

J. LAGASSE

Les inductances de fuites et les phénomènes de résonance

Annales de la faculté des sciences de Toulouse 4^e série, tome 17 (1953), p. 1-95

http://www.numdam.org/item?id=AFST_1953_4_17__1_0

© Université Paul Sabatier, 1953, tous droits réservés.

L'accès aux archives de la revue « Annales de la faculté des sciences de Toulouse » (<http://picard.ups-tlse.fr/~annales/>) implique l'accord avec les conditions générales d'utilisation (<http://www.numdam.org/conditions>). Toute utilisation commerciale ou impression systématique est constitutive d'une infraction pénale. Toute copie ou impression de ce fichier doit contenir la présente mention de copyright.

NUMDAM

Article numérisé dans le cadre du programme
Numérisation de documents anciens mathématiques
<http://www.numdam.org/>

ANNALES
DE LA
FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE,
POUR LES SCIENCES MATHÉMATIQUES ET LES SCIENCES PHYSIQUES.

LES INDUCTANCES DE FUITES ET LES PHÉNOMÈNES DE RÉSONANCE

par J. LAGASSE

Résumé. — Nous nous sommes attaché, dans le présent mémoire, à exposer et à développer les résultats obtenus au cours de l'application d'une méthode de mesure des inductances des fuites totales des machines à courants alternatifs, méthode que nous avons proposée avec M. TEISSIÉ-SOLIER, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse, pour la détermination des réactances des fuites totales des transformateurs statiques et à laquelle nous avons donné le nom de « Méthode de Résonance ».

La connaissance des valeurs des inductances de fuites totales présente un gros intérêt quand on aborde l'étude des phénomènes transitoires et l'examen de la stabilité des machines.

C'est BOUCHEROT qui, le premier en 1910, définit ces grandeurs et leur donna, au cours d'une communication à la Société Française des Electriciens, un sens physique précis.

En juin 1911, BOUCHEROT développait, au Congrès de Turin, un de ses plus importants mémoires, relatif à l'étude des phénomènes électromagnétiques dus à la mise en court-circuit des Machines.

Il y confirmait, en particulier, la notion d'inductances de fuites totales et donnait une théorie complète des divers court-circuit, théorie qui n'a subi depuis sa parution que de légères modifications.

Après lui, M. DARRIEUS développait la notion d'inductance des fuites totales, et confirmait, au cours d'une communication particulièrement intéressante à la S. F. E. le point de vue de BOUCHEROT.

Son mémoire était complété par une communication de M. SCHMUTZ sur les méthodes de mesures des divers coefficients d'induction intervenant dans les alternateurs.

Puls tard, M. BARRÈRE et M. DAVID rappelaient les définitions, les calculs et les mesures des constantes des machines synchrones et tous ces auteurs se montraient d'accord pour donner à l'inductance des fuites totales une importance que nul ne vient actuellement lui dénier.

Citons enfin les travaux de BLONDEL et POTIER, sur des sujets analogues, ceux du premier en particulier, qui mirent en évidence la notion de réactances synchrones transversale et longitudinale relatives respectivement aux composantes transversale et longitudinale de la réaction d'induit.

La méthode de mesure que nous proposons, qui diffère des méthodes classiques par le fait qu'elle ne fait pas intervenir des rapports de tension à courant, conduit à des résultats parfaitement en accord avec ceux déduits des théories déjà établies et permet de confirmer la réalité physique des inductances de fuites totales.

— Dans l'introduction et le premier chapitre nous rappelons les résultats que nous avons obtenus avec M. TEISSIÉ-SOLIER, sur les transformateurs statiques, et montrons comment il nous a été possible d'améliorer l'application de la méthode de résonance, de faciliter son emploi et d'augmenter sa précision.

— Nous présentons également une théorie du fonctionnement d'un transformateur dans le cas de la résonance, théorie qui peut être appliquée aussi bien aux machines synchrones et asynchrones, puisque les premières peuvent être considérées comme des transformateurs à trois enroulements et les secondes comme des transformateurs à champ tournant.

— Le deuxième chapitre expose l'application de la méthode de résonance aux machines synchrones, fertile en résultats, puisqu'elle permet :

- la détermination de l'inductance des fuites totales rapportée à l'induit dans le cas des alternateurs à rotor cylindrique, ou de la moyenne entre l'inductance des fuites totales longitudinale et transversale dans le cas des machines à pôles saillants;
- la détermination de la réactance inverse;
- le calcul de la réactance transitoire transversale peu différente de la réactance synchrone transversale.

Enfin, les résultats obtenus confirment les hypothèses de certains auteurs selon lesquels, la véritable inductance des fuites totales d'une machine synchrone est celle qui fait intervenir les fuites de l'amortisseur et qui porte le nom d'inductance subtransitoire.

— Dans le troisième chapitre, nous avons proposé une méthode graphique permettant de tenir compte, pratiquement, de l'influence de la saturation sur la réactance transversale dans le tracé du diagramme de Blondel, lors de la prédétermination des conditions de fonctionnement en charge des alternateurs.

La méthode de résonance appliquée dans le cas où le circuit magnétique de la machine est saturé, permet d'ailleurs de donner une idée de l'influence de la saturation.

— Dans le quatrième chapitre, enfin, nous montrons que notre méthode est aussi applicable aux machines asynchrones et qu'elle permet également dans ce cas, d'obtenir la valeur de l'inductance des fuites totales.

INTRODUCTION

On sait, d'une manière générale que si l'on applique aux bornes d'un circuit comprenant une résistance R une self-inductance L , et un condensateur de capacité C , une force électromotrice e telle que $e = E\sqrt{2} \cos. \omega t$, le courant qui traverse ce circuit a pour valeur efficace :

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}$$

Ce courant devient maximum lorsque la condition de résonance $LC\omega^2 - 1 = 0$ est satisfaite.

D'une manière identique, si on applique aux bornes de ce même circuit une f. e. m. non sinusoïdale,

$$e = E_1 \sqrt{2} \cos (\omega t - \varphi_1) + \dots + E_n \sqrt{2} \cos (n \omega t - \varphi_n) + \dots$$

le courant qui traverse ce circuit a pour valeur efficace :

$$I = \sqrt{\left(\frac{E_1}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{E_n}{\sqrt{R^2 + \left(nL\omega - \frac{1}{nC\omega}\right)^2}}\right)^2}$$

Dans ces conditions, il est possible de réaliser la résonance d'un harmonique d'ordre n en satisfaisant à la relation :

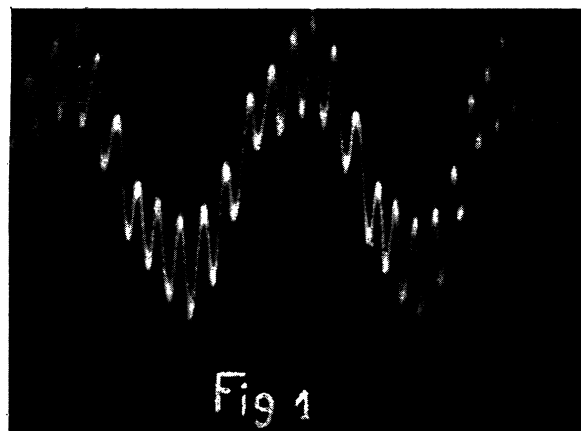
$$n^2 LC\omega^2 - 1 = 0$$

Considérons un circuit comprenant self, résistance et capacité, et observons au moyen d'un oscillographe cathodique la courbe du courant I dans le circuit, en fonction du temps.

On remarque que, pour différentes valeurs de la capacité C insérée dans le circuit, des pointes viennent se greffer sur l'onde fondamentale (*fig. 1*).

Ces pointes correspondent à la résonance des harmoniques contenus dans le courant primaire.

Si l'on note la valeur C_n de la capacité qui donne la meilleure courbe de résonance de l'harmonique n on peut, en appliquant la relation $n^2 LC_n\omega^2 = 1$ calculer la valeur de la self-inductance insérée dans le circuit.



Cette méthode est d'un emploi délicat, puisqu'elle nécessite, pour la recherche de la valeur de la capacité correspondant à la résonance d'un harmonique, l'observation sur l'écran d'un cathodique, de l'amplitude relative des pointes dues à la résonance de l'harmonique, pointes qui viennent déformer l'onde fondamentale.

Il paraît donc intéressant d'améliorer l'application de cette méthode en remplaçant l'observation d'une courbe vue sur l'écran d'un oscillographe par la lecture directe d'un appareil de mesure.

Avant d'indiquer de quelle manière il est possible d'obtenir un tel résultat, disons un mot de la forme de la courbe de la tension rencontrée dans les réseaux et du pourcentage d'harmoniques qu'elle peut contenir.

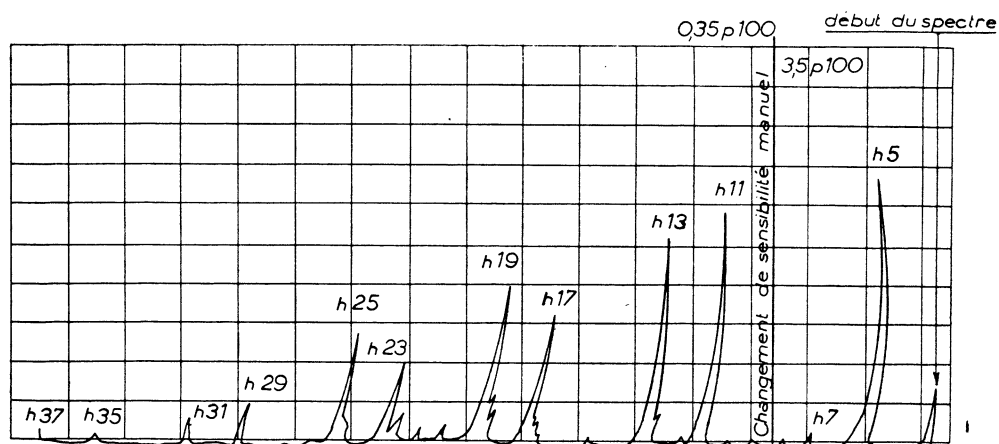
Harmoniques de tension des réseaux de distribution.

Les générateurs qui alimentent un réseau de distribution d'énergie électrique sont réalisés de telle sorte qu'ils fournissent une force électromotrice assez proche d'une fonction sinusoïdale pure du temps. Cependant, on ne peut supprimer totalement les harmoniques de la fréquence fondamentale, harmoniques qui proviennent de la distorsion du champ, de la présence des dentures, etc...

Les f. e. m. harmoniques ainsi créées sont cependant assez faibles, et ne sont pas susceptibles d'apporter une gêne sensible au fonctionnement du réseau.

En certains points de ce dernier on peut cependant mettre en évidence l'existence d'harmoniques dont l'amplitude n'est pas négligeable, dans la courbe de tension. Ce phénomène provient de la présence dans le réseau d'appareils déformants tels que convertisseurs ioniques, circuits magnétiques saturés, etc...

D'importantes études sont réalisées à l'heure actuelle sur cette question et nous nous permettons de citer celles de M. R. LACOSTE ⁽¹⁾ sur l'influence des harmoniques dans les mesures, et de M. P. GAUSSENS ⁽²⁾ sur la



Spectre de fréquence de la tension d'un réseau à neutre isolé
On note l'absence des harmoniques de rang multiple de 3

Fig. 2 —

(1) Thèse d'Ingénieur-Docteur, Toulouse, le 15 novembre 1951.

(2) Mesure des harmoniques de tension et de courant présents dans un réseau de distribution d'énergie électrique. R. G. E., septembre 1951, p. 371.

Mesure des harmoniques de tension et de courant dans les réseaux de distribution.

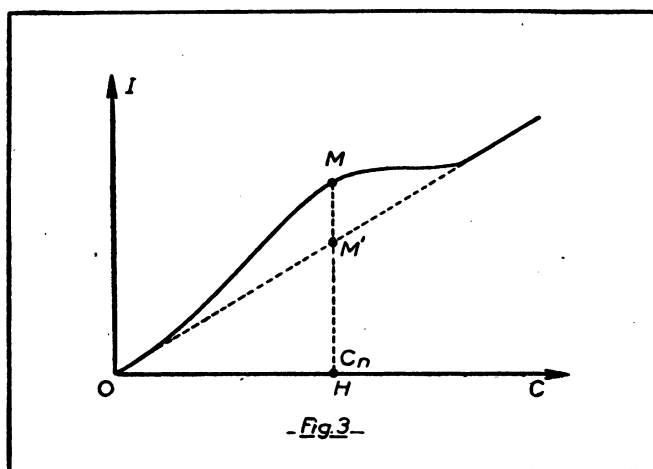
Retenons-en les résultats qui peuvent être représentés par la courbe de la figure 2, qui donne le spectre de fréquence de la tension d'un réseau à neutre isolé.

On remarque que l'amplitude des harmoniques d'ordre supérieur à 23 ne dépasse pas 1 % de l'amplitude du terme fondamental, que l'amplitude des harmoniques d'ordre supérieur à 11 ne dépasse pas 2 %, que l'harmonique 7 a une amplitude très faible et qu'enfin l'harmonique 5 atteint à peine 2,5 % de l'amplitude de l'onde fondamentale.

A près de 3 % près, la courbe de la tension d'un tel réseau peut donc être considérée comme sinusoïdale.

Si l'on alimente avec cette tension un circuit de caractéristiques R, L, C, la courbe des variations du courant I dans le circuit en fonction de la capacité C sera pratiquement une droite, si le coefficient de surtension du circuit est relativement peu important.

Par contre, si au voisinage du circuit ainsi constitué, on couple sur le réseau un alternateur dont la courbe de tension est déformée par un harmonique, l'harmonique de denture par exemple, la variation du courant dans le circuit en fonction de la capacité C insérée dans le circuit ne sera plus linéaire, mais se présentera sous la forme indiquée figure 3.



L'ordonnée MH représente un courant d'intensité :

$$I = \sqrt{\frac{E_n^2}{\left[R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C_n\omega} \right)^2 \right]}} + \frac{E_n}{R}$$

ce courant correspond à une valeur C_n de la capacité insérée dans le circuit qui provoque la résonance de l'harmonique d'ordre n , dont l'amplitude a

été augmentée par couplage sur le réseau de l'alternateur dont la courbe de tension est déformée par ce même harmonique n .

Remarque. — Le point M dont l'abscisse correspond à la capacité provoquant la résonance de l'harmonique n est tel que la tangente en ce point à la courbe $I(C)$ est parallèle à la droite $I(C)$ pour une alimentation sinusoïdale.

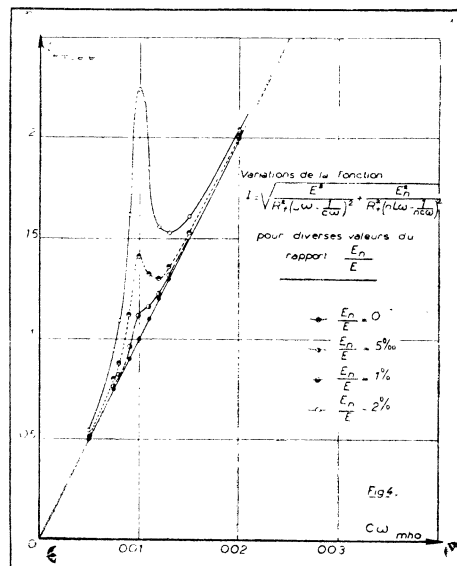
Exposé de la méthode de résonance.

Des considérations que nous venons d'exposer, il ressort que le problème d'amélioration de la « Méthode de résonance » est pratiquement résolu, la détermination de la capacité C_n pouvant être faite avec une précision suffisante, l'oscillographe n'étant plus qu'un appareil d'observation qui indique l'ordre de l'harmonique en résonance.

En effet, quand la forme de la courbe de tension d'un réseau est pratiquement sinusoïdale, ce qui se présente le plus couramment, il suffit de coupler sur ce réseau une machine dont la courbe de tension est déformée par un harmonique pour obtenir une courbe de tension résultante elle-même légèrement déformée.

Cette légère déformation suffira pour que dans un circuit de caractéristique R, L, C la variation du courant en fonction de la capacité ne soit plus linéaire.

Cette courbe de variations présente un maximum d'autant plus accentué que l'amplitude de l'harmonique d'ordre n est élevée et la résistance du circuit faible, vis-à-vis de son impédance pour le terme fondamental, en un mot, que le coefficient de surtension est lui-même plus important.



Les courbes de la figure 4 représentent en fonction de C_ω les variations du courant I dans un circuit comprenant une résistance de 1 ohm, une réactance de 1 ohm et un C_ω variable de 0 à 0,03 ohm, circuit pour lequel la résonance de la fréquence 500 hz. se produit pour $C = 100$ microfarad.

Pour ce circuit, dont le coefficient de surtension $\frac{L_\omega}{R}$ a été pris égal à l'unité, on a tracé pour plusieurs valeurs du rapport $\frac{E_n}{E}$ de l'amplitude du terme fondamental les courbes représentant les variations du courant I en fonction de C_ω d'après la relation :

$$I = \sqrt{\frac{E^2}{R^2 + \left(L_\omega - \frac{1}{C_\omega}\right)^2} + \frac{E_n^2}{R^2 + \left(n L_\omega - \frac{1}{C n \omega}\right)^2}}$$

La simple observation de ces courbes montre qu'un pourcentage d'harmoniques compris entre 1 et 2 % suffit pour que la courbe $I(C)$ ne soit plus une droite mais présente un maximum assez accentué qui permet de déterminer la valeur C_n de la capacité correspondant à la résonance.

Cependant, en pratique, on ne rencontre pas des coefficients de surtension égaux à l'unité, du fait que la résistance qui intervient dans la relation ci-dessus n'est pas purement ohmique, mais devient une résistance fictive qui tient compte en particulier des pertes par courants de Foucault dans le circuit étudié.

En résumé, il sera nécessaire d'obtenir un pourcentage d'harmoniques de l'ordre de 3 à 4 % pour voir la courbe se déformer et présenter un maximum suffisamment accentué pour permettre avec une bonne précision la détermination de la valeur C_n de la capacité recherchée.

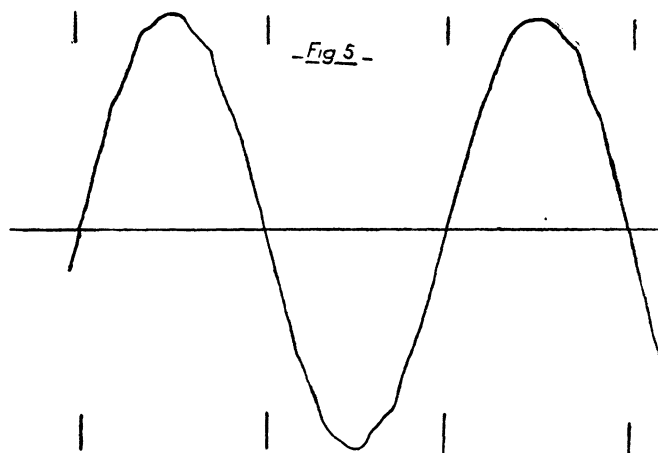
Dans les applications pratiques de la méthode proposée ci-dessus, nous avons utilisé, pour l'amplification de l'harmonique recherché, une machine synchrone de 75 kVA fonctionnant à vide sur le réseau, au voisinage de la plateforme d'essai où les mesures étaient effectuées.

Cette machine possède une courbe de tension légèrement déformée par la présence d'un harmonique : l'harmonique 11.

La figure 5 représente la forme de la courbe de tension du réseau lorsque l'alternateur ci-dessus est en fonctionnement.

Une décomposition de cette courbe en série de Fourier montre que l'amplitude de l'harmonique 11 est d'environ 3,5 % du terme fondamental.

Nous avons successivement appliqué la méthode ci-dessus aux transformateurs statiques, aux machines synchrones et aux machines asynchrones.



Les chapitres suivants sont consacrés à ces applications, et nous pensons d'après les résultats obtenus que nous allons développer, que la méthode de résonance est particulièrement intéressante puisqu'elle conduit, dans tous les cas, à la détermination de l'inductance des fuites totales et donne ainsi à cette dernière, si cela était nécessaire, une réalité physique qu'on lui a si souvent discutée.

CHAPITRE I

APPLICATION DE LA MÉTHODE DE RÉSONANCE AUX TRANSFORMATEURS STATIQUES¹

Si l'on dispose au secondaire d'un transformateur des condensateurs dont on peut faire varier la capacité, on observe sur l'écran d'un oscilloscope cathodique inséré dans le circuit primaire, pour des valeurs bien déterminées de cette capacité, la résonance des harmoniques contenus dans la tension d'alimentation du primaire.

L'application de la condition de résonance $n^2 N_2 C_n \omega^2 = 1$ permet, comme nous le montrerons plus loin, de déterminer l'inductance des fuites totales N_2 , ramenée au secondaire de ce transformateur.

Pour vérifier la méthode proposée, nous avons utilisé un transformateur monophasé de 2 kVA; les résultats obtenus, figurés tableau I, montrent que pour les harmoniques de rang $n_1, n_2 \dots$, les capacités $C_1, C_2, \dots$ produisant la résonance des harmoniques respectifs satisfont pratiquement à la relation :

$$C_2 = \frac{n_1^2}{n_2^2} C_1$$

TABLEAU 1.

Harmonique	23	19	17	11	5
Capacité (microfarad)	3,5	4,6	5,95	14,1	70

Pour obtenir une valeur plus précise de la capacité C_n qui produit la résonance de l'harmonique n , il faut, comme nous l'avons dit plus haut, disposer d'une alimentation alternative telle que la courbe de tension soit légèrement déformée, de telle sorte que l'amplitude de l'harmonique n soit environ 3 % de celle du terme fondamental.

Un tel résultat est, comme nous l'avons déjà indiqué, facile à obtenir, en couplant sur le réseau une machine synchrone dont la courbe de tension est légèrement déformée par l'harmonique 11.

(1) M. HAIDAR FAIZI. Thèse de doctorat d'Université, Toulouse, le 16 juillet 1947.

M. TEISSIÉ-SOLIER et J. LAGASSE. De la mesure des pertes à vides et de la détermination de la chute de tension dans les transformateurs statiques. *Electricité*, 1949, 151 p. 103 et 152, 1949, p. 125.

J. LAGASSE. Sur la détermination de la réactance de fuites des transformateurs. — *C. R. Ac. Sciences*, t. 232, 1951, pp. 48-50.

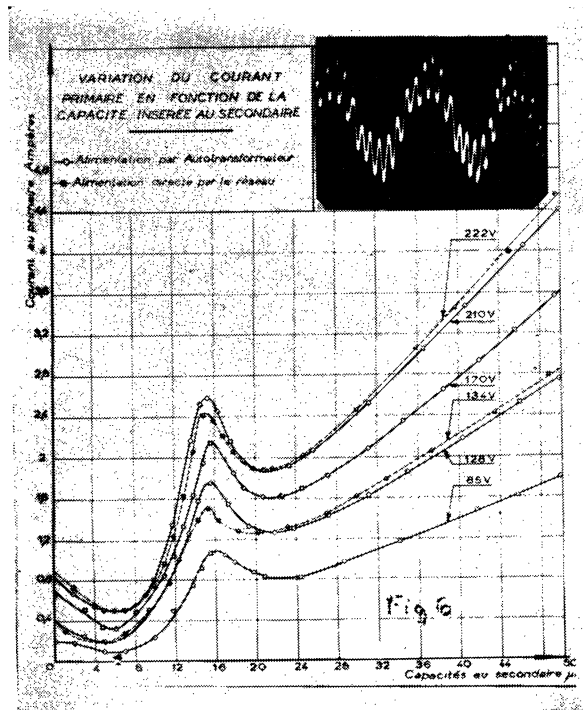
Notons au passage que la réactance propre de cette machine n'intervient pas dans la mesure réalisée; elle vient, en effet, se mettre en parallèle sur le court-circuit fictif que constitue le réseau.

Dans les conditions décrites ci-dessus, la courbe des variations du courant primaire en fonction du courant secondaire, qui dans le cas d'une alimentation en tension pratiquement sinusoïdale présente l'allure générale d'une courbe de MORDEY, possède, dans le cas présent, un maximum très nettement marqué, qui correspond à la résonance de l'harmonique amplifié dans le réseau, soit dans le cas considéré, l'harmonique 11.

Nous avons alimenté à tension variable le primaire d'un transformateur de 2 kVA cité plus haut, après avoir couplé sur le réseau la machine synchrone.

La tension variable était obtenue par l'intermédiaire d'un auto-transformateur de 10 kVA, dont l'inductance des fuites totales, mesurée par la même méthode, a été trouvée négligeable, vis-à-vis de celle du transformateur de 2 kVA.

Les courbes de la figure 6, correspondant aux mesures réalisées, pour des tensions comprises entre 85 Volts et 222 Volts, montrent que la résonance de l'harmonique 11 se produit, sans divergence notable, quelle que soit la tension primaire, pour une même valeur de la capacité insérée au secondaire.



Si l'on trace la courbe $U(I_0)$, caractéristique à vide du transformateur étudié, on remarque que cet appareil commence à se saturer à partir de 100 à 120 Volts; la tension de 220 Volts, atteinte lors des essais ci-dessus, situe donc le point de fonctionnement au-dessus du coude de la caractéristique à vide.

Il est donc permis de conclure que la réactance de fuites, mesurée par la méthode de résonance, dans le cas d'un transformateur statique, n'est pratiquement pas modifiée par l'effet de saturation.

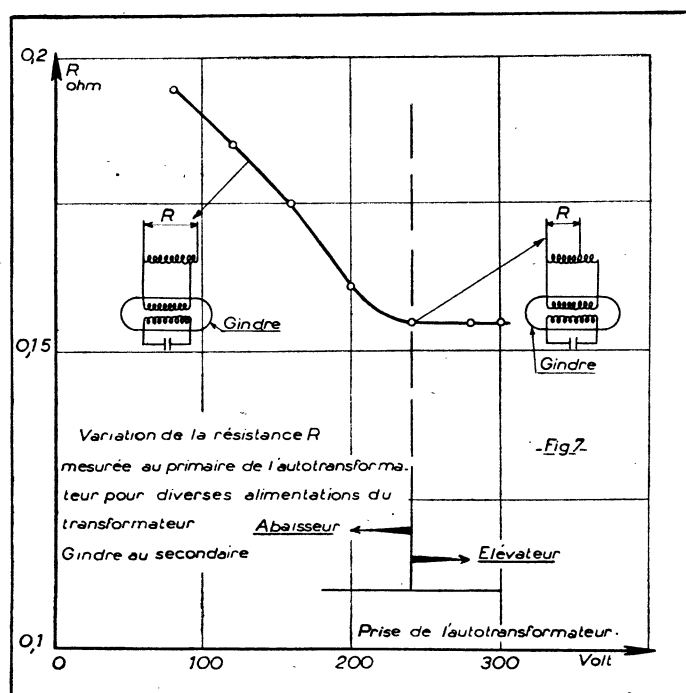
Remarque. — Il paraît intéressant de faire une remarque sur la forme des courbes obtenues lors de l'essai dont il vient d'être question.

On s'aperçoit en effet que lorsqu'on insère un auto-transformateur dans le circuit comprenant le transformateur dont on cherche à mesurer la réactance, le courant correspondant à la résonance de l'harmonique 11 est plus élevé que ce même courant dans le cas de l'alimentation par le secteur seul.

C'est ainsi que pour une alimentation directe par le réseau à 134 Volts, l'ordonnée correspondant à la résonance de l'harmonique 11, est plus faible que pour une alimentation à 128 Volts par l'intermédiaire de l'auto-transformateur.

Ce phénomène provient du fait que, si la réactance entrant en résonance avec la capacité ne varie guère, par contre, la résistance équivalente du circuit diminue quand on insère l'auto-transformateur.

La figure 7 illustre cette remarque. Elle représente la variation de la



résistance mesurée au primaire 220 Volts de l'auto-transformateur, pour diverses alimentations du transformateur Gindre de 2 kVA inséré au secondaire.

La résistance équivalente du circuit allant en diminuant au fur et à mesure que la tension d'alimentation est augmentée au primaire du transformateur étudié, le coefficient de surtension augmente, et les maxima observés pour la résonance de l'harmonique intéressé prennent une amplitude de plus en plus élevée.

Théorie générale du transformateur avec les inductances des fuites totales.

Reprenons les équations générales du transformateur écrites en notations complexes :

$$\begin{aligned} V_1 &= R_1 I_1 + j L_1 \omega I_1 + j M \omega I_2 \\ - V_2 &= R_2 I_2 + j L_2 \omega I_2 + j M \omega I_1 \end{aligned}$$

R_1 , L_1 , R_2 , L_2 étant respectivement les résistances et les self-inductances des enroulements primaire et secondaire; M , la mutuelle inductance entre les deux enroulements.

Éliminons I_1 des équations générales, il vient :

$$- \frac{j M \omega}{R_1 + j L_1 \omega} V_1 = \left(R_2 + j L_2 \omega + \frac{M^2 \omega^2}{R_1 + j L_1 \omega} \right) I_2 + V_2$$

$\frac{j M \omega}{R_1 + j L_1 \omega}$ n'est pas autre chose que le rapport des tensions secondaire et primaire $\frac{V_2}{V_1}$ lorsque $I_2 = 0$, c'est-à-dire lorsque le transformateur, alimenté par le côté primaire, a son enroulement secondaire ouvert.

Si l'on peut négliger R_2 vis-à-vis de $L_2 \omega^2$, ce qui est le cas le plus général, la parenthèse du second membre de l'équation ci-dessus peut s'écrire :

$$X_2 = R_2 + R_1 \left(\frac{M}{L_1} \right)^2 + j \left(L_2 - \frac{M^2}{L_1} \right) \omega$$

ou encore :
$$X_2 = \left[R_2 + R_1 \left(\frac{M}{L_1} \right)^2 \right] + j N_2 \omega,$$

$N_2 = L_2 - \frac{M^2}{L_1}$ étant l'inductance des fuites totales ramenées au secondaire.

Si l'on appelle $k = \frac{V_1}{V_2}$ le rapport de transformation à vide du transformateur, l'équation générale peut s'écrire :

$$- \frac{V_1}{k} = X_2 I_2 + V_2,$$

c'est l'équation générale d'un dipôle d'impédance X_2 .

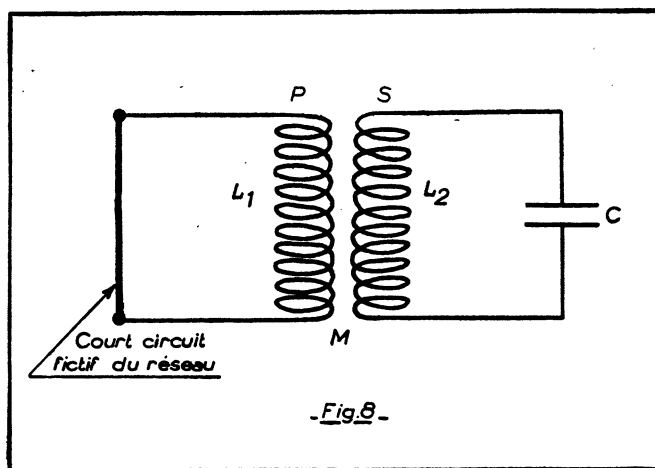
Cette impédance : $X_2 = \frac{V_2}{I_2}$ est celle que l'on peut mesurer en mettant en court-circuit les bornes de l'enroulement primaire du transformateur.

Remarque. — On peut également définir une impédance X_1 telle que :

$$X_1 = \left[R_1 + R_2 \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 \right] + j N_1 \omega,$$

cette impédance est celle que l'on mesure en fermant en court-circuit les bornes du secondaire, elle conduit à la détermination d'une inductance des fuites totales N_1 ramenées au primaire du transformateur.

Considérons maintenant le cas d'un transformateur dont le secondaire alimente une capacité de valeur telle que l'harmonique de rang n contenu dans la tension d'alimentation soit en résonance.



Soient L_1 et L_2 les self-inductances des enroulements primaire et secondaire, M leur mutuelle inductance. Soient, d'autre part, $(I_1)_n$ et $(I_2)_n$ les courants primaire et secondaire de fréquence $n \omega$.

On peut considérer que le circuit primaire, alimenté par le réseau, se trouve fermé en court-circuit sur lui-même, puisque le réseau présente, pour le montage étudié, une impédance pratiquement nulle.

Dans ces conditions, il est possible d'écrire :

$$R_1 (I_1)_n + j L_1 n \omega (I_1)_n + j M n \omega (I_2)_n = 0$$

$$R_2 (I_2)_n + j L_2 n \omega (I_2)_n + j M n \omega (I_1)_n = \frac{j}{n C \omega} (I_2)_n$$

En tirant $(I_1)_n$ de la première équation et en le portant dans la seconde il vient :

$$R_2 + j L_2 n \omega + \frac{M^2 n^2 \omega^2}{R_1 + j L_1 n \omega} = \frac{j}{n C \omega}$$

$$\begin{aligned} \text{ou encore : } R_1 R_2 + j R_2 L_1 n \omega + j R_1 L_2 n \omega - L_1 L_2 n^2 \omega^2 + M^2 n^2 \omega^2 \\ = \frac{j R_1}{n C \omega} - \frac{L_1}{C} \end{aligned}$$

et si l'on sépare les parties réelle et imaginaire de l'équation ci-dessus :

$$R_1 R_2 - L_1 L_2 n^2 \omega^2 + M^2 n^2 \omega^2 = - \frac{L_1}{C} \quad (1)$$

et

$$n \omega (R_2 L_1 + R_1 L_2) = \frac{R_1}{n C \omega} \quad (2)$$

En divisant l'équation (1) par L_1 et en posant :

$$L_2 - \frac{M^2}{L_1} = N_2$$

inductances des fuites totales rapportées au secondaire :

$$n^2 N_2 C \omega^2 = 1 + \frac{R_1 R_2 C}{L_1}$$

Cette équation caractérise donc la condition de résonance pour l'harmonique de rang n considéré.

Comme, dans le cas le plus général, les résistances R_1 et R_2 sont faibles, il est possible de négliger le deuxième terme du deuxième membre de l'équation ci-dessus et la condition de résonance se réduit à :

$$n^2 N_2 C \omega^2 = 1,$$

qui montre que la méthode de résonance conduit à la détermination de la réactance des fuites totales $N_2 \omega$ du transformateur.

D'autre part, l'équation (2) devient elle-même l'identité $0 = 0$ lorsqu'on néglige les résistances primaire et secondaire R_1 et R_2 .

Remarque. — Dans les transformateurs étudiés, auxquels nous avons appliqué la méthode de résonance, nous avons calculé le terme $\frac{R_1 R_2 C}{L_1}$ sa valeur est toujours comprise entre 10^{-3} et 10^{-5} . Il est donc absolument permis de négliger ce terme devant l'unité.

Il est intéressant de remarquer que, dans le cas d'un transformateur, les diverses grandeurs introduites par KAPP sont pratiquement identiques à celles utilisées dans la théorie du transformateur par les inductances de fuites totales, en effet :

1) les tensions réduites :

$$V'_1 = - V_1 \frac{j M \omega}{R_1 + j L_1 \omega} \quad \text{et} \quad V'_2 = - V_2 \frac{j M \omega}{R_2 + j L_2 \omega}$$

sont très peu différentes de celles qui interviennent dans la théorie de Kapp, du moins si les flux de fuites sont faibles vis-à-vis des flux principaux, et si les résistances sont négligeables vis-à-vis des réactances totales, ce qui est toujours le cas pour les transformateurs normaux.

On a en effet, très sensiblement :

$$\frac{-j M \omega}{R_1 + j L_1 \omega} \sim \frac{M}{L_1} \sim - \frac{n_2}{n_1}$$

et
$$\frac{-j M \omega}{R_2 + j L_2 \omega} \simeq -\frac{M}{L_2} \simeq -\frac{n_1}{n_2}$$

2) Pour la même raison, la résistance de l'enroulement secondaire ramenée au primaire : $R_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$, qui intervient dans la théorie de KAPP, est peu différente de la quantité $R_2 \left(\frac{M}{L_2} \right)^2$. De même $R_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$ diffère peu de $R_1 \left(\frac{M}{L_1} \right)^2$.

Dans ces conditions, les deux méthodes sont équivalentes et en se reportant aux expressions de l_1 et de l_2 on vérifie que

$$N_1 = \lambda_1 = l_1 + l_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \quad \text{et} \quad N_2 = \lambda_2 = l_2 + l_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$$

Toutefois il est également bon de reconnaître que la méthode faisant directement intervenir les réactances de fuites totales n'oblige à formuler aucune hypothèse sur la forme des flux et est par conséquent préférable à celle qui donne à chaque enroulement des coefficients de self-induction de fuites respectifs.

Comparaison des résultats obtenus par la méthode de résonance avec ceux déduits de la théorie de Kapp.

Nous avons appliqué la méthode de résonance à plusieurs transformateurs, et nous avons comparé les résultats obtenus avec ceux de la théorie de KAPP.

Le tableau 2 ci-dessous reproduit ces résultats pour les trois appareils essayés.

TABLEAU 2.

Référence des appareils étudiés	Caractéristiques	$N_2 \omega$ par la méthode de résonance — ohm —	Réactance de fuites par la méthode de Kapp — ohm —
Transformateur 2 kVA	Tension primaire 220 V. Tension secondaire 250 V.	1.86	1.82
Transformateur 7,5 kVA	Tension primaire 13.000 V. Tension secondaire 230 V.	0,220	0,226
Transformateur 25 kVA	Tension primaire 13.000 V. Tension secondaire 230 V.	0,065	0,065

Ces résultats montrent entre eux une parfaite concordance et confirment la théorie selon laquelle la méthode de KAPP et les équations générales utilisant les réactances de fuites totales conduisent au même résultat.

Si la méthode de résonance nécessite un matériel assez particulier, tel que des capacités de diverses valeurs, elle permet cependant d'obtenir les caractéristiques du fonctionnement en court-circuit sans qu'il soit nécessaire de réaliser un tel fonctionnement.

On peut noter, d'ailleurs, que lors de la marche en court-circuit, les mesures effectuées peuvent, dans certains cas être entachées d'erreurs, en particulier lorsque la présence d'un appareil de mesure dans les liaisons directes entre bornes introduit des résistances non négligeables.

CHAPITRE II

APPLICATION DE LA MÉTHODE DE RÉSONANCE AUX MACHINES SYNCHRONES'

Les harmoniques de tension des machines synchrones.

Les principaux harmoniques rencontrés dans les machines synchrones proviennent de trois origines différentes :

- la répartition du flux le long de l'entrefer, qui n'est jamais parfaitement sinusoïdale;
- une ondulation périodique du flux sous l'action de la denture;
- l'influence de la réaction d'induit.

1) Répartition non sinusoïdale du flux le long de l'entrefer.

Si le flux créé par l'inducteur d'une machine synchrone présentait une répartition sinusoïdale le long de l'entrefer, la f. e. m. développée aux extrémités d'un seul conducteur serait elle-même sinusoïdale, et, par suite, la f. e. m. totale le serait également.

En général, il n'en est pas ainsi et la courbe de répartition du flux le long de l'entrefer a une allure quelconque.

Cependant, dans la plupart des machines hétéropolaires, la demi-période négative est la reproduction de la demi-période positive après changement de signe.

Dans ces conditions, la courbe représentative du flux est dépourvue d'harmoniques pairs; de plus, il arrive très souvent, en particulier lors du fonctionnement à vide, que l'on observe une symétrie par rapport à l'axe d'un pôle, et la courbe de répartition du flux ne contient que des harmoniques impairs ayant leur maxima au quart de période.

Le flux dans l'entrefer d'une machine synchrone hétéropolaire pourra donc être représenté par une fonction de la forme :

$$\Phi = \Phi_1 \cos p \Theta + \Phi_3 \cos 3p \Theta + \dots + \Phi_{2n+1} \cos (2n + 1) p \Theta$$

Cette répartition, déterminée à partir de la forme des pôles subit d'autres déformations dues aux effets de la denture et de la réaction d'induit en charge.

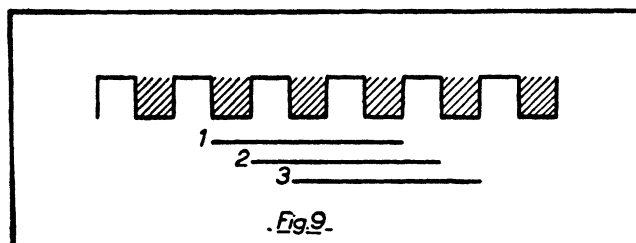
On montre, enfin, que la courbe de tension d'un alternateur muni d'un bobinage théorique, constitué par une spire unique embrassant un pas polaire, est de même forme que la courbe de répartition du flux, si celle-ci

(1) J. LAGASSE. Application de la méthode de résonance aux machines synchrones. — C. R. Ac. Sciences, 1951, t. 232, p. 2194.

ne contient pas d'harmonique pair, ce qui est le cas pour les alternateurs hétéropolaires.

2) *Ondulation périodique du flux sous l'action de la denture.*

Considérons un alternateur possédant $2n$ encoches par double pas polaire.



Lorsque le pôle occupe la position 1 (*fig. 9*), la réluctance de l'entrefer est minimum, le flux a donc sa valeur maximum; pour la position 2, au contraire, le flux présente sa valeur minimum, puisque la réluctance est devenue elle-même maximum; dans la position 3, les phénomènes sont identiques à ceux de la position 1.

Le flux subit donc une ondulation périodique dont la période est $1/2n$ fois la période fondamentale.

A condition que la courbe de répartition du flux ne soit pas déformée par une autre cause, on peut donc écrire :

$$\Phi = \Phi_0 \cos \omega t [1 + \lambda \cos (2n \omega t - \psi)]$$

Les harmoniques de denture sont donc en réalité des harmoniques de rang pair, mais leur amplitude est variable et on peut les décomposer en deux harmoniques de rang impair dont les amplitudes respectives seraient constantes.

En effet, l'expression ci-dessus peut s'écrire :

$$\Phi = \Phi_0 \cos \omega t + \frac{\lambda \Phi_0}{2} \cos [(2n - 1) \omega t - \psi] + \frac{\lambda \Phi_0}{2} \cos [(2n + 1) \omega t + \psi]$$

Si l'on désigne par x le nombre d'encoches par pôle et par phase, et par q le nombre de phases, le rang des deux harmoniques de denture sera respectivement :

$$2qx - 1 \quad \text{et} \quad 2qx + 1$$

Le coefficient λ est d'autant plus élevé que l'ouverture des encoches est plus importante par rapport à l'entrefer.

3) *Harmoniques de réaction d'induit.*

Lorsqu'une machine synchrone fonctionne en charge, c'est-à-dire que l'induit est parcouru par un courant, la courbe de la f.m.m. de l'induit n'est pas, en général, répartie sinusoïdalement le long de l'entrefer.

On peut décomposer cette courbe en un fondamental et en un certain nombre d'harmoniques tournant à des vitesses différentes et créant de nouveaux harmoniques dans la tension.

Il s'agit, en particulier, d'harmoniques 3 qui apparaissent dans la tension simple de la machine.

Cette distorsion de la tension par phase a pour conséquence de faire apparaître une différence de potentiel entre le point neutre de l'alternateur et la terre.

Diminution de l'amplitude des harmoniques.

Les harmoniques contenus dans la f. e. m. et provenant de la déformation du champ peuvent être réduits par deux moyens :

— l'amélioration de la répartition du flux le long de l'entrefer par l'augmentation de l'entrefer aux extrémités de l'épanouissement polaire ou par la disposition asymétrique de paquets de tôles par rapport à l'axe radial de l'inducteur.

— l'amélioration du bobinage par l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase et l'adoption soit d'un pas raccourci pour l'enroulement, soit d'un nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase.

Pour réduire l'importance des harmoniques de denture, on adopte des encoches partiellement fermées et on évite la saturation des dents. De plus, on incline les encoches par rapport à l'axe de la machine, en décalant les deux extrémités d'un pas dentaire. On peut également laisser les encoches droites et incliner les arêtes des pièces polaires. Un résultat identique peut être obtenu en poinçonnant les tôles de façon à obtenir des dents d'une forme asymétrique préalablement déterminée.

Enfin, les harmoniques de réaction d'induit peuvent être sensiblement diminués par l'adoption d'une cage d'écureuil en cuivre noyée dans les épanouissements polaires, dispositif proposé par M. LEBLANC.

D'une manière générale, les solutions ci-dessus permettent une réduction sensible de l'amplitude des harmoniques.

Il n'en reste pas moins que l'on admet, de nos jours, qu'une onde de tension dont le taux d'harmonique n'est pas supérieur à 5 % peut être réputée sinusoïdale.

Pour certaines applications (étalonnage, laboratoires...) le taux d'harmoniques ne devra pas dépasser 2 %. Cette condition implique un surdimensionnement de la machine.

Les taux d'harmoniques rencontrés dans les machines courantes étant de l'ordre de 5 %, il est permis de penser que la méthode de résonance peut être appliquée généralement à toutes les machines synchrones.

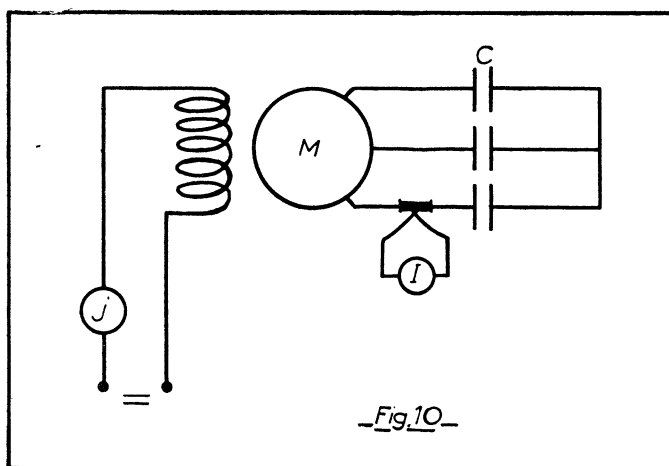
Nous allons présenter les résultats obtenus à la suite de ces applications et développer les conclusions que nous avons pu dégager, dans les conditions des essais effectués.

Méthode de mesure.

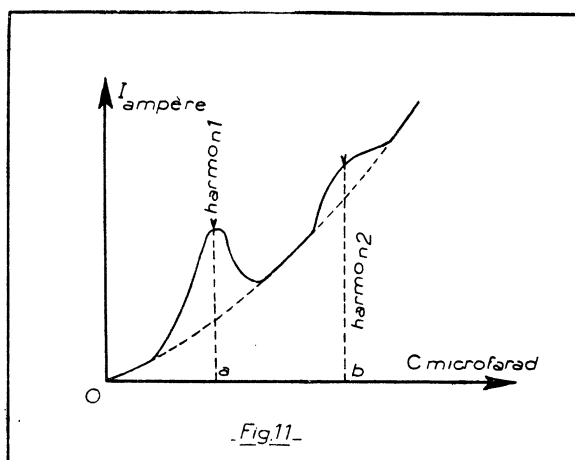
Considérons une machine synchrone entraînée à vitesse normale, et dont l'induit débite sur une batterie de condensateurs dont on peut faire varier la capacité.

Maintenons le courant d'excitation de la machine constant et faisons croître depuis une valeur nulle la capacité C sur laquelle débite le stator.

Insérons, dans une phase du stator, un ampèremètre dont le coefficient de self-induction est négligeable et notons pour toutes les valeurs de la capacité C , rapportées à une phase, celles du courant I débité par l'alternateur (*fig. 10*). L'ampèremètre de mesure peut être, par exemple, un



appareil thermique, ou encore un appareil à thermo-couple. Si l'on trace la courbe représentant les variations du courant I en fonction de la capacité C , on remarque qu'elle présente l'allure générale de la figure 11.



Cette courbe possède un ou plusieurs maxima, et l'observation, à l'aide d'un oscillographe cathodique, de la courbe de courant correspondant aux capacités de valeurs a et b montre qu'il s'agit de la résonance d'harmoniques de rangs tels que n_1 et n_2 avec : $n_1 > n_2$.

Il paraît logique de penser que l'application de la condition de résonance : $n^2 LC \omega^2 = 1$ pour les valeurs a et b de la capacité C , et n_1 et n_2 de n , permet de déterminer la valeur de réactances $L\omega$ que nous allons nous efforcer de définir.

Sens de rotation des harmoniques dans les machines synchrones.

Nous limiterons notre étude au cas des machines synchrones triphasées, dont les forces électromotrices constituent un système triphasé équilibré non sinusoïdal.

Considérons les trois forces électromotrices périodiques, identiques et non sinusoïdales, produites par une machine synchrone triphasée.

Si T est la période fondamentale de ces forces électromotrices, elles sont de la forme générale :

$$e_1 = f(t); \quad e_2 = f\left(t - \frac{T}{3}\right); \quad e_3 = f\left(t - \frac{2T}{3}\right)$$

Développons en série de Fourier chacune de ces f. e. m.; en appelant ω la pulsation du terme fondamental, on pourra écrire :

$$e_1 = A_1 \cos(\omega t - \varphi_1) + \dots + A_n \cos(n\omega t - \varphi_n) + \dots$$

$$e_2 = A_1 \cos\left[\omega\left(t - \frac{T}{3}\right) - \varphi_1\right] + \dots + A_n \cos\left[n\omega\left(t - \frac{T}{3}\right) - \varphi_n\right] + \dots$$

$$e_3 = A_1 \cos\left[\omega\left(t - \frac{2T}{3}\right) - \varphi_1\right] + \dots + A_n \cos\left[n\omega\left(t - \frac{2T}{3}\right) - \varphi_n\right] + \dots$$

ou encore :

$$e_1 = A_1 \cos(\omega t - \varphi_1) + \dots + A_n \cos(n\omega t - \varphi_n) + \dots$$

$$e_2 = A_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_1\right) + \dots + A_n \cos\left[n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_n\right] + \dots$$

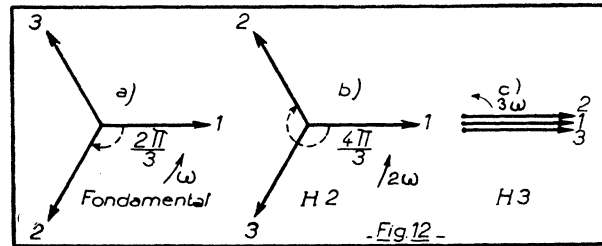
$$e_3 = A_1 \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_1\right) + \dots + A_n \cos\left[n\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) - \varphi_n\right] + \dots$$

Chaque harmonique de rang n , considéré séparément dans les 3 phases du système, constitue un système triphasé équilibré; si, comme nous l'avons supposé en écrivant les développements précédents, les termes fondamen-

taux se succèdent avec un déphasage de $-\frac{2\pi}{3}$, ils constituent un *système triphasé direct* d'ordre 1, de pulsation ω ; les harmoniques de rang n sont alors déphasés les uns par rapport aux autres de $-n \cdot \frac{2\pi}{3}$ et constituent un système triphasé direct d'ordre n , de pulsation $n\omega$.

Dans le cas particulier du système triphasé considéré, les termes fondamentaux peuvent être représentés par les vecteurs de l'étoile régulière de la figure 12 a), qui constitue un système triphasé direct d'ordre 1.

Les termes harmoniques 2 peuvent être représentés par l'étoile régulière de la figure 12 b) qui tourne à la vitesse 2ω et qui constitue un système triphasé d'ordre 2 ou inverse d'ordre 1.



Enfin, les termes harmoniques 3 forment un système triphasé homopolaire tournant à la vitesse 3ω .

On peut donc énoncer ainsi que l'a fait, en particulier, M. FALLOU, les propositions suivantes :

Dans tout système équilibré composé de 3 grandeurs périodiques non sinusoïdales, représenté, par exemple, par les f. e. m. d'une machine synchrone triphasée, si les termes fondamentaux constituent un système triphasé direct d'ordre 1;

a) les harmoniques de rang $n = 3k$ constituent des systèmes homopolaires;

b) les harmoniques de rang $n = 3k + 1$ constituent des systèmes triphasés directs d'ordre 1.

c) les harmoniques $n = 3k - 1$ constituent des systèmes triphasés directs d'ordre 2, c'est-à-dire des systèmes triphasés inverses d'ordre 1.

Dans le cas de machines synchrones triphasées, qui ne contiennent que des harmoniques de rang impair, nous pouvons résumer les propositions ci-dessus dans le tableau suivant :

TABLEAU 3.

Ordre du système	Rang des harmoniques
1 (direct)	1 — 7 — 13 — 19 — 25
2 (inverse)	5 — 11 — 17 — 23 — 29
3 ou 0 (homopolaire)	3 — 9 — 15 — 21 — 27

Les propriétés des harmoniques que nous venons de rappeler ci-dessus permettent déjà de prévoir quelques-uns des résultats auxquels va permettre d'aboutir l'emploi de la méthode de résonance.

En effet, l'application de la condition de résonance avec des harmoniques de rang n tel que $n = 3k + 1$, va conduire à la détermination d'une réactance qui correspond à un flux parcourant le circuit magnétique dans le sens direct.

Au contraire, l'application de cette même condition de résonance avec des harmoniques de rang n tel que $n = 3k - 1$ va conduire à la détermination d'une réactance qui correspond à un flux parcourant le circuit magnétique dans le sens inverse, c'est-à-dire en un mot à une réactance inverse.

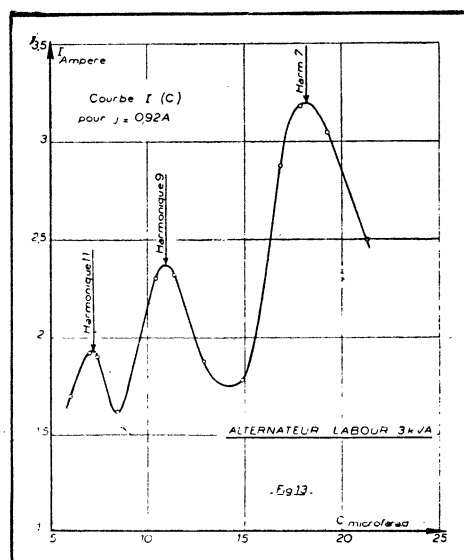
Résultats expérimentaux de l'application de la méthode de résonance aux machines synchrones. Cas de machines non saturées.

Nous avons appliqué la méthode de résonance à plusieurs machines synchrones, nous énumérerons successivement les résultats obtenus sur les machines ci-dessous :

1° Alternateur Labour	3 kVA — monophasé
2° Alternateur Leroy	5 kVA — triphasé
3° Alternateur Leroy	20 kVA — triphasé
4° Alternateur C. G. E. N.	75 kVA — triphasé
5° Alternateur Labour	3 kVA — triphasé
6° Alternateur C. G. E. N.	19 kVA — triphasé

1° Alternateur Labour 3 kVA — monophasé.

La courbe représentée figure 13, représente les variations du courant dans l'induit de l'alternateur débitant sur des capacités de valeur variable depuis zéro jusqu'à trente microfarads, pour un courant d'excitation : $j = 0,92$ A.



On observe sur cet alternateur, de puissance 3 kVA sous 220 V. de construction assez ancienne, la résonance de trois harmoniques principaux, le 7, le 9 et le 11.

On remarque des maxima assez importants qui montrent que la courbe de tension à vide de cet alternateur est sensiblement déformée.

Le tableau n° 4, ci-après, résume les résultats obtenus par l'application de la méthode de résonance à cette machine.

TABLEAU 4.

Harmonique	7	9	11
Capacité provoquant la résonance — μf —	18,2	11,0	7,2
Valeur de la réactance — ohm —	3,58	3,57	3,66

Les trois réactances calculées pour la résonance de trois harmoniques différents sont donc en parfait accord.

Dans le cas d'un alternateur monophasé, en effet, le rang des harmoniques n'intervient pas dans le sens de rotation des f. e. m. correspondant à ces divers harmoniques et il est normal que tous les harmoniques conduisent à la détermination d'une même réactance.

Nous retiendrons, pour cet alternateur, une valeur de réactance, moyenne entre les trois valeurs ci-dessus, soit :

$$X = 3,60 \text{ ohm.}$$

2° Alternateur Leroy 5 kVA triphasé.

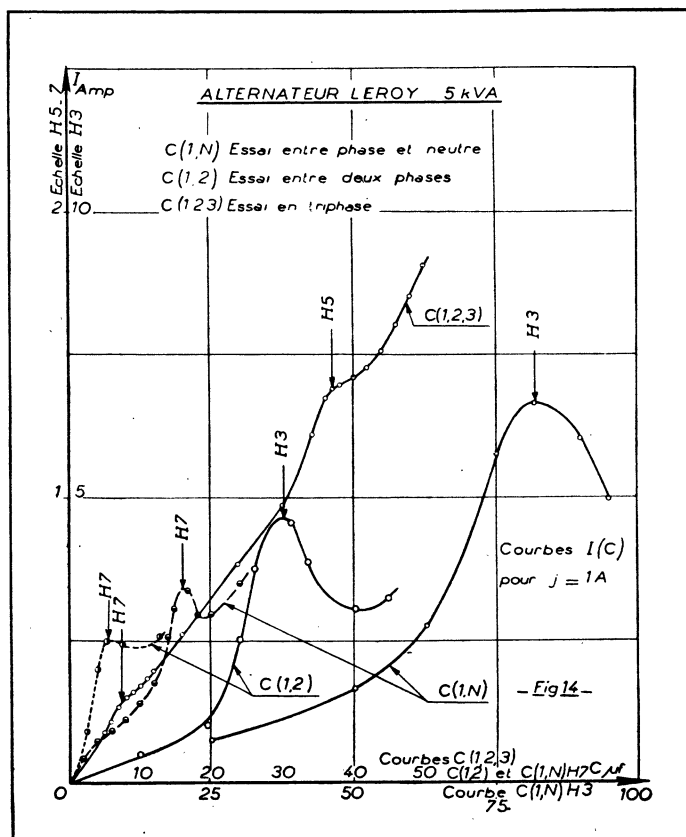
Nous avons effectué les mêmes mesures que précédemment sur un alternateur Leroy 5 kVA triphasé; nous avons cependant ajouté aux essais précédents des essais en fonctionnement monophasé : entre phases et entre phase et neutre.

La figure 14 reproduit les variations du courant dans l'induit de la machine en fonction de la capacité C insérée dans une phase, pour les trois fonctionnements considérés.

Dans chacun de ces trois fonctionnements on a obtenu la résonance de deux harmoniques distincts :

— en triphasé, les harmoniques 5 et 7, d'amplitude relativement faible; l'alternateur est de construction moderne, son circuit magnétique est peu saturé, et le coefficient de surtension du circuit constitué par la résistance de l'induit, la réactance mesurée et la capacité C est peu élevé.

— en monophasé, les harmoniques 3 et 7, dans chacun des fonctionnements, entre phases et entre phase et neutre; le coefficient de surtension est plus important et l'amplitude du courant, lors de la résonance d'un harmonique, est elle-même plus élevée.



Le tableau n° 5, ci-dessous, résume les résultats obtenus par l'application de la méthode de résonance à chacun des cas considérés.

TABLEAU 5.

Harmonique		3	5	7	Valeur moyenne
Capacité provoquant la résonance — μf —	triphasé (1, 2, 3)	—	37	7,6	
	monophasé (1, 2)	30,5	—	5,5	
	monophasé (1, N)	78	—	15,7	
Valeur de la réactance déterminée — ohm —	triphasé (1, 2, 3)	—	3,5	8,5	—
	monophasé (1, 2)	11,6	—	11,8	11,7
	monophasé (1, N)	4,4	—	4,2	4,3

Des résultats ci-dessus, on peut déduire les remarques ci-après :

a) Les réactances déterminées par la méthode de résonance, dans le cas des essais en monophasé, présentent la même valeur quel que soit le rang de l'harmonique considéré. En effet dans l'essai entre phases, la divergence entre les deux valeurs déterminées pour la résonance des harmoniques 3 et

7 est de 1,7 %; pour l'essai entre phase et neutre, cette même divergence s'établit à 0,5 %.

Ce résultat confirme bien ceux que nous avons obtenus sur l'alternateur Labour 3 kVA monophasé.

b) Pour le fonctionnement de la machine en triphasé, les réactances déterminées présentent, par contre, des valeurs nettement différentes. Ce résultat expérimental confirme notre hypothèse préliminaire concernant l'influence du rang de l'harmonique sur le sens de rotation du champ et par conséquent sur la nature de la réactance mesurée.

En effet, la f. m. m. résultante engendrée par l'harmonique de rang 7 tourne toujours dans le même sens que la f. m. m. résultante due au fondamental, tandis que celle qui est engendrée par l'harmonique de rang 5 tourne dans le sens inverse; de ce fait, les réactances mesurées par la méthode de résonance pour la résonance des 2 harmoniques ci-dessus présentent des valeurs nettement différentes.

Pour la simplification de l'exposé, nous admettrons, dans tout ce qui va suivre, que le système triphasé formé par les termes fondamentaux du courant constitue un système direct.

Par contre, il est permis de dire que la réactance mesurée par l'intermédiaire d'un harmonique inverse représente la réactance inverse de la machine. La valeur obtenue à partir de la méthode de résonance provient, en effet, d'une détermination réalisée dans des conditions analogues à celles qui seraient obtenues au cours d'un essai de la machine avec champ inverse en triphasé équilibré, essai envisagé par M. R. DAVID.

Nous avons d'ailleurs déterminé la réactance inverse par la méthode de M. FALLOU dite des deux caractéristiques en court-circuit.

La caractéristique à vide et la caractéristique en court-circuit triphasé donne la réactance synchrone longitudinale X_l .

D'autre part, la caractéristique à vide et la caractéristique en court-circuit diphasé donne la somme des réactances synchrones longitudinale et inverse : $X_l + X_i$.

La figure 15 reproduit les caractéristiques à vide et en court-circuit de l'alternateur étudié.

Pour $j = 1$ ampère on lit :

$$\begin{aligned} E &= 85 \text{ Volt} \\ (I_{cc})_3 &= 3,4 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

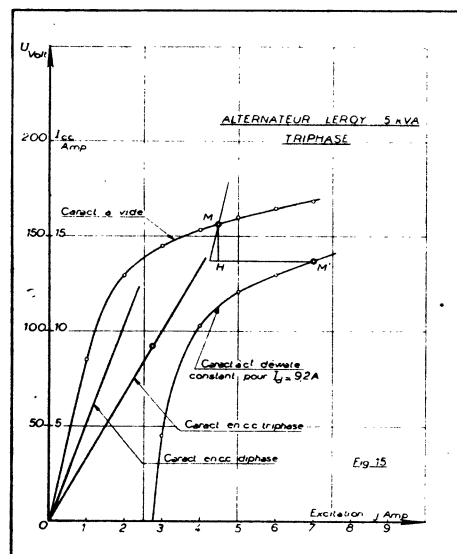
et

$$(I_{cc})_2 = 5,1 \text{ Amp.}$$

$$\text{D'où : } X_l = \frac{85}{3,4} = 25 \text{ ohm,} \quad X_l + X_i = \frac{85 \sqrt{3}}{5,1} = 28,8 \text{ ohm.}$$

D'où la valeur de la réactance inverse

$$X_i = 3,8 \text{ ohm.}$$



Cette valeur est très voisine de celle mesurée par la méthode de résonance pour un harmonique inverse qui a été trouvée égale à 3,5 ohm.

3° Alternateur Leroy 20 kVA — triphasé.

Nous avons pu obtenir sur cette machine pour un courant d'excitation de 2 Ampère pour lequel la machine n'est pas saturée, la résonance des harmoniques 5 et 7.

Les courbes I (C) présentent une allure identique à celles obtenues pour les deux alternateurs précédents.

Le tableau n° 6 ci-dessous, résume les résultats obtenus pour les divers fonctionnements réalisés.

TABLEAU 6.

Harmonique		5	7
Capacité provoquant la résonance — μf —	triphasé (1, 2, 3)	228	31,5
	monophasé (1, 2)	48	24,5
	monophasé (1, N)	—	71,0
Valeur de la réactance déterminée — ohm —	triphasé (1, 2, 3)	0,56	2,07
	monophasé (1, 2)	2,66	2,66
	monophasé (1, N)	—	0,92

Comme dans les cas précédents, les réactances déterminées lors d'un fonctionnement de l'alternateur en triphasé sont très différentes suivant qu'il s'agit d'un harmonique de rang 5 ou 7.

Pour le fonctionnement en monophasé, tous les harmoniques conduisent au même résultat.

Comparons la réactance mesurée par la méthode de résonance pour un harmonique inverse avec la réactance inverse déterminée par la méthode proposée par M. FALLOU.

La figure 16 donne les caractéristiques à vide et en court-circuit de l'alternateur étudié.

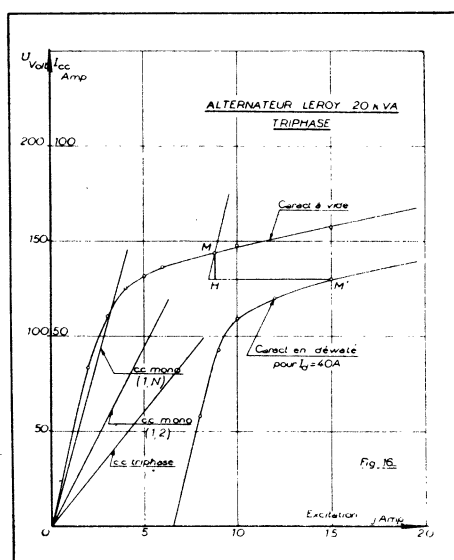
Pour $j = 2$ Ampère, on lit :

$$E = 83,5 \text{ Volt}$$

$$(I_{cc})_3 = 12 \text{ Ampère}$$

$$(I_{cc})_2 = 19,25 \text{ Ampère}$$

$$\text{D'où : } X_l = \frac{83,5}{12} = 6,95 \text{ ohm} \quad \text{et} \quad X_l + X_i = \frac{83,5 \sqrt{3}}{19,25} = 7,52 \text{ ohm.}$$



La réactance inverse

$$X_i = 0,57 \text{ ohm}$$

mesurée par cette méthode est donc très peu différente de celle déterminée par la méthode de résonance qui présente une valeur de 0,56 ohm.

Les résultats ci-dessus confirment donc ceux obtenus sur les deux alternateurs précédents et en particulier, pour le fonctionnement en triphasé, le fait que la réactance inverse peut être déterminée par la méthode de résonance appliquée à l'aide d'un harmonique inverse de rang tel que 5, 11, 17, etc.

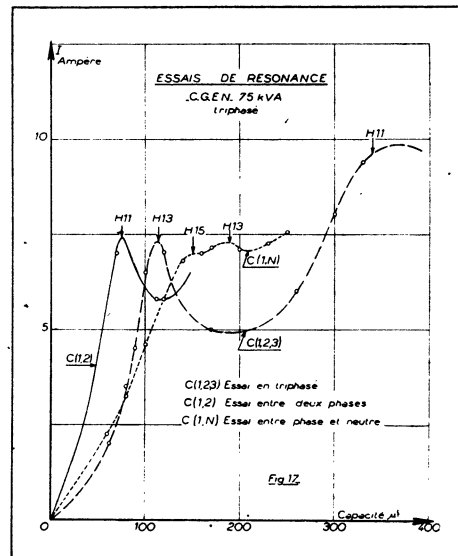
4° *Alternateur C. G. E. N. 75 kVA — triphasé.*

5° *Alternateur Labour 3 kVA — triphasé.*

6° *Alternateur C. G. E. N. 19 kVA — triphasé.*

Appliquée à ces alternateurs, la méthode de résonance a conduit aux mêmes résultats que pour les alternateurs précédents.

Les figures 17, 18 et 19 reproduisent les courbes I (C) pour chacun des alternateurs étudiés ainsi que pour les divers fonctionnements réalisés.



Les tableaux 7, 8 et 9 résument pour chacune de ces machines les résultats obtenus.

TABLEAU 7. (C. G. E. N. 75 kVA — triphasé)

Rang de l'harmonique		11	13	15	Valeur moyenne
Capacité provoquant la résonance — μf —	triphasé (1, 2, 3)	340	114	—	
	monophasé (1, 2)	—	76	—	
	monophasé (1, N)	—	190	150	
Valeur de la réactance déterminée — ohm —	triphasé (1, 2, 3)	0,078	0,165	—	
	monophasé (1, 2)	—	0,248	—	0,248
	monophasé (1, N)	—	0,099	0,095	0,097

TABLEAU 8. (Labour 3 kVA — triphasé)

Rang de l'harmonique		3	7	9	11	13	Valeur moyenne
Capacité provoquant la résonance — μf —	triphasé (1, 2, 3)	—	—	—	10,5	3,9	
	monophasé (1, 2)	47	9	5,5	3,5	—	
	monophasé (1, N)	—	22	13	9	6	
Valeur de la réactance déterminée — ohm —	triphasé (1, 2, 3)	—	—	—	2,5	4,85	
	monophasé (1, 2)	7,5	7,25	7,2	7,5	—	7,4
	monophasé (1, N)	—	2,95	3,02	2,93	2,90	2,95

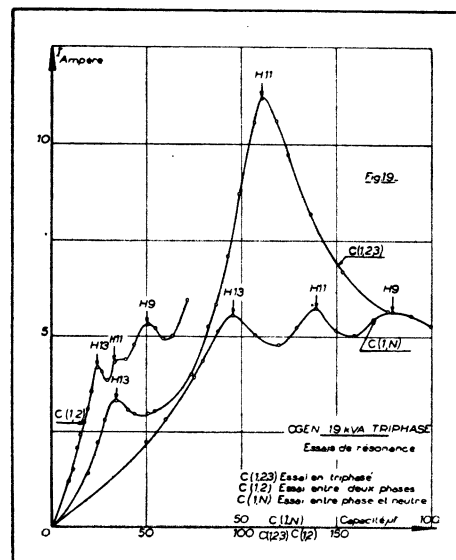
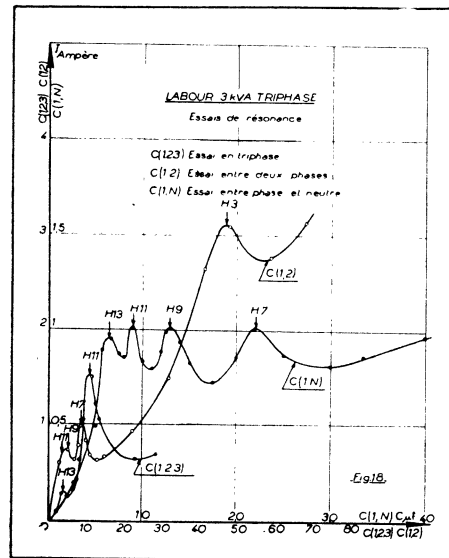


TABLEAU 9

(C.G.E.N. 19 kVA — triphasé)

Rang de l'harmonique		9	11	13	Valeur moyenne
Capacité provo- quant la résonance — μf —	triphasé (1, 2, 3)	—	110	35	
	monophasé (1, 2)	50	34	24	
	monophasé (1, N)	90	70	47,5	
Valeur de la réac- tance déterminée — ohm —	triphasé (1, 2, 3)	—	0,24	0,54	
	monophasé (1, 2)	0,79	0,78	0,78	0,78
	monophasé (1, N)	0,43	0,38	0,40	0,40

Nous avons d'autre part comparé les réactances inverses mesurées par la méthode de résonance à celles déterminées par la méthode des deux caractéristiques en court-circuit de M. FALLOU, le tableau n° 10 ci-dessous résume les résultats de cette comparaison :

TABLEAU 10.

	Méthode de résonance	Méthode des deux caractéristiques en court-circuit.		
	Réactance inverse $(X_i)_R$ ohm.	$X_i = \frac{E}{(I_{cc})_3}$	$X_i + X_i = \frac{E\sqrt{3}}{(I_{cc})_2}$	X_i ohm.
C.G.E.N. 75 kVA	0,078	$\frac{39,5}{100} = 0,395$	$\frac{39,5\sqrt{3}}{144} = 0,475$	0,080
Labour 3 kVA	2,5	$\frac{61,5}{5,6} = 11,01$	$\frac{61,5\sqrt{3}}{7,8} = 13,7$	2,70
C.G.E.N. 19 kVA	0,24	$\frac{58}{40} = 1,45$	$\frac{58\sqrt{3}}{57,5} = 1,74$	0,29

Les résultats ci-dessus confirment une fois de plus notre première hypothèse selon laquelle la réactance mesurée par la méthode de résonance pour un harmonique inverse correspond bien à la réactance inverse de la machine.

Avant d'entreprendre les considérations sur les réactances mesurées par la méthode de résonance, nous résumerons dans le tableau n° 11 ci-après les résultats des mesures effectuées sur les 6 alternateurs essayés en appelant :

X_{123} , la réactance mesurée par la méthode de résonance, lors de l'essai en triphasé, à partir d'un harmonique direct;

X_{12} , celle correspondant à l'essai entre deux phases;

X_{1N} , celle correspondant à l'essai entre phase et neutre;

$(X_i)_R$, la réactance inverse mesurée par la résonance d'un harmonique inverse;

X_i , la réactance inverse mesurée par la méthode de M. FALLOU;

$\lambda\omega$, la réactance de fuites de l'induit mesurée par la méthode de POTIER,

Dans ce tableau nous avons exprimé chaque réactance d'une part en ohm, d'autre part en valeur réduite en prenant pour réactance nominale de l'alternateur étudié le rapport :

$$X_n = \frac{U_n}{\sqrt{3} I_n}$$

de la tension nominale par phase au courant nominal.

TABLEAU 11.
Récapitulation des réactances des divers alternateurs étudiés.
Méthode de Résonance

ALTERNATEURS	X_{123} ohm %	X_{12} ohm %	X_{1N} ohm %	$(X_i)_R$ ohm %	X_i ohm %	$\lambda\omega$ ohm %
Labour 3 kVA monophasé $X_n = 16,2 \text{ ohm} = 100 \%$			3,60 22,2			0,93 5,8
Leroy 5 kVA triphasé $X_n = 9,7 \text{ ohm} = 100 \%$	8,5 87,5	11,7 121	4,3 44,3	3,5 36,1	3,8 39,2	2,02 20,6
Leroy 20 kVA triphasé $X_n = 2,425 \text{ ohm} = 100 \%$	2,07 85,5	2,66 110	0,92 37,9	0,56 23,1	0,57 23,5	0,35 14,4
C.G.E.N. 75 kVA triphasé $X_n = 0,645 \text{ ohm} = 100 \%$	0,165 25,6	0,248 38,5	0,097 15	0,078 12,1	0,080 12,4	0,090 14,0
Labour 3 kVA triphasé $X_n = 16,2 \text{ ohm} = 100 \%$	4,85 30	7,4 45,5	2,95 18,2	2,5 15,5	2,70 16,7	1,98 12,2
C.G.E.N. 19 kVA triphasé $X_n = 2,54 \text{ ohm} = 100 \%$	0,54 21,2	0,78 30,7	0,40 15,7	0,24 9,5	0,29 11,4	0,25 9,8

Considérations sur les réactances mesurées par la méthode de résonance.

1. - *Signification de la réactance mesurée en triphasé à partir d'un harmonique direct.*

Jusqu'à présent, nous n'avons émis aucune hypothèse sur la nature de la réactance X_{123} mesurée par la méthode de résonance à partir d'un harmonique direct.

Lorsqu'un alternateur triphasé possède des harmoniques provenant de la déformation du champ inducteur, la f. e. m. de cet alternateur n'est pas sinusoïdale, et peut être représentée par une relation de la forme :

$$E = E_1 \cos. (\omega t - \varphi_1) + \dots + E_n \cos. (n\omega t - \varphi_n) + \dots +$$

Branchons aux bornes de l'induit de cette machine des capacités de valeur convenable pour réaliser la résonance de l'harmonique de rang n .

Dans ces conditions, le courant I_n correspondant n'est plus limité que par la résistance R_n du circuit, résistance fictive qui tient compte, en particulier, des pertes par courants de Foucault pour la fréquence $n\omega$ considérée.

On peut dès lors considérer que la résonance d'un harmonique correspond à un court-circuit presque parfait de la machine fictive qui posséderait

une f. e. m. E_n de pulsation $n\omega$, si la résistance R_n présente une valeur assez faible, ce qui est le cas le plus général.

La f. m. m. harmonique issue de l'induit présente donc au moment de la résonance une valeur importante, et dans le cas d'un harmonique direct, les f. m. m. triphasées ainsi créées donnent naissance à un champ tournant dans le même sens que le rotor mais à la vitesse $n \cdot \frac{\omega}{p}$ dans le cas le plus général d'une machine à $2p$ pôles.

L'induit étant en court-circuit, et l'inducteur fermé sur son excitatrice ou sur un réseau d'impédance négligeable, étant lui-même en court-circuit, le flux résultant dû à l'harmonique de rang n se trouve localisé dans les circuits de dispersion magnétique de l'inducteur et de l'induit.

Il en résulte que la réactance que l'on mesure à partir de la résonance d'un harmonique direct n'est autre que la réactance des fuites totales ramenées à l'induit de la machine.

En effet, si nous assimilons l'alternateur étudié, en supposant tout d'abord que ce dernier ne possède pas d'amortisseur, à un transformateur à deux enroulements, et si nous remarquons que le flux engendré par un courant de pulsation $(n-1)\omega$ dans l'inducteur devient, rapporté au stator, un flux de pulsation $n\omega$ l'équation générale du phénomène, s'écrit de la même façon, que dans le cas du transformateur envisagé au chapitre I, et l'on aboutit à une relation de la forme :

$$N_2 C n^2 \omega^2 = 1$$

avec :

$$N_2 = L_2 - \frac{3}{2} \frac{M^2}{L_1}$$

relation qui exprime la condition de résonance pour l'harmonique de rang n .

L_1 représente la self-inductance cyclique du stator qui s'écrit :

$$L_1 = L_2 - M_{22}$$

L_2 étant la self-inductance de chaque phase de l'induit, M_{22} la mutuelle inductance entre deux phases quelconques de l'induit;

L_1 représente la self-inductance de l'inducteur et M la mutuelle inductance entre l'inducteur et une phase de l'induit à l'instant où l'axe de cette phase et celui de l'inducteur coïncident;

— enfin N_2 représente l'inductance des fuites totales entre induit et inducteur rapportées à l'induit.

Ainsi envisagés, les phénomènes se présentent d'une manière relativement simple. Cependant, les conditions particulières de construction et de fonctionnement des machines synchrones vont tendre à les rendre plus complexes.

1° Si nous nous en tenons aux hypothèses ci-dessus la méthode de résonance devrait permettre la détermination de la réactance de fuites tota-

les entre induit et inducteur. Mais, cette hypothèse ne tient pas compte de la présence dans l'inducteur d'un amortisseur, ou dans le cas le plus général de pôles massifs ou feuilletés, qui ont tendance à jouer un rôle analogue.

Comme, de plus, lorsqu'on réalise la résonance d'un harmonique donné, le phénomène qui prend naissance est de fréquence élevée, il semble, dans ces conditions, que les amortisseurs doivent intervenir et en conséquence que la réactance mesurée par la méthode de résonance correspond à la réactance des fuites totales entre induit, inducteur et amortisseur, c'est-à-dire à la réactance que les auteurs désignent couramment sous le nom de réactance subtransitoire.

2° De plus, dans les alternateurs à pôles saillants, cette réactance subtransitoire présente des valeurs distinctes suivant les positions relatives de l'axe du champ tournant du stator et de celui des pôles inducteurs.

C'est ainsi que l'on distingue les réactances subtransitoires longitudinale et transversale relatives respectivement au passage de l'axe du champ par l'axe des pôles inducteurs et par l'axe interpolaire.

Si l'on se réfère au champ tournant de l'harmonique en résonance, on voit que dans sa rotation, il passe successivement de la position longitudinale à la position transversale. Il est dès lors possible d'admettre que la réactance mesurée lors de la résonance présente un caractère cyclique et que sa valeur est intermédiaire entre celle de la réactance subtransitoire longitudinale et celle de la réactance subtransitoire transversale.

Nous nous efforcerons, dans ce qui va suivre de justifier l'hypothèse ci-dessus, en comparant les valeurs des réactances mesurées par la méthode de résonance aux valeurs des réactances subtransitoires longitudinale et transversale obtenues à partir d'autres méthodes.

2. — *Signification de la réactance mesurée lorsque les capacités sont disposées entre deux phases.*

Le champ alternatif de direction fixe créé par chacune des phases se décompose en deux champs tournants, l'un dans le même sens de rotation que le rotor, l'autre en sens inverse.

Le champ tournant dans le même sens que le rotor va donc intéresser la même réactance que celui correspondant au fonctionnement en triphasé. Par contre, le champ tournant inverse va intéresser la réactance inverse.

Ainsi, comme dans le cas du fonctionnement en court-circuit entre deux phases, où l'on pouvait écrire que la réactance mesurée, d'après le rapport

$\frac{E\sqrt{3}}{(I_{sc})_2}$ représentait la somme de la réactance synchrone longitudinale et de la réactance inverse soit :

$$\frac{E\sqrt{3}}{(I_{sc})_2} = X_l + X_i$$

par analogie, il apparaît qu'il est possible d'écrire pour la méthode de résonance :

$$X_{12} = X_{123} + (X_i)_R$$

Le tableau n° 12 permet de comparer, pour les alternateurs étudiés, les valeurs de X_{12} obtenues directement par la méthode de résonance, et la somme de X_{123} et $(X_i)_R$ déterminées par la même méthode.

TABLEAU 12.

Alternateurs	X_{123}	$(X_i)_R$	X_{12}	$(X_i)_R + X_{123}$	Erreur %
Leroy 5 kVA triph.	8,5	3,5	11,7	12,0	2,6 %
Leroy 20 kVA triph.	2,07	0,56	2,66	2,63	1,1 %
C.G.E.N. 75 kVA triph.	0,165	0,078	0,248	0,243	2,0 %
Labour 3 kVA triph.	4,85	2,5	7,4	7,35	0,7 %
C.G.E.N. 19 kVA triph.	0,54	0,24	0,78	0,78	0 %

Les résultats ci-dessus confirment donc notre hypothèse précédente, et de plus la réalité physique de la réactance inverse mesurée en triphasé pour un harmonique inverse.

De plus, comme dans le cas de la méthode de FALLOU la méthode de résonance appliquée d'une part en triphasé à un harmonique direct, d'autre part à un fonctionnement entre 2 phases, conduit par différence des 2 réactances à la réactance inverse.

Reprenons, enfin, les relations définissant d'une part, la réactance X_{12} mesurée par la méthode de résonance avec capacités branchées entre deux phases et la réactance $(X_{12})_F$ mesurée également entre deux phases par la méthode de FALLOU :

$$X_{12} = (X_i)_R + X_{123}$$

$$(X_{12})_F = X_i + X_i$$

Les valeurs obtenues pour $(X_i)_R$ et pour X_i étant en bon accord, on peut dire que la réactance X_{123} joue dans le cas de la résonance le même rôle que la réactance synchrone X_i dans le cas d'un court-circuit permanent. Par ailleurs, par des considérations précédentes, nous avons montré que la réactance X_{123} s'identifiait, dans les alternateurs à rotor cylindrique, avec la réactance des fuites totales.

L'ensemble de ces remarques doit pouvoir trouver une intéressante application dans l'étude des circuits équivalents des machines synchrones.

Détermination des réactances subtransitoires longitudinale et transversale sur les divers alternateurs étudiés. — Comparaison des résultats avec ceux obtenus par la méthode de résonance pour un fonctionnement triphasé.

Il existe plusieurs méthodes permettant de déterminer les réactances subtransitoires :

1) La première, qui permet de séparer la réactance correspondant à l'axe longitudinal et celle correspondant à l'axe transversal, consiste à alimenter entre deux phases l'enroulement statorique de l'alternateur triphasé étudié, et de caler le rotor, fermé en court-circuit sur lui-même, d'une part dans la position donnant un courant nul au rotor, d'autre part dans la position donnant un courant maximum dans ce même enroulement.

Le quotient $\frac{U}{2I}$ de la tension U appliquée entre les deux phases alimentées, par le double du courant circulant dans les enroulements correspondants du stator donnera, dans le premier cas, la réactance subtransitoire transversale, dans le deuxième cas la réactance subtransitoire longitudinale.

Il est bon d'ailleurs de remarquer qu'il est préférable d'intercaler un wattmètre dans le circuit ainsi constitué, afin de pouvoir obtenir la valeur du facteur de puissance; on prendra alors pour réactances subtransitoires les parties réactives des impédances ainsi déterminées.

2) La deuxième méthode permet uniquement la détermination de la réactance subtransitoire longitudinale. Elle utilise la mise en court-circuit brusque ou l'ouverture brusque d'un court-circuit sur l'alternateur fonctionnant en triphasé. Nous appliquerons également cette méthode aux divers alternateurs étudiés; elle nous permettra de vérifier les valeurs des réactances déterminées par la première méthode.

Nous allons énumérer ci-après les résultats obtenus sur les alternateurs essayés, à l'aide des deux méthodes rappelées ci-dessus.

Détermination des réactances subtransitoires longitudinale et transversale. —

Alimentation du stator en monophasé entre 2 phases.

Les tableaux n^{os} 13, 14, 15, 16, 17 résument les résultats des essais effectués sur les cinq alternateurs étudiés.

TABLEAU 13. Alternateur Leroy 5 kVA — triphasé.

POSITION	Tension réactive au stator - Volt. -	Courant au stator - Ampère -	Courant dans le rotor - Ampère -	Réactance - ohm -
Longitudinale	22,8	3,6	maximum 0,8	3,20
Transversale	22,9	0,8	nul	14,3

TABLEAU 14. Alternateur Leroy 20 kVA — triphasé.

POSITION	Tension réactive au stator — Volt. —	Courant au stator - Ampère -	Courant dans le rotor - Ampère -	Réactance — ohm —
Longitudinale	20,2	15,6	maximum 1,9	0,65
Transversale	20,2	2,9	nul	* 3,5

TABLEAU 15. Alternateur C. G. E. N. 75 kVA — triphasé.

POSITION	Tension réactive au stator — Volt. —	Courant au stator - Ampère -	Courant dans le rotor Ampère -	Réactance — ohm —
Longitudinale	10	56,5	maximum	0,088
Transversale	12,7	26,5	nul	0,240

TABLEAU 16. Alternateur Labour 3 kVA — triphasé.

POSITION	Tension réactive au stator — Volt. —	Courant au stator - Ampère -	Courant dans le rotor Ampère -	Réactance — ohm —
Longitudinale	20,4	3,94	maximum	2,60
Transversale	20,5	1,40	nul	7,30

TABLEAU 17. Alternateur C. G. E. N. 19 kVA — triphasé.

POSITION	Tension réactive au stator — Volt. —	Courant au stator - Ampère -	Courant dans le rotor Ampère .	Réactance — ohm —
Longitudinale	20,0	36,3	maximum	0,275
Transversale	20,7	12,75	nul	0,80

Pour nous permettre de vérifier les résultats obtenus par la méthode de mesure utilisée ci-dessus, et par la même occasion comparer deux méthodes de mesure applicables pour la détermination d'une même grandeur, nous avons effectué sur les alternateurs étudiés les essais correspondants aux mises en court-circuit brusques et aux ouvertures de court-circuit.

Nous donnons ci-après les résultats obtenus.

1. *Mise en court-circuit brusque d'une machine synchrone.*

On sait que si l'on met brusquement en court-circuit les bornes de l'induit d'une machine synchrone, un régime transitoire s'établit, qui précède le régime permanent de court-circuit.

Ce régime transitoire est caractérisé par les phénomènes ci-dessous.

a) *Dans l'inducteur.*

Pendant le régime transitoire, le courant dans l'inducteur est la superposition :

- 1) d'un courant alternatif amorti, de pulsation ω et d'amplitude :

$$I_{im} = \frac{M^2}{L_1 \mathfrak{L}_2} \frac{L_1}{N_1} J e^{-\frac{R_2}{N_2} t} = \frac{M^2}{L_1} \frac{1}{N_2} J e^{-\frac{R_2}{N_2} t}$$

puisque :

$$L_1 N_2 = \mathfrak{L}_2 N_1$$

- 2) d'un courant apériodique :

$$i_1 = J \left(1 + \frac{L_1 - N_1}{N_1} e^{-\frac{R_1}{N_1} t} \right)$$

b) *Dans chaque phase de l'induit se superposent :*

- 1) un courant alternatif amorti, de pulsation ω et d'amplitude :

$$I_{2M} = \frac{E_M}{\mathfrak{L}_2 \omega} \left(1 + \frac{L_1 - N_1}{N_1} e^{-\frac{R_1}{N_1} t} \right)$$

2) un courant apériodique dont l'amplitude initiale dépend de l'instant où se produit le court-circuit, qui présente la forme générale :

$$k e^{-\frac{R_2}{N_2} t}$$

Dans les relations ci-dessus :

L_1 représente la self-inductance de l'inducteur seul;

$\mathfrak{L}_2$ représente la self-inductance cyclique de l'induit;

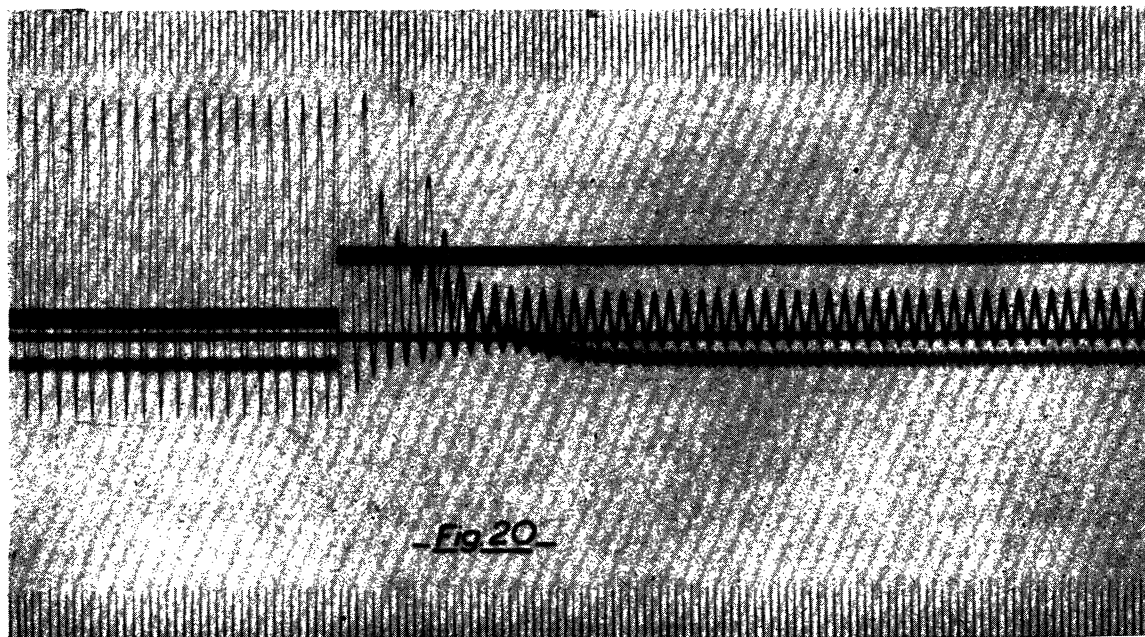
M l'inductance mutuelle entre induit et inducteur;

R_1 la résistance de l'inducteur;

R_2 la résistance de l'induit;

N_1 et N_2 les inductances de fuites totales ramenées à l'inducteur ou à l'induit.

La figure 20 représente l'enregistrement à l'aide d'un oscillographe électromagnétique des grandeurs, courants dans l'induit, dans l'inducteur et tension aux bornes d'une machine synchrone pour une mise en court-circuit brusque de l'induit de cette machine.



II. — Tension aux bornes d'une machine synchrone au moment de la coupure d'un court-circuit triphasé symétrique.

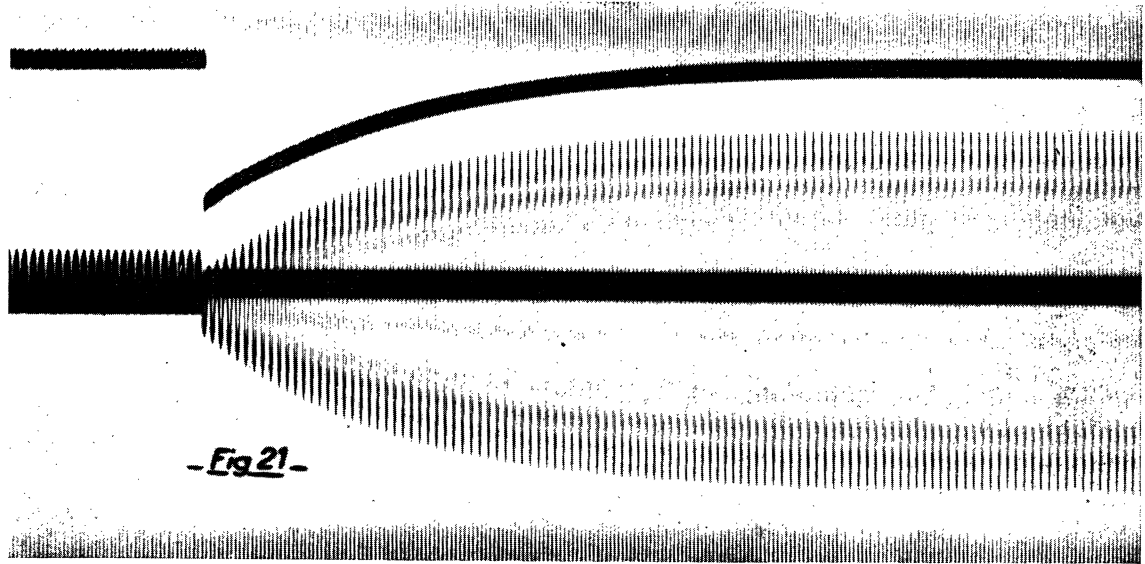
On sait que la tension qui apparaît aux bornes d'une machine synchrone pendant le régime transitoire qui suit l'ouverture d'un court-circuit triphasé symétrique, suit une loi exponentielle de la forme :

$$e = E \left(1 + \frac{N_1 - L_1}{L_1} e^{-\frac{R_1}{L_1} t} \right)$$

De son côté, le courant dans l'inducteur suit également une loi exponentielle représentée par la relation :

$$i = J \left(1 + \frac{N_1 - L_1}{L_1} e^{-\frac{R_1}{L_1} t} \right)$$

La figure 21 représente l'enregistrement des grandeurs ci-dessus au moment de l'ouverture d'un court-circuit triphasé sur une machine synchrone.



Ainsi, les valeurs des tensions et des courants apparaissant aux tous premiers instants des régimes transitoires correspondants à la fermeture ou l'ouverture d'un court-circuit triphasé vont permettre de déterminer les valeurs des inductances de fuites totales N_1 et N_2 .

On a en effet :

— pour la fermeture d'un court-circuit :

a) dans l'inducteur de la machine :

$$\left(I_{1M} \right)_0 = \frac{M^2}{L_1} \cdot \frac{J}{N_2} \quad (1)$$

$$\left(i_1 \right)_0 = J \cdot \frac{N_1}{L_1} \quad (2)$$

b) dans l'induit :

$$\left(I_{2M} \right)_0 = \frac{E_M}{\mathfrak{L}_2 \omega} \cdot \frac{L_1}{N_1} = \frac{E_M}{N_2 \omega} \quad (3)$$

— pour l'ouverture d'un court-circuit :

pour la tension :

$$(e)_0 = E \cdot \frac{N_1}{L_1} = \mathfrak{L}_2 \omega I_{cc} \frac{N_1}{L_1} = N_2 \omega I_{cc} \quad (4)$$

Les relations (3) et (4) permettent donc de déterminer directement la valeur de la réactance des fuites totales $N_2 \omega$ ramenée à l'induit.

Remarques :

1° Les relations ci-dessus ne sont valables que pour les machines non saturées, puisque l'on introduit les grandeurs L_1 , $\mathfrak{L}_2$ et M .

2° De plus, la théorie qui a permis d'établir ces équations ne tient pas compte des masses polaires et des amortisseurs.

Ces éléments viennent fausser les résultats ci-dessus, et l'on introduit couramment dans les calculs, pour les premiers instants du régime transitoire, une réactance « $\mathcal{V}_\omega$ » ou X'' , dite réactance subtransitoire, qui correspond aux fuites totales de l'inducteur, de l'amortisseur, des masses polaires et de l'induit ramenées à l'induit.

La réactance $N_2 \omega$ prend de son côté le nom de réactance transitoire et intervient dès la fin du régime subtransitoire.

De sorte que les grandeurs considérées plus haut suivent en général une double loi exponentielle : la première correspondant au régime subtransitoire, caractérisé par $\mathcal{V}_\omega$; la deuxième au régime transitoire dans lequel intervient la réactance $N_2 \omega$.

Enfin, ces réactances correspondent à l'axe longitudinal, puisque le courant dans l'induit au moment d'un court-circuit est pratiquement décalé de $\pi/2$ vis-à-vis de la f. e. m.

Nous avons appliqué aux alternateurs étudiés par la méthode de résonance les considérations ci-dessus. Les pages qui suivent sont consacrées aux résultats expérimentaux. Tous les enregistrements correspondants ont été effectués à l'aide de l'oscillographe électro-magnétique Cambridge du Laboratoire d'Electrotechnique de l'E. N. S. E. H. T.

Mises en court-circuit brusques sur les alternateurs triphasés.

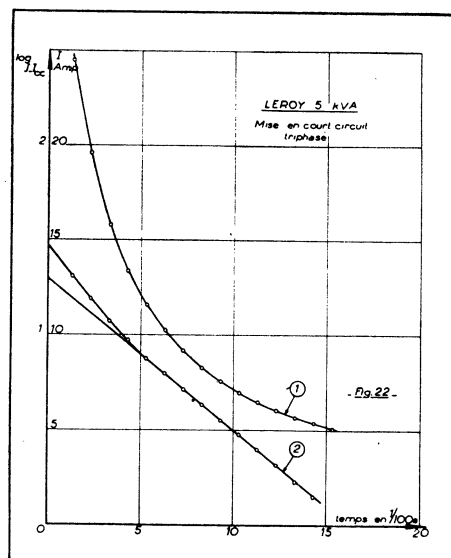
1° *Alternateur Leroy 5 kVA triphasé.*

Nous avons effectué sur cette machine une mise en court-circuit brusque triphasé pour un courant d'excitation correspondant à la partie droite de la caractéristique à vide.

La courbe (1) de la figure 22 représente les variations de la valeur efficace du courant périodique dans l'induit en fonction du temps pendant l'établissement du court-circuit. La courbe (2) représente les variations du logarithme de ce courant, diminué du courant de court-circuit permanent. On voit que cette courbe (2) présente deux pentes nettement marquées :

- la première correspond au régime subtransitoire,
- la seconde au régime transitoire qui se maintient jusqu'au moment de l'établissement du courant permanent de court-circuit.

En extrapolant les deux droites jusqu'à l'origine des coordonnées, et en revenant ensuite aux valeurs efficaces des courants, il est facile de déterminer les valeurs des réactances subtransitoire et transitoire.



Le tableau n° 18 ci-dessous résume les résultats obtenus :

TABLEAU 18.

Alternateur Leroy 5 kVA.	f. e. m. avant le c.-c. — Volt. —	Courant extrapolé — Ampère —	Réactance — Ohm —
Subtransitoire	97,7	32,2	3,04
Transitoire	97,7	23,5	4,15

2° Alternateur Leroy 20 kVA triphasé.

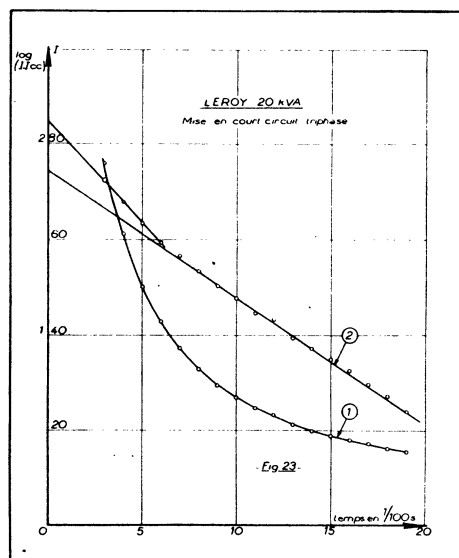
La figure 23 reproduit les résultats obtenus dans le cas de mise en court-circuit brusque triphasé de cette machine.

On a tracé comme pour l'alternateur précédent la courbe (1) correspondant au courant périodique de l'induit, sans tenir compte de la composante apériodique du courant total qui est fonction de l'instant de la mise en court-circuit. La courbe (2) représente les variations de la fonction :

$$\log |I - (I_{cr})_p| = f(t)$$

On remarque, comme dans le cas précédent, que ces courbes possèdent deux pentes très nettement marquées.

Le régime subtransitoire est légèrement plus long que pour l'alternateur précédent et dure de 5 à 6 centièmes de seconde.



Le tableau n° 19 résume les résultats obtenus :

TABEAU 19.

Alternateur Leroy 20 kVA.	f. e. m. avant le c. c. — Volt. —	Courant extrapolé — Ampère —	Réactance — Ohm —
Subtransitoire	81	140,5	0,575
Transitoire	81	84	0,95

3° Alternateur 75 kVA triphasé.

La figure 24 représente les variations du courant périodique au stator comme pour les deux alternateurs précédents.

Une remarque intéressante est cependant à signaler dans ce cas.

Alors que les courbes représentant les variations de la fonction :

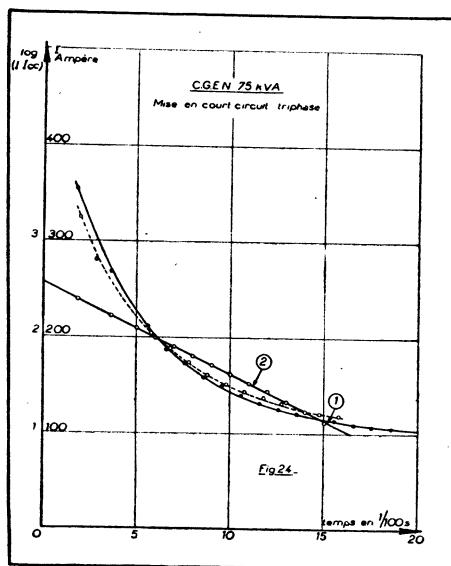
$$y = \log [I - (I_{cc})_p] = f(t)$$

pour les deux alternateurs précédents présentaient deux pentes correspondant, l'une au régime subtransitoire, l'autre au régime transitoire, la même courbe tracée pour l'alternateur de 75 kVA présente une seule pente qui correspond uniquement au régime subtransitoire.

Ce phénomène paraît trouver son explication dans les considérations ci-après :

Pour les alternateurs Leroy, de construction récente, qui ne présentent pas de circuit amortisseur du fait de leur faible puissance, le régime subtransitoire s'évanouit assez rapidement; ce régime existe cependant malgré l'absence d'amortisseur, du fait de la présence des masses polaires.

Par contre, l'alternateur C. G. E. N. 75 kVA, de puissance plus importante, possède un enroulement amortisseur du type LEBLANC, de plus le nombre



de pôles inducteurs est élevé ($N = 600$ t/m; $2p = 10$) et chacun d'eux comporte autour de l'épanouissement polaire une ceinture constituée en métal amagnétique.

Il est par conséquent logique que, dans ce dernier cas, le régime subtransitoire présente une constante de temps élevée et qu'il prenne même entièrement le pas sur le régime transitoire. De plus, la précision de dépouillement de l'enregistrement devient de plus en plus illusoire vers les faibles valeurs du courant de court-circuit, c'est-à-dire au moment de l'apparition du régime transitoire.

Le tableau n° 20 ci-dessous résume les résultats obtenus :

TABLEAU 20.

Alternateur C.G.E.N. 75 kVA.	f. c. m. avant le c. c. — Volt. —	Courant extrapolé — Ampère —	Réactance — Ohm —
Subtransitoire	40,0	464	0,086

4° Alternateurs Labour 3 kVA triphasé et C. G. E. N. 19 kVA triphasé.

Les résultats obtenus sur chacun des deux alternateurs ci-dessus sont donnés respectivement par les figures 25 et 26 et par les tableaux 21 et 22 ci-après :

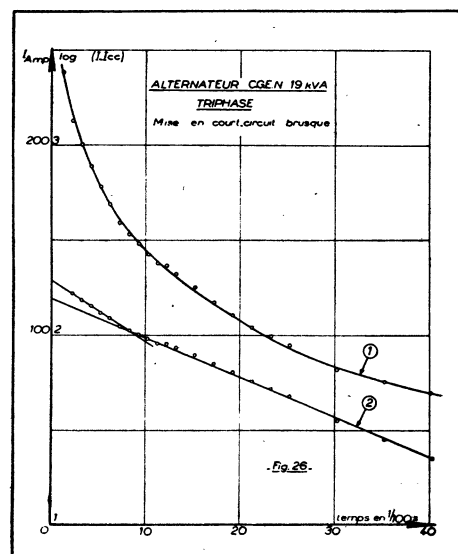
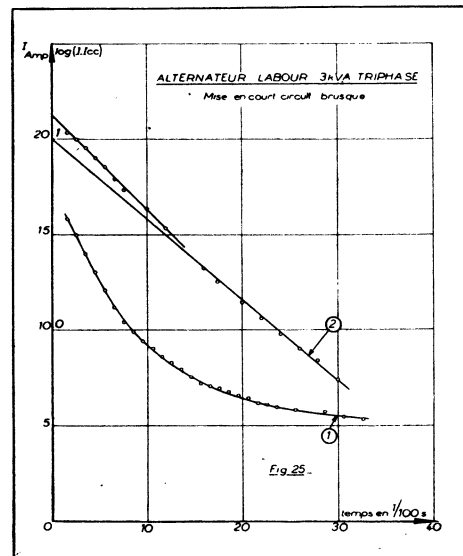


TABLEAU 21.

Alternateur Labour 3 kVA.	f. e. m. avant le c. c. — Volt. —	Courant extrapolé — Ampère —	Réactance — Ohm —
Subtransitoire	46,3	18,5	2,50
Transitoire	46,3	15,0	3,10

TABLEAU 22.

Alternateur C.G.E.N. 19 kVA.	f. e. m. avant le c. c. — Volt. —	Courant extrapolé — Ampère —	Réactance — Ohm —
Subtransitoire	63,5	242	0,260
Transitoire	63,5	194	0,330

Comparaison des résultats.

En appliquant les deux méthodes décrites ci-dessus, nous avons pu ainsi déterminer la réactance subtransitoire longitudinale, de plus l'application de la méthode d'alimentation en diphasé nous donne la réactance subtransitoire transversale, enfin, le phénomène de mise en c. c. brusque triphasé nous fournit la valeur de la réactance transitoire longitudinale.

Nous allons comparer les différents résultats obtenus dans le tableau n° 23 ci-après, et nous ajouterons :

— d'une part, la réactance déterminée par la méthode de résonance en triphasé,

— d'autre part, la moyenne arithmétique entre les réactances subtransitoires longitudinale et transversale.

Nous appellerons dans ce tableau :

X'_l la réactance transitoire longitudinale;

X''_l la réactance subtransitoire longitudinale;

X''_t la réactance subtransitoire transversale;

X_{123} la réactance mesurée en triphasé par la méthode de résonance pour un harmonique direct.

Ce tableau permet donc d'établir une importante constatation.

En effet : la réactance mesurée en triphasé par la méthode de résonance, par l'intermédiaire d'un harmonique direct, diffère de moins de 3 % de la moyenne arithmétique entre les réactances subtransitoire longitudinale et transversale.

Nous avons d'ailleurs prévu pratiquement ce résultat lorsque nous avons signalé dans notre hypothèse préliminaire que la réactance X_{123} devait présenter une valeur intermédiaire entre les deux réactances X''_l et X''_t .

TABLEAU 23.
Récapitulation des réactances des divers alternateurs étudiés

Alternateurs triphasés	Alimentation du stator en diphasé		Mise en c. c. brusque		$\frac{X''_l + X''_t}{2}$	X_{123}	Divergence entre les deux dernières valeurs %
	X''_l ohm.	X''_t ohm.	X''_l ohm.	X'_t ohm.	ohm.	ohm.	
Leroy 5 kVA	3,20	14,3	3,04	4,15	8,75	8,5	2,9
Leroy 20 kVA	0,65	3,5	0,575	0,95	2,075	2,07	0,24
C. G. E. N. 75 kVA	0,088	0,240	0,086		0,164	0,165	0,6
Labour 3 kVA	2,60	7,30	2,50	3,10	4,95	4,85	2,05
C. G. E. N. 19 kVA	0,275	0,80	0,26	0,330	0,54	0,54	0

Notre hypothèse se trouve donc confirmée, et de plus, la méthode de résonance démontre, par une expérience physique la réalité de la notion d'inductance des fuites totales défendue avant nous par MM. BOUCHEROT et DARRIEUS.

Elle montre, de plus, que la véritable réactance des fuites totales qui intervient dans le fonctionnement d'un alternateur est celle qui comprend à la fois les fuites de l'induit, de l'inducteur et de l'amortisseur, ou d'une manière générale de tout circuit électrique ou magnétique fermé qui se trouve en présence des flux intervenant dans le fonctionnement des machines synchrones.

Ainsi, à partir des divers essais que nous avons pu réaliser, il est possible d'écrire les relations suivantes :

$$X_{123} = \frac{X''_l + X''_t}{2}$$

et

$$X_{1e} = (X_i)_R + \frac{X''_l + X''_t}{2}$$

Dans ce qui va suivre, nous allons nous efforcer de développer les résultats acquis et montrer quelles conséquences peuvent encore être déduites de l'application de la méthode de résonance.

Variation de la réactance mesurée au stator d'un alternateur pour diverses positions du rotor fermé en court-circuit sur lui-même.

Dans tout ce qui va suivre, nous appellerons fonctionnement en diphasé celui qui correspond à une alimentation entre deux phases de l'alternateur, la troisième étant laissée ouverte (*fig. 27*).

Si l'on alimente soit en triphasé, soit en diphasé, le stator d'un alternateur à pôles saillants et que l'on note les variations du courant dans l'induit et de la tension aux bornes d'une phase de l'induit, pour diverses positions du rotor fermé en c. c. sur lui-même, on remarque d'importantes variations de ces deux grandeurs : le rapport $\frac{V}{I}$ correspondant détermine l'impédance que présente une phase du stator en présence du circuit magnétique et de l'enroulement rotorique.

La variation de l'impédance d'une phase est d'ailleurs dans le cas de l'alimentation du stator en diphasé, une fonction sinusoïdale de l'angle formé par l'axe de la phase considérée et l'axe d'un pôle inducteur.

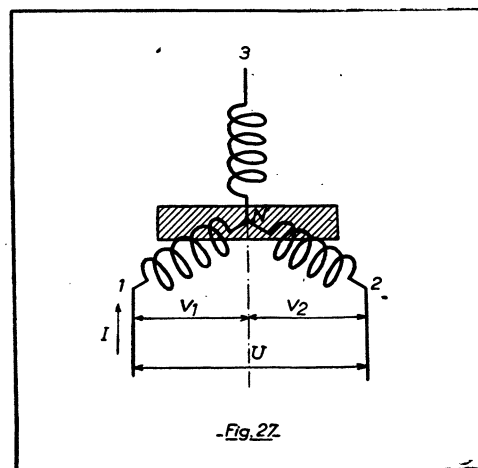
Nous avons appliqué les considérations ci-dessus aux alternateurs étudiés par la méthode de résonance et nous donnons en détails, dans les pages qui suivent, les résultats obtenus sur l'un d'entre eux, l'Alternateur Leroy 20 kVA triphasé.

Nous résumerons ensuite, dans un tableau général, les résultats obtenus sur les autres machines en essais.

Alternateur Leroy 20 kVA triphasé.

Nous avons vu dans les pages qui précèdent, qu'il était possible de déterminer les réactances subtransitoires longitudinale et transversale par un essai de la machine fonctionnant en diphasé.

Reprenons les résultats de cette étude et effectuons l'expérience décrite ci-dessous :



Alimentons l'alternateur entre deux phases par l'intermédiaire d'une tension de valeur convenable afin que le courant traversant l'induit soit suffisamment faible pour ne pas saturer le circuit magnétique.

Calons le rotor dans une position quelconque, après l'avoir fermé en court-circuit sur lui-même, et notons pour chacune des positions de calage de la partie tournante les valeurs des tensions U , V_1 et V_2 , respectivement tension aux bornes des deux phases, de la phase 1 et de la phase 2, ainsi que les valeurs des courants I_1 dans l'induit et I_2 dans l'inducteur.

TABLEAU 24.

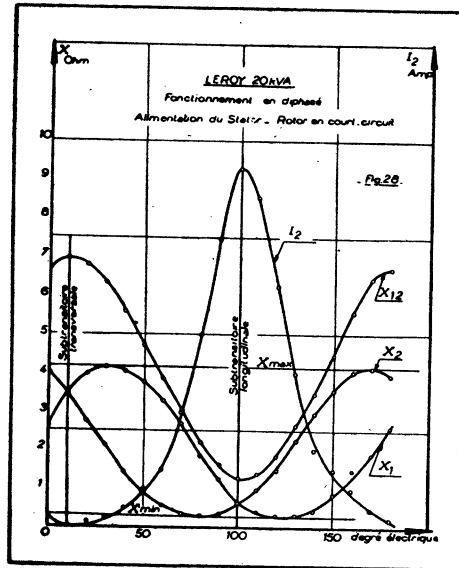
Position du rotor degrés électr.	U Volt.	I_1 Amp.	I_2 Amp.	V_1 Volt.	V_2 Volt.	X_{12} ohm.	X_1 ohm.	X_2 ohm.
0	20,2	3,02	0,05	8	12	6,7	2,65	3,98
10	20,2	2,90	0	10,1	10,1	6,96	3,48	3,48
20	20,2	2,98	0,025	11,8	8,2	6,78	3,96	2,75
30	20,2	3,18	0,050	13,2	6,8	6,35	4,15	2,14
40	20,2	3,62	0,1	14,6	5,2	5,60	4,03	1,44
50	20,1	4,25	0,2	16,0	3,8	4,73	3,76	0,9
60	20,1	5,19	0,3	17,0	3,0	3,87	3,28	0,58
70	20,1	6,56	0,6	17,6	2,4	3,07	2,68	0,366
80	20,1	9,12	1,0	17,0	3,0	2,21	1,87	0,330
90	20,0	12,25	1,49	15,4	4,4	1,63	1,26	0,360
100	20,0	15,60	1,86	10,0	10,0	1,28	0,64	0,64
110	20,0	14,5	1,71	6,4	14,4	1,38	0,44	0,99
120	20,0	10,8	1,25	3,6	16,2	1,85	0,333	1,50
130	20,0	7,62	0,8	2,6	17,4	2,63	0,34	2,28
140	20,0	5,78	0,4	2,6	17,2	3,46	0,45	2,98
150	20,1	4,5	0,3	4,0	16,0	4,47	0,89	3,56
160	20,2	3,62	0,2	5,4	14,6	5,58	1,49	4,03
170	20,2	3,18	0,1	6,0	13,2	6,35	1,89	4,15
180	20,3	3,03	0,05	8,0	12,0	6,70	2,64	3,95

Le tableau n° 24, ci-dessus reproduit les résultats expérimentaux qui ont été également reportés sur les courbes représentées figure 28.

En observant les résultats reportés sur la figure 28, on remarque :

— d'une part, que les réactances de chacune des phases présentent en pratique une variation sinusoïdale en fonction de la position des pôles. Ces réactances passent respectivement par un maximum et un minimum, et l'écart angulaire de l'inducteur qui permet de passer d'une de ces valeurs à l'autre est égal à 90° électriques. Il en résulte que, d'une valeur à l'autre, l'axe d'une phase passe vis-à-vis de l'axe d'un pôle de la position transversale à la position longitudinale.

— d'autre part, les réactances subtransitoires longitudinale et transversale, qui correspondent au maximum et au minimum du courant I_2 induit dans le rotor, correspondent aux points d'intersection des deux courbes représentant les variations de X_1 et X_2 en fonction de la position du rotor.



Une conséquence immédiate des deux remarques ci-dessus est que nous pouvons écrire d'une manière absolument générale :

$$\frac{X''_l + X''_t}{2} = \frac{X_{\min} + X_{\max}}{2}$$

La réactance X_{123} , mesurée par la méthode de résonance, peut donc s'écrire de deux façons différentes :

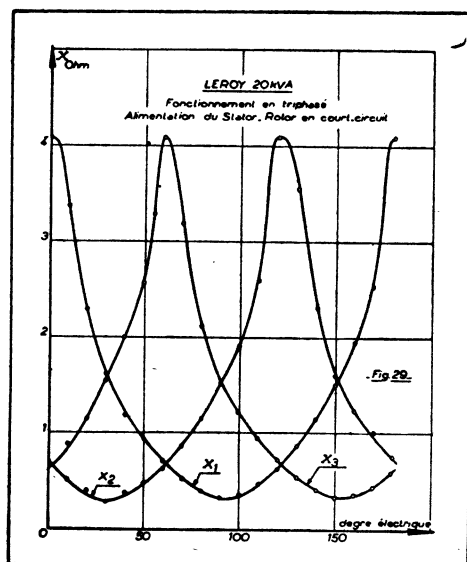
$$X_{123} = \frac{X''_l + X''_t}{2} = \frac{X_{\min.} + X_{\max.}}{2}$$

Le phénomène ci-dessus se retrouve d'ailleurs dans le fonctionnement triphasé de la machine; les mesures réalisées dans les mêmes conditions en triphasé que pour le fonctionnement en diphasé ci-dessus ont permis de déterminer les résultats reproduits sur la figure 29.

Cependant, si pour le fonctionnement en diphasé les points d'intersection des courbes $X_1(\odot)$ et $X_2(\odot)$ correspondent aux réactances subtransitoires longitudinale et transversale, pour le fonctionnement en triphasé, ces points d'intersection ne correspondent pas aux mêmes réactances, sauf peut-être pour la valeur minimum qui paraît correspondre toujours à la réactance subtransitoire longitudinale.

De plus, la courbe représentative des variations de la réactance en fonction de l'angle n'est plus une sinusoïde.

Il n'en reste pas moins que les maxima et les minima présentent, pour les deux fonctionnements triphasé et diphasé, les mêmes valeurs.



De telle sorte qu'il est permis d'écrire :

$$\frac{X''_d + X''_t}{2} = \left(\frac{X \text{ min.} + X \text{ max.}}{2} \right)_{\text{diph.}} = \left(\frac{X \text{ min.} + X \text{ max.}}{2} \right)_{\text{triph.}}$$

Interprétation des résultats ci-dessus.

Que représentent les réactances $X \text{ max}$ et $X \text{ min}$ que l'on retrouve dans les deux fonctionnements triphasé et diphasé ?

La réactance maximum correspond à une position du rotor telle que l'axe de la phase considérée est en concordance avec l'axe interpolaire; c'est donc une réactance transversale. De plus, pendant la mesure effectuée au stator l'enroulement inducteur est mis en court-circuit sur lui-même, de sorte que, par définition même, cette réactance doit représenter la réactance transitoire transversale. On sait d'ailleurs que cette dernière présente une valeur voisine de la réactance synchrone transversale, tout au moins dans une machine ne possédant pas d'enroulement amortisseur, et ce phénomène s'explique aisément lorsqu'on remarque que pour la position transversale le coefficient d'induction mutuelle entre la phase considérée et l'inducteur est nul, et que par conséquent la mise en court-circuit de l'enroulement inducteur ne change en rien l'état des flux dans le circuit magnétique.

Il est donc permis de penser, dès l'abord, que la réactance que nous avons appelée $X \text{ max}$ est la réactance synchrone transversale ou « pratiquement » une réactance de valeur très voisine de cette dernière.

Cette hypothèse a d'ailleurs pu être confirmée en appliquant à l'alternateur étudié la méthode de glissement due à HAGA, permettant de séparer les réactances synchrones longitudinale et transversale. Les résultats de ces applications sont développés plus loin (tableau n° 25) et montrent à moins de 4 % près une bonne concordance entre les valeurs de la réactance synchrone transversale et de X_{maximum} .

En ce qui concerne la réactance minimum, mesurée par l'essai à rotor calé et en court-circuit, nous retrouvons les hypothèses déjà effectuées par plusieurs auteurs selon laquelle cette réactance est très sensiblement identique à celle mesurée par la méthode de POTIER, réactance qui, on le sait à l'heure actuelle, comprend la totalité des fuites de l'induit et une très faible partie des fuites de l'inducteur, celles correspondant aux cornes polaires.

Appliquant la méthode de POTIER aux alternateurs étudiés, il nous a été possible de vérifier une fois de plus cette hypothèse.

Les résultats de ces expériences sont résumés dans le tableau n° 25 ci-après.

On peut d'ores et déjà résumer ces résultats par les deux relations suivantes :

$$X_{123} = \frac{X''_l + X''_t}{2} = \frac{\lambda \omega + X_t}{2}$$

en appelant :

$\lambda \omega$, la réactance de POTIER;

X_t , la réactance synchrone transversale.

Il y a lieu de plus de remarquer que la réactance synchrone transversale peut s'écrire :

$$X_t = x_s + X_{at}$$

en appelant x_s la réactance de fuites de l'induit X_{at} la réactance d'entrefer transversal.

Comme la réactance mesurée par la méthode de POTIER est assez peu différente de la réactance de fuites de l'induit x_s , on a en définitive :

$$X_{123} = \lambda \omega + \frac{X_{at}}{2} \cong x_s + \frac{X_{at}}{2}$$

Cette relation est particulièrement intéressante, puisque, connaissant la réactance de fuites de l'induit x_s , ou en admettant que la réactance de POTIER est très peu différente de cette dernière, il est possible, sans passer par l'intermédiaire d'un enregistrement oscillographique, de déterminer la valeur de la réactance d'entrefer transversale X_{at} ou plus généralement de la réactance synchrone transversale X_t .

Remarque. — Si l'on alimente l'alternateur en monophasé on retrouve sensiblement les mêmes phénomènes : la réactance minimum correspond toujours à celle mesurée dans les mêmes conditions en triphasé et en

TABLEAU 25.
Récapitulation des résultats

Alternateurs	X_{123} ohm.	X''_t ohm.	X'_t ohm.	$\frac{X''_l + X'_l}{2}$ ohm	Essais en diph. et triphasé		$\frac{X_{min} + X_{max}}{2}$ ohm	λ_{ω} Potier ohm	Métho de glis- sement X/X_l	Erreur entre X_{max} et X_l
					$X_{mi n.}$ ohm	max. ohm				
Leroy 5 kVA.	8,5	3,20	14,3	8,75	2,00	14,6	8,30	2,02	14,4	1,4 %
Leroy 20 kVA.	2,07	0,65	3,5	2,075	0,33	4,1	2,21	0,35	3,95	3,6 %
C.G.E.N. 75 kVA.	0,165	0,088	0,240	0,164	0,075	0,255	0,165	0,090		
Labour 3 kVA.	4,85	2,60	7,30	4,95	2,1	7,5	4,8	1,98	7,2	4 %
C.G.E.N. 19 kVA.	0,54	0,275	0,80	0,54	0,24	0,95	0,595	0,25	0,94	1 %

diphasé, par contre la réactance maximum ne présente pas la même valeur.

Ce résultat est d'ailleurs entièrement logique puisque en monophasé on ne fait plus intervenir l'inductance mutuelle entre deux phases de l'induit M_{22} que l'on retrouve par contre aussi bien dans le cas de l'alimentation du stator en diphasé que dans celui du même essai effectué en triphasé.

CONCLUSIONS

L'étude que nous venons de développer sur les machines synchrones nous permet de tirer les conclusions suivantes :

La méthode de résonance est applicable aux alternateurs triphasés comme elle était applicable aux transformateurs statiques. Cependant diverses particularités apparaissent, étant donné :

— d'une part qu'un alternateur pouvant être considéré comme un transformateur à trois enroulements, le troisième enroulement, en l'espèce l'amortisseur, intervient;

— d'autre part, que dans les machines synchrones à pôles saillants, on est conduit à envisager séparément les réactions d'induit transversale et longitudinale.

La propriété particulière des harmoniques de former un système direct ou inverse suivant leur rang, donne des conséquences remarquables et les réactances que permet de déterminer la considération de leur condition de résonance sont couramment utilisées dans l'étude des machines synchrones en régime transitoire d'une part, en fonctionnement déséquilibré de l'autre.

La condition de résonance, qui se place directement à la base des mesures, permet de confirmer l'existence et de justifier la réalité de réactances que l'on mesure en général par des rapports de tension à courant.

Résumons en quelques mots les résultats que nous avons pu déduire de l'application de la méthode de résonance à une machine synchrone.

1° La condition de résonance appliquée pour un harmonique inverse conduit à la détermination de la réactance inverse de la machine, réactance dont la connaissance est très appréciable dans tous les phénomènes faisant intervenir un régime déséquilibré.

La précision obtenue dans cette détermination apparaît comme supérieure à celle des méthodes couramment employées.

Ainsi que l'a signalé M. DAVID⁽²⁾, on se trouve pour la mesure de la réactance inverse, devant plusieurs méthodes de mesure qui donnent des résultats assez discordants : « La meilleure semblerait être celle qui donne X_i comme le quotient de la composante de la tension en quadrature avec le courant par ce courant lui-même dans un essai de champ inverse en

(2) R. DAVID. Définition et calcul des réactances contractuelles des alternateurs de grande puissance. — S. F. E., septembre 1939.

triphasé équilibré. Il ne faut d'ailleurs pas se dissimuler que cette méthode semble être, comme les autres, assez discutable, à cause des harmoniques importants de la courbe de courant. »

Dans le cas particulier de la méthode de FALLOU, il vient s'ajouter à l'erreur due aux harmoniques l'imprécision provenant de la détermination de la réactance inverse par la soustraction de deux nombres assez voisins.

2° L'application de la condition de résonance pour un harmonique direct conduit, dans le cas des alternateurs à rotor cylindrique, à la détermination de la réactance subtransitoire et, par suite, compte tenu de la pulsation, à la valeur de l'inductance des fuites totales de la machine rapportée à l'induit.

Pour les alternateurs à pôles saillants, par contre, la construction particulière de ces machines conduit à la détermination d'une valeur moyenne entre les réactances subtransitoires longitudinale et transversale.

Si l'on a déterminé, par un essai de mise en c. c. brusque, ou par un essai d'ouverture de c. c., la valeur de la réactance subtransitoire longitudinale, il sera alors possible, à partir de la valeur X_{123} fournie par la méthode de résonance, de calculer la valeur de la réactance subtransitoire transversale.

Cette valeur permet de définir, lorsqu'on la compare à la réactance synchrone transversale, le degré d'amortissement de la machine.

Les résultats comparables obtenus par l'application de méthodes dont le principe diffère essentiellement de celui des méthodes déjà proposées, permettent de dégager d'intéressantes conclusions quand on quitte le domaine de la pratique industrielle pour celui de l'aspect scientifique et théorique des phénomènes.

Dans ce domaine particulier, en effet, la méthode de résonance vient confirmer les hypothèses de nombreux auteurs, selon lesquelles la véritable inductance des fuites totales d'une machine synchrone est celle qui, en plus des fuites de l'induit et de l'inducteur, tient compte des fuites de l'amortisseur.

La définition exacte de l'inductance des fuites totales d'une machine synchrone devrait donc, à notre point de vue, être la suivante :

« L'inductance des fuites totales d'un alternateur est l'inductance que présente un des enroulements lorsqu'il se trouve en présence de tous les autres enroulements de la machine fermés en court-circuit sur eux-mêmes, et de toute masse métallique intéressée par les flux intervenant dans le fonctionnement de la machine. »

C'est, en particulier, l'opinion qu'en 1933 M. FALLOU défendait à la Société Française des Electriciens, au cours d'une discussion concernant une communication de M. BARRÈRE sur la détermination des réactances des machines synchrones.

M. FALLOU faisait en effet remarquer que la dénomination de réactance subtransitoire paraissait assez impropre et que la réactance X_{ω} mesurée dans l'essai de mise en c. c. brusque ou d'ouverture de c. c. représentait réellement la réactance des fuites totales des 3 enroulements (induit, inducteur et amortisseur).

Nous avons pu également mettre en évidence un point important, dont les conséquences peuvent être intéressantes quand il s'agit de représenter une machine synchrone par son circuit équivalent.

En effet, nous avons montré, à partir des résultats obtenus dans nos essais, qu'il était possible d'écrire

$$X_{123} = \frac{X''_l + X''_t}{2} = \frac{\lambda \omega + X_l}{2} \cong x_s + \frac{X_{at}}{2}$$

Il est en général facile de déterminer la réactance des fuites de l'induit, soit par la méthode du rotor enlevé, avec correction de SCHENCKEL, soit en admettant que la méthode de POTIER détermine pratiquement la valeur de x_s .

Le calcul de la réactance transitoire transversale devient alors possible et la comparaison de la valeur obtenue avec celle de la réactance synchrone transversale, montre, dans les conditions de nos essais, qu'il y a très peu de différence entre ces deux grandeurs. La détermination de la réactance synchrone transversale pourra donc être effectuée, en tenant compte de cette remarque et l'on peut noter que la méthode ainsi proposée présente sur celle de HAGA l'avantage de ne pas nécessiter un enregistrement à l'oscillographe toujours délicat à effectuer et qui d'ailleurs ne peut être réalisé pour la tension nominale de la machine.

Notons enfin que la détermination de X_t à partir des valeurs de X_{123} et de x_s est suffisamment précise, x_s présentant une valeur faible vis-à-vis de X_{123} .

3° Signalons également qu'il n'apparaît pas nécessaire, pour appliquer la méthode de résonance, de disposer d'un nombre important de capacités présentant des valeurs suffisamment fractionnées, condition qu'il est en général possible de réaliser en Laboratoire.

Une variante de la méthode peut consister à alimenter l'inducteur de l'alternateur par une source indépendante et à l'entraîner à une vitesse légèrement supérieure à la vitesse nominale, après avoir branché, aux bornes de l'induit, un condensateur de capacité appropriée.

On coupe alors l'alimentation du moteur d'entraînement de la machine synchrone et on enregistre les variations du courant dans l'induit en fonction de la vitesse de l'alternateur ou de la fréquence de sa tension aux bornes. On observera sur la bande d'enregistrement la résonance des harmoniques pour des fréquences déterminées $f_1, f_2, \dots$

On calculera les réactances correspondantes et l'on déduira de ces valeurs soit les inductances soit les réactances en ramenant ces dernières à la fréquence nominale.

4° Enfin, si l'on détermine la matrice impédance de la machine, comme l'a fait en particulier M. DEBORNE³, il est possible de déduire de cette expression des lois de correspondance simple permettant de transformer les inductances principales en expressions ne contenant que les inductances des fuites totales. Les calculs numériques des applications sont alors nettement facilités.

Les résultats que nous avons obtenus à partir de la méthode de résonance se montrent en parfait accord avec ceux présentés par cet auteur à partir du calcul matriciel. En particulier celui-ci a montré que la réactance transitoire transversale, est peu différente de la réactance synchrone transversale, résultats que nous avons de notre côté mis en évidence.

L'approximation qui consiste à négliger dans ce cas l'influence de l'amortisseur est parfaitement justifiée.

D'un autre côté, nous avons précisé, comme le fait M. DEBORNE, la notion du court-circuit de l'inducteur et ceci aussi bien dans le cas de régimes transitoires, où l'on peut considérer que le courant d'excitation reste en dehors du phénomène, que dans le cas de résonances d'harmoniques pour lesquelles le courant d'excitation fixe principalement la saturation.

(3) Inductances transitoires des machines synchrones à trois et à N enroulements. (S. F. E., avril 1950).

CHAPITRE III

LES RÉACTANCES INTERVENANT DANS LE FONCTIONNEMENT DES MACHINES SYNCHRONES ET L'INFLUENCE DE LA SATURATION

Les réactances qui interviennent dans le fonctionnement des machines synchrones ont des valeurs différentes suivant qu'il s'agit de phénomènes lents ou permanents, très rapides (quelques centièmes de seconde), ou intermédiaires.

Les phénomènes lents ou permanents mettent en jeu les réactances synchrones, les phénomènes très rapides les réactances subtransitoires, et les phénomènes intermédiaires les réactances transitoires.

De plus, il y a lieu, dans le cas de machines synchrones à pôles saillants, de distinguer les variations des composantes transversale et longitudinale de la f. m. m. due au courant de l'induit.

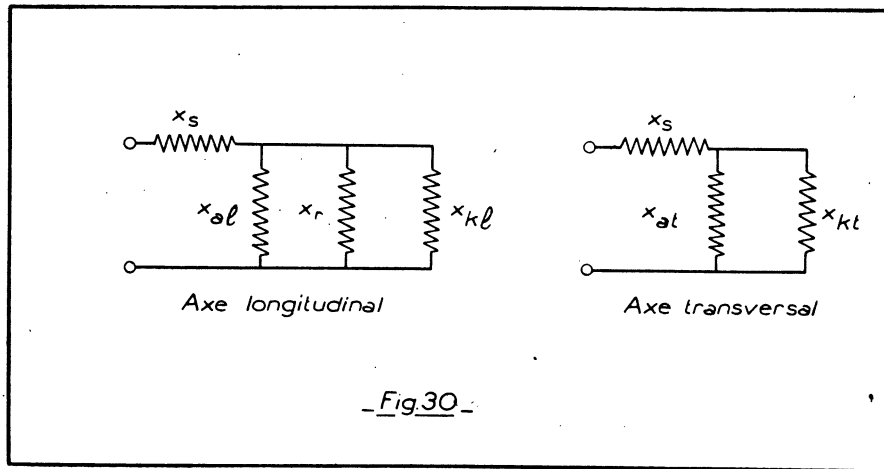
Pour l'étude des phénomènes permanents et des phénomènes transitoires et, d'une manière générale, pour l'étude de l'importance des courants de défaut en cas de court-circuit ou de marche en déséquilibre, il y a lieu de faire intervenir les réactances suivantes :

X_t	réactance synchrone transversale;	
X_l	réactance synchrone longitudinale;	
X'_l	réactance transitoire longitudinale;	
X''_l	réactance subtransitoire longitudinale	} ou réactances des fuites totales;
X''_t	réactance subtransitoire transversale	
X_i	réactance inverse;	
X_o	réactance homopolaire.	

Les circuits équivalents (*fig. 30*) d'une machine synchrone à pôles saillants seront différents suivant que l'on considère l'axe transversal ou l'axe longitudinal de la machine.

x_s représente la réactance de fuites de l'induit;
 x_r la réactance de fuites de l'inducteur;
 X_{sl} et X_{st} les réactances d'entrefer longitudinale et transversale;
 X_{sl} et X_{st} les réactances des circuits amortisseurs suivant les deux axes.

Les réactances synchrones transversale et longitudinale ont respectivement pour valeur la somme de la réactance de fuites de l'induit et de la



réactance d'entrefer transversale ou longitudinale :

$$X_t = x_s + X_{at},$$

$$X_t = x_s + X_{at}.$$

Dans la valeur de la réactance transitoire longitudinale X'_t , intervient la réactance de fuites de l'induit x , et la réactance de fuites de l'inducteur x_r .

Pour la valeur de la réactance subtransitoire longitudinale, il y a lieu de faire intervenir, en plus de la réactance de fuites de l'induit x , les trois réactances en parallèle :

X_{at} réactance d'entrefer longitudinal;

x_r réactance de fuites de l'inducteur;

X_{kl} réactance des amortisseurs suivant l'axe longitudinal.

La valeur de la réactance subtransitoire transversale est la réactance globale du circuit comprenant la réactance de fuites du stator x_s et les deux réactances X_{at} et X_{kt} en parallèle;

La réactance X_t , qui s'oppose au passage du courant inverse dû à la composante inverse de la tension appliquée aux bornes est influencée par les deux réactances subtransitoires longitudinale et transversale.

Enfin, la réactance homopolaire présente une valeur voisine de la réactance de fuites de l'induit x_s .

La connaissance des valeurs de toutes ces réactances permet donc, d'une manière générale, de prédéterminer les conditions de fonctionnement d'une machine synchrone :

— qu'il s'agisse d'un phénomène permanent par l'application de la méthode de l'A.I.E.E. ou de celle des deux réactions de BLONDEL d'ailleurs plus rigoureuse et plus précise.

— ou bien d'un phénomène transitoire tel que le calcul du courant de court-circuit dans le cas d'une mise en court-circuit brusque ou encore du fonctionnement de la machine en régime déséquilibré.

Toutes les méthodes utilisées pour la détermination des diverses réactances et partant pour leur utilisation dans des diagrammes, conduisent à des résultats la plupart du temps très approchés, tant que le circuit magnétique de la machine considérée n'est pas saturé.

Les phénomènes sont plus complexes et les résultats obtenus moins précis dès qu'il est nécessaire de faire intervenir la saturation du circuit magnétique, ce qui est le cas le plus général dans la pratique.

Les publications sur l'influence de la saturation sont nombreuses, et les auteurs s'accordent en général pour proposer des méthodes empiriques qui permettent d'approcher la réalité, le fond même du phénomène n'est, la plupart du temps, qu'effleuré.

Nous ne nous proposons pas d'aborder ce phénomène dans son ensemble, mais simplement, dans le cadre de notre travail, d'apporter une contribution à l'étude de l'influence de la saturation.

— d'une part en envisageant et proposant une méthode graphique qui permet de tenir compte de la variation de la réactance synchrone transversale lors du tracé du diagramme de BLONDEL;

— d'autre part, à partir de l'application de la méthode de résonance aux machines synchrones, d'examiner l'influence de la saturation sur l'inductance des fuites totales d'une part et sur la réactance synchrone transversale d'autre part.

Nous avons vu en effet qu'il était possible d'écrire :

$$X_{s23} = \frac{\lambda \omega + X_t}{2} \simeq x_s + \frac{X_{at}}{2}$$

La réactance de fuites de l'induit seul étant pratiquement constante lorsque l'état de saturation de la machine se modifie, il sera possible d'étudier l'influence de cette dernière sur la valeur de X_t réactance synchrone transversale ou X_{at} réactance d'entrefer transversale.

Méthode graphique permettant de tenir compte de la variation de la réactance synchrone transversale dans le tracé du diagramme des deux réactions.

Rappelons le principe du tracé du diagramme des deux réactions ou diagramme de BLONDEL (*fig. 31*).

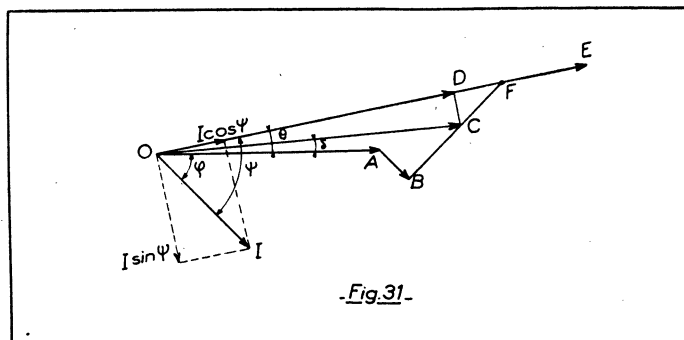
On part de la tension aux bornes de la machine $OA = V$; on porte $AB = r I$ chute de tension par phase dans la résistance de l'induit r .

On porte enfin $BF = X_t I$, chute de tension dans la réactance synchrone transversale.

OF donne la direction de la force électromotrice longitudinale.

Du point C défini par la relation $BC = x_s I$ on mène CD perpendiculaire à OF. On obtient un vecteur OD représentant en grandeur et direction la force électromotrice longitudinale E_t .

L'angle θ entre OD et OA représente l'angle de puissance de la machine.
 Deux méthodes peuvent alors être utilisées pour obtenir la valeur du courant d'excitation correspondant au fonctionnement considéré.



a) Celle de BLONDEL qui consiste à faire intervenir le coefficient α , rapport d'équivalence des ampère-tours induit et inducteur.

Cette méthode permet de ne faire aucune hypothèse sur l'état de saturation de la machine, puisque celle-ci ne fait intervenir que les forces magnétomotrices.

b) Celle des deux réactions proposée par MM. DOHERTY et NICKLE, qui fait intervenir les deux réactances synchrones longitudinale et transversale, et qui par conséquent doit tenir compte de l'influence de la saturation sur la réactance synchrone longitudinale.

Dans notre étude, nous avons utilisé la méthode de BLONDEL en faisant intervenir le coefficient d'équivalence, α .

Dans ces conditions, la valeur $OD = E_i$ de la f. e. m. longitudinale permet de lire sur la caractéristique à vide le courant d'excitation J_i correspondant. La valeur J du courant d'excitation cherché s'obtient par la relation :

$$J = J_i + \alpha I \sin \psi.$$

Dans ces conditions, considérons le diagramme de la figure 31 tracé pour un point de fonctionnement de la machine défini par une tension aux bornes V , un courant dans l'induit I et un facteur de puissance $\cos \varphi$ et proposons-nous de déterminer d'une part l'angle de puissance θ de la machine et d'autre part le courant d'excitation J correspondant, en supposant connue la courbe des variations de la réactance transversale en fonction du courant d'excitation J .

On remarque sur ce diagramme que la f. e. m. $E_i = OD$ peut se mettre sous la forme :

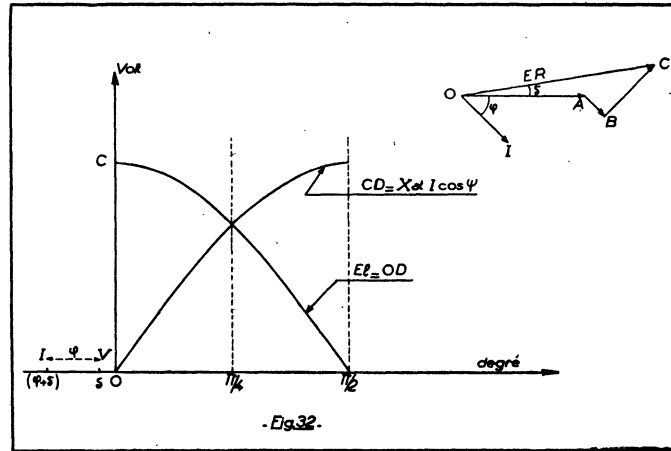
$$E_i = OD = OC \cdot \cos (\theta - \delta).$$

Or OC représente la f. e. m. interne E_r de la machine, cette valeur n'est pas influencée par la saturation, le vecteur $BC = x_s I$ faisant intervenir la réactance de fuites de l'induit x_s qui peut être considérée comme constante quel que soit l'état de saturation de la machine.

De plus, le vecteur CD qui représente le produit $X_{at} I \cos \psi$ de la réactance d'entrefer transversale par la composante active du courant vis-à-vis de la f. e. m. longitudinale présente la valeur :

$$CD = OC \sin (\theta - \delta).$$

En conséquence, si l'on trace la portion du diagramme des deux réactions constituée par le tracé OABC, on obtient en grandeur et direction la f. e. m. interne $OC = E_R$ qui permet de déterminer en fonction de l'angle $(\theta - \delta)$ les variations de la f. e. m. longitudinale $OD = E_i$ et de la chute de tension dans la réactance d'entrefer transversale $CD = X_{at} I \cos \psi$.



Considérons deux axes de coordonnées rectangulaires (*fig. 32*), l'axe des abscisses gradué en degrés, l'axe des ordonnées en volts.

Le tracé du diagramme partiel OABC donne la valeur OC de la f. e. m. interne de la machine.

Nous prendrons OC comme origine des phases, la phase de V sera donc $-\delta$, celle de I, $-(\varphi + \delta)$.

La variation de la f. e. m. longitudinale $E_i = OD$ sera représentée par une portion de demi-sinusoïde, telle que celle représentée sur la figure; il en sera de même pour : $CD = X_{at} I \cos \psi$.

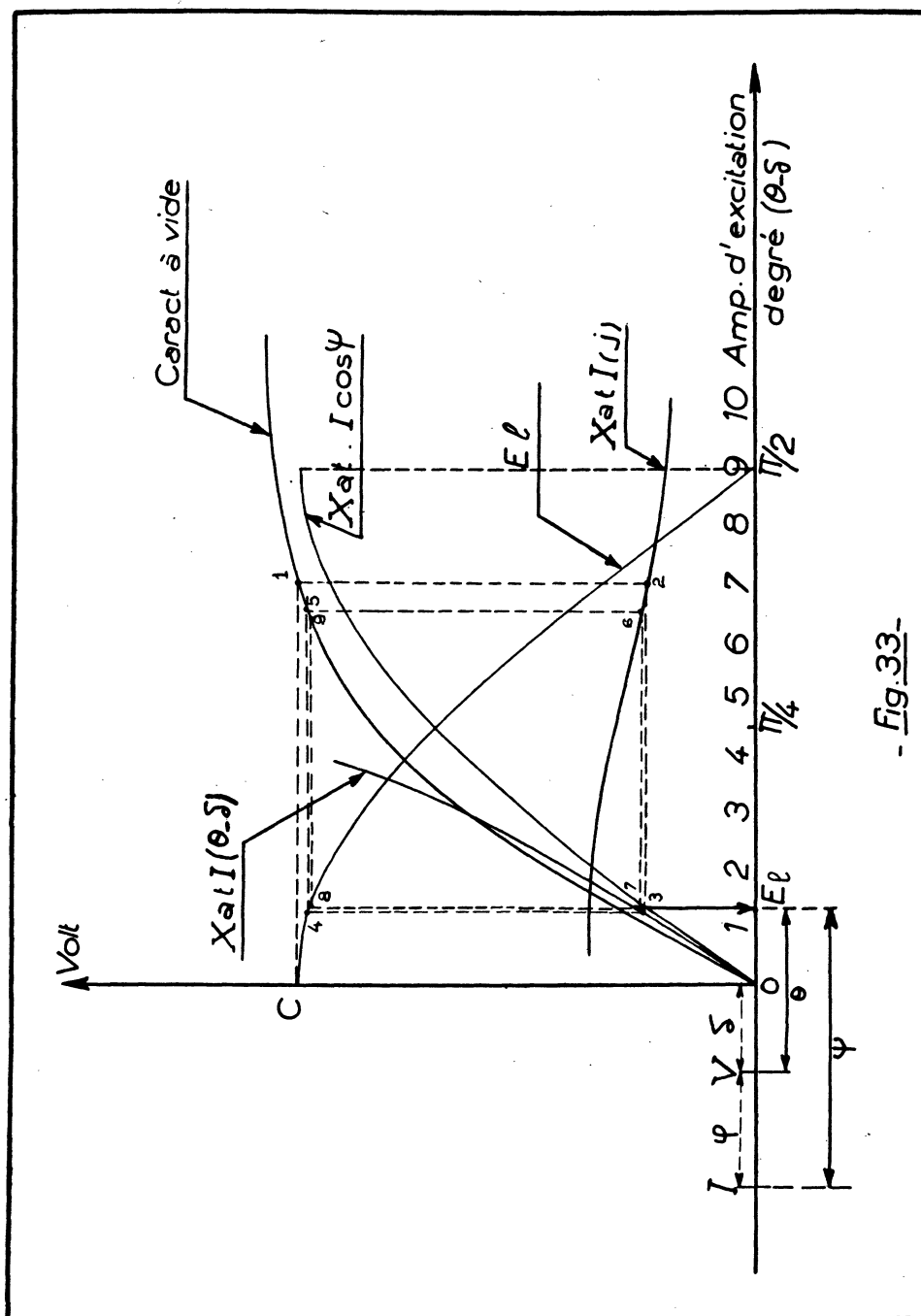
Les considérations ci-dessus nous permettent donc de tracer entièrement le diagramme proposé comme indiqué sur la figure 33.

On porte sur l'axe des abscisses, d'une part une échelle graduée en degrés, d'autre part une échelle graduée en courant d'excitation.

Sur les axes correspondant à V $(\theta - \delta)$, on porte la courbe des variations de la f. e. m. longitudinale $E_i = OC \cos (\theta - \delta)$ et celle des variations de $X_{at} I \cos \psi = OC \sin (\theta - \delta)$.

Pour chaque point de cette dernière courbe, il est facile de déterminer la valeur de $\psi = \theta + \varphi$ et donc de $\cos \psi$. Nous obtiendrons la courbe représentant $X_{at} I$ en fonction de $(\theta - \delta)$.

D'autre part, sur les axes $V(j)$ on porte la caractéristique à vide de la machine et la courbe $X_{at} I(j)$ obtenue à partir de la courbe des variations de la réactance transversale en fonction de la saturation.



Il est alors facile de déterminer, par une méthode d'approximations successives, les points sur les différentes courbes correspondant aux conditions de fonctionnement envisagées.

On part de la valeur OC de la f. e. m. longitudinale, pour laquelle $\Theta = \delta$.

On mène C_1 parallèle à l'axe des abscisses, le point (1) étant pris sur la caractéristique à vide; le point (2) sur la verticale de (1) donne la valeur de X_{at} I en fonction de j .

L'horizontale 2, 3 aboutit à une même valeur de X_{at} I en fonction de $(\Theta - \delta)$.

Le point (4) sur la verticale de (3) donne la nouvelle valeur de la f. e. m. longitudinale.

Si l'on effectue un deuxième tracé, on aboutit très rapidement à des valeurs très proches, et on obtient enfin en (8) la valeur de la f. e. m. longitudinale cherchée.

Sur l'échelle des degrés, à la verticale du point (8), on lit l'angle $\Theta - \delta$ correspondant, il est alors facile de connaître l'angle de puissance Θ d'une part et l'angle ψ d'autre part.

D'autre part, sur la verticale du point (9) on détermine, sur l'échelle des courants d'excitation, la valeur du courant J_i correspondant à la f. e. m. E_i ainsi déterminée.

Connaissant la valeur de l'angle ψ pour le fonctionnement considéré, il est facile d'en déduire le courant d'excitation dans l'inducteur par la relation :

$$J = J_i + \alpha I \sin \psi$$

Influence de la saturation sur la réactance mesurée par la méthode de résonance.

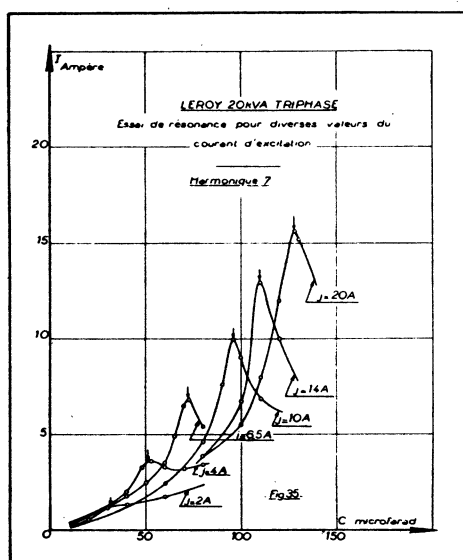
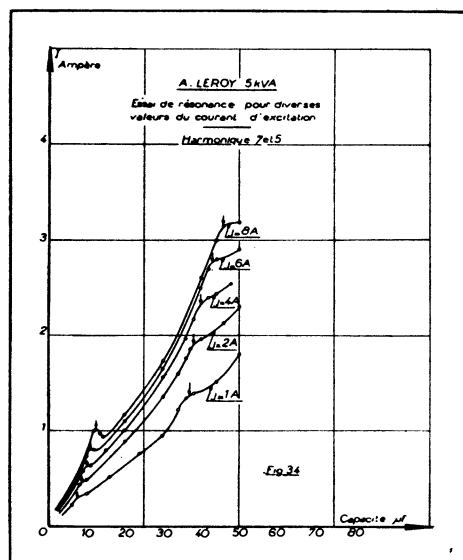
Dans tous les essais de résonance que nous avons effectués jusqu'à présent sur les alternateurs étudiés, la valeur du courant d'excitation de la machine était choisie de telle façon que la f. e. m. correspondante se situe sur la partie droite de la caractéristique à vide. Dans les expériences suivantes, nous avons, au contraire, fonctionné pour différentes valeurs progressivement croissantes du courant d'excitation en essai, et nous avons tracé, pour chacune des valeurs de j correspondantes, la courbe donnant les variations de l'intensité débitée par l'alternateur branché en triphasé en fonction de la capacité insérée dans le circuit de l'induit.

Les figures 34, 35 et 36 reproduisent les résultats obtenus sur les alternateurs Leroy 5 kVA, Leroy 20 kVA et C. G. E. N. 75 kVA respectivement.

Les courbes ainsi obtenues montrent, en fonction du courant d'excitation de la machine, une variation progressive de la capacité qui provoque la résonance. Ce résultat se retrouve d'ailleurs aussi bien pour un harmonique direct que pour un harmonique inverse.

Il est donc possible de déterminer pour chaque valeur de l'excitation une valeur de réactance X_{123} .

Les résultats correspondants sont reportés dans les tableaux 26, 27 et 28 ci-après.



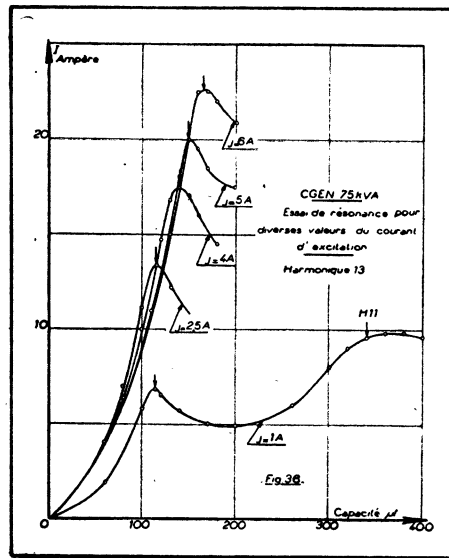


TABLEAU 26. Alternateur Leroy 5 kVA.

Courant d'excitation Ampère.		1	2	4	6	8
Harmoni- que 7	Capacité provoquant la résonance μf	7,6	8,5	10	11	12,5
	X_{123} ohm.	8,5	7,7	6,5	5,9	5,2
Harmoni- que 5	Capacité provoquant la résonance μf	37	38	40	43	46
	$(X_1)_R$ ohm.	3,5	3,4	3,2	3,0	2,80

TABLEAU 27. Alternateur Leroy 20 kVA.

Courant d'excitation — Ampère —	2	4	6,5	10	14	20
Capacité provoquant la résonance de l'harmonique 7 — μf —	31,5	51	72	96	110	128
X_{123} — ohm —	2,07	1,28	0,90	0,68	0,59	0,51

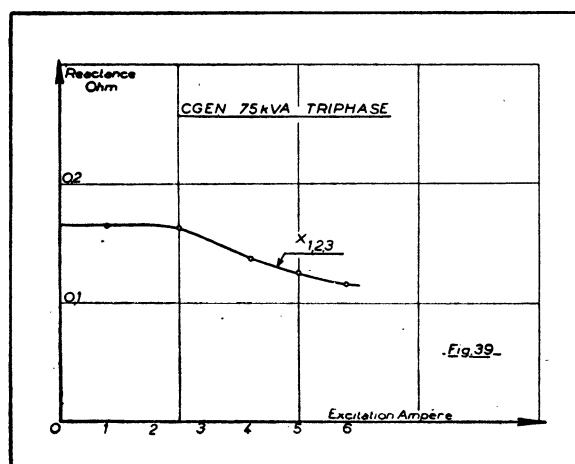
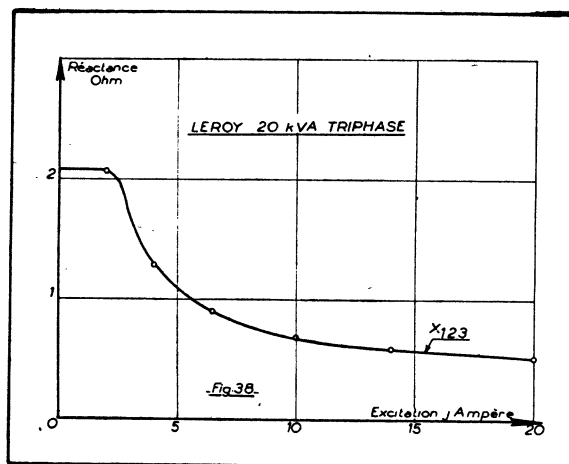
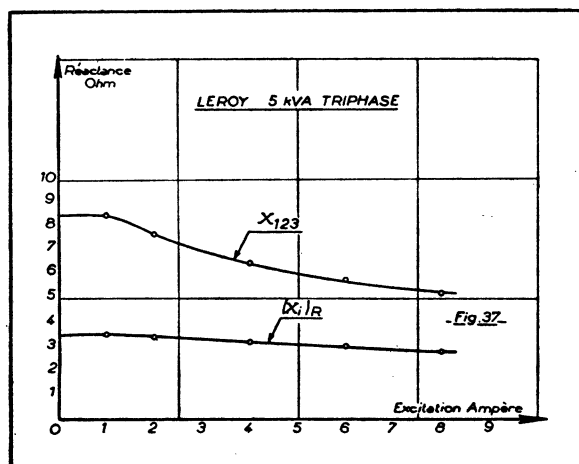
TABLEAU 28.

C. G. E. N. 75 kVA.

Courant d'excitation — Ampère —	1	2,5	4	5	6
Capacité provoquant la résonance de l'harmonique 13 — μf —	114	116	138	150	165
X_{123} — ohm —	0,165	0,163	0,137	0,125	0,115

En examinant les résultats consignés dans les tableaux ci-dessus, il est possible de tracer en fonction de l'excitation la courbe représentant la variation de la réactance mesurée par la méthode de résonance.

Les courbes correspondantes sont reportées figures 37, 38 et 39.



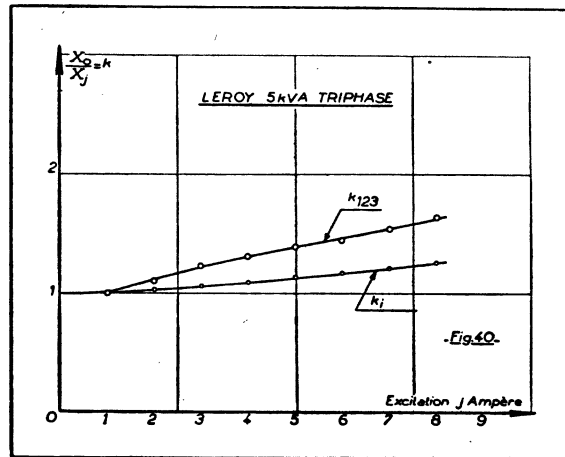
Ces courbes permettent déjà de tirer une conclusion intéressante :

Si la variation de la réactance X_{123} en fonction du courant d'excitation est relativement importante, par contre la variation de la réactance inverse $(X_i)_R$ est nettement plus faible.

En effet, si l'on compare les valeurs des réactances X_{123} et $(X_i)_R$ non saturées à celles correspondant à un même courant d'excitation, on peut tracer pour l'alternateur 5 kVA, en particulier, les courbes représentant en fonction du courant d'excitation les variations des facteurs de saturation dans les deux cas (fig. 40) définis par les relations ci-après :

$$k_{123} = \frac{(X_{123})_0}{(X_{123})_j}$$

$$k_i = \frac{(X_i)_0}{(X_i)_j}$$



La variation du facteur de saturation pour la réactance inverse est donc beaucoup moins importante que celle du facteur de saturation pour la réactance X_{123} .

Ce fait semblerait confirmer les hypothèses de certains auteurs qui assimilent la réactance inverse à une réactance de fuites assez peu différente, en général, de la réactance de fuites de l'induit.

Revenons à la réactance X_{123} .

Nous savons qu'il est possible d'écrire :

$$X_{123} = x_s + \frac{X_{at}}{2}$$

La réactance de fuites de l'induit x_s , étant pratiquement constante en fonction de la saturation, la variation de X_{123} en fonction de cette dernière va nous permettre de déterminer la variation de la réactance transversale d'entrefer et ainsi de déterminer les éléments nécessaires à l'application de la construction graphique signalée plus haut.

Faisons cependant une importante remarque :

Si lors de l'application de la méthode de résonance, le courant dans l'induit est faible vis-à-vis du courant nominal de la machine, on peut admettre que seul le courant dans l'inducteur fixe les conditions de saturation du circuit magnétique; par contre, si le courant dans l'induit est important (comme c'est par exemple le cas pour l'alternateur de 20 kVA Leroy étudié), il faudra tenir compte du supplément de magnétisation introduit par ce courant pour obtenir une courbe $X_{at} = f(j)$ qui représente approximativement le phénomène physique.

Un tel résultat semble pouvoir être obtenu de la manière suivante : pour un courant d'excitation donné, et pour la résonance d'un harmonique, on trouve dans l'induit un courant de la forme :

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_n^2}$$

Le courant I_1 est d'une manière très approchée égal au produit EC_{ω} de la f. e. m. à vide pour le courant d'excitation considéré par l'inverse de la capacitance.

Il sera alors possible, en tenant compte du fait que ce courant I_1 correspondant au fondamental est décalé de $\pi/2$ en avant, vis-à-vis de la f. e. m., et qu'il est donc par conséquent entièrement magnétisant, de déterminer le courant d'excitation résultant, correspondant au point de fonctionnement envisagé, d'après la relation :

$$j_R = j + \alpha I_1$$

α étant le coefficient d'équivalence entre induit et inducteur.

Cette correction étant apportée, la courbe $X_{at} = f(j_R)$ représentera pratiquement la variation de la réactance transversale d'entrefer en fonction de la saturation du circuit magnétique.

La remarque que nous venons de développer est confirmée en observant les courbes de variations de $X_{123} = f(j)$ pour les deux alternateurs Leroy 5 kVA et 20 kVA triphasé.

En effet, ces deux alternateurs sont pratiquement de constructions identiques, et il serait normal que la variation de la réactance X_{123} en fonction de la saturation soit approximativement la même pour les deux alternateurs.

Or, il n'en est rien, et ce phénomène s'explique par le fait que si pour $j = 6^A$ par exemple dans l'alternateur Leroy 5 kVA, le courant dans l'induit est de 0,8 Ampère au moment de la résonance du 7, soit 6 % du courant nominal, par contre pour $j = 20^A$ dans l'alternateur Leroy 20 kVA, excitation qui donne la même f. e. m. à vide que $j = 6^A$ sur le 5 kVA, le courant total dans l'induit est de 16 Ampères environ, soit 30 % du courant nominal, et le courant fondamental est déjà 13 % du courant nominal.

La correction à apporter à la courbe $X_{ar} = f(j)$ dans le cas du 20 kVA doit être importante, alors qu'il est possible de la négliger dans le 5 kVA, ainsi d'ailleurs que dans le cas du C. G. E. N. 75 kVA.

Notons de plus, toujours dans le même ordre d'idées, que la présence au moment de la résonance d'un courant harmonique n important fausse encore la connaissance exacte de l'état de saturation du circuit magnétique de la machine.

Il est d'ailleurs possible de corriger cet état de fait en diminuant le coefficient de surtension du circuit par l'introduction d'une résistance dans l'induit. On diminuera alors l'importance du courant harmonique, et si l'on diminue aussi la précision de la méthode, on augmente par contre la précision de la connaissance du point exact de saturation.

CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre de notre travail, nous avons par conséquent obtenu quelques renseignements intéressants que nous résumons ci-après :

1° Ainsi que le signalait dans une récente publication M. HAMDI-SEPEN ⁽¹⁾, il est possible d'appliquer le diagramme de Blondel aux alternateurs saturés, en admettant une variation de la réactance transversale en fonction de la saturation. Nous avons proposé une méthode graphique permettant de tenir compte de cette variation et de prédéterminer ainsi les conditions de fonctionnement d'une machine synchrone : courant d'excitation et angle de puissance.

2° Il apparaît que la méthode de résonance appliquée aux machines synchrones saturées permet de déterminer l'influence de la saturation sur la réactance transversale d'entrefer.

Cependant, les résultats obtenus dans ce cas doivent être utilisés avec précautions; en particulier, il faudra tenir compte du supplément de magnétisation apporté par le courant fondamental dans l'induit, courant entièrement magnétisant, d'autre part il sera bon de diminuer le coefficient de surtension du circuit, quitte à diminuer légèrement la précision de la méthode, afin que la f. m. m. harmonique n'apporte elle-même une modification à la saturation du circuit magnétique qui doit être presque entièrement due aux courants fondamentaux dans l'inducteur et dans l'induit.

(1) M. HAMDI-SEPEN. Contribution à l'étude expérimentale des décalages internes des machines synchrones. Influence de la saturation (R. G. E., mars 1951).

CHAPITRE IV

APPLICATION DE LA MÉTHODE DE RÉSONANCE AUX MACHINES ASYNCHRONES INFLUENCE DE LA SATURATION

Nous avons pu montrer dans les chapitres I et II précédents que la méthode de résonance était applicable dans le cas des transformateurs statiques d'une part et dans le cas des machines synchrones d'autre part.

Cette méthode permet pour les transformateurs la mesure des inductances des fuites totales, et pour les machines synchrones elle conduit à la détermination de la même grandeur. Nous avons fait remarquer cependant que, dans ce dernier cas, la nature même de la construction influait sur l'inductance mesurée.

Pour les alternateurs à pôles saillants, les composantes transversale et longitudinale de la f. m. m. de l'induit intéressent chacune une inductance différente, et la f. m. m. harmonique créée au moment de la résonance va passer successivement de la position transversale à la position longitudinale.

Pour les alternateurs à rotor cylindrique, l'homogénéité de l'entrefer simplifie les phénomènes, et l'inductance des fuites totales reste la même quelle que soit la position du rotor. C'est ce qu'ont permis de montrer, en particulier, les essais que nous avons effectués sur deux moteurs asynchrones dont le rotor branché en diphasé équivalent était alimenté par une source de tension continu.

Compte tenu des remarques ci-dessus, on voit que la méthode de résonance sera également applicable aux machines asynchrones; une telle machine peut d'ailleurs être considérée comme un transformateur à champ tournant ou encore comme un alternateur à rotor cylindrique, et dans ce cas, comme pour les précédents, la réactance mesurée correspondra à la réactance des fuites totales de la machine.

Ce sont les résultats de ces applications que nous nous proposons de développer dans ce chapitre.

Méthode de mesure.

Nous avons appliqué la méthode de résonance à deux machines asynchrones triphasées de puissances respectives 7,5 et 9 CV.

Le rotor étant à l'arrêt, nous avons branché les capacités aux bornes des enroulements de ce rotor et nous avons alimenté les enroulements du stator par l'intermédiaire d'une tension triphasée progressivement croissante.

Nous avons noté les variations du courant par phase au rotor en fonction des capacités insérées aux bornes de ce même enroulement.

Pour augmenter la précision de la mesure au moment de la résonance d'un harmonique, nous avons couplé sur le réseau, comme pour l'essai correspondant effectué sur les transformateurs statiques (chapitre I), une machine synchrone dont la courbe de tension était elle-même déformée par la présence d'un harmonique.

Les résultats des essais réalisés sur les moteurs asynchrones étudiés sont résumés dans les pages qui suivent.

1° *Moteur asynchrone S. W. 9 CV.*

Ce moteur possède les caractéristiques ci-après :

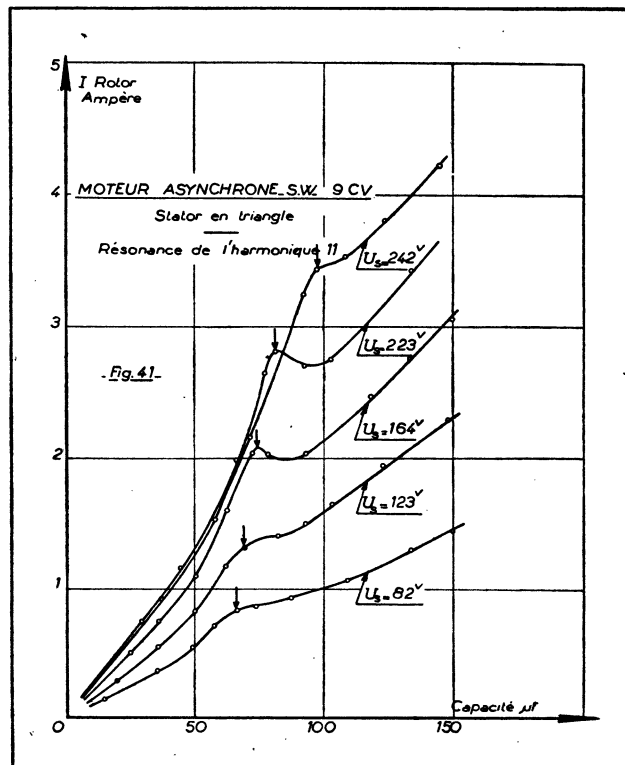
— triphasé : 220/380 V. — 1530 t/m. — 9 CV. — 50 Hz.

26,1/15 A. — $\cos \varphi = 0,8$.

Dans un premier essai, le stator étant couplé en triangle, nous avons branché les capacités aux bornes de l'enroulement rotorique et noté pour différentes tensions d'alimentation les variations du courant rotorique en fonction des capacités.

Dans un deuxième essai, nous avons noté les mêmes grandeurs, mais pour un montage étoile au stator.

Les figures 41 et 42 reproduisent les résultats obtenus.



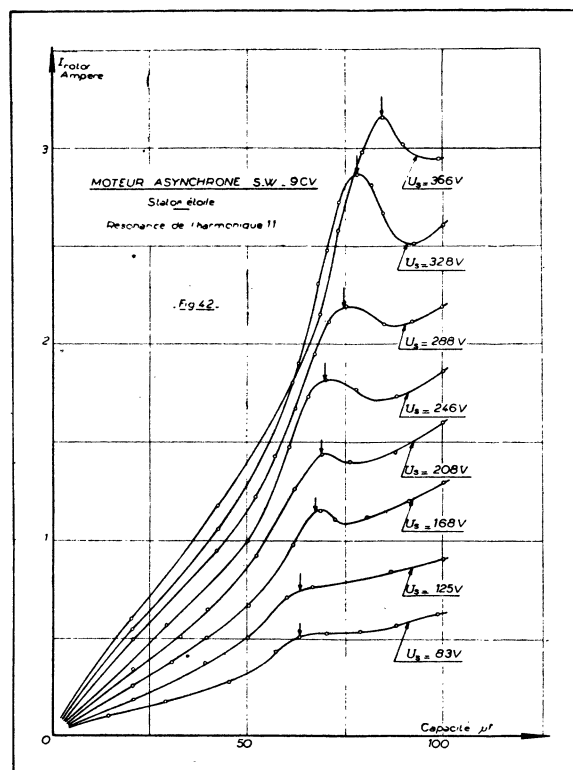
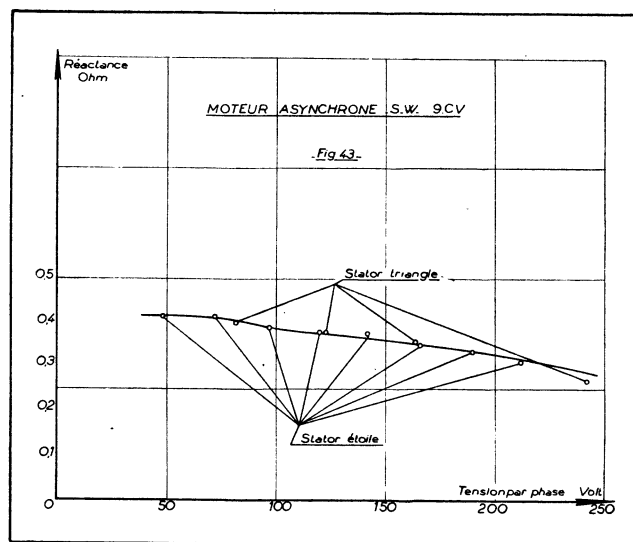


TABLEAU 29.

Montage du stator	Tension par phase — Volt —	Capacité provoquant la résonance — μf —	X_2 Réactance des fuites totales — ohm —
étoile	48	63,5	0,415
étoile	72	63,5	0,415
triangle	82	66,0	0,400
étoile	97	67,5	0,390
étoile	120	69,0	0,382
triangle	123	69,5	0,380
étoile	142	70,0	0,376
triangle	164	73,5	0,359
étoile	166	75,0	0,351
étoile	190	78,5	0,336
étoile	212	84,0	0,314
triangle	223	81,0	0,325
triangle	242	97,5	0,270

Les courbes ci-dessus montrent, comme pour les machines synchrones, une variation en fonction de la tension d'alimentation de la capacité provoquant la résonance de l'harmonique amplifié dans le réseau. Il est donc par conséquent possible de déterminer, pour chaque valeur de la tension, la valeur X_2 , rapportée au secondaire, de la réactance des fuites totales de la machine, en considérant que cette grandeur peut être définie quel que soit l'état de saturation du circuit magnétique.

Le tableau n° 29 ci-dessus résume ces résultats que nous avons ensuite reportés graphiquement sur la figure 43.



Sous réserve de la remarque précédente (définition possible d'une réactance des fuites totales quel que soit le degré de saturation), la figure 43 montre la variation de la réactance X_2 en fonction de la tension d'alimentation.

2° Moteur asynchrone Siemens 5,5 kW.

Ce moteur possède les caractéristiques ci-dessous :

— triphasé : 220/380 V. — 1425 t/m. — 5,5 kW — 50 Hz.

20,2/11,7 A. — $\cos \varphi = 0,84$.

Nous avons réalisé sur cette machine les mêmes essais que pour le moteur précédent; les résultats sont reportés dans les figures 44, 45 et 46, et résumés dans le tableau n° 30.

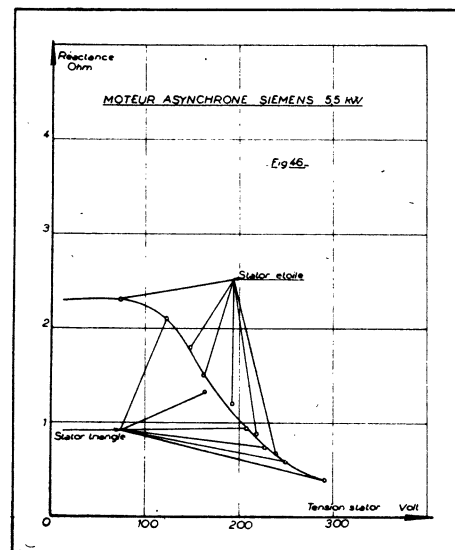
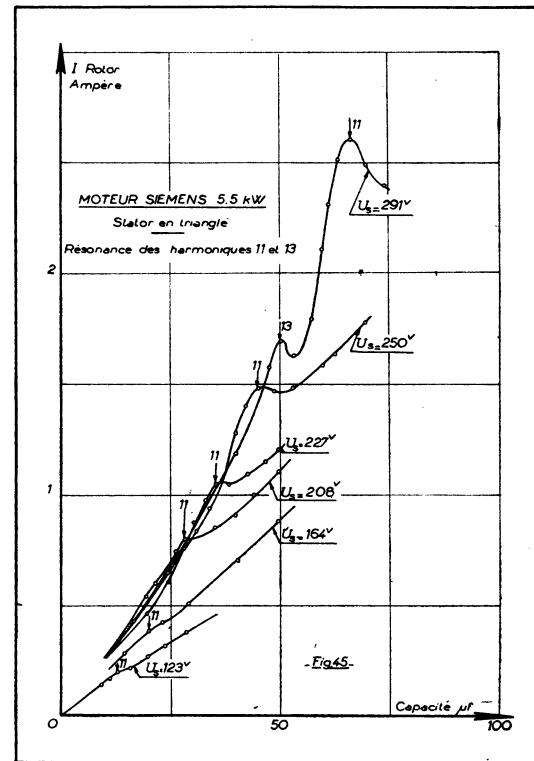
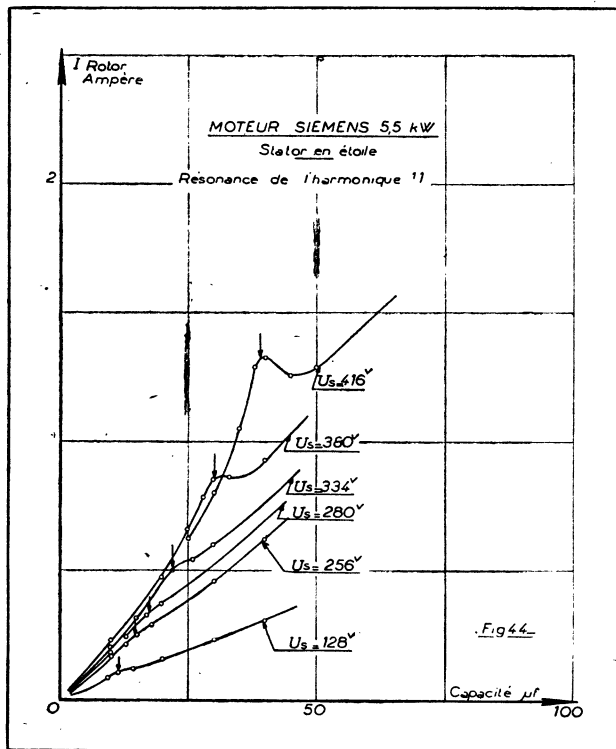


TABLEAU 30.

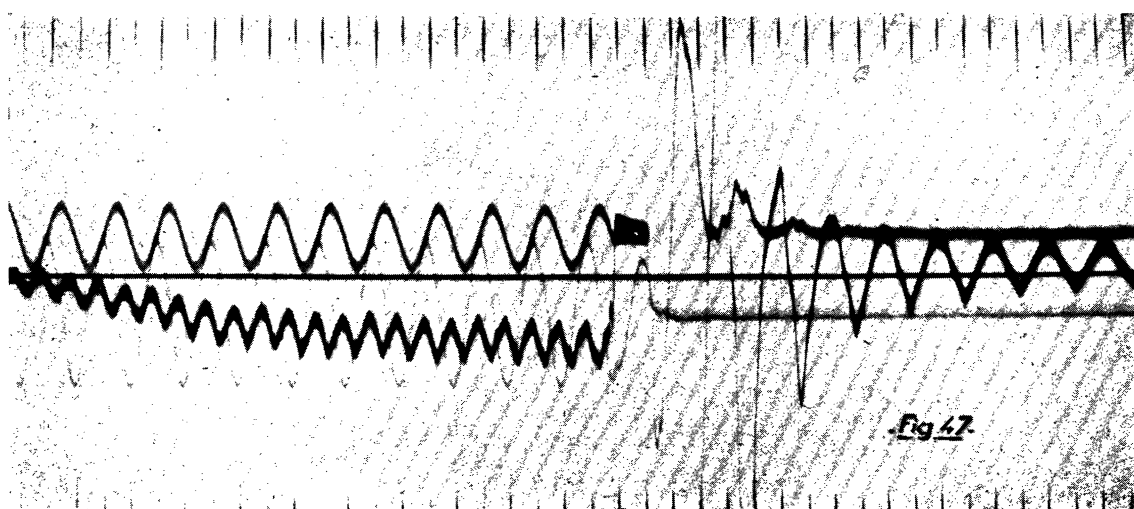
Montage du stator	Tension par phase — Volt —	Capacité provoquant la résonance — μf —	Réactance des fuites totales — ohm —
étoile	74	11,5	2,3
triangle	123	12,5	2,10
étoile	148	14,5	1,80
étoile	162	17,5	1,50
triangle	164	20,0	1,32
étoile	193	22,0	1,20
triangle	208	28,0	0,94
étoile	219	30,0	0,88
triangle	227	35,5	0,74
étoile	240	39,0	0,68
triangle	250	45,0	0,59
triangle	291	harm. 11-66	0,40
triangle	291	harm. 13-50	0,38

Détermination de la réactance des fuites totales à partir d'un essai de mise en c. c.

Nous avons réalisé sur la machine asynchrone ci-dessus une mise en c. c. brusque du stator. Le moteur fonctionnait à vide, à la vitesse nominale et était alimenté entre phases sous une tension de 24 Volts, afin que le circuit magnétique de la machine ne soit pas saturé.

Nous avons ouvert brusquement le contacteur d'alimentation du moteur et fermé le stator en court-circuit sur lui-même par l'intermédiaire d'un deuxième contacteur.

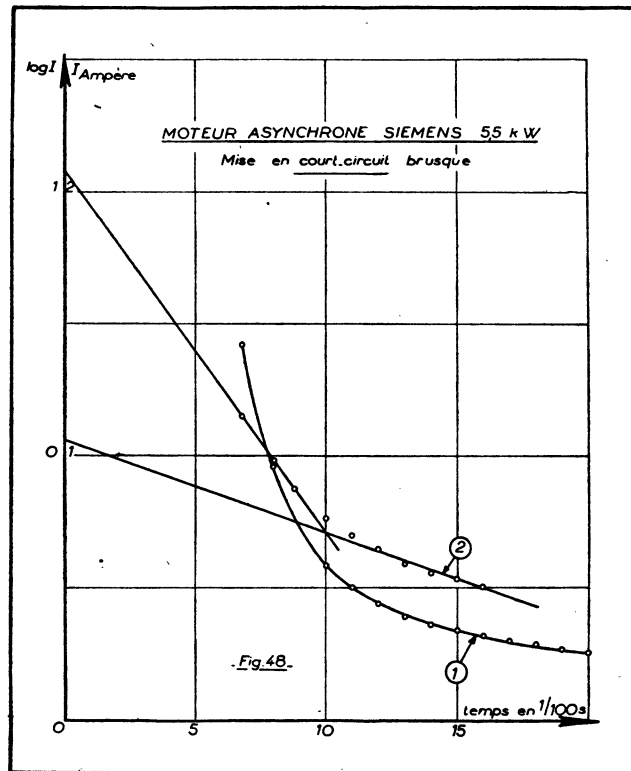
La courbe indiquée figure 47 reproduit la variation des courants stato-



rique et rotorique et de la tension au stator lors de l'enregistrement correspondant.

Nous avons reporté sur la figure 48 les variations du courant au rotor de la machine asynchrone après la mise en court-circuit (courbe 1) et les logarithmes de ce même courant (courbe 2).

On voit que, comme dans le cas des machines synchrones, cette courbe présente deux pentes nettement marquées. Cependant, étant donné la diminution de la vitesse de la machine après la coupure de l'alimentation, il paraît difficile de tirer une conclusion définitive du précédent essai.



Les mesures exposées plus loin, et relatives à un fonctionnement de la machine en alternateur à rotor cylindrique et conduisant à la détermination de la réactance de fuites totales $N_1 \omega$ rapportée au primaire, apportent une confirmation aux divers résultats que nous avons obtenus.

Rappelons que la théorie de la mise en court-circuit d'une machine asynchrone montre que le courant dans le rotor est constitué par la superposition :

a) d'un courant périodique de pulsation ω' et de valeur efficace :

$$I_2 = \frac{11b}{\varphi_1} \frac{V_1}{N_1 \omega} e^{-\frac{R_1}{N_1} t}$$

relation dans laquelle :

$N_2 \omega$ représente la réactance des fuites totales ramenées au rotor;

$\mathcal{A}b$ l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor;

$\mathcal{L}_1$ la self-inductance cyclique du stator.

b) d'un courant apériodique, décroissant comme le facteur exponentiel :

$$e^{-\frac{R_2}{N_2} t};$$

l'amplitude initiale de ce courant dépend du moment où se produit le c. c.

Nous avons appliqué les considérations ci-dessus au moteur en essai; les résultats correspondants sont reportés dans le tableau n° 31.

TABLEAU 31.

	Alimentation par le stator — rotor ouvert —			
	tension stator Volt V_1	tension rotor Volt V_2		$\tau = \frac{\mathcal{A}b}{\mathcal{L}_1} = \frac{V_2}{V_1}$
Détermination de $\mathcal{A}b / \mathcal{L}_1$	57,8	30		0,52
Mise en c.-c. brusque				
	tension au stator V_1	log (I_{cc}) extrap.	(I_{cc}) extrap. Amp.	$N_2 \omega$ Ohm
Détermination de $N_2 \omega$	48,5	1,075	11,9	2,12

Rappelons que la valeur de $N_2 \omega$, mesurée par la méthode de résonance, présentait la valeur de 2,30 ohm pour un fonctionnement en transformateur à champ tournant de la machine asynchrone non saturée.

Compte tenu de l'imprécision de la méthode utilisée ci-dessus, il semble que la méthode de résonance conduise à la détermination d'une valeur plus exacte de la réactance des fuites totales et qui présente également la caractéristique d'être, au sens physique, plus réelle puisque obtenue par comparaison avec une capacitance.

TRACÉ DU DIAGRAMME DE FONCTIONNEMENT DES MOTEURS ASYNCHRONES D'INDUCTION POLYPHASÉS A PARTIR DE LA MÉTHODE DE RÉSONANCE

Comme il est bien connu, un moteur asynchrone polyphasé peut être assimilé, en ce qui concerne les courants et les forces électromotrices, à un transformateur statique dont le secondaire serait fermé sur une résistance variable en fonction du glissement et de la forme r_2/g , r_2 étant la résistance propre de l'enroulement secondaire.

Si $\|z\|$ est la matrice impédance du quadripôle correspondant, on obtient une première équation :

$$\|V\| = \|z\| \cdot \|I\|$$

à laquelle on adjoint la relation : $V_2 = -\frac{r_2}{g} I_2$. Ces deux relations définissent entièrement le fonctionnement du moteur asynchrone étudié, qui peut être représenté par un diagramme circulaire. On sait, en effet, que la matrice impédance $\|z\|$ de ce quadripôle peut se mettre sous la forme :

$$\|z\| = \begin{vmatrix} r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega & j \mathcal{M} \omega \\ j \mathcal{M} \omega & j \mathcal{L}_2 \omega \end{vmatrix}$$

Si d'autre part $\|\gamma\|$ est la matrice caractéristique du quadripôle, $\mathcal{U}_1$ et $\mathcal{U}_2$ les vecteurs courant-tension à l'entrée et à la sortie, on peut écrire :

$$\|\mathcal{U}_1\| = \|\gamma\| \cdot \|\mathcal{U}_2\|$$

les éléments de $\|\gamma\|$ peuvent être obtenus à partir de ceux de la matrice impédance $\|z\|$ et la matrice $\|\gamma\|$ s'écrit :

$$\|\gamma\| = \begin{vmatrix} j \frac{r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega}{\mathcal{M} \omega} & j \frac{j \mathcal{L}_2 \omega (r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega) + \mathcal{M}^2 \omega^2}{\mathcal{M} \omega} \\ \frac{j}{\mathcal{M} \omega} & -\frac{\mathcal{L}_2 \omega}{\mathcal{M} \omega} \end{vmatrix}$$

et il vient :

$$I_1 = V_1 \frac{\gamma_{22} + \frac{r_2}{g} \gamma_{21}}{\gamma_{12} + \frac{r_2}{g} \gamma_{11}}$$

L'extrémité du vecteur I_1 se déplace donc sur un cercle lorsque la tension V_1 du primaire est constante et le glissement variable de 0 à ∞ . Il suffit de connaître trois valeurs particulières de ce courant ou deux valeurs et une tangente pour que le cercle soit entièrement déterminé.

L'impédance du moteur peut être exprimée par la relation :

$$Z_1 = \frac{\gamma_{12} + r_2/g \cdot \gamma_{11}}{\gamma_{22} + r_2/g \cdot \gamma_{21}}$$

1) *Détermination de $(I_1)_0$ pour $g = 0$.*

On peut écrire :

$$(Z_1)_0 = \frac{\gamma_{11}}{\gamma_{21}} = r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega$$

D'où :

$$(\overline{I_1})_0 = \frac{(\overline{V_1})}{r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega}$$

Le point $(I_1)_0$ peut donc être déterminé par le calcul, lorsqu'on connaît la résistance de l'enroulement primaire et la réactance de ce même enroulement.

On préfère cependant mettre en place sur le diagramme le point $(Z_1)_0$ ou son correspondant $(I_1)_0$ à partir d'un essai à vide de la machine alimentée au stator sous la tension nominale de fonctionnement, le rotor étant ouvert.

On mesure ainsi directement la grandeur et la phase du courant $(I_1)_0$ qui s'écrit : $(\overline{I_1})_0 = (I_1)_0 \mid (\varphi_1)_0$

2) *Détermination de $(I_1)_\infty$ pour $g = \infty$.*

$$\text{On peut écrire : } (Z_1)_\infty = \frac{\gamma_{11}}{\gamma_{22}} = j \frac{\mathcal{L}_2 \omega (r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega) + \mathcal{L}b^2 \omega^2}{-\mathcal{L}_2 \omega}$$

$$\text{ou encore : } (Z_1)_\infty = r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega - j \frac{\mathcal{L}b^2 \omega^2}{\mathcal{L}_2 \omega} = r_1 + j N_1 \omega$$

$$\text{en posant : } N_1 = \mathcal{L}_1 - \frac{\mathcal{L}b^2}{\mathcal{L}_2}$$

La mise en place du point $(I_1)_\infty$ sur le diagramme ne peut être effectuée expérimentalement puisqu'il n'est pas possible de réaliser les conditions de fonctionnement correspondantes.

Cependant, la grandeur et la phase du courant $(I_1)_\infty$ peuvent être déterminées par le calcul, si l'on connaît la résistance du primaire et la réactance des fuites totales ramenées au primaire.

Il est possible de déterminer la valeur de cette dernière grandeur à partir de la méthode de résonance, les capacités étant branchées au stator du moteur asynchrone étudié, ce dernier étant alimenté par le rotor.

Le courant $(I_1)_\infty$ est alors :

$$(I_1)_\infty = \frac{V_1}{\sqrt{r_1^2 + N_1^2 \omega^2}} \mid (\varphi_1)_\infty$$

avec :

$$\text{tg } (\varphi_1)_\infty = \frac{N_1 \omega}{r_1}$$

Le diagramme circulaire du moteur est dès lors entièrement défini puisqu'on connaît deux points et que par ailleurs on montre facilement que l'angle de la tangente au cercle au point $(I_1)_0$ avec l'axe réel est égal au double de l'argument de $(I_1)_0$ soit : $(\psi_1)_0 = 2 (\varphi_1)_0$

Cependant, l'axe des glissements g ne peut être gradué que si l'on connaît la position du point $(I_1)_1$ pour $g = 1$ sur le diagramme.

3) Détermination de $(I_1)_1$ pour $g = 1$.

La mesure directe de la grandeur et de la phase du courant de court-circuit nominal de la machine est à rejeter puisqu'elle fait intervenir un fonctionnement anormal du moteur.

La solution la plus couramment adoptée consiste à extrapoler la valeur du courant de court-circuit déduit d'un essai à tension réduite et à admettre que sa phase reste constante quelle que soit la valeur de la tension d'alimentation.

Cette méthode conduit en général à des résultats fort éloignés de la réalité pour la détermination des valeurs du glissement du moteur asynchrone.

Il est possible, comme nous allons le montrer, d'exprimer le courant $(I_1)_1$ en fonction des inductances des fuites totales, dont les valeurs nous sont connues, et ainsi de porter, après calcul, le point $(I_1)_1$ sur le diagramme et déterminer ainsi entièrement à la fois le cercle et l'échelle des glissements.

Pour $g = 1$, l'impédance du moteur s'écrit :

$$(Z_1)_1 = \frac{\gamma_{12} + r_2 \gamma_{11}}{\gamma_{22} + r_2 \gamma_{11}}$$

ou encore :

$$(Z_1)_1 = \frac{j \mathcal{L}_2 \omega (r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega) + \mathcal{M}^2 \omega^2 + r_2 (r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega)}{r_2 + j \mathcal{L}_2 \omega}$$

En multipliant haut et bas par la quantité conjuguée du dénominateur on obtient :

$$(Z_1)_1 = \frac{[j \mathcal{L}_2 \omega (r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega) + \mathcal{M}^2 \omega^2 + r_2 (r_1 + j \mathcal{L}_1 \omega)] (r_2 - j \mathcal{L}_2 \omega)}{r_2^2 + \mathcal{L}_2^2 \omega^2}$$

expression qui peut encore s'écrire :

$$(Z_1)_1 = \frac{r_1 \left(1 + \frac{r_2^2}{\mathcal{L}_2^2 \omega^2} \right) + r_2 \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_2^2} + j \left(N_1 \omega + \mathcal{L}_1 \omega \cdot \frac{r_2^2}{\mathcal{L}_2^2 \omega^2} \right)}{1 + \frac{r_2^2}{\mathcal{L}_2^2 \omega^2}}$$

et en négligeant, ce qui apparaît comme très légitime, $\frac{r_2^2}{\mathcal{L}_2^2 \omega^2}$ devant l'unité :

$$(Z_1)_1 = \left(r_1 + r_2 \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_2^2} \right) + j \left(N_1 \omega + \mathcal{L}_1 \omega \frac{r_2^2}{\mathcal{L}_2^2 \omega^2} \right)$$

Considérons en particulier le terme : $\mathcal{L}_1 \omega \frac{r_2^2}{\mathcal{L}_2^2 \omega^2}$ en remplaçant les self-inductances $\mathcal{L}_1$ et $\mathcal{L}_2$ par leurs valeurs en fonction des inductances des fuites totales N_1 et N_2 et du coefficient de dispersion σ , il vient :

$$\mathcal{L}_1 \omega \frac{r_2^2}{\mathcal{L}_2^2 \omega^2} = \frac{N_1 \omega}{\sigma} \frac{r_2^2}{N_2^2 \omega^2} = N_1 \omega \frac{\sigma r_2^2}{N_2^2 \omega^2}$$

En définitive :

$$(Z_1)_1 = \left(r_1 + r_2 \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_2^2} \right) + j N_1 \omega \left(1 + \frac{\sigma r_2^2}{N_2^2 \omega^2} \right)$$

L'impédance $(Z_1)_1$ pour $g=1$ s'exprime donc uniquement en fonction des résistances du primaire et du secondaire du moteur, des réactances des fuites totales ramenées au primaire et au secondaire, du rapport $\frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_2}$ et du coefficient de dispersion σ .

Il en est de même du courant $(I_1)_1$ qui peut alors être porté sur le diagramme et qui s'écrit :

$$(I_1)_1 = \frac{V_1}{\sqrt{\left(r_1 + r_2 \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_2^2} \right)^2 + \left[N_1 \omega \left(1 + \frac{\sigma r_2^2}{N_2^2 \omega^2} \right) \right]^2}} \quad |(\varphi_1)_1$$

avec :

$$\lg(\varphi_1)_1 = \frac{N_1 \omega \left(1 + \frac{\sigma r_2^2}{N_2^2 \omega^2} \right)}{r_1 + r_2 \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_2^2}}$$

Le rapport $\frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_2} = \tau$ se détermine en alimentant le moteur au rotor et en notant les valeurs des tensions au rotor et au stator, les enroulements de ce dernier étant ouverts.

On a alors :

$$\frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_2} = \frac{V'_1}{V'_2}$$

En appliquant cette relation il est à noter que l'on néglige la résistance de l'enroulement secondaire r_2 devant la réactance propre de cet enroulement $\mathcal{L}_2 \omega$.

De même, le coefficient de dispersion σ du moteur s'écrit :

$$\sigma = 1 - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2}$$

et peut être déterminé lorsqu'on connaît les rapports $\frac{L_2}{L_1}$ et $\frac{L_2}{L_2}$

Nous avons déjà vu comment il était possible de déterminer le rapport L_2/L_1 , de son côté, L_2/L_1 peut être obtenu lors de l'essai à vide du moteur alimenté au stator, le rotor étant ouvert.

On peut écrire :

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{V_2}{V_1}$$

Notons, comme dans le cas précédent, que l'on néglige la résistance de l'enroulement primaire r_1 devant la réactance propre de cet enroulement $L_1\omega$

Enfin les réactances $N_1\omega$ et $N_2\omega$ se mesurent par la méthode de résonance en branchant les capacités au stator et au rotor du moteur asynchrone, respectivement.

Le courant $(I_1)_1$ étant alors défini en grandeur et en phase, il est possible de reporter le point de fonctionnement correspondant sur le diagramme.

Application au tracé du diagramme d'un moteur. — Vérifications.

Nous avons appliqué la méthode que nous venons d'indiquer ci-dessus au tracé du diagramme circulaire de l'un des deux moteurs asynchrones que nous avons déjà étudié par la méthode de résonance.

Il s'agit du moteur asynchrone S.W — 9 CV. Nous avons tracé deux diagrammes du moteur, l'un correspondant à un fonctionnement avec stator couplé en étoile, cet enroulement étant alimenté entre phases sous une tension de 224 volts, l'autre correspondant à un fonctionnement avec stator couplé en triangle, cet enroulement étant alimenté entre phases sous une tension de 220 volts.

Dans le premier cas, le circuit magnétique du moteur n'est pratiquement pas saturé, dans le deuxième cas le moteur fonctionne sous les conditions normales de saturation.

1° Cas du couplage étoile.

a) Détermination du courant : $(I_1)_0$

L'essai à vide fournit les résultats suivants : Pour $U_1 = 224$ volts : $(I_1)_0 = 2,85$ A — $\cos(\varphi_1)_0 = 0,120$

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{50}{129} = 0,387$$

b) Détermination du courant $(I_1)_\infty$

Nous avons réalisé un essai par la méthode de résonance en branchant les capacités au stator et en alimentant le rotor par l'intermédiaire d'une tension V_2 qui donne une tension $V'_1 = 129$ V au stator, soit : $V_2 = 55$ Volt.

La capacité C_n qui provoque la résonance de l'harmonique 11 présente la valeur $C_n = 11,5$ microfarad.

$$\text{On en déduit : } N_{1\omega} = \frac{1}{11^2 \cdot C_n \cdot \omega} = 2,28 \text{ Ohm}$$

La résistance par phase de l'induit ayant été déterminée et étant égale à $r_1 = 0,70$ ohm, le courant $(I_1)_\infty$ est alors :

$$(I_1)_\infty = 54 \text{ Amp.}$$

$$\text{tg}(\varphi_1)_\infty = 3,26$$

$$\cos(\varphi_1)_\infty = 0,294$$

c) *Détermination du courant* : $(I_1)_1$

$$1) \text{ terme : } r_1 + r_2 \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_2^2}$$

Le rapport $\mathcal{M}/\mathcal{L}_2$ a été mesuré à partir d'un essai à vide en alimentant le rotor, le stator couplé en étoile étant ouvert, on a mesuré :

$$\frac{\mathcal{M}}{\mathcal{L}_2} = \frac{V'_1}{V'_2} = \frac{129}{55} = 2,34$$

Par ailleurs :

$$r_u = 0,70 \text{ ohm} \quad - \quad r_s = 0,10 \text{ ohm.}$$

Ainsi :

$$r_1 + r_2 \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_2^2} = 0,70 + 0,10 \times \overline{2,34^2} = 1,245 \text{ ohm.}$$

2) Terme :

$$N_{1\omega} \left(1 + \frac{\sigma r_2^2}{N_{1\omega}^2} \right)$$

La valeur de $N_{2\omega}$ peut être lue sur la courbe indiquée figure 43 : pour $V_1 = 129$ Volt — $N_{2\omega} = 0,380$ Ohm. Le coefficient de dispersion σ est de son côté :

$$\sigma = 1 - \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2} = 1 - 0,388 \times 2,34 = 0,095$$

D'où l'on déduit :

$$\begin{aligned} N_{1\omega} \left(1 + \frac{\sigma r_2^2}{N_{1\omega}^2} \right) &= 2,28 \left(1 + \frac{0,095 \times 0,01}{0,38^2} \right) \\ &= 2,28 (1 + 0,0066) = 2,29 \text{ ohm.} \end{aligned}$$

3) Courant $(I_1)_1$

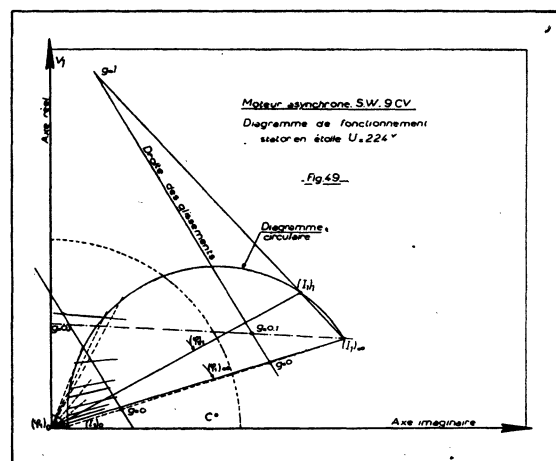
Tous les éléments de $(I_1)_1$ étant déterminés on a :

$$(I_1)_1 = \frac{129}{\sqrt{1,245^2 + 2,29^2}} = 49,7 \text{ Amp.}$$

$$\text{tg}(\varphi_1)_1 = \frac{2,29}{1,245} = 1,84$$

$$\cos(\varphi_1)_1 = 0,48$$

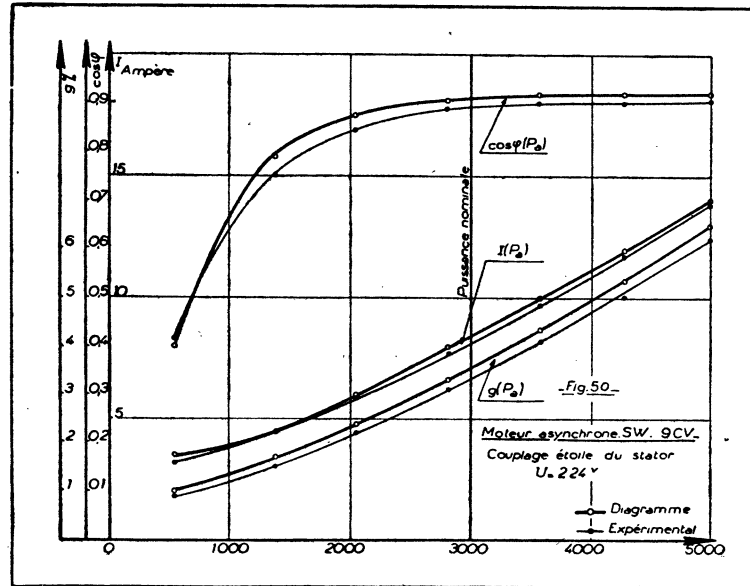
Les trois points $(I_1)_0$, $(I_1)_\infty$ et $(I_1)_1$ étant connus en grandeur et en phase, nous avons tracé, figure 49, le diagramme correspondant.



A l'aide des résultats déduits du diagramme nous avons obtenu les courbes $I(P_a)$, $\cos \varphi(P_a)$ et $g(P_a)$ que nous avons comparées à celles construites à partir d'une marche en charge du moteur asynchrone, le stator étant branché en étoile et alimenté entre phases sous 224 volts. Les résultats correspondants indiqués au tableau 32 sont reportés sur la figure 50.

TABLEAU 32.

P_a Puissance absorbée Watts	Diagramme			Expérimental		
	I	$\cos \varphi$	g	I	$\cos \varphi$	g
540	3.5	0.4	1 %	3.2	0.415	0.9 %
1380	4.5	0.79	1.7 %	4.45	0.75	1.5 %
2040	6.0	0.875	2.4 %	5.9	0.84	2.2 %
2810	8.0	0.905	3.3 %	7.7	0.890	3.1 %
3570	10.0	0.92	4.35 %	9.7	0.90	4.1 %
4280	12.0	0.92	5.35 %	11.7	0.90	5.0 %
5000	14.0	0.92	6.5 %	13.8	0.905	6.2 %



2° Cas du couplage triangle — $U = 220$ Volt.

a) Détermination du courant : $(I_1)_0$. — L'essai à vide donne pour : $U = 220$ Volt.

$$(I_1)_0 = 16,7 \text{ Amp.} \quad \cos (\varphi_1)_0 = 0,125$$

$$\text{Ab/q}_1 = \frac{U_s}{U_1} = \frac{148}{220} = 0,67$$

b) Détermination du courant : $(I_1)_\infty$.

Un essai réalisé par la méthode de résonance en branchant les capacités au stator et en alimentant le rotor par l'intermédiaire d'une tension U_2 qui donne $U'_1 = 220$ V. au stator, soit : $U_2 = 163$ V., nous a fourni les résultats suivants :

Résonance de l'harmonique 11 pour $C_n = 45$ microfarad. On en déduit :

$$N_1 \omega = \frac{1}{11^2 \cdot C_n \cdot \omega} = 0,585 \text{ ohm.}$$

La résistance par phase r_1 de l'étoile équivalente au stator étant de son côté : $r_1 = \frac{0,70}{3}$, il vient :

$$(I_1)_\infty = 202 \text{ Amp.}$$

$$\text{tg} (\varphi_1)_\infty = 2,51 \quad \cos (\varphi_1)_\infty = 0,370$$

c) Détermination du courant $(I_1)_1$

1) terme : $r_1 + r_2 \quad \frac{Ab^2}{q_1^2}$

Un essai à vide stator ouvert, le moteur étant alimenté au rotor, nous conduit à

$$\frac{ab}{\mathcal{L}_s} = \frac{U'_1}{U'_2} = \frac{220}{163} = 1.35$$

Par ailleurs : $r_1 = 0.233 \text{ Ohm} - r_2 = 0.10 \text{ Ohm}$.

Ainsi

$$r_1 + r_2 \frac{ab^2}{\mathcal{L}_s^2} = 0.415 \text{ ohm.}$$

2) terme :
$$N_1 \omega \left(1 + \frac{\sigma r_2^2}{N_1^2 \omega^2} \right)$$

La valeur de $N_2 \omega$ peut être lue sur la courbe indiquée figure 43 : pour $U_1 = 220 \text{ Volt}$. — $N_2 \omega = 0.325$ le coefficient de dispersion σ est toujours :

$$\sigma = 1 - \frac{ab^2}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2} = 0.095$$

D'où l'on déduit :

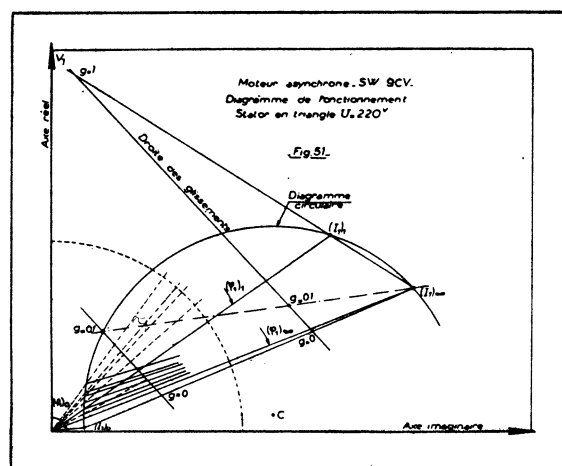
$$N_1 \omega \left(1 + \frac{\sigma r_2^2}{N_1^2 \omega^2} \right) = 0.590 \text{ ohm.}$$

3) Courant $(I_1)_1$

On a : $(I_1)_1 = 177 \text{ Amp.}$

$$\tan(\varphi_1)_1 = 1.42 \quad \cos(\varphi_1)_1 = 0.580$$

Les trois points $(I_1)_0$, $(I_1)_\infty$ et $(I_1)_1$ étant connus, en grandeur et en phase, nous avons reporté, figure 51, le diagramme correspondant :

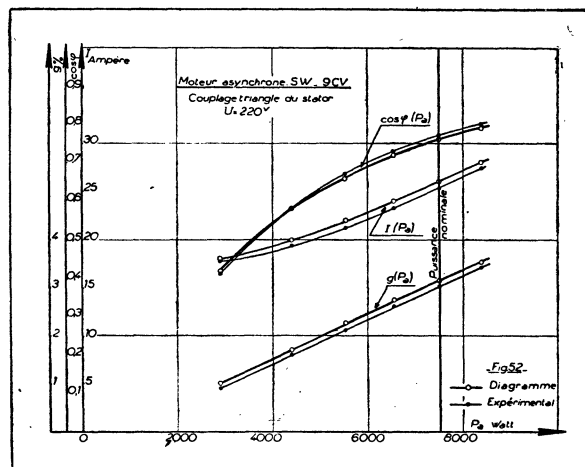


A l'aide des résultats déduits du diagramme nous avons tracé les courbes $I(P_a)$, $\cos \varphi(P_a)$ et $g(P_a)$ du moteur que nous avons comparées à celles obtenues expérimentalement à partir d'une marche en charge du moteur asynchrone, le stator étant branché en triangle et alimenté entre phases sous 220 volts.

Les résultats correspondants indiqués au tableau 33 sont reportés sur la figure 52.

TABLEAU 33.

P_a Puissance absorbée Watts	Diagramme			Expérimental		
	I	$\cos \varphi$	g	I	$\cos \varphi$	g
2880	18	0.42	1 %	17.7	0.41	0.9 %
4400	20	0.58	1.7 %	19.3	0.58	1.6 %
5520	22	0.66	2.25 %	21.2	0.67	2.1 %
6570	24	0.72	2.75 %	23.2	0.73	2.6 %
7500	26	0.76	3.15 %	25.3	0.77	3.0 %
8400	28	0.79	3.55 %	27.4	0.80	3.4 %



Les résultats expérimentaux obtenus sur le moteur asynchrone que nous avons étudié sont donc en très bon accord avec ceux déduits du diagramme tracé en utilisant la méthode que nous avons proposée.

De plus, vu les faibles écarts constatés, ils apportent une confirmation aux valeurs des inductances des fuites totales déduites de la méthode de résonance.

Lors du fonctionnement avec couplage triangle, en particulier, le circuit magnétique du moteur se trouve dans les conditions normales de saturation.

Les résultats théoriques déduits du diagramme restent en parfait accord avec les résultats expérimentaux, ce qui montre que les valeurs des inductances des fuites totales données par la méthode de résonance peuvent être mesurées dans les mêmes conditions de saturation qu'en charge et être utilisées dans un diagramme où le circuit magnétique est saturé.

Les études ci-dessus apportent donc une nouvelle contribution à l'étude des phénomènes permanents des machines asynchrones et conduisent à un tracé facile du diagramme circulaire.

Nous nous proposons de développer les recherches effectuées dans cette voie, en appliquant la méthode proposée ci-dessus pour le tracé du diagramme à des moteurs asynchrones de forte puissance, dans lesquels il est nécessaire, ainsi que l'ont montré en particulier MM. KOUSKOFF et DEBORNE, de faire intervenir l'effet KELVIN, dès que les glissements atteignent des valeurs importantes.

CONCLUSIONS

Examinant les résultats obtenus sur les machines asynchrones, on peut dire que :

1) La méthode de résonance s'applique aux moteurs asynchrones d'induction comme elle s'appliquait aux transformateurs statiques, et aux machines synchrones.

Le couplage sur le réseau d'alimentation, au voisinage de la machine étudiée, d'un alternateur dont la courbe de tension est déformée par la présence d'un ou plusieurs harmoniques, apporte une augmentation de la précision des mesures.

D'autre part, pour le fonctionnement de la machine asynchrone en transformateur à champ tournant, le rang de l'harmonique paraît ne plus intervenir comme c'était le cas dans les machines synchrones.

C'est ce que montre d'ailleurs la considération des résultats obtenus sur le moteur Siemens où pour une alimentation à 291 V. par phase, la résonance de l'harmonique 11 conduit à une valeur de réactance de 0,40 ohm, et celle de l'harmonique 13 à une valeur de 0,38 ohm.

2) Comme pour les machines synchrones, la saturation influe sur la valeur de la réactance X_2 mesurée. C'est apparemment parce que, contrairement à ce qui se passe dans les transformateurs, les flux de fuites se ferment partiellement par les masses métalliques du circuit magnétique.

3) De plus, nous avons indiqué qu'une machine asynchrone pouvait être considérée aussi bien comme un transformateur à champ tournant que comme un alternateur à rotor cylindrique. Les essais que nous avons réalisés sur les deux moteurs asynchrones étudiés fonctionnant en alternateur à rotor cylindrique, ont pu confirmer nos prévisions.

En effet, la résonance des harmoniques de denture sur les moteurs asynchrones S. W. et Siemens, alimentés en courant continu au rotor, l'enroulement de ce dernier étant branché en « diphasé équivalent », conduit à des valeurs de réactances des fuites totales très voisines de celles obtenues en alimentant le rotor en alternatif et en branchant les capacités au stator.

Le tableau n° 34 résume les résultats obtenus et montre que la réactance des fuites totales de la machine déterminées à partir d'un fonctionnement de cette dernière en transformateur à champ tournant présente la même valeur que celle déterminée à partir d'un fonctionnement en alternateur à rotor cylindrique. Dans les deux essais, le circuit magnétique de la machine n'était pas saturé.

TABLEAU 34.

	Transformateur à champ tournant			Alternateur à rotor cylindrique		
	Harmo- nique	Capacité	Réac- tance	Harmo- nique	Capacité	Réac- tance
Siemens	11	32,5	0,81	19	10,5	0,84
S. W.	11	14	1,88	17	6	1,84

4) Nous avons pu également, sur les machines asynchrones, mettre en évidence le fait que les courants $(I_1)_0$, $(I_1)_1$ et $(I_1)_\infty$ correspondant aux trois valeurs particulières $g = 0$, $g = 1$, $g = \infty$ du glissement, pouvaient être exprimés uniquement en fonction des résistances r_1 , r_2 du primaire et du second-

aire du moteur, des rapports de transformation $\frac{N_1}{N_2}$ et $\frac{N_2}{N_1}$ et des inductances des fuites totales $N_1\omega$ et $N_2\omega$.

Ces considérations nous ont conduit à proposer une nouvelle méthode de tracé du diagramme circulaire des machines asynchrones d'induction, qui ne demande qu'un essai à vide à secondaire ouvert du moteur et la détermination par la méthode de résonance des inductances des fuites totales.

Les résultats déduits du diagramme ainsi déterminé sont en parfait accord avec les résultats expérimentaux, quel que soit le degré de saturation du circuit magnétique.

5) Par ailleurs, relevons l'intérêt de la connaissance des réactances des fuites totales dans l'étude des machines asynchrones.

Cette grandeur intervient en effet dans les études de fonctionnement de ces machines, aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire :

Courant de court-circuit des machines asynchrones et tension aux bornes d'une machine asynchrone au moment où on la sépare du réseau.

CONCLUSIONS

Lorsque en 1911 BOUCHEROT proposa, le premier, la notion d'inductance des fuites totales, nombreux furent ceux qui, à cette époque, ne se rallièrent pas entièrement à ses vues.

A l'heure actuelle, cette notion est couramment admise par la majorité. On peut d'ailleurs noter que sa considération permet d'aborder de nombreux problèmes intéressant les fonctionnements en régime permanent ou transitoire des machines à courants alternatifs.

Les seules difficultés de définition d'une part, et de concept physique d'autre part, semblent être uniquement réservées aux machines synchrones, et plus particulièrement aux machines à pôles saillants, pour lesquelles la complexité des phénomènes est la plus apparente : régimes transitoire, subtransitoire, influence de la variation de réluctance de l'entrefer...

Nous nous sommes proposés dans nos études, d'apporter une contribution à la notion d'inductance des fuites totales :

- d'une part en proposant une méthode de mesure originale, qui diffère essentiellement des méthodes classiques de mesure d'impédances, qui font intervenir des rapports de tension à courant, et qui permet la comparaison directe d'une réactance et d'une capacitance.

- d'autre part en présentant les résultats auxquels l'application de cette méthode nous a permis d'aboutir.

Cette méthode que nous avons proposée en 1949 avec M. TEISSIÉ-SOLIER, est basée sur un phénomène de résonance des harmoniques existant dans la courbe de tension du réseau d'alimentation. Elle permet, en appliquant la condition de résonance pour l'harmonique considéré, de déterminer la réactance du circuit étudié.

Cette méthode nécessitait, pour la détermination de la capacité provoquant la résonance d'un harmonique, l'observation sur l'écran d'un oscillographe cathodique de l'amplitude relative des pointes qui venaient se greffer sur l'onde fondamentale.

Nous avons pu faciliter son application et améliorer sa précision en donnant à l'oscillographe le rôle de simple appareil d'observation et en laissant à un appareil de mesure, en l'occurrence un ampèremètre démuné de self-induction, le soin de déterminer la valeur maximum du courant correspondant à la résonance de l'harmonique et par suite la valeur C_n de la capacité recherchée.

La méthode de mesure, utilisée dans les conditions qui viennent d'être indiquées, est applicable aux transformateurs statiques et aux machines asynchrones d'induction.

Elle conduit, dans les deux cas, à la détermination de l'inductance des fuites totales de la machine étudiée.

Utilisée dans les transformateurs statiques, elle fournit des résultats en parfait accord avec ceux déduits de l'application de la méthode de KAPP. Elle permet encore d'examiner pour le transformateur étudié, l'influence éventuelle de la saturation sur l'inductance des fuites totales. En effet, l'essai de résonance peut être effectué aussi bien pour la tension nominale de la machine que pour des tensions supérieures ou inférieures. Remarquons que l'essai de KAPP ne permet pas cette étude, il doit en effet être réalisé pour une tension réduite (tension de court-circuit du transformateur, définie comme celle qui donne, dans l'enroulement mis en court-circuit, le courant nominal de la machine).

Appliquée aux machines asynchrones, la méthode de résonance conduit aux mêmes résultats que pour les transformateurs statiques. Suivant que l'on branche les capacités aux bornes des enroulements rotorique ou statorique, il est possible de déterminer l'inductance des fuites totales rapportées au rotor ou au stator.

Ce résultat était d'ailleurs facile à prévoir, puisqu'il est toujours possible de considérer une machine asynchrone comme un transformateur à champ tournant, et définir, comme pour ce dernier, l'inductance des fuites totales des 2 enroulements rapportées à l'un d'entre eux.

L'étude de l'influence de la saturation est particulièrement intéressante dans le cas des machines asynchrones.

En effet, si pour les transformateurs statiques les flux de fuites circulent presque entièrement dans l'air, dans les machines asynchrones au contraire, les flux de fuites se ferment en partie dans le fer.

Doit-on alors admettre qu'il n'est plus possible de déterminer une inductance des fuites totales, puisque cette dernière s'exprime en fonction de L_1 , L_2 et M grandeurs qui ne sont définies que lorsque les circuits magnétiques ne sont pas saturés?

Ou bien, peut-on envisager d'une part de parvenir au tracé des diagrammes de fonctionnement ou d'autre part d'étudier les régimes transitoires en considérant qu'il est toujours possible de faire intervenir une réactance qui dans les mesures classiques s'obtiendra à partir d'un rapport de tension à courant et dans notre méthode par une comparaison avec une capacitance?

A notre point de vue, toute hypothèse qui rend possible la prédétermination de conditions de fonctionnement très voisines des conditions réelles présente un intérêt certain. La méthode de résonance paraît apporter dans ce domaine une contribution appréciable :

Quel que soit le degré de saturation de la machine, elle conserve, en effet, à la grandeur dont elle permet la mesure par comparaison à une capacitance, le caractère d'une réactance.

La méthode que nous avons proposée pour le tracé du diagramme de fonctionnement en régime permanent des machines asynchrones confirme d'ailleurs les considérations ci-dessus. En effet, les résultats déduits du tracé du diagramme circulaire se montrent en parfait accord avec les résultats expérimentaux quel que soit le degré de saturation de la machine.

Rappelons que nous avons pu mettre en évidence des expressions simples des courants $(I_1)_1$ et $(I_1)_\infty$ correspondant à $g = 1$ et $g = \infty$ expressions dans lesquelles nous ne faisons intervenir que les résistances des enroulements du stator et du rotor, les rapports de transformation entre enroulements et les inductances des fuites totales rapportées aux deux enroulements.

Un essai à vide du moteur et un essai par la méthode de résonance conduisent directement au tracé du diagramme circulaire sans qu'il soit nécessaire d'avoir recours à un essai en court-circuit, toujours délicat et pour lequel, on ne peut affirmer, que l'on reproduit d'une manière parfaite les conditions réelles d'un tel fonctionnement.

Dans le domaine des machines synchrones, enfin, la méthode de résonance conduit à des résultats également intéressants.

En effet, en pratique, les amplitudes des harmoniques rencontrés dans les alternateurs peuvent atteindre 4 à 5 % de l'amplitude du terme fondamental, sauf construction particulière.

Un tel pourcentage d'harmonique permet d'appliquer directement la méthode de résonance sans avoir recours à une source auxiliaire génératrice d'harmoniques, qui assure une augmentation de la précision de cette méthode.

Enfin, la propriété particulière des harmoniques de constituer un système triphasé d'ordre différent suivant leur rang nous a permis de donner plus de généralité, à l'application de la méthode proposée.

En effet, lorsqu'on réalise la condition de résonance pour un harmonique de rang $n = 3k - 1$ (k étant un nombre entier pair), le système triphasé correspondant constitue un système inverse de celui du fondamental et on parvient alors à la détermination de la réactance inverse.

Il en résulte un essai analogue à celui de champ inverse proposé, en particulier par M. DAVID. Comme toutefois l'indique cet auteur, l'essai de champ inverse présente l'inconvénient de faire intervenir des amplitudes non négligeables d'harmoniques qui déforment les courbes de tension et de courant et nuisent à la précision des mesures.

Nous avons pu appliquer la méthode de résonance à divers alternateurs. Les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux déduits de la méthode de FALLOU dite des deux caractéristiques en court-circuit.

Nous nous proposons ultérieurement de développer ces résultats et de reprendre à l'aide de la méthode de résonance des études sur la nature de la réactance inverse et sur sa valeur vis-à-vis des réactances subtransitoires longitudinale et transversale.

Si l'on applique la condition de résonance pour un harmonique de rang $n = 3k + 1$, le système triphasé correspondant forme un système de même ordre que le fondamental et on est conduit dans le cas des alternateurs à rotor cylindrique à la détermination de la réactance des fuites totales ramenées à l'induit de la machine.

Les conditions particulières de construction des machines synchrones à pôles saillants obligent à tenir compte de la variation de réluctance de l'entrefer et rendent le phénomène plus complexe. Nous avons pu montrer que la méthode de résonance conduisait pour ce type de machines à la moyenne arithmétique entre les réactances des fuites totales longitudinale et transversale.

Ce phénomène se justifie en notant que si l'on considère la f. m. m. tournante engendrée par l'harmonique en résonance, elle passe successivement par l'axe longitudinal, et l'axe transversal.

Appliquée aux cinq alternateurs étudiés pour des points de fonctionnement pris sur la partie droite de la caractéristique à vide, notre méthode a donné des résultats conformes à ceux obtenus par les méthodes classiques faisant intervenir les phénomènes de mise en court-circuit brusque. Les erreurs relevées sont toujours inférieures à 3 %.

Cette conformité des résultats permet également de mettre en évidence le fait que la véritable réactance des fuites totales d'une machine synchrone est celle qui fait intervenir les enroulements amortisseurs et que de plus, cette réactance est la seule qui puisse être nettement définie.

La connaissance de la réactance subtransitoire longitudinale, déterminée, par exemple, à partir d'un essai de mise en c. c. brusque permettra de calculer la réactance subtransitoire transversale. La valeur de cette dernière comparée à la réactance synchrone transversale, peut caractériser le degré d'amortissement de l'alternateur étudié.

De plus, envisageant les études relatives aux circuits équivalents des machines synchrones, nous avons pu y apporter une contribution.

C'est ainsi que nous avons pu rapprocher l'essai de mise en court-circuit des deux phases d'une machine, envisagé par FALLOU, avec l'essai équivalent de la méthode de résonance lorsque les capacités sont insérées entre deux phases.

Nous avons pu ainsi mettre en évidence le rôle comparable joué par la réactance des fuites totales dans les phénomènes transitoires, à celui joué par la réactance synchrone longitudinale dans le cas des phénomènes permanents.

Dans le même domaine, il nous a été possible de montrer dans les conditions de nos essais le peu de différence qui existe entre les réactances transversales : synchrone, transitoire et subtransitoire.

La réalité physique de la réactance d'entrefer transversale, qui intervient en particulier dans le diagramme de BLONDEL se trouve ainsi affirmée. Cette réactance présentera, dans le cas de machines dont le coefficient d'amortissement n'est pas important, des valeurs très peu différentes qu'il s'agisse de phénomènes permanents ou de phénomènes transitoires dus à des mises en court-circuit ou à des variations de stabilité.

Les remarques ci-dessus nous permettent de proposer une méthode de mesure de la réactance synchrone transversale.

En effet, connaissant la réactance de fuites de l'induit, que l'on peut prendre, en première approximation égale à la réactance de Potier, il sera possible de calculer la réactance synchrone transversale, à partir de la réactance déterminée en triphasé par la méthode de résonance pour un harmonique direct.

Cette méthode présente, en outre, sur la méthode de glissement due à HAGA, l'avantage de ne pas nécessiter un enregistrement à l'oscillographe toujours délicat à effectuer, et qui d'ailleurs ne peut être réalisé pour la tension nominale de la machine.

En ce qui concerne le fonctionnement des machines synchrones en régime saturé, nous nous sommes attachés plus spécialement à étudier l'influence de la saturation sur la valeur de la réactance synchrone transversale rejoignant ainsi les travaux de M. D. HAMDI-SEPEN ⁽¹⁾, Ch. KINGSLEY ⁽²⁾, Bl. ROBERTSON, ROGERS et DALZIEL ⁽³⁾.

Nous avons proposé une méthode graphique permettant de tenir compte de l'influence de la saturation sur la réactance synchrone transversale dans la construction du diagramme des deux réactions dû à BLONDEL.

Nous avons pu enfin, reliant la proposition ci-dessus à la méthode de résonance, indiquer comment il paraissait possible avec l'aide de cette méthode d'obtenir l'allure de variation de la réactance d'entrefer transversale sous l'influence de la saturation.

La méthode de résonance, que nous avons au cours de nos essais successivement appliquée à des transformateurs statiques, à des machines asynchrones et à des machines synchrones, permet de déterminer dans tous les cas l'inductance des fuites totales.

Elle apparaît de ce fait avec un intérêt tout particulier, étant donné :

— d'une part qu'elle constitue une méthode originale essentiellement différente des méthodes classiques,

— d'autre part qu'elle apporte une confirmation indiscutable de la notion d'inductance des fuites totales proposée par BOUCHEROT.

(1) Contribution à l'étude expérimentale des décalages internes des machines synchrones. Influence de la saturation (R. G. E., mars 1951).

(2) Saturated synchronous reactance. — Electrical Engineering, mars 1935.

(3) The saturated synchronous machine. — Electrical Engineering, juillet 1937.