



***Variation de vitesse des
machines à courant alternatif.***

par

Philippe Ladoux

Sommaire

Introduction.

A : Principe de fonctionnement des machines à courant alternatif.

B : Variation de vitesse de la machine synchrone.

B-1 : Principe généraux de réglage.

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

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

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

B-2-3 : Autopilotage de la commande des thyristors.

B-2-4 : Stratégie de contrôle du couple électromagnétique.

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

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

B-2-7 : Conclusions

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

B-3-1 : Rappel - Onduleur de tension MLI.

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

B-3-3 : Asservissement de vitesse de la machine synchrone autopilotée.

B-3-4 Conclusion:

B-3-5 Simplification du dispositif d'autopilotage.

B-4 : Conclusion.

C : Alimentation à fréquence variable des machines asynchrones.

C-1 : Principes généraux de réglage.

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

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

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

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

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

C-3-1 : Loi de commande.

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

C-3-3 : Convertisseur réversible.

C-4 : Association Machine asynchrone - commutateur de courant.

C-4-1 : Circuit de puissance.

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

C-5 : Conclusions.

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* dont le collecteur constituait tout de même un magnifique "talon d'Achille".

Elèves et Enseignants doivent dès à présent s'adapter à ces nouvelles technologies. Il faut donc repenser l'enseignement de la vitesse variable et ne plus se limiter à l'étude de l'ensemble Hacheur-Machine à courant continu.

Malheureusement dans la littérature Française, il existe aujourd'hui peu d'ouvrages concernant le principe de fonctionnement des variateurs de vitesse pour machines à courant alternatif (De très bons ouvrages sont diffusés en langue anglo-saxonne mais ceux-ci s'adressent déjà à des spécialistes de la question).

Le présent document s'adresse donc aux Professeurs des Lycées Professionnels et des Lycées Techniques désireux d'approfondir leurs connaissances sur les principes de fonctionnement des variateurs de vitesse pour machines à courant alternatif. Je l'ai rédigé à partir des notes de cours que je diffuse à mes étudiants de l'IUFM préparant le PLP2 et le CAPET d'Électrotechnique. Je tiens à préciser que dans le chapitre concernant la machine asynchrone, j'ai volontairement laissé de côté les structures permettant la variation de vitesse par récupération de l'énergie rotorique (ex : La cascade hyposynchrone). De tels montages ne sont plus d'actualité. Le lecteur intéressé pourra trouver de nombreux exemples d'application des variateurs de vitesse dans les ouvrages suivant :

- Peers Yvon : *Variation de vitesse*. Éditions Dunod 1991

- EDF-GIMELEC : *La vitesse variable*. Éditions Techno-Nathan Paris 1992.

Ce document est bien entendu perfectible et je compte sur vous cher collègues pour me faire part de vos remarques. Ceci afin de faire avancer l'enseignement du Génie Électrique.

Cordialement

Ladoux Philippe

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.

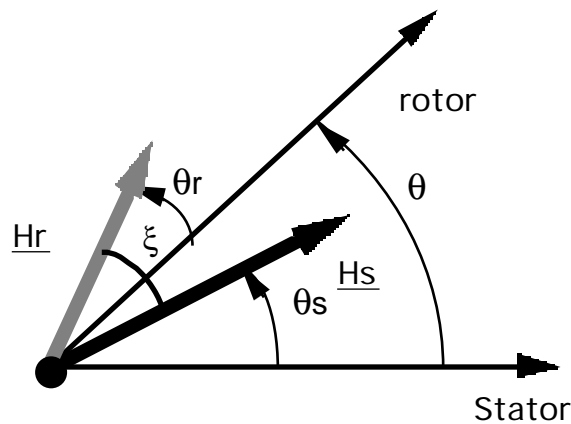


Figure 1

La position du rotor par rapport au stator est repérée par l'angle θ 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 θ_s :

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

En notation complexe, dans le repère lié au stator, le champ 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 θ_r (repère lié au rotor) :

$$\theta_r = \Omega_r t + \gamma \quad (4)$$

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 :

$$C_{EM} = k (\vec{H_s} \Delta \vec{H_r}) \quad (6)$$

Ainsi :

$$C_{EM} = k H_s H_r \sin(\widehat{\vec{H_s}, \vec{H_r}}) \quad (7)$$

$$\text{Soit : } C_{EM} = k H_s H_r \sin(\theta + \theta_r - \theta_s) \quad (8)$$

En remplaçant θ , θ_r et θ_s par leurs expressions :

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

La valeur moyenne du couple électromagnétique est non nulle 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 Ω_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 Ω_r représente la vitesse angulaire de glissement : $\Omega_r = g \Omega_s$ (g : glissement).

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

<u>Machine synchrone</u> :	<u>Machine asynchrone</u> :
$\Omega_r = 0 \rightarrow \Omega = \Omega_s$ (10 a)	$\Omega + \Omega_r = \Omega_s$ (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 ξ entre les vecteurs $\underline{H_s}$ et $\underline{H_r}$ ($\xi = \gamma - \beta + \alpha$).

Ainsi :

$$C_{EM} = k H_S H_R \sin \xi \quad (11)$$

Dans la suite de ce document, nous verrons que cette relation illustre le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée et du moteur asynchrone à contrôle vectoriel de flux.

B : Variation de vitesse de la machine synchrone.

B-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 ω_s soit telle que $\omega_s = p \Omega$ (p représente le nombre de paires de pôles de la machine et Ω la vitesse angulaire de rotation du rotor).

L'alimentation à fréquence variable de la machine (Fig. 2) 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.

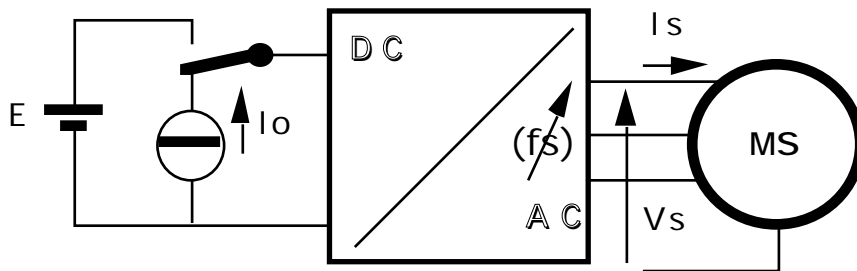


Figure 2

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.3). 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 permanent 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 statoriques.

La machine est considérée en convention récepteur :

$$\underline{V}_s = \underline{E}_v + j L_s \omega_s \underline{I}_s \quad (12).$$

E_v représente la FEM à vide, L_s représente l'inductance cyclique des enroulements du stator et ω_s est la pulsation fondamentale des

grandeurs statoriques. La résistance des enroulements statoriques 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) :

$$\underline{E}_v = j \omega_s \underline{\Phi}_v \quad (13).$$

A partir des équations (12) et (13), on peut construire le diagramme de Fresnel de la figure 3. 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 \underline{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 3 que la machine fonctionne en moteur puisque le champ stator "pousse" la roue polaire (des pôles de même signe se repoussent).

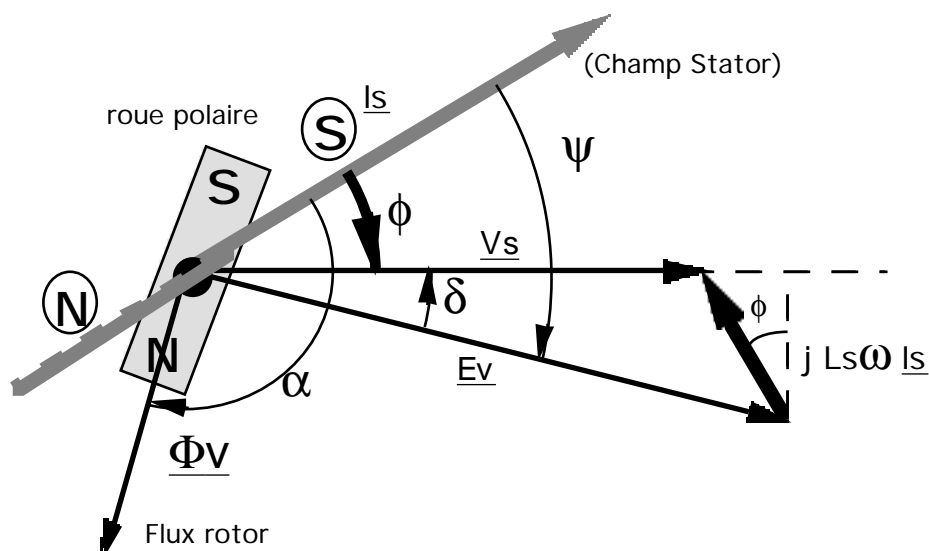


Figure 3

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

$$P_{EM} = 3 V_s I_s \cos \phi \quad (14)$$

ou

$$P_{EM} = 3 E_v I_s \cos \psi \quad (15)$$

En utilisant l'équation (13), on modifie l'expression (15) et ainsi :

$$P_{EM} = 3 \Phi_v \omega_s I_s \cos \psi \quad (16)$$

Le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_{EM} = \frac{P_{EM}}{\Omega} \quad (17) \quad \text{avec} \quad \Omega = \frac{\omega_s}{p} \quad (18)$$

$$C_{EM} = 3 p \Phi_v I_s \cos \psi \quad (19)$$

L'expression (19) 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 ψ et l'amplitude de I_s (Le flux Φ_v est généralement constant).

Le convertisseur statique associé à la machine doit donc imposer le courant dans chaque phase.

Pour contrôler l'angle ψ , 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 (Fig. 2) de sorte que $\omega_s = p \cdot \Omega$ (Ω : 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. 3), on constate que $\alpha = \psi + \pi/2$. Ainsi, à partir de l'équation (19) on obtient :

$$C_{EM} = 3 p \Phi_v I_s \sin \alpha \quad (20)$$

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

$$C_{EM} = K \cdot H_s \cdot H_r \cdot \sin \alpha \quad (21)$$

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

La machine synchrone est alimenté par un pont de Graetz triphasé à thyristor conformément à la figure 4. 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.

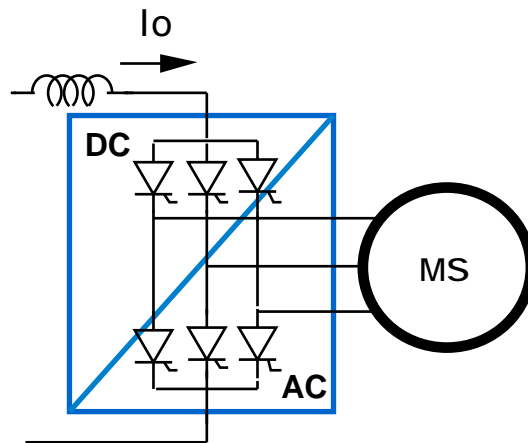


Figure 4

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.

B-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 5. Le réseau d'alimentation est supposé parfait (impédance interne nulle), la charge côté continu fortement inductive est assimilée à une source de courant.

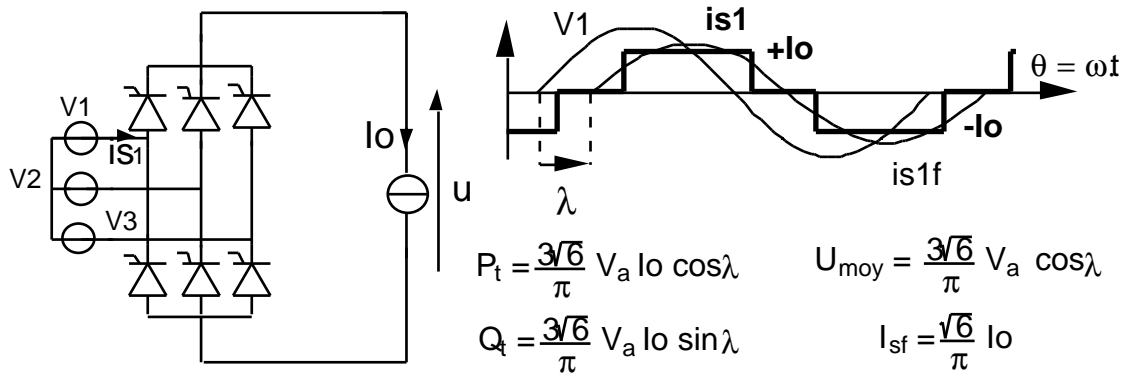


Figure 5

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 et le blocage spontané (Conférer le fascicule "Méthode d'étude des convertisseurs statiques" édité par le Réseau National de Ressources). 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 5, 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 λ .

La figure 6 représente l'évolution des puissances active et réactive absorbées par le pont à thyristors en fonction de la valeur de l'angle de retard à l'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° , 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.

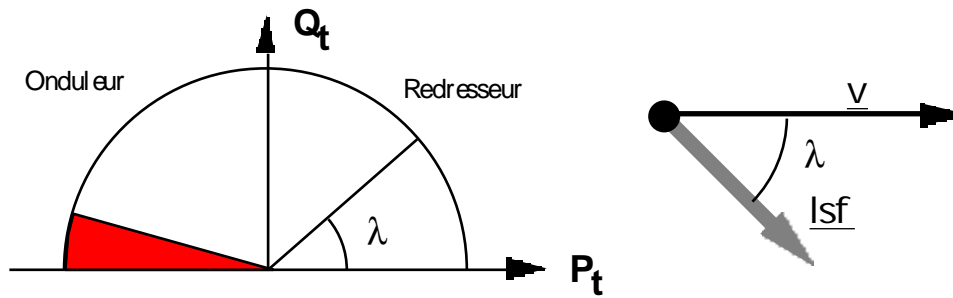


Figure 6

Pour assurer la commutation naturelle des thyristors à l'aide des tensions du réseau, il faut théoriquement que λ reste compris entre 0° et 180° . Pratiquement la plage de variation de λ 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 λ est limitée à 150° ($\omega t_q \approx \pi/6$).

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 7 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 λ n'est plus égal au déphasage tension-courant noté ϕ . Côté continu, la polarité de la tension est inversée : la tension moyenne U_{moy} est positive lorsque le pont à thyristor fonctionne en onduleur.

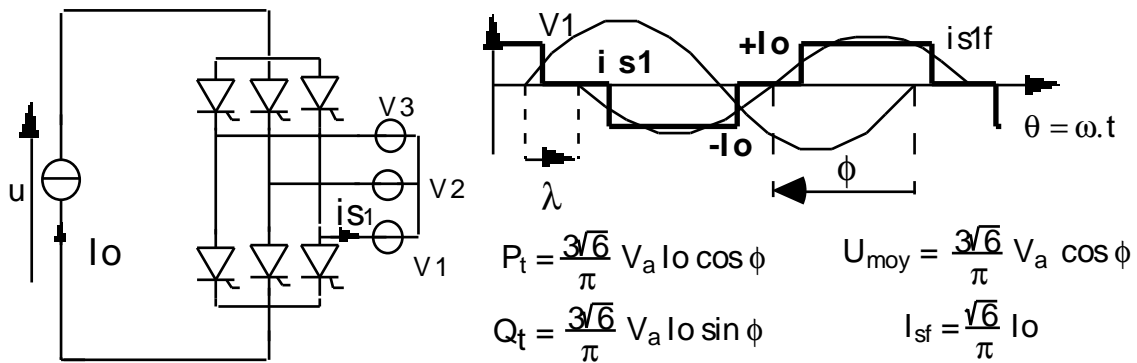


Figure 7

Les angles λ et ϕ sont complémentaires : $\phi = \lambda - \pi$. L'angle ϕ 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°, l'angle ϕ est donc compris entre - 180° et - 30° (Fig. 8).

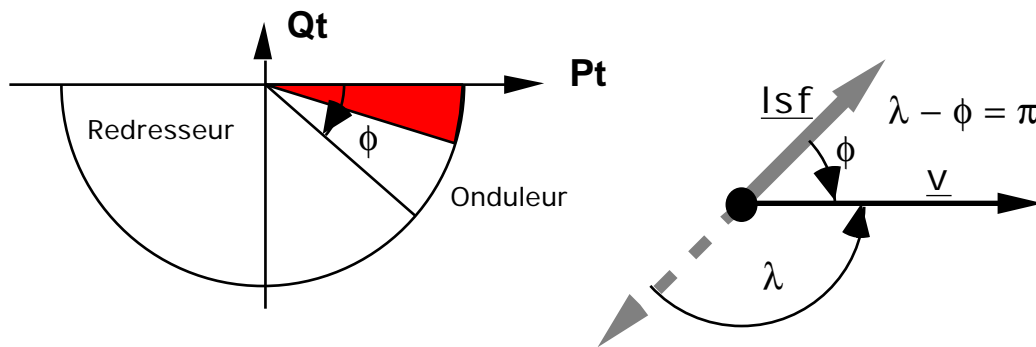


Figure 8

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 ϕ 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 ϕ évolue entre $-\pi/2$ et $-\pi$, le pont à thyristor fonctionne en redresseur et le réseau fournit de la puissance active ($P_t < 0$).

B-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 en 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'effectue conformément à la figure 9. Chaque thyristor conduit pendant un tiers de période (120°) et l'enchaînement des séquences tient compte de la position du rotor pour éviter le "décrochage" de la machine.

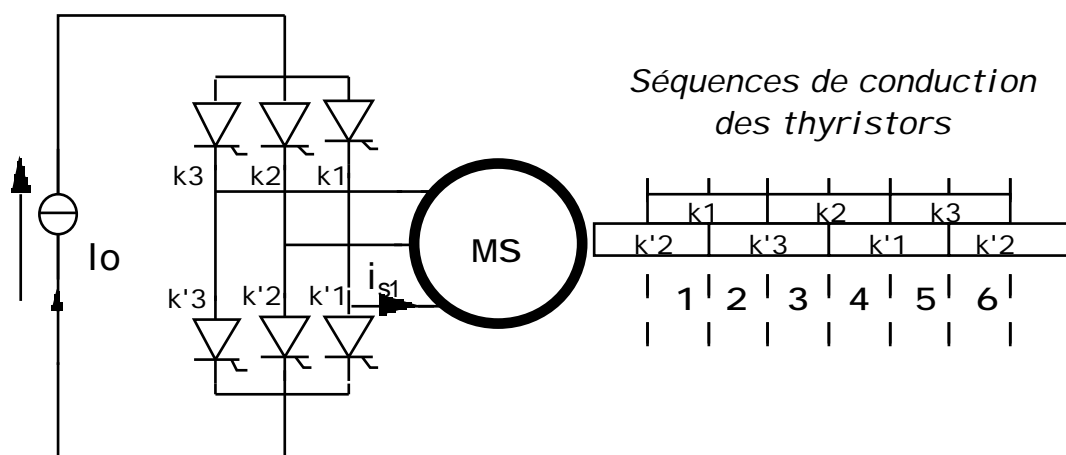


Figure 9

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

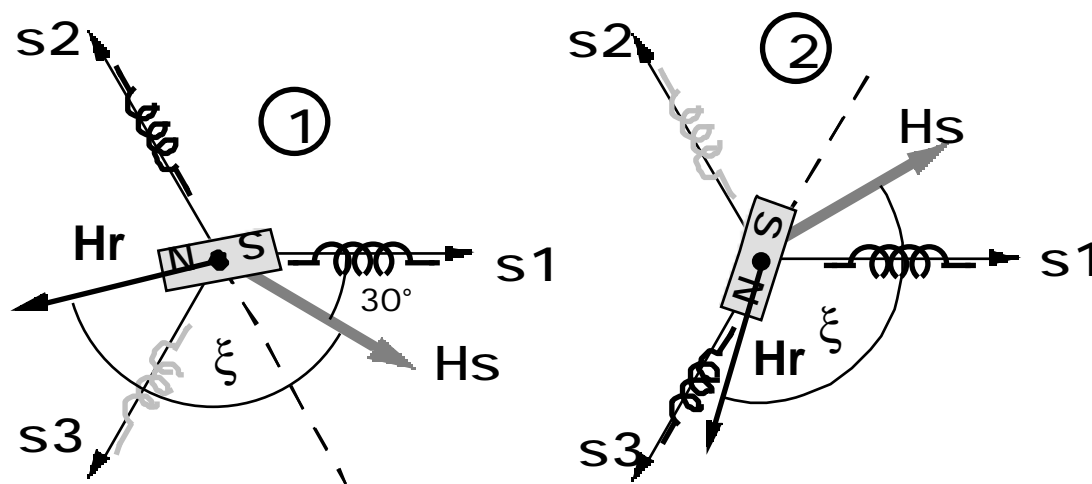


Figure 10

Sur la Figure 10, nous avons représenté, dans le cas d'une machine bipolaire ($p = 1$), les positions des 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) ($C_{EM} = k \cdot H_S \cdot H_R \sin \xi$) et comme l'angle ξ évolue entre deux commutations à cause du déplacement du rotor, il y a donc une ondulation importante du couple électromagnétique (Fig. 11). Ceci peut être un inconvénient majeur dans certaines applications où la charge entraînée présente une faible inertie.

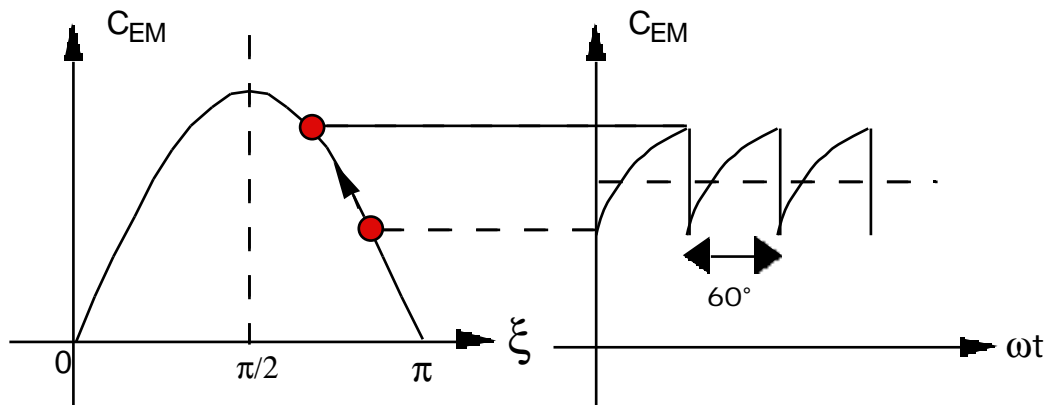


Figure 11

Pour maintenir toujours l'angle ξ 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 attendre que le rotor ait tourné de 60° (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.

B-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 12 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 12. Lorsque qu'une diode éclaire un photo-transistor, le thyristor correspondant est amorcé. Le disque lié au rotor possède une encoche de 120° afin de générer les ordres de commande des thyristors au fur et à mesure du déplacement du rotor.

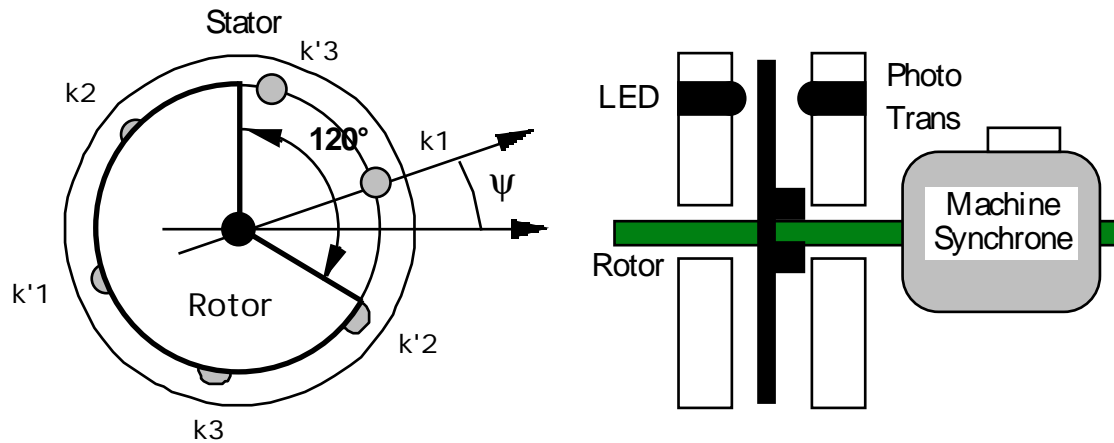


Figure 12

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 ψ entre courant et FEM sur chaque phase. Dans les montages industriels, l'angle ψ 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 ψ suffisant pour que les courants par phase soient en avance sur les tensions statoriques correspondantes. Le diagramme de Fresnel de la figure 13 illustre le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine. Les courants statoriques ne sont pas sinusoïdaux et I_{sf} représente donc leur composante fondamentale (Fig. 7).

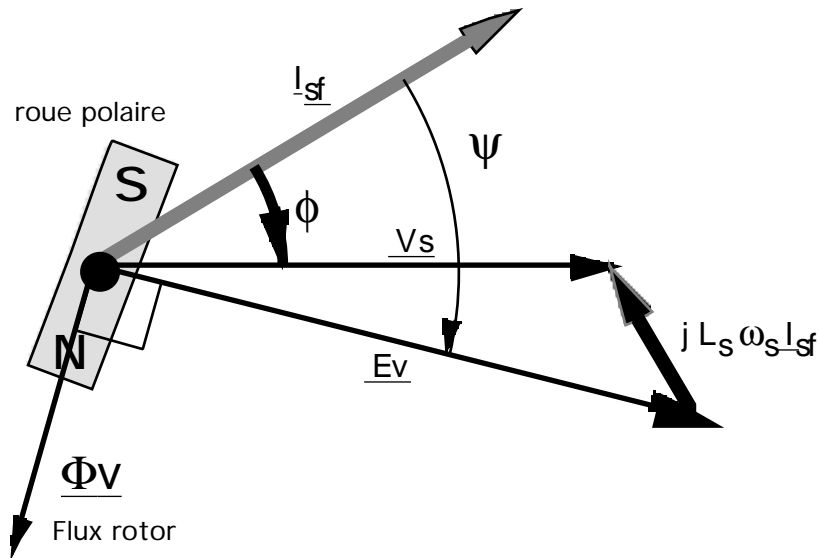


Figure 13

Sur ce diagramme, nous voyons bien qu'il faut régler l'angle ψ de sorte que \underline{I}_{sf} reste en avance sur la tension statorique \underline{V}_s . Au paragraphe B-2-1 nous avons vu que dans un pont de Graëtz connecté sur un réseau (ex : 380 V - 50 Hz), la commande des thyristors est synchronisé 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 ϕ représentant le déphasage tension-courant au stator n'est plus directement contrôlé. En effet, la figure 13 montre qu'avec un angle ψ constant, l'angle ϕ diminue lorsque l'amplitude de \underline{I}_{sf} augmente. Si l'angle ϕ devient supérieur à $-\omega \cdot t_q$ (cf B-2-1), 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 $\phi \leq -30^\circ$.

B-2-4 : Stratégie de contrôle du couple électromagnétique.

Au paragraphe B-1, nous avons vu que le couple électromagnétique s'exprime par la relation (19) ($C_{EM} = 3 p \Phi_v I_s \cos \psi$) et qu'il fallait donc imposer l'amplitude du courant I_s et contrôler l'angle ψ . Dans le cas de l'alimentation de la machine synchrone par un pont de Graëtz à thyristors, l'amplitude du fondamental des courants statoriques, notée I_{sf} , dépend du courant continu I_o (cf B-2-1) et le couple électromagnétique s'exprime alors par :

$$C_{EM} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} p \Phi_V I_o \cos \psi \quad (22)$$

Pour assurer la commutation naturelle des thyristors, il faut que l'angle ψ 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 ψ en fonction du courant absorbé par la machine de sorte que ϕ garde sa valeur minimale.

Si les thyristors sont considérés comme des interrupteurs parfait ($t_Q = 0$), le déphasage ϕ entre I_{sf} et V_S peut être nul et nous pouvons alors raisonner sur le diagramme de Fresnel de la figure 14.

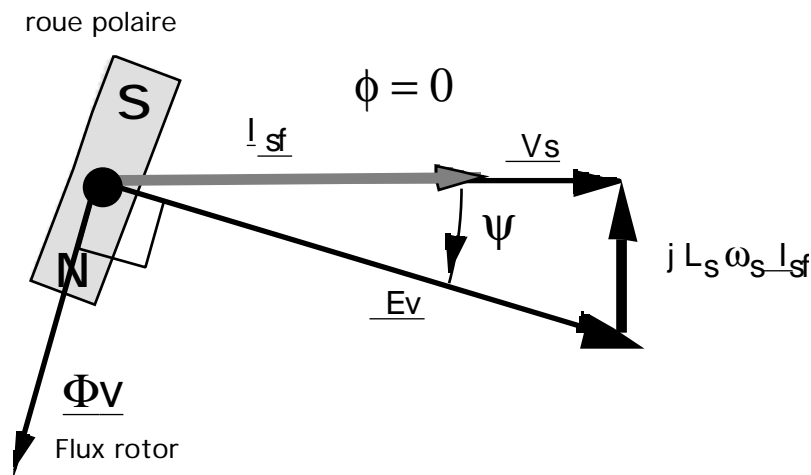


Figure 14

Ainsi, nous avons :

$$L_S \omega_S I_{sf} = E_V \sin \psi \quad (23)$$

L'angle ψ doit être réglé de telle sorte que :

$$\sin \psi = \frac{L_S I_{sf}}{\Phi_V} \quad (24)$$

Le couple électromagnétique s'exprime alors par :

$$C_{EM} = 3 p \Phi_V I_{sf} \sqrt{1 - \left(\frac{L_S I_{sf}}{\Phi_V}\right)^2} \quad (25)$$

La figure 15 illustre l'évolution du couple électromagnétique en fonction du courant I_{sf} pour différents cas.

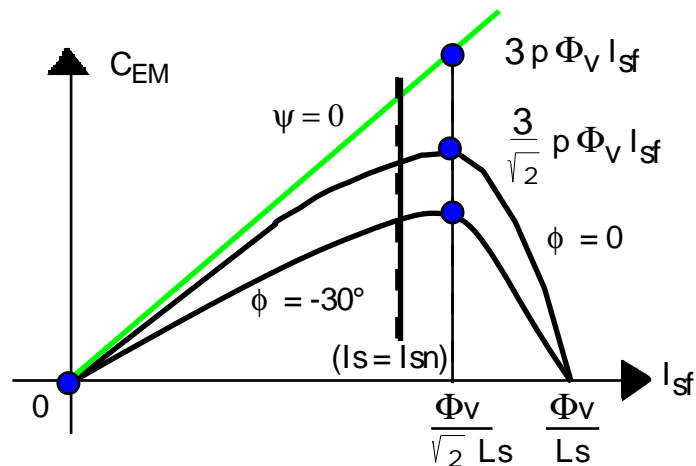


Figure 15

Lorsque $\psi = 0$, le couple électromagnétique est proportionnel à l'amplitude du courant I_{sf} ($C_{EM} = 3 p \Phi_v I_{sf}$). Lorsque le déphasage ϕ est nul, le couple électromagnétique passe par un maximum pour une valeur de $I_{sf} = \frac{\Phi_v}{\sqrt{2} L_s}$. Cette valeur est généralement supérieure au courant nominal de la machine. En pratique, il est nécessaire de maintenir l'angle ϕ à -30° à cause du t_q des thyristors ce qui entraîne une diminution supplémentaire du couple électromagnétique par rapport au fonctionnement à $\phi = 0$.

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

La figure 16 représente le convertisseur complet permettant l'alimentation à fréquence variable d'une machine synchrone à partir d'un réseau alternatif qui peut être monophasé (SNCF) ou triphasé (EDF).

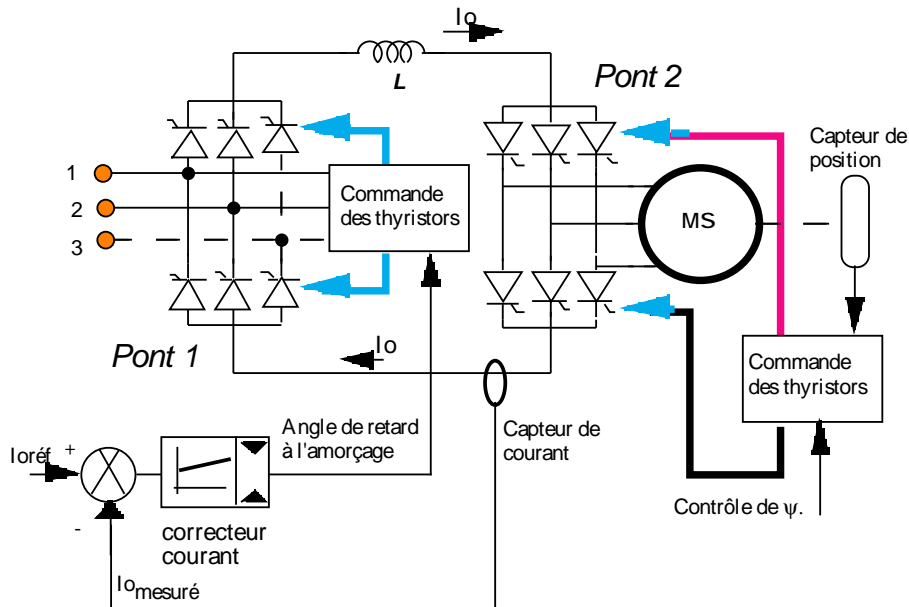


Figure 16

Jusqu'à présent, nous avons considéré que l'ensemble machine synchrone - pont à thyristors était alimenté par une source de courant continu I_o dont l'amplitude doit être variable afin de contrôler le couple électromagnétique (22).

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 asservi de façon à ce que le courant en sortie du pont suive la valeur de consigne $I_{oréf}$.

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 16 permet donc de contrôler le couple électromagnétique de la machine synchrone à l'aide de deux variables : I_o et ψ . 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.17) puisqu'en régime permanent on a : $C_{EM} \approx Cr$.

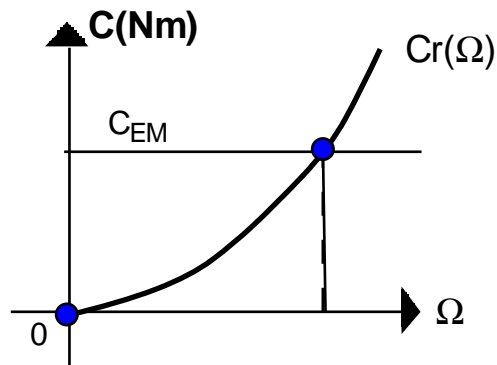


Figure 17

La structure de la figure 16 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_o ne change jamais de signe et les tensions moyenne aux bornes de chaque pont sont égales en régime permanent (la tension moyenne aux bornes d'une inductance est nulle en régime permanent).

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

Le diagramme structurel de la figure 16 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 procédé 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 ψ . Il faut donc, soit maintenir l'angle ψ constant et tolérer une diminution importante du couple électromagnétique indépendamment de l'amplitude de I_0 , soit ajuster l'angle ψ en fonction de l'amplitude de I_0 et optimiser ainsi le couple électromagnétique en maintenant l'angle ϕ voisin de -30° (Fig. 15).

Le couple électromagnétique de la machine synchrone autopilotée s'exprimant par la relation (22) où le courant I_0 ne change jamais de signe, c'est donc le réglage de ψ 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 18 pour réaliser l'asservissement de vitesse de la machine synchrone. La valeur ψ tient compte de l'amplitude du courant I_0 et du signe de $C_{EM\text{réf}}$.

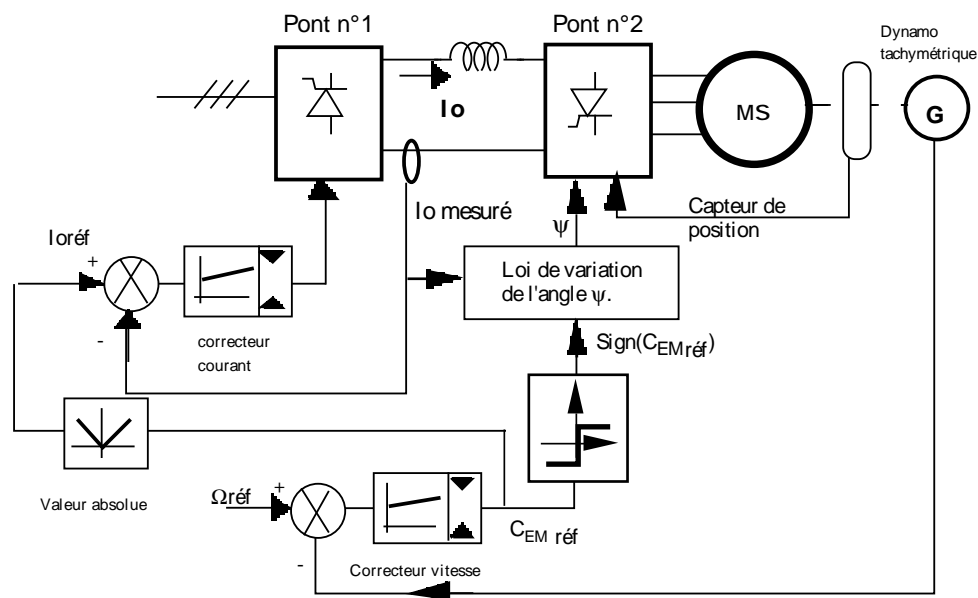


Figure 18

Remarque : Afin de ne pas compliquer le schéma de la figure 18, 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 correct des thyristors du pont n°2. Il faut donc rajouter un dispositif de commutation forcée des thyristors (exemple figure 19) afin d'assurer à basse vitesse la commutation correcte des courants dans les phases de la machine.

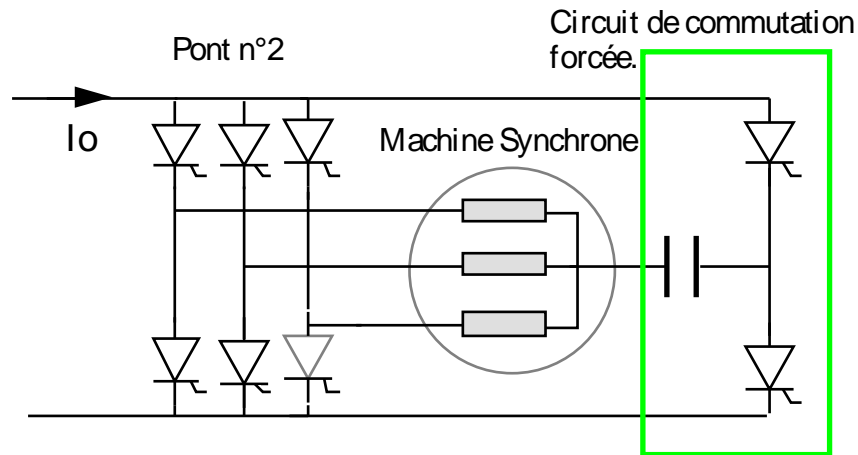


Figure 19

B-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).

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

B-3-1 : Rappel - Onduleur de tension MLI.

L'onduleur de tension MLI triphasé (Fig. 20) permet l'échange d'énergie entre une source de tension continu et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage (Voir l'ouvrage "Méthodes

d'études des Convertisseurs Statiques" diffusé aussi par le Réseau National de Ressources). Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en anti-parallèle pour obtenir la réversibilité en courant .

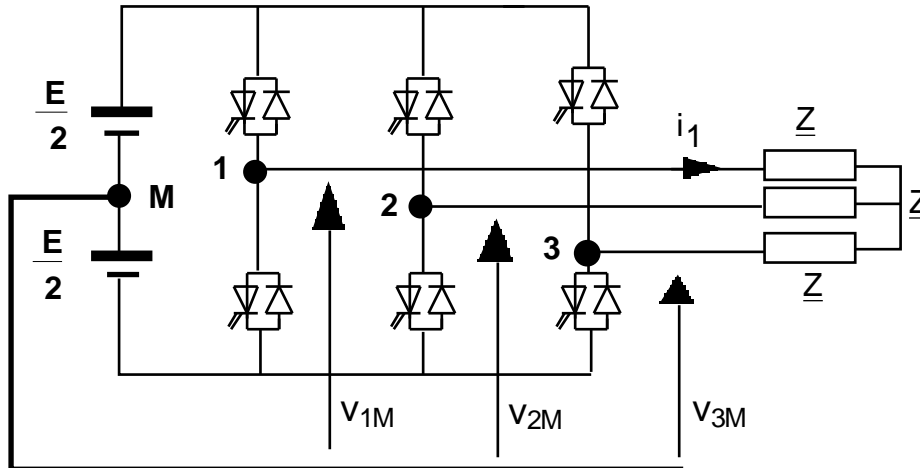


Figure 20

Sur chaque bras, le rapport cyclique de la commande des interrupteurs est modulé sinusoïdalement à une fréquence f qui est très inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs f_c ($f_c > 10$ à $100 f$).

Pour la phase 1 par exemple, la valeur moyenne de la tension V_{1M} est fonction du rapport cyclique R et a pour expression :

$$V_{1M0} = \frac{E}{2} (2R - 1) \quad (26)$$

Si le rapport cyclique R est tel que :

$$R = \frac{1}{2} + m \sin \omega t \quad (27)$$

(m : indice de modulation, inférieur à 0,5)

alors la valeur moyenne de $V_{1M}(t)$ varie sinusoïdalement et s'exprime par :

$$V_{1M0}(t) = m E \sin \omega t \quad (28).$$

$V_{1M0}(t)$ correspond ici au fondamental de la tension $V_{1M}(t)$ noté $V_{1f}(t)$.

En fonctionnement normal, les composantes fondamentales des tensions V_{1M} , V_{2M} , V_{3M} forment un système triphasé équilibré dont M est le point Neutre.

La commande en Modulation de Largeur d'Impulsion permet de générer en sortie de l'onduleur une tension dont l'allure (pour la phase 1) est précisée à la figure 21. Si la période de commutation des interrupteurs T_c est très petite devant la période T du signal de modulation, les harmoniques de tension de rang bas sont supprimés et les courants de sortie de l'onduleur sont quasi-sinusoïdaux (la charge qui doit être inductive permet le lissage des courants).

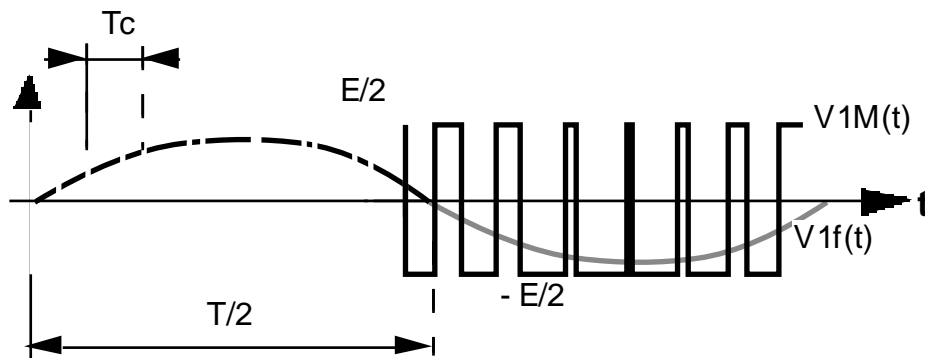


Figure 21

B-3-2 : 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 (19) :

$$C_{EM} = 3 p \Phi_v I_s \cos \psi$$

L'onduleur de tension MLI permet d'obtenir des courants statoriques quasi sinusoïdaux et ceci quel que soit le déphasage tension - courant ϕ (Fig. 3). 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 22 :

- 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} de sorte que le rapport cyclique de commande des interrupteurs soit tel que :

$$R = \frac{1}{2} + \frac{V_{Mréf}}{V_o}$$

- Le correcteur proportionnel intégral élabore la tension $V_{Mréf}$ 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.

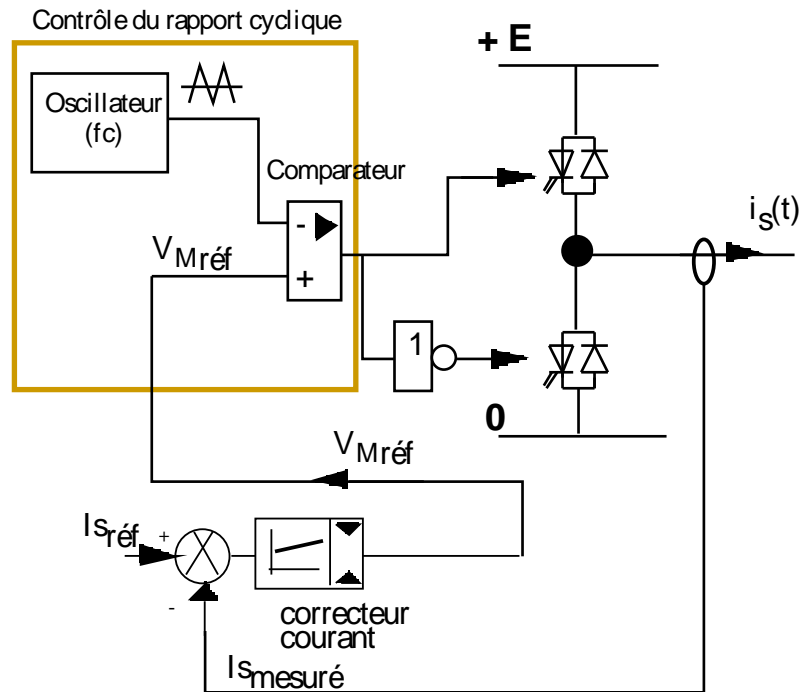


Figure 22

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 (Fig. 23).

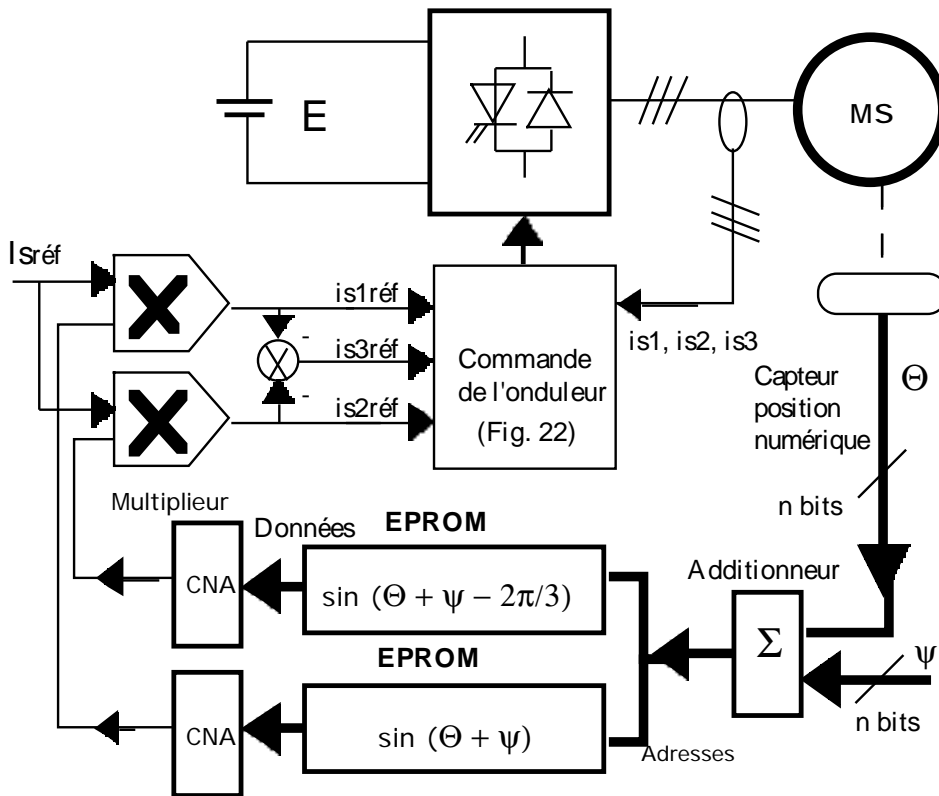


Figure 23

Le capteur (ex : codeur absolu) fournit une image numérique de la position du rotor. Cette image numérique de la position du rotor permet alors d'adresser deux EPROM dont le contenu correspond à une sinusoïde numérisée. Un additionneur numérique permet éventuellement d'introduire un décalage sur l'adresse des EPROM de façon à déphaser les courants $i_{s1réf}$, $i_{s2réf}$ et $i_{s3réf}$ par rapport aux FEM de la machine (Contrôle de ψ). Mais puisque l'onduleur de tension MLI le permet, il est préférable de fonctionner avec $\psi = 0$ et d'obtenir le maximum de couple de la machine.

Les lignes de données des EPROM sont connectées à des convertisseurs numérique-analogique (CNA) afin de reconstituer des signaux analogiques sinusoïdaux d'amplitude constante. Les multiplieurs analogiques permettent, grâce à la grandeur continue $I_{sréf}$, de contrôler l'amplitude des courants $i_{s1réf}$, $i_{s2réf}$ et $i_{s3réf}$ ($i_{s1réf} + i_{s2réf} + i_{s3réf} = 0$).

Vu de l'extérieur, ce dispositif est tout à fait analogue à une machine à courant continu alimentée par un hacheur asservi en courant. On parle alors de moteur à courant continu sans balais (Brushless Motor) pour désigner l'ensemble convertisseur-moteur synchrone autopiloté.

B-3-3 : Asservissement de vitesse de la machine synchrone autopilotée.

Comme au paragraphe B-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. 24).

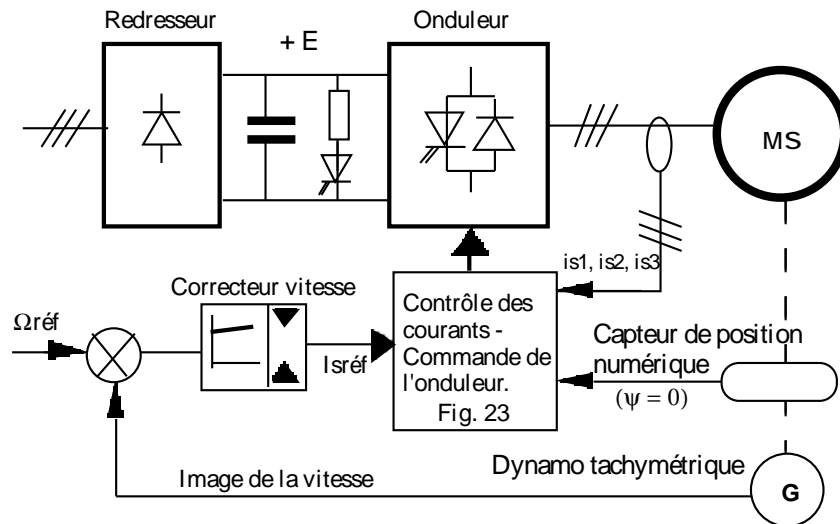


Figure 24

Le circuit de puissance présenté à la figure 24 n'est pas réversible (redresseur à diode), aussi faut-il envisager un dispositif de freinage rhéostatique lorsque la machine synchrone fonctionne en génératrice. 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.

B-3-4 Conclusion:

Les interrupteurs de l'onduleur de tension MLI sont commandés à l'amorçage et au blocage et il n'y a donc pas de problèmes de commutation à basse vitesse comme dans le montage à thyristors. Les courants statoriques sont ici quasi-sinusoidaux, 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 ψ 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. Aussi, dans le cas où l'on peut admettre une ondulation sur le couple électromagnétique, on a imaginé, en s'inspirant du principe d'alimentation de la machine par un pont à thyristors, un dispositif d'autopilotage faisant appel à un capteur de position du rotor rudimentaire.

B-3-5 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 (cf B-2-3) (p représente le nombre de paires de pôles de la machine synchrone). Les signaux logiques issus du capteurs de position commandent trois multiplexeurs analogiques (Fig. 25) 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 (Voir Fig. 26).

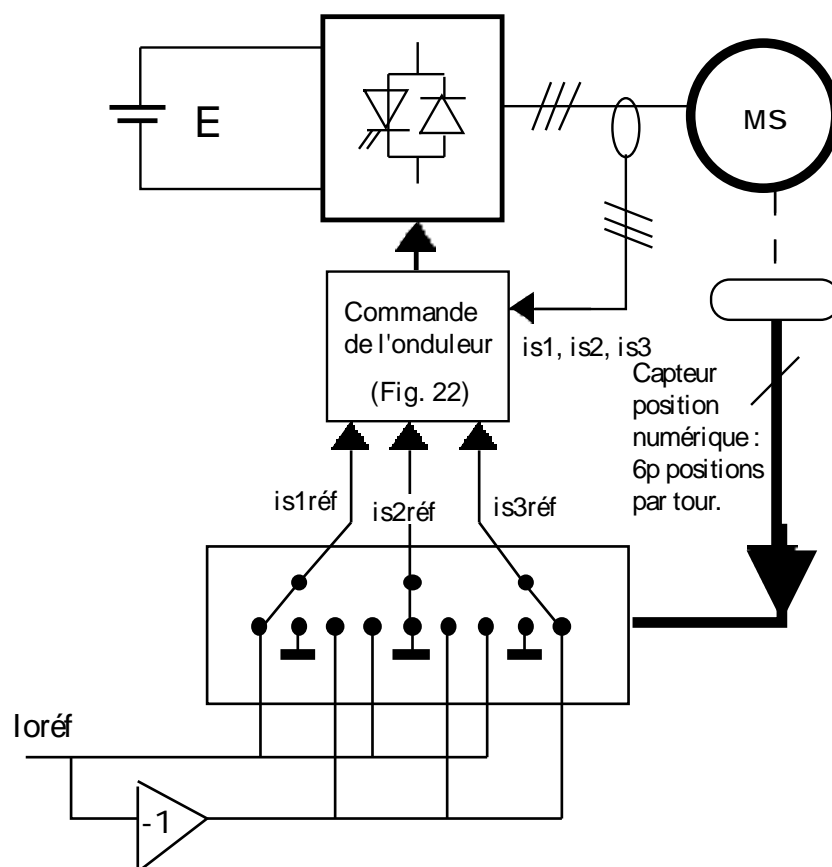


Figure 25

Le dispositif de commande de la figure 25 est simple et l'onduleur de tension permet de fonctionner avec l'angle ψ nul. L'allure du

Le courant dans une phase de la machine est présentée à la figure ci-après. Par rapport à la référence de courant $i_{s1\text{réf}}(t)$, le courant dans la phase de la machine, $i_{s1}(t)$, présente une ondulation qui est due à la commande MLI de l'onduleur.

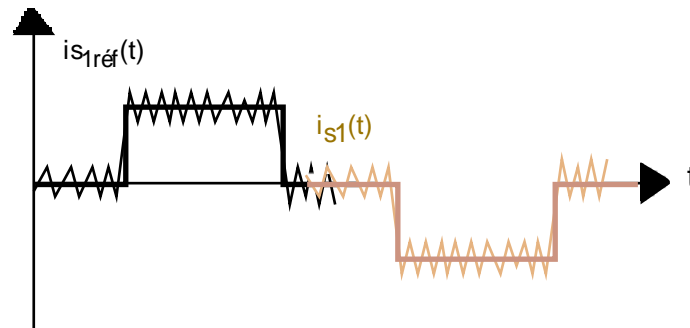


Figure 26

Les courants dans les phases de la machines ne sont plus sinusoïdaux et le couple électromagnétique présente alors une ondulation conformément à la figure 27 (cf B-2-2).

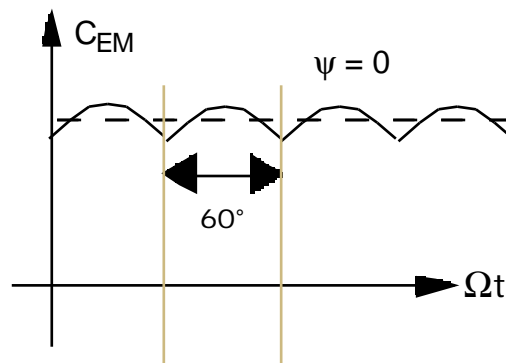


Figure 27

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. 24).

B-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 ($P > 100$ MW : Traction électrique, propulsion marine). 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 ($q q W < P < q q kW$) 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 ($q q 10 kW < P < q q 100 kW$), 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.

C : Alimentation à fréquence variable des machines asynchrones.

C-1 : Principes généraux de réglage.

Comme dans le cas de la machine synchrone, l'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif (Fig. 28). 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 .

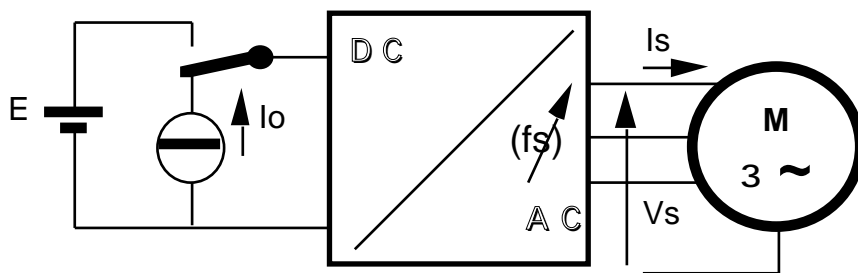


Figure 28

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. 29) valable en régime permanent sinusoïdal. La machine est considérée en convention récepteur.

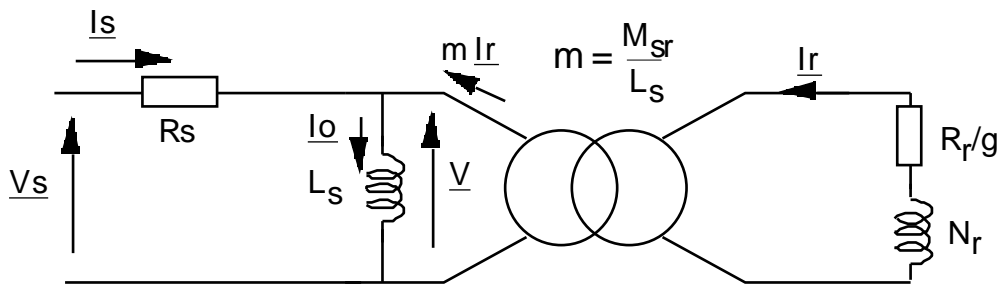


Figure 29

Les éléments du modèle sont les suivants :

- | | |
|---|--|
| L_s : inductance cyclique du stator | M_{sr} : inductance mutuelle cyclique stator-rotor |
| R_s : résistance des enroulements du stator | ω_s : pulsation des courants statoriques |

R_r : résistance des enroulements du rotor ω_r : pulsation des courants rotoriques

N_r : inductance totale de fuite ramenée au rotor. g : glissement ; $g = \frac{\omega_r}{\omega_s}$

\underline{V}_S et \underline{I}_S représentent respectivement la tension simple et le courant pour une des phases de la machine (schéma équivalent étoile). Le courant \underline{I}_0 est appelé courant magnétisant, il est représentatif du flux statorique. Le courant \underline{I}_r est un courant fictif de pulsation ω_s dont l'amplitude est proportionnelle à celle des courants rotoriques réels (de pulsation ω_r). Il est important de noter que toutes les grandeurs tensions et courants de ce schéma équivalent sont à la pulsation ω_s .

Afin de simplifier encore plus le modèle (Fig. 30), la résistance R_S est généralement négligée. Hypothèse qui n'est valable qu'au voisinage du point de fonctionnement nominal de la machine.

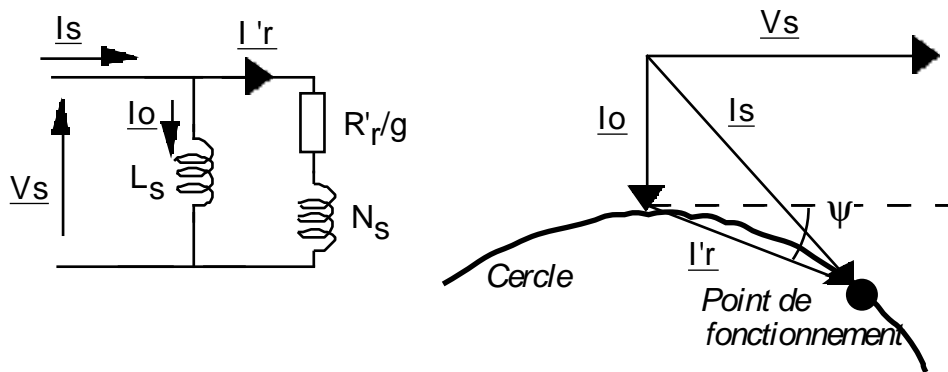


Figure 30

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 29 par les relations suivantes :

$$R'_r = \frac{R_r}{m^2} \text{ et } N_s = \frac{N_r}{m^2}$$

A partir du modèle de la figure 30, nous allons calculer la puissance électromagnétique puis en déduire l'expression couple électromagnétique fourni par la machine asynchrone.

Puissance électromagnétique :

Puissance transmise au rotor :

$$P_{TR} = 3 \frac{R'_r}{g} I_r'^2 \quad (29) \quad \text{avec } I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N_s \omega_s)^2}} \quad (30)$$

Pertes joules au rotor :

$$P_{JR} = 3 R'_r I_r'^2 = g P_{TR} \quad (31)$$

Puissance électromagnétique :

$$P_{EM} = P_{TR} - P_{JR} = P_{TR} (1-g) \quad (32) \quad \text{avec } P_{TR} = 3 V_s^2 \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N_s \omega_s)^2} \quad (33)$$

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

$$C_{EM} = \frac{P_{EM}}{\Omega} = \frac{P_{EM}}{\Omega_s(1-g)} = p \frac{P_{EM}}{\omega_s(1-g)} = p \frac{P_{TR}}{\omega_s} \quad (34)$$

$$C_{EM} = 3 p \frac{V_s^2}{\omega_s} \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N_s \omega_s)^2} \quad (35)$$

La tension et le flux statorique sont liés par la relation : $\underline{V}_s = j \omega_s \underline{\Phi}_s$ (36)

Ainsi le couple électromagnétique peut s'exprimer par :

$$C_{EM} = 3 p \Phi_s^2 \frac{R'_r \omega_r}{R_r'^2 + (N_s \omega_r)^2} \quad (37)$$

Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone, nous voyons d'après la relation (37) qu'il faut contrôler le flux statorique Φ_s et la pulsation des courants rotoriques ω_r (grandeur qui n'est pas directement accessible).

A flux statorique constant, on peut tracer (Fig. 31) à partir de l'expression (37) la courbe $C_{EM} = f(\omega_r)$.

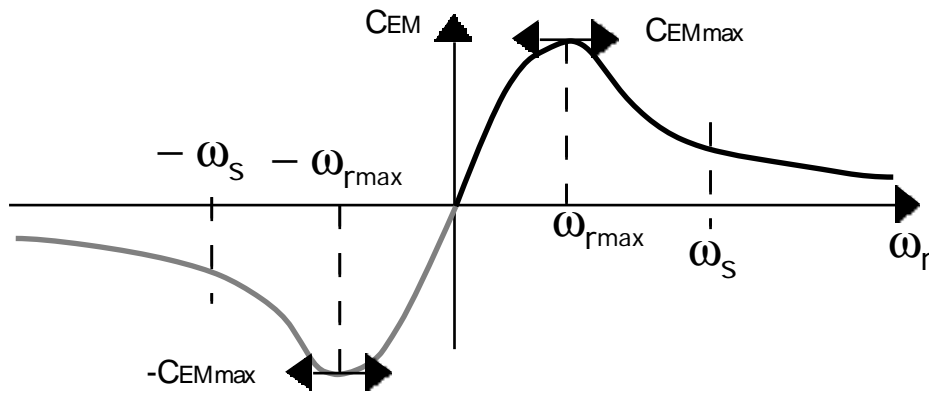


Figure 31

La courbe présente un maximum CEM_{max} pour la pulsation notée ω_{rmax} :

$$\omega_{rmax} = \frac{R'_r}{N_s} \quad (38) \quad \text{et} \quad C_{EMmax} = 3 p \Phi_s^2 \frac{1}{2N_s} \quad (39)$$

Lorsque la pulsation est faible (ω_r → 0 : faible glissement) le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation ω_r :

$$C_{EM} = 3 p \Phi_s^2 \frac{\omega_r}{R'_r} \quad (40)$$

A partir de la connaissance de la loi C_{EM} = f (ω_r) différentes stratégies de commande des machines asynchrones ont été élaborés.

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

C-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 ω_r. Ainsi, pour différentes valeurs de la pulsation des grandeurs statoriques ω_s obtient-on une famille de caractéristiques Couple-Vitesse, CEM = f(ω) (Fig. 32), qui peut être construite à partir de la figure 31 puisque ω = ω_s - ω_r.

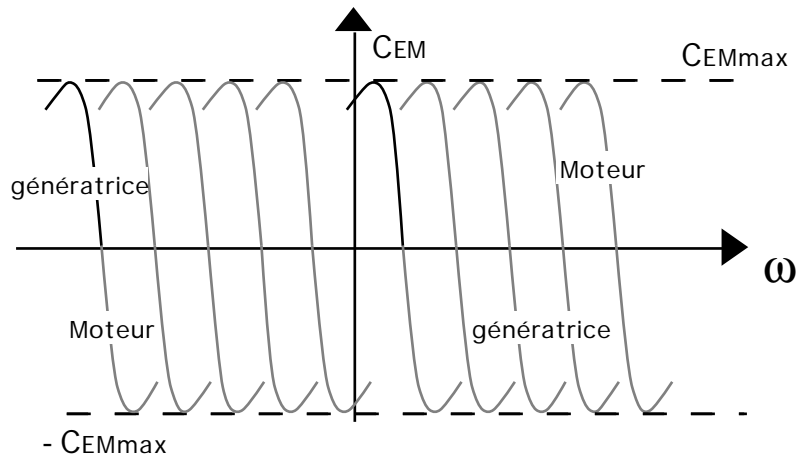


Figure 32

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. 33). Les composantes fondamentales des tensions statoriques forment un système triphasé équilibré (cf *B-3-1*). Leur valeur efficace V_s doit être réglée de façon à maintenir le flux statorique constant pour ne pas déclasser en couple la machine (39).

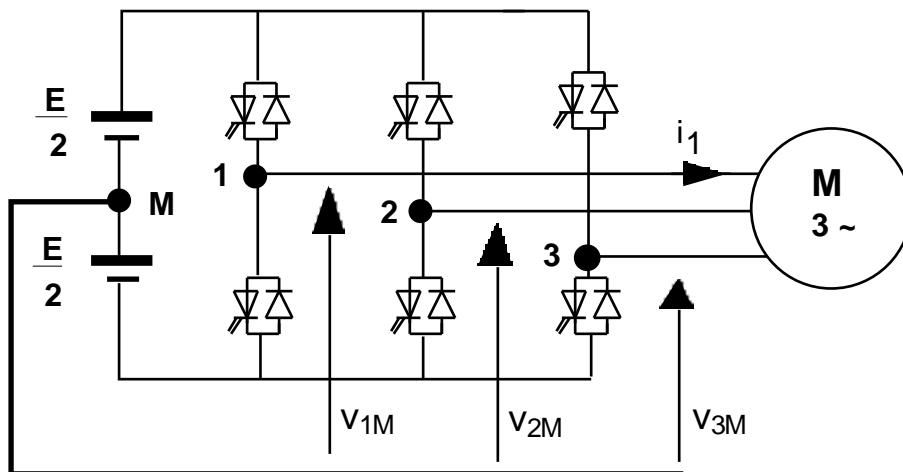


Figure 33

Ainsi, d'après la relation (36), pour maintenir le flux Φ_s constant, il faut que la tension efficace V_s soit proportionnelle à la fréquence d'alimentation statorique :

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (41)$$

Toutefois, cette relation n'est pas valable pour des faibles valeurs de la pulsation ω_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. 29). 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 ω_s (Fig. 34) de façon à maintenir Φ_s constant. D'autre part, si un fonctionnement en survitesse de la machine asynchrone est envisagé, il n'est pas possible de dépasser la tension statorique nominale (claquage des isolants). Le flux Φ_s est alors diminué de même que le couple électromagnétique maximum (Fig. 34).

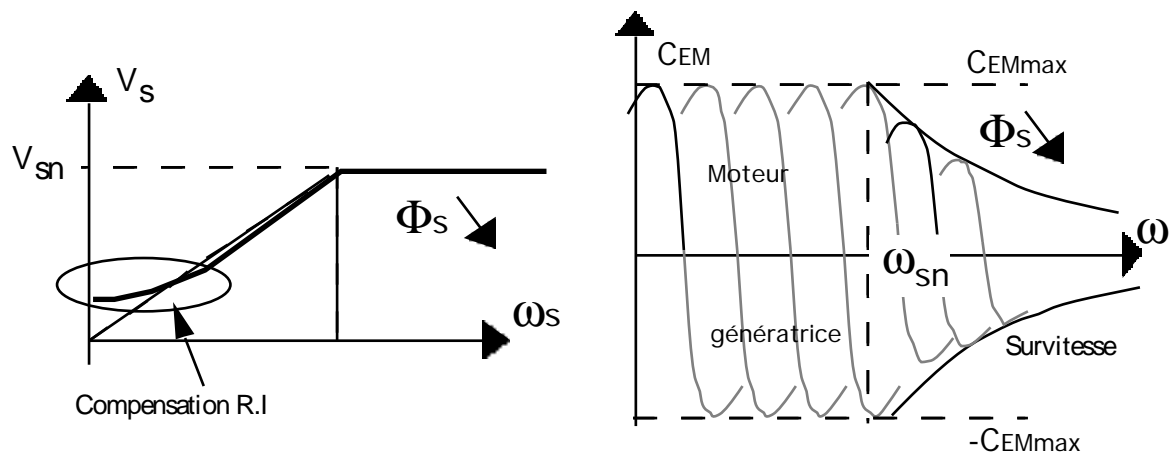


Figure 34

La commande en boucle ouverte ne permet pas de contrôler parfaitement la vitesse de rotation de la machine puisque à pulsation ω_s constante, la vitesse de rotation dépend du couple résistant de la charge entraînée (glissement) (Fig. 35).

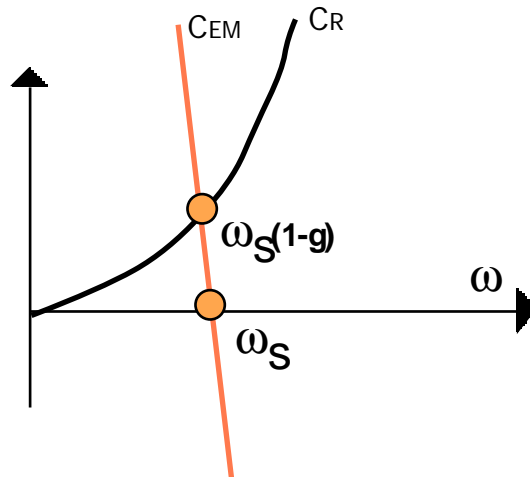


Figure 35

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

Le schéma structurel de la figure 36 décrit le principe de comande de l'onduleur MLI. Les tensions $V_{1Mréf}$, $V_{2Mréf}$ 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 $\omega_{sréf}$. 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 34.

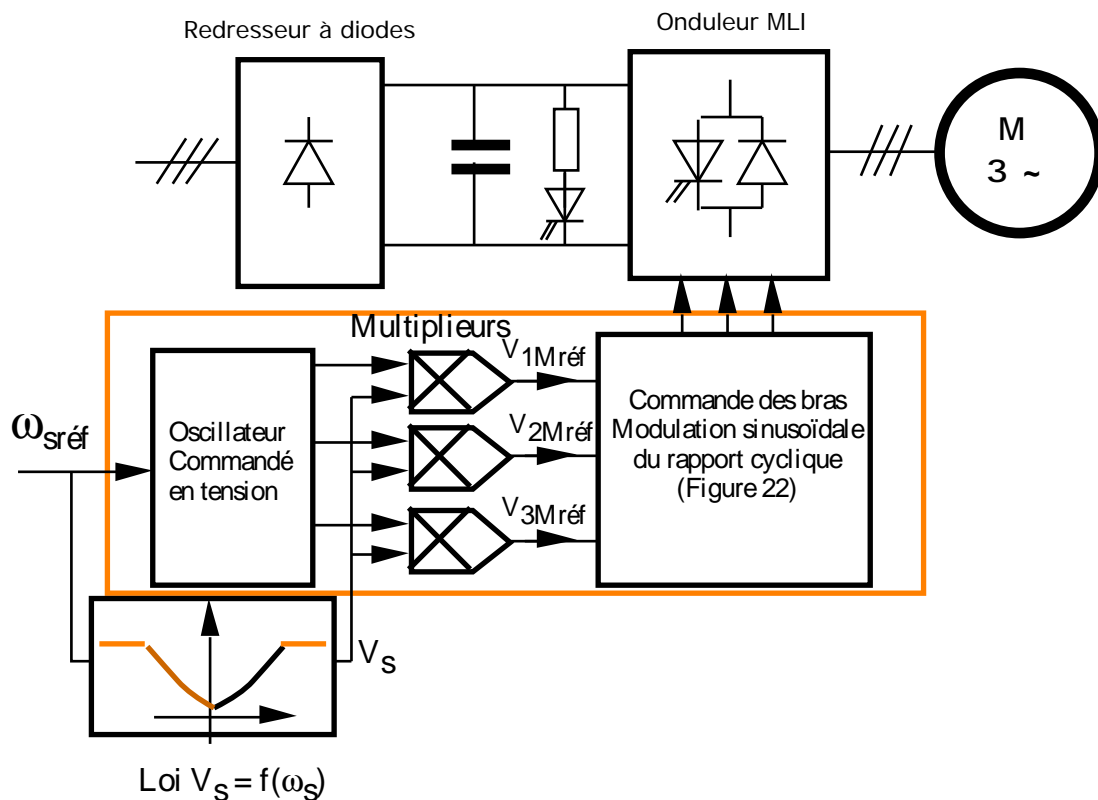


Figure 36

Le convertisseur complet utilise généralement un redresseur à diodes pour alimenter l'onduleur MLI à partir du réseau. A cause du redresseur à diodes, cette structure n'est pas réversible et il faut prévoir un dispositif de freinage rhéostatique lorsque la machine asynchrone fonctionne en génératrice.

C-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. 37).

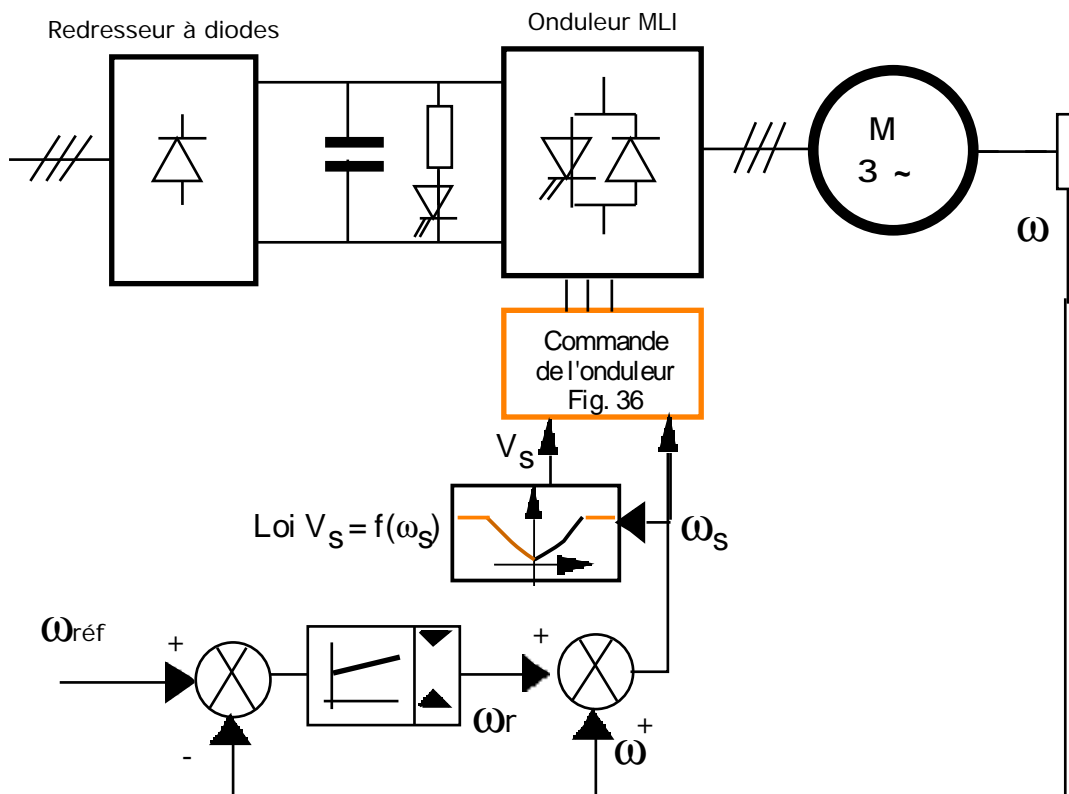


Figure 37

Le correcteur, généralement de type PI, permet d'estimer la pulsation rotorique. La tension de sortie du correcteur notée ω_r est additionnée à la tension image de la vitesse de rotation ω et ceci de façon à obtenir la valeur adéquat 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 au chapitre A (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 écrêteur de façon à limiter la valeur de ω_r . Ainsi l'amplitude des courants statoriques est indirectement limitée (Fig. 38).

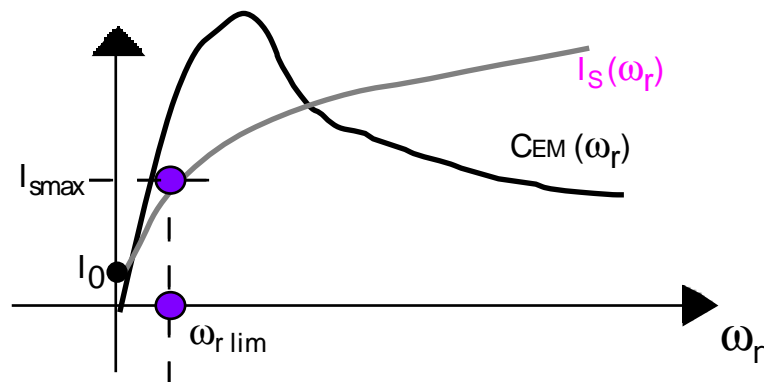


Figure 38

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 régime transitoires, les valeurs instantannées des courants ne sont pas contrôlées.

Afin d'éviter des surintensités importantes en régime transitoire, le gain Intégral du correcteur PI doit être augmenté. De ce fait les variations rapide de ω_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 instantannées des courants statoriques de la machine asynchrone.

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

C-3-1 : Loi de commande.

Comme dans le cas de la machine synchrone (Fig. 22), une boucle de courant permet de contrôler le courant en sortie de chaque bras de l'onduleur MLI.

Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone, il faut maintenir le flux statorique constant et contrôler la pulsation ω_r . Etant donné que la machine est ici alimentée en courant et non en tension, il est nécessaire de déterminer la loi de variation $I_s = f(\omega_r)$ qui permet de maintenir le flux ϕ_s constant.

L'expression simplifiée de la loi $I_s = f(\omega_r)$ peut être trouvée à partir du schéma équivalent de la figure 30. Pour maintenir le flux

ϕ_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 30, on a :

$$\underline{I_0} = \underline{I_s} \frac{\underline{Z}}{\underline{Z_0} + \underline{Z}} \rightarrow \underline{I_s} = \underline{I_0} \frac{\frac{R'r}{g} + j (L_s + N_s) \omega_s}{\frac{R'r}{g} + j N_s \omega_s} \quad (42)$$

Soit en module, sachant que $\omega_r = g \omega_s$: $I_s = I_0 \sqrt{\frac{R'r^2 + (L_s + N_s)^2 \omega_r^2}{R'r^2 + N_s^2 \omega_r^2}}$

(43)

La loi $I_s = f(\omega_r)$ est représentée par la courbe de la figure 39.

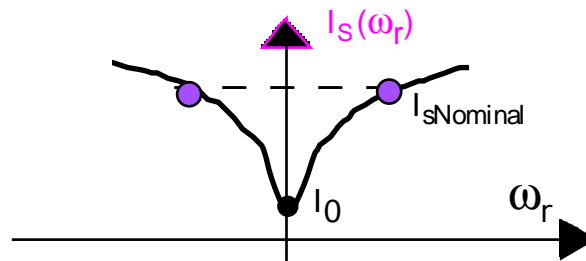


Figure 39

C-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 figure 40.

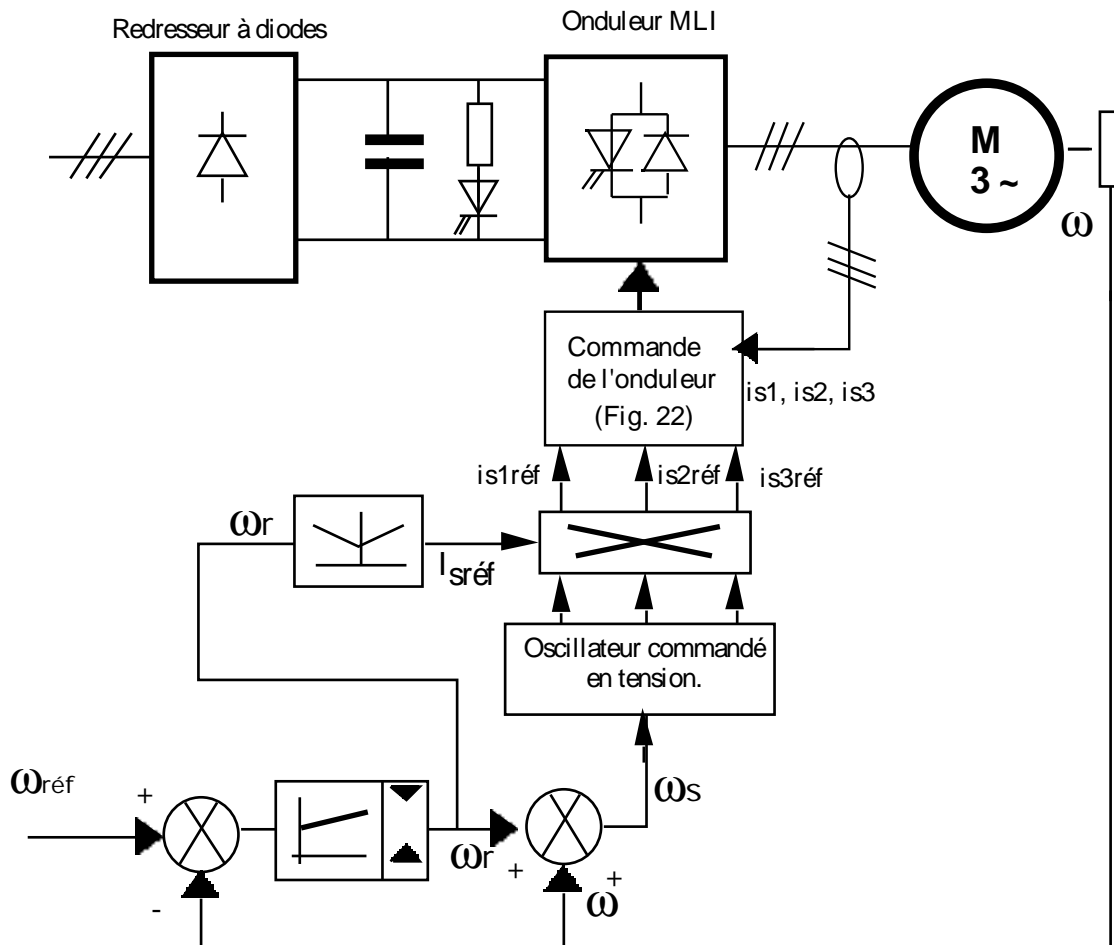


Figure 40

La pulsation rotorique ω_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 ω .

La loi $I_s = f(\omega_r)$ décrite précédemment permet de fixer l'amplitude des courants de références $i_{s1réf}$, $i_{s2réf}$, $i_{s3réf}$ qui sont générés par un oscillateur commandé en tension. La commande de la figure 40 est complexe et est généralement réalisée en faisant appel aux techniques numériques.

C-3-3 : Convertisseur réversible.

Grâce aux GTO, l'onduleur MLI permet aujourd'hui la variation de vitesse de machine asynchrones jusqu'à des puissances de l'ordre du MW. Dans ces cas là, il est nécessaire de prévoir le freinage 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. 41).

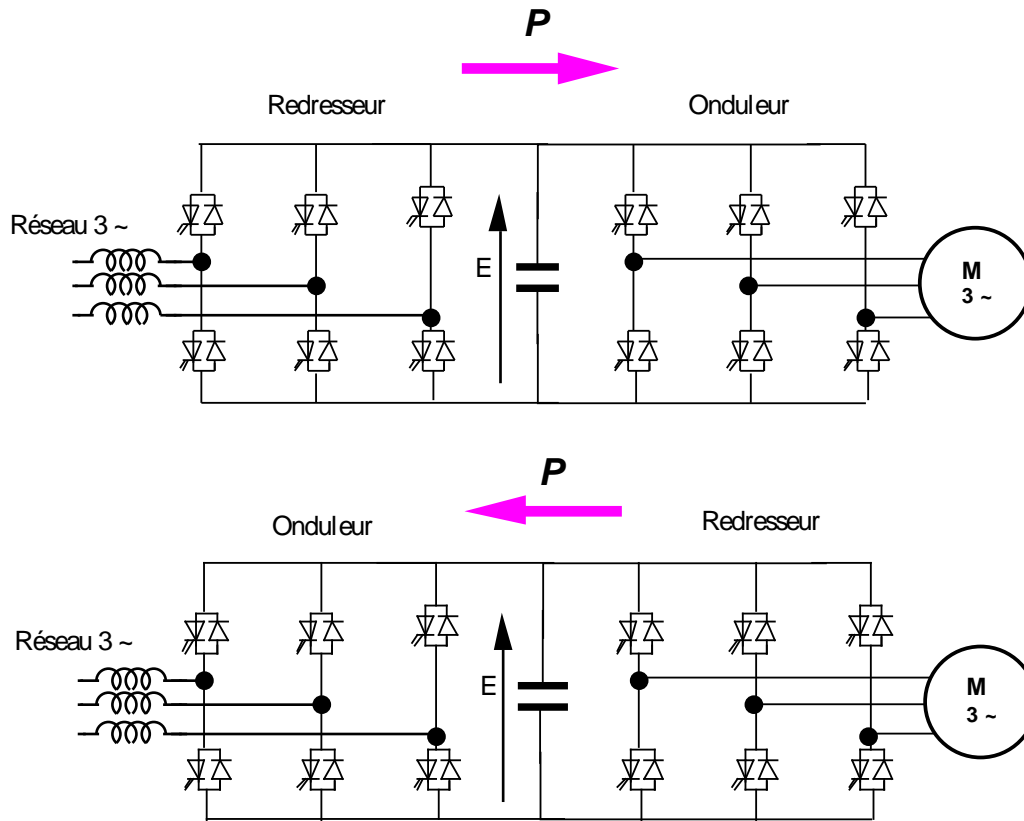


Figure 41

Les inductances connectées côté réseaux permettent le lissage 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 Nord qui utilise des moteurs asynchrones. L'onduleur MLI connecté côté réseau SNCF est bien attendu monophasé.

Avant que les GTO ne permettent la réalisation d'onduleur MLI de forte puissance, il avait été nécessaire de faire appel à des convertisseurs à thyristors pour alimenter à fréquence variable la machine asynchrone. Ainsi un dispositif tout à fait analogue à celui utilisé pour la machine synchrone autopiloté (Fig. 16) a été réalisé.

C-4 : Association Machine asynchrone - commutateur de courant.

C-4-1 : Circuit de puissance.

Le schéma simplifié est donné figure 42. Comme pour l'alimentation de la machine synchrone, le convertisseur côté réseau est un redresseur à thyristors. Par contre, en ce qui concerne l'onduleur alimentant la machine asynchrone, il est impossible d'employer des thyristors fonctionnant en commutation naturelle. Dans le cas de la machine synchrone, cela était possible parce que les courants dans les phases étaient en avance sur les tensions simples (Cf B-2). Or dans le cas d'une machine asynchrone les courants sont toujours en retard sur les tensions et ce quel que soit le mode de fonctionnement de la machine (Cf schéma équivalent figure 29). Ainsi, il faut impérativement utiliser des interrupteurs commandés au blocage pour réaliser l'onduleur de courant. Il s'agit d'interrupteur bidirectionnels en tension et unidirectionnels en courant : Type Thyristor-diode-dual (Cf : "Méthodes d'études des convertisseurs statiques" diffusé aussi par le réseau National de Ressources en Electrotechnique).

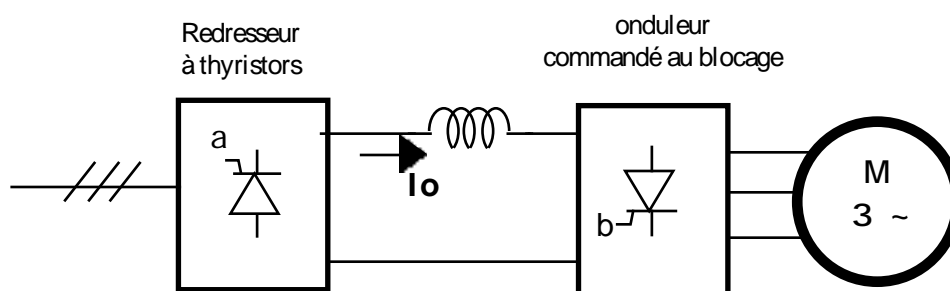


Figure 42

Pour pouvoir réaliser des interrupteurs de type Thyristor-diode-dual avec des thyristors, il faut prévoir un circuit de commutation forcée pour assurer le blocage. Cela conduit à la structure de la figure 43 appelée commutateur de courant à diodes d'isolement. Les condensateurs permettent d'appliquer une tension négative aux bornes des thyristors au moment du blocage.

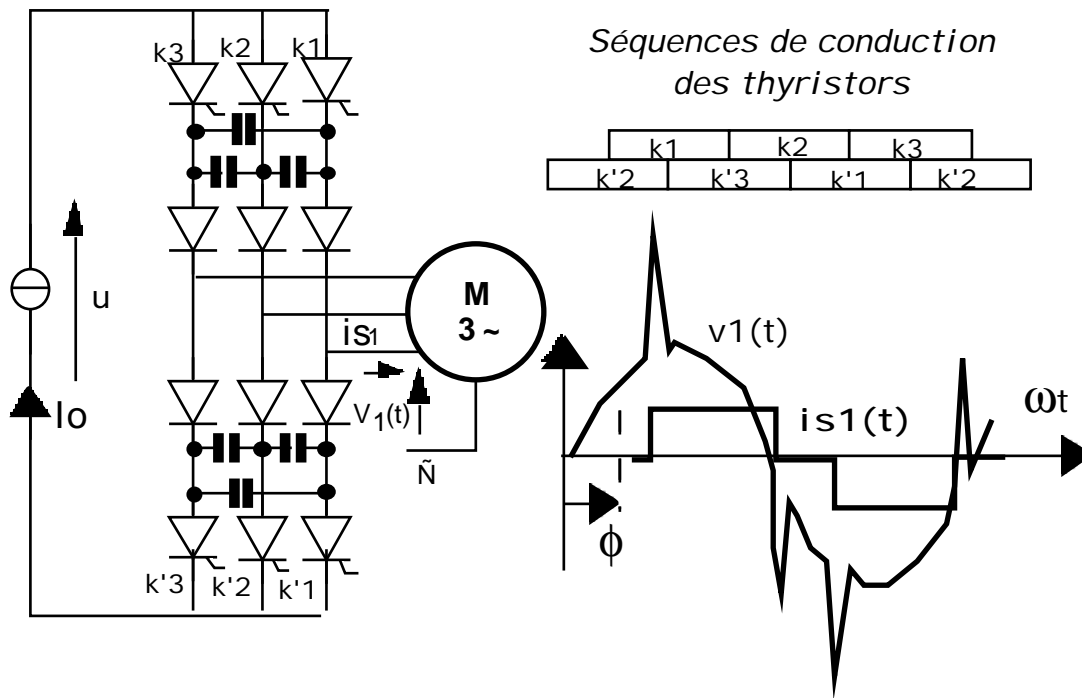


Figure 43

L'inconvénient majeur de ce montage est la présence de surtensions au stator de la machine asynchrone au moment des commutations (Fig. 43). Ces surtensions, dues à l'ouverture d'un circuit inductif (commande au blocage) sont limités par les condensateurs de commutation forcée. Il faut donc, pour ce type d'alimentation, surdimensionner l'isolant des bobinages du stator.

La structure de la figure 42 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 pont commandé au blocage fonctionne en redresseur.

Comme dans le cas de l'alimentation de la machine synchrone par un commutateur de courant à thyristors, les courants statoriques ne sont pas sinusoïdaux. Il faut donc prévoir un déclassement de la machine (généralement 10 % de la puissance nominale) à cause des pertes supplémentaires dues aux harmoniques de courant. De plus, le couple électromagnétique va ici aussi présenter une ondulation non négligeable (Fig. 44) ce qui peut être gênant si l'on entraîne une charge à faible inertie.

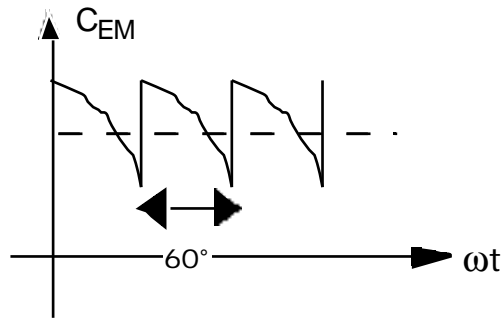


Figure 44

C-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_o réalisée avec le redresseur à thyristors (Cf B-2-5). Le principe de contrôle du convertisseur avec autopilotage fréquentiel est identique à celui décrit au paragraphe C-3. Le schéma structurel de l'asservissement est donné à la figure 45.

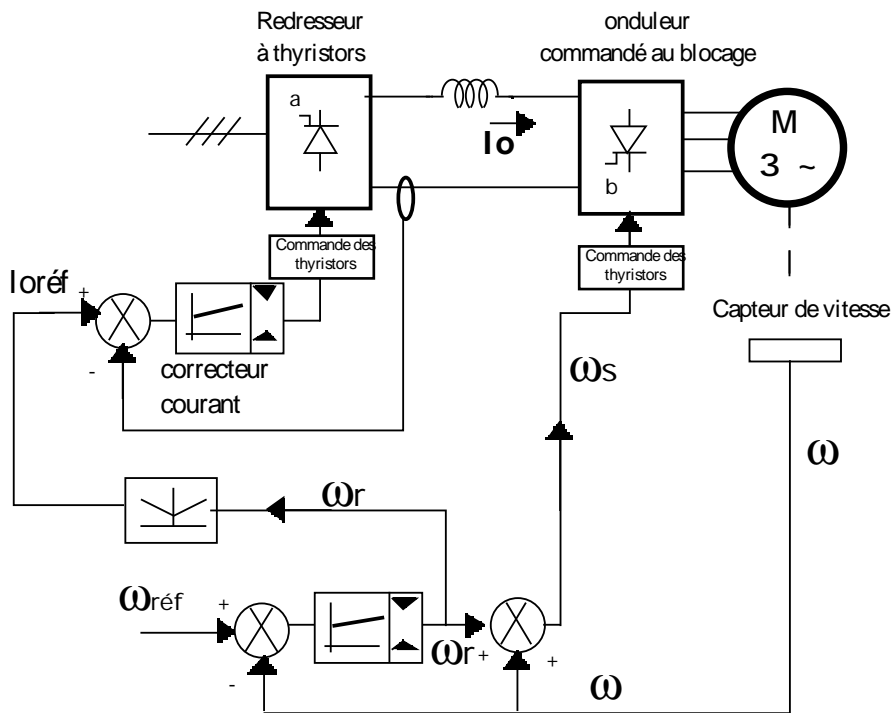


Figure 45

C-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 régime transitoires (Fig. 46).

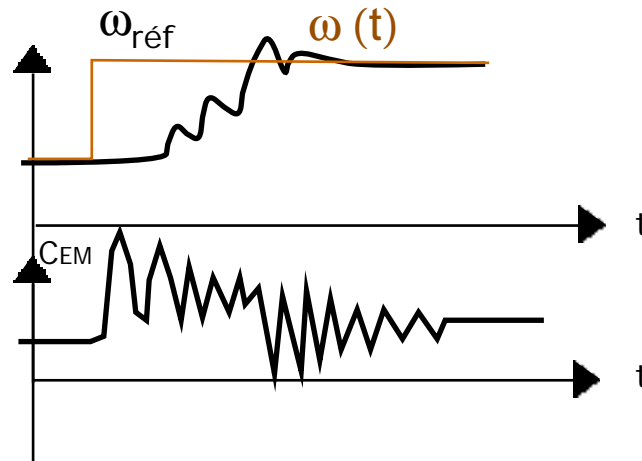


Figure 46

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 (Cf chapitre A). 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 et les machines synchrones autopilotées dans la plupart des applications de moyenne puissance.

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 (*11*) .

Dans le cas de la machine synchrone, le capteur de position du rotor permettait de connaître directement la position du champ tournant rotor. Par contre dans le cas de la machine asynchrone, le champ tournant rotorique "glisse" par rapport au rotor à la pulsation ω_r . Il faut donc calculer à tout instant la position relative

* On parle de contrôle scalaire du couple électromagnétique

du champ tournant rotor et du rotor. Ceci ne peut se faire qu'à partir d'un modèle mathématique valable en régime transitoire. C'est le modèle de Park !.

L'utilisation du modèle de Park est hors du programme des classes de Technicien Supérieur. Toutefois, le lecteur intéressé pourra consulter en annexe de cet ouvrage un document concernant le principe du contrôle vectoriel du couple électromagnétique.

Contrôle du couple électromagnétique d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté.

Le principe du contrôle du couple électromagnétique par la méthode du flux orienté est basé sur la connaissance du **modèle dynamique** (modèle de Park) de la machine.

Le contrôle vectoriel de flux permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à une machine à courant continu pour laquelle le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs indépendantes (le flux inducteur et le courant d'induit).

Pour établir le modèle de Park de la machine asynchrone, nous faisons les hypothèses suivantes :

- Répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer
- Machine bipolaire ($p = 1$).
- Machine à pôles lisses.
- Circuit magnétique non saturé.
- Chaque bobinage est considéré en convention récepteur : $v = r i + \frac{d\phi}{dt}$ et les flux sont orientés suivant le sens de l'axe de la bobine. Un courant positif dans une bobine fait circuler un flux positif .

Ainsi, l'inductance Mutuelle entre deux bobines s'exprime par :

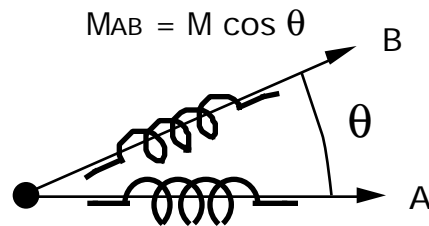


Figure 1

I Transformation triphasé-diphassé

Principe : Pour créer un champ tournant, il n'est pas nécessaire d'avoir un système triphasé de bobines. Deux bobines perpendiculaires sont suffisantes (Figure 2).

Les bobines α et β étant perpendiculaires, leur inductance mutuelle est nulle. Pour les bobines 1,2 et 3 l'inductance mutuelle M est négative ($M < 0$).

Pour être équivalentes, il faut que les structures triphasée et diphasée produisent la même induction dans l'entrefer de la machine et qu'il y est conservation de la puissance instantanée.

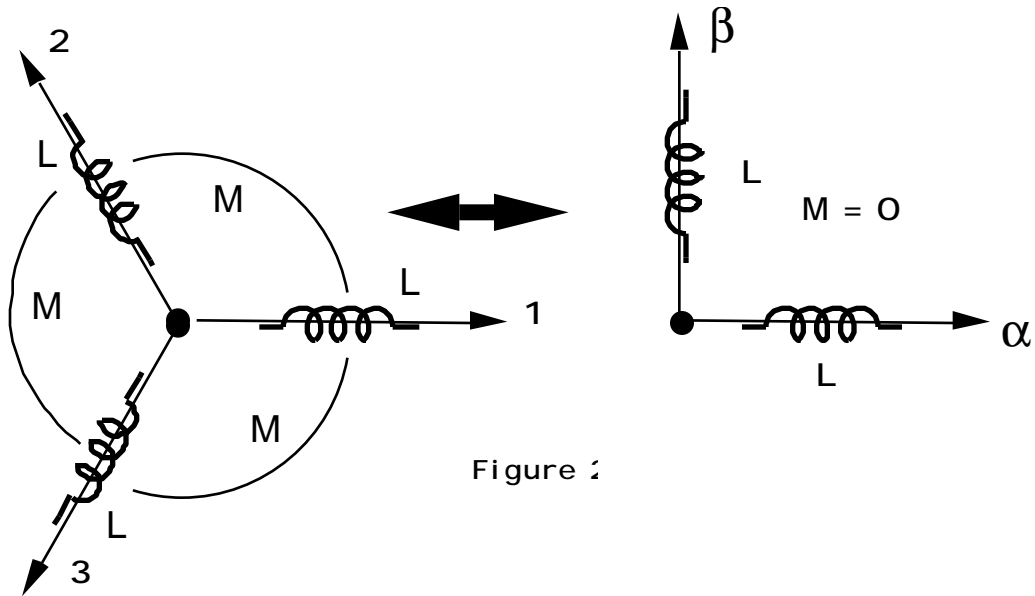


Figure 2

Pour passer du système triphasé au système diphasé, il faut définir la matrice de transformation suivante (*Transformation de Concordia*) :

$$\begin{matrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{matrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{matrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{matrix} \begin{matrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{matrix}$$

Cette matrice que l'on note [T], permet de déterminer les grandeurs dans le système diphasé : (Le courant i_o correspond à la composante homopolaire des courants i_1, i_2, i_3).

De même, la transformation T permet de calculer les tensions du système diphasé :

$$\begin{matrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_o \end{matrix} = [T] \begin{matrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{matrix}$$

Exemple: si $V_1(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t)$; $V_2(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$; $V_3(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$, on obtient à l'aide de la transformation, $V_\alpha(t) = V \sqrt{3} \sin(\omega t)$ et $V_\beta(t) = V \sqrt{3} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$, $V_o = 0$. Les tensions V_α et V_β forment un système diphasé équilibré direct !

La transformation inverse est telle que :

$$[T]^{-1} = [T]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{matrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{matrix}$$

Connaissant les grandeurs diphasées, on peut alors revenir aux grandeurs triphasées.

La puissance instantanée s'exprime par :

$$p = v_1.i_1 + v_2.i_2 + v_3.i_3 = V_\alpha i_\alpha + V_\beta i_\beta + V_0 i_0$$

Pour le système diphasé, les équations des bobines s'écrivent:
(R : résistance des bobinages de la structure triphasée).

$$V_\alpha = R i_\alpha + \frac{d\phi_\alpha}{dt} ; \phi_\alpha = L i_\alpha$$

Avec $L = L - M$ (Inductance cyclique)

$$V_\beta = R i_\beta + \frac{d\phi_\beta}{dt} ; \phi_\beta = L i_\beta$$

$$V_0 = R i_0 + \frac{d\phi_0}{dt} ; \phi_0 = L_0 i_0 \text{ avec } L_0 = L + 2M \text{ (Inductance cyclique homopolaire)}$$

II Transformation à un axe

Principe : Les équations sur les axes α et β sont similaires, afin de simplifier l'écriture, on associe le plan complexe au repère α, β .

On pose : $\underline{V} = V_\alpha + j V_\beta$, $\underline{i} = i_\alpha + j i_\beta$, $\underline{\phi} = \phi_\alpha + j \phi_\beta$

Ainsi, nous pouvons écrire : $\underline{V} = R \underline{i} + \frac{d\underline{\phi}}{dt}$ avec $\underline{\phi} = L \underline{i}$

Exemple: Si $i_1(t) = I\sqrt{2} \cos(\omega t)$; $i_2(t) = I\sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$, $i_3(t) = I\sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3})$, on obtient à l'aide de la transformation, $i_\alpha(t) = I\sqrt{3} \cos(\omega t)$, $i_\beta(t) = I\sqrt{3} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2})$, $i_0 = 0$.

Les courants i_α et i_β forment un système diphasé équilibré direct et $\underline{i}(t) = I\sqrt{3} e^{j\omega t}$

Le courant complexe $\underline{i}(t)$ est l'image du champ tournant produit par le système triphasé de bobines (Figure 3).

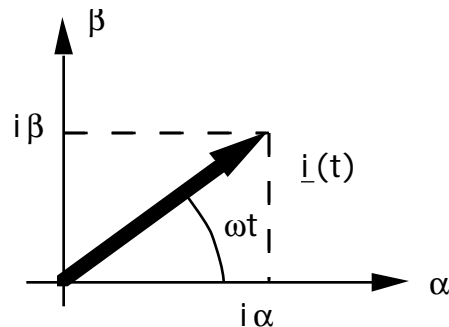


Figure 3

Cela signifie que s'il était possible d'alimenter une bobine par un courant complexe, on pourrait créer un champ tournant avec *une seule* bobine.

La puissance instantanée s'exprime par :

$$p = \text{Re}(\underline{V} \cdot \underline{i}^*) + V_0 i_0. \text{ (Nota : généralement } V_0 \text{ et } i_0 \text{ sont nuls et } p = \text{Re}(\underline{V} \cdot \underline{i}^*) \text{)}$$

III Modélisation d'une machine asynchrone.

III-1 : Transformation triphasé-diphasé appliquée à la machine asynchrone.

La machine est supposée triphasée au rotor et au stator (Figure 4), l'inductance mutuelle entre une phase stator et une phase rotor dépend de la position du rotor θ et a pour valeur maximale M_{sr} .

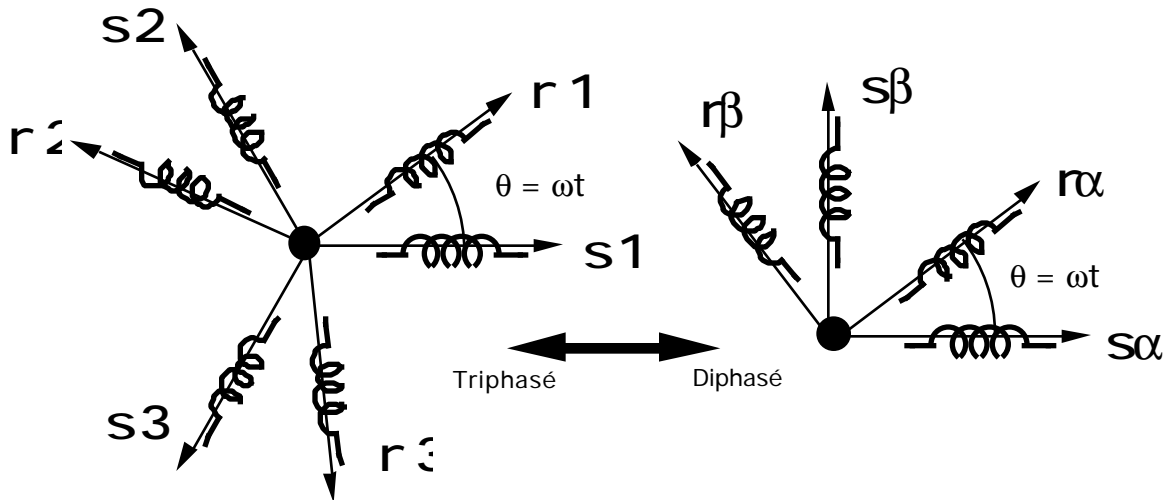


Figure 4

En appliquant la transformation triphasé-diphasé pour les enroulements statoriques et rotoriques, on se ramène à une machine diphasée au stator et au rotor. Ainsi les équations s'écrivent :

Pour le stator :

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt}$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt}$$

$$V_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt} \text{ avec } \phi_{s0} = L_{s0} i_{s0}$$

L_{s0} : inductance cyclique homopolaire du stator.
 R_s : Résistance des enroulements statoriques.

Pour le rotor :

$$V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt}$$

$$V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt}$$

$$V_{r0} = R_r i_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt} \text{ avec } \phi_{r0} = L_{r0} i_{r0}$$

L_{r0} : inductance cyclique homopolaire du rotor.
 R_r : Résistance des enroulements rotoriques

Les équations concernant les composantes homopolaires sont indépendantes et peuvent être traitées séparément.

Expression des flux

Pour le stator :

$$\phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M_{sr} i_{r\alpha} \cos \theta - M_{sr} i_{r\beta} \sin \theta$$

$$\phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M_{sr} i_{r\alpha} \sin \theta + M_{sr} i_{r\beta} \cos \theta$$

L_s : inductance cyclique du stator.

Pour le rotor :

$$\phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M_{sr} i_{s\alpha} \cos \theta + M_{sr} i_{s\beta} \sin \theta$$

$$\phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} - M_{sr} i_{s\alpha} \sin \theta + M_{sr} i_{s\beta} \cos \theta$$

L_r : inductance cyclique du rotor.

M_{sr} : Mutuelle inductance cyclique entre le stator et le rotor ; $M_{sr} = \frac{3}{2} M_{sr}$

Annexe : Contrôle vectoriel du couple d'une machine asynchrone.

Pour simplifier l'écriture des équations, il faut appliquer la transformation à un axe au stator et au rotor de la machine.

III-2 : Transformation à un axe appliquée à la machine asynchrone.

Avec la transformation à un axe, il est possible de représenter la machine conformément à la figure 5.

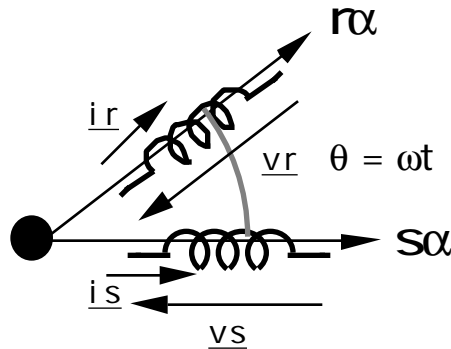


Figure 5

Les équations des bobines'écritent :

Pour le stator

(Axe réel $S\alpha$, axe imaginaire $S\beta$)

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\phi_s}{dt}$$

Pour le rotor:

(Axe réel $R\alpha$, axe imaginaire $R\beta$)

$$\underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{d\phi_r}{dt}$$

Les équations concernant les composantes homopolaires sont indépendantes et peuvent être traitées séparément.

Expressions des flux

Pour le stator :

$$\underline{\phi}_s = \phi_s \alpha + j \phi_s \beta$$

Ainsi :

$$\underline{\phi}_s = L_s \underline{i}_s + M_{sr} \underline{i}_r e^{j\theta}$$

Pour le rotor :

$$\underline{\phi}_r = \phi_r \alpha + j \phi_r \beta$$

Ainsi :

$$\underline{\phi}_r = L_r \underline{i}_r + M_{sr} \underline{i}_s e^{-j\theta}$$

Les pulsations des grandeurs statoriques et rotoriques sont différentes.

Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des vecteurs représentatifs de \underline{i}_s et \underline{i}_r . (Voir rappel de cours).

$$C_{EM} = k \vec{i}_s \Delta \vec{i}_r$$

On peut montrer à partir des expressions de \underline{i}_s et \underline{i}_r que :

$$\vec{i}_s \Delta \vec{i}_r = \text{Im}(\underline{i}_s \cdot \underline{i}_r^* e^{j\theta})$$

En fait le couple électromagnétique s'exprime par la relation suivante :

$$C_{EM} = Msr \text{Im} (\underline{i}_s \cdot \underline{i}_r^* e^{-j\theta})$$

Afin de simplifier encore plus le modèle de la machine, on va exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques dans le même repère.

III-3 : Changement de repère ; système d'axes lié au champ tournant stator.

Pourquoi un repère lié au champ tournant stator ? :

Revenons à l'expression du courant statorique calculée au II : $\underline{i}_s = \sqrt{3} e^{j\omega_s t}$

ω_s : Pulsation des courants statoriques ; \underline{i}_s est représentatif du champ tournant stator.

Le même résultat peut être obtenu en alimentant une bobine par un courant continu d'amplitude $\sqrt{3}$ et en faisant tourner cette bobine par rapport au stator à la vitesse angulaire ω_s . Cela revient à définir un nouveau repère d'axes d et q liés au champ tournant (Voir figure 6).

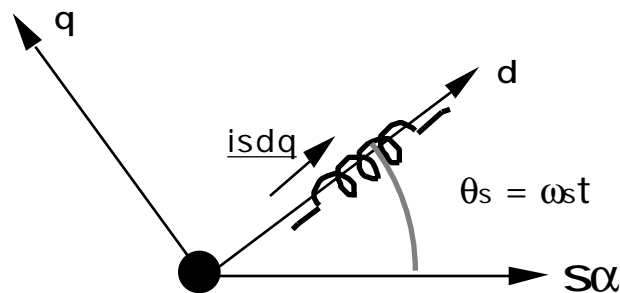


Figure 6

Ce changement de repère est tel que :

$$\underline{i}_s = \underline{isdq} e^{j\omega_s t}$$

Les grandeurs ramenées dans le repère dq sont de pulsation nulle.

En régime permanent sinusoïdal, les courants statoriques de la machine asynchrone triphasée sont sinusoïdaux, le courant \underline{isdq} est un courant continu !.

III-4 : Modélisation de la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant stator

Les différents angles électriques sont définis sur la figure 7.

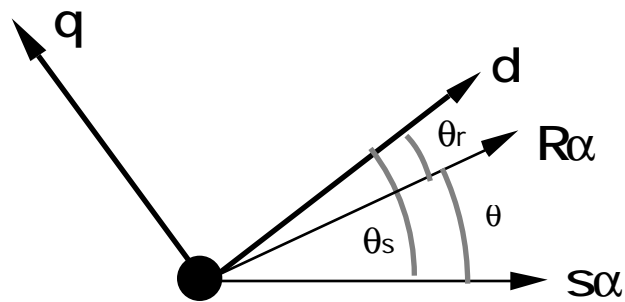


Figure 7

On a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r ; \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

ω_s : vitesse angulaire de rotation du champ tournant stator

ω_r : vitesse angulaire glissement (Pulsation des grandeurs rotoriques).

ω : vitesse angulaire de rotation du rotor.

Pour la mise en équation de la machine, on se réfère aux équations écrites au III-2.

Pour le stator

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\phi_s}{dt}$$

Compte tenu du changement de repère :

$$\phi_s = \phi_{sdq} e^{j\theta_s}$$

$$\underline{V}_s = \underline{V}_{sdq} e^{j\theta_s}$$

$$\underline{i}_s = \underline{i}_{sdq} e^{j\theta_s}$$

Le flux s'exprime alors par :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = \frac{d\phi_{sdq}}{dt} e^{j\theta_s} + j \omega_s \phi_{sdq} e^{j\theta_s}$$

Pour le rotor:

$$\underline{V}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{d\phi_r}{dt}$$

Compte tenu du changement de repère :

$$\phi_r = \phi_{rdq} e^{j\theta_r}$$

$$\underline{V}_r = \underline{V}_{rdq} e^{j\theta_r}$$

$$\underline{i}_r = \underline{i}_{rdq} e^{j\theta_r}$$

Le flux s'exprime alors par :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{d\phi_{rdq}}{dt} e^{j\theta_r} + j \omega_r \phi_{rdq} e^{j\theta_r}$$

Annexe : Contrôle vectoriel du couple d'une machine asynchrone.

On obtient ainsi un système de quatre équations :

Pour le stator : $\underline{V}_{sdq} = R_s \underline{i}_{sdq} + \frac{d\phi_{sdq}}{dt} + j \omega_s \phi_{sdq}$ $\phi_{sdq} = L_s \underline{i}_{sdq} + M_{sr} \underline{i}_{rdq}$	Pour le rotor : $\underline{V}_{rdq} = R_r \underline{i}_{rdq} + \frac{d\phi_{rdq}}{dt} + j \omega_r \phi_{rdq}$ $\phi_{rdq} = L_r \underline{i}_{rdq} + M_{sr} \underline{i}_{sdq}$
--	---

Le couple électromagnétique s'exprime par la relation :

$$C_{EM} = M_{sr} \text{Im} (\underline{i}_{sdq} \cdot \underline{i}_{rdq}^*)$$

IV Modèle de Park de la machine asynchrone

(Le repère est ici lié au champ tournant)

Pour obtenir les équations de Park de la machine asynchrone, il faut revenir aux grandeurs réelles sur les axes d et q. C'est à dire :

Pour le stator : $V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq}$ $V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd}$ $\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd}$ $\phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}$	Pour le rotor : $V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq}$ $V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd}$ $\phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd}$ $\phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}$
---	--

Le couple électromagnétique s'exprime par la relation :

$$C_{EM} = M_{sr} (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq})$$

Les courants rotoriques ne sont pas des grandeurs accessibles. Les seules grandeurs que l'on peut imposer en alimentant la machine par le stator sont les courants i_{sq} et i_{sd} .

V Contrôle du couple électromagnétique par la méthode du flux orienté.

Le but est d'obtenir une expression de C_{EM} telle que : $C_{EM} = k i_{sd} i_{sq}$.

Expression analogue à celle du couple électromagnétique dans une machine à courant continu.

Le rotor de la machine étant en court-circuit, on peut écrire que $v_{rd} = v_{rq} = 0$.

Ainsi :

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \quad (1)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \quad (2)$$

Pour que le couple électromagnétique dépende du produit $i_{sd} i_{sq}$, il faut que i_{rq} soit proportionnel à i_{sq} et que i_{rd} soit nul.

En reprenant les expressions des flux ϕ_{rd} et ϕ_{rq} , on a :

$$i_{rd} = \frac{\phi_{rd}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} i_{sd} \text{ et } i_{rq} = \frac{\phi_{rq}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} i_{sq}$$

$$\text{Si } \phi_{rq} = 0, \text{ alors } i_{rq} = - \frac{M_{sr}}{L_r} i_{sq}$$

Les équations 1 et 2 deviennent :

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \phi_{rd} = M_{sr} i_{sd} \quad (1)$$

$$\omega_r \phi_{rd} = \frac{M_{sr}}{L_r} R_r i_{sq} \quad (2).$$

En régime permanent, le flux ϕ_{rd} est constant et imposé par la composante i_{sd} du courant statorique :

$\phi_{rd} = M_{sr} i_{sd}$; i_{sd} est analogue au courant d'inducteur d'une machine à courant continu.

Le courant i_{rd} est nul !

La pulsation ω_r doit satisfaire à l'équation 2 : $\omega_r \phi_{rd} = \frac{M_{sr}}{L_r} R_r i_{sq}$.

Le couple électromagnétique s'exprime alors par :

$$C_{EM} = \frac{M_{sr}^2}{L_r} i_{sd} i_{sq}$$

Ces équations permettent de définir le principe du contrôle de couple électromagnétique pour la réalisation d'un asservissement de vitesse (Figure 8).

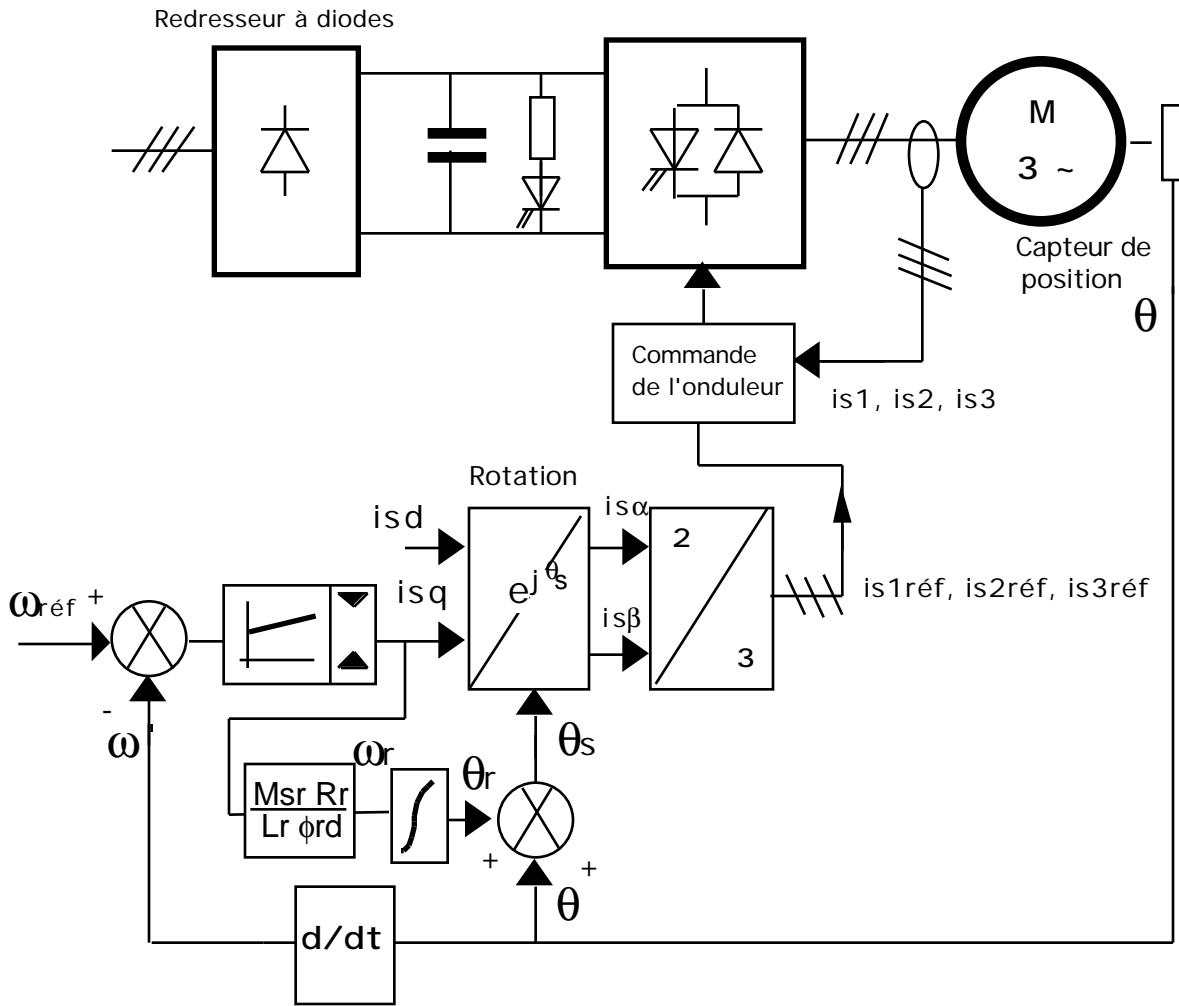


Figure 8

Bibliographie

W. Leonhard : *"Control of Electrical Drives"*
Springer Verlag 1985.

B. K. Bose : *"Power Electronics and AC Drives"*
Prentice Hall 1986.

B. De Fornel : *"Alimentation des machines asynchrones"*
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 forte puissance"*
Colloque Nantes 3 Juillet 1992.