Conférence de l'IBRA du 21 novembre 1990.

"COMMANDE D'UN MOTEUR SYNCHRONE AUTOPILOTE"

JL. ROME ASLAN

Ingénieur civil - Chercheur ULg. - Service du professeur Legros
Institut d'électricité Montéfiore - Bâtiment B28
Université de Liège - 4000 Liège 1 (B)

Résumé.

Cet article met en évidence les propriétés d'un moteur synchrone autopiloté et propose une commande vectorielle optimisant les performances du système. L'utilisation de composants électroniques de contrôle basés sur le micro-processeur facilite la réalisation et améliore la qualité et les propriétés de l'ensemble.

Introduction.

Le moteur synchrone se compose :

-> d'un stator, fixe, constitué de trois bobinages alimentés par un réseau triphasé et connectés soit en triangle, soit en étoile. Le passage du courant triphasé dans ces bobines produit un champ tournant à la vitesse de $N_{sta} = 2.\pi.f$ rad.sec^{-1} ou de $60.f$ tours.mn^{-1} où f est la fréquence du réseau d'alimentation.

-> d'un rotor, mobile, constitué d'un enroulement alimenté par un réseau continu. Lorsqu'il est parcouru, il crée un champ d'amplitude constante. Ce champ tourne à une vitesse $N_{rot} = p.N$ avec p est le nombre de paire de pôle du rotor et N la vitesse de rotation mécanique. La théorie /1, 2, 10/ montre que la machine synchrone ne développe de couple qu'à la vitesse de synchronisme des deux champs et cette vitesse de rotation vaut :

$$N = \frac{2\pi f}{p} \text{ rad.sec}^{-1} \quad \text{ou} \quad \frac{60\,f}{p} \text{ trs.mn}^{-1} \qquad (1)$$

Ce couple est donné par : $C_{mec} = K\,\phi_s\,\phi_r \sin\delta = \frac{P_{mec}}{\Omega}$ (2)

avec Φ_s, Φ_r les flux statorique et rotorique, δ l'angle réalisé entre U_a (tension phase-neutre de la machine) et E (force électromotrice à vide) (fig. 1), P_{mec} la puissance mécanique et Ω la vitesse de rotation mécanique angulaire.

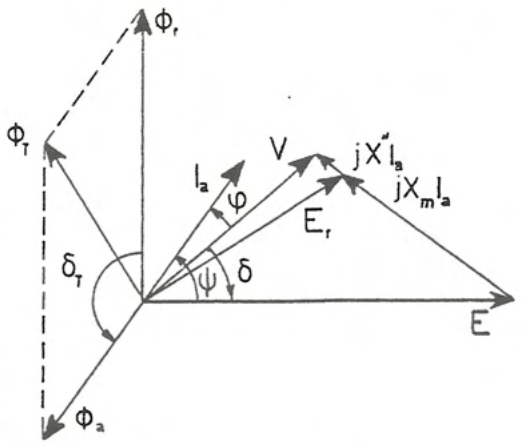


fig.1 Diagramme vectoriel du moteur

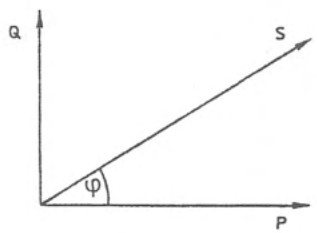


fig.2 Diagramme vectoriel de P et Q

Présentons maintenant la machine synchrone sous l'aspect de la puissance. Appelons S la puissance apparente ou puissance totale fournie par le réseau, elle se décompose en une puissance active P (P_{mec} et pertes actives), et une puissance réactive Q valant : $Q = 3\ U_a\ I_a \sin \varphi$ (3)
où U_a est la tension phase-neutre de la machine, I_a le courant dans cette phase et φ l'angle réalisé entre U_a et I_a. Le cosinus de l'angle φ (entre S et P) est appelé facteur de puissance du système au point de mesure (fig 2). La rotation du champ rotorique induit des tensions au stator qui sont proportionnelles au flux rotorique Φ_r et à la vitesse N.

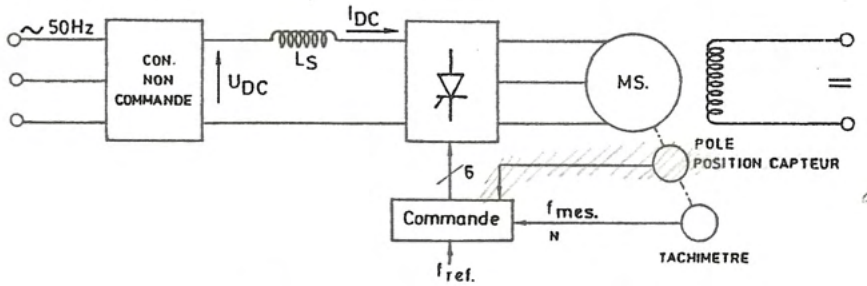
Quelques propriétés :

-> La machine synchrone ne sait pas démarrer si elle est alimentée par un réseau à fréquence fixe : elle ne présente de couple qu'à la vitesse du synchronisme.

-> Il existe un angle interne δ (réalisé entre U_a et E) fonction du courant I_a (réaction d'induit). La vitesse de rotation du moteur est fixe jusqu'à ce que l'angle interne δ atteigne la valeur de $\pi/2$ qui constitue une limite de stabilité statique (valeur de décrochage); le moteur s'arrête. A ce moment, le couple mécanique instantané est maximum, la tension U_a et la force électromotrice à vide E sont en quadrature de phase et les flux Φ_r et Φ_s sont en opposition de phase (fig. 1).

Commande scalaire.

Un convertisseur statique de fréquence permettant de faire varier la fréquence du réseau alimentant la machine de 0 Hz à 100 Hz (p = 2 : N = 0 trs.mn^{-1} à 3000 trs.mn^{-1}) suffit amplement au réglage de vitesse de la machine synchrone (fig 3). Ce système conserve toutes les propriétés énoncées au point précédent. La stabilité de la vitesse ne dépend dans ce cas plus que de la stabilité de la commande. Vu que nous n'avons toujours aucune possibilité d'agir sur les angles φ (réalisé entre U_a et I_a), ψ (réalisé entre E et I_a) et δ (réalisé entre U_a et E) de la machine, aucune amélioration ou optimalisation est donc envisageable.

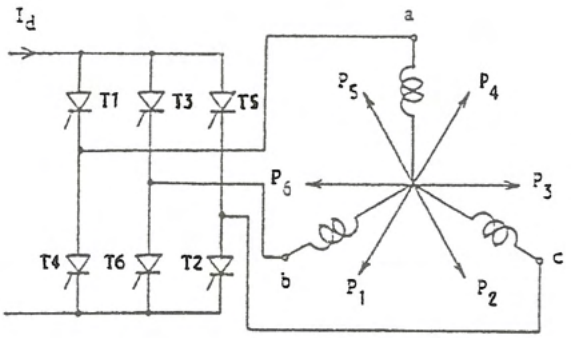


inutile dans l'optique d'une commande scalaire

fig 3 Commande scalaire de la vitesse.

Flux statorique.

Analysons le fonctionnement de l'ensemble onduleur et moteur synchrone : le convertisseur sert à distribuer le courant continu I_{dc}, provenant du circuit intermédiaire, dans chacune des trois phases du moteur de façon à créer le champ tournant statorique (fig. 4). Une consigne de fréquence est fournie au convertisseur de façon à ce que le champ statorique tourne à la vitesse du rotor. Cette consigne donne les instants à partir desquels les thyristors peuvent être allumés; l'angle d'avance à l'amorçage β_{mach} permet de différer cet ordre : c'est l'angle de commande de l'onduleur.



Thyristors en conduction	Position du flux statorique
T1 + T6	P1
T1 + T2	P2
T3 + T2	P3
T3 + T4	P4
T5 + T4	P5
T5 + T6	P6

fig 4 distribution des courants et positionnement du flux statorique.

Le champ statorique ne peut prendre que 6 positions différentes; le couple moteur instantané ainsi obtenu est en dents de scie.

Commutation forcée - commutation naturelle.

Les convertisseurs statiques sont composés de thyristors. On peut éteindre ces derniers de deux manières : soit en leur imposant une tension inverse durant un temps de garde $t_s > t_q$ (temps minimum de recouvrement), soit en maintenant à zéro le courant les traversant durant ce même temps t_s. La théorie /3/ montre que le temps de garde t_s dépend entre autre de l'angle φ (déphasage entre U_a et I_a tension phase-neutre et courant du moteur); c'est à dire qu'il dépend de l'angle de commande β_{mach} de l'onduleur (voir plus loins). La théorie montre aussi que ce déphasage amène le convertisseur à absorber de la puissance réactive qu'il soutire à la machine synchrone. Cette dernière devra être surexcitée pour assurer la production de puissance réactive.

Tant que le temps de garde t_s est plus long que le temps de recouvrement t_q, la commutation des thyristors de l'onduleur se produit naturellement : c'est la commutation naturelle. Dans le cas inverse, les commutations doivent être assistées : c'est la commutation forcée. La figure 5 montre des exemples de schéma d'assistance à la commutation.

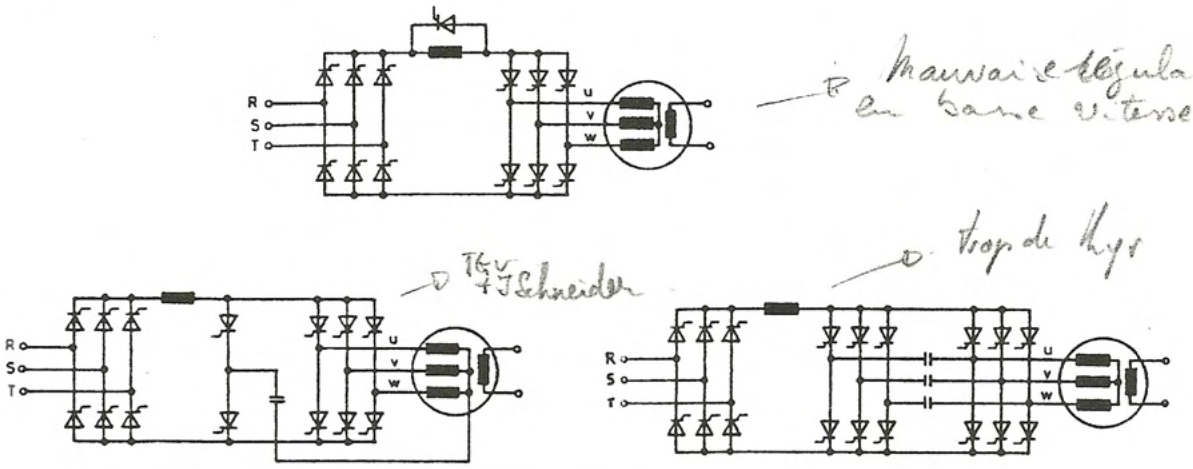


fig 5 Schémas types de commutation forcée.

L'utilisation conjointe de thyristors et d'une machine synchrone constitue l'union idéale exceptée lors de fonctionnement basse vitesse où les forces contre-électromotrices sont trop faibles . Dans ce cas, c'est-à-dire en-dessous de 10 % de la vitesse nominale, le fonctionnement en commutation forcée s'impose.

Les convertisseurs AC-DC admettent théoriquement /2, 3/ en commutation naturelle un angle de commande variant de 0° à 180°, c'est à dire qu'ils présentent un mode redresseur (AC->DC) pour α de 0° à 90° et un mode onduleur (AC<-DC) pour α de 90° à 180°. Dans la pratique, l'existence du temps minimum t_q durant lequel le thyristor est soumis à une tension inverse fait que la plage de fonctionnement en onduleur est limitée à environ 150° ou à $\beta = 180° - \alpha$ = environ 30°. Ce β_{min} est aussi appelé angle de garde minimum qui maximise la puissance active P transmise et minimise la puissance réactive échangée et donc optimalise le facteur de puissance. Cet angle limite assurant la bonne commutation dépend du courant, de la tension, et de la fréquence.

Commande vectorielle.

Si nous modifions le système décrit ci-dessus en confiant la génération de la consigne de fréquence au rotor du moteur, le moteur restera parfaitement synchrone, que ce soit en régime permanent ou en régime transitoire; il ne pourra plus de ce fait "décrocher". Ce système s'appelle "moteur synchrone autopiloté". Dans ce cas, la consigne de fréquence est obtenue :

- soit par un capteur de position physique des pôles rotoriques. Il défini l'angle de commande β_{mach} de l'onduleur comme étant l'angle ψ c'est à dire que l'angle de commande imposera le déphasage entre la force électromotrice à vide E et le courant dans une phase I_a. Si le courant I_{dc} et le flux rotorique Φ_r sont constants, la valeur de β_{mach} permettera de règler la valeur du couple moyen :

$$C_{mot\text{-}moy} = K' I_{dc} \Phi_r \cos \psi \qquad \text{avec } \psi = \beta_{mach} \qquad (4)$$

- soit par un capteur de tension statorique dont l'intégrale en première approximation est égale au flux total de la machine. Il défini β_{mach} comme étant l'angle φ c'est à dire que l'angle de commande impose le déphasage entre la tension d'une phase de la machine U_a et le courant I_a dans cette phase. La valeur de β_{mach} dans ce cas imposera la valeur du facteur de puissance (cos φ) coté moteur. L'emploi de circuits numériques (filtres à capacités commutées) facilite grandement la mise en oeuvre du capteur de tensions statoriques car ils permettent de maintenir constant le déphasage entre le signal non traité et le signal de sortie du capteur.

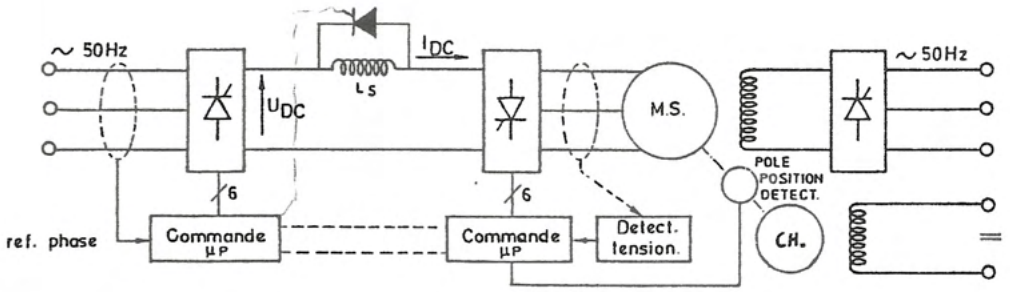


fig 6 La machine synchrone autopilotée : schéma complet.

Afin de réaliser le contrôle de vitesse du système, nous modifions la figure 3 en la figure 6, c'est-à-dire le convertisseur réseau devient commandable, par l'angle de retard à l'amorçage α_{res}, l'enroulement d'excitation devient alimenté par un convertisseur AC-DC également commandable par l'angle de retard à l'amorçage α_{exc}. La commande scalaire f se transforme alors en la commande vectorielle $[\alpha_{res}, \beta_{mach}, \alpha_{exc}]$ où β_{mach} est l'angle d'avance à l'amorçage du pont machine. Dans la pratique ce vecteur de commande sera remplacé par $[I_{dc}, \beta_{mach}, I_{exc}]$ car la consigne de courant

continu I_{dc} commande α_{res} par l'intermédiaire de la régulation courant et la consigne de courant d'excitation I_{exc} commande α_{exc} pour la même raison.

Analysons l'influence de chacune de ces variables ainsi que le principe du réglage en vitesse. La fréquence étant fixée par le rotor, nous pouvons agir de deux façons :

- sur le couple moteur via l'équation mécanique : $J\frac{d\Omega}{dt} = C_{mot} - C_{res} - f\Omega$ (5)

par une action de I_{dc}, β_{mach} ou de I_{exc} (4); C_{mot} est le couple moteur, C_{res} est le couple résistant, $f\Omega$ est le couple résistant du au frottement, et J l'inertie du moteur et de sa charge.

- sur le flux : désexcité le moteur revient à accélérer

Si nous imposons un certain courant dans le circuit intermédiaire par α_{res}, nous transmettons une puissance $P_{dc} = I_{dc}\ U_{dc}$. Cette puissance côté alternatif se change en active. Le système accélérera tant que $C_{mot} - C_{res} > 0$ et freinera tant que $C_{mot} - C_{res} < 0$. De ce fait, vu l'équation (4) du couple moteur moyen, toute augmentation de I_{dc} entraînera une augmentation du couple moteur moyen. La machine est dite alors "fonctionnant à couple imposé".

La régulation vitesse.

Nous pouvons dès lors réguler la vitesse du système selon le schéma classique de la figure 7.

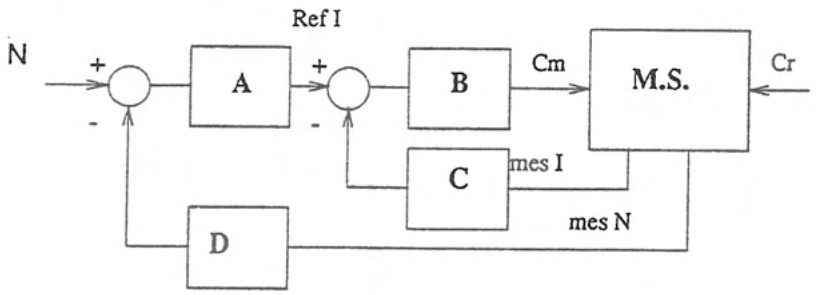


fig. 7 Le schéma de régulation globale.

La mesure du I est effectuée à l'entrée du pont machine côté DC. Le correcteur du régulateur de la boucle courant est de type Proportionnel-Intégral (fig. 8) où la sortie vaut : $\left[\left(\Omega^* - \Omega\right) K_p \left(1 - \frac{1}{p\ T_i}\right)\right]$ (6)

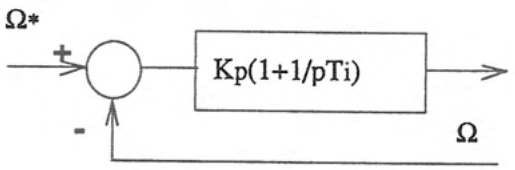


fig. 8 Correcteur PI

tandis que pour la boucle de vitesse, le correcteur est de type Intégral-Proportionnel (fig. 9) où la sortie vaut : $\left[\left\{\frac{\Omega^* - \Omega}{p\ T_i}\right\} - \Omega\right] K_p$ (7)

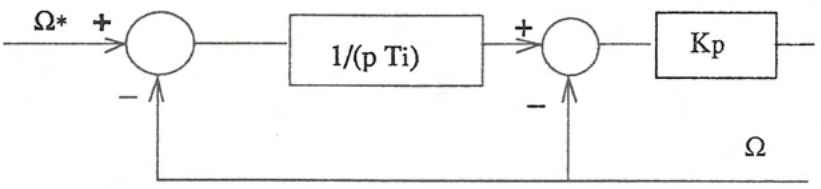


fig. 9 Correcteur IP.

Ce dernier type est particulièrement adapté aux systèmes fortement inductifs ou aux boucles de régulation vitesse des moteurs. Une comparaison des réponses indicielles est donnée à la figure 10. L'implémentation de ces structures dans le programme d'un micro-processeur est particulièrement facile.

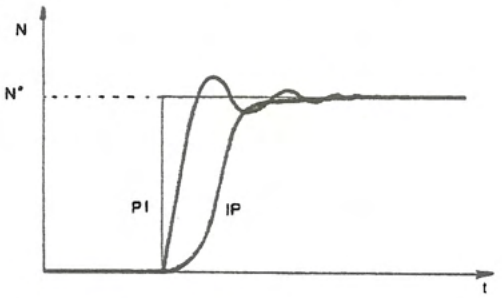


fig. 10 Comparaison des réponses indicielles.

Un bon comportement statique et dynamique de la régulation vitesse nécessite de prendre aussi en compte le type de charge qui fournit le couple résistif. Prenons l'exemple d'une charge dont le couple résistant est d'allure quadratique comme une ventilation ou une génératrice à excitation indépendante débitant sur une charge résistive réglable. Dans ce dernier cas, le couple résistant s'exprime par :

$$C_{res} = \frac{U_{gen}^2}{R}\frac{1}{\Omega} \quad \text{où } U_{gen} = K\,\phi_{gen}\,\Omega \qquad (8)$$

avec U_{gen} la tension aux bornes de la génératrice, R la résistance de la charge et Φ_{gen} le flux de la génératrice.

L'équation mécanique devient : $J\frac{d\Omega}{dt} = C_{mot} - f\Omega - \frac{K^2\,\phi_{gen}^2\,\Omega}{R}$ (9)

Le réglage des paramètres du correcteur IP pour une charge importante obligera la régulation à forcer le système lors de saut positif de la consigne de vitesse. Lors d'un délestage de la charge, le régulateur ne voyant pas la différence forcera toujours le système qui grâce au IP n'aura, pour sa réponse, qu'un comportement oscillant. Une adaptation des paramètre du correcteur en fonction de la charge est donc nécessaire pour obtenir un bon comportement dynamique. Le calcul de cette adaptation a été effectué par facilité pour un correcteur PI /2/ : il faut maintenir constant l'expression suivante : $K_p \frac{K^2}{I_{gen}\,U_{gen}}\frac{\Omega^2}{} = Cste$ (10)

Analyse du vecteur de commande.

Analysons différents vecteurs de commande $[I_{dc}, \beta_{mach}, I_{exc}]$, en se rappelant les propriétés des capteurs de position et de tensions décrits plus haut :

$\rightarrow [I_{dc}, \beta_{mach}, I_{exc}] = [I_{dc}, A, B]$ avec A, B = constantes

Si nous utilisons un capteur de position, le couple moteur moyen (4) vaut : $C_{mot_{moy}} = K' I_{dc}$ (11)

sinon dans le cas d'un capteur de tensions :

$$C_{mot_{moy}} = K' I_{dc} \cos \psi \quad \text{et} \quad \cos \varphi = \cos A \qquad (12)$$

Le système est non optimalisé et nécessité de prendre des valeur de A et de B assurant le bon fonctionnement sur tout le régime (temps de garde).

->$[I_{dc}, \beta_{mach}, I_{exc}] = [I_{dc}, C, I_{exc}]$ avec C = constantes(fig. 11 a)

Si nous utilisons un capteur de position, le couple moteur moyen (4) vaut :

$$C_{mot_{moy}} = K'' I_{dc} I_{exc} \qquad (13)$$

sinon dans le cas d'un capteur de tensions :

$$C_{mot_{moy}} = K'' I_{dc} I_{exc} \cos \psi \quad \text{et} \quad \cos \varphi = \cos C \qquad (14)$$

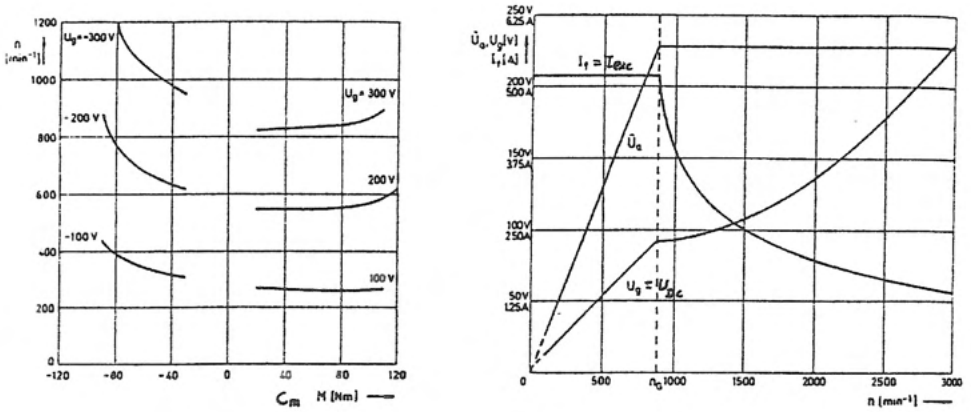


fig. 11 Caractéristiques mécanique (a), stratégie (b)

Si nous travaillons à courant d'excitation I_{exc} constant, nous obtenons rapidement des tensions moteur U_a supérieures à $U_{aNominal}$. Afin de protéger les isolateurs du moteur, la machine devra fonctionner à $I_{exc} = I_{excmax}$ jusqu'à la vitesse où $U_a = U_{aN}$, ensuite nous diminuerons I_{exc} de façon à maintenir cette valeur constante (fig. 11b). Vu que le courant d'excitation I_{exc} intervient dans le calcul du couple moteur moyen (4), toute diminution du courant d'excitation entraînera donc une diminution de la valeur de ce couple; il sera nécessaire de compenser cette diminution par une augmentation de I_{dc}. Cette action sera possible jusqu'au moment où le courant d'induit I_a du moteur atteint sa valeur nominale.

Remarque : cette stratégie de commande ne calculant pas encore l'angle de garde minimum β_{min} de l'onduleur, le risque de défaut de commutation des thyristors de ce convertisseur n'est pas écarté.

En utilisant les informations fournies par un capteur de position, cette commande nous fourni une machine DC sans commutateur mécanique. Comparons les expressions du couple moteur moyen :

$$C_{mot_{moy}} = K'' I_{dc} \phi_{exc} \cos \psi \qquad (15)$$

pour une machine synchrone autopilotée, et

$$C_{mot_{moy}} = K'' I_{dc} \phi_{exc} \cos \alpha' \quad \text{pour une machine DC} \qquad (16)$$

où α' est l'angle de décalage des balais par rapport à la ligne neutre.

En boucle ouverte, les deux machines fonctionnent à couple imposé c'est à dire à la vitesse où le couple moteur est égale au couple résistant et où c'est la charge qui impose la vitesse. Tout comme une machine DC, une

diminution du flux inducteur entraînera une augmentation de vitesse. La machine synchrone autopilotée présente pour cette commande aussi en boucle ouverte une caractéristique mécanique instable (fig. 11 a) vu que sa réaction d'induit est démagnétisante. Le fonctionnement en boucle fermée et à flux constant permettrait de résoudre ce problème.

$\rightarrow [I_{dc}, \beta_{mach}, I_{exc}] = [I_{dc}, \beta_{mach}, I_{exc}]$

La commande proposée allie le fonctionnement à flux total constant, égal au flux nominal, et un fonctionnement à temps de garde minimum. La commande à flux constant se base sur le principe suivant :

en première approximation : $\phi_{sta} = k \cdot \frac{U_a}{\omega}$ avec ω la pulsation électrique (17)

en valeur nominale : $\phi_{staN} = k \cdot \frac{U_{aN}}{\omega_N}$ (18)

et donc nous devons agir sur le courant d'excitation I_{exc} pour maintenir constant : $\frac{U_a}{N} = \frac{U_{aN}}{N_N}$ (19)

et cela naturellement tant que la tension $U_a < U_{aN}$ sinon nous devons maintenir $U_a = U_{aN}$ en diminuant le courant d'excitation I_{exc}. Cette commande entraîne la disparition de l'instabilité mécanique en boucle ouverte (fig. 12 a).

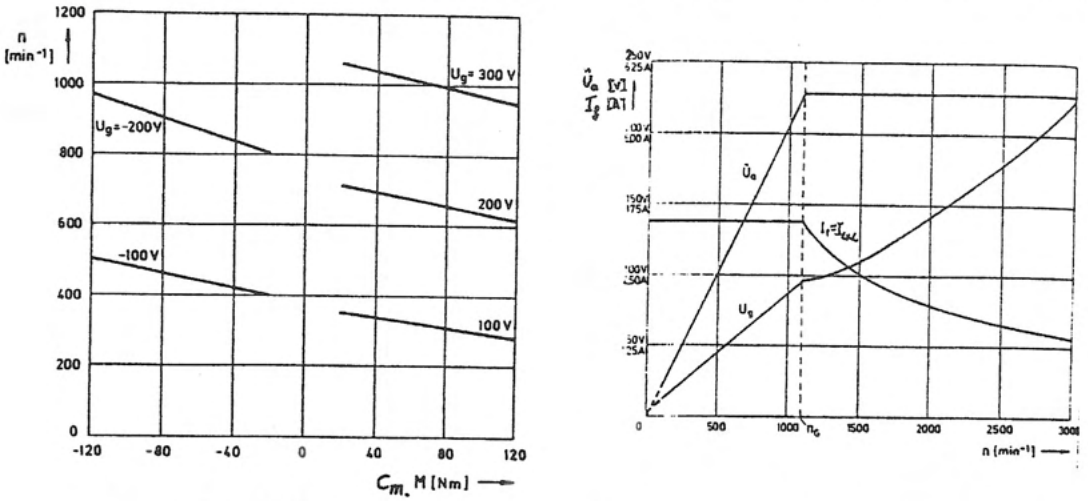


fig. 12 (a) caractéristique mécanique (b) stratégie de commande.

Pour maintenir le temps de garde constant, plusieurs méthodes sont décrites dans /2, 4, 7, 8/. Nous avons choisi la solution calculée. La théorie montre que /2/ dans le cas où nous utilisons un capteur de tensions statoriques $\beta = \mu + t_s.\omega$ où $t_s = t_q + t_{securité}$, μ = angle d'empiétement anodique fonction du courant I_{dc} et de l'inductance équivalente L_e du système. La théorie nous donne aussi $\beta_{machmin}$:

$$\beta = \arccos\left\{ \cos[\omega (t_{off} + t_{sec})] - \frac{2 \omega L'' I_{dc}}{U_{max}} \right\} \text{ avec } \omega = \frac{\pi p N}{30} \quad (20)$$

où U_{max} est la tension de crête entre phases (fonction du courant d'excitation Iexc) et L" l'inductance subtransitoire de la machine. L'utilisation conjointe d'une stratégie à flux constant et d'une stratégie à temps de garde constant permet au système d'atteindre un facteur de puissance côté machine assez élevé.

Le démarrage.

Le schéma de commutation forcée que nous allons décrire pour cette phase transitoire du fonctionnement est celui de la figure 5a. Le principe de cette phase est

le suivant : nous allons forcer le courant circulant dans les thyristors du pont machine à passer par zéro et à se maintenir à ce niveau durant le temps $t_s > t_q$. Pour ce faire (fig. 8), le pont réseau est placé en mode onduleur et le thyristor auxiliaire, monté en paralèlle à l'inductance de lissage L_s du circuit intermédiaire, est amorcé. Le courant I_{dc} est bloqué dans l'inductance L_s et dans le thyristor auxiliaire le temps nécessaire à la commutation. Une fois la commutation terminée, l'interruption de l'envoie de courant dans la gâchette du thyristor auxiliaire suffit à éteindre celui-ci et à permettre au courant Idc de reprendre son trajet normal vers le convertisseur. Le pont réseau est également remis en mode redresseur. Le facteur de puissance atteint lors de cette opération est de l'ordre de 98%. Il existe cependant /1,2/ une vitesse limite de commutation forcée où la puissance transmise n'est plus suffisante c'est à dire où le rapport cyclique (période de conduction sur la période totale) est trop faible.

Le défaut de cette méthode par rapport aux autres schémas montré aux fig. 5 est le manque de souplesse dans le réglage de vitesse en commutation forcée du au passage par zéro du couple moteur instantané lors de chaque commutation. Pour les applications où une utilisation dans cette zone demande plus de souplesse, il est conseillé d'adopter une autre schéma.

Freinage et inversion de sens.

Le freinage consiste à faire passer le pont réseau en onduleur et le pont machine en redresseur; le système renvoie de la puissance dans le réseau et c'est le freinage électrique. L'inversion de sens s'obtient en inversant le sens de rotation du champ statorique. Pour ce faire il suffit d'inverser les ordres d'allumage des thyristors du pont machine. Cette opération est particulièrement facile si l'on utilise un microprocesseur. Dans ce cas, il possède en mémoire une table des configurations des thyristors à allumer (exemple fig 4) et il suffit de la parcourir dans un sens ou dans un autre pour créer un champ tournant aussi dans un sens ou dans un autre.

Conclusion.

Quoique difficile à mettre en oeuvre, ce moteur rassemble toute les bonnes caractéristiques d'une machine synchrone ainsi que les bonnes caractéristiques de la machine DC. De plus, ce moteur freine électriquement et inverse son sens de rotation. Son application industrielle la plus spectaculaire est naturellement le TGV Atlantique qui détient toujours le record de vitesse sur rail.

Références.

1. W. Richter, **Einsatz eines Mikrorechners zur Regelung eines Stromrichtermotors bei Betrieb mit maximalen Leistungsfaktor**, Dissertation Docteur Ingenieur Universität zu Braunschweig juin 1981

2. JL. Rome, **Conception et réalisation du contrôle d'une machine synchrone autopilotée à vitesse variable**, Travail de fin d'études, Université de Liège 1989-1990

3. W. Legros, **Utilisation de l'electronique dans les systèmes électriques**, Université de Liège 1984

4. R. Saupe, **Die drehzahlgeregelte Synchronmaschine - optimaler Leistungsfaktor durch Einsatz einer Schonzeitregelung**, etz Bd 102 1981 Heft 1

5. S. Nishikata, S. Muto, T. Kataoka, **Dynamic performance analysis of self-controlled synchronous motor speed control systems**, IEEE - IAS - Annual meeting, 1981, pp. 671-677

6. M. Criun, M. Jufe, **Speed-Torque characteristic optimisation for self-commutated synchronous motors**, EPE 89 - Aachen (D), pp. 1397-1402

7. S. Fukada, S. Sasaka, **Constant margin-angle control of commutatorless motor using microcomputer**, IEEE - IAS, Annual meeting, 1986, pp. 18-23

8. Y. Takeda, T. Kawakatsu, T. Hirasa, **Combined control of constant commutation margin angle and field current of induced-voltage commutation-type commutatorless motor**, Electrical Engineering in Japan, vol. 98 n°2, 1978, pp. 99-107

9. J. M. D. Murphy, F. G. Turnbull, **Power electronic control of AC motors**, London, Pergamon Press, 1988.

10. J.Robert, **Machines électriques**, tomes 2-3, Université de Liège, AEES 1984

Institut Belge de
Régulation et d'Automatisme

Section de Liège

Les méthodes modernes de commande et de régulation de la vitesse des moteurs à courant alternatif

Le 21 novembre 1990

Palais des Congrès
Esplanade de l'Europe, 2
4020 LIEGE

Les progrès considérables de l'électronique numérique associés à ceux des semi-conducteurs de puissance permettent actuellement la variation de vitesse des moteurs asynchrones triphasés, en conservant les caractéristiques de couple nécessaires aux diverses utilisations tout en assurant un courant statorique quasi sinusoïdal.

Cette nouvelle technique trouve son application dans des domaines aussi variés que les machines-outils, les pompes et ventilateurs, les processus en ligne, les lignes à rouleaux, la traction électrique, . . .

La journée d'étude à laquelle nous vous convions vous apportera une information de qualité qui vous permettra de maîtriser cette nouvelle technologie mais sera aussi l'occasion d'échanges de vues entre les concepteurs, les constructeurs et les utilisateurs

LE COMITE ORGANISATEUR

W. LEGROS, Vice-Recteur Université de Liège - Président

D. BASSLEER Ir., Université de Liège

N. KNAEPEN Ing., Cockerill Sambre

P. KRZESINSKI, DP Manager Azotherm

J. THIRIART, Professeur Institut Gramme

C. VANDENHOVE, Chercheur principal CRM