



HAL
open science

Contribution à la caractérisation des machines synchrones en régime non sinusoïdal

C. Héron, C. Ramiarinjaona, P. Groniecki, J.F. Rialland

► **To cite this version:**

C. Héron, C. Ramiarinjaona, P. Groniecki, J.F. Rialland. Contribution à la caractérisation des machines synchrones en régime non sinusoïdal. *Revue de Physique Appliquée*, 1989, 24 (9), pp.915-922. 10.1051/rphysap:01989002409091500 . jpa-00246114

HAL Id: jpa-00246114

<https://hal.science/jpa-00246114>

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
 83.10D

Contribution à la caractérisation des machines synchrones en régime non sinusoïdal

C. Héron, C. Ramiarinjaona, P. Groniecki et J. F. Rialland

CNAM, Laboratoire d'Electricité Industrielle, 292 rue Saint-Martin, 75141 Paris Cedex 03, France

(Reçu le 25 novembre 1988, révisé le 17 avril 1989, accepté le 19 mai 1989)

Résumé. — On présente, dans cette étude, une caractérisation des machines synchrones, en régime permanent non sinusoïdal, au moyen d'analyses fréquentielles, dans un domaine de fréquences compris entre 1 et 1 000 Hz. Ces analyses permettent de déterminer les inductances harmoniques. L'intérêt de la démarche réside dans le fait que l'on peut rapidement analyser l'influence des paramètres intervenant dans la composition des inductances harmoniques. Plus particulièrement, on montre les rôles de la structure du circuit amortisseur, qui modifie la valeur de l'inductance de fuites de ce dernier, et du type d'alimentation du circuit inducteur (sources de courant ou de tension). Les effets notables de la saturation, à basse fréquence, sont également analysés dans chaque structure.

Abstract. — In this study we present a characterization of synchronous machines at non — sinusoidal steady — state. The adopted method is the frequency analyse which allows to determine the harmonic inductances. The prospected frequency range is limited from 1 to 1 000 Hz. The principal interest of the method is that we can rapidly analyse the influence of parameters intervening in the harmonic inductance composition. Particularly we show the roles of the damping circuit structure, which modifies the leakage inductance value of this circuit, and the excitation supply type (voltage or current supplies). Also, the noticeable effects of saturation, at low frequency, are analysed in every structure.

1. Introduction.

L'association des convertisseurs statiques et des machines polyphasées, de plus en plus présente dans presque tous les secteurs de l'industrie et des transports, nécessite, dans un souci d'optimisation, leur adaptation réciproque. En ce qui concerne les machines, cela implique la remise en cause de leur conception ou de leur dimensionnement et, le cas échéant, l'utilisation des matériaux ferromagnétiques nouveaux ou classiques, mais aux performances améliorées.

Il est évident que seuls des calculs numériques permettent une approche fine des phénomènes électromagnétiques développés dans la machine et donnent les réponses recherchées.

Toutefois, une étape nécessaire à la compréhension des phénomènes réside dans leur interprétation à partir d'hypothèses simplificatrices et de modèles élémentaires.

C'est dans ce cadre que se situe l'objectif du présent article. L'étude est effectuée sur une

machine synchrone à pôles saillants et rotor feuilleté. Elle complète une série de travaux appliqués à une machine à pôles saillants et rotor massif [1, 2] et tente de préciser, à l'aide d'une analyse fréquentielle, l'influence du circuit amortisseur sur les caractéristiques électriques de la machine. Pour cela, diverses configurations doivent être examinées. La présente étude concerne, principalement, l'influence de la structure des encoches recevant les barres d'amortisseur. De plus, les effets de la saturation sont analysés pour chaque structure réalisée.

2. Caractéristiques de la machine étudiée.

La machine triphasée testée est quadripolaire. Ses caractéristiques nominales sont précisées ci-dessous :

- Puissance apparente (S_n): 3 kVA à 1 500 tr.min⁻¹.
- Tension simple (V_n): 220 V.
- Courant de phase (J_n): 4,6 A.

Le dispositif amortisseur est du type à cage d'écureuil. Il comporte 24 barres pleines (\varnothing 4 mm), en cuivre, réparties dans les quatre épanouissements polaires et court-circuitées par deux couronnes latérales également en cuivre.

Deux implantations des barres dans le rotor sont étudiées selon que les encoches de logement sont semi-ouvertes ou fermées (Fig. 1). En pratique, les deux cas sont également fréquents. Ils diffèrent par les valeurs de l'inductance de fuites du circuit amortisseur ; cela a des conséquences non négligeables quant au fonctionnement de la machine selon la nature du convertisseur utilisé (onduleur de tension ou commutateur de courant).

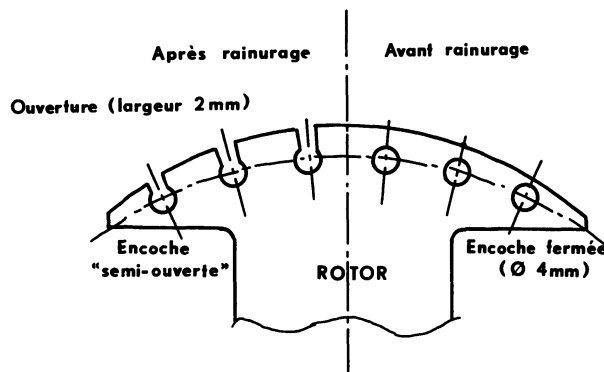


Fig. 1. — Vue schématique du rotor.

[Schematic diagram of the rotor.]

3. Inductances harmoniques.

Moyennant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- la répartition spatiale de la f.m.m., créée par chaque phase de l'induit, est sinusoïdale,
- les flux sont des fonctions linéaires des courants,
- les circuits sont à constantes localisées,
- l'ensemble du circuit amortisseur peut être représenté par deux enroulements en court-circuit sur eux-mêmes, l'un (indice D) d'axe direct et l'autre (indice Q) d'axe en quadrature,

on aboutit, en ce qui concerne l'axe d , au schéma équivalent montré sur la figure 2a [3-6]. Ce schéma découle directement de la résolution des équations de Park et permet de traiter les problèmes de régime transitoire de la machine lorsque sa vitesse est constante. Le symbole Δ traduit, ici, une variation des grandeurs. Le terme L_{fD} tient compte des fuites communes entre l'inducteur et l'amortisseur. Il n'est pas nécessairement positif. Généralement, il est négatif pour les machines à pôles saillants [6, 7] ; cela traduit le fait que le couplage entre les circuits inducteur et amortisseur est meilleur que celui entre ces mêmes circuits et l'induit.

En ce qui concerne l'axe en quadrature q , le schéma équivalent de la machine est identique à celui d'axe d aux indices près et à la différence que le circuit d'excitation (indice f sur la Fig. 2a), étant localisé dans l'axe d , n'apparaît pas dans le schéma d'axe q .

Si l'on s'intéresse au régime harmonique, l'opérateur de Laplace p est classiquement remplacé par $jk\omega_r$ traduisant l'existence de champs tournants, de pulsation $k\omega_r$ dans un référentiel lié au rotor. Ces champs sont dus à la composition des harmoniques de rangs $(k - 1)$ et $(k + 1)$ des grandeurs statoriques

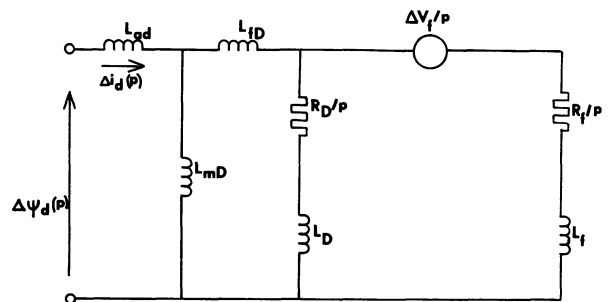


Fig. 2a. — Schéma équivalent d'axe d , de la machine synchrone en régime transitoire à vitesse constante.

[Equivalent circuit, in axis d , of synchronous machine on transient state at constant speed.]

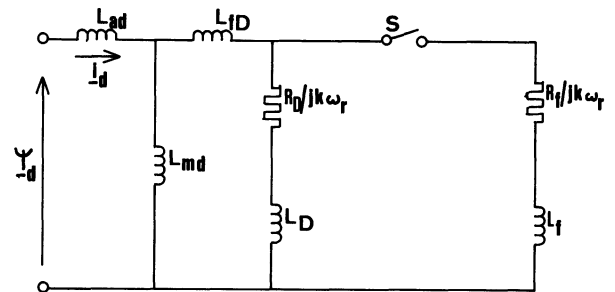


Fig. 2b. — Schéma équivalent de la machine synchrone en régime harmonique (axe polaire d).

[Equivalent circuit of synchronous machine at a.c. steady-state (direct axis d)].

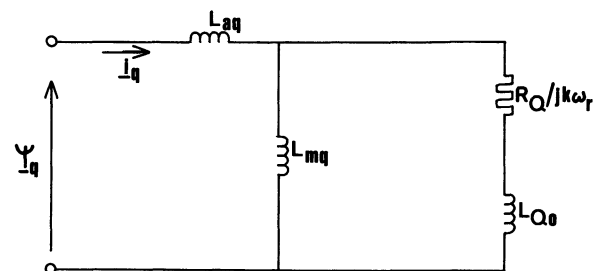


Fig. 2c. — Schéma équivalent de la machine synchrone en régime harmonique (axe interpolaire q).

[Equivalent circuit of synchronous machine at a.c. steady-state (quadrature axis q)].

supposées périodiques et équilibrées. Les schémas équivalents de la machine dans les axes d et q sont, dans ce cas, ceux présentés sur les figures 2b et 2c. L'alimentation de l'inducteur est continue ; aussi, vis-à-vis des harmoniques, elle peut être remplacée soit par un court-circuit soit par une coupure selon que l'on ait une source de tension ou de courant. Cela est matérialisé dans le schéma d'axe d (Fig. 2b)

par la fermeture ou l'ouverture de l'interrupteur S. Lorsque S est ouvert, il n'est pas possible de distinguer L_{fD} de L_D ; on pose alors :

$$L_{D0} = L_{fD} + L_D$$

Les valeurs des différents éléments des figures 2b et 2c sont déduites des essais décrits ci-après et consignées dans le tableau I [8].

Tableau I. — Valeurs des éléments des schémas équivalents.

[Values of the components of equivalent circuits.]

	L_{md} (mH)	L_{mq} (mH)	L_{fD} (mH)	L_D (mH)	L_{D0} (mH)	R_D (Ω)	L_{Q0} (mH)	R_Q (Ω)	L_f (mH)	R_f (Ω)	K_{DF} (Ω.s ^{1/2})	K_{QF} (Ω.s ^{1/2})
Encoches fermées	145	82	-17	456	439	6,5	338	5	22	0,8	48	35
Encoches ouvertes				29	12		9					

On définit les inductances harmoniques L_d et L_q d'axes d et q en posant :

$$\begin{aligned} \psi_d(jk\omega_r) &= L_d(jk\omega_r) \dot{i}_d(jk\omega_r) \\ \psi_q(jk\omega_r) &= L_q(jk\omega_r) \dot{i}_q(jk\omega_r) \end{aligned}$$

où ψ_d et ψ_q désignent les composantes des flux d'enroulement des phases a, b et c et \dot{i}_d , \dot{i}_q les composantes des courants d'induit.

Les inductances L_d et L_q sont des grandeurs complexes et s'écrivent sous la forme :

$$L_i(jk\omega_r) = \text{Re} (L_i) + j \text{Im} (L_i) ; i \in \{d, q\} .$$

Cette représentation est formellement identique à celle d'une impédance complexe. Elle est, néanmoins, plus pratique car les inductances L_d et L_q variant avec $k\omega_r$, l'analyse de leurs évolutions en est facilitée. Précisons que les parties imaginaires de L_d et L_q sont nécessairement négatives.

Une analyse fréquentielle permet de déterminer les valeurs de L_d et L_q et de mettre en évidence leurs évolutions en fonction de $k\omega_r$. Cette analyse est effectuée, machine arrêtée, pour deux positions du rotor par rapport à l'axe du champ résultant, créé par les enroulements statoriques alimentés en monophasé [5, 9, 10].

Dans ce qui suit, on utilisera la fréquence f définie par :

$$f = k\omega_r / 2\pi$$

plutôt que la pulsation $k\omega_r$, pour pouvoir exploiter directement les résultats des mesures. On raisonnera aussi sur $-\text{Im} (L_i)$ pour ne travailler que sur des valeurs positives. Le domaine de fréquence explorée est compris entre 1 et 1 000 Hz.

4. Résultats et discussions.

4.1 ENCOCHES OUVERTES. — Les résultats des mesures sont présentés sur les figures 3a, 3b, 4a et 4b en ce qui concerne les parties réelle et imaginaire de l'inductance harmonique d'axe d , pour les deux types d'alimentation du circuit inducteur (sources de courant et de tension).

Pour l'axe q , les résultats sont montrés sur les figures 5a et 5b. Selon nos hypothèses, ceux-ci ne dépendent pas du type d'alimentation du circuit inducteur ; les mesures effectuées confirment ce point.

4.1.1 Parties réelles. — En régimes non saturés, l'inducteur étant ouvert ou en court-circuit, on observe, dans l'axe d (Fig. 3a et 4a) et dans l'axe q (Fig. 5a), une évolution classique des courbes obtenues. Les parties réelles tendent, à basse fréquence ($f \approx 0$ Hz), vers les valeurs

$$\begin{aligned} \text{Re}_{d1} &= L_{ad} + L_{md} \quad (\text{axe } d) \\ \text{Re}_{q1} &= L_{aq} + L_{mq} \quad (\text{axe } q) \end{aligned}$$

et, à haute fréquence (à $f > 100$ Hz), vers :

$$\text{Re}_{d2} = L_{ad} + \frac{L_{md} L_{D0}}{(L_{md} + L_{D0})} \quad (\text{axe } d, \text{ inducteur ouvert})$$

$$\text{Re}_{d3} = L_{ad} + \frac{L_{md}(L_{fD} + L_D L_f / (L_D + L_f))}{L_{md} + L_{fD} + L_D L_f / (L_D + L_f)} \quad (\text{axe } d, \text{ inducteur en court-circuit})$$

$$\text{Re}_{q2} = L_{aq} + \frac{L_{mq} L_{Q0}}{L_{mq} + L_{Q0}} \quad (\text{axe } q) .$$

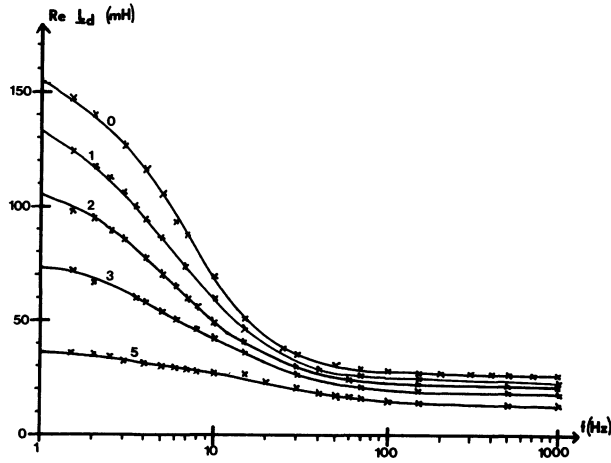


Fig. 3a. — Partie réelle de l'inductance harmonique d'axe *d* (encoches ouvertes, inducteur alimenté par une source de courant).

[Real part of harmonic inductance in axis *d* (opened slots, current source for the excitation circuit). 0 : $I_f = 0$ A ; 1 : $I_f = 1$ A ; 2 : $I_f = 2$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

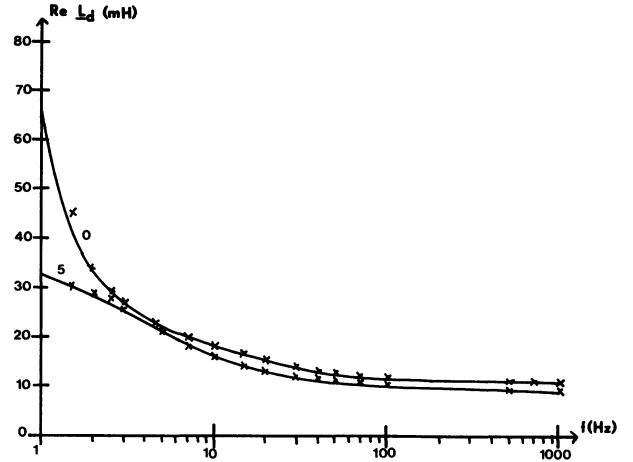


Fig. 4a. — Partie réelle de l'inductance harmonique d'axe *d* (encoches ouvertes, inducteur alimenté par une source de tension).

[Real part of harmonic inductance in axis *d* (opened slots, voltage source for the excitation circuit). 1 : $I_f = 0$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

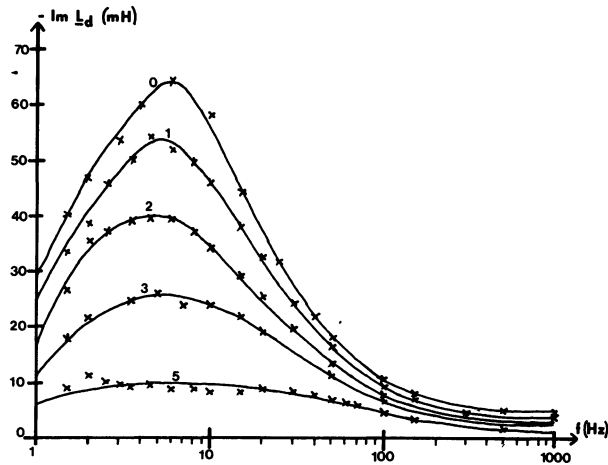


Fig. 3b. — Partie imaginaire de l'inductance harmonique d'axe *d* (encoches ouvertes, inducteur alimenté par une source de courant).

[Imaginary part of harmonic inductance in axis *d* (opened slots, current source for the excitation circuit). 0 : $I_f = 0$ A ; 1 : $I_f = 1$ A ; 2 : $I_f = 2$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

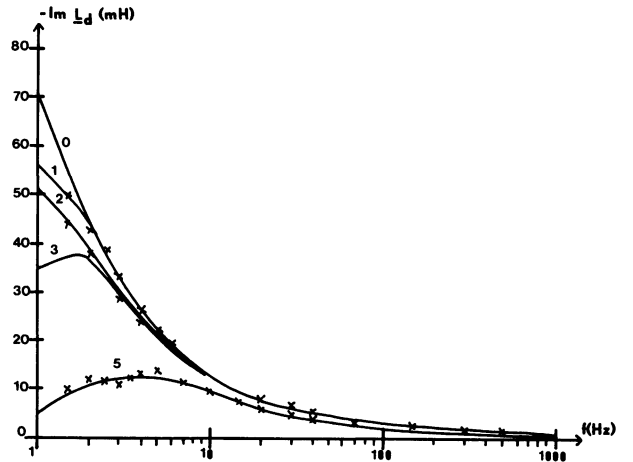


Fig. 4b. — Partie imaginaire de l'inductance harmonique d'axe *d* (encoches ouvertes, inducteur alimenté par une source de tension).

[Imaginary part of harmonic inductance in axis *d* (opened slots, voltage source for the excitation circuits). 0 : $I_f = 0$ A ; 1 : $I_f = 1$ A ; 2 : $I_f = 2$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

Entre les deux fréquences limites, on observe, typiquement et dans tous les cas, une décroissance monotone contrôlée, principalement, par les résistances R_D , R_Q et R_f . La décroissance est d'autant plus accentuée que leur valeur est faible. Cela est visible lorsque le système amortisseur et l'enroulement inducteur cumulent leurs actions (inducteur en court-circuit, Fig. 4a). La résistance équivalente, correspondant à la mise en parallèle des circuits D et f, est alors inférieure à R_D , intervenant seule lorsque l'inducteur est ouvert (Fig. 3a).

En régimes saturés, les valeurs relevées sont plus faibles. Cela provient de la diminution importante des valeurs des inductances de magnétisation L_{md} et L_{mq} avec la saturation. Le calcul est basé sur l'hypothèse que le champ de dispersion statorique a un parcours relativement important dans l'air et dépend, donc, peu de la perméabilité du circuit magnétique. Il en est de même, pour les inductances de fuites L_D , L_{D0} et L_{Q0} de l'amortisseur et L_f de l'inducteur. L'extrapolation des courbes, vers la fréquence nulle, permet alors d'estimer les varia-

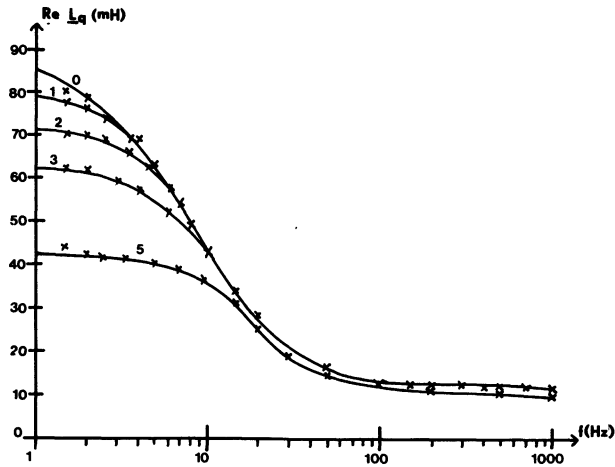


Fig. 5a. — Partie réelle de l'inductance harmonique d'axe q (encoches ouvertes).

[Real part of harmonic inductance in axis q (opened slots). 0 : $I_f = 0$ A (inducteur non alimenté) ; 1 : $I_f = 1$ A ; 2 : $I_f = 2$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

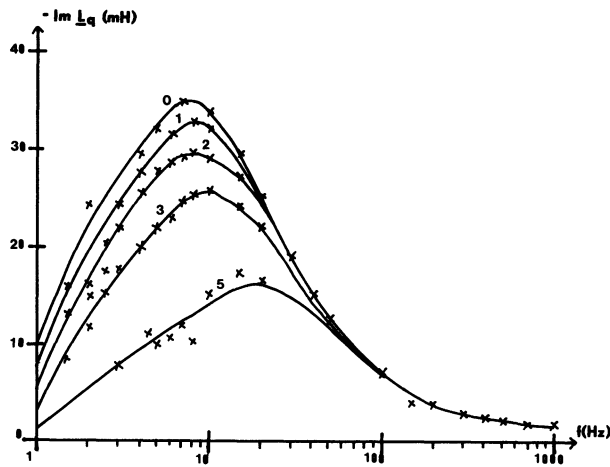


Fig. 5b. — Partie imaginaire de l'inductance harmonique d'axe q (encoches ouvertes).

[Imaginary part of harmonic inductance in axis q (opened slots). 0 : $I_f = 0$ A (inducteur non alimenté) ; 1 : $I_f = 1$ A ; 2 : $I_f = 2$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

tions de L_{md} et L_{mq} avec la saturation. Ainsi, lorsque I_f varie de 0 à 5 A, la valeur de L_{md} diminue de 145 mH à 21 mH et celle de L_{mq} de 82 mH à 40 mH. Le fait que L_{mq} soit, comparativement, moins affectée par la saturation provient de ce que l'entrefer est plus important dans l'axe q .

4.1.2 Parties imaginaires. — En régime non saturé, on retrouve les variations typiques dans l'axe d , lorsque l'inducteur est ouvert (Fig. 3b) et dans l'axe q (Fig. 5b). Les courbes partent d'une valeur nulle à $f = 0$ et tendent asymptotiquement vers zéro aux

fréquences élevées. Elles passent par un maximum valant :

$$(-\hat{I}m_d) = \frac{1}{2} \frac{L_{md}^2}{L_{md} + L_{D0}} \approx \frac{1}{2} L_{md} \quad (\text{axe } d, \text{ inducteur ouvert})$$

$$(-\hat{I}m_q) = \frac{1}{2} \frac{L_{mq}^2}{L_{mq} + L_{Q0}} \approx \frac{1}{2} L_{mq} \quad (\text{axe } q)$$

pour les fréquences respectives :

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{R_D}{L_{md} + L_{D0}} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{R_D}{L_{md}}$$

$$f_Q = \frac{1}{2\pi} \frac{R_Q}{L_{mq} + L_{Q0}} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{R_Q}{L_{mq}}$$

Lorsque l'inducteur est en court-circuit, la courbe obtenue devrait avoir la même allure ; l'apparente différence provient de ce que le maximum n'est pas visible sur la courbe. La raison est la mise en parallèle du circuit inducteur qui diminue notablement la fréquence correspondant à la valeur maximale. Un calcul simplifié, négligeant les inductances de fuites devant celle de magnétisation, conduit à :

$$-\hat{I}m_d \approx L_{md}/2$$

pour :

$$f_D \approx \frac{1}{2\pi L_{md}} \cdot \frac{R_D R_f}{R_D + R_f}$$

Cette dernière fréquence est sensiblement plus basse que celle correspondant à l'essai inducteur ouvert, d'autant plus que R_f est faible.

En régimes saturés, les résultats confirment les observations précédentes, à savoir que la saturation agit principalement sur L_{md} et L_{mq} . Ainsi, on note, dans tous les cas, que les valeurs maximales décroissent tandis que les fréquences qui leur sont associées augmentent avec le niveau de saturation.

4.2 ENCOCHES FERMÉES. — Les résultats expérimentaux sont montrés sur les figures 6a, 6b, 7a et 7b pour l'axe d , avec sources de courant ou de tension, et sur les figures 8a et 8b pour l'axe q .

4.2.1 Parties réelles. — En régime non saturé les courbes relevées dans l'axe d , inducteur ouvert (Fig. 6a), ou dans l'axe q (Fig. 8a) sont caractérisées, après une décroissance initiale, par l'existence de paliers de valeur relativement importante. Ces paliers se situent pour des fréquences comprises entre 10 et 100 Hz. Ils correspondent, comme précédemment, aux termes Re_{d2} et Re_{q2} et rendent compte d'une valeur élevée des inductances de fuites L_{D0} et L_{Q0} (Tab. I : $L_{D0} = 439$ mH ; $L_{Q0} = 338$ mH). Ces fortes valeurs expliquent, aussi, que les décroissances initiales se terminent à des fréquen-

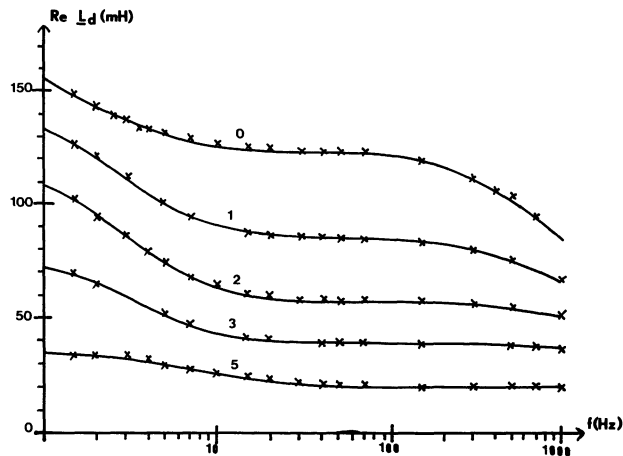


Fig. 6a. — Partie réelle de l'inductance harmonique d'axe d (encoches fermées, inducteur alimenté par une source de courant).

[Real part of harmonic inductance in axis d (closed slots, current source for the excitation circuit). 0 : $I_f = 0$ A ; 1 : $I_f = 1$ A ; 2 : $I_f = 2$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

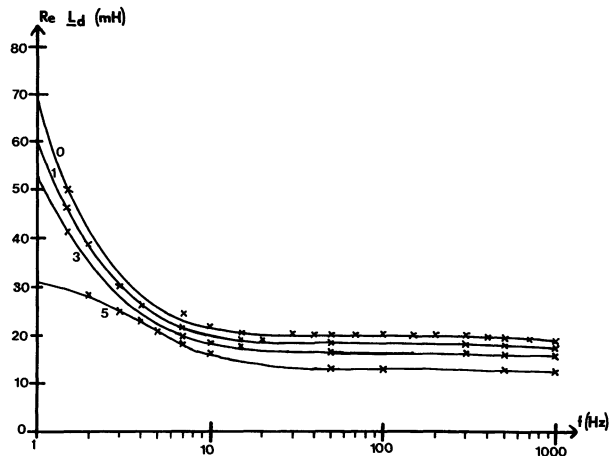


Fig. 7a. — Partie réelle de l'inductance harmonique d'axe d (encoches fermées, inducteur alimenté par une source de tension).

[Real part of harmonic inductance in axis d (closed slots, voltage source for the excitation circuit). 0 : $I_f = 0$ A ; 1 : $I_f = 1$ A ; 2 : $I_f = 2$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

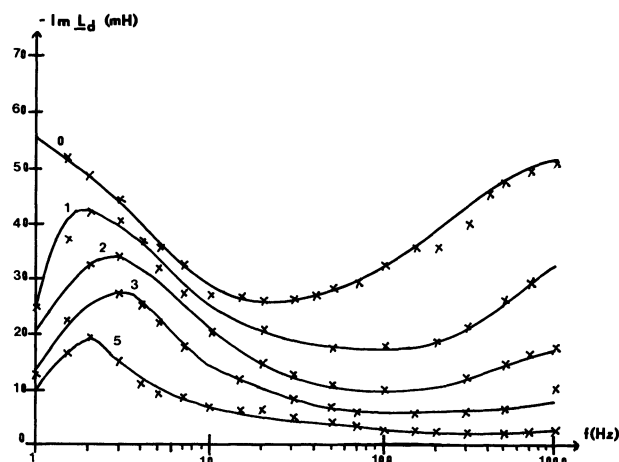


Fig. 6b. — Partie imaginaire de l'inductance harmonique d'axe d (encoches fermées, inducteur alimenté par une source de courant).

[Imaginary part of harmonic inductance in axis d (closed slots, current source for the excitation circuit). 0 : $I_f = 0$ A ; 1 : $I_f = 1$ A ; 2 : $I_f = 2$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

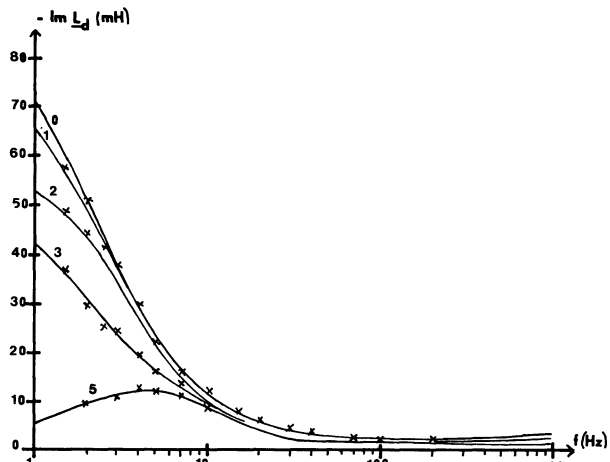


Fig. 7b. — Partie imaginaire de l'inductance harmonique d'axe d (encoches fermées, inducteur alimenté par une source de tension).

[Imaginary part of harmonic inductance in axis d (closed slots, voltage source for the excitation circuit). 0 : $I_f = 0$ A ; 1 : $I_f = 1$ A ; 2 : $I_f = 2$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

ces inférieures à celles obtenues précédemment, l'influence des résistances R_D et R_Q devenant plus rapidement négligeable.

Les grandes valeurs de L_{D0} et L_{Q0} proviennent de l'implantation des barres d'amortisseur dans des encoches fermées. La majeure partie des lignes d'induction, créées par les courants induits dans les barres, se referme dans les tôles rotoriques sans traverser l'entrefer. Les réluctances associées sont, donc, relativement faibles et les inductances élevées.

Juste après les paliers, on observe de nouveau (Fig. 6a et 8a) une décroissance des courbes. Cela provient de ce que, lorsque la fréquence augmente, l'effet de peau localise les lignes du champ magnétisant à la périphérie du rotor, contrairement au cas des encoches ouvertes où les isthmes d'ouverture obligent les lignes de champ à contourner les barres d'amortisseur. Il est alors nécessaire de tenir compte des pertes par courants de Foucault dans les tôles rotoriques. Classiquement, en supposant que la

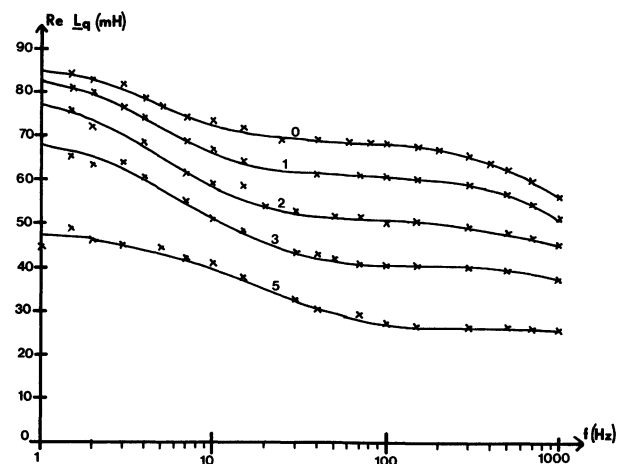


Fig. 8a. — Partie réelle de l'inductance harmonique d'axe q (encoches fermées).

[Real part of harmonic inductance in axis (closed slots). 0 : $I_f = 0$ A (inducteur non alimenté) ; 1 : $I_f = 1$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

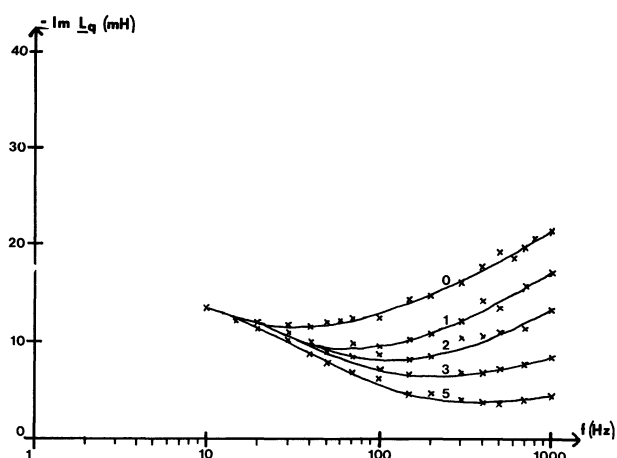


Fig. 8b. — Partie imaginaire de l'inductance harmonique d'axe q (encoches fermées).

[Imaginary part of harmonic inductance in axis q (closed slots). 0 : $I_f = 0$ A (inducteur non alimenté) ; 1 : $I_f = 1$ A ; 3 : $I_f = 3$ A ; 5 : $I_f = 5$ A.]

profondeur de pénétration est très petite devant l'épaisseur des tôles [11], on arrive à décrire les effets de ces courants induits en introduisant dans les schémas équivalents, en parallèle avec les circuits amortisseurs, des résistances R_{DF} (dans l'axe d) et R_{QF} (dans l'axe q), dont les valeurs dépendent de la fréquence selon :

$$R_{DF} = K_{DF} \sqrt{f}$$

$$R_{QF} = K_{QF} \sqrt{f}$$

Les valeurs des coefficients K_{DF} et K_{QF} sont données dans le tableau I.

Lorsque l'inducteur est en court-circuit (Fig. 7a), la courbe obtenue présente de nouveau une allure typique. La raison est que les éléments L_f et R_f , constituant le circuit inducteur, sont de faibles valeurs. L'inducteur joue alors un rôle d'amortisseur qui empêche l'établissement des courants de Foucault dans les tôles (écran électromagnétique). Théoriquement, on peut toujours utiliser la résistance R_{DF} définie précédemment. Sa valeur étant relativement grande, on peut néanmoins, l'éliminer du schéma équivalent dans le domaine de fréquence exploré car c'est le circuit inducteur, en parallèle, qui a l'influence prépondérante.

En régimes saturés, les remarques faites auparavant, sur les variations de L_{md} et L_{mq} , restent valables. Par ailleurs, la saturation a pour autre effet d'augmenter la fréquence correspondant à l'apparition de l'influence des courants de Foucault. Cela provient de ce que les inductances, L_{md} et L_{mq} , sont proportionnelles à la perméabilité μ du circuit magnétique alors que les coefficients, K_{DF} et K_{QF} , sont fonctions de $\sqrt{\mu}$. En conséquence, les résistances R_{DF} et R_{QF} diminuent, relativement, moins vite que les inductances ; cela retarde l'apparition de leurs influences sur les caractéristiques.

D'autre part, nos calculs, basés sur les relevés des paliers Re_{d2} , Re_{q2} et Re_{d3} , montrent que la saturation affecte aussi les valeurs de L_{D0} et L_{Q0} . Cela provient de ce que le parcours des lignes d'induction correspondantes se fait, en grande partie, dans les tôles rotoriques et que la diminution de leur perméabilité entraîne celle de L_{D0} et L_{Q0} .

4.2.2 Parties imaginaires. — Lorsque l'inducteur est ouvert (Fig. 6b), les courbes relevées suggèrent la présence d'un second maximum, au-delà de la fréquence limite de mesure, caractérisant l'influence des courants de Foucault.

En régime saturé, on observe, comme précédemment, la diminution des valeurs maximales et le glissement des fréquences associées (exception faite du cas correspondant à $I_f = 5$ A) dus aux variations de L_{md} et L_{D0} . On remarque, aussi, que la saturation retarde l'influence des courants de Foucault sur les caractéristiques.

En ce qui concerne l'axe q (Fig. 8b), l'imprécision des mesures ne nous a pas permis de déterminer l'évolution des courbes à basse fréquence. Toutefois, les allures obtenues, à partir de $f = 100$ Hz, sont pratiquement identiques à celles de la partie imaginaire de L_d avec une source de courant et ne nécessitent pas de commentaires particuliers.

Enfin, lorsque l'inducteur est en court-circuit ou alimenté par un générateur de tension (Fig. 7b), on retrouve que les variations sont contrôlées, pratiquement, par les caractéristiques de l'inducteur.

5. Intérêt des inductances harmoniques et conclusions.

Un exemple d'utilisation des inductances harmoniques est donné dans [12]. Il concerne la machine synchrone, définie dans cet article, associée à un onduleur triphasé de tension. Le problème est alors de calculer, en régime permanent, les amplitudes des harmoniques de courant statorique à partir de la connaissance des ondes de tension. La démarche choisie est l'utilisation des inductances harmoniques. Les prédéterminations obtenues sont en bon accord avec les relevés des courants. Une des conclusions de l'étude [12] est que, pour minimiser les harmoniques de courant, il faut utiliser des machines dont les valeurs des inductances harmoniques sont suffisamment élevées, donc des machines à encoches fermées avec inducteur alimenté par une source de courant. Ce résultat, bien connu, accrédite en partie la méthode utilisée. Inversement, une alimentation par un commutateur de courant nécessite une machine à faible valeur d'inductances harmoniques (encoches

ouvertes et source de tension) afin de limiter les amplitudes des harmoniques de tension.

L'intérêt de l'analyse à l'aide des inductances harmoniques est double. D'abord elle ne requiert que des essais statiques à puissance réduite. De plus, pour le cas des machines de puissances élevées où un problème de matériels d'expérimentation peut se produire, la transposition des résultats peut être favorablement envisagée soit par calculs numériques soit par homothétie : un effort est à faire dans cette direction. Ensuite, l'analyse des évolutions des inductances harmoniques permet de maîtriser rapidement les principaux paramètres qui interviennent dans leur composition. Le but final est d'arriver à définir une structure du circuit amortisseur, associée aux caractéristiques du circuit inducteur, adaptée à chaque type de convertisseur, et ainsi d'atteindre une meilleure optimisation de l'association envisagée. Actuellement, nous tentons de définir l'influence de la résistance des barres d'amortisseur sur les valeurs des inductances harmoniques.

Bibliographie

- [1] MILLET A., RAMIARINJAONA C. L., RIALLAND J. F., Determination of additional losses in solid rotor salient pole self-controlled synchronous machines by harmonic inductances, *Proc. IEE* (London) Nov. 1987, pp. 66-69.
- [2] SHORRAB R., Contribution à la modélisation numérique des machines synchrones à rotor massif, thèse de docteur-ingénieur CNAM, Paris, Juillet 1984.
- [3] PARK R. H., Two reaction theory of synchronous machines, *Trans. A.I.E.E.* **48** (1929) 716-727.
- [4] BARRET P., Régimes transitoires des machines tournantes électriques (Ed. Eyrolles) 1982.
- [5] HOEIJMAKERS M. J., On the steady-state performance of a synchronous machine with convertor, Thesis, Eindhoven, 1984.
- [6] CANAY M., Determination of model parameters of synchronous machines, *Proc. I.E.E.* **130** (1983) 86-94.
- [7] TAKEDA Y., ADKINS B., Determination of synchronous machine parameters allowing for unequal mutual inductances, *Proc. I.E.E.* **121** (1974) 1501-1504.
- [8] HÉRON C., Contribution à l'analyse harmonique de machines synchrones en fonction des paramètres de l'amortisseur, Mémoire d'Ingénieur CNAM, Paris, Juillet 1988.
- [9] COULTES M. E., WATSON W., Synchronous machine models by standstill frequency response test, *I.E.E.E. Trans. PAS* **100** (1981) 1480-1489.
- [10] DANDENO P. L., PORAY A. T., Development of detailed turbogenerator equivalent circuits from standstill frequency response measurements, *I.E.E.E. Trans. PAS* **100** (1981) 1646-1656.
- [11] DUFOUR P., Contribution à l'étude en régime périodique des pertes électromagnétiques dans les matériaux ferromagnétiques doux, Mémoire d'Ingénieur CNAM, Paris, 1984.
- [12] KHADHIR Z., GRONIECKI P., RAMIARINJAONA C. L., RIALLAND J. F., Determination of the armature current harmonics in a synchronous machine with static convertors, *Proc. I.C.E.M.*, vol. n° 2 (Pise) Sept. 1988, pp. 361-365.