



HAL
open science

Modélisation et commande vectorielle d'un moteur asynchrone saturé avec contrôle dynamique du flux

Betty Lemaire-Semail, F. Bouillault, A. Razek

► **To cite this version:**

Betty Lemaire-Semail, F. Bouillault, A. Razek. Modélisation et commande vectorielle d'un moteur asynchrone saturé avec contrôle dynamique du flux. *Journal de Physique III*, 1991, 1 (9), pp.1509-1528. 10.1051/jp3:1991208 . jpa-00248677

HAL Id: jpa-00248677

<https://hal.science/jpa-00248677v1>

Submitted on 4 Feb 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Classification
Physics Abstracts
41.10F — 02.70

Modélisation et commande vectorielle d'un moteur asynchrone saturé avec contrôle dynamique du flux

B. Lemaire-Semail, F. Bouillault et A. Razek

Laboratoire de Génie Electrique de Paris U.R.A. 127 - C.N.R.S., Ecole Supérieure d'Electricité, Universités Paris VI et Paris XI, Plateau du Moulon, 91192 Gif-sur-Yvette Cedex, France

(Reçu le 16 janvier 1991, révisé le 2 avril 1991 et le 27 mai 1991, accepté le 3 juin 1991)

Résumé. — Une méthode de calcul par éléments finis des paramètres électriques d'une machine asynchrone à cage rotorique est présentée, permettant en particulier d'étudier l'influence de la saturation magnétique sur le modèle de la machine. A cet effet, une inductance mutuelle dynamique est introduite. Ces paramètres sont ensuite utilisés dans une commande vectorielle de la machine dont la mise en place est décrite, accompagnée de résultats expérimentaux. Des résultats de simulation sont également joints, notamment concernant les fonctionnements en désexcitation.

Abstract. — A numerical computation of squirrel cage induction machine parameters is presented, using the finite element method. The effects of main field saturation are studied, and the different parameters can be calculated for any magnetic condition. To take into account magnetic state variations, a dynamic mutual inductance is introduced in the saturated machine model. All these parameters values are used in modelling a field oriented controlled machine; the system realization is described and several experimental results are given. Interesting simulation results are also presented, especially in the field weakening range.

1. Introduction.

La machine asynchrone à cage jusqu'alors très appréciée dans les milieux industriels pour sa robustesse, son couple massique important et son faible coût, apparaît maintenant comme un élément de base d'actionneurs électriques performants au même titre que les machines à courant continu ou synchrones autopilotées.

Pendant, lors de la mise en place d'une commande, la fiabilité du modèle électrique utilisé détermine bien souvent la performance du système. S'agissant d'une machine asynchrone à cage, le manque d'information sur les grandeurs électriques rotoriques ajoute à la difficulté de réalisation d'un tel système.

L'exigence des concepteurs en matière de performances dynamiques a conduit à une complexification des lois de commande, et privilégie actuellement l'utilisation du contrôle vectoriel pour les machines asynchrones [1]. Afin de minimiser le nombre de capteurs nécessaires au fonctionnement, et lorsqu'un contrôle du flux est mis en place, l'utilisation d'observateurs s'impose, c'est dans ce cadre que l'élaboration d'un modèle électrique fidèle revêt une importance capitale.

Ce modèle, basé sur les équations électriques instantanées, fait intervenir des paramètres résistifs et inductifs dont la valeur peut varier en fonction de phénomènes non linéaires tels l'effet thermique, l'effet pelliculaire dans les barres rotoriques de la machine à cage ou le phénomène de saturation des matériaux ferromagnétiques. Ces phénomènes apparaissent avec des constantes de temps distinctes et doivent être considérés de façon différente. Compte tenu de la lenteur des phénomènes thermiques, les variations de paramètres qu'ils induisent peuvent être pris en compte dans la commande par des correcteurs adaptatifs [2]. Les deux autres effets interviennent quant à eux beaucoup plus rapidement et mettent en jeu des variations locales de grandeurs, difficilement modélisables au niveau d'équations globales. Ceci est particulièrement le cas pour la prise en compte de la variation de la résistance rotorique due à l'existence de l'effet de peau [5]. Le phénomène de saturation magnétique, moyennant certaines approximations, peut quant à lui, être appréhendé par l'introduction dans les équations représentatives de paramètres variables. C'est ce dernier point que nous allons maintenant développer.

Pour déterminer la valeur des paramètres et devant la difficulté d'obtenir des résultats fiables à partir d'essais expérimentaux, nous avons fait appel à la méthode numérique des éléments finis, particulièrement adaptée à la prise en compte des phénomènes non linéaires.

Après avoir, dans un premier temps, mis en place le modèle électrique étudié, nous expliciterons dans la deuxième partie la démarche suivie pour le calcul des paramètres par éléments finis et les résultats obtenus.

La troisième partie de l'article traitera la synthèse de la commande vectorielle, sa mise en place et les performances obtenues lors du fonctionnement à flux constant ou en affaiblissement de flux.

2. Modèle électrique d'une machine asynchrone à cage rotorique.

2.1 ELABORATION DU MODÈLE DIPHASÉ/DIPHASÉ ÉQUIVALENT. — Afin de réduire le nombre d'inconnues du modèle, c'est la représentation diphasée au stator comme au rotor qui est utilisée. Partant des données constructives de la machine, les phases rotoriques sont formées par l'association d'une barre avec celle π — électriquement opposée, *via* l'anneau de court-circuit [3]. Si m est le nombre de barres, p le nombre de paires de pôles, $m/2p$ phases sont ainsi constituées. Dans le cas où cette association s'avère numériquement impossible, il est possible de matérialiser une phase par une seule barre [17]. Le domaine d'étude par la méthode des éléments finis s'en trouve cependant élargi.

Pour la machine étudiée, cette association était possible et les équations électriques instantanées au stator et au rotor peuvent alors s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$[V] = [R] [I] + \frac{d}{dt} [\phi] \quad (1)$$

où :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & \vdots \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & \\ \hline & 0 & & [R_r] \end{bmatrix}, \quad [I] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ \hline I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_{\frac{m}{2p}} \end{bmatrix}$$

et

$$[\phi] = \begin{bmatrix} [L_s]_{3 \times 3} & [M_{sr}]_{\frac{3 \times m}{2p}} \\ [M_{rs}]_{\frac{m \times 3}{2p}} & [L_r]_{\frac{m}{2p} \times \frac{m}{2p}} \end{bmatrix} [I].$$

R_s est la valeur de la résistance des phases statoriques, $[R_r]$ la matrice pleine des résistances rotoriques où interviennent pour chaque phase les résistances des 2 p-barres ainsi que celles de l'anneau de court-circuit. Les matrices $[L_s]$, $[L_r]$ et $[M_{sr}]$ représentent respectivement les matrices des inductances statoriques, rotoriques, et des inductances mutuelles stator/rotor.

Une matrice : $T_{\frac{m}{2p}}^2$ peut alors être élaborée sur le modèle de la matrice de Concordia T_{32} , afin de transformer le système triphasé- $m/2p$ phasé en un système diphasé-diphasé [4, 17].

Après transformation, l'équation matricielle (1) s'écrit sous une forme réduite ; en adoptant une notation complexe telle que $\underline{X} = X_\alpha + jX_\beta$, avec X_α et X_β les composantes de la grandeur \underline{X} selon les deux axes α et β du repère diphasé, on en déduit les équations classiques :

$$\begin{cases} \underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_s \\ 0 = R_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_r \end{cases} \quad (2)$$

Il est à noter que dans le cas d'une machine à cage rotorique, R_r est une combinaison linéaire de la résistance des barres et de celle de l'anneau de court-circuit [4].

Le phénomène de saturation magnétique affecte particulièrement les paramètres inductifs apparaissant dans les expressions des flux, qui doivent donc être calculés pour chaque état magnétique. La formulation des équations électriques s'en trouve également modifiée, comme nous le verrons ultérieurement. Rappelons tout d'abord l'expression du modèle linéaire couramment utilisé.

2.2 MODÈLE ÉLECTRIQUE DE LA MACHINE NON SATURÉE. — Les équations électriques instantanées (2) peuvent s'écrire en supposant constants les paramètres inductifs du moteur sous la forme :

$$\begin{cases} \underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + L_s \frac{d}{dt} \underline{I}_s + M_{sr} \frac{d}{dt} [I_r e^{jp\theta}] \\ 0 = R_r \underline{I}_r + L_r \frac{d}{dt} \underline{I}_r + M_{sr} \frac{d}{dt} [I_s e^{-jp\theta}] \end{cases} \quad (3)$$

où $p\theta$ est l'angle électrique entre la position de l'axe de la phase « a » statorique et « 1 » rotorique, L_s , L_r et M_{sr} respectivement les inductances cycliques statorique, rotorique et mutuelle stator/rotor.

Afin de travailler avec un système de courants de même pulsation et d'introduire dans le modèle un courant image du champ résultant on considère le courant magnétisant rotorique \underline{I}_{mr} tel que :

$$\underline{I}_{mr} = \underline{I}_s + \frac{L_r}{M_{sr}} \underline{I}_r e^{jp\theta} \quad (4)$$

En définissant les vecteurs courant rotorique et flux rotorique :

$$\underline{I}'_r = \underline{I}_r e^{jp\theta} \quad \text{et} \quad \underline{\phi}'_r = \underline{\phi}_r e^{jp\theta}$$

le système (2) devient :

$$\left. \begin{aligned} \underline{V}_s &= R_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_s \\ 0 &= R_r \underline{I}'_r + \frac{d}{dt} \underline{\phi}'_r - j\omega \underline{\phi}'_r \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

De par l'égalité (4), les flux $\underline{\phi}_s$ et $\underline{\phi}'_r$ peuvent s'écrire :

$$\underline{\phi}_s = \sigma L_s \underline{I}_s + (1 - \sigma) L_s \underline{I}_{mr}$$

et

$$\underline{\phi}'_r = M_{sr} \underline{I}_{mr}$$

Remises sous forme d'état, les équations électriques du moteur exprimées dans un repère lié au stator deviennent alors :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{mr\alpha} \\ I_{mr\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_3 & \omega a_4 \\ 0 & -a_1 & -\omega a_4 & a_3 \\ a_2 & 0 & -a_2 & -\omega \\ 0 & a_2 & \omega & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{mr\alpha} \\ I_{mr\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$a_1 = \frac{1}{\sigma} \left[\frac{R_s}{L_s} + \frac{(1 - \sigma)}{T_r} \right], \quad a_2 = \frac{1}{T_r}, \quad a_3 = \left[\frac{1 - \sigma}{\sigma} \right] \frac{1}{T_r}, \quad a_4 = \frac{1 - \sigma}{\sigma}$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \quad \text{et} \quad \omega = p \frac{d\theta}{dt}$$

On note σ le coefficient de dispersion

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r L_s}$$

et T_r la constante de temps rotorique.

Le couple électromagnétique du moteur s'exprime en fonction des mêmes grandeurs [1] :

$$C_{em} = p(1 - \sigma) L_s [I_{s\beta} I_{mr\alpha} - I_{s\alpha} I_{mr\beta}]. \quad (7)$$

Ces équations, associées à l'équation mécanique (8) permettront entre autres de simuler le fonctionnement de la machine.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f\Omega, \quad \Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (8)$$

2.3 MODÈLE ÉLECTRIQUE DE LA MACHINE SATURÉE. — Le dimensionnement des machines asynchrones est tel que lors du fonctionnement nominal, les tôles ferromagnétiques qui les constituent sont bien souvent saturées. La relation liant les flux aux courants n'est donc plus linéaire et le passage du système d'équations (2) au système d'équations (3) n'est en toute rigueur plus valable.

La différence majeure intervient au niveau du calcul de la dérivée temporelle du vecteur flux : les équations (5) s'écrivent maintenant sous la forme :

$$\left. \begin{aligned} \underline{V}_s &= R_s \underline{I}_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \underline{I}_s + \left[\frac{d}{dt} (1 - \sigma) L_s \right] \underline{I}_{mr} + (1 - \sigma) L_s \frac{d}{dt} \underline{I}_{mr} \\ 0 &= R_r \underline{I}'_r + M_{sr} \frac{d}{dt} \underline{I}_{mr} + \frac{d}{dt} (M_{sr}) \underline{I}_{mr} - j \omega M_{sr} \underline{I}_{mr} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Compte tenu de la définition du coefficient de dispersion σ , nous avons :

$$(1 - \sigma) L_s = \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right) M_{sr}.$$

Le rapport M_{sr}/L_r qui intervient dans cette expression est peu affecté par le phénomène de saturation magnétique, comme le montreront ultérieurement les résultats numériques obtenus (Fig. 4). Ainsi, les seules variations à considérer sont celles de l'inductance mutuelle M_{sr} par rapport au temps qui peuvent classiquement s'explicitier en fonction des composantes du vecteur courant magnétisant [6] :

$$\frac{dM_{sr}}{dt} = \frac{d}{dt} \left| \frac{\phi'_r}{I_{mr}} \right| = \frac{\frac{d|\phi'_r|}{dt} \times \frac{d|I_{mr}|}{dt} \times |I_{mr}| - |\phi'_r| \frac{d|I_{mr}|}{dt}}{|I_{mr}|^2} \quad (10)$$

et en introduisant un nouveau paramètre inductif, en l'occurrence une inductance mutuelle dynamique M définie par :

$$M = \frac{d|\phi'_r|}{d|I_{mr}|} \quad (11)$$

On obtient alors :

$$\frac{dM_{sr}}{dt} = (M - M_{sr}) \left[\frac{I_{mr\alpha}}{|I_{mr}|^2} \cdot \frac{dI_{mr\alpha}}{dt} + \frac{I_{mr\beta}}{|I_{mr}|^2} \cdot \frac{dI_{mr\beta}}{dt} \right]. \quad (12)$$

A partir des équations (9) et (12), on peut réécrire l'équation d'état électrique de la machine asynchrone saturée :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{mr\alpha} \\ I_{mr\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_3 & \omega a_4 \\ 0 & -a_1 & -\omega a_4 & a_3 \\ a_7 & -a_5 & (-a_7 - a_5 \omega T_r) & (a_5 - a_7 \omega T_r) \\ -a_5 & a_6 & (a_5 + a_6 \omega T_r) & (-a_6 + a_5 \omega T_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{mr\alpha} \\ I_{mr\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

où interviennent les nouveaux coefficients :

$$a_5 = \frac{M_{2s}}{T_r M}, \quad a_6 = \frac{M_0 + M_{2c}}{T_r M}, \quad a_7 = \frac{M_0 - M_{2c}}{T_r M}$$

Ces coefficients dépendent de la position instantanée ρ du vecteur courant magnétisant (Fig. 1) :

$$M_0 = \frac{M + M_{sr}}{2}, \quad M_2 = \frac{M - M_{sr}}{2}, \quad M_{2c} = M_2 \cos 2\rho \quad \text{et} \quad M_{2s} = M_2 \sin 2\rho.$$

Lorsque la machine n'est pas saturée, l'inductance dynamique M devient égale à l'inductance mutuelle statique M_{sr} , et l'on retrouve bien alors l'équation d'état (6).

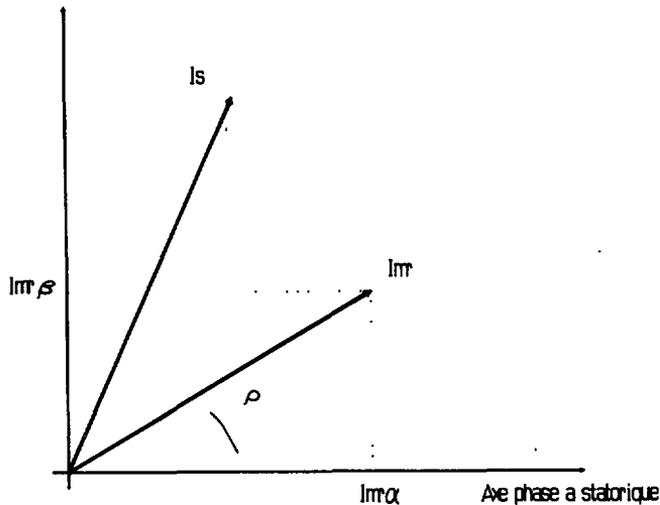


Fig. 1. — Distribution spatiale des vecteurs « courant ».

[Current vectors distribution.]

3. Détermination numérique des paramètres du modèle électrique par la méthode des éléments finis.

Les différents paramètres électriques intervenant dans l'équation d'état (13) peuvent être obtenus à partir d'essais expérimentaux ou de calculs analytiques [3, 4]. Cependant, ces méthodes donnent des résultats approximatifs et ne peuvent caractériser les paramètres selon chaque point de fonctionnement. La méthode de détermination par éléments finis permet par contre le calcul de ces paramètres dans des conditions de fonctionnement quelconques, en évitant de surcroît toutes difficultés liées aux essais pratiques. Cependant ces calculs ont été effectués dans le cadre d'un modèle bidimensionnel, par conséquent les inductances de fuites d'extrémités de la machine n'ont pas été considérées.

3.1 CALCUL DES INDUCTANCES ÉQUIVALENTES SATURÉES. — Afin de tenir compte du phénomène de saturation magnétique, les différents termes inductifs du modèle électrique seront calculés selon la notion d'inductance équivalente saturée [8], pour un état magnétique donné.

Ces termes prennent en compte à la fois la contribution des flux de fuites propres à chaque bobinage et celle du flux principal, commun aux armatures statoriques et rotoriques. Les premiers dépendent essentiellement des courants réels circulant dans les encoches, et les

inductances de fuites qui correspondent peuvent varier, du fait de la saturation locale et de l'effet pelliculaire, en fonction de l'intensité et de la fréquence de ces courants.

Néanmoins, si ces phénomènes se confirment pour des machines à encoches fermées [7], leur influence s'avère peu sensible pour des machines à encoches ouvertes et peu profondes au rotor comme au stator telles que celles qui constituent la machine étudiée (Fig. 2).

Quant à l'inductance cyclique principale qui correspond au flux commun, sa valeur est essentiellement liée à celle du champ magnétique résultant dans la machine.

Compte tenu de ces remarques, nous pourrions alors ne considérer que l'influence du courant magnétisant dans la détermination de l'état magnétique de la machine et nous utiliserons à cette fin, un programme d'éléments finis qui résout les équations de la magnéto-statique.

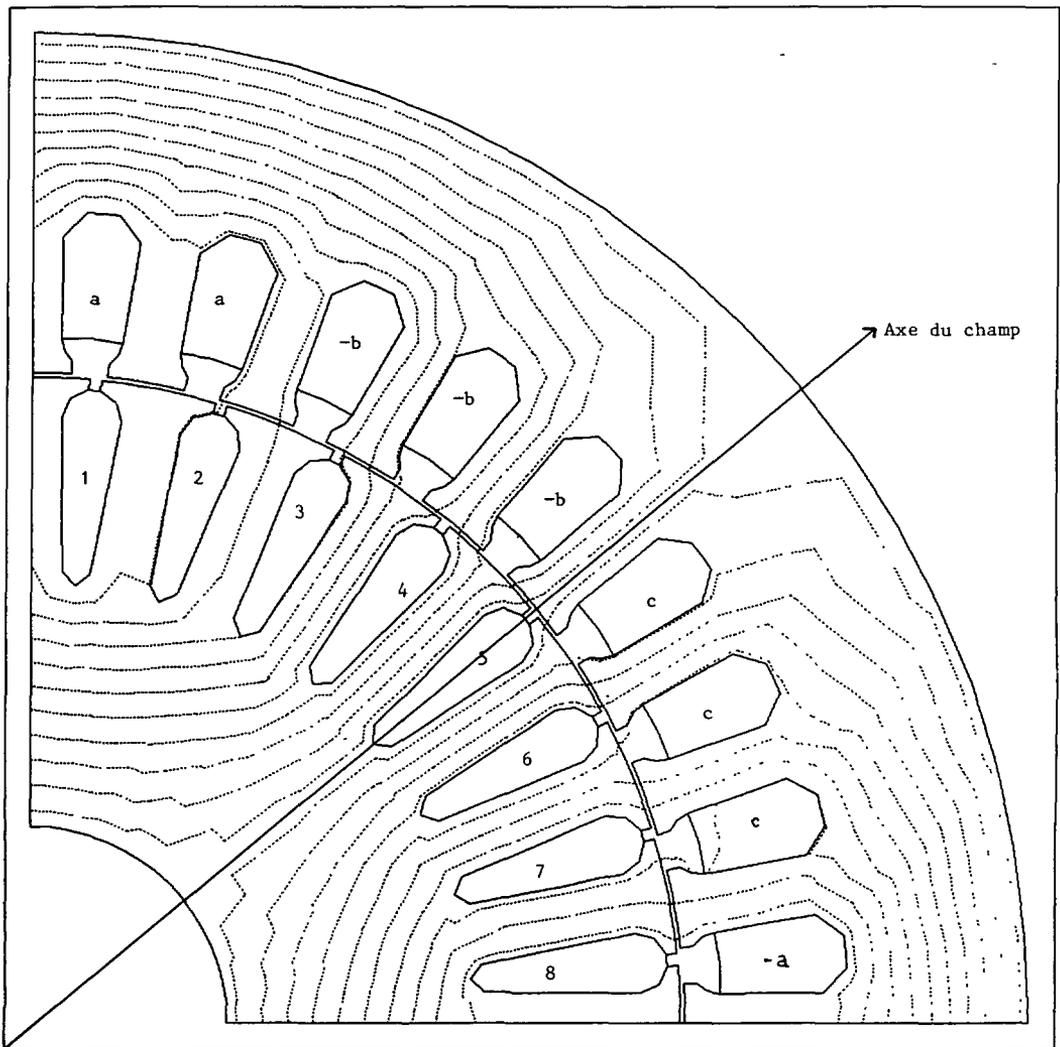


Fig. 2. — Distribution des lignes de champ pour le calcul de l'inductance du bobinage α statorique.
 [Field distribution for the stator α -winding inductance calculation.]

Le calcul des inductances équivalentes saturées se déroule selon deux étapes [8] : tout d'abord, l'état magnétique global est fixé par l'imposition du courant magnétisant I_m de façon à ce que l'axe du champ tournant ainsi créé coïncide avec celui du bobinage où les inductances seront calculées (Fig. 2). Le potentiel vecteur est obtenu en chaque point du maillage par un calcul itératif, ainsi que la réluctivité locale sur chaque triangle.

Dans un deuxième temps, les paramètres réactifs des bobinages équivalents diphasés α et β sont obtenus en une seule itération, en utilisant dans chaque triangle la valeur de la réluctivité locale précédemment calculée. Ainsi sont déterminées les valeurs de L_s , L_r et M_{sr} . Afin de vérifier les hypothèses précédemment avancées, nous avons effectué le calcul de ces inductances en imposant, dans la première étape, une distribution de courants statoriques et rotoriques telle que le champ résultant corresponde à celui créé par le courant magnétisant nominal. Les résultats obtenus, identiques aux précédents, ont confirmé le bien-fondé de cette méthode.

Le calcul de l'inductance mutuelle dynamique M se déroule suivant la même démarche avec cependant une différence essentielle : après avoir calculé la réluctivité locale $\gamma_i = H_i/B_i$ dans le i -ième élément du maillage, c'est le terme $(dH/dB)_i$ représentant la réluctivité dynamique qui est ensuite utilisé pour la détermination du paramètre M dans la deuxième étape du calcul

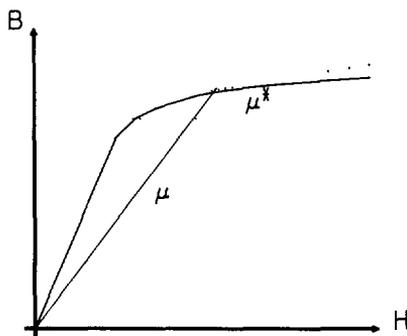


Fig. 3. — Illustration de la perméabilité (μ) et de la perméabilité dynamique (μ^*).

[Static (μ) and dynamic (μ^*) permeability representation.]

(Fig. 3). A titre de remarque, on peut signaler une autre méthode de détermination de la valeur de M pour un état magnétique donné, selon l'expression (14) :

$$M = \frac{|\phi_r'(I_m + \Delta I_m)| - |\phi_r'(I_m - \Delta I_m)|}{2 \Delta I_m} \quad (14)$$

Cependant, cette discrétisation entache la précision des résultats obtenus, dans la mesure où un compromis sur la valeur de ΔI_m s'avère numériquement nécessaire.

3.2 RÉSULTAT DU CALCUL PAR ÉLÉMENTS FINIS. — Le calcul des inductances et mutuelles cycliques statiques est effectué pour différentes valeurs de I_m , de 0,2 à 1,2 fois le courant magnétisant nominal. On constate une décroissance des paramètres à mesure que croît le courant magnétisant et que les matériaux ferromagnétiques se saturent (Figs. 4a, b, c).

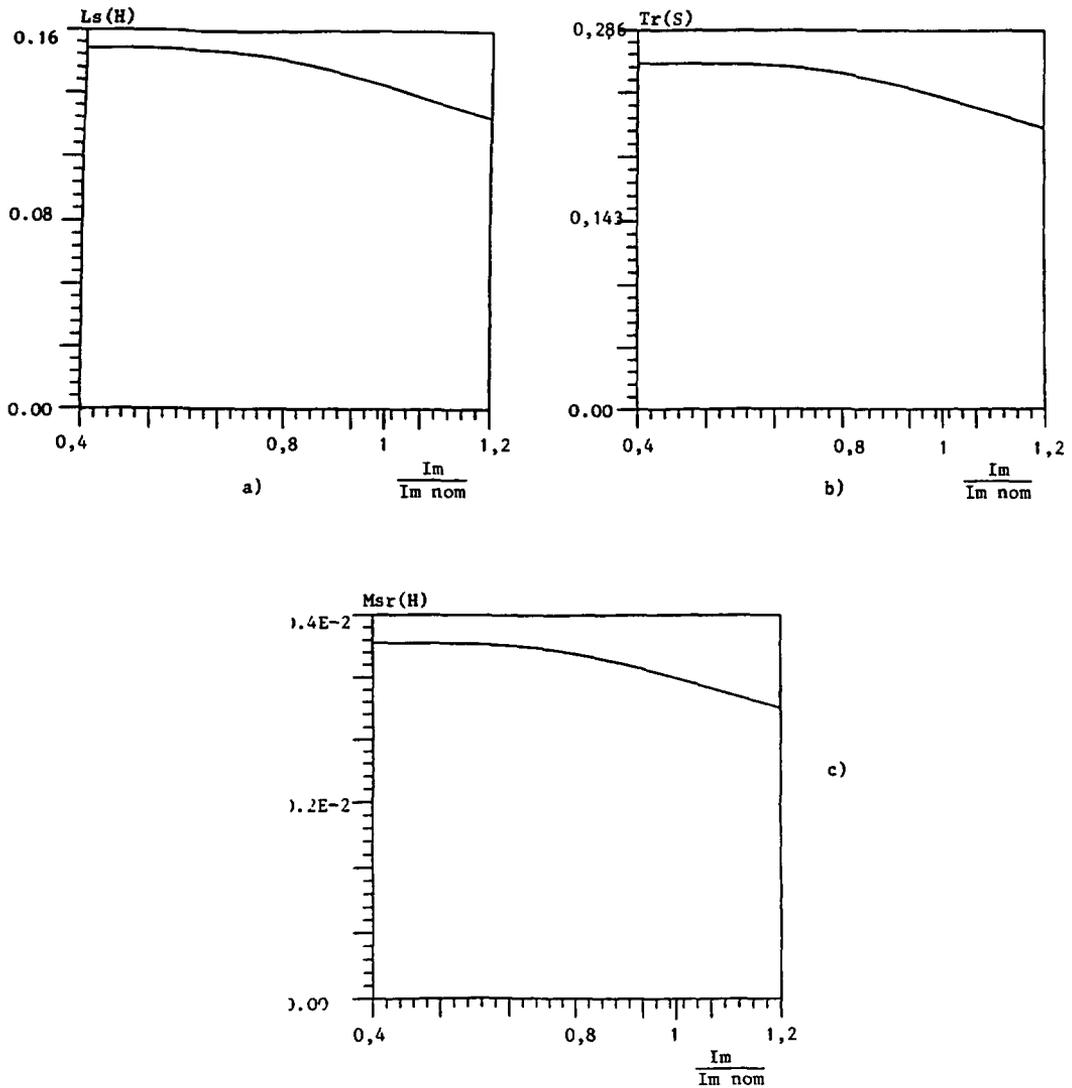


Fig. 4. — Variations des paramètres inductifs en fonction du rapport : courant magnétisant sur courant magnétisant nominal.

[Computed values of stator (a), rotor (b), and mutual (c) inductances as a function of magnetising current.]

L'inductance mutuelle dynamique M , calculée également pour différentes valeurs du courant magnétisant varie dans des proportions beaucoup plus importantes que l'inductance mutuelle statique M_{sr} , les valeurs des deux paramètres étant égales lorsque la machine n'est pas saturée (Fig. 5). A noter que la méthode des éléments finis apporte dans ce cas une grande souplesse d'utilisation par rapport aux méthodes classiques qui consistent à calculer l'inductance dynamique de façon littérale à partir de la caractéristique $B(H)$ du matériau ferromagnétique [9].

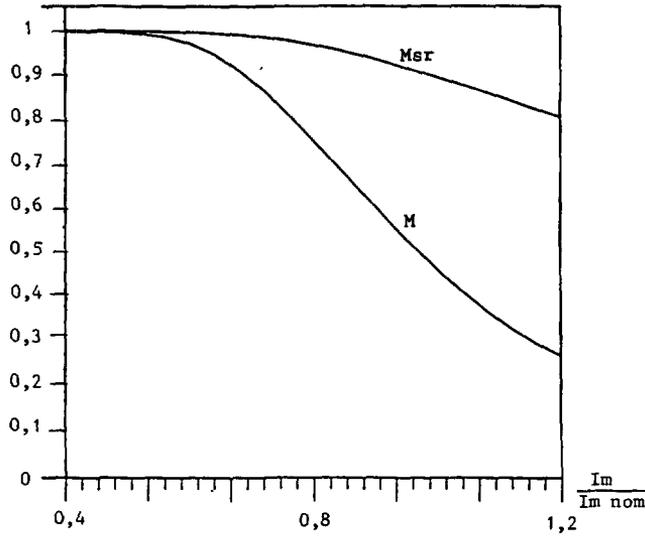


Fig. 5. — Variations de l'inductance mutuelle statique (M_{sr}) et dynamique (M) en fonction du rapport courant magnétisant sur courant magnétisant nominal. ($M_{\max} = M_{sr \max} = 4,2$ mH).

[Computed values of dynamic and static mutual inductances as a function of magnetising current.]

4. Synthèse d'une commande vectorielle de la machine asynchrone.

Comme nous l'avons dit plus tôt, le contrôle vectoriel s'impose actuellement comme le type de commande des machines asynchrones le plus performant. Ce contrôle, dont la théorie est maîtrisée depuis déjà quelques années, pose encore des problèmes de réalisation pratique notamment au niveau de l'estimation du flux [10] et du glissement dans la machine. Une méthode intéressante proposée dans [11] permettrait de s'affranchir de ce problème par l'utilisation d'un S.O.C. (Self Organised Controller).

D'un autre côté, se sont développées des méthodes utilisant une correction adaptative avec modèle de référence [12] et à ce niveau, à moins de mettre en œuvre des observateurs complexes et qui exigent parfois des calculs prohibitifs en temps réel, un modèle électrique fidèle et évolutif de la machine est nécessaire. C'est dans cette optique qu'ont été calculés par éléments finis les différents paramètres et leurs variations.

4.1 MODÈLE ÉLECTRIQUE DANS LE REPÈRE LIÉ AU FLUX ROTORIQUE. — Parmi les commandes vectorielles, celle qui est la plus connue et qui assure également un découplage au sens fort entre les grandeurs flux et couple dans la machine est la méthode « du flux orienté » [13]. Cette méthode consiste à travailler dans un repère tournant dont l'axe direct est porté par la direction du vecteur flux rotorique. La machine est alors décrite par des grandeurs continues et le couple électromagnétique s'écrit de façon similaire à celui d'une machine à courant continu. Il s'agit donc de calculer la position instantanée du vecteur flux rotorique en l'occurrence le module I_{mr} et l'argument ρ du courant \underline{I}_{mr} précédemment introduit.

A partir du modèle électrique de la machine non saturée, et notamment à partir des équations (4) et (5) on obtient l'expression connue de l'estimateur de flux en module et position :

$$\left. \begin{aligned} T_r \frac{d}{dt} I_{mr} + I_{mr} &= I_{sd} \\ \frac{d}{dt} \rho &= p \frac{d}{dt} \theta + \frac{I_{sq}}{T_r I_{mr}} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Dans ce repère, le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em} = p(1 - \sigma) L_s I_{mr} I_{sq} \quad (16)$$

et les équations électriques statoriques deviennent :

$$\left. \begin{aligned} V_{sd} &= R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sd} - \sigma L_s I_{sq} \frac{d}{dt} \rho + (1 - \sigma) L_s \frac{d}{dt} I_{mr} \\ V_{sq} &= R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sq} + \sigma L_s I_{sd} \frac{d}{dt} \rho + (1 - \sigma) L_s I_{mr} \frac{d}{dt} \rho \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

L'expression très simple du couple électromagnétique permet d'opter pour une commande découplée, dans laquelle le flux rotorique sera maintenu constant pour une large gamme de vitesse, le contrôle du couple se faisant par l'intermédiaire du courant dans l'axe en quadrature I_{sq} . Ce faisant, une bonne dynamique de la commande est assurée. Malheureusement, des termes de couplage interviennent dans les équations des tensions, dont il faut tenir compte dans la mesure où la machine n'est pas alimentée par des sources de courant parfaites.

Si l'on veut maintenant prendre en compte la non-linéarité de la machine, le modèle obtenu est quelque peu différent. Reprenons cette fois l'équation rotorique (9) dans laquelle on remplace I_{mr} par $I_{mr} e^{j\rho}$ et I_r' par $M_{sr}/L_r(I_{mr} - I_s)$. La résolution de cette équation complexe donne deux égalités concernant la position et le module du courant magnétisant [9] :

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_r M}{M_{sr}} \frac{d}{dt} I_{mr} + I_{mr} &= I_{sd} \\ \frac{d\rho}{dt} &= p \frac{d\theta}{dt} + \frac{I_{sq}}{T_r I_{mr}} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

On constate que, si l'estimateur de position du champ magnétique reste inchangé par rapport au modèle linéaire de la machine, l'estimateur du module de I_{mr} fait apparaître une constante de temps rotorique dynamique $T_r^* = T_r \cdot M/M_{sr}$, ce paramètre dynamique intervenant tout à fait logiquement sur la dérivée temporelle du courant magnétisant. Les équations électriques statoriques (17) sont également modifiées par la prise en compte du phénomène de saturation. A l'aide de (9) et (11), on obtient :

$$\left. \begin{aligned} V_{sd} &= R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sd} - \sigma L_s I_{sq} \frac{d}{dt} \rho + (1 - \sigma) L_s \frac{d}{dt} I_{mr} + \frac{M_{sr}}{L_r} (M - M_{sr}) \frac{dI_{mr}}{dt} \\ V_{sq} &= R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sq} + \sigma L_s I_{sd} \frac{d}{dt} \rho + (1 - \sigma) L_s I_{mr} \frac{d\rho}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Là encore, la modification n'intervient que sur les termes en dI_{mr}/dt .

4.2 DESCRIPTION DU DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL. — Par analogie avec la commande d'un moteur à courant continu avec ou sans balais, le contrôle de position ou de vitesse de la machine asynchrone s'effectue par un réglage en cascade et deux boucles internes de courant (Fig. 6). Le modèle électrique de la machine dont dépendent les grandeurs de retour pour

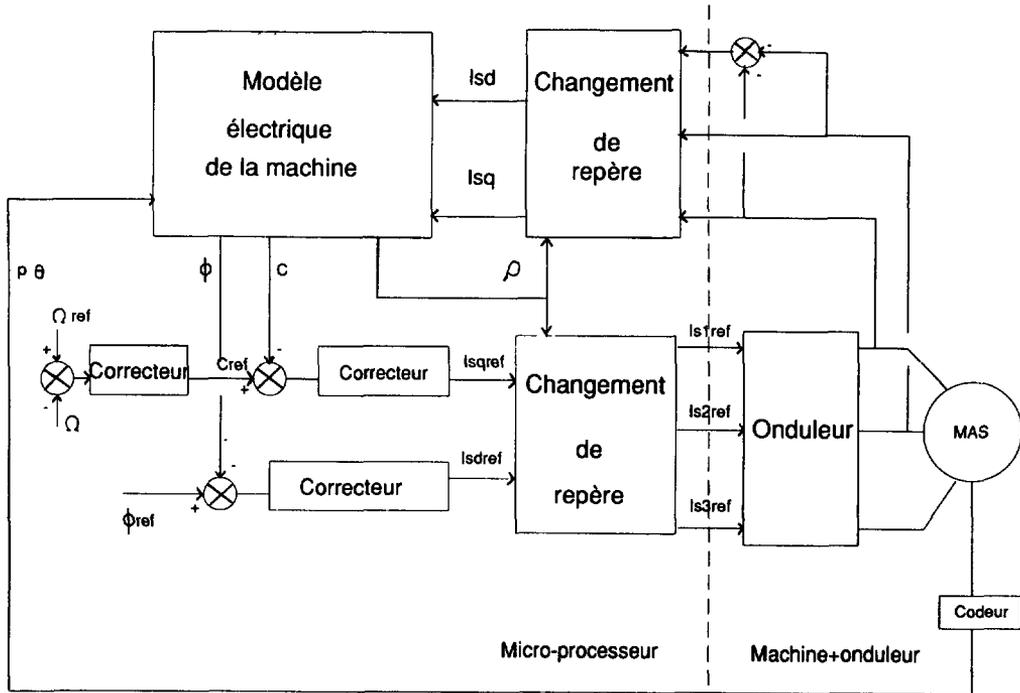


Fig. 6. — Synoptique général de la commande.

[General control scheme.]

l'asservissement s'appuie sur les équations (15) ou (18) selon l'approximation choisie. La complexité de la commande exige l'utilisation d'un microcalculateur rapide (dans notre cas un microprocesseur INTEL 80286) fournissant en temps réel les références de courant à appliquer dans les phases du moteur ($T_e = 0,5$ ms). Dans un souci de rapidité et puisque nous travaillons avec un moteur de faible puissance (5,5 kW), le convertisseur statique choisi est un onduleur de tension à transistors MOS. Cet onduleur de tension est commandé en courant par un contrôle en modulation de largeurs d'impulsions assuré par une commande rapprochée autorisant une haute fréquence de hachage ($T_H = 56 \mu s$). Le schéma complet du dispositif mis en œuvre est donné figure 7.

L'élaboration des différentes boucles amène à l'utilisation de régulateurs que nous avons choisis simples mais robustes vis-à-vis des perturbations qui, dans ce système correspondent à un couplage entre les deux voies d et q. Effectivement, la machine n'étant pas alimentée par une source de courant parfaite, il est nécessaire de prendre en considération les équations (17) ou (19); le système peut alors être décrit sous forme de schéma bloc comme le montre la figure 8. Les asservissements de courant dans les voies d et q ont été traités séparément mais l'influence des termes de couplage, considérés comme des perturbations a été partiellement

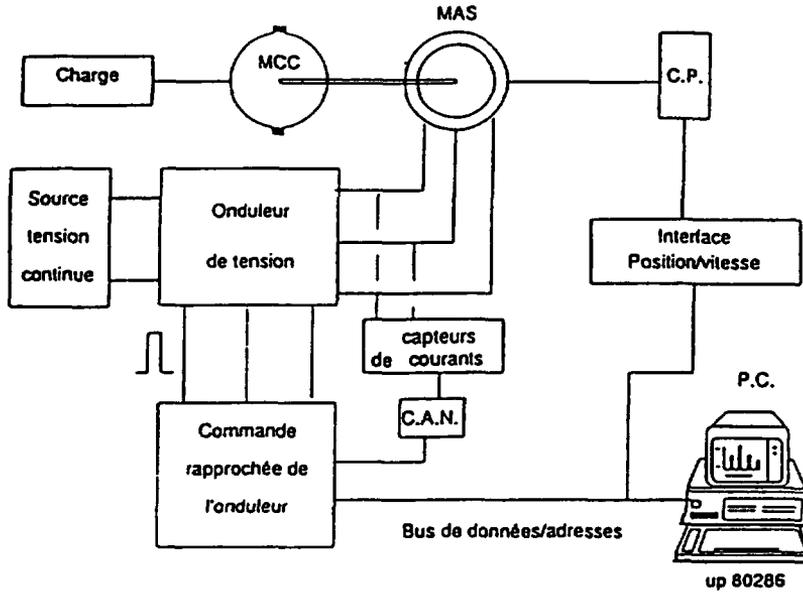


Fig. 7. — Dispositif expérimental mis en œuvre.

[Vector controlled system realization.]

corrigée par l'adjonction de termes de compensation à l'entrée des correcteurs des boucles internes de courant [16]. Le caractère échantillonné du calcul de l'angle de changement de repère introduit également un couplage lors de forts échelons de couple, et ceci d'autant plus que la période d'échantillonnage est importante [4].

Dans ce cas, ce phénomène peut être évalué et pris en compte à l'aide d'une étude multivariable. D'autre part, selon le rapport période d'échantillonnage-constante de temps du système, une étude échantillonnée ou pseudo-continue a été envisagée. Dans ce dernier cas, les éléments « échantillonneur-bloqueur » ainsi que les retards statistiques ont été modélisés par l'introduction de petites constantes de temps [14] : T_p , qui caractérise le bloqueur de la boucle de commande rapprochée de l'onduleur ($T_H = 56 \mu s$) et le retard à la prise en compte des nouvelles références à ce niveau ($T_H/2$); T'_p qui intervient lors du traitement pseudo-continu du système échantillonné de la boucle de flux et qui symbolise le retard introduit par l'échantillonneur-bloqueur (T_c).

La régulation de la composante en quadrature du courant est constituée par un correcteur de type « intégral-proportionnel » dont on connaît le bon comportement face aux grandeurs perturbatrices [15]. L'utilisation du modèle saturé de la machine et de l'inductance mutuelle dynamique M fait intervenir dans la régulation du flux une constante de temps T_r^* , différente de la constante de temps rotorique habituellement rencontrée. Ce paramètre s'avère très sensible à la valeur du courant magnétisant (Fig. 5) et ceci s'ajoutant à la disparité entre la faible constante de temps et les différentes valeurs de T_r^* nous incite à adopter le critère de la réponse harmonique symétrique, méthode qui présente également de bons résultats vis-à-vis des entrées de perturbations. Par contre, un filtrage (F) a été installé de manière à améliorer les performances du système vis-à-vis de la grandeur de consigne. Il serait également intéressant d'adopter une correction auto-adaptative afin de pallier aux variations de cette fonction de transfert.

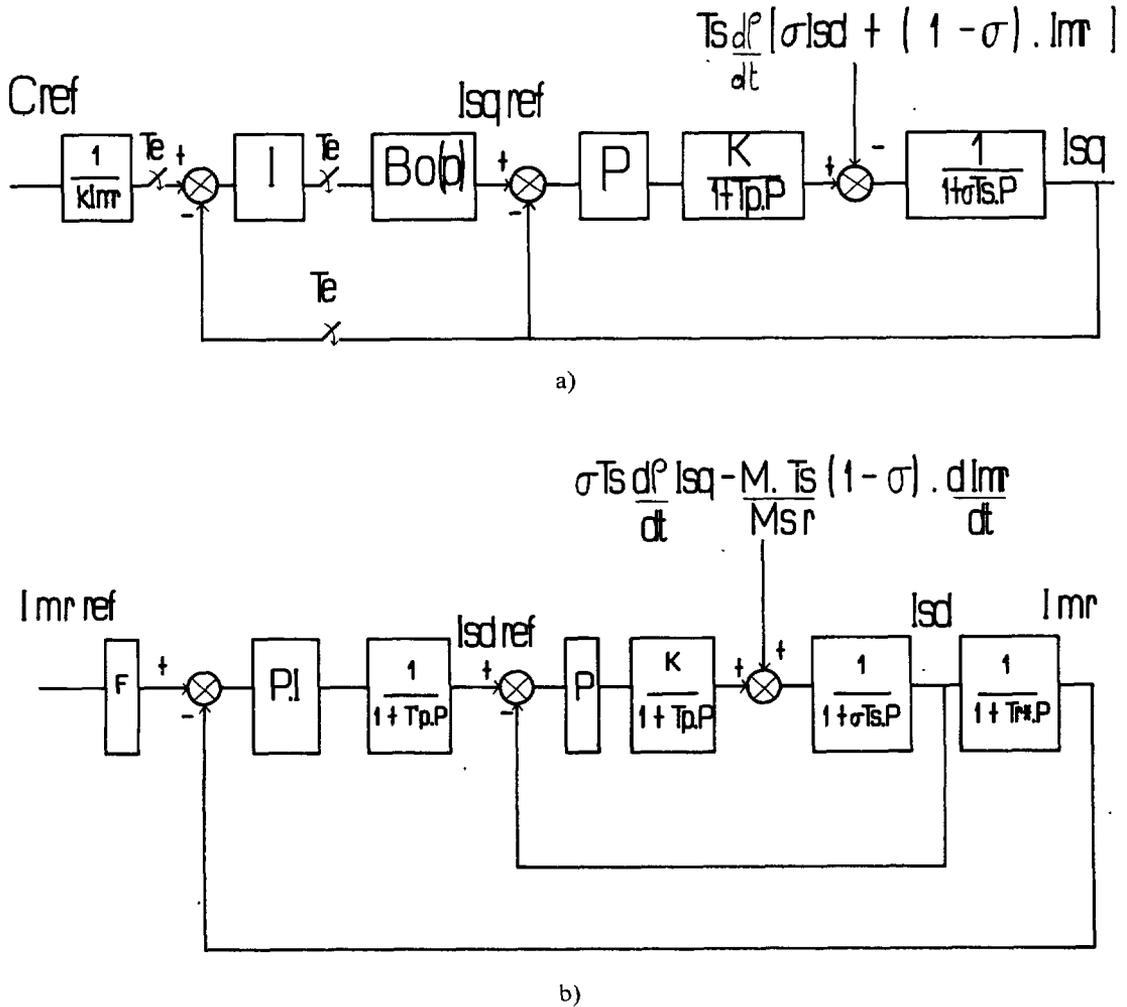


Fig. 8. — a) Régulation du couple. b) Régulation du flux.

[a) Torque regulation. b) Flux regulation.]

4.3 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX ET SIMULATION. — On peut distinguer deux modes de fonctionnement de la machine asynchrone commandée vectoriellement : afin d'obtenir des performances dynamiques intéressantes, le niveau de flux dans la machine doit être maintenu constant, égal à sa valeur nominale, le couple étant commandé par la composante en quadrature du courant. Cependant, au-delà d'une certaine vitesse, la limitation de la source de tension alimentant le convertisseur va intervenir, amenant la machine dans un fonctionnement de type « pleine onde ». Pour pouvoir fonctionner en « survitesse », il est donc nécessaire de désexciter la machine, et ce faisant de travailler à puissance constante.

Lors du fonctionnement à « flux constant », l'état magnétique global de la machine n'est pas amené à varier. Par conséquent, en considérant pour chaque paramètre inductif la valeur correspondant à l'amplitude du courant magnétisant donnée par les courbes des figures 4a, b, c, le modèle électrique de la machine non saturée est tout à fait utilisable. En particulier, la

constante de temps rotorique T_r , paramètre primordial pour le calcul de l'angle de changement de repère comme le montre l'équation (15), doit prendre la valeur correspondant à celle calculée pour un courant magnétisant nominal.

Lorsque tel est le cas, nous constatons une réponse en vitesse conforme à celle attendue compte tenu du choix des correcteurs (Fig. 9). Par contre, l'utilisation de valeurs de T_r différentes amène à une dégradation de la réponse dynamique (Figs. 10 et 11), dégradation

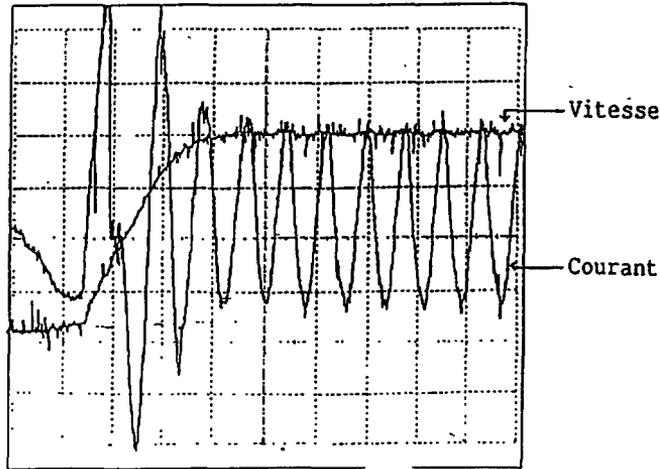


Fig. 9. — Réponse indicielle de vitesse expérimentale pour $T_r = 250$ ms (temps de réponse 190 ms, 100 ms/div, 83 tr/min/div, 2 A/div).

[Experimental current and speed response with $T_r = 250$ ms (response time = 190 ms, 100 ms/div, 83 r.min⁻¹/div, 2 A/div).]

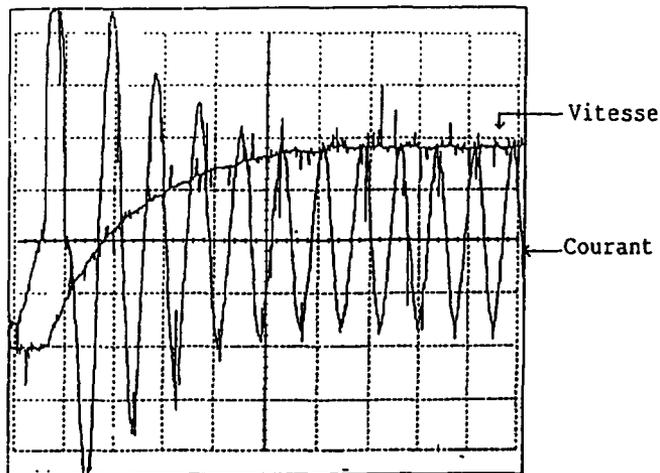


Fig. 10. — Réponse indicielle de vitesse expérimentale pour $T_r = 150$ ms (temps de réponse 360 ms, 100 ms/div, 83 tr/min/div, 2 A/div).

[Experimental current and speed response with $T_r = 150$ ms (response time = 360 ms, 100 ms/div, 83 r.min⁻¹/div, 2 A/div).]

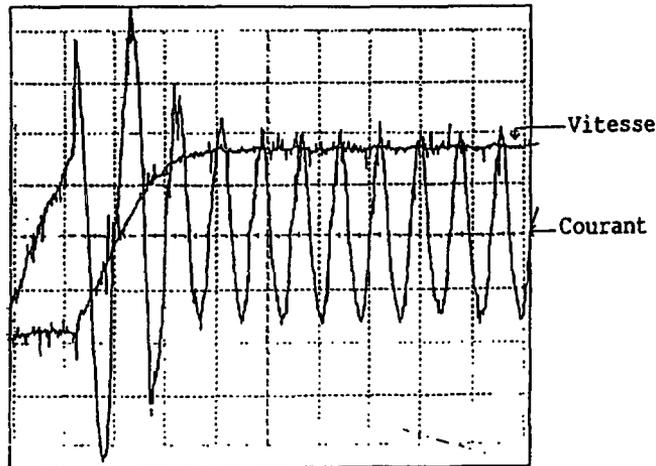


Fig. 11. — Réponse indicielle de vitesse expérimentale pour $T_r = 290$ ms (temps de réponse 215 ms, 83 tr/min/div, 100 ms/div, 2 A/div).

[Experimental current and speed response with $T_r = 290$ ms (response time = 215 ms, 100 ms/div, 83 r.min⁻¹/div, 2 A/div).]

dont l'explication nous est donnée par la simulation du système: lorsque la valeur de T_r intervenant dans l'estimateur de position ne coïncide pas avec celle de la machine, on assiste à un couplage des voies d et q qui amène à une variation du flux (Fig. 12) [16].

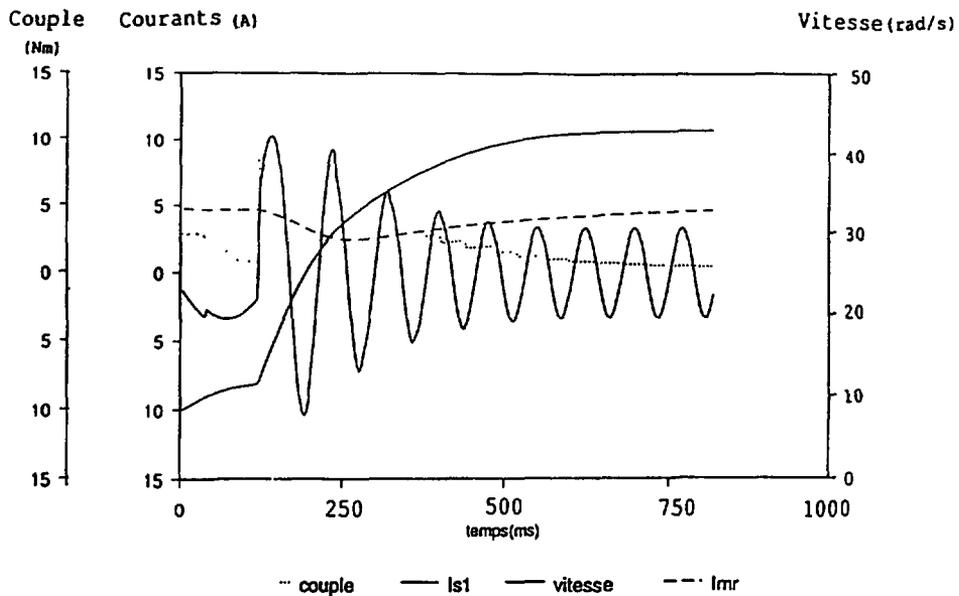


Fig. 12. — Simulation de la réponse indicielle de vitesse pour $T_r = 0,15$ s.

[Simulation results for current and speed response with $T_r = 150$ ms.]

Ceci est par exemple le cas lors de l'utilisation dans l'algorithme de commande de la constante de temps obtenue à l'aide d'essais expérimentaux (150 ms), dont la fiabilité est entachée par l'inaccessibilité des grandeurs rotoriques. En répétant la même simulation avec différentes valeurs de T_r utilisées dans l'estimateur, on constate d'ailleurs que le temps de réponse de l'asservissement de vitesse est minimum pour la valeur de T_r correspondant à celle utilisée dans la simulation de la machine [18]. Ces résultats tendent donc à prouver la fiabilité de notre méthode de détermination des paramètres par éléments finis.

On peut d'ailleurs remarquer que lors du fonctionnement à flux constant, le courant I_{mr} n'étant pas amené à varier, l'introduction d'une constante de temps rotorique dynamique ne modifie pas le comportement du système. Par contre, dans le cas du fonctionnement en désexcitation, l'amplitude du courant magnétisant rotorique est amenée à décroître, entraînant un phénomène de désaturation de la machine. En première approximation, il est courant d'utiliser, pour commander le système, le modèle électrique de la machine non saturée avec paramètres inductifs constants pour les commandes simplifiées, et pour les commandes plus élaborées, le même modèle en considérant cette fois les termes inductifs variables en fonction de I_{mr} [18]. Cependant, lorsqu'une grande puissance est mise en jeu, il est nécessaire de considérer le modèle électrique décrit par les équations (18) et (19). C'est ce que nous montre la simulation d'un échelon de vitesse avec passage en désexcitation. Le comportement de la machine est obtenu par la résolution des équations (7), (8) et (13) au moyen de la méthode de Runge-Kutta, et chaque paramètre inductif voit sa valeur ajustée en fonction du courant I_{mr} selon les courbes précalculées. Le modèle adopté dans la commande pour l'estimateur de flux est tout d'abord celui donné par les équations (15), où les paramètres inductifs sont maintenus constants, à la valeur correspondant au flux nominal.

Les résultats illustrés sur la figure 13 montrent que le module du courant magnétisant estimé, obtenu à l'aide de l'estimateur de flux (15), diffère alors fortement de la valeur calculée à partir de la modélisation non linéaire de la machine (Eqs. (7, 8, 13)), beaucoup plus

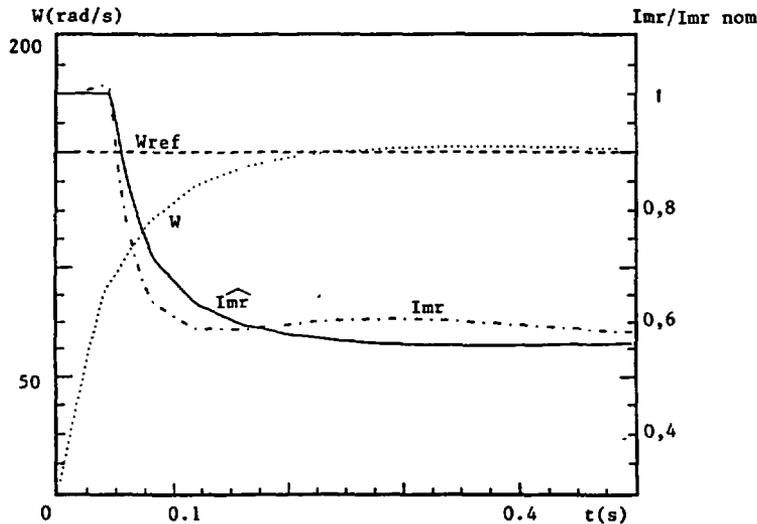


Fig. 13. — Simulation d'un échelon de vitesse avec passage en désexcitation en utilisant un estimateur classique de flux, les paramètres électriques étant maintenus constants.

[Simulation of a speed step response in field weakening range with linear model machine used in control law.]

sensible aux variations du courant direct I_{sd} compte tenu de la constante de temps T_r^* , inférieure ou égale à T_r . Le réglage s'effectuant sur les grandeurs estimées, la commande ne peut déceler cette erreur et le flux réel dans la machine n'obéit plus à la référence imposée.

Ce phénomène disparaît par contre lorsque l'estimateur de flux utilisé dans la commande est celui donné par les équations (18). De plus, la valeur des paramètres est adaptée en fonction du courant I_{mr} selon un tableau préalablement installé en mémoire, exactement comme cela se passerait pour un calcul en temps réel. La machine est quant à elle toujours simulée avec les mêmes équations. Dans ces conditions, comme le montre la figure 14, les valeurs réelle et estimée du courant magnétisant coïncident et l'asservissement de flux est effectif.

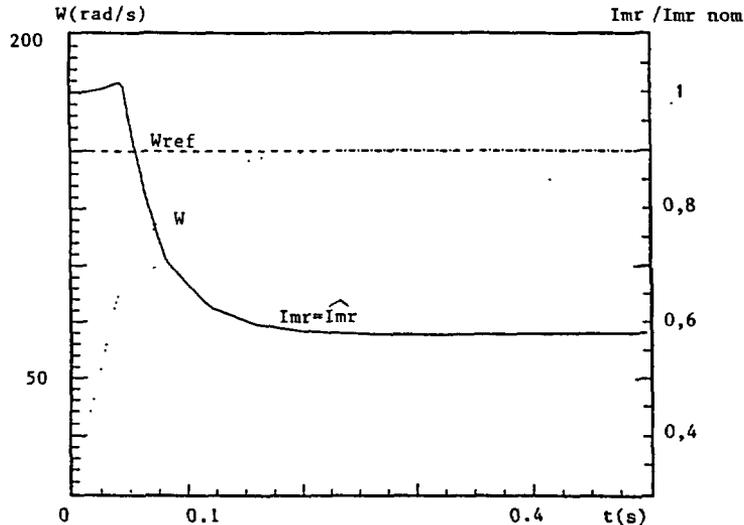


Fig. 14. — Simulation d'un échelon de vitesse avec passage en désexcitation en utilisant l'estimateur de flux du modèle saturé : introduction dans la loi de commande de la constante de temps dynamique T_r^* .

[Simulation of a speed step response in field weakening range with saturated model machine used in control law.]

L'inertie de l'ensemble tournant masque en partie le phénomène au niveau de la réponse en vitesse (Fig. 15) ; néanmoins ces différences de comportement dynamiques pourraient avoir de fâcheuses conséquences dans le cas d'entraînements multimoteurs synchrones.

Par ailleurs, l'accroissement du temps de calcul engendré par l'emploi de ce nouvel estimateur de flux est négligeable : effectivement, la forme de l'estimateur (18) reste la même que lors de l'utilisation d'un modèle linéaire et les variations des paramètres, pré-tabulés, sont acquises pour chaque valeur du courant magnétisant, lui-même calculé lors de l'asservissement.

5. Conclusion.

La commande vectorielle des machines asynchrones constitue actuellement un domaine de recherches particulièrement actif au niveau international. Les applications industrielles se multiplient mais les efforts continuent pour assurer le découplage des grandeurs en toute condition et à long terme.

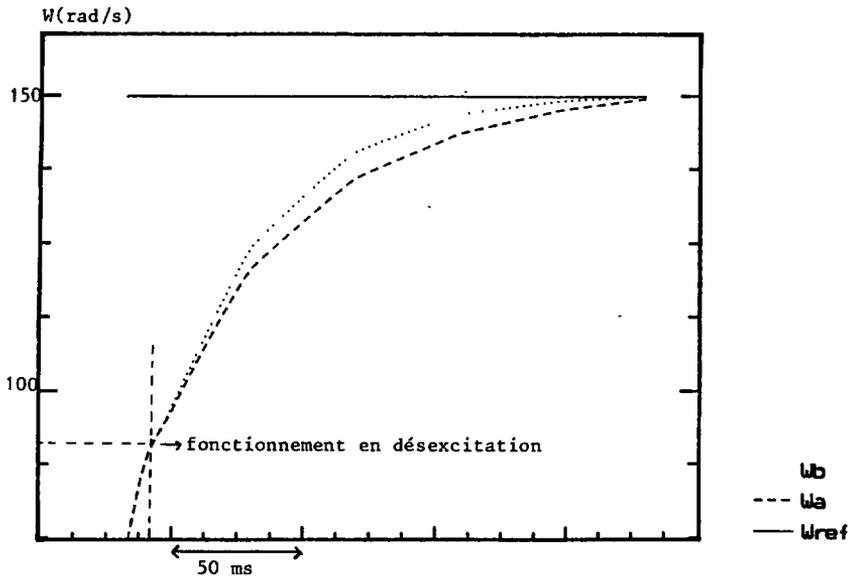


Fig. 15. — Comparaison des réponses indicielles en vitesse lors de la simulation d'un fonctionnement en désaturation avec deux estimateurs de flux différents. a) Estimateur de flux du modèle linéaire. b) Estimateur de flux du modèle saturé.

[Comparison of two speed step response simulations in the field weakening range ; a) using the linear flux estimator ; b) using the saturated model flux estimator.]

Une méthode originale a été ici proposée pour élaborer une représentation fidèle de la machine, garante d'une commande découplée. Le calcul des paramètres par la méthode des éléments finis permet en effet de tenir compte des phénomènes non linéaires qui affectent la machine et d'obtenir un modèle valable en chaque point de fonctionnement pour la machine considérée. Cette méthode peut tout à fait être envisagée dans les milieux industriels où les programmes de calcul numérique par éléments finis constituent actuellement un outil de développement de base.

Ce modèle a d'ailleurs été testé sur une commande vectorielle de machine asynchrone à cage de 5,5 kW. En particulier, lors du fonctionnement en affaiblissement de flux, une inductance mutuelle dynamique a été introduite dans la loi de commande afin de respecter le modèle électrique de la machine asynchrone saturée.

Les résultats de simulation obtenus lors du fonctionnement en désexcitation montrent que l'introduction de cette constante de temps rotorique dynamique améliore sensiblement la réponse en vitesse.

Pour des machines de fortes puissances où le fonctionnement en désexcitation est couramment utilisé, l'utilisation d'un tel modèle peut donc contribuer à s'affranchir des problèmes dus à la saturation magnétique et à améliorer les performances dynamiques des systèmes d'entraînement.

Bibliographie

- [1] LEONARD W., Control of electrical drives (Springer Verlag, 1985).
- [2] PFAFF G., SEGERER H., Resistance corrected and time discrete calculation of rotor flux in induction motors, *E.P.E. Proc.*, vol. II, Aachen (1989) pp. 499-504.
- [3] SAY M. G., Alternating current machine, Pitman (1976).
- [4] LEMAIRE-SEMAIL B., Modélisation et réalisation d'un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle, Thèse de doctorat de l'Université Paris VI (1990), L.G.E.P.
- [5] WILLIAMSON S., BEGG M. C., Calculation of the bar resistance and leakage reactance of cage rotors with closed slots, *I.E.E. Proc.* **132** (1985) 125-132.
- [6] BOLDEA I., NASAR S. A., A unified analysis of magnetic saturation in orthogonal axis models of electrical machines, *Electric machines and power systems* (1987) pp. 195-204.
- [7] KLADAS A., Contribution à la modélisation des courants de Foucault dans les parties massives des systèmes électromagnétiques, Thèse de doctorat de l'Université Paris VI (1987) L.G.E.P.
- [8] PIRIOU F., RAZEK A., Calculation of saturated inductances for numerical simulation of synchronous machines, *I.E.E.E. Trans. Mag.* **19** (1983) 2628-2631.
- [9] VAS P., ALAKULA M., Field oriented control of saturated induction machines, *I.E.E.E. Trans. Energy Conversion* **5** (1990) 218-224.
- [10] PIETRZAK-DAVID M., DE FORNEL B., Universal PWM inverter fed asynchronous drive with a dynamic flux control, *E.P.E. Proc.* vol. III, Aachen (1989) pp. 1329-1334.
- [11] KERKMAN R. J., ROWAN T. M., LEGGATE D., A self organised model reference controller for indirect field orientation of an induction machine, *I.M.A.C.S. Proc.* vol. II, Nancy (1990) pp. 593-601.
- [12] JOETTEN R., SCHIERLING H., Adaptive and self-commissioning control for a drive with induction motor and voltage source inverter, *E.P.E. Proc.* vol. II, Grenoble (1987) pp. 883-888.
- [13] HO EDWARD Y., PARESH C., Decoupling control of induction motor drives, *I.E.E.E. Trans. Indust. Electron.* **35**, n 2 (mai 1988).
- [14] LOUIS J. P., MULTON B., LAVABRE M., Commande des machines à courant continu à vitesse variable, *Techniques de l'ingénieur* (1989).
- [15] BUHLER H., Conception de systèmes automatiques (Presses polytechniques romandes, 1988).
- [16] LEMAIRE-SEMAIL B., MENDES E., BOUILLAULT F., RAZEK A., Vector controlled induction machine simulation. Parameter sensitivity analysis, *I.M.A.C.S. Proc.* vol. I, Nancy (1990) pp. 291-296.
- [17] HUANG J., DAVAT B., LAJOIE-MAZENC M., Modelling of synchronous machines with damper circuits, Bicem'87, Chine (août 1987) pp. 210-213.
- [18] LEMAIRE-SEMAIL B., BOUILLAULT F., RAZEK A., Réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage : l'apport des éléments finis, *Rev. Génér. Electricité*, **10** (1990) 122-124.