_{co} = \frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_3 \text{ est fermé ; } S_c = 1 \\ V_{co} = -\frac{U_{dc}}{2} ; \text{Si } K_6 \text{ est fermé ; } S_c = 0 \end{cases}$$

Les tensions composées sont représentées ainsi :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases}$$

Pour les tensions simples, on peut écrire les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases}$$

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : les tensions simples, et V_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif « o ».

Le système V_{an}, V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{et} \quad i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0$$

Alors :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{an} + V_{bn} + V_{cn})$$

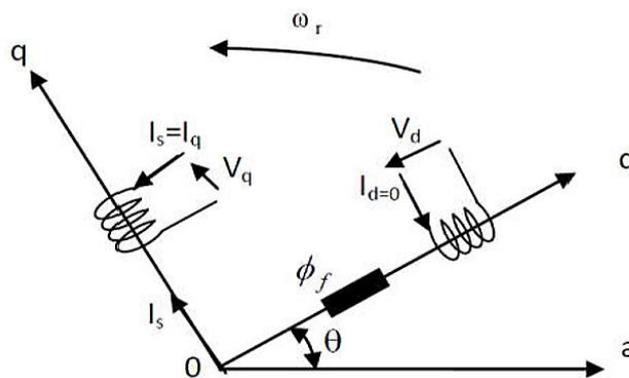
En conclusion, ces tensions simples sont représentées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; \quad [V_{jn}] = U_{dc}[T][S_j]$$

COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP

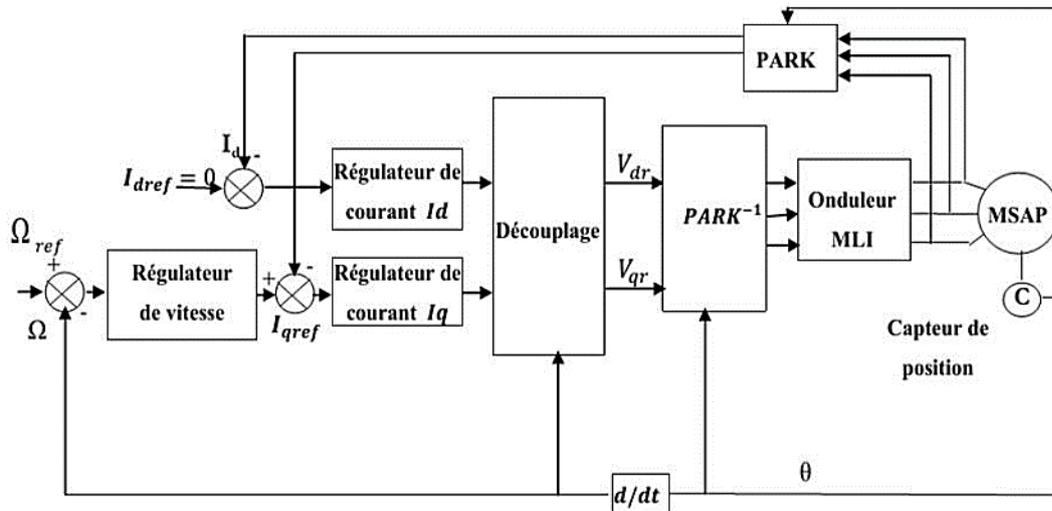
L'objectif de la commande vectorielle de la *MSAP* est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents. la commande par flux orienté est une expression qui apparait de nos jours dans la littérature, qui traitent les techniques de contrôle des moteurs électriques, cette stratégie consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine a courant continu.

Puisque le principal flux de la *MSAP* est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (**le courant direct I_d nul**), indiquant un fonctionnement à un flux constant, égal au flux de l'aimant permanent Ψ_f et le courant statorique est réduit à la seule composant I_q : ($I_s = I_q$). Ce dernier commande le couple électromagnétique ($C_e = p i_q \Phi_f$), qui donne un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant (I_q) pour le réglage de la vitesse via la tension V_q , ceci vérifie le principe de la machine à courant continu.



Principe de la commande vectorielle

Le schéma d'asservissement de vitesse, utilisant le principe de la commande à flux orienté est représenté ainsi :



Régulation de vitesse avec contrôle vectoriel

Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI.

- Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^* et V_q^* . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_q^* .

- Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_d^* est imposé nul dans ce cas.

- Les sorties du Bloc de découplage V_d^* et V_q^* passent par une transformation biphasé vers une autre triphasée, ce qui nous donne les trois tensions de référence V_a^* , V_b^* et V_c^* de la commande MLI, et qui doit signaux de l'onduleur à MLI.

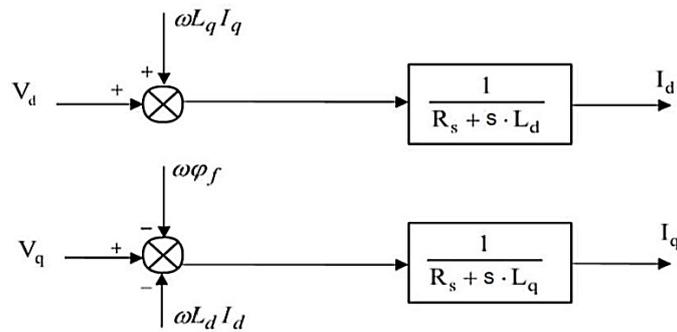
Découplage par compensation :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q .

Les tensions suivant les axes (d,q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega L_q I_q \\ V_q = \left(R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right) - \omega (L_d I_d + \varphi_f) \\ \omega = p \omega_r \end{cases}$$

La figure suivante représente le couplage entre l'axe «d» et «q» :



Description du couplage.

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes «d» et «q». On est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q

$$\text{avec : } \begin{cases} e_d = \omega L_q I_d \\ e_q = \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases}$$

A partir des équations suivantes, on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_{d1} = (R_s + s \cdot L_d) I_d \\ V_{q1} = (R_s + s \cdot L_q) I_q \end{cases}$$

On aura donc un découplage entre les deux axes. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , et I_q ne dépend que V_{q1} . Les fonctions de transferts internes des courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases}$$

s : Opérateur de Laplace.

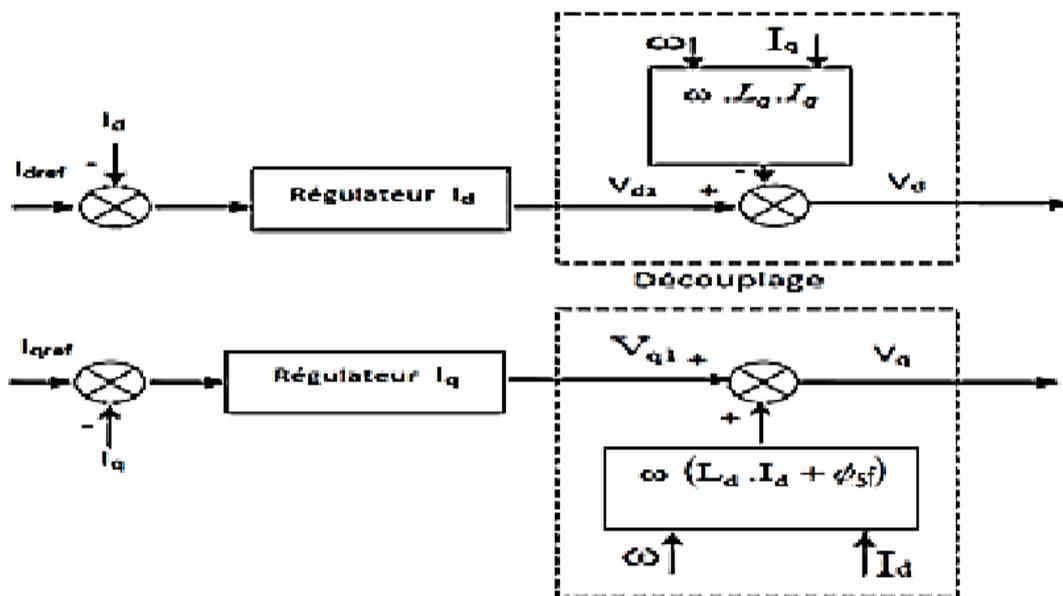
Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous:

avec :

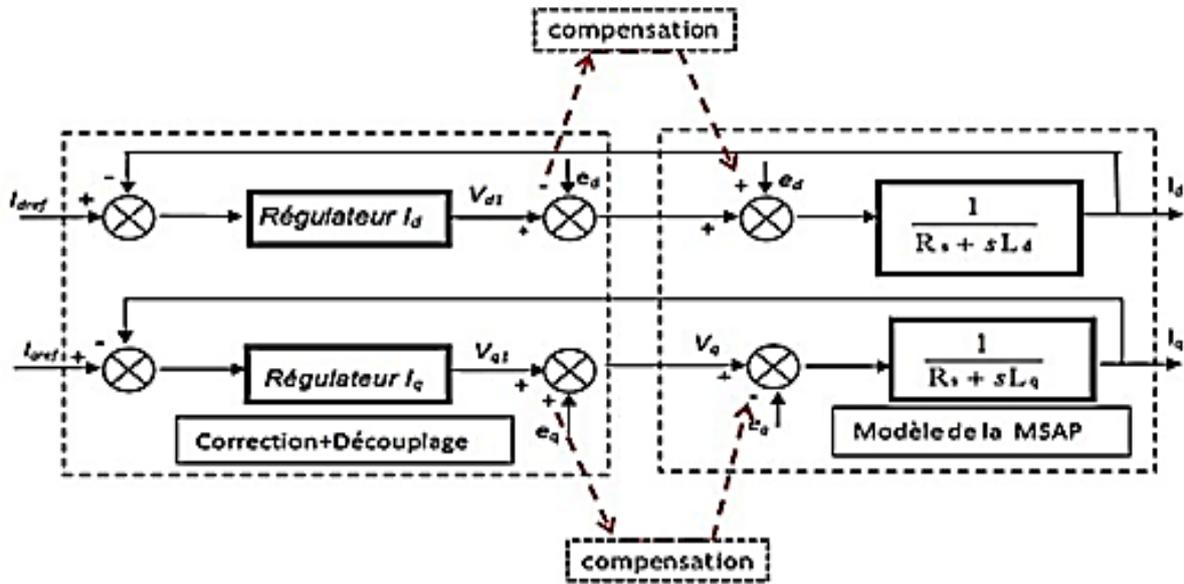
V_{d1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_d ».

V_{q1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_q ».



Principe de découplage par compensation

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure suivante :

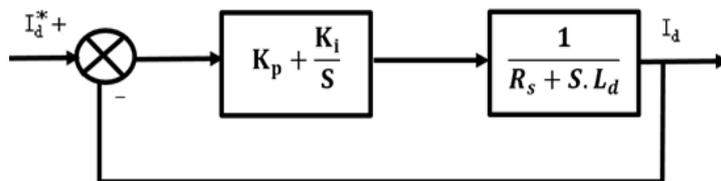


structure générale : (machine-découplage par compensation).

Synthese des régulateurs :

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI (*proportionnelle, intégrale*), dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée; donc de réduire le dépassement. Le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

REGULATEUR DES COURANTS



Boucle de régulation du courant Id.

Par la technique de compensation pole/zéro, la fonction de transfert en boucle fermée, nous donne un système de type 1^{er} ordre avec une constante de temps : $\tau = \frac{R_s}{K_i}$

$$FT(s) = \frac{1}{\tau \cdot s + 1}$$

Le temps de réponse t_{rep} est défini par l'instant où la grandeur de sortie vaut **95** % de la valeur finale donnée lorsque le temps t devient infini, soit :

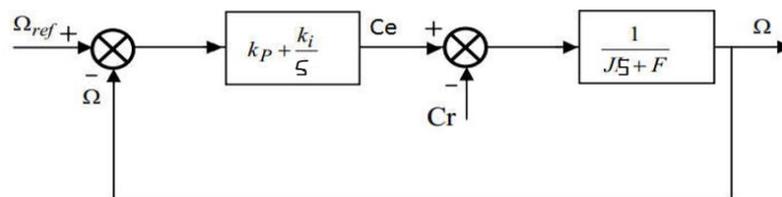
$$t_{rep} = 3 \cdot \tau$$

Soit en résumé :

$$* K_p = \frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}} \qquad * K_i = \frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}}$$

- **REGULATEUR DE LA VITESSE**

De même, le schéma de régulation de vitesse est issu du même principe, avec un temps de réponse de la boucle de vitesse au moins trois fois plus lent que celui des courants.



Conclusion : Dans ce chapitre, la commande à flux orienté du moteur MSAP a été présentée et synthétisée. En fait, une description et une modélisation de la chaîne de commande a été décrite, en partant de la modélisation du circuit de puissance, l'explication du concept de la commande vectorielle, et la synthèse des différents contrôleurs.