

# PROGRAMME

## **Introduction.**

**A : Principe de fonctionnement des machines à courant alternatif.**

**B : Alimentation à fréquence variable des machines asynchrones.**

**B-1 : Principes généraux de réglage.**

**B-2 : Machine asynchrone - onduleur MLI. Contrôle des tensions statoriques.**

B-2-1 : Principe de la commande en boucle ouverte.

B-2-2 : Stratégie de commande du convertisseur à MLI.

B-2-3: Réalisation de l'asservissement de vitesse.

**B-3 : Machine asynchrone - Onduleur MLI. Contrôle des courants statoriques.**

B-3-1 : Loi de commande.

B-3-2 : Réalisation de l'asservissement de vitesse.

B-3-3 : Convertisseur réversible.

**B-4 : Association Machine asynchrone - commutateur de courant.**

B-4-1 : Circuit de puissance.

B-4-2 : Asservissement de vitesse - commande du convertisseur.

**C- Commande vectorielle de la machine asynchrone**

**C.1. Introduction**

**C.2. Historique**

**C.3. Objectif de la commande vectorielle**

**C.4. Principe de la commande vectorielle**

C.4.1. Principe du découplage

C.4.2. Principe de la commande par orientation du flux

a. Description

b. Principe de la commande

C.4.3. Orientation du flux rotorique

**C.5. Commande vectorielle directe a flux rotorique orienté**

C.5.1. Structure de la CVD

C.5.1.1. Description

C.5.1.2. Système d'équations

C.5.1.3. Estimateur du flux rotorique

C.5.2. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

C.5.2.1. Découplage entrée-sortie

C.5.2.2. Découplage par compensation

C.5.2.3. Schéma de compensation

C.5.2.4. Problèmes posés par le découplage

C.5.3. Calcul des régulateurs

C.5.3.1. Régulateur de vitesse

C.5.3.2. Régulateur de couple

C.5.3.3. Régulateur du flux

**D : Variation de vitesse de la machine synchrone.**

**D-1 : Principe généraux de réglage.**

**D-2 : Machine synchrone alimentée par un commutateur de courant.**

D-2-1 : Le redresseur triphasé à thyristors.

D-2-2 : Alimentation de la machine synchrone par un pont triphasé à thyristors.

*D-2-3 : Autopilotage de la commande des thyristors.*

*D-2-4 : Stratégie de contrôle du couple électromagnétique.*

*D-2-5 : Réalisation de l'ensemble convertisseur-machine.*

*D-2-6 : Asservissement de vitesse de la machine synchrone topilotée.*

*D-2-7 : Conclusions*

**D-3 : Machine synchrone alimentée par un onduleur de tension MLI.**

*D-3-1 : Rappel - Onduleur de tension MLI.*

*D-3-2 : Autopilotage de la machine synchrone par un onduleur de tension MLI.*

*D-3-3 : Asservissement de vitesse de la machine synchrone autopilotée.*

*D-3-4 Conclusion:*

*D-3-5 Simplification du dispositif d'autopilotage.*

**D-4 : Conclusion.**

**Mini projet:**

- *Commande direct de couple DTC (stratégie de la commande, commande en couple, commande en puissance)*
- *Commande scalaire (principe, modèle et loi de commande)*
- *Commande vectorielle FOC (principe du contrôle vectoriel, orientation de flux rotorique ou statorique, expression de la commande)*

**Références bibliographiques:**

- *Entraînements électriques à vitesse variable; Jean Bonal, Guy Séguier, 1998*
- *Commande électronique des moteurs électriques; Michel Pinard; Dunod, 2004*
- *Commandes des systèmes électriques ; Loron Luc, Lavois 004*
- *Modélisation et commande de la machine asynchrone, J.P.Hautier et J.P.Caron, Technip, 1995*
- *Electrotechnique Theodore WILDI De BEOCK UNIVERSITE.*
- P. A. Arias, " Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors ", *Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.*
- W. Leonhard : "*Control of Electrical Drive.s*" Springer Verlag 1985.
- B. K. Bose : "*Power Electronics and AC Drives*" Prentice Hall 1986.
- B. De Fornel : "*Alimentation des machines asynchron e*"s Techniques de l'Ingénieur 1990.
- M. Lajoie Mazenc : "*L'alimentation et la commande des machines synchrones*" Journées Club EEA 1991.
- R. Chauprade, F. Milsant : "*Commande Electronique des moteurs à courant alternatif*" Eyrolles 1980.
- P. Ladoux, H. Foch, Y. Chéron : "*Analyse comparative des performances de deux redresseurs MLI de fortepuissance*". Colloque Nantes 3 Juillet 1992.

# Commande des machines électriques

## Introduction :

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'Electronique de Puissance et de la Commande Numérique ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. Aujourd'hui les machines à courant alternatif peuvent remplacer les machines à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable.

Dans de nombreux secteurs industriels, il faut donc s'attendre à la disparition progressive des entraînements utilisant la machine à courant continu.

## A : Principe de fonctionnement des machines à courant alternatif :

Dans les machines électriques à pôles lisses, le couple électromagnétique est dû à l'interaction de deux champs magnétiques. Dans le cas des machines à courant alternatif de type synchrone et asynchrone, il s'agit de l'interaction de deux champs tournants, le champ tournant créé par le(s) courant(s) qui circule(nt) dans l(es) enroulement(s) du rotor et le champ tournant produit par les courants sinusoïdaux qui parcourent les enroulements du stator. La figure (1) précise les positions des vecteurs  $\underline{H}_s$  et  $\underline{H}_r$  représentant respectivement les champs tournants statorique et rotorique.

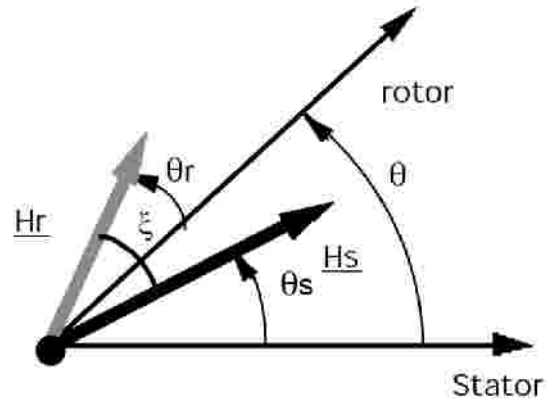


Figure (1)

La position du rotor par rapport au stator est repérée par l'angle  $\theta$  tel que :

$$\theta = \Omega t + \alpha \quad (1)$$

Le champ tournant statorique se déplace par rapport au stator et sa position est repérée par l'angle  $\theta_s$  :

$$\theta_s = \Omega_s t + \beta \quad (2)$$

En notation complexe, dans le repère lié au stator, le

champ tournant produit par les enroulements du stator peut s'exprimer par :

$$\underline{H}_s = H_s e^{j\theta_s} \quad (3)$$

Le champ tournant rotorique se déplace par rapport au rotor et sa position est repérée par l'angle  $\theta_r$  (repère lié au rotor) :

$$\underline{H}_r = H_r e^{j\theta_r} \quad (4)$$

En notation complexe, dans le repère lié au rotor, le champ produit par les enroulements du rotor peut s'exprimer par :

$$\underline{H}_r = H_r e^{j\theta_r} \quad (5)$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime par un produit vectoriel :

$$\text{CEM} = k (\underline{H}_s \wedge \underline{H}_r) \quad (6)$$

$$\text{CEM} = k H_s H_r \sin(\theta_s, \theta_r) \quad (7)$$

$$\text{CEM} = k H_s H_r \sin(\theta + \theta_r - \theta_s) \quad (8)$$

En remplaçant  $\theta$ ,  $\theta_r$  et  $\theta_s$  par leurs expressions :

$$\text{CEM} = k H_s H_r \sin [(\Omega + \Omega_r - \Omega_s) t + \gamma - \beta + \alpha] \quad (9)$$

La valeur moyenne du couple électromagnétique est non nul si :

$$\boxed{\Omega + \Omega_r = \Omega_s} \quad (10)$$

Cette relation permet de mettre en évidence le principe de fonctionnement des deux principales machines à courant alternatif :

- Dans le cas de la machine synchrone, le champ rotorique est produit par un enroulement alimenté en courant continu ou par un aimant permanent, la pulsation  $\Omega_r$  est donc nulle. Le rotor tourne à la même vitesse que le champ statorique.

- Dans le cas de la machine asynchrone, le rotor tourne à une vitesse différente de celle du champ statorique. Les courants rotoriques sont alternatifs et  $\Omega_r$  représente la vitesse angulaire de glissement :  $\Omega_r = g \Omega_s$  ( $g$  : glissement).

Tout ceci peut être résumé dans le tableau ci-dessous :

Machine synchrone :	Machine Asynchrone :
$\Omega_r = 0 \quad \Omega = \Omega_s \quad (10 a)$	$\Omega + \Omega_r = \Omega_s \quad (10 b)$

Pour contrôler parfaitement le couple électromagnétique de ces machines, il faut donc assurer en permanence l'égalité **10** sur les pulsations et maîtriser l'angle  $\xi$  entre les vecteurs  $\underline{H}_s$  et  $\underline{H}_r$  ( $\xi = \gamma - \beta + \alpha$ ).

$$\text{CEM} = k H_s H_r \sin \xi \quad (11)$$

On peut dire que cette relation illustre le fonctionnement de la machine à courant alternatif

### **B: Alimentation à fréquence variable des machines asynchrones:**

#### **B-1 : Principes généraux de réglage:**

L'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif (Fig.2). La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence  $f_s$ .

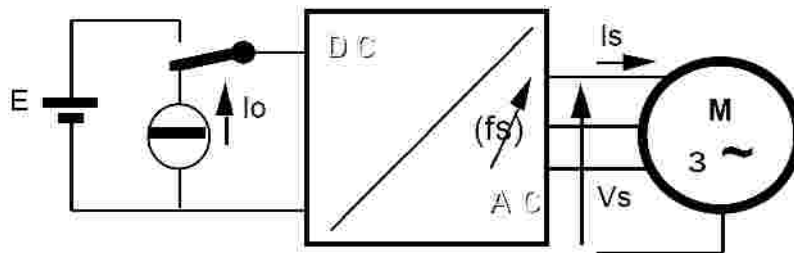


Figure (2)

Afin de mettre en évidence les principes généraux de réglage du couple électromagnétique de la machine asynchrone, nous allons travailler à partir du modèle de SteinMetz (Fig.3) valable en régime permanent sinusoïdal. La machine est considérée en convention récepteur.

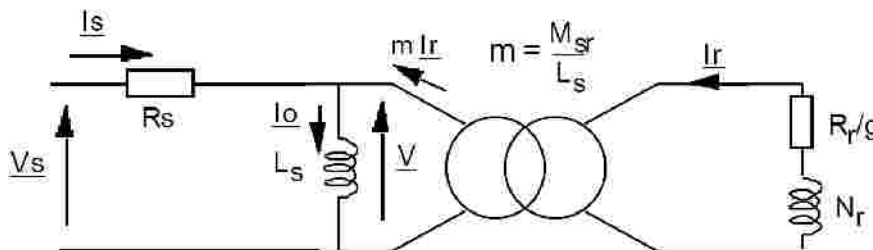


Figure (3)

Les éléments du modèle sont les suivants :

$R_s$  : résistance des enroulements du stator

$R_r$  : résistance des enroulements du rotor

$\omega_s$  : pulsation des courants statoriques

$\omega_r$  : pulsation des courants rotoriques

$L_s$  : inductance cyclique du stator

$M_{sr}$  : inductance mutuelle cyclique stator-rotor

$N_r$  : inductance totale de fuite ramenée au rotor.

$g$  : glissement ;  $g = \omega_r/\omega_s$

$V_s$  et  $I_s$  représentent respectivement la tension simple et le courant pour une des phases de la machine (schéma équivalent étoile). Le courant  $I_0$  est appelé courant magnétisant, il est représentatif du flux statorique. Le courant  $I_r$  est un courant fictif de pulsation  $\omega_s$  dont l'amplitude est proportionnelle à celle des courants rotoriques réels (de pulsation  $\omega_r$ ). Il est important de noter que toutes les grandeurs et courants de ce schéma équivalent sont à la pulsation  $\omega_s$ .

Afin de simplifier encore plus le modèle (Fig.4), la résistance  $R_s$  est généralement négligée. Hypothèse qui n'est valable qu'au voisinage du point de fonctionnement nominal de la machine.

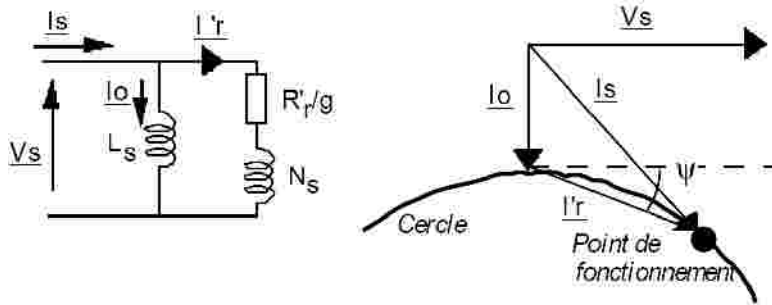


Figure (4)

Le point de fonctionnement de la machine se déplace sur un arc de cercle et  $\cos \psi$  reste voisin de l'unité pour les glissements faibles ( $g$  nominal  $\approx 5\%$ ). Les éléments  $R_r$  et  $N_s$  sont définies à partir du modèle de la figure 3 par les relations suivantes :  $R_r' = R_r/m^2$  et  $N_s = N_r/m^2$

A partir du modèle de la figure 4, nous allons calculer la puissance électromagnétique puis en déduire l'expression couple électromagnétique fourni par la machine asynchrone.

Puissance électromagnétique :

Puissance transmise au rotor :  $P = 3 I_r^2 \frac{R_r}{g}$  (12)

Avec :  $I_r = \frac{V_s}{\sqrt{R_r/g + j\omega_s L_s}}$  (13)

Pertes joules au rotor :  $P = 3 R_r I_r^2 = g P$  (14)

Puissance électromagnétique :  $P = P - P = P (1 - g)$  (15)

Avec :  $P = 3 V_s I_r \cos \psi$  (16)

Couple Electromagnétique : ( $p$  : nombre de paires de pôles de la machine).

$C = \frac{P}{\omega_s} = \frac{3 V_s I_r \cos \psi}{\omega_s} = p \frac{P}{\omega_s} = p \frac{P}{\omega_s}$  (17)

$C = 3 p \frac{V_s I_r \cos \psi}{\omega_s}$  (18)

La tension et le flux statorique sont liés par la relation :  $V_s = j \omega_s \Phi_s$  (19)

Ainsi le couple électromagnétique peut s'exprimer par :

$C = 3 p F \frac{I_r \cos \psi}{\omega_s}$  (20)

**Pour contrôler le couple électromagnétique** de la machine asynchrone, nous voyons d'après la relation (20) qu'il faut contrôler le flux statorique  $\Phi_s$  et la pulsation des courants rotoriques  $\omega_r$  (grandeur qui n'est pas directement accessible).

A flux statorique constant, on peut tracer (Fig.5) à partir de l'expression (20) la courbe  $C_{EM} = f(\omega_r)$ .

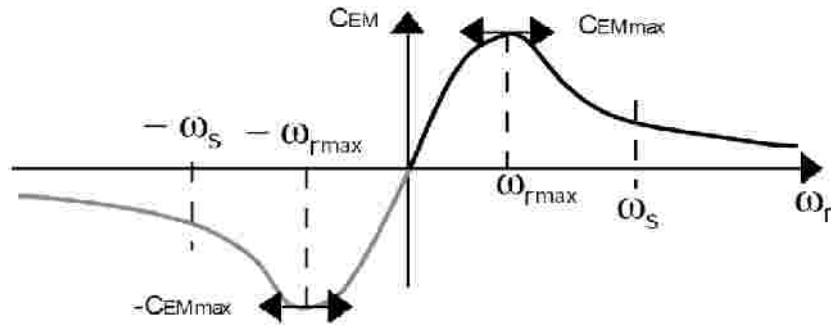


Figure (5)

La courbe présente un maximum  $C_{EMmax}$  pour la pulsation notée  $\omega_{rmax}$  :

$$= - \quad (21)$$

$$\text{Et } C = 3 p F \quad (22)$$

Lorsque la pulsation est faible ( $\omega_r \rightarrow 0$  : faible glissement) le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation  $\omega_r$  :

$$C = 3 p F \quad (23)$$

**NB** : à partir de la connaissance de la loi  $C_{EM} = f(\omega_r)$  différentes stratégies de commande des machines asynchrones ont été élaborés.

## **B-2. Machine asynchrone - onduleur MLI. Contrôle des tensions statoriques:**

### **B-2-1 : Principe de la commande en boucle ouverte:**

A flux constant, le couple électromagnétique de la machine asynchrone ne dépend que de la pulsation  $\omega_r$ . Ainsi, pour différentes valeurs de la pulsation des grandeurs statoriques  $\omega_s$  obtient-on une famille de caractéristiques Couple-Vitesse,  $C_{EM} = f(\omega)$  (Fig.6) qui peut être construite à partir de la figure 5 puisque  $\omega = \omega_s - \omega_r$ .

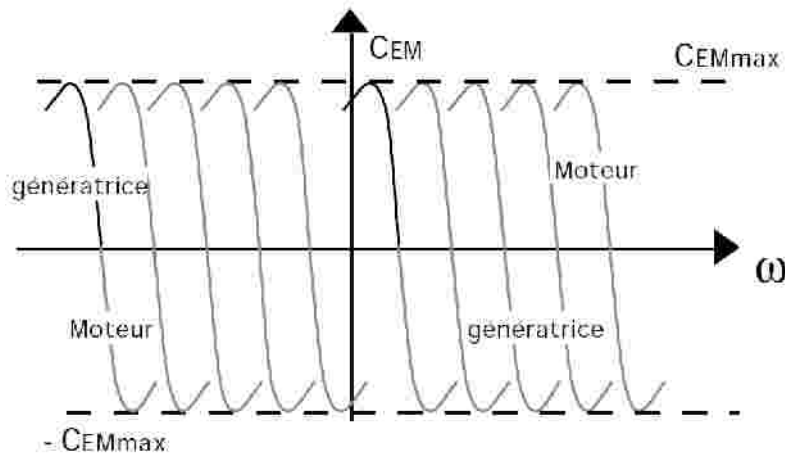


Figure (6)

Dans la zone linéaire (faibles glissements), cette famille de caractéristiques Couple-Vitesse est tout à fait analogue à celle d'une machine à courant continu où la tension d'induit constitue le paramètre de réglage de la vitesse. Ainsi pour faire varier en boucle ouverte la vitesse d'une machine asynchrone doit-on faire varier la fréquence d'alimentation au stator tout en maintenant le flux constant.

Les réglages de tension et de fréquence au stator de la machine sont obtenus grâce à un onduleur de tension MLI (Fig.7). Les composantes fondamentales des tensions statoriques forment un système triphasé équilibré. Leur valeur efficace  $V_s$  doit être réglée de façon à maintenir le flux statorique constant pour ne pas déclasser en couple la machine (22).

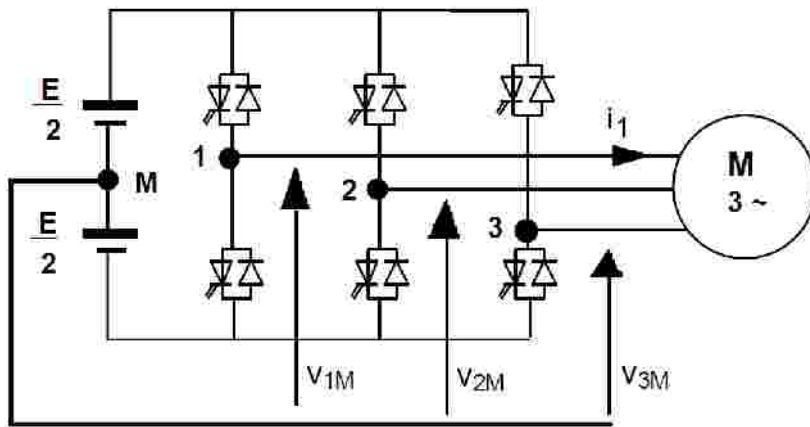


Figure (7)

Ainsi, d'après la relation (19), pour maintenir le flux  $\Phi_s$  constant, il faut que la tension efficace  $V_s$  soit proportionnelle à la fréquence d'alimentation statorique :

$$F = \text{---} \quad (24)$$

Toutefois, cette relation n'est pas valable pour des faibles valeurs de la pulsation  $\omega_s$  car la chute de tension  $R_s \cdot I_1$  due à la résistance des enroulements du stator n'est plus négligeable devant le terme  $L_s \cdot \omega \cdot I_0$  (Fig.3). Aussi envisage-t-on sur la plupart des variateurs une compensation de cette chute de tension en augmentant l'amplitude des tensions statoriques pour les faibles valeurs de  $\omega_s$  (Fig.8) de façon à maintenir  $\Phi_s$  constant. D'autre part, si un fonctionnement en survitesse de la machine asynchrone envisagé, il n'est pas possible de dépasser la tension statorique nominale (claquage des isolants). Le flux  $\Phi_s$  est alors diminué de même que le couple électromagnétique maximum (Fig.8).

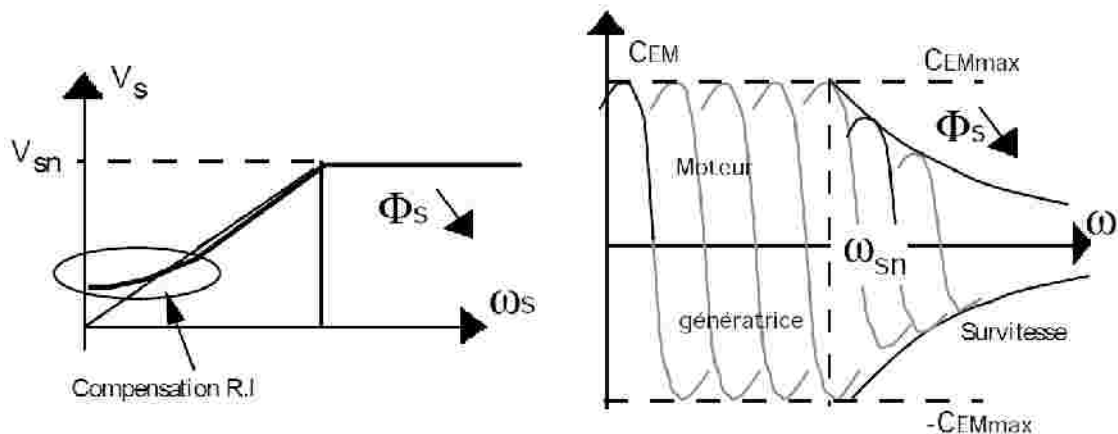


Figure (8)

La commande en boucle ouverte ne permet pas de contrôler parfaitement la vitesse de rotation de la machine puisque à pulsation  $\omega_s$  constante, la vitesse de rotation dépend du couple résistant de la charge entraînée (glissement) (Fig.9).

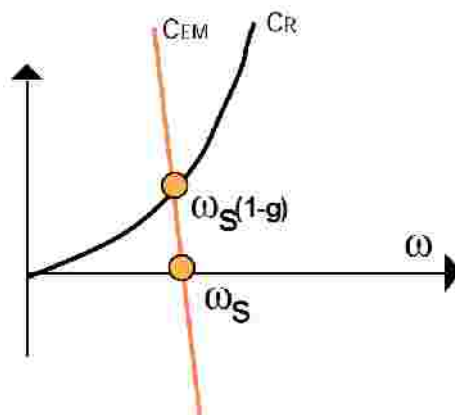


Figure (9)

### B-2-2 : Stratégie de commande du convertisseur à MLI :

Le schéma structurel de la figure 10 décrit le principe de commande de l'onduleur MLI. Les  $V_{1Mréf}$ ,  $V_{2Mréf}$  et  $V_{3Mréf}$  sont sinusoïdales. Elles sont générées par un oscillateur commandé en tension dont la fréquence de sortie est proportionnelle à la tension d'entrée  $\omega_{sref}$ . L'amplitude  $V_s$  des tensions  $V_{1Mréf}$ ,  $V_{2Mréf}$  et  $V_{3Mréf}$  est contrôlée grâce à des multiplieurs et tient compte de la loi  $V_s = f(\omega_s)$  décrite figure 8.

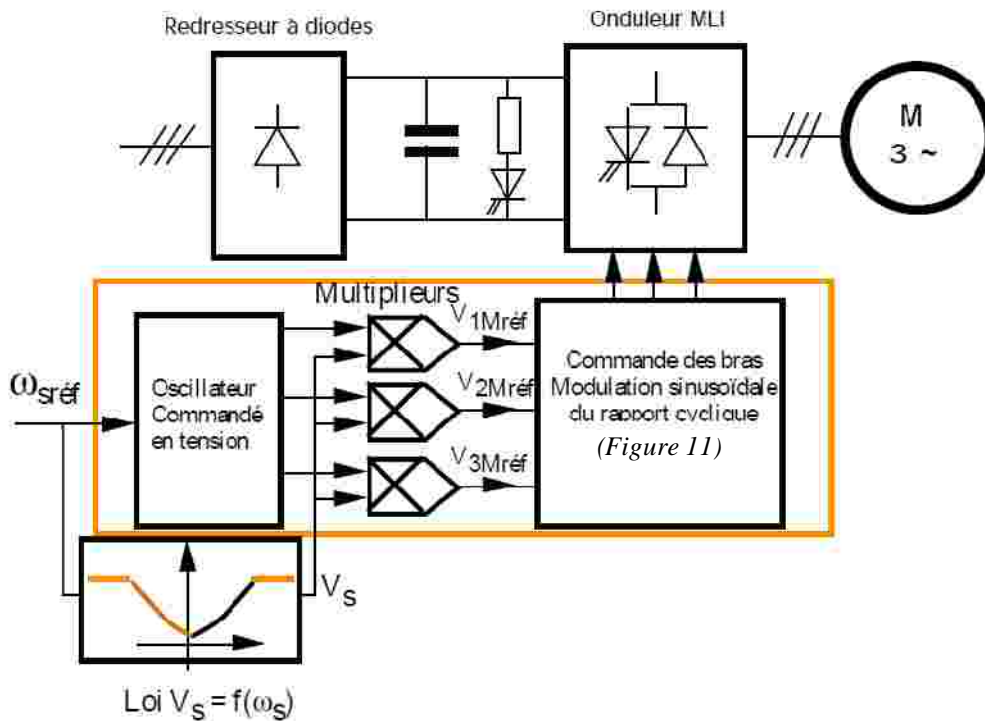


Figure (10)

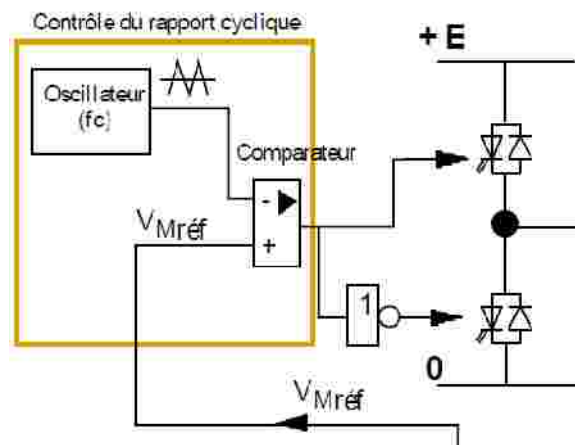


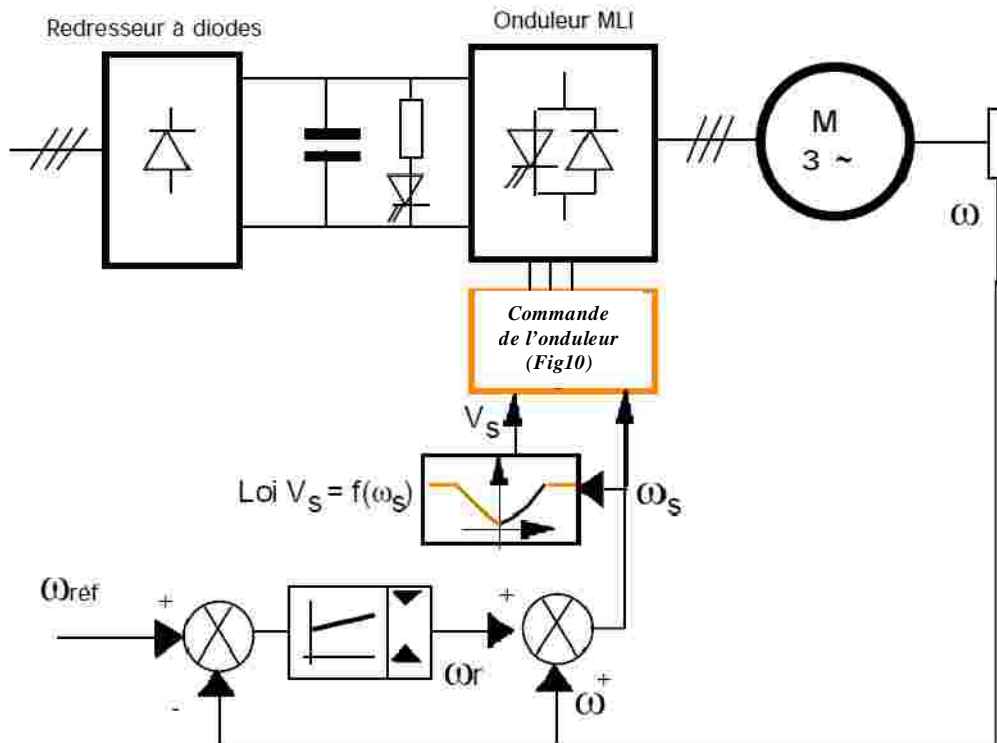
Figure (11)

Il est nécessaire d'asservir le rapport cyclique de la commande de chaque bras de l'onduleur conformément à la figure 11. Un oscillateur délivrant un signal triangulaire alternatif fixe la fréquence de commutation des interrupteurs. Ce signal triangulaire d'amplitude crête  $V_o$  est comparé à une tension  $V_{Mréf}$ .



### B-2-3: Réalisation de l'asservissement de vitesse :

Afin d'asservir la vitesse de rotation, on rajoute une boucle externe qui, à partir de l'erreur de vitesse, permet d'augmenter la fréquence des tensions statoriques de façon à l'erreur de vitesse due au glissement (*Fig.12*).

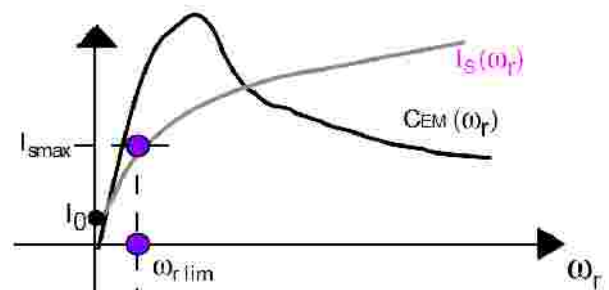


*Figure (12)*

Le correcteur, généralement de type PI, permet d'estimer la pulsation rotorique. La tension sortie du correcteur notée  $\omega_r$  est additionnée à la tension image de la vitesse de rotation  $\omega$  et ceci de façon à obtenir la valeur adéquate pour la pulsation statorique. La pulsation statorique est calculée par la relation:  $\omega_s = \omega_r + \omega$ . C'est *l'autopilotage fréquentiel*.

Cette relation a été précisée à la relation (10b). Elle est nécessaire à l'existence d'un couple électromagnétique à valeur moyenne non nulle.

La sortie du correcteur PI est munie d'un dispositif écarteur de façon à limiter la valeur de  $\omega_r$ . Ainsi l'amplitude des courants statoriques est indirectement limitée (*Fig.13*).



*Figure (13)*

Le contrôle de l'amplitude des courants statoriques est ici basé sur le modèle de *Steinmetz* de la machine asynchrone qui est uniquement valable en régime permanent. Lors des régimes transitoires, les valeurs instantanées des courants ne sont pas contrôlées.

Afin d'éviter des surintensités importantes en régime itoire, le gain Intégral du correcteur PI doit être augmenté. De ce fait les variations rapide de  $\omega_r$  sont évitées mais au détriment de la dynamique du système asservi. Aussi préfère-t-on dans la plupart des cas asservir les courants de sortie de l'onduleur MLI de façon à contrôler parfaitement les valeurs instantanées des courants statoriques de la machine asynchrone.

**B-3 : Machine asynchrone - Onduleur MLI. Contrôle des courants statoriques :**

**B-3-1 : Loi de commande :**

Une boucle de courant permet de contrôler le courant en sortie de chaque bras de l'onduleur MLI (FIG.14).

Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone, il faut maintenir le flux statorique constant et contrôler la pulsation  $\omega_r$ . il est nécessaire de déterminer la loi de variation  $I_s = f(\omega_r)$  qui permet de maintenir le flux  $\phi_s$  constant.

L'expression simplifiée de la loi  $I_s = f(\omega_r)$  peut être trouvée à partir du schéma équivalent de la figure 4. Pour maintenir le flux  $\phi_s$  constant, il faut que le courant magnétisant  $I_0$  soit constant ( $\phi_s = L_s I_0$ ). D'après le schéma équivalent de la figure 4, on a :

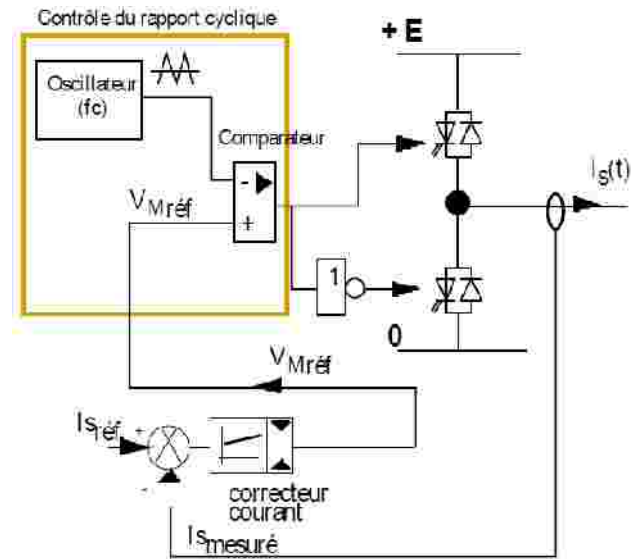


Figure (14)

$$= \text{---} ? = \frac{\text{---}}{\text{---}} \quad (25)$$

Soit en module, sachant que  $\omega_r = g \omega_s$  :

$$= \text{---} \quad (26)$$

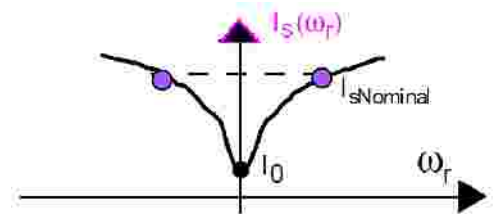


Figure (15)

La loi  $I_s = f(\omega_r)$  est représentée par la courbe de la figure 15.

**B-3-2 : Réalisation de l'asservissement de vitesse:**

Le principe de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone est décrit par le schéma structurel de la fig16.

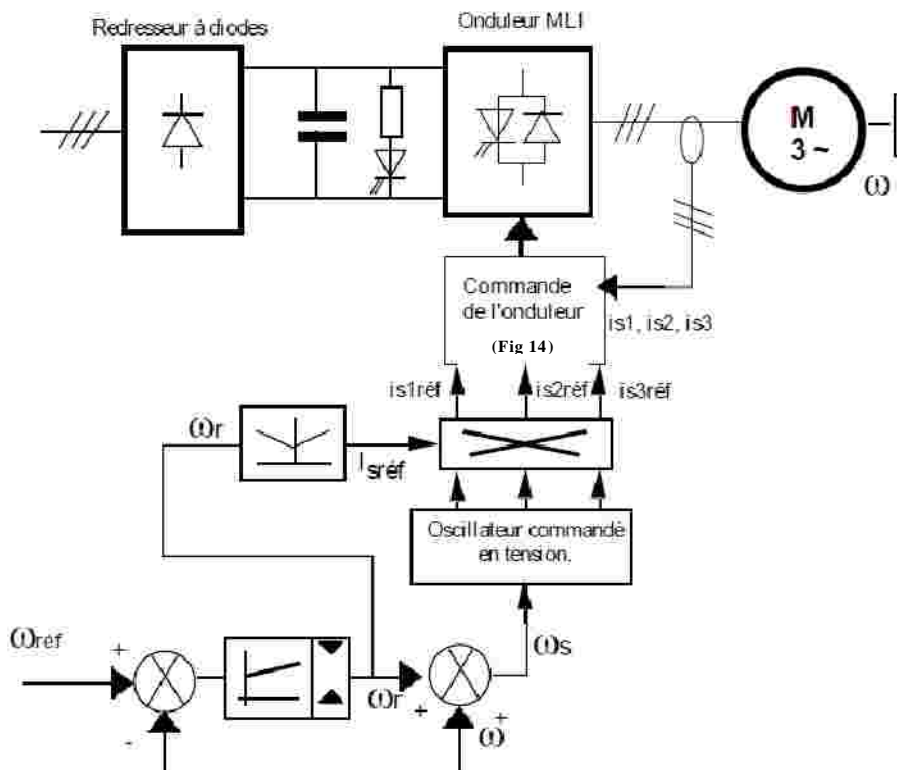


Figure (16)

La pulsation rotorique  $\omega_r$  est estimée grâce au correcteur PI. Pour déterminer la pulsation des courants statoriques, il faut additionner l'image de la vitesse de rotation et l'image de la pulsation rotorique. Ceci permet de vérifier l'équation (10b) et de réaliser *l'autopilotage fréquentiel*. Etant donné que  $\omega_r \ll \omega_s$ , le capteur de vitesse utilisé doit être numérique (codeur incrémental) afin d'avoir une grande précision sur la mesure de  $\omega$ .

La loi  $I_s = f(\omega_r)$  décrite précédemment permet de fixer l'amplitude des courants de références  $i_{s1\text{réf}}$ ,  $i_{s2\text{réf}}$ ,  $i_{s3\text{réf}}$  qui sont générés par un oscillateur commandé en tension. La commande de la figure 16 est complexe et est généralement réalisée en faisant appel aux techniques numériques.

### **B-3-3 : Convertisseur réversible:**

Grâce aux *GTO*, l'onduleur *MLI* permet aujourd'hui de varier la vitesse de machine asynchrone jusqu'à des puissances de l'ordre du *MW*. Dans ces cas là, il est nécessaire de prévoir le fre de la machine asynchrone en restituant l'énergie au réseau d'alimentation. Pour cela, il est possible de remplacer le redresseur à diodes par une structure onduleur *MLI* qui fonctionne en redresseur lorsque la machine asynchrone fonctionne en moteur et en onduleur lorsque la machine asynchrone fonctionne en génératrice (Fig.17).

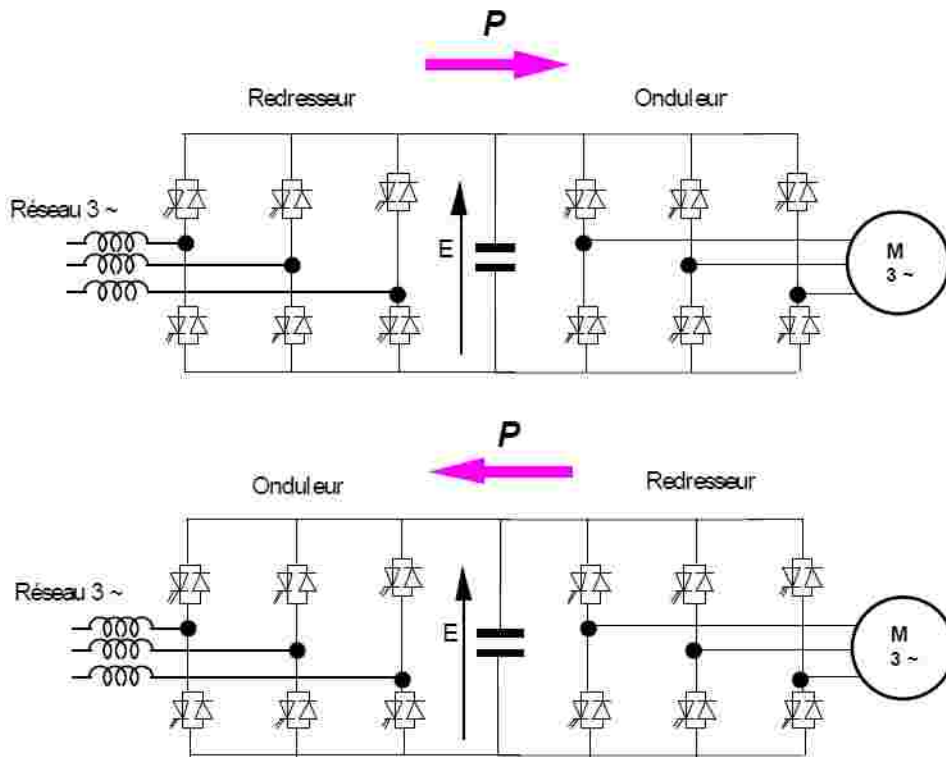


Figure (17)

Les inductances connectées côté réseaux permettent le passage des courants de ligne. Côté réseau, la structure onduleur *MLI* permet de prélever des courants quasi-sinusoïdaux en phase avec les tensions simples ; ce optimise le facteur de puissance du convertisseur. Il faut noter que c'est la commande de l'onduleur *MLI* côté réseau qui assure la régulation de la tension continue *E*. Ce type de dispositif, très récent, est notamment utilisé pour le *TGV* qui utilise des moteurs asynchrones. L'onduleur *MLI* connecté côté réseau est bien entendu monophasé.

### **B-4 : Association Machine asynchrone - commutateur de courant:**

#### **B-4-1 : Circuit de puissance :**

La structure de la fig 18 présente toutefois l'avantage d'être naturellement réversible. Lorsque la machine asynchrone fonctionne en moteur le pont à thyristors fonctionne en redresseur et le pont commandé au blocage en onduleur. Lorsque la machine asynchrone fonctionne en génératrice ( $\omega_r < 0$ ), le pont à thyristors fonctionne en onduleur et le commandé au blocage fonctionne en redresseur.

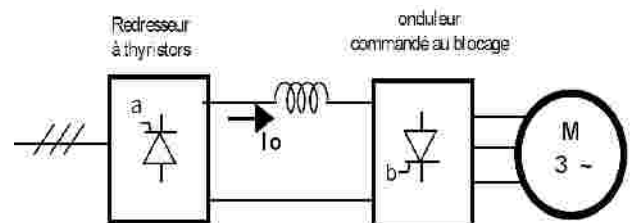


Figure (18)

#### B-4-2 : Asservissement de vitesse - commande du convertisseur:

L'onduleur de courant commandé au blocage permet de commuter le courant dans les phases de la machine asynchrone. L'amplitude des courants dans les phases de la machine est imposée par la source de courant  $I_0$  réalisée avec le redresseur à thyristors. Le principe de contrôle du convertisseur avec *autopilotage fréquentiel* est identique à celui décrit au paragraphe (B-3). Le schéma structurel de l'asservissement est donné à la figure 19.

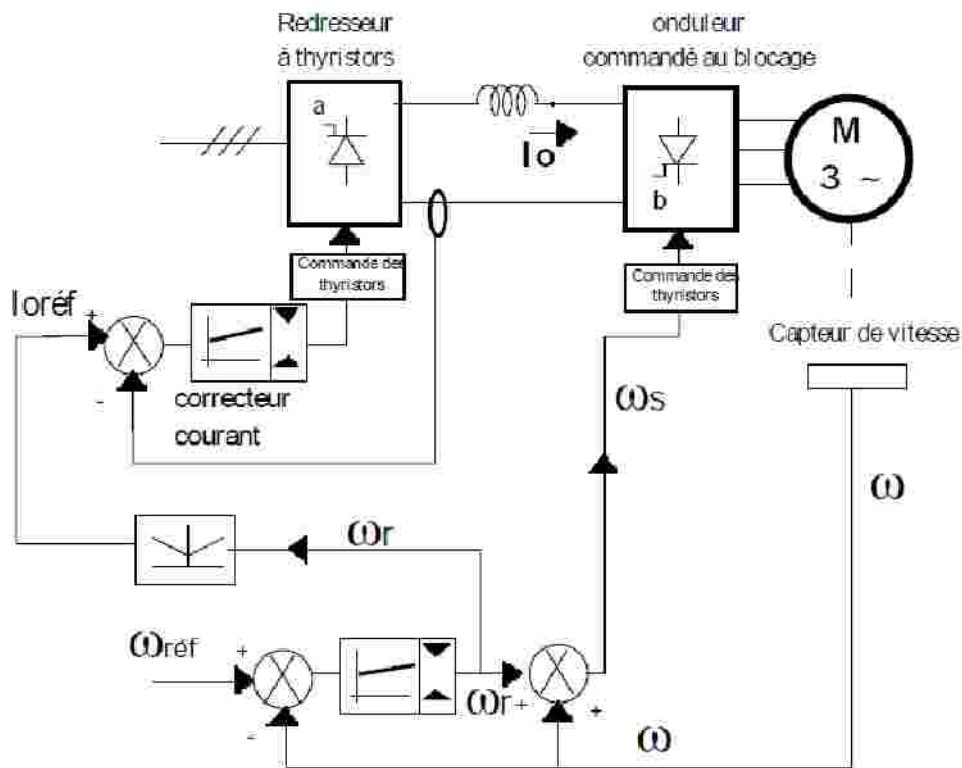


Figure (19)

#### B-5 : Conclusions:

Les principes de contrôle du couple électromagnétique de la machine asynchrone que nous venons de décrire ont tous été élaborés à partir du modèle statique (*Schéma de Steinmetz*) valable en régime permanent sinusoïdal \*. Ceci a pour conséquence que le couple électromagnétique n'est plus contrôlé lors des régimes transitoires (Fig.20)

Dans le cas où l'on désire parfaitement contrôler le couple électromagnétique même lors des régimes transitoire, il faut contrôler en permanence l'amplitude et la position relative des champs tournants statorique et rotorique. C'est ce qu'on appelle le contrôle vectoriel du couple électromagnétique. Grâce à ce principe, la machine asynchrone peut remplacer les machines à courant continu.

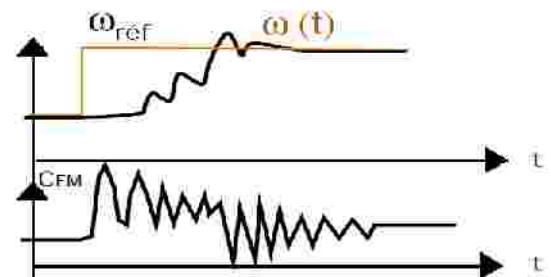


Figure (20)

Pour effectuer un contrôle vectoriel du couple électromagnétique, il faut imposer les courants statoriques de façon à ce que le flux créé par le stator soit perpendiculaire au champ tournant rotor (*II*).

Dans le cas de la machine asynchrone, le champ tournant rotorique "glisse" par rapport au rotor à la pulsation  $\omega_r$ . Il faut donc calculer à tout instant la position relative du champ tournant rotorique du rotor. Ceci ne peut se faire qu'à partir d'un modèle mathématique valable en régime transitoire. C'est le modèle de *Park* !.

## C- Commande vectorielle de la machine asynchrone :

### C.1. Introduction:

La commande vectorielle est appelée aussi commande par orientation du flux et notée *FOC (Field Oriented Control)*. Les principes de cette commande ont été élaborés dès 1972, par *F.Blaschke*. Depuis, de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine, permettant le développement de cette commande vectorielle dans de multiples applications industrielles.

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.

La méthode dite du champ orienté consiste à choisir un système d'axe et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux de sorte que les deux composantes du courant statorique  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  vont être les variables d'entrée d'une *MAS* contrôlent, respectivement, le flux et le couple électromagnétique.

### C.2. Historique:

Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par *F.Blaschke* et ses applications effectives ont vu le jour grâce à *Leonhard* dix ans plus tard. Les publications de *Leonhard (1983)* montrent que l'implantation de la *CV* offre à la *MAS* alimentée en courant et en tension des performances comparables à celles de la *MCC*. Dernièrement, de nombreux développements et raffinements ont été introduits, grâce en grande partie, aux moyens matériels et logiciels permettant la connaissance parfaite de la position instantanée du flux du rotor.

### C.3. Objectif de la commande vectorielle:

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une *MCC* à excitation séparée. En effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé.

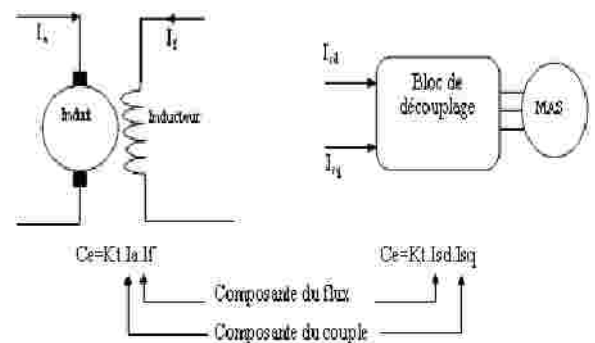
Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la *MCC*, il faut, par un système de commande extérieur à la *MAS*, réaliser un découplage du flux et de couple, ce évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Cela réalise aujourd'hui par la commande vectorielle à flux orienté ou par champ orienté (de l'anglais, *Field Oriented Control* ou *FOC*).

### C.4. Principe de la commande vectorielle:

Dans une *MCC*, le rotor est bobiné de telle manière, que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de  $90^\circ$  avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit.

Par contre, dans une *MAS*, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexes.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une *MCC*, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple comme le montre *La figure (21)*.



La figure (21): Principe du découplage pour la MAS par l'analogie de la MCC.

### C.4.2. Principe de la commande par orientation du flux :

#### a. Description :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes de repère  $(d, q)$  de flux rotorique et le courant statorique (27). Elle présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine, et fait apparaître la machine asynchrone comme l'association de deux MCC. Cependant on remarque la complexité d'un contrôle du couple.

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (j_{rd} I_{sq} - j_{rq} I_{sd}) \quad (27)$$

La commande par orientation du flux consiste à régler flux par une composante du courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant.

#### b. Principe de la commande :

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une MCC.

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux:

1. commande vectorielle à flux rotorique orienté.
2. commande vectorielle à flux statorique orienté.
3. commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées.

Pour cela, dans notre programme, c'est ce type de commande qui sera traité. Donc le choix du type de CV à flux orienté dépend du choix de l'équation de couple électromagnétique.

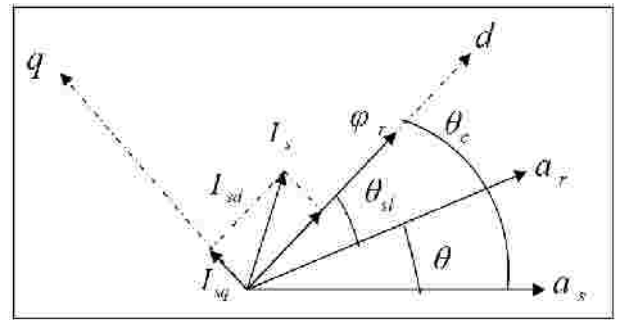
### C.4.3. Orientation du flux rotorique :

Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la MAS comparable à ceux de la MCC. Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux

rotorique alors:

$$\begin{cases} j_{rd} = j_r \\ j_{rq} = 0 \end{cases} \quad (28)$$



La figure (22): Orientation du flux rotorique

#### **Ø Le flux rotorique devient**

On a l'équation magnétique d'un enroulement triphasé dans les axes d et q:

$$\begin{bmatrix} j_{sd} \\ j_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_m] \\ [L_m] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (29)$$

Aussi on a l'équation électrique d'un enroulement triphasé dans les axes d et q:

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} j_{rd} \\ j_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_{sl} \\ w_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j_{rd} \\ j_{rq} \end{bmatrix} \quad (30)$$

A partir de l'écriture matricielle (29) et le système d'équation (28) on obtient:

$$j_{rd} = j_r = L_r \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{sd} \quad (31)$$

Et à partir de l'écriture matricielle (30) et le système d'équation (28) on obtient:

$$V_{rd} = 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{dj_r}{dt} \quad (32)$$

En remplaçant (32) dans (31) on obtient :

$$j_r = -T_r \frac{dj_r}{dt} + L_m \cdot I_{sd} \quad \text{avec:} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (33)$$

Après l'application de *Transformation de Laplace* on trouve:

$$j_r = \frac{L_m}{1 + T_r \cdot S} I_{sd} \quad (34)$$

Avec  $S$  : Opérateur de *Laplace*.

L'équation (34) signifie que le modèle de la *MAS* est dans le repère synchrone a flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante du courant directe  $I_{sd}$  moyennement d'un premier ordre avec la constante de temps  $T_r$ .

### Ø *Le couple devient*

La modélisation de la *MAS* montre que le couple en régime quelconque s'exprime dans le repère  $d, q$  comme un produit croisé de courant ou de flux:

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (j_{rd} I_{sq} - j_{rq} I_{sd}) \quad (35)$$

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe  $d$  d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient:

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (j_r I_{sq}) \quad (36)$$

A l'examen de ces dernières relations, on constate que:

- La composante  $I_{sd}$  joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation  $j_r$ .
- La composante  $I_{sq}$  joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

On retrouve à partir de (36) la configuration des *MCC*, constituant la base de la commande à flux rotorique orienté.

Donc (36) c'est une équation similaire à celle d'une *MCC*, d'autre plus si  $j_r = cte$ , alors le  $C_e$  devient directement contrôlable linéairement par  $I_{sq}$ .

### Ø *La pulsation de glissement devient*

À partir de l'écriture matricielle (30) et le système d'équation (28) on obtient:

$$V_{rq} = 0 = R_r \cdot I_{rq} + w_{sl} j_r \quad (37)$$

Et à partir de l'écriture matricielle (29) et le système d'équation (28) on obtient:

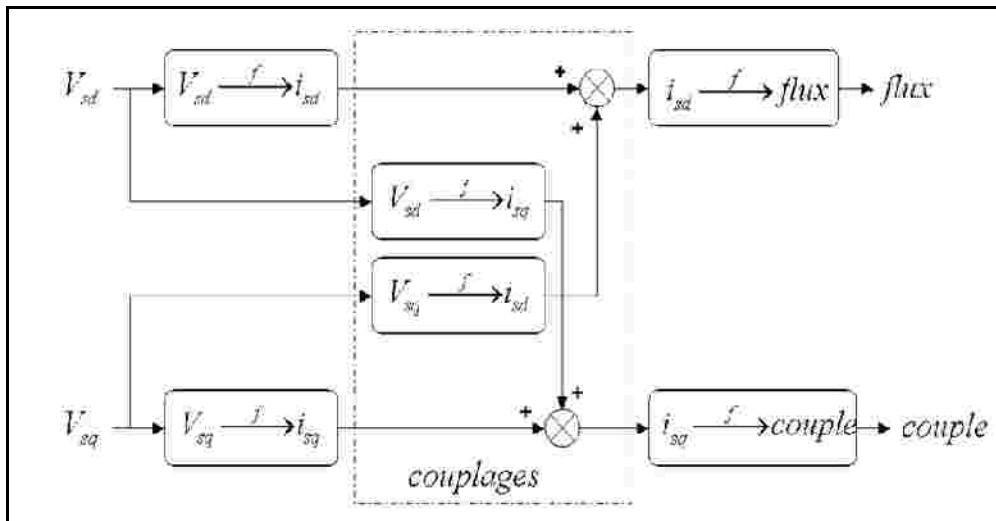
$$j_{rq} = 0 = L_r \cdot I_{rq} + L_m \cdot I_{sq} \quad (38)$$

En remplaçant (38) dans (37) on obtient :

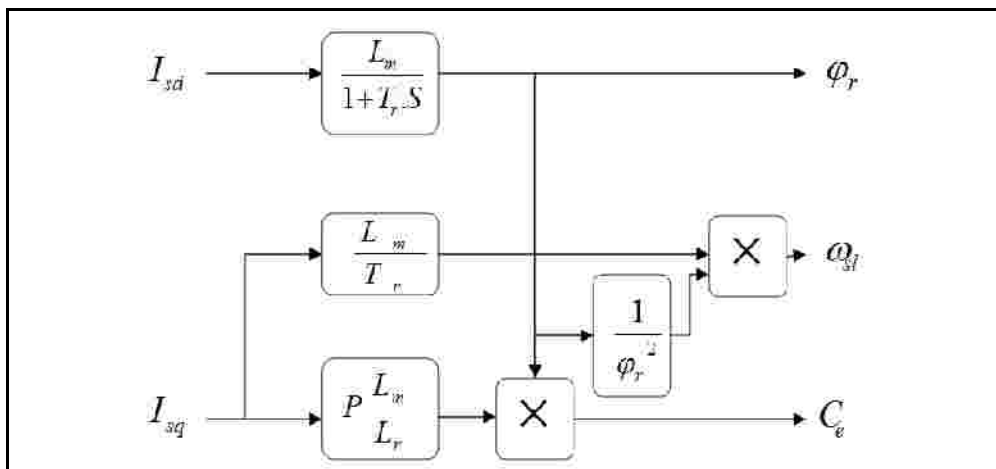
$$w_{sl} = \frac{L_m}{j_r \cdot T_r} I_{sq} \quad (39)$$

L'équation (39) signifie que si le flux est établi a sa valeur de référence, éventuellement par un contrôle linéaire, alors la pulsation de glissements  $w_{sl}$  devient proportionnelle a la composante  $I_{sq}$ , qui est naturellement une composante image du couple donnée par (36).

- D'après les équations (34) et (36), nous pouvons contrôler indépendamment le flux  $\dot{j}_r$  et le couple  $C_e$  en agissant respectivement sur les composantes  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  du courant statorique.



*La figure(23): Description des couplages.*



*La figure (24): Bloc de découplage par orientation du flux rotorique.*

Toutes recherches effectuées sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe qui a été développée par *F. Blaschke*, la seconde connue par méthode indirecte développée par *K. Hasse*.

Dans ce chapitre, nous introduirons le principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone basée sur l'orientation de flux rotorique par la méthode directe.



### C.5. Commande vectorielle directe a flux rotorique orienté:

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, ...etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement.

#### C.5.1. Structure de la CVD:

##### C.5.1.1. Description:

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statorique et la vitesse du champ tournant.

##### C.5.1.2. Système d'équations:

On a le modèle de la machine dans le repère lié au champ tournant comme suit:

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s s} + \frac{(1-s)}{T_r s}\right) I_{sd} + w_c I_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-s)}{s} j_{rd} + \frac{1}{L_m} \frac{(1-s)}{s} w j_{rq} + \frac{1}{s L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -w_c I_{sd} - \left(\frac{1}{T_s s} + \frac{(1-s)}{T_r s}\right) I_{sq} - \frac{1}{L_m} \frac{(1-s)}{s} w j_{rd} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-s)}{s} j_{rq} + \frac{1}{s L_s} V_{sq} \\ \frac{dj_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} j_{rd} + w_{sl} j_{rq} \\ \frac{dj_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - w_{sl} j_{rd} - \frac{1}{T_r} j_{rq} \end{cases} \quad (40)$$

$$\text{Avec: } T_r = \frac{L_r}{R_r} ; T_s = \frac{L_s}{R_s} ; s = 1 - \frac{L_m}{L_s L_r}.$$

$T_r$  : Constante de temps rotorique.

$T_s$  : Constante de temps statorique.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axe  $(d, q)$  tels que l'axe  $d$  soit confondu avec la direction de  $\hat{j}_r$ .

On a La représentation d'état de la machine asynchrone dans le repère  $(d, q)$  lié au champ tournant comme suit:

$$[X]^* = [A][X] + [B][U] \quad (41)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-s)}{T_r s}\right) & w_c & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-s)}{s} & \frac{1}{L_m} \frac{(1-s)}{s} w \\ -w_c & -\left(\frac{1}{T_s s} + \frac{(1-s)}{T_r s}\right) & -\frac{1}{L_m} \frac{(1-s)}{s} & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-s)}{s} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & w_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -w_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{s L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, [X] = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ j_{rd} \\ j_{rq} \end{bmatrix}, [U] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

Le flux  $\hat{j}_r$  étant orienté sur l'axe  $d$ , l'équation d'état (41) nous permet d'exprimer  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ ,  $\hat{j}_r$  et  $w_{sl}$  avec:

$$\begin{cases} \hat{j}_{rd} = \hat{j}_r \\ \hat{j}_{rq} = 0 \end{cases} \quad (42)$$

En substituant (42) dans (40) et en tenant compte de (36), on obtient:

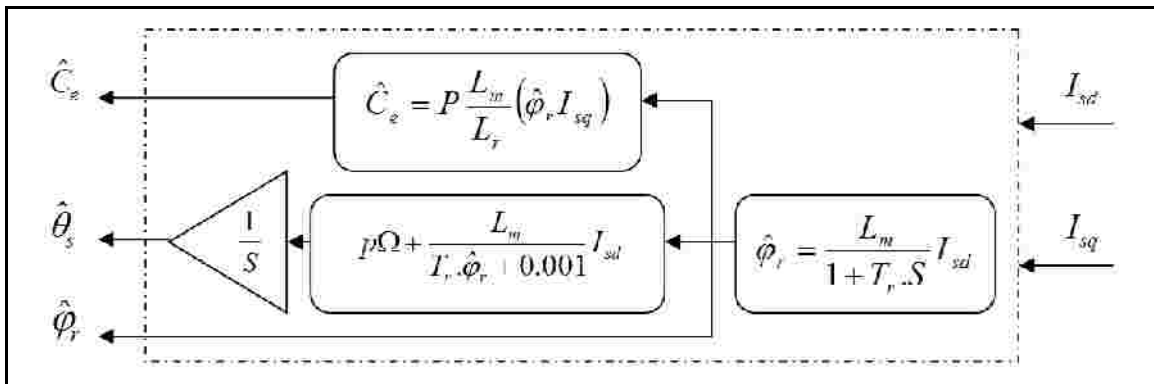
$$\begin{cases} V_{sd} = s L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) I_{sd} - s L_s w_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r} \hat{j}_r \\ V_{sq} = s L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) I_{sq} + s L_s w_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} w \hat{j}_r \\ T_r \frac{d\hat{j}_r}{dt} + \hat{j}_r = L_m I_{sd} \\ \frac{L_m}{T_r} I_{sq} = w_{sl} \hat{j}_r \\ C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\hat{j}_r I_{sq}) \end{cases} \quad (43)$$

### C.5.1.3. Estimateur du flux rotorique:

L'orientation du flux rotorique est déterminée moyennant une mesure directe par des capteurs dont la réalisation pratique est délicate. Dans la majorité des cas, ces capteurs sont proscrits et on a recours à des techniques d'estimation ou d'observation du flux à partir des grandeurs dites mesurables (tension, courant, vitesse).

Un estimateur du vecteur flux  $\hat{j}_r$ , établi dans (d, q) à partir du système d'équation (43).

Le schéma bloc correspondant à cette équation est donnée par la figure (25)



La figure(25): Représentation de l'estimateur

### C.5.2. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté:

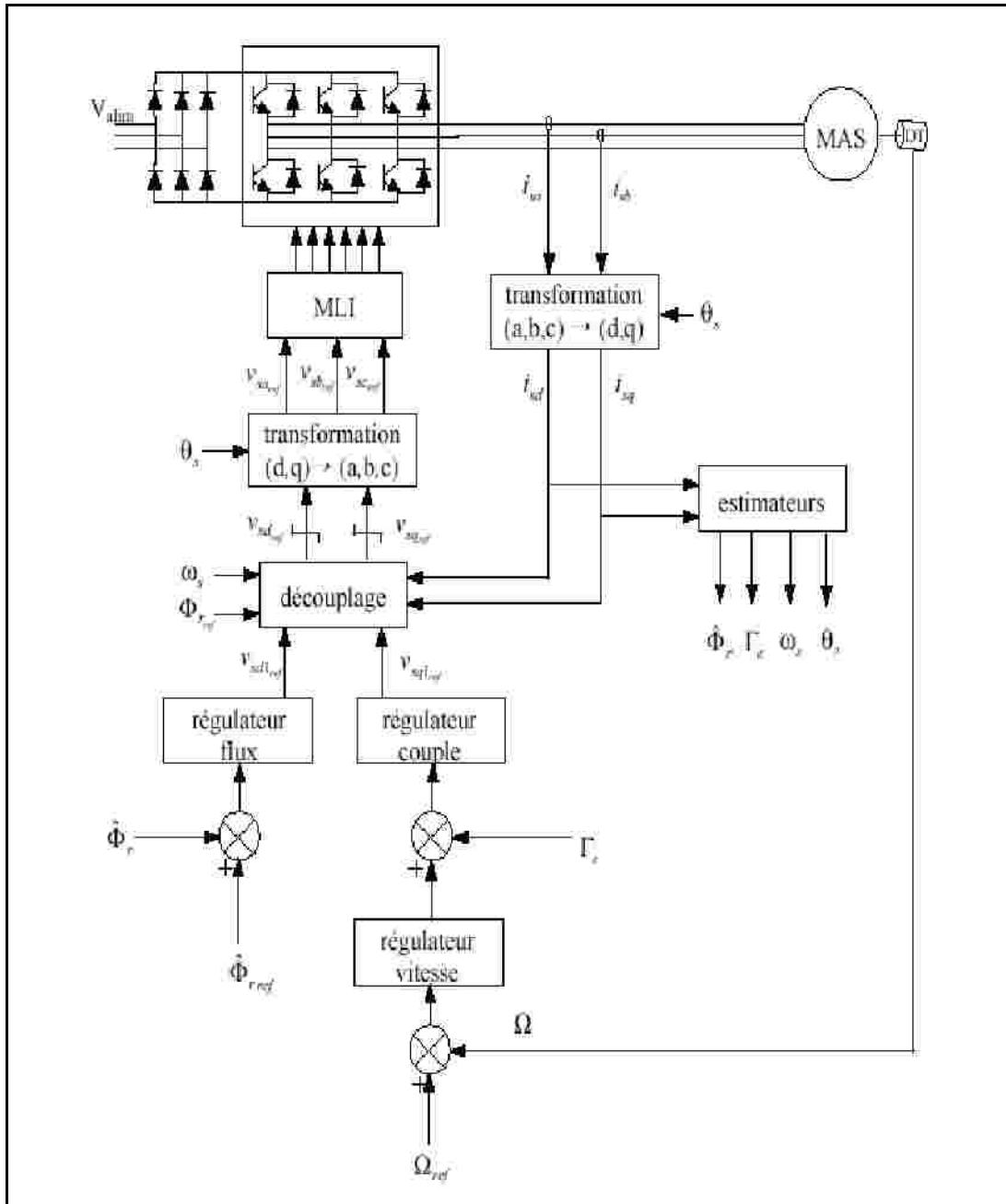
Le schéma que nous proposons sur la figure (26) est une commande vectorielle de type direct:

Le flux rotorique est asservi à une consigne de flux. Une commande indirecte ne comporterait pas de régulateur de flux.

Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique déterminés précédemment.

Les grandeurs mesurées dont nous avons besoin sont les suivantes:

- Ø Vitesse  $\Omega$  donnée par le codeur incrémental monté directement sur l'axe du moteur,
- Ø Courants  $I_{sa}, I_{sb}$ , donnée par des sondes à effet Hall.



La figure (26): Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension.

### C.5.2.1. Découplage entrée-sortie:

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes *mono-variables* évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

A partir du système des équations (43) on obtient:

$$\begin{cases} V_{sd} = s L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) I_{sd} - s L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r} j_r \\ V_{sq} = s L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) I_{sq} + s L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s j_r \end{cases} \quad (44)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un gros inconvénient:

L'équation (44) montre que les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  influent à la fois sur  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$ , donc sur le flux et le couple (couplage entre les axes  $d$  et  $q$ ). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage entre  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  qui permet de contrôler de manière indépendante (le couple par la composant  $I_{sq}$  et le flux rotorique par le composant  $I_{sd}$ ).

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, *découplage par compensation*. Nous présentons ce dernier type.

### C.5.2.2. Découplage par compensation:

Cela revient à définir deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que  $V_{sd1}$  n'agisse que sur  $I_{sd}$  et  $V_{sq1}$  sur  $I_{sq}$ . Nous présentons  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  comme suit:

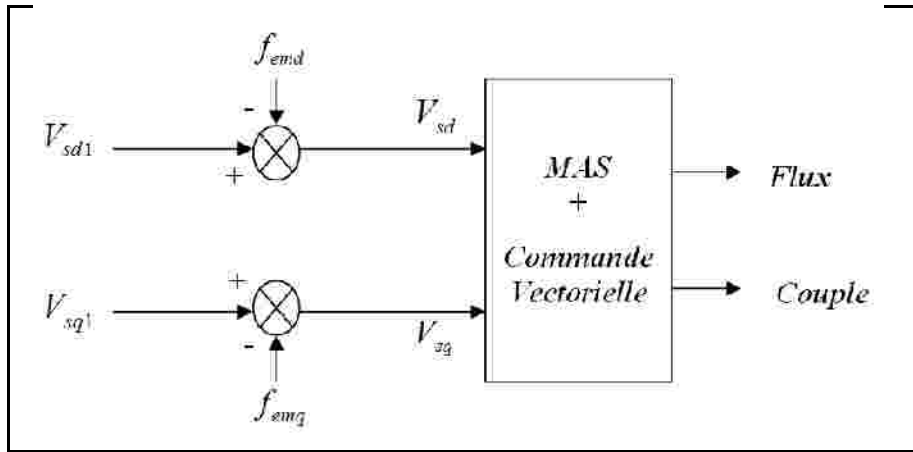
A partir de système des équations (44) on pose

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - f_{emd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - f_{emq} \end{cases} \quad (45)$$

Avec:

$$\begin{cases} f_{emd} = -s L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} j_r \\ f_{emq} = +s L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s j_r - \frac{L_m^2}{T_r L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (46)$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$ . La figure (27)



La figure (27): Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

Nous définissons ainsi un nouveau système (figure 28) pour lequel:

$$\begin{cases} V_{sd1} = s L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = s L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (47)$$

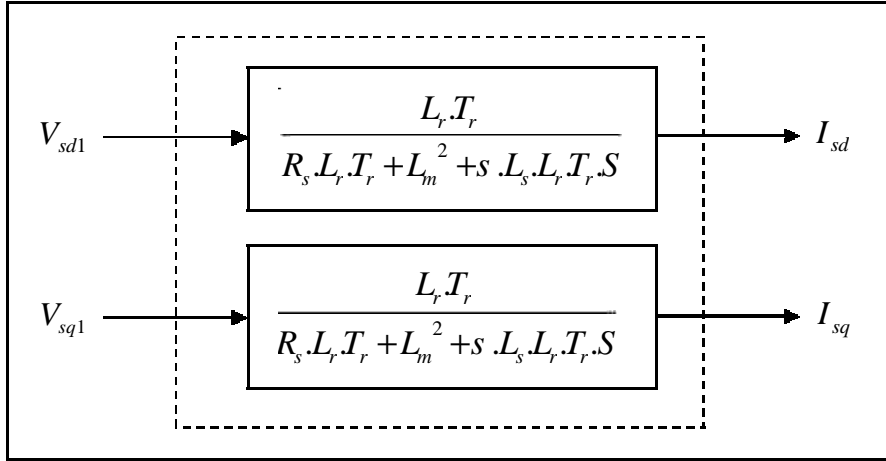
Le système (47) peut être représenté sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix} \quad (48)$$

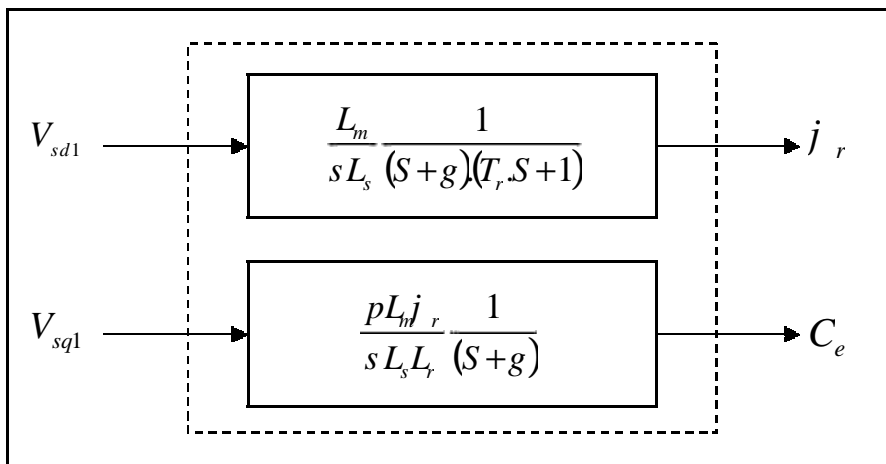
Avec: 
$$M = \begin{bmatrix} \frac{L_r \cdot T_r}{R_s \cdot L_r \cdot T_r + L_m^2 + s \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r \cdot S} & 0 \\ 0 & \frac{L_r \cdot T_r}{R_s \cdot L_r \cdot T_r + L_m^2 + s \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r \cdot S} \end{bmatrix} \quad (49)$$

$f_{emd}$  et  $f_{emq}$  : des *f.e.m* des perturbations partiellement liées aux courants et linéaire.

le couplage non



*La figure (28): Commande découplée – expression de  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$*



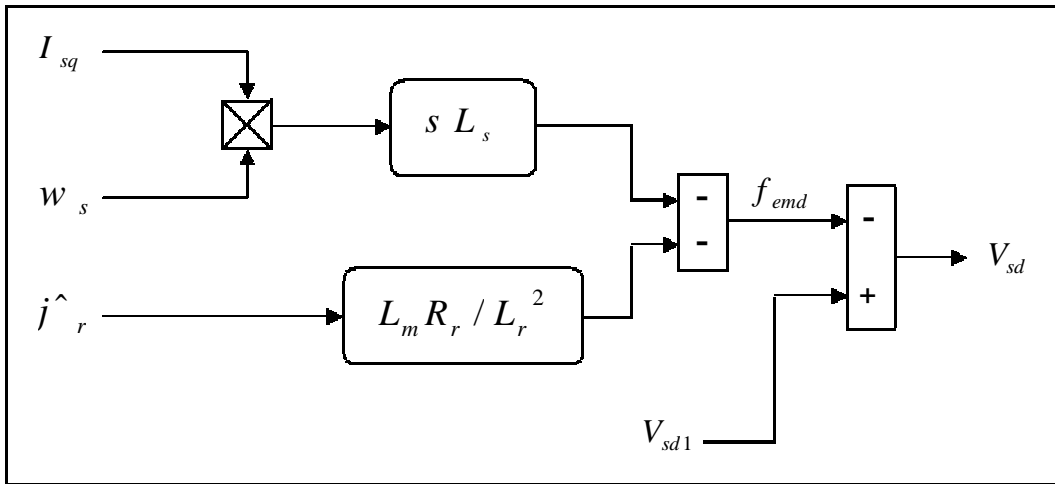
*La figure (29): Commande découplée – expression de  $j_r$  et  $C_e$*

Avec: 
$$g = \frac{1}{s T_s} + \frac{1-s}{s T_r} \quad (50)$$

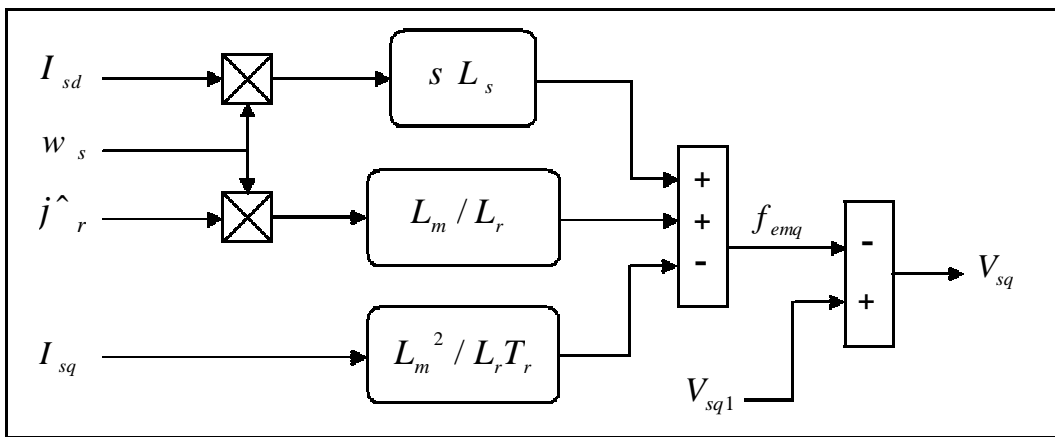
### C.5.2.3. Schéma de compensation:

Les termes  $(f_{emd}, f_{emq})$  représentent les forces électromotrices de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur, afin de reconstituer le vecteur modulant appliquée à la machine. Ces *f.e.m* de compensation permettent de confirmer le découplage.

D'après les équations des tensions, nous présentons le bloc de compensation comme suit:



La figure (30): Bloc de compensation  $f_{emd}$ .



La figure (31): Bloc de compensation  $f_{emq}$ .

#### C.5.2.4. Problèmes posés par le découplage:

Nous pouvons montrer que, dans le type de découplage proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse de la commande.

Dans le cas du découplage par compensation, si celle-ci est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action, et donc divergence du système. Une solution consiste, par exemple, à fixer a priori, gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. C'est la technique que nous utiliserons pour l'implantation réelle de la commande.

En pratique, les paramètres  $R_s, R_r$  évoluent avec la température.

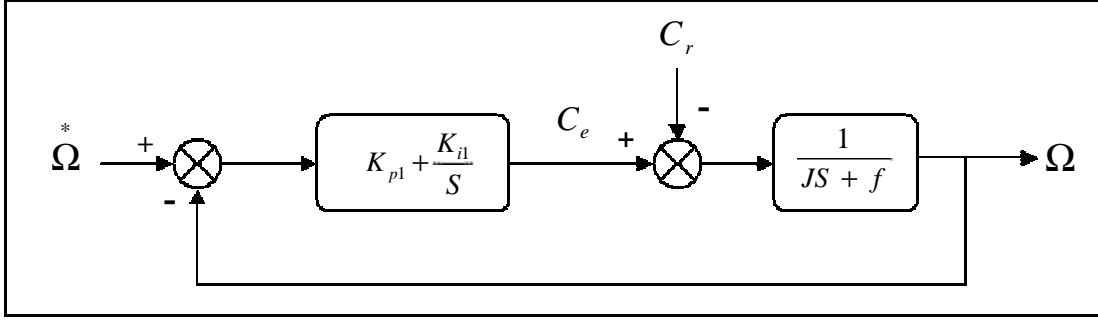
#### C.5.3. Calcul des régulateurs:

Pour les réglages industriels, quelques structures de sont introduites, comme le réglage classique, le réglage d'état, le réglage par mode de glissement et le réglage en cascade.

Ici nous représentons le réglage classique avec de régulateur  $PI$  qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité), et car les grandeurs à régler sont des grandeurs continues.

### C.5.3.1. Régulateur de vitesse:

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant (la figure (32)):



*La figure (32): Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.*

Avec:  $f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$J$  : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur.

Nous avons: 
$$\Omega = \frac{1}{JS + f} (C_e - C_r) \quad (51)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur *PI* classique,  $\Omega$  s'écrit alors:

$$\Omega = \frac{1}{JS + f} \left( K_{p1} + \frac{K_{il}}{S} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{JS + f} C_r \quad (52)$$

Soit 
$$\Omega = \frac{K_{p1}S + K_{il}}{JS^2 + (K_{p1} + f)S + K_{il}} \Omega^* - \frac{S}{JS^2 + (K_{p1} + f)S + K_{il}} C_r \quad (53)$$

On considère que le courant  $I_{sq}$  est parfaitement régulé et  $C_r = 0$ , la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega^*(S)} = \frac{\left( \frac{1}{JS+f} \right) \left( K_{p1} + \frac{K_{il}}{S} \right)}{1 + \left( \frac{1}{JS+f} \right) \left( K_{p1} + \frac{K_{il}}{S} \right)} = \frac{1 + t_1 S}{1 + \left( t_1 + \frac{f}{K_{il}} \right) S + \frac{J}{K_{il}} S^2} \quad (54)$$

Avec: 
$$t_1 = \frac{K_{p1}}{K_{il}} \quad (55)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2<sup>ème</sup> ordre. On compare l'équation caractéristique (*dénominateur*) de la fonction de transfert (54) avec la forme canonique de second ordre (56):

$$\frac{1}{1 + \frac{2z_1}{w_n} S + \frac{S^2}{w_n^2}} \quad (56)$$

On trouve que: 
$$\begin{cases} \frac{J}{K_{il}} = \frac{1}{w_n^2} \\ \frac{2z_1}{w_n} = t_1 + \frac{f}{K_{il}} \end{cases} \quad (57)$$

Avec:  $z_1$  : Coefficient d'amortissement.

$w_n$  : Pulsation du système.

Pour un coefficient d'amortissement  $z_1$  de 1, nous avons  $w_n t_{rep1} = 4,75$ .

$t_{rep1}$  : représentant le temps de réponse en vitesse du système (Tableau 2).

$z$	$w_n t_{rep(5\%)}$
0,4	7,7
0,5	5,3
0,6	5,2
0,7	3
1	4,75

Tableau (2): Relation entre  $w_n t_{rep(5\%)}$  et  $z$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants:

$$\begin{cases} K_{i1} = J \left( \frac{4,75}{t_{rep1}} \right)^2 \\ K_{p1} = J \frac{9,5}{t_{rep1} f} \end{cases} \quad (58)$$

### C.5.3.2. Régulateur de couple:

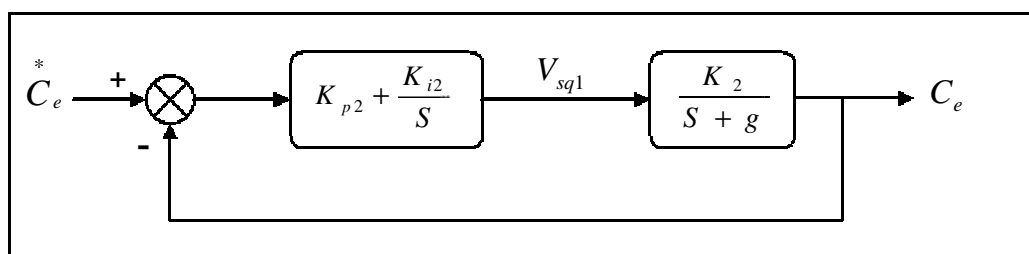
Les équations de découplage proposées (figure 29) permettent d'exprimer  $C_e$ :

$$C_e = \frac{K_2}{S + g} V_{sq1} \quad (59)$$

Avec: 
$$K_2 = \frac{pL_m j_r^*}{s L_s L_r} \quad (60)$$

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux  $j_r^*$

L'utilisation d'un régulateur Proportionnel - Intégral donne le schéma en boucle ouverte suivant (figure 32):



La figure (33): Schéma fonctionnel de la régulation de couple



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

$$\frac{K_{i2}}{K_{p2}} = g \quad (61)$$

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

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{K_{p2}K_2}{S} \quad (62)$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre de constante de temps  $t_2$ .

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{\frac{K_{p2}K_2}{S}}{1 + \frac{K_{p2}K_2}{S}} = \frac{1}{St_2 + 1} \quad (63)$$

Avec: 
$$t_2 = \frac{1}{K_{p2}K_2} \quad (64)$$

Et, d'après les équations (61) et (63) nous obtenons les paramètres du régulateur de couple comme suit:

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{1}{K_2 t_2} \\ K_{i2} = g K_{p2} \end{cases} \quad (65)$$

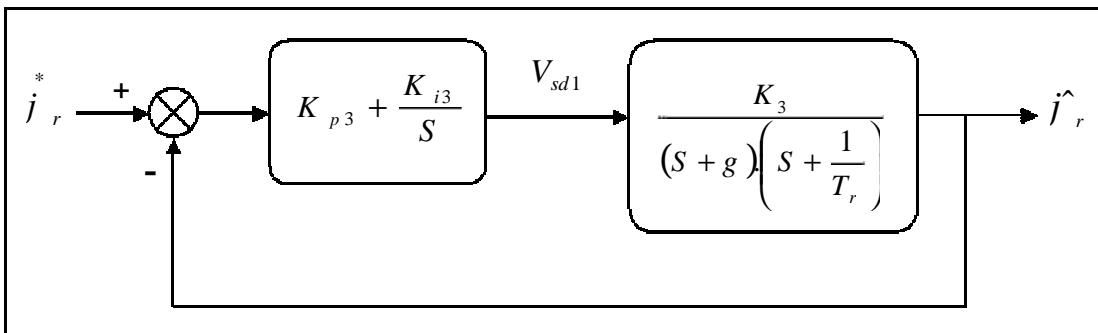
### C.5.3.3. Régulateur du flux:

Le découplage proposé à la figure (34) permet d'écrire:

$$j_r = \frac{K_3}{(S + g) \left( S + \frac{1}{T_r} \right)} V_{sd1} \quad (66)$$

Avec: 
$$K_3 = \frac{L_m}{s L_s T_r} \quad (67)$$

Nous pouvons représenter le système par le schéma suivant (la figure (34)):



La figure (34): Schéma fonctionnel de la régulation du flux

La compensation des pôles les plus lents par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur donne la condition:

$$\frac{K_{i3}}{K_{p3}} = \frac{1}{T_r} \quad (68)$$

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

$$FTBO(S) = \frac{K_{p3}K_3}{S(S+g)} \quad (69)$$

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

$$\frac{1}{K_{p3}K_3}S^2 + \frac{g}{K_{p3}K_3}S + 1 = 0 \quad (70)$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2<sup>nd</sup> ordre, nous avons donc à résoudre le système suivant:

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p3}K_3} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{g}{K_{p3}K_3} = \frac{2z}{\omega_n} \end{cases} \quad (71)$$

Le gain  $K_{p3}$  est donné par: 
$$K_{p3} = \frac{g^2}{K_3(2z)^2} \quad (72)$$

L'équation (68) permet de réduire  $K_{i3}$ : 
$$K_{i3} = \frac{1}{T_r} K_{p3} \quad (73)$$

Donc, d'après (72) et (73) les paramètres du régulateur du flux sont:

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{g^2}{K_3(2z)^2} \\ K_{i3} = \frac{1}{T_r} K_{p3} \end{cases} \quad (74)$$

## **CONCLUSION:**

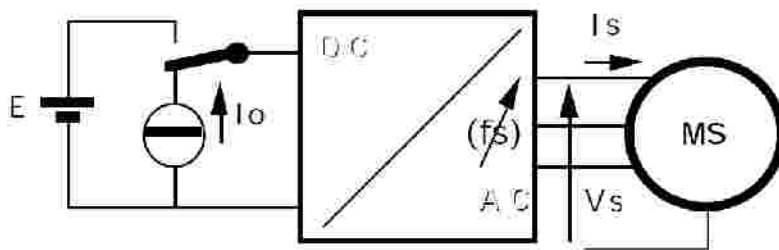
Nous avons établi la technique de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique. Grâce à cette technique de commande intelligente, la machine asynchrone est assimilable à une machine courant continu, mais cette technique de commande est affectée par les perturbations de la variation de vitesse et de l'application de couple de charge, ce qui influe sur les signaux des tensions d'alimentations de la machine (augmentation des harmoniques).

## D: Variation de vitesse de la machine synchrone:

### D-1 : Principe généraux de réglage:

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable de la machine synchrone, il est nécessaire d'alimenter la machine à fréquence variable (**10 a**). Pour éviter le "décrochage" de la machine, il faut à tout instant que la pulsation des grandeurs statoriques  $\omega_s$  soit telle que  $\omega_s = p \Omega$  ( $p$  représente le nombre de paires de pôles de la machine et  $\Omega$  la vitesse angulaire de rotation du rotor).

L'alimentation à fréquence variable de la machine (*Fig.35*) se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la fréquence  $f_s$  est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.



*Figure (35)*

Afin de mettre en évidence les principes de réglage du couple électromagnétique de la machine synchrone, nous allons raisonner à partir d'un diagramme de *Fresnel* (*Fig.36*). La machine synchrone est considérée en convention récepteur et nous utilisons le modèle de *Behn-Eschenbourg* (machine à pôles lisses et circuit magnétique non saturé) qui n'est valable qu'en régime sinusoïdal. La machine est alimentée par un convertisseur statique qui génère des signaux non sinusoïdaux mais le modèle de *Behn-Eschenbourg* reste valable pour la composante fondamentale des courants et des tensions.

La machine est considérée en convention récepteur :

$$\underline{V}_s = \underline{E}_v + j L_s \omega_s \underline{I}_s \quad (75)$$

$E_v$  représente la *FEM* à vide,  $L_s$  représente l'inductance cyclique des enroulements du stator et  $\omega_s$  est la pulsation fondamentale des grandeurs statoriques. La résistance des enroulements est négligée car généralement  $r \ll L_s \omega_s$ . Pour une phase de la machine,  $\underline{V}_s$  représente la tension simple statorique et  $\underline{I}_s$  représente le courant.

La *FEM* qui est supposée sinusoïdale peut s'exprimer en fonction du flux créé par la roue polaire (rotor) :

$$\underline{E}_v = j \omega_s \underline{\Phi}_v \quad (76)$$

A partir des équations (75) et (76), on peut construire le diagramme de *Fresnel* de la *Fig 36*. Le courant  $\underline{I}_s$  est représenté en avance sur la tension  $\underline{V}_s$  (Conférer plus loin l'association machine synchrone-commutateur de courant). Après avoir positionné  $\underline{I}_s$  et  $\underline{V}_s$ , on peut construire  $\underline{E}_v$  et déterminer la position de la roue polaire de la machine en plaçant le vecteur  $\underline{\Phi}_v$  ( $\underline{E}_v$  est en avance de  $\pi/2$  sur  $\underline{\Phi}_v$ ).

Le vecteur  $I_s$  est aussi représentatif du champ tournant créé par les enroulements du stator (réaction d'induit). Comme par convention un flux est orienté dans le sens Nord-Sud (sortant par le pôle Nord et rentrant par le pôle Sud), il est possible de positionner sur le diagramme de *Fresnel* les pôles des champs tournants statorique et rotorique. Ainsi nous pouvons remarquer sur *la figure 36* que la machine fonctionne en moteur puisque le champ tournant stator "pousse" la roue polaire.

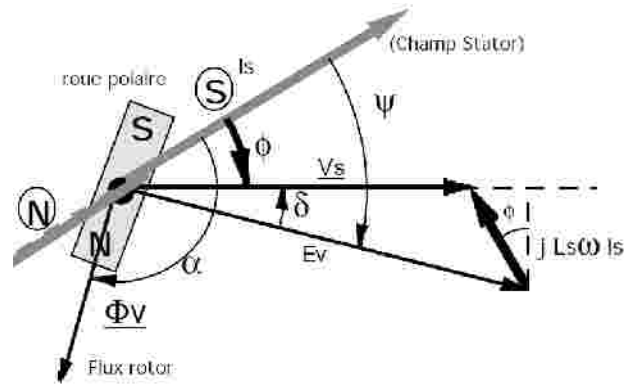


Figure (36)

Pour trouver l'expression du couple électromagnétique, nous allons d'abord calculer la puissance électromagnétique  $P_{EM}$ :

$$P_{EM} = 3 V_s I_s \cos \phi \quad (77)$$

$$\text{Ou} \quad P_{EM} = 3 E_v I_s \cos \psi \quad (78)$$

En utilisant l'équation (76), on modifie l'expression(78) et ainsi :

$$P_{EM} = 3 \Phi_v \omega_s I_s \cos \psi \quad (79)$$

Le couple électromagnétique s'exprime par :

$$= \text{---} \quad (80)$$

$$\text{Avec} \quad = \text{---} \quad (81)$$

$$C_{EM} = 3 p \Phi_v I_s \cos \psi \quad (82)$$

L'expression (82) met en évidence les différentes grandeurs de réglage du couple électromagnétique de la machine synchrone. Ainsi, pour contrôler le couple de la machine, il faut agir sur l'angle  $\psi$  et l'amplitude de  $I_s$  (Le flux  $\Phi_v$  est généralement constant). Le convertisseur statique associé à la machine doit donc imposer le courant dans chaque phase.

Pour contrôler l'angle  $\psi$ , il est nécessaire d'utiliser un capteur de position du rotor. Ce capteur de position permet aussi de générer les ordres de commande du convertisseur alimentant la machine (Figure 35) de sorte que  $\omega_s = p \cdot \Omega$  ( $\Omega$  : vitesse de rotation du rotor). On parle alors de machine synchrone autopiloté.

Ainsi, différents dispositifs d'alimentation des machines synchrone ont été élaborés. Le plus simple est d'associer un commutateur de courant (Redresseur à thyristors) à la machine synchrone.

Remarque : Sur le diagramme de *Fresnel* (Fig. 36), on constate que  $\alpha = \psi + \pi/2$ . Ainsi, à partir de l'équation (82) on obtient :

$$C_{EM} = 3 p \Phi_v I_s \sin \alpha \quad (83)$$

Cette expression est analogue à l'équation (11). En effet,  $H_r = k \cdot \Phi_v$ ,  $H_s = k' \cdot I_s$  et donc :

$$C_{EM} = K \cdot H_s \cdot H_r \cdot \sin \alpha \quad (84)$$

**D-2 : Machine synchrone alimentée par un commutateur de courant:**

La machine synchrone est alimentée par un pont de *Graetz* triphasé à thyristor conformément à la figure 37. La source côté continu est de type source de courant et les thyristors commutent le courant entre les différentes phases de la machine et remplissent ainsi le rôle de collecteur "électronique". Lorsque la machine fonctionne en moteur, le pont à thyristors fonctionne en onduleur non autonome. Les tensions statoriques de la machine permettent, sous certaines conditions, la commutation naturelle des thyristors.

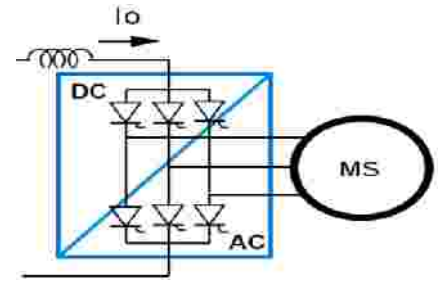


Figure (37)

Afin de voir quelles sont ici les conditions de fonctionnement en commutation naturelle des thyristors, nous allons faire un bref rappel sur le pont de *Graetz* à thyristors.

**D-2-1 : Le redresseur triphasé à thyristors.**

Lorsqu'on étudie le fonctionnement d'un redresseur à thyristors, le réseau de tensions alternatives est généralement considéré en convention générateur et la charge inductive côté continu est considérée en convention récepteur. L'allure du courant dans la phase 1 est rappelée à la figure 38. Le réseau d'alimentation est supposé parfait (impédance interne nulle), la charge côté continu fortement inductive est assimilée à une source de courant.

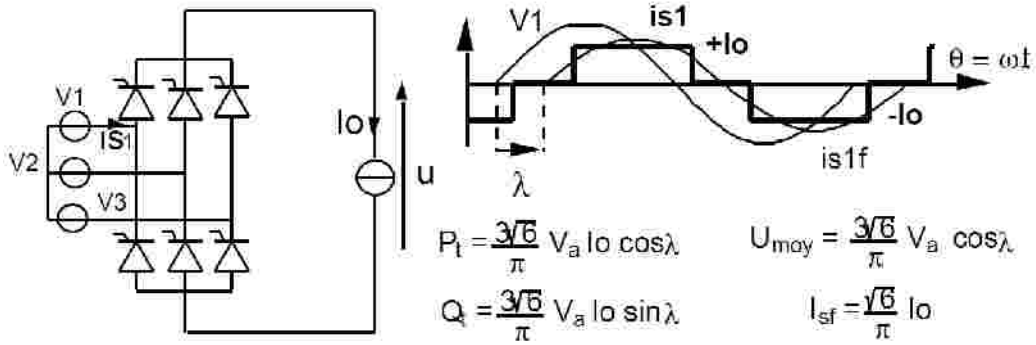


Figure (38)

Les interrupteurs utilisés sont des thyristors, ils ont une caractéristique statique à trois segments (Réversibles en tension et unidirectionnels en courant), l'amorçage est commandé. De ce fait, les courants absorbés par le convertisseur sont en retard sur les tensions simples correspondantes. La commande à l'amorçage des interrupteurs signifie donc que le convertisseur consomme de la puissance réactive vis à vis du réseau de tensions alternatives. Sur la figure 38, les puissances active et réactive sont respectivement notés  $P_t$  et  $Q_t$ , la valeur efficace du fondamental des courants de lignes est notée  $I_{sf}$  (grandeur à prendre en compte pour construire le diagramme de *Fresnel*) et la valeur moyenne de la tension redressée est notée  $U_{moy}$ . L'angle de retard à l'amorçage des thyristors est noté  $\lambda$ .

La figure 39 représente l'évolution des puissances active et réactive absorbées par le pont à thyristors en fonction de la valeur de l'angle d'amorçage des thyristors. Le point de fonctionnement se situe sur un demi-cercle et le convertisseur à thyristors absorbe toujours de la puissance réactive quel que soit le signe de la puissance active. Pour un angle de retard à l'amorçage supérieur à  $90^\circ$ , la puissance active change de signe ; on parle alors de fonctionnement en onduleur puisque c'est le convertisseur qui fournit de la puissance active au réseau.

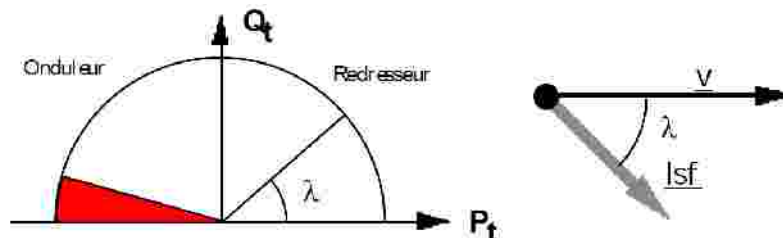
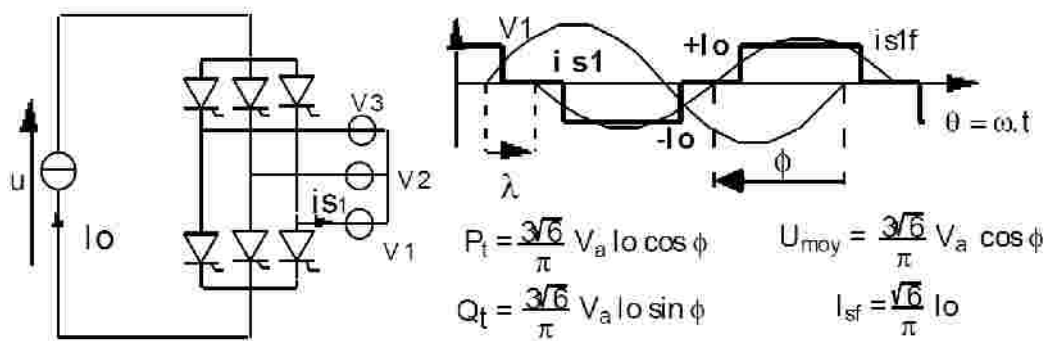


Figure (39)

Pour assurer la commutation naturelle des thyristors à l'aide des tensions du réseau, il faut théoriquement que  $\lambda$  reste compris entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$ . Pratiquement la plage de variation de  $\lambda$  est limitée à cause du temps minimal d'application de tension inverse des thyristors noté  $t_q$  ( $\lambda < \pi - \omega t_q$ ). Avec des thyristors classiques (application secteur), la valeur maximale de l'angle  $\lambda$  est limitée à  $150^\circ$  ( $\omega t_q \approx \pi/6$ ).

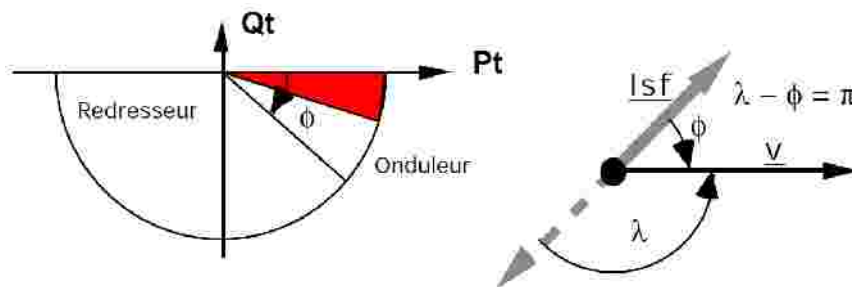
Pour l'étude de l'association machine synchrone - redresseur à thyristors, les conventions électriques sont généralement changées. Le côté continu est considéré en convention générateur et le côté alternatif est considéré en convention récepteur. Ainsi, lorsque la machine synchrone fonctionne en moteur la puissance active est de signe positif. Dans ce cas là, le pont de *Graëtz* fonctionne en onduleur non autonome (c'est les tensions statoriques qui assurent les commutations spontanées des interrupteurs). Afin de ne pas dérouter le lecteur par ces changements de convention, nous allons donc reprendre l'étude du pont de *Graëtz* triphasé.

La *figure 40* illustre le fonctionnement du pont de *Graëtz* à thyristors avec les nouvelles conventions. Côté réseau alternatif le courant change de signe. Ainsi, l'angle de retard à l'amorçage des thyristors  $\lambda$  n'est plus égal au déphasage tension-courant noté  $\phi$ . Côté continu, la polarité de la tension est inversée : la tension moyenne  $U_{moy}$  est positive lorsque le pont à thyristor fonctionne en onduleur.



*Figure (40)*

Les angles  $\lambda$  et  $\phi$  sont complémentaires :  $\phi = \lambda - \pi$ . L'angle  $\phi$  est négatif et les courants de lignes sont en avance sur les tensions simples correspondantes ( $i_{s1}$  est en avance sur  $v_1$ ). Comme l'angle de retard à l'amorçage des thyristors varie entre 0 et  $150^\circ$ , l'angle  $\phi$  est donc compris entre  $-180^\circ$  et  $-30^\circ$  (*Fig. 41*).



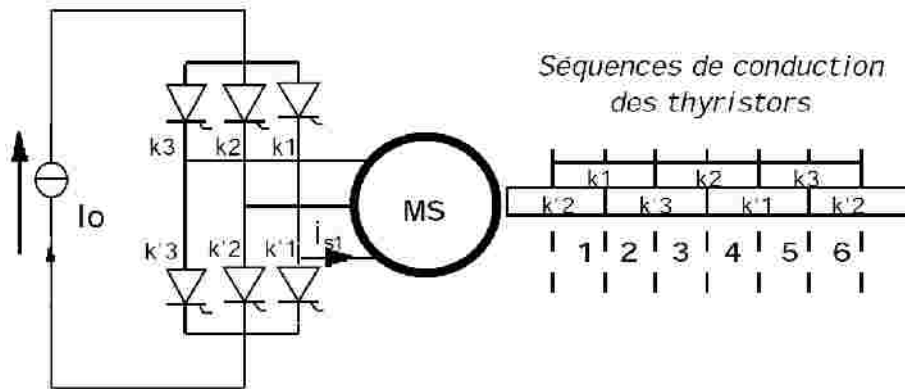
*Figure (41)*

La puissance réactive  $Q_t$  est alors négative, ce qui signifie bien que le pont à thyristor absorbe de la puissance réactive sur le réseau. Lorsque l'angle  $\phi$  évolue entre  $-\pi/6$  et  $-\pi/2$ , le pont à thyristor fonctionne en onduleur et le réseau absorbe de la puissance active ( $P_t > 0$ ). Lorsque l'angle  $\phi$  évolue entre  $-\pi/2$  et  $-\pi$ , le pont à thyristor fonctionne en redresseur et le réseau fournit de la puissance active ( $P_t < 0$ ).

### D-2-2 : Alimentation de la machine synchrone par un pont triphasé à thyristors :

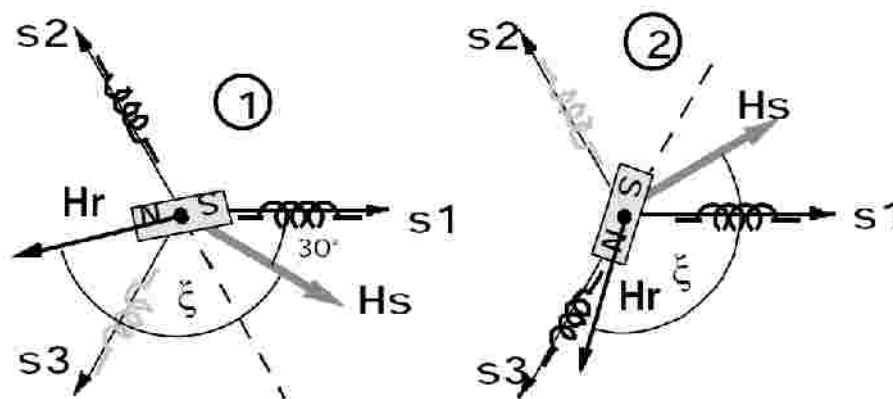
Le pont de *Graëtz* à thyristors permet de commuter les courants dans les phases de la machine synchrone à conditions toutefois que ces courants soient toujours avance sur les tensions statoriques correspondantes (commutation naturelle des thyristors : la machine synchrone fournit de la puissance réactive au pont à thyristors). Le dispositif d'autopilotage, que nous décrirons plus loin, doit assurer en permanence cette condition.

Les commutations des courants dans les phases de la machine synchrone s'effectuent conformément à *la fig 42*. Chaque thyristor conduit pendant un tiers de période ( $120^\circ$ ) et l'enchaînement des séquences tient compte de la position du rotor pour éviter le "décrochage" de la machine.



*Figure (42)*

A chaque séquence de conduction, le champ statorique a une direction fixe et seul le champ rotorique se déplace à la vitesse du rotor.



*Figure (43)*

Sur *la Figure 43*, nous avons représenté, dans le cas d'une machine bipolaire ( $p = 1$ ), les posit vecteurs  $H_s$  et  $H_r$  pour deux séquences de fonctionnement :

- séquence 1 :  $i_{s1} = + I_o$  ;  $i_{s2} = - I_o$  ;  $i_{s3} = 0$ .
- séquence 2 :  $i_{s1} = + I_o$  ;  $i_{s2} = 0$  ;  $i_{s3} = - I_o$ .

Le couple électromagnétique s'exprime par la relation (11) ( $CEM = k \cdot H_s \cdot H_r \sin \xi$ ) et comme l'angle  $\xi$  évolue entre deux commutations à cause du déplacement du rotor, il y a donc une ondulation importante du couple électromagnétique (*Fig.44*). Ceci peut être un inconvénient majeur dans certaines applications où la charge entraînée présente une faible inertie.

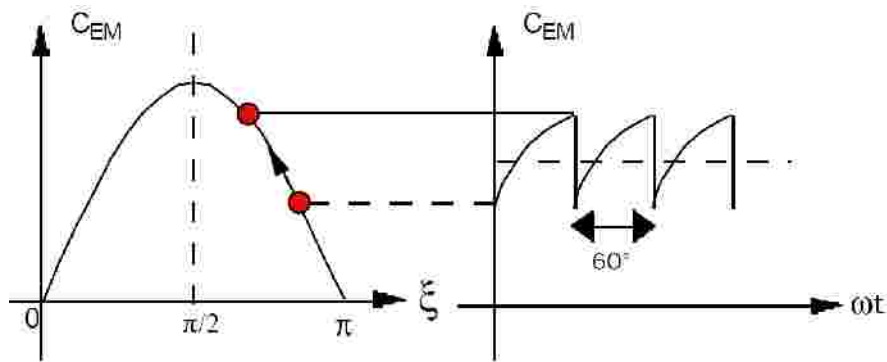


Figure (44)

Pour maintenir toujours l'angle  $\xi$  dans la même plage de variation et obtenir ainsi un couple à valeur moyenne non nulle, il faut que le passage d'une séquence à une autre s'effectue en fonction du déplacement du rotor. Ainsi, pour passer de la séquence 1 à la séquence 2, il faut que le rotor ait tourné de  $60^\circ$  (machine bipolaire) pour amorcer le thyristor  $k'_3$  et commuter ainsi le courant  $I_o$  de la phase 2 vers la phase 3. C'est le principe de l'autopilotage de la machine.

**D-2-3 : Autopilotage de la commande des thyristors:**

Lorsqu'on connecte un pont à thyristors sur un réseau, les ordres d'amorçage des thyristors sont générés à partir des tensions de ce réseau. Dans le cas où l'on utilise un pont à thyristors pour alimenter une machine synchrone, c'est le déplacement du rotor qui va permettre de générer les commandes des thyristors. Le capteur de position du rotor peut être très rudimentaire puisqu'il faut générer  $6.p$  ordres d'amorçage lorsque le rotor effectue un tour complet. La figure 45 illustre le principe de fonctionnement du capteur dans le cas d'une machine bipolaire ( $p = 1$ ).

Le capteur de position est constitué d'un disque solidaire du rotor et d'un dispositif opto-électronique lié au stator. Le dispositif opto-électronique comprend six ensembles diodes électroluminescentes photo-transistors disposés conformément à la figure 45. Lorsque qu'une diode éclaire un photo-transistor, le thyristor correspondant est amorcé. Le disque lié au rotor possède une encoche de  $120^\circ$  afin de générer les ordres de commande des thyristors au fur et à mesure du déplacement du rotor.

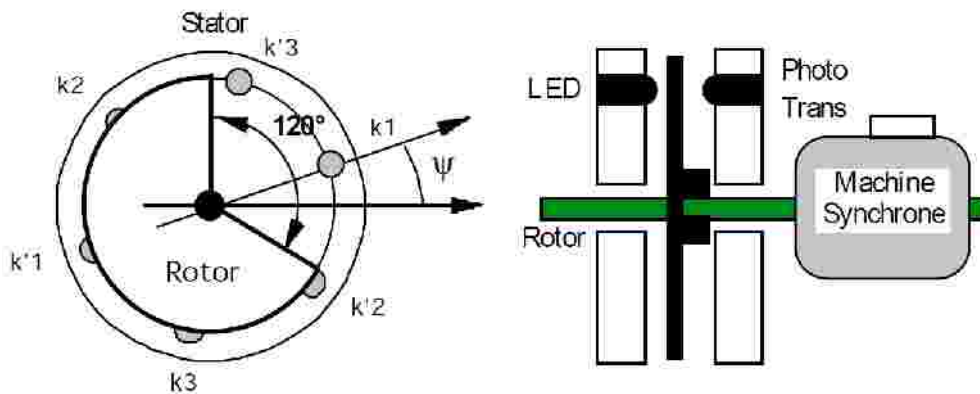


Figure (45)

Le dispositif opto-électronique lié au stator peut être décalé de façon à déphaser les ordres de commandes des thyristors par rapport à la position de la roue polaire ce qui permet de contrôler le déphasage  $\psi$  entre courant et  $FEM$  sur chaque phase. Dans les montages industriels, l'angle  $\psi$  est contrôlé grâce à une commande électronique qui déphase les signaux générés par le capteur de position.

Pour assurer le fonctionnement en commutation naturelle du pont à thyristors, il faut imposer un angle  $\psi$  suffisant pour que les courants par phase soient en avance sur les tensions statoriques correspondantes. Le diagramme de Fresnel de la figure 46 illustre le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine. Les courants statoriques ne sont pas sinusoïdaux et  $I_{sf}$  représente donc leur composante fondamentale (Fig.40).



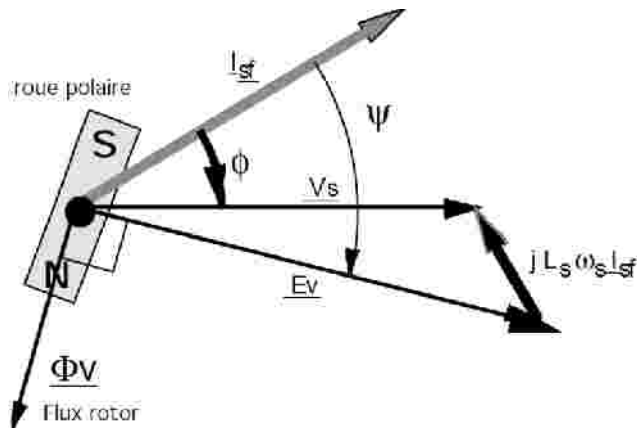


Figure (46)

Sur ce diagramme, nous voyons bien qu'il faut régler l'angle  $\psi$  de sorte que  $I_{sf}$  reste en avance sur la tension statorique  $V_s$ . Au paragraphe (D-2-1) nous avons vu que dans un pont de *Grätz* connecté sur un réseau électrique (ex: 380V/50Hz), la commande des thyristors est synchronisée par rapport aux tensions entre phases et impose le déphasage tension-courant sur chaque phase ( $\phi = \lambda - \pi$ ).

Dans le cas de la machine synchrone autopilotée, la commande des thyristors est élaborée en fonction de la position de la roue polaire et l'angle  $\phi$  représentant le déphasage tension-courant au stator n'est plus directement contrôlé. En effet, la figure 46 montre qu'avec un angle  $\psi$  constant, l'angle  $\phi$  diminue lorsque l'amplitude de  $I_{sf}$  augmente. Si l'angle  $\phi$  devient supérieur à  $-\omega_s t_q$ , la commutation naturelle des thyristors n'est plus possible et les courants dans les phases (et donc le couple électromagnétique) de la machine ne sont plus contrôlés. Avec des thyristors pour application secteur ( $f = 50$  Hz) il faut que  $\phi \leq -30^\circ$ .

**D-2-4 : Stratégie de contrôle du couple électromagnétique:**

Au paragraphe (D - 1), nous avons vu que le couple électromagnétique s'exprime par la relation (82) c'est-à-dire ( $C_{EM} = 3 p \Phi_v I_s \cos\psi$ ) et qu'il fallait donc imposer l'amplitude du courant  $I_s$  et contrôler l'angle  $\psi$ . Dans le cas de l'alimentation de la machine synchrone par un pont de *Grätz* à thyristors, l'amplitude du fondamental des courants statoriques, notée  $I_{sf}$ , dépend du courant continu  $I_o$  et le couple électromagnétique s'exprime alors par :

$$C_{EM} = \frac{3}{2} p v I_o \cos \psi \tag{85}$$

Pour assurer la commutation naturelle des thyristors, il faut que l'angle  $\psi$  soit réglé de façon à ce que le courant  $I_{sf}$  soit toujours en avance sur la tension  $V_s$ . Il est donc impossible de fonctionner avec  $\psi = 0$  ( $\cos \psi = 1$ ) et il faut ainsi déclasser la machine qui ne peut plus fournir son couple nominal. En pratique, il est possible d'asservir le réglage de l'angle  $\psi$  en fonction du courant absorbé par la machine de sorte que  $\phi$  garde sa valeur minimale.

Si les thyristors sont considérés comme des interrupteurs parfaits ( $t_q = 0$ ), le déphasage  $\phi$  entre  $I_{sf}$  et  $V_s$  peut être nul et nous pouvons alors raisonner sur le diagramme de *Fresnel* de la figure 47.

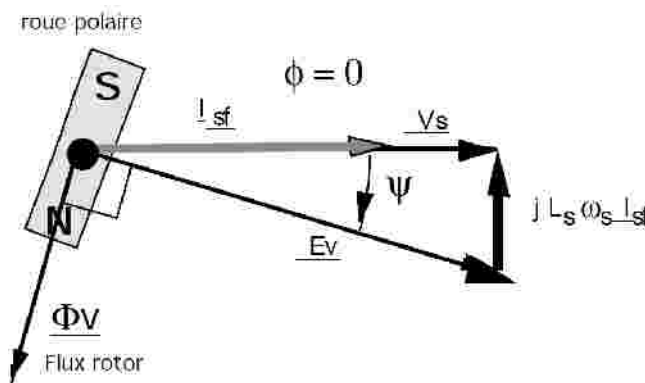


Figure (47)

Ainsi, nous avons :  $L_s \omega_s I_{sf} = E_v \sin \psi$  (86)

L'angle  $\psi$  doit être réglé de telle sorte que :

$$\sin \psi = \frac{E_v}{F} \quad (87)$$

Le couple électromagnétique s'exprime alors par :

$$C_{EM} = 3 p \Phi_v I_{sf} \left( 1 - \frac{E_v}{F} \right) \quad (88)$$

La figure 48 illustre l'évolution du couple électromagnétique en fonction du courant  $I_{sf}$  pour différents cas.

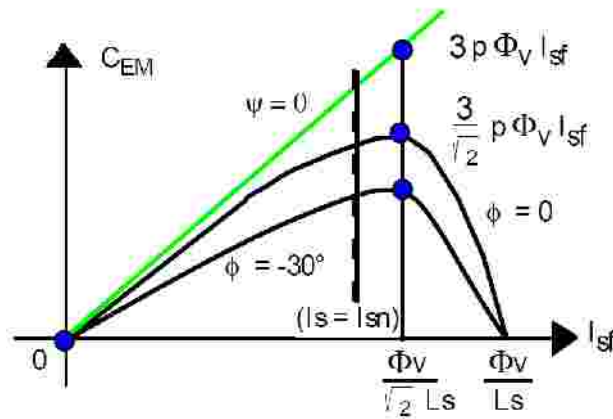


Figure (48)

Lorsque  $\psi = 0$ , le couple électromagnétique est proportionnel à l'intensité du courant  $I_{sf}$  ( $C_{EM} = 3 p \Phi_v I_{sf}$ ). Lorsque le déphasage  $\phi$  est nul, le couple électromagnétique passe par un maximum pour une valeur de  $I_{sf} = \frac{\Phi_v}{L_s}$ . Cette valeur est généralement supérieure au courant nominal de la machine. En pratique, il est nécessaire de maintenir l'angle  $\phi$  à  $-30^\circ$  à cause du  $t_q$  des thyristors ce qui entraîne une diminution supplémentaire du couple électromagnétique par rapport au fonctionnement à  $\phi = 0$ .

**D-2-5 : Réalisation de l'ensemble convertisseur-machine :**

La figure 49 représente le convertisseur complet permettant l'alimentation à fréquence variable d'une machine synchrone à partir d'un réseau alternatif.

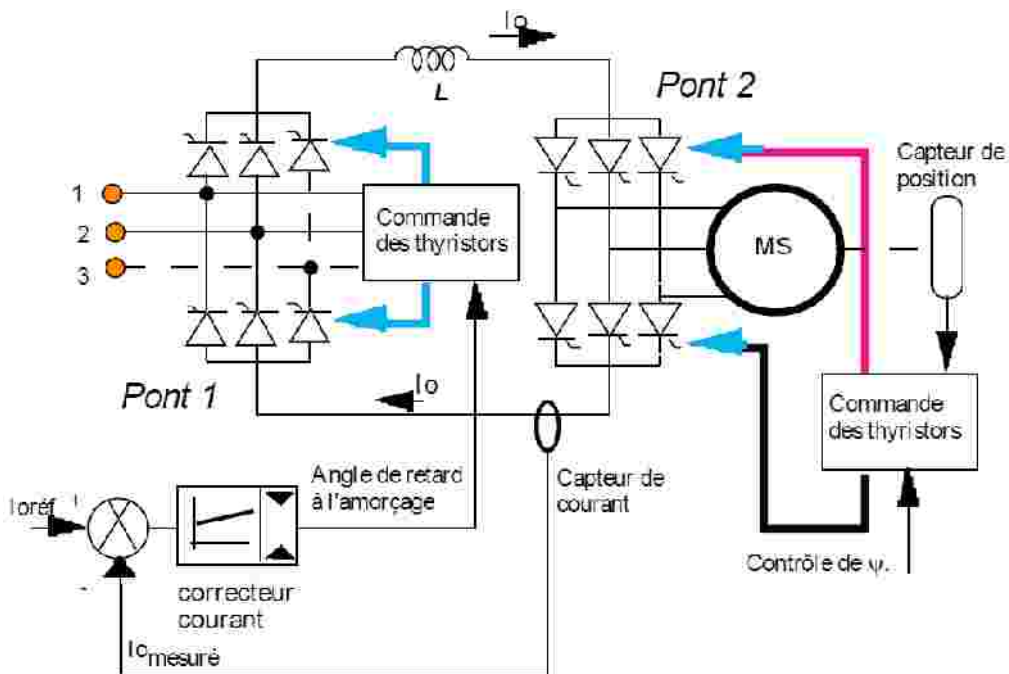


Figure (49)

Jusqu'à présent, nous avons considéré que l'ensemble machine synchrone -pont à thyristors était alimenté par une source de courant continu  $I_0$  dont l'amplitude doit être variable afin de contrôler le couple électromagnétique (85).

Pour réaliser la source de courant, on utilise généralement un pont de *Graetz* à thyristors (pont n°1) connecté au réseau alternatif et associé à une bobine de lissage du courant. La commande des thyristors, synchronisée sur le réseau alternatif, est asservie de façon à ce que le courant en sortie du pont suive la valeur de consigne  $I_{0\text{réf}}$ .

Comme nous l'avons vu précédemment, la commande du pont n°2 est élaborée en fonction de la position du rotor de la machine synchrone. Le dispositif de la figure 49 permet donc de contrôler le couple électromagnétique de la machine synchrone à l'aide de deux variables :  $I_0$  et  $\psi$ . Si le couple électromagnétique est imposé, la vitesse de rotation et donc la fréquence des courants statoriques de la machine synchrone dépendent de la caractéristique mécanique de la charge entraînée (Fig.50) puisqu'en régime permanent on a :  $C_{EM} \approx C_r$ .

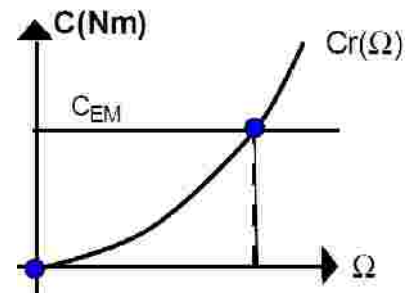


Figure (50)

La structure de la figure 49 est totalement réversible :

- Lorsque la machine synchrone fonctionne en moteur, le pont n°2 fonctionne en onduleur tandis que le pont n°1 fonctionne en redresseur et absorbe de la puissance sur le réseau d'alimentation.
- Lorsque la machine synchrone fonctionne en générateur, le pont n°2 fonctionne en redresseur tandis que le pont n°1 fonctionne en onduleur et renvoie de la puissance au réseau d'alimentation.
- Quel que soit le fonctionnement de l'ensemble, le courant  $I_0$  ne change jamais de signe et les tensions moyennes aux bornes de chaque pont sont égaux en régime permanent.

#### B-2-6 : Asservissement de vitesse de la machine synchrone autopilotée:

Le diagramme structurel de la figure 49 nous a permis de mettre en évidence le principe de contrôle du couple électromagnétique de la machine synchrone autopilotée.

Pour asservir la vitesse de rotation, on va généralement procéder comme pour une machine à courant continu en réalisant une régulation "cascade":

- Une boucle de régulation "interne" permet de contrôler le couple électromagnétique.
- Une boucle de régulation "externe" permet de générer la consigne de couple de la boucle "interne" de sorte qu'à la vitesse de rotation de consigne il y ait équilibre du système ( $C_{EM} = C_r$ ).

Il est ici important de se rappeler que dans le cas d'une machine à courant continu, le couple électromagnétique est uniquement fonction du courant d'induit (à flux constant).

Dans le cas de la machine synchrone autopilotée, le couple électromagnétique est fonction de  $I_0$  et  $\psi$ . Il faut donc, soit maintenir l'angle  $\psi$  constant et tolérer une diminution importante du couple électromagnétique indépendamment de l'amplitude de  $I_0$ , soit ajuster l'angle  $\psi$  en fonction de l'amplitude de  $I_0$  et optimiser ainsi le couple électromagnétique en maintenant l'angle  $\phi$  voisin de  $-30^\circ$  (Fig.48).

Le couple électromagnétique de la machine synchrone autopilotée s'exprimant par la relation (85) où le courant  $I_0$  ne change jamais de signe, c'est donc le réglage de  $\psi$  qui détermine le signe du couple électromagnétique :

- Si  $|\psi| < \pi/2$  alors  $C_{EM} > 0$ .
- Si  $|\psi| > \pi/2$  alors  $C_{EM} < 0$ .

A partir de ces remarques, il est possible de concevoir le diagramme structurel de la figure 51 pour réaliser l'asservissement de vitesse de la machine synchrone. La valeur  $\psi$  tient compte de l'amplitude du courant  $I_0$  et du signe de  $C_{EM\text{réf}}$ .

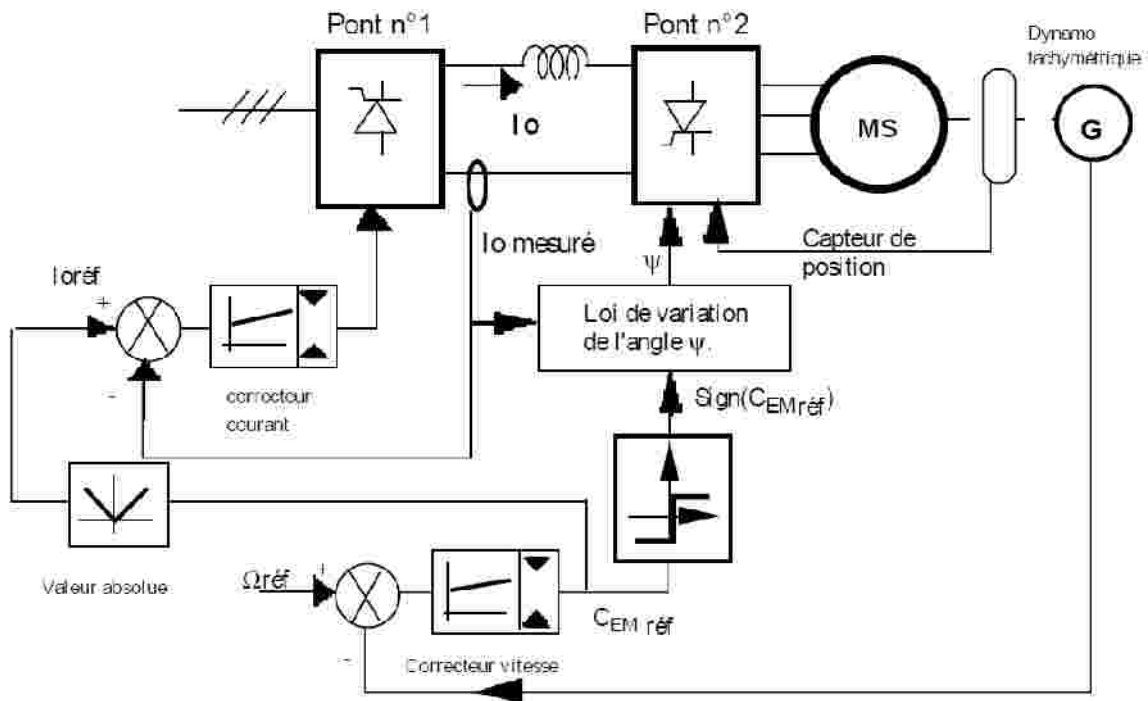


Figure (51)

**Remarque :** Afin de ne pas compliquer le schéma de la figure 51, nous avons volontairement omis le dispositif permettant le démarrage de la machine synchrone. En effet pour des vitesses de rotation inférieures à 10% de la vitesse nominale, les tensions statoriques sont trop faibles pour assurer le blocage et des thyristors du pont n°2. Il faut donc rajouter un dispositif de commutation forcée des thyristors (exemple figure 52) afin d'assurer à basse vitesse la commutation correcte des courants dans les phases de la machine.

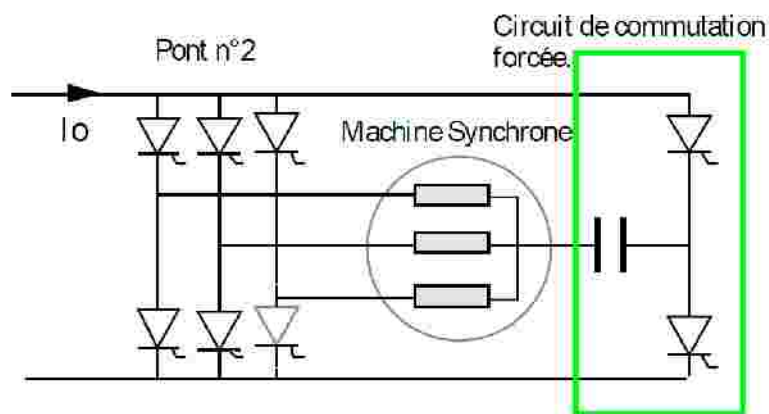


Figure (52)

### D-2-7 : Conclusions :

Le montage que nous venons d'étudier a l'avantage d'utiliser des thyristors qui sont des composants robustes, bon marché et qui fonctionnent ici en commutation naturelle (excepté à basse vitesse). L'utilisation des thyristors impose toutefois un déclassement de la machine vis à vis du couple nominal ( $\psi \neq 0$ ). Les thyristors permettant de contrôler des puissances élevées (jusqu'à qq 10 MW), ce montage est notamment utilisé en traction électrique (TGV Atlantique). Pour des applications où la charge mécanique présente une faible inertie, une telle structure est mal adaptée puisqu'il y a une ondulation importante sur le couple électromagnétique. Afin de supprimer les ondulations de couple, il faut alimenter la machine synchrone par des courants sinusoïdaux grâce à un onduleur de tension commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

### D-3 : Machine synchrone alimentée par un onduleur de tension MLI :

#### D-3-1 : Autopilotage de la machine synchrone par un onduleur de tension MLI :

Le principe de contrôle du couple électromagnétique de la machine synchrone est toujours basé sur la relation (82) :  $C_{EM} = 3 p \Phi_v I_s \cos \psi$

L'onduleur de tension MLI permet d'obtenir des courants statoriques quasi sinusoïdaux et ceci quel que soit le déphasage tension-courant  $\phi$  (Fig.36). Il est donc possible de fonctionner avec  $\psi = 0$  ( $\cos \psi = 1$ ), pour avoir le maximum de couple électromagnétique :  $C_{EM} = 3 p \Phi_v I_s$ . Afin de contrôler les courants dans chaque phase de la machine, il est nécessaire d'asservir le rapport cyclique de la commande de chaque bras de l'onduleur conformément à la figure 53 :

- Un oscillateur délivrant un signal triangulaire alternatif fixe la fréquence de commutation des interrupteurs. Ce signal triangulaire d'amplitude crête  $V_o$  est comparé à une tension  $V_{Mref}$ .
- Le correcteur proportionnel intégral élabore la tension  $V_{Mref}$  de sorte que le courant  $i_s(t)$  soit l'image de la consigne  $i_{oréf}$ . Pour obtenir un courant de sortie sinusoïdal, il faut donc que la consigne de courant  $I_{sréf}$  soit sinusoïdale.

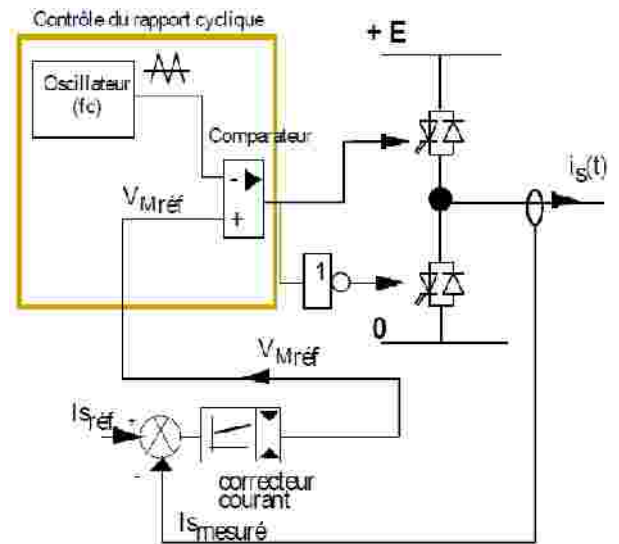


Figure (53)

Le dispositif d'autopilotage doit générer, en tenant compte de la position du rotor, les trois consignes de courant par phase de la machine synchrone.

Une telle commande ne peut être réalisée qu'en technique numérique.

#### D-3-2: Asservissement de vitesse de la machine synchrone autopilotée:

Comme au paragraphe (D-2-6), l'asservissement de vitesse de la machine synchrone est réalisé par une régulation cascade ; c'est à dire en rajoutant une boucle "extérieure" de vitesse qui génère la consigne de courant  $I_{sréf}$  (Fig.54).

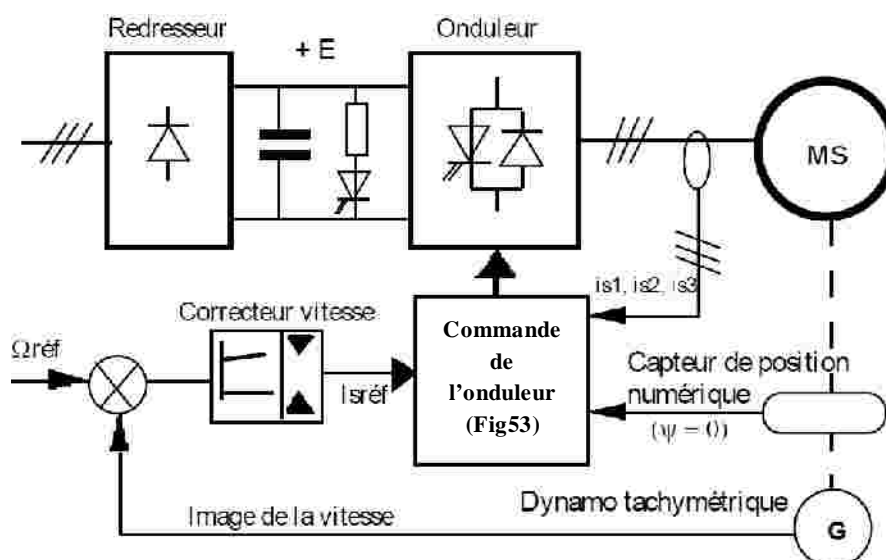


Figure (54)

Le circuit de puissance présenté à la figure 54 n'est pas réversible (redresseur à diode). La tension de l'étage intermédiaire continu ne devant jamais changer de signe, il faudrait pour obtenir la réversibilité de la structure, remplacer le redresseur à diode par un onduleur de tension connecté sur le réseau alternatif.

### D-3-3. Conclusion:

Les interrupteurs de l'onduleur de tension *MLI* sont commandés à l'amorçage et au blocage et il n'y a donc de problèmes de commutation à basse vitesse comme dans le montage à thyristors. Les courants statoriques sont ici quasi-sinusoïdaux, ce qui permet de créer un champ tournant statorique circulaire ( $H_s = k I_s e^{j\theta_s}$ ). Ainsi, il n'y a pas d'ondulation sur le couple électromagnétique contrairement au montage utilisant des thyristors. Le fait de pouvoir travailler avec un angle  $\psi$  nul, permet d'obtenir le couple maximum de la machine. L'emploi de cette structure en forte puissance est limité par les performances des interrupteurs de l'onduleur *MLI*. Aujourd'hui les *GTO* permettent toutefois de contrôler des puissances de l'ordre du *MW* avec une fréquence de découpage de quelques centaines d'*Hertz*.

L'inconvénient majeur de la structure étudiée est évidemment la complexité du circuit de commande.

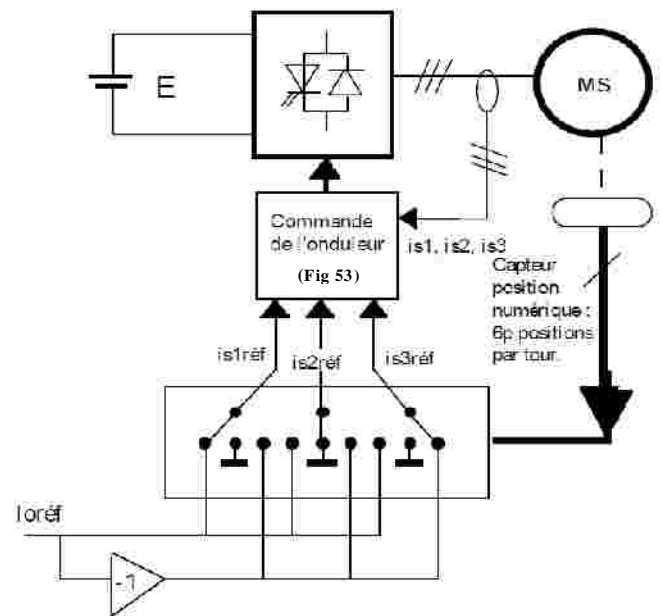
### D-3-4. Simplification du dispositif d'autopilotage:

On utilise l'onduleur de tension *MLI* pour imposer ici des courants statoriques de forme rectangulaire comme dans le cas de l'alimentation de la machine synchrone par un pont à thyristors. Ainsi, peut-on utiliser un capteur de position rudimentaire à  $6.p$  points par tour (*D-2-3*) ( $p$  représente le nombre de paires de pôles de la *MS*).

Les signaux logiques issus des capteurs de position commandent trois multiplexeurs analogiques (*Fig.55*) qui permettent de générer des courants de référence à trois états ( $+I_{oréf}$ ,  $0$ ,  $-I_{oréf}$ ) pour la commande de l'onduleur de tension *MLI*.

Le dispositif de commande de la figure 55 est simple et l'onduleur de tension permet de fonctionner avec l'angle  $\psi$  nul. Par rapport à la référence de courant  $i_{s1réf}(t)$ , le courant dans la phase de la machine,  $i_{s1}(t)$ , présente une ondulation qui est due à la commande *MLI* de l'onduleur.

Pour réaliser un asservissement de vitesse de la machine synchrone il faut, comme dans le cas des montages précédents, rajouter une boucle de vitesse "externe" générant la consigne de courant  $i_{oréf}$  (*Fig.54*).



*Figure (55)*

**D-4 : Conclusion:** Nous venons de voir les principales structures permettant la commande à vitesse variable de la machine synchrone. L'association machine synchrone-pont à thyristors est aujourd'hui utilisée dans le domaine des fortes puissances ( $P > qq \text{ MW}$ ). Cette structure a notamment permis de faire de nets progrès par rapport aux entraînements réglés par moteur à courant continu dont la puissance était limitée par la présence du collecteur mécanique. L'association machine synchrone-onduleur de tension *MLI* est largement utilisée dans les entraînements de petites puissances ( $qq \text{ W} < P < qq \text{ kW}$ ) et notamment en robotique. Les machines sont généralement à aimant permanent. A couple électromagnétique égal, les moteurs synchrones grâce à l'absence de collecteur mécanique, permettent des vitesses de rotations plus élevées que les moteurs à courant continu. De plus, du fait de l'absence de collecteur, les machines synchrones ont un moment d'inertie du rotor plus faible que les machines à courant continu ce qui permet d'améliorer les performances dynamiques des systèmes entraînés.

Dans la gamme des puissances moyennes ( $qq \text{ 10 kW} < P < qq \text{ 100 kW}$ ), l'utilisation des machines synchrones est peu courante. C'est ici le domaine de la machine asynchrone dont le coût de fabrication, dans le cas du rotor à cage, est environ deux fois plus faible que pour une machine synchrone. Aujourd'hui l'asservissement de vitesse d'un moteur asynchrone où le couple électromagnétique est contrôlé par la méthode du flux orienté a les mêmes performances qu'un asservissement numérique utilisant une machine synchrone autopilotée ou une machine à courant continu.