

UNIVERSITE LIBRE DE BRUXELLES
FACULTE DES SCIENCES APPLIQUEES
LABORATOIRE DE GENIE ELECTRIQUE

MESURE DES PARAMETRES DES MACHINES SYNCHRONES

Travail de fin d'Etudes
présenté pour
l'obtention du grade
d'Ingénieur Civil Mécanicien-Electricien

Directeur de Mémoire
M.le professeur R.PONCELET

Marc BODSON
Année académique 1979/80

Je tiens à remercier ici Monsieur le Professeur R. PONCELET qui a assumé la direction de ce travail, et les membres du Service de Génie Electrique pour leur aide, en particulier Monsieur J.C. MAUN, assistant, qui a suivi ce travail tout au long de l'année.

J'adresse également mes remerciements aux membres des Services d'Automatique et d'Electronique de Puissance pour le matériel qu'ils m'ont prêté et à la direction du Service de Documentation de LABORELEC où j'ai trouvé une abondante et précieuse documentation.

NOTATIONS

a, b, c	indices de phase
$a_1 \dots a_{n+1}$	coefficients du numérateur de $L_d(p)$
$a'_1 \dots a'_m$	coefficients du numérateur de $L_q(p)$
$b_1 \dots b_{n+1}$	coefficients du dénominateur de $L_d(p)$
$b'_1 \dots b'_m$	coefficients du dénominateur de $L_q(p)$
$c_1 \dots c_n$	coefficients du numérateur de $G(p)$
C_e	couple électrique
C_m	couple mécanique
H	constante d'inertie
I	courant (valeur réelle)
i	courant (valeur réduite)
k, k'	constantes (essai statique de réponse en fréquence)
L	inductance de dispersion
M	inductance mutuelle
m	nombre d'amortisseurs (réels ou fictifs) sur l'axe q
N	nombre de spires
n	nombre d'amortisseurs (réels ou fictifs) sur l'axe d
ω	vitesse angulaire (rad/s)
ω_0	vitesse synchrone
P	nombre de paires de pôles ou opérateur différentiel
ψ	flux
R	résistance
θ	angle entre la phase a et le rotor
τ	constante de temps
V	tension (valeur réelle)
v	tension (valeur réduite)
X	réactance
Z	impédance

$L_d(p), L_q(p)$	inductances opérationnelles
L_d, L_q	inductances synchrones
$G(p)$	transmittance rotor-stator
T'_d	constante de temps transitoire en court-circuit
T'_{do}	constante de temps transitoire à circuit ouvert
T''_d, T''_q	constantes de temps subtransitoires en court-circuit
T''_{do}, T''_{qo}	constantes de temps subtransitoires à circuit ouvert
T_{kd}	constante de temps d'amortisseur
$T(p)$	transmittance stator-rotor mesurée par l'essai statique de réponse en fréquence
$X_d(p), X_q(p)$	réactances opérationnelles
X_d, X_q	réactances synchrones
X'_d	réactance transitoire
X''_d, X''_q	réactances subtransitoires
$Z_d(p), Z_q(p)$	impédances mesurées par l'essai statique de réponse en fréquence

Indices

a	armature
d	axe direct
f	excitation
h	homopolaire
k	amortisseur
m	magnétisation
q	axe en quadrature
N	grandeur nominale
B	grandeur de base
oc	à circuit ouvert (à vide)
sc	en court-circuit

INTRODUCTION

Les alternateurs synchrones sont utilisés depuis longtemps dans le monde entier pour produire l'énergie électrique. Celle-ci est devenue si indispensable à la vie de tous les jours que des pannes importantes d'électricité prennent rapidement des allures de catastrophe. Cependant, malgré l'utilisation massive des alternateurs synchrones et malgré le nombre d'études de toutes espèces qui ont été faites sur eux, ceux-ci sont loin d'avoir livré tous leurs secrets et l'étude des paramètres de ces machines n'a rien de démodé : il suffit pour s'en convaincre d'observer les nombreuses études réalisées encore actuellement sur ce sujet.

Une des raisons de l'intérêt croissant pour la modélisation des alternateurs synchrones est l'utilisation des paramètres dans les études de stabilité pour lesquelles la précision requise croît comme la taille des systèmes de distribution, ceci d'autant plus que l'on est amené, avec l'interconnexion des réseaux, à travailler plus près des limites de stabilité. La connaissance du comportement dynamique des réseaux, dans lesquels les alternateurs jouent un rôle prépondérant, devient ainsi primordiale pour pouvoir prédire le comportement des réseaux en régime perturbé et concevoir leurs systèmes de commande.

La difficulté de la modélisation des machines synchrones tient en fait moins de la complexité de ces machines que du désir de les représenter par des modèles relativement simples. La simulation par des modèles complexes amène en effet rapidement à des temps de calcul d'ordinateur prohibitifs pour des

études de stabilité. On est ainsi amené à choisir des modèles simples et linéaires, ce qui est évidemment incompatible avec la complexité et le caractère non-linéaire des machines synchrones. L'art de la modélisation devient rapidement un art du compromis : comment représenter la machine le plus simplement possible mais aussi de façon correcte pour la situation envisagée. Les modèles proposés sont ainsi des schémas équivalents pour un type de sollicitation donné. Pour tenir compte de la saturation, on arrive à des modèles dont, par exemple, certains paramètres varient en fonction du niveau de saturation.

Une étude générale des méthodes de détermination des paramètres des machines synchrones, dans le cadre du temps consacré aux travaux de fin d'études, n'aurait pas permis d'approfondir sérieusement leurs possibilités respectives. Une étude de ce type a été réalisée précédemment à l'U.L.B. (7)^{*} et, sur cette base, il était intéressant de choisir une méthode d'études et de l'approfondir. Une méthode qui a eu un succès croissant ces dernières années est la méthode de l'essai statique de réponse en fréquence. Celle-ci s'est en effet révélé avoir des avantages non négligeables sur les essais classiques, malgré toutefois certaines difficultés de réalisation. C'est la méthode que j'ai choisi de mettre en oeuvre dans ce travail.

Une grande part du travail réalisé est informatique. En effet, les développements récents du Service de Génie Electrique de l'U.L.B. dans ce domaine, et

^{*} les chiffres entre parenthèses renvoient aux références bibliographiques situées en fin de ce mémoire

notamment la réalisation d'une prise de mesures rapide, permettait d'introduire une méthode d'étude assez nouvelle, à savoir la prise de mesures et le traitement complet de celles-ci par ordinateur. D'autre part, on verra que la prise de mesures par ordinateur permettait de résoudre une difficulté majeure de la mise en oeuvre de la méthode choisie. Enfin, le traitement des équations de la machine synchrone exige rapidement l'utilisation de l'ordinateur.

Dans la première partie de ce mémoire, j'ai repris brièvement la théorie générale relative à la machine synchrone, la théorie des deux axes et les grandeurs réduites, ainsi que les modèles proposés et les méthodes de détermination des paramètres dynamiques, en détaillant la méthode de l'essai statique de réponse en fréquence. Dans la deuxième partie, j'ai montré comment cette méthode a été développée, compte tenu des possibilités du laboratoire. Enfin, on trouvera les résultats obtenus par l'essai de cette méthode sur deux machines du laboratoire. Ceux-ci se sont montrés intéressants et ont permis de mettre en évidence les avantages et les désavantages de cette méthode. Le sujet est cependant loin d'être épuisé, même en ce qui concerne la méthode étudiée : la machine synchrone est trop complexe que pour se laisser appréhender aussi facilement.

PREMIERE PARTIE : DEVELOPPEMENTS THEORIQUES

1. La théorie des deux axesLes équations générales de la machine synchrone

Une machine synchrone triphasée est représentée symboliquement à la figure 1. Elle comporte les circuits suivants : au stator, trois enroulements de phase d'indice a,b,c et au rotor un enroulement inducteur d'indice f, dont l'axe magnétique est l'axe direct (ou axe polaire), et deux circuits magnétiques représentant les amortisseurs, l'un suivant l'axe direct, l'autre suivant l'axe en quadrature (ou axe interpolaire), repérés par les indices kd et kq.

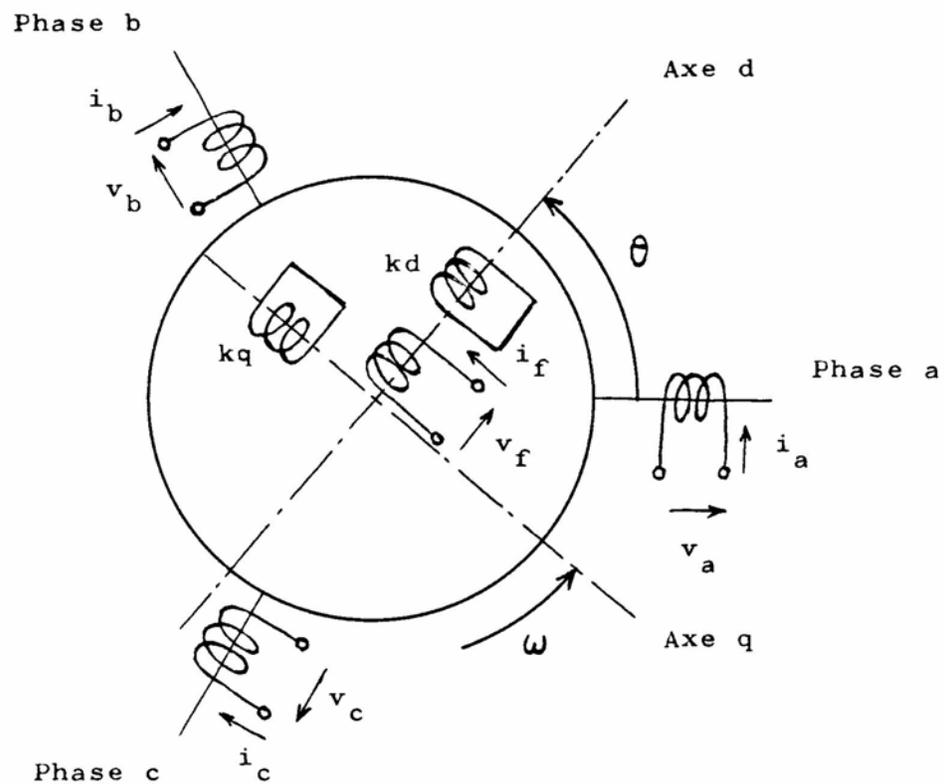


Figure 1.

On peut en effet montrer, en appliquant les lois des circuits maillés aux amortisseurs, qu'il est possible de les représenter avec une bonne approximation par ces deux circuits. Remarquons que, dans le cas où le rotor est massif, celui-ci constitue en lui-même un nombre infini de circuits électriques court-circuités équivalents aux amortisseurs. D'autre part, avec la saturation, le comportement devient non-linéaire et cette représentation n'est plus exacte à strictement parler. Cependant, si on se contente de perturbations autour d'un point de fonctionnement, cette représentation linéaire est valable, à condition toutefois d'ajouter un nombre suffisant d'enroulements fictifs équivalents sur les deux axes. Ainsi, le nombre d'enroulements du rotor peut varier, mais l'étude générale reste semblable à celle développée ci-après.

Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm à chacun des six enroulements de la figure 1, et en appelant ψ_j le flux magnétique coupé par l'enroulement j multiplié par le nombre de spires, on a :

$$v_j = R_j i_j + \frac{d\psi_j}{dt} \quad j = a, b, c, f, kd, kq$$

Equations magnétiques

Si la machine est supposée non saturée, les flux dépendent linéairement des courants et on peut écrire :

$$\psi_j = L_j i_j + \sum_{l \neq j} M_{jl} i_l$$

où les termes L sont des termes d'inductance propre et les termes M des termes d'inductance mutuelle.

La principale difficulté de traitement de ces équations vient du fait que les coefficients L et M, faisant intervenir les grandeurs de phase, sont variables en fonction de l'angle θ . De là vient l'idée de remplacer le système réel par un système fictif équivalent, plus simple à traiter. La transformation la plus courante est celle due à Park. Elle consiste à remplacer les trois enroulements statoriques par deux enroulements tournants situés sur les axes d et q et un enroulement fixe, homopolaire, qui n'intervient pas dans les régimes symétriques. Le grand avantage de cette transformation est que tous les termes d'inductance sont constants et que, en régime, toutes les tensions, tous les courants et tous les flux sont constants et continus. Les perturbations par rapport au régime peuvent ainsi être étudiées comme des perturbations par rapport à un niveau continu. Mathématiquement, cette transformation s'écrit :

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_h \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$$

Et la transformation inverse est :

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1/2 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1/2 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) & 1/2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_h \end{pmatrix}$$

La transformation utilisée pour les tensions et pour les flux est la même que celle utilisée pour les courants.

On peut montrer que cette transformation, parfaitement valable sur le plan mathématique, présente des lacunes du point de vue de l'équivalence physique (10). Si l'on désire respecter les conditions d'équivalence physique et utiliser pour la transformation des flux et des tensions la même matrice que pour la transformation des courants, il faut utiliser la transformation :

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_h \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$$

Et les enroulements équivalents d et q doivent chacun comporter $\sqrt{3/2}$ fois le nombre de spires d'un enroulement de phase.

En général, c'est la première transformation qui est utilisée car elle n'entraîne aucune inexactitude dans les développements mathématiques. Cependant, dans ce mémoire, ce sera la deuxième transformation qui sera utilisée.

Notons finalement que certaines hypothèses sont à la base de la transformation de Park, et notamment l'absence d'harmoniques dans les flux.

Equations de Park

En appliquant la transformation aux équations de la machine, on aboutit aux équations dites équations de Park :

$$v_d = R_a i_d + \frac{d\psi_d}{dt} + \omega_o \psi_q$$

$$v_q = R_a i_q + \frac{d\psi_q}{dt} - \omega_o \psi_d$$

$$v_h = R_a i_h + \frac{d\psi_h}{dt}$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt}$$

$$0 = R_{kd} i_{kd} + \frac{d\psi_{kd}}{dt}$$

$$0 = R_{kq} i_{kq} + \frac{d\psi_{kq}}{dt}$$

Rappelons que les termes $d\psi/dt$ sont appelés fém de transformation et les termes $\omega_o \psi$ sont appelés fém de rotation en raison de leur origine.

Les équations magnétiques se transforment également en des équations à coefficients constants. Afin d'aboutir plus tard à des schémas équivalents ne contenant pas de transformateur, il est utile d'introduire dès à présent le principe des grandeurs réduites qui permettent d'égaliser les termes d'inductance

mutuelle. Dans ce but, on réduit les tensions et les courants statoriques par des grandeurs de base arbitraires, en général les grandeurs nominales de la machine. Quant aux grandeurs rotoriques, on obtient les courants de base en exprimant l'égalité des ampères-tours et les tensions de base en exprimant la proportionnalité des nombres de spires ou la conservation de la puissance. On obtient alors, pour la machine de la fig. 1, les équations suivantes :

$$\begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_f \\ \Psi_{kd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_a + L_{md} & L_{md} & L_{md} \\ L_{md} & L_f + L_{md} & L_{md} \\ L_{md} & L_{md} & L_{kd} + L_{md} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_{kd} \end{pmatrix}$$

pour l'axe direct et pour l'axe en quadrature :

$$\begin{pmatrix} \Psi_q \\ \Psi_{kq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_a + L_{mq} & L_{mq} \\ L_{mq} & L_{kq} + L_{mq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_q \\ i_{kq} \end{pmatrix}$$

Les inductances opérationnelles

Dans un but pratique, on utilise largement la transformée de Laplace pour étudier la dynamique des machines. Les dérivées par rapport au temps sont alors simplement remplacées par l'opérateur p . D'autre part, on élimine souvent Ψ_f , i_f , Ψ_{kd} , i_{kd} , Ψ_{kq} et i_{kq} dans ces équations afin notamment d'éliminer les grandeurs relatives aux amortisseurs qui échappent à toute mesure. Les équations prennent alors la forme suivante (pour des variations autour d'un point de fonctionnement) :

$$\begin{cases} v_d = R_a i_d + p \psi_d + \omega_o \psi_q \\ v_q = R_a i_q + p \psi_q - \omega_o \psi_d \end{cases}$$

$$\begin{cases} \psi_d = L_d(p) i_d + G(p) v_f \\ \psi_q = L_q(p) i_q \end{cases}$$

Les fonctions $L_d(p)$, $L_q(p)$ et $G(p)$ sont des fonctions du type :

$$L_d(p) = L_d \cdot \frac{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_{n+1} p^{n+1}}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_{n+1} p^{n+1}}$$

$$G(p) = \frac{L_{md}}{R_f} \cdot \frac{1 + c_1 p + c_2 p^2 + \dots + c_n p^n}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_n p^n + b_{n+1} p^{n+1}}$$

$$L_q(p) = L_q \cdot \frac{1 + a'_1 p + a'_2 p^2 + \dots + a'_m p^m}{1 + b'_1 p + b'_2 p^2 + \dots + b'_m p^m}$$

où $L_d = L_a + L_{md}$ et $L_q = L_a + L_{mq}$

et où n et m sont respectivement le nombre de circuits amortisseurs d'axe d et d'axe q .

Dans le cas de la figure 1, on a $n = m = 1$ et les inductances opérationnelles $L_d(p)$ et $L_q(p)$ ainsi que la "transmittance rotor-stator" $G(p)$ prennent les formes classiques :

$$L_d(p) = L_d \cdot \frac{(1 + p T'_d) (1 + p T''_d)}{(1 + p T'_{do}) (1 + p T''_{do})}$$

$$G(p) = \frac{L_{md}}{R_f} \cdot \frac{1 + p T_{kd}}{(1 + p T'_{do})(1 + p T''_{do})}$$

$$L_q(p) = L_q \cdot \frac{1 + p T''_q}{1 + p T''_{qo}}$$

La dernière forme des équations de la machine a l'avantage de ne pas introduire d'hypothèse sur le nombre d'amortisseurs équivalents de la machine, et même sur la forme de $L_d(p)$, $G(p)$ et $L_q(p)$. Dans certains cas, il est ainsi possible d'utiliser directement les fonctions $L_d(p)$, $G(p)$ et $L_q(p)$, ou du moins $L_d(j\omega)$, $G(j\omega)$ et $L_q(j\omega)$ - à condition d'avoir pu les mesurer - sans faire d'hypothèse sur leur forme analytique. C'est le cas par exemple pour le calcul du couple asynchrone (9) et pour les études utilisant la transformée de Fourier (22).

Enfin, il est bon de remarquer que les fonctions $L_d(p)$ et $G(p)$ ont le même dénominateur, ce qui peut avoir une importance, comme on le verra plus loin.

L'équation du mouvement

Rappelons l'équation du mouvement :

$$\frac{2H}{\omega_o} \frac{d^2\theta}{dt^2} = C_e - C_m$$

où $C_e = \frac{\omega_o}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$ est le couple électrique. H est la constante d'inertie et C_m le couple transmis à l'arbre (dont il faut déduire le couple d'amortissement de la machine). Cette équation complète les équations générales caractérisant la machine synchrone.

2. Les grandeurs réduites

Soient S_N la puissance apparente nominale de la machine et V_N la tension nominale phase-neutre. Les grandeurs de base statoriques sont arbitraires.

On peut choisir :

$$V_B = V_N$$

$$I_B = S_N / \sqrt{3} V_N$$

$$\text{D'où } R_B = V_B / I_B \quad \text{et} \quad S_B = V_B \cdot I_B$$

Pour le courant d'excitation, il faut tenir compte de l'égalité des ampères-tours. Pratiquement, ceci peut se faire à partir de l'essai à vide et de l'essai en court-circuit.

En grandeurs réduites, on a :

$$\text{- pour l'essai à vide : } v_q = \omega_o L_{md} i_f = X_{md} i_f$$

$$\text{- pour l'essai en court-circuit : } 0 = L_{md} i_f + (L_a + L_{md}) i_d$$

$$\text{ou } X_{md} i_f + (X_a + X_{md}) i_d = 0$$

On mesure les valeurs efficaces de V^{oc} à vide et de I^{sc} en court-circuit pour un même courant d'excitation I_f . Compte-tenu de la transformation grandeurs de phase \rightarrow grandeurs d-q, on a les relations suivantes :

$$v_q = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot 2 \cdot \frac{V^{oc}}{V_B}$$

$$i_d = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot 2 \cdot \frac{I^{sc}}{I_B}$$

Connaissant v_q et i_d , on trouve d'abord :

$$X_d \text{ (p.u.)} = X_a + X_{md} = \frac{v_q}{i_d} = \frac{V^{oc}/V_B}{I^{sc}/I_B}$$

Connaissant X_a , par mesure, par donnée du constructeur ou par estimation, on trouve :

$$X_{md} = X_d - X_a$$

alors :

$$I_{fB} = \frac{I_f (A)}{i_f (pu)} = \frac{X_{md} I_f}{v_q} = \frac{X_{md} I_f}{3 V^{oc}/V_B}$$

A ce moment, on a l'égalité des ampères-tours entre les enroulements statoriques pseudo-tournants et les enroulements rotoriques, c'est-à-dire :

$$N_f I_{fB} = \sqrt{\frac{3}{2}} N I_B$$

où N_f est le nombre de spires de l'enroulement d'excitation et N le nombre de spires d'un enroulement de phase. La proportionnalité aux nombres de spires pour les tensions donne :

$$\frac{V_{fB}}{V_B} = \frac{N_f}{\sqrt{\frac{3}{2}} N}$$

ce qui est équivalent, avec l'équation précédente, à :

$$V_B \cdot I_B = V_{fB} \cdot I_{fB}$$

qui n'est rien d'autre que l'équation de la conservation de la puissance. Ceci fixe V_{fB} .

On a alors $R_{fB} = V_{fB}/I_{fB}$.

Enfin $C_B = p \cdot S_B$ où p est le nombre de paires de poles de la machine.

Il est intéressant de réduire également le temps par $1/\omega_0$ (1). Dans ce cas, les formules se simplifient assez bien. Cela n'a pas été fait dans ce mémoire afin de laisser les constantes de temps dans une unité plus facilement interprétable.

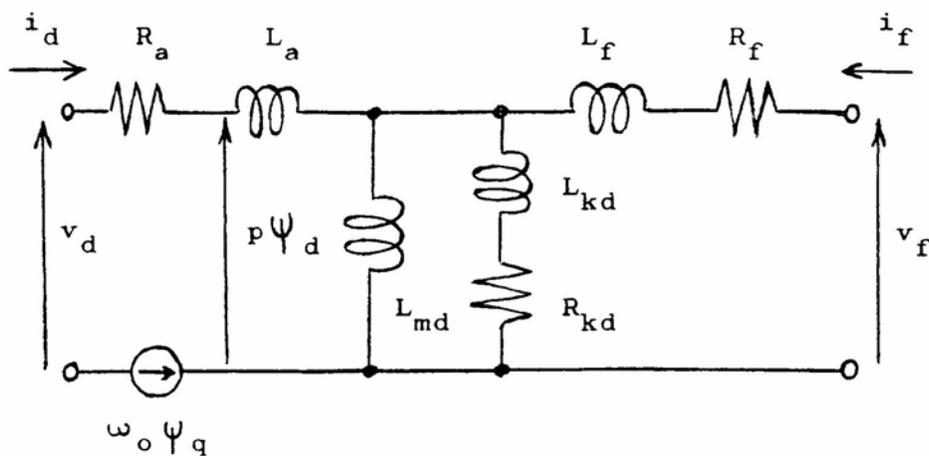
3. Les schémas équivalents de la machine synchrone

Il a été indiqué plus haut que la forme suivante des équations de Park est tout à fait générale :

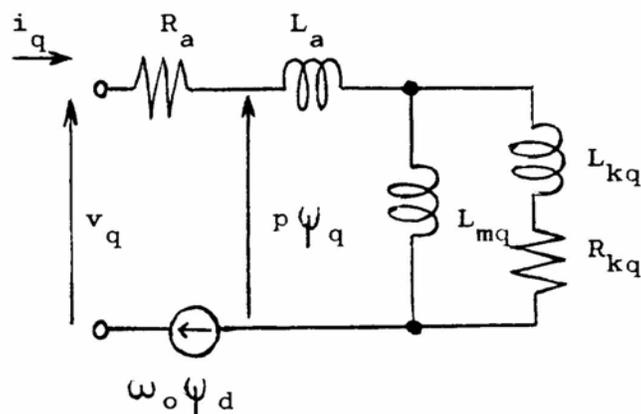
$$\begin{cases} v_d = R_a i_d + p\psi_d + \omega_o \psi_q \\ v_q = R_a i_q + p\psi_q - \omega_o \psi_d \\ \psi_d = L_d(p) i_d + G(p) v_f \\ \psi_q = L_q(p) i_q \end{cases}$$

Cependant, une fois choisie la forme des fonctions $L_d(p)$, $G(p)$ et $L_q(p)$, il est possible de trouver des schémas équivalents suivant chaque axe.

Pour le cas de la fig. 1 (un amortisseur sur chaque axe) les schémas suivants sont proposés :



Axe d



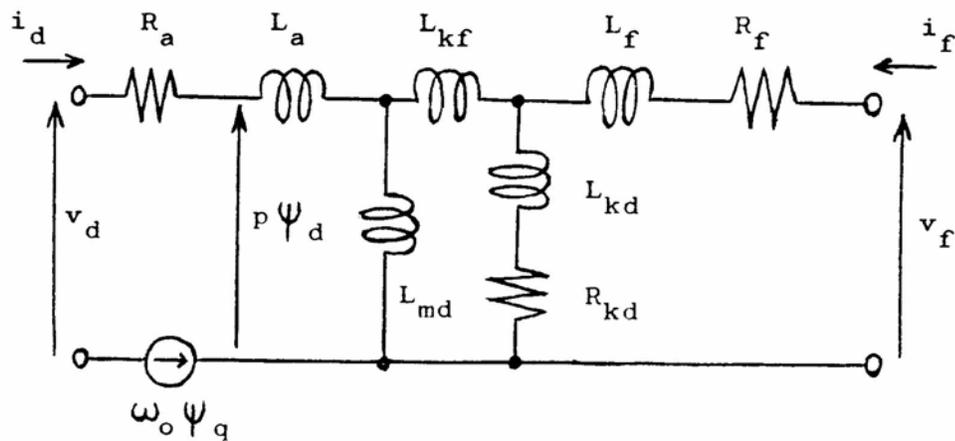
Axe q

Pour chaque enroulement amortisseur supplémentaire, il suffit d'ajouter un circuit RL en parallèle sur le circuit amortisseur représentant l'amortisseur de l'axe envisagé. C'est ainsi que l'on ajoute souvent un amortisseur suivant l'axe q. L'ordre des inductances opérationnelles croît alors d'une unité. Des études ont toutefois montré qu'un amortisseur sur l'axe direct et deux sur l'axe en quadrature étaient en général suffisants pour représenter correctement la machine dans les études de stabilité (17).

Pour l'axe d, on introduit souvent une inductance dite de dispersion mutuelle pour tenir compte du couplage imparfait entre l'armature d'une part, et l'excitation et les amortisseurs d'autre part. Cette inductance introduite par CANAY en 1969 (15) est notée L_{kf} et conduit aux équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_f \\ \Psi_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a + L_{md} & L_{md} & L_{md} \\ L_{md} & L_f + L_{kf} + L_{md} & L_{kf} + L_{md} \\ L_{md} & L_{kf} + L_{md} & L_{kd} + L_{kf} + L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_{kd} \end{bmatrix}$$

Cette inductance a été introduite pour expliquer les différences importantes entre les oscillogrammes de court-circuit du courant d'excitation et les valeurs prédéterminées. Elle est positive pour les turbo-alternateurs quoique souvent négative pour les machines à pôles saillants. Le schéma équivalent suivant permet d'en tenir compte :



Cette nouvelle inductance n'ajoute rien à l'ordre de $L_d(p)$ et de $G(p)$ mais ajoute une inconnue aux différentes résistances et inductances. Elle joue un rôle important pour le passage des fonctions $L_d(p)$ et $G(p)$ aux paramètres du schéma équivalent. En effet, il est en général admis qu'il n'existe pas de méthode satisfaisante pour mesurer l'inductance de dispersion L_a : la méthode de Potier donne des valeurs trop grandes et il est rarement possible de sortir le rotor de la machine. Une valeur estimée ou calculée est en général prise. Connaissant L_a et L_d , 4 paramètres restent inconnus dans le schéma équivalent d'axe direct à un amortisseur et sans inductance de dispersion mutuelle. L'inductance $L_d(p)$ contient 4 constantes de temps qui permettent de trouver ces 4 paramètres. Cependant, vu l'incertitude sur L_a , il y a peu de chances que la transmittance $G(p)$ correspondant aux paramètres trouvés

s'accorde avec la réalité. Si cette transmittance est connue, la constante de temps du numérateur permet de trouver une inconnue supplémentaire, en fait l'inductance de dispersion mutuelle. Le dénominateur étant le même que celui de $L_d(p)$, il ne fournit aucune information complémentaire. On trouve ainsi, malgré l'incertitude sur L_a , des paramètres qui correspondent à la fois à $L_d(p)$ et $G(p)$. Ceci explique que l'introduction de cette inductance de dispersion mutuelle permette de représenter correctement les interactions stator-rotor alors que les schémas qui n'en comportent pas ne permettent en général de représenter que les perturbations statoriques. On verra que la méthode de la réponse en fréquence offre des possibilités intéressantes dans ce sens par rapport aux autres méthodes. Enfin il faut noter qu'en jouant sur les grandeurs de base, il est possible d'annuler cette inductance de dispersion mutuelle tout en conservant une représentation correcte des deux fonctions $L_d(p)$ et $G(p)$. Malheureusement, cette modification ne peut se faire qu'après coup et ne présente ainsi pas beaucoup d'intérêt.

Le passage des paramètres du schéma équivalent aux coefficients des inductances et éventuellement transmittances opérationnelles, et vice-versa, demande une manipulation algébrique qui devient rapidement assez lourde mais qui est nécessaire. Pour les modèles envisagés, les résultats sont repris en annexe. Ils ont fait l'objet d'un programme dont les pages suivantes montrent un exemple d'exécution pour une machine du laboratoire.

*****PROGRAMME PARA *****

20.

PASSAGE DES COEFFICIENTS D'IMPEDANCES OPERATIONNELLES
AUX PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT ET VICE-VERSA

RESISTANCES ET REACTANCES EN PU
CONSTANTES DE TEMPS EN SECONDES

AXE CONSIDERE : ? (0 OU 1)

0

NOMBRE D'AMORTISSEURS SUR L'AXE : ?

AXE 1 : 0 OU 1, AXE 0 : -1 OU 2

1

MODELE SANS INDUCTANCE DE DISPERSION MUTUELLE : TAPER 1, AVEC : TAPER 2

2

KA = ?

.15

XM = ?

.9

TAPER : 1 POUR PASSER DES COEFFICIENTS DES IMPEDANCES OPERATIONNELLES
AUX PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT
2 POUR L'INVERSE

1

ENTREE DES VALEURS DES COEFFICIENTS DE LD(P)

A1.B1 ?

.08846 .440

A2.B2 ?

.000155384 .00110

C1 = ?

.00258

PARAMETRES :

R1 = .6986E-02 X1 = .1545E+01

R2 = .4576E+02 X2 = .3709E+02

KKF = -.1485E+01

AUTRE CALCUL, TAPER 1

STOP, TAPER 0

0

*****FIN DE PARA *****

PASSAGE DES COEFFICIENTS DES IMPEDANCES OPERATIONNELLES
AUX PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT ET VICE-VERSA

RESISTANCES ET REACTANCES EN PU
CONSTANTES DE TEMPS EN SECONDES

AXE CONSIDERE : ? (0 OU 1)

0

NOMBRE D'AMORTISSEURS SUR L'AXE : ?

AXE 0 : 0 OU 1, AXE 1 : 1 OU 2

1

MODELE SANS INDUCTANCE DE DISPERSION MUTUELLE : TAPER 1, AVEC : TAPER 2

2

KA = ?

.15

KM = ?

.9

TAPER : 1 POUR PASSER DES COEFFICIENTS DES IMPEDANCES OPERATIONNELLES
AUX PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT

2 POUR L'INVERSE

2

ENTREZ LES VALEURS DES RESISTANCES ET DES REACTANCES DU SCHEMA EQUIVALENT

R1.X1 ?

.006986 .1.545

R2.X2 ?

45.76 .37.09

XKF ?

-1.485

COEFFICIENTS DE LD(P)

A1 = .8841E-01 B1 = .4400E+00

A2 = .1553E-03 R2 = .1100E-02

CONSTANTES DE TEMPS

NUMERATEUR - DENOMINATEUR

.8661E-01 .4374E+00

.1792E-02 .2514E-02

COEFFICIENT DE GP(P) (=CONSTANTE DE TEMPS) : .2580E-02

AUTRE CALCUL, TAPER 1

STOP, TAPER 0

0

***** PROGRAMME PARA *****

22.

PASSAGE DES COEFFICIENTS DES IMPEDANCES OPERATIONNELLES
AUX PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT ET VICE-VERSA

RESISTANCES ET REACTANCES EN PU
CONSTANTES DE TEMPS EN SECONDES

AXE CONSIDERE : ? (D OU Q)

0

OMBRE D'AMORTISSEURS SUR L'AXE : ?

AXE P : 0 OU 1, AXE Q : 1 OU 2

1

XA = ?

.15

XM = ?

.47

TAPER : 1 POUR PASSER DES COEFFICIENTS DES IMPEDANCES OPERATIONNELLES
AUX PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT
2 POUR L'INVERSE

1

ENTRER LES VALEURS DES COEFFICIENTS DE LQ(P)

A1, B1 ?

.003062 .00626

PARAMETRES :

R1 = .3546E+00 X1 = .2274E+00

AUTRE CALCUL, TAPER 1

STOP, TAPER 0

0

***** FIN DE PARA *****

***** PROGRAMME PARA *****

23.

PASSAGE DES COEFFICIENTS DES IMPEDANCES OPERATIONNELLES
AUX PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT ET VICE-VERSA

RESISTANCES ET REACTANCES EN PU
CONSTANTES DE TEMPS EN SECONDES

AXE CONSIDERE : ? (0 OU 1)

OMBRE D'AMORTISSEURS SUR L'AXE : ?
AXE D : 0 OU 1, AXE Q : 1 OU 2

KA = ?
15

KM = ?
47

TAPER : 1 POUR PASSER DES COEFFICIENTS DES IMPEDANCES OPERATIONNELLES
AUX PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT
2 POUR L'INVERSE

ENTRER LES VALEURS DES RESISTANCES ET DES REACTANCES DU SCHEMA EQUIVALENT

R1, X1 ?
.3546, .2274

COEFFICIENTS DE LQ(P)

A1 = .3062E-02 B1 = .6260E-02

CONSTANTES DE TEMPS

NUMERATEUR - DENOMINATEUR
.3062E-02 .6260E-02

AUTRE CALCUL, TAPER 1
STOP, TAPER 0
0

***** FIN DE PARA *****

4. Les méthodes de mesure des paramètres

Je en détaillerai pas ici l'ensemble des méthodes classiques de mesure des paramètres des machines synchrones. On trouvera celles-ci dans les recommandations de la C.E.I. (4). Je reprendrai brièvement ici les méthodes de détermination des paramètres dynamiques des machines synchrones.

1. La méthode du court-circuit triphasé brusque

Cette méthode est de loin la plus utilisée. Elle consiste à appliquer un court-circuit brusque aux bornes de la machine et à relever le courant de court-circuit en fonction du temps. La détermination des paramètres à partir du courant de court-circuit est classique. Il est possible d'exploiter le courant de l'excitation pour déterminer l'inductance de dispersion mutuelle (20) et aboutir à un schéma équivalent tenant compte de l'interaction stator-rotor. Cette méthode présente l'avantage d'être rapide et les résultats sont assez faciles à exploiter. Il est cependant difficile d'obtenir des paramètres pour l'axe en quadrature et de tenir compte de la saturation. Enfin cette méthode n'est pas toujours recommandée mécaniquement pour la machine.

2. Les méthodes de décroissance de tension ou du courant

Différentes méthodes de décroissance de la tension ou du courant existent, la machine étant en rotation ou à l'arrêt :

- la machine étant reliée à une source de tension triphasée, sans excitation, on court-circuite ses bornes et on étudie l'évolution du courant de court-circuit.
- même type d'essai mais on isole la machine et

c'est l'évolution de la tension qui est observée. Si l'excitation est court-circuitée, on peut exploiter le courant d'excitation.

- la machine étant isolée, en rotation et excitée normalement, on court-circuite brusquement l'excitation et on observe l'évolution de la tension statorique et du courant rotorique.

- la machine étant à l'arrêt, une source de tension continue est appliquée entre deux bornes de l'enroulement triphasé, produisant un flux correspondant à l'axe direct ou à l'axe en quadrature par positionnement adéquat du rotor. On court-circuite brusquement l'armature et on observe l'évolution des courants.

Comme on le voit, une foule de variantes sont possibles : la théorie des machines synchrones, une fois l'ordre du modèle choisi, permet de prédire l'évolution des grandeurs en fonction du temps. Pour toutes ces méthodes, le problème est alors d'identifier une courbe à une somme d'exponentielles.

Les méthodes classées 1. et 2. reviennent en fait toutes à identifier un système supposé linéaire par la méthode indicielle. Les méthodes classées 2., moins courantes, ont toutefois l'avantage de ne pas conduire à des efforts mécaniques aussi importants et seront sans doute l'objet d'un développement plus grand (21).

3. Les méthodes de réponse en fréquence

Les méthodes de réponse en fréquence peuvent se diviser en méthodes en rotation et méthodes à l'arrêt ou statiques. Dans les méthodes en rotation, la machine

est en rotation et des perturbations sinusoïdales sont appliquées au système, généralement par la tension d'excitation, parfois par les tensions statoriques, et les variations correspondantes des autres grandeurs sont mesurées en fonction de la fréquence des perturbations et permettent de tirer les paramètres de la machine.

Cette méthode est sans doute la meilleure méthode d'étude puisqu'elle permet d'étudier la machine dans sa situation réelle, autour d'un point de fonctionnement, et pour des perturbations d'amplitudes quelconques. Pour l'étude des régulateurs de tension, cette méthode est très intéressante, d'autant plus qu'elle permet de tenir compte de la dynamique des amplificateurs de puissance. Cependant des difficultés pratiques ne tardent pas à se montrer. La première est la difficulté de ramener les grandeurs statoriques aux grandeurs de Park. Cette transformation est en effet nécessaire pour aboutir à un modèle indépendant des conditions de charge (non-linéarités exceptées). Une deuxième difficulté peut se présenter pour des raisons mécaniques. Par exemple, les essais effectués à Ontario Hydro (16) ont dû être limités à des fréquences de 10 Hz pour éviter d'entrer dans les fréquences de vibration et de torsion propres de l'alternateur.

Pour ces raisons, des méthodes statiques ont été développées, dont le principe est identique à celui de la transformation de Park. Puisque les perturbations sont vues au rotor comme des perturbations autour d'un niveau continu, tout se passe pour celui-ci de la même

façon si, à l'arrêt, on provoque des perturbations de flux par rapport à un niveau continu. De là vient l'idée d'étudier la réponse en fréquence de la machine à l'arrêt, en mesurant l'impédance entre deux phases statoriques pour des signaux de fréquences variables et en exploitant éventuellement le courant induit à l'excitation. On évite ainsi les problèmes mécaniques et les problèmes de transformation dans les axes d-q, tout en gardant une grande souplesse quant aux niveaux continu et alternatif injectés. De nombreuses objections peuvent cependant être faites, tenant au fait que l'on se trouve, surtout mécaniquement, assez loin du point de fonctionnement normal : entre autres le contact des balais au rotor et l'échauffement de la machine sont fort différents par rapport aux conditions réelles.

Enfin, des méthodes statistiques d'étude ont été exploitées (18), assez rarement cependant. Elles ont à peu près les mêmes avantages (fonctionnement réel de l'alternateur) et les mêmes inconvénients (difficulté d'exploitation des mesures) que les méthodes de réponse en fréquence en rotation. En outre, elles permettent d'étudier l'alternateur couplé au réseau sans en perturber le fonctionnement.

4. Choix d'une méthode

Comme on le voit, chaque méthode présente des avantages et des inconvénients. En raison des possibilités offertes par la méthode de l'essai statique de réponse en fréquence, de nombreux travaux ont été effectués pour étudier des alternateurs de différentes tailles (9 → 13). Ces travaux ont montré la valeur de la

méthode et des paramètres obtenus par celle-ci. Pour cette raison, il était intéressant de la développer plus en détail sur les machines du laboratoire, compte tenu de la réalisation par le Service d'une prise de mesures rapide qui permet de résoudre le problème de la mesure d'impédance en grandeur et en phase pour une large gamme de fréquences.

Le détail de la réalisation pratique de cette méthode fait l'objet des pages qui suivent.

5. L'essai statique de réponse en fréquence

Les étapes suivantes peuvent être distinguées :

- choix des grandeurs de base statoriques et éventuellement rotoriques,
- mesure des impédances suivant l'axe d et l'axe q à différentes fréquences et éventuellement mesure de la transmittance stator-rotor,
- passage de la réponse en fréquence à la fonction de transfert, c'est-à-dire aux constantes de temps et aux inductances opérationnelles,
- passage des inductances opérationnelles aux paramètres du modèle choisi.

La machine étant à l'arrêt, les équations de Park deviennent, lorsque le rotor est en court-circuit ($v_f = 0$) :

$$v_d = R_a i_d + L_d(p) i_d$$

$$v_q = R_a i_q + L_q(p) i_q$$

ou encore :

$$v_d / i_d = R_a + p L_d(p)$$

$$v_q / i_q = R_a + p L_q(p)$$

Si on tient compte du courant i_f induit au rotor, on peut montrer (annexe n°2) que :

$$i_f / i_d = - p G(p)$$

On verra plus loin que l'on ne mesure pas directement v_d et i_d mais une tension v et un courant i qui leur sont proportionnels et donc :

$$v / i = Z_d(p) = k(R_a + p L_d(p))$$

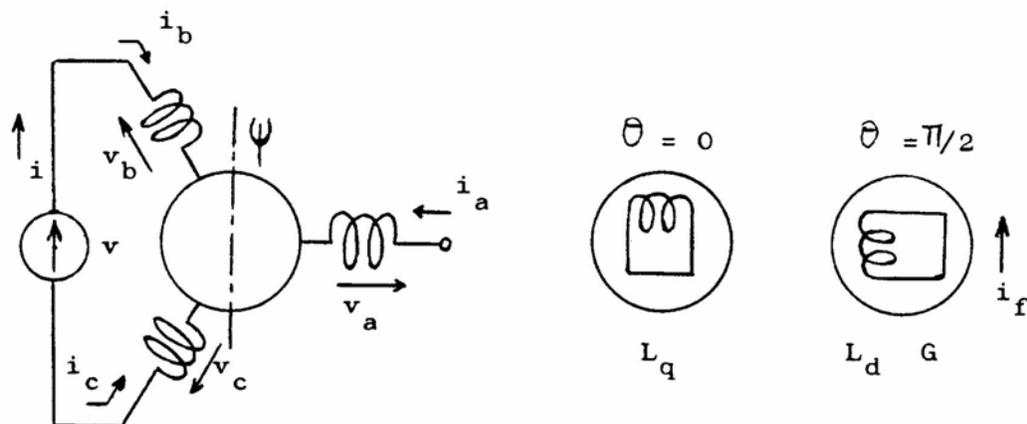
et :

$$i_f / i = -k' p G(p) = T(p)$$

Il est bon de faire ressortir à ce stade une difficulté de la méthode. A basse fréquence, l'impédance $Z_d(p)$ est quasiment dominée par la résistance R_a , ce qui masque en grande partie l'effet de $L_d(p)$ sur $Z_d(p)$. En d'autres termes, les paramètres de $L_d(p)$ relatifs aux basses fréquences (l'inductance synchrone L_d et la constante de temps transitoire à circuit ouvert T'_{do}) sont entachés d'une erreur plus ou moins importante suivant l'importance de R_a . La compensation de R_a peut se faire analogiquement (2); cette méthode n'a toutefois pas été retenue ici. Une étude réalisée au MIT (12-13) a montré qu'une autre solution possible est de relever la fonction $T(p)$ dont les pôles sont les mêmes que ceux de $Z_d(p)$ - en particulier celui dû à T'_{do} - et dans laquelle R_a n'intervient pas : en fait la plus grande partie de la variation de cette fonction se produit à basse fréquence, là où la fonction $Z_d(p)$ varie fort peu. L'information apportée par cette fonction permet d'améliorer l'identification de la réponse en fréquence de $Z_d(j\omega)$ à une fonction de transfert mais rend aussi possible le calcul de l'inductance de dispersion mutuelle à partir du numérateur de $T(p)$ et permet ainsi d'arriver à une représentation correcte de la fonction de transfert stator-rotor.

Différentes connexions du stator sont possibles. J'en reprendrai deux :

1er cas



On a la transformation :

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta - 4\pi/3))$$

$$i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a \sin \theta + i_b \sin(\theta - 2\pi/3) + i_c \sin(\theta - 4\pi/3))$$

et de même pour les tensions.

D'autre part, les connexions imposent :

$$i = i_b = -i_c \quad \text{et} \quad i_a = 0$$

$$v = v_b - v_c$$

où v et i sont exprimés en grandeurs réduites.

D'où :

$$i_d = \sqrt{2} i_b \sin \theta \quad \text{et} \quad i_q = \sqrt{2} i_b \cos \theta$$

$$\text{Pour } \theta = 0, \quad i_d = 0 \quad \text{et} \quad i_q = \sqrt{2} i_b = \sqrt{2} i$$

$$\begin{aligned} \text{et } v_q &= \sqrt{\frac{2}{3}} (v_b \sin(-2\pi/3) + i_c \sin(-4\pi/3)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} (v_b - v_c) = \frac{v}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

et donc $v / i = 2 v_q / i_q = 2 (R_a + p L_q(p)) = Z_q(p)$

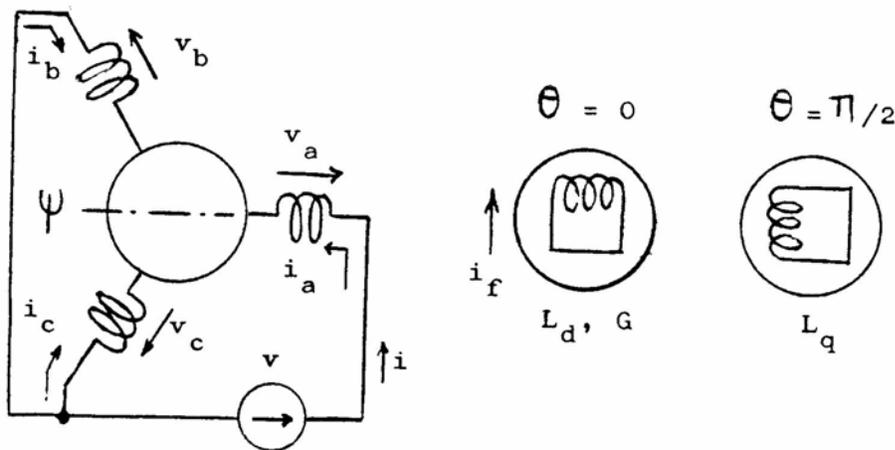
Pour $\theta = \pi/2$, $i_q = 0$ et $i_d = \sqrt{2} i_b = \sqrt{2} \cdot i$

$$\begin{aligned} \text{et } v_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} (v_b \cos(-\pi/6) + v_c \cos(-5\pi/6)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} (v_b - v_c) = \frac{v}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

et donc $v / i = 2 v_d / i_d = 2 (R_a + p L_d(p)) = Z_d(p)$

On a aussi $i_f / i = \sqrt{2} i_f / i_d = -\sqrt{2} p G(p) = T(p)$
où i_f et i sont exprimés en grandeurs réduites dans leurs bases respectives.

2e_cas



$$\begin{aligned} \text{Ici } v &= v_a - v_b \quad \text{et } v_b = v_c \\ i &= i_a = -i_b - i_c \end{aligned}$$

On trouve alors :

$$\begin{aligned} \text{Pour } \theta = 0, i_q &= 0 \text{ et } i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a + i_b \cos(-2\pi/3) + \\ &\quad i_c \cos(-4\pi/3)) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a - (i_b + i_c)/2) = \sqrt{\frac{3}{2}} i \end{aligned}$$

$$v_d = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_a + v_b \cos(-2\pi/3) + v_c \cos(-4\pi/3))$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} (v_a - (v_b + v_c)/2) = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_a - v_b) = \sqrt{\frac{2}{3}} v$$

$$\text{D'où } v / i = \frac{3}{2} v_d / i_d = \frac{3}{2} (R_a + p L_d(p)) = Z_d(p)$$

$$\text{et } i_f / i = \frac{3}{2} i_f / i_d = -\frac{3}{2} p G(p) = T(p)$$

$$\text{Pour } \theta = \pi/2, i_d = 0 \text{ et } i_q = \sqrt{\frac{3}{2}} i$$

$$v_q = \sqrt{\frac{2}{3}} v$$

$$\text{et } v / i = \frac{3}{2} v_q / i_q = \frac{3}{2} (R_a + p L_q(p)) = Z_q(p)$$

Dans les deux cas, on voit que, ayant mesuré v, i, i_f (en grandeurs réduites), on a :

$$Z_d(p) = \frac{v}{i} = k (R_a + p L_d(p))$$

$$\text{ou } Z_q(p) = \frac{v}{i} = k (R_a + p L_q(p))$$

$$\text{et } T(p) = \frac{i_f}{i} = -k' p G(p)$$

A partir de $Z_d(p)$, $Z_q(p)$ et $T(p)$, il est donc facile de déterminer les fonctions $L_d(p)$, $L_q(p)$ et $G(p)$.

Les mesures sont précédées de l'alignement du rotor : ceci peut se faire en alimentant le stator en alternatif et en déplaçant le rotor de façon à avoir un minimum de la tension induite à rotor ouvert (axe q) ou un maximum (axe d). Afin d'éviter de devoir repérer un maximum avec peu de précision, on peut repérer l'axe pour une connexion et faire les mesures pour l'autre connexion. Pour le premier cas de connexion, on peut

également prendre le minimum de la tension induite dans la phase restée libre.

Les pages suivantes montrent un exemple d'exécution d'un programme réalisé pour prédéterminer les réponses fréquentielles d'une machine du laboratoire. Celui-ci calcule et trace pour l'axe d ou q , les inductances opérationnelles dans le plan p et dans le plan de Bode, ainsi que les fonctions relevées par l'essai statique de réponse en fréquence.

Les limites d'étude de l'analyse fréquentielle peuvent se fixer comme suit. Pour les hautes fréquences, les fréquences où $Z(j\omega)$ devient proportionnel à la fréquence; pour les basses fréquences, lorsque $Z(j\omega)$ devient constant ou mieux, lorsque $T(j\omega)$ devient proportionnel à la fréquence.

***** PROGRAMME DXD *****

IMPEDANCES OPERATIONNELLES
 CALCUL DES VALEURS
 TRACE DANS LE PLAN P ET DANS LE PLAN DE BODE

IMPEDANCES ET TRANSMITTANCE STATOR-ROTOR POUR L'ESSAI STATIQUE
 DE REPONSE EN FREQUENCE
 CALCUL DES VALEURS
 TRACE DANS LE PLAN DE BODE

AXE CONSIDERE ? (TAPER D OU 0)

D

PARAMETRES DE LA MACHINE :

MACHINES S1-S2 DU LABO TAPER 1
 AUTRE MACHINE, TAPER 0

0

NOMBRE D'AMORTISSEURS : ?

2

RESISTANCE D'ARMATURE EN P.U. : ?

.051

XD EN P.U. : ?

1.07

ENTRER LES VALEURS DES COEFFICIENTS DU NUMERATEUR DE LD(P) :

A(1) = ?

.16418

A(2) = ?

.005549

A(3) = ?

.0000110746

ENTRER LES VALEURS DES COEFFICIENTS DU DENOMINATEUR DE LD(P) :

B(1) = ?

.566

B(2) = ?

.0288

B(3) = ?

.0000772

FREQUENCE MINIMALE POUR LE CALCUL EN HZ : ?

0.01

FREQUENCE MAXIMALE POUR LE CALCUL EN HZ : ?

100.

FREQUENCE	MODULE(XD(P)/XD)	PHASE(XD(P))	MODULE(ZD(P))/(KRA)	PHASE(ZD(P))
.0100	.9995E+00	1.45	.1000E+01	.24
.0251	.9969E+00	-3.62	.1001E+01	.60
.0531	.9812E+00	-8.98	.1004E+01	1.46
.1185	.8974E+00	-20.28	.1023E+01	3.13
.3981	.6416E+00	-36.87	.1068E+01	4.61
1.0000	.3649E+00	-39.42	.1104E+01	6.15
2.5119	.2428E+00	-27.05	.1139E+01	11.54
6.3097	.2029E+00	-15.29	.1254E+01	24.42
15.8495	.1903E+00	-9.72	.1740E+01	45.79
39.8116	.1771E+00	-8.73	.3278E+01	62.78
100.0000	.1583E+00	-8.46	.6778E+01	73.15

***** TRACE DE XD(P) DANS LE PLAN P ?

- 0 POUR NON
- 1 POUR TEKTRONIX
- 2 POUR PLOTTER

0

***** TRACE DU MODULE DE XD(P) EN FONCTION DE LA FREQUENCE ?

- 0 POUR NON
- 1 POUR TEKTRONIX
- 2 POUR PLOTTER

1

***** TRACE DE LA PHASE DE XD(P) EN FONCTION DE LA FREQUENCE ?

- 0 POUR NON
- 1 POUR TEKTRONIX
- 2 POUR PLOTTER

1

***** TRACE DU MODULE DE ZD(P) EN FONCTION DE LA FREQUENCE ?

- 0 POUR NON
- 1 POUR TEKTRONIX
- 2 POUR PLOTTER

0

***** TRACE DE LA PHASE DE ZD(P) EN FONCTION DE LA FREQUENCE ?

- 0 POUR NON
- 1 POUR TEKTRONIX
- 2 POUR PLOTTER

0

***** CALCUL DE LA TRANSMITTANCE ROTOR - STATOR ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

1

ENTRER LES VALEURS DES COEFFICIENTS DU NUMERATEUR DE G(P) :

C(1) = ?

.0668

C(2) = ?

.000166

FREQUENCE	MODULE(G(P)/G0)	PHASE(G(P))	MODULE(P*G(P)/G0)	PHASE(P*G(P))
.0100	.9995E+00	-1.80	.1999E-03	88.20
.0251	.9968E+00	-4.50	.5008E-03	85.50
.0631	.9803E+00	-11.19	.1237E-02	78.81
.1585	.8922E+00	-26.31	.2828E-02	63.69
.3981	.6195E+00	-50.41	.4932E-02	39.59
1.0000	.3047E+00	-69.31	.6093E-02	20.89
2.5119	.1343E+00	-77.86	.6747E-02	12.14
6.3097	.5771E-01	-83.88	.7282E-02	6.12
15.8493	.2343E-01	-88.45	.7426E-02	1.55
39.8116	.9156E-02	-91.31	.7790E-02	-1.31
100.0025	.3505E-02	-91.87	.7010E-02	-1.87

*** TRACE DU MODULE DE G(P) EN FONCTION DE LA FREQUENCE ?
 0 POUR NON
 1 POUR TEKTRONIX
 2 POUR PLOTTER

*** TRACE DE LA PHASE DE G(P) EN FONCTION DE LA FREQUENCE ?
 0 POUR NON
 1 POUR TEKTRONIX
 2 POUR PLOTTER

*** TRACE DU MODULE DE P*G(P) EN FONCTION DE LA FREQUENCE ?
 0 POUR NON
 1 POUR TEKTRONIX
 2 POUR PLOTTER

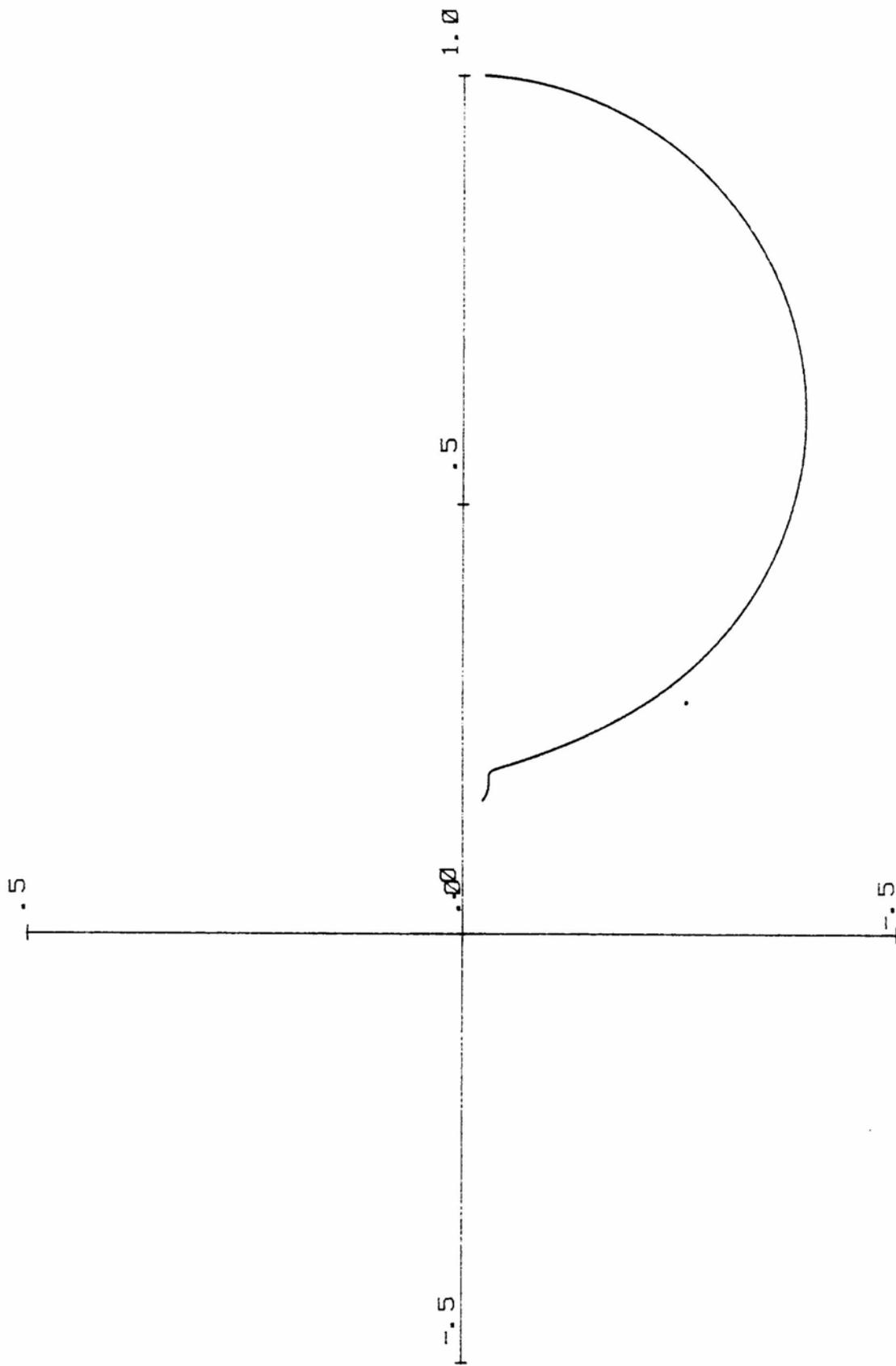
*** TRACE DE LA PHASE DE P*G(P) EN FONCTION DE LA FREQUENCE ?
 0 POUR NON
 1 POUR TEKTRONIX
 2 POUR PLOTTER

NOUVELLES VALEURS, TAPER 1
 STOP, TAPER 0

***** FIN DE DXD *****

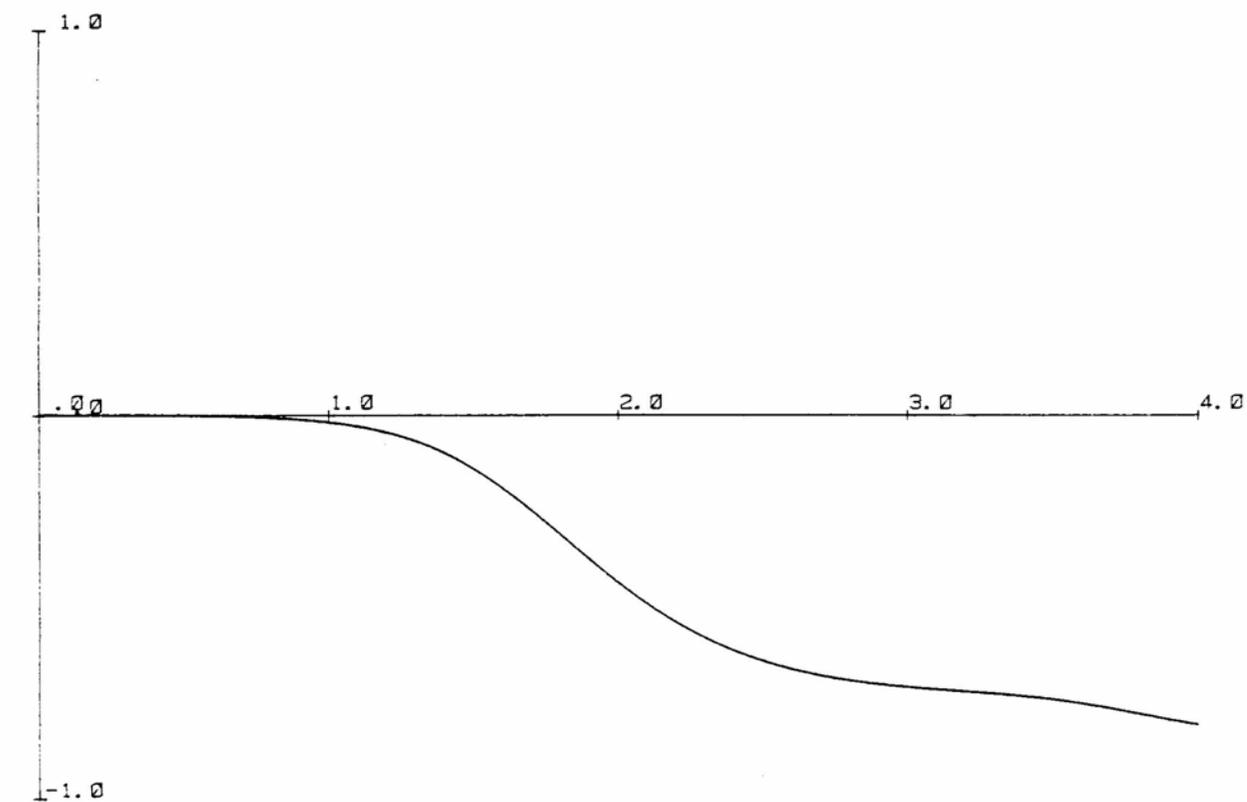
GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 2 / 5/80

IMPEDANCE OPERATIONNELLE



MACHINE B - AXE D
 $X_d(P) / X_d$ DANS LE PLAN P

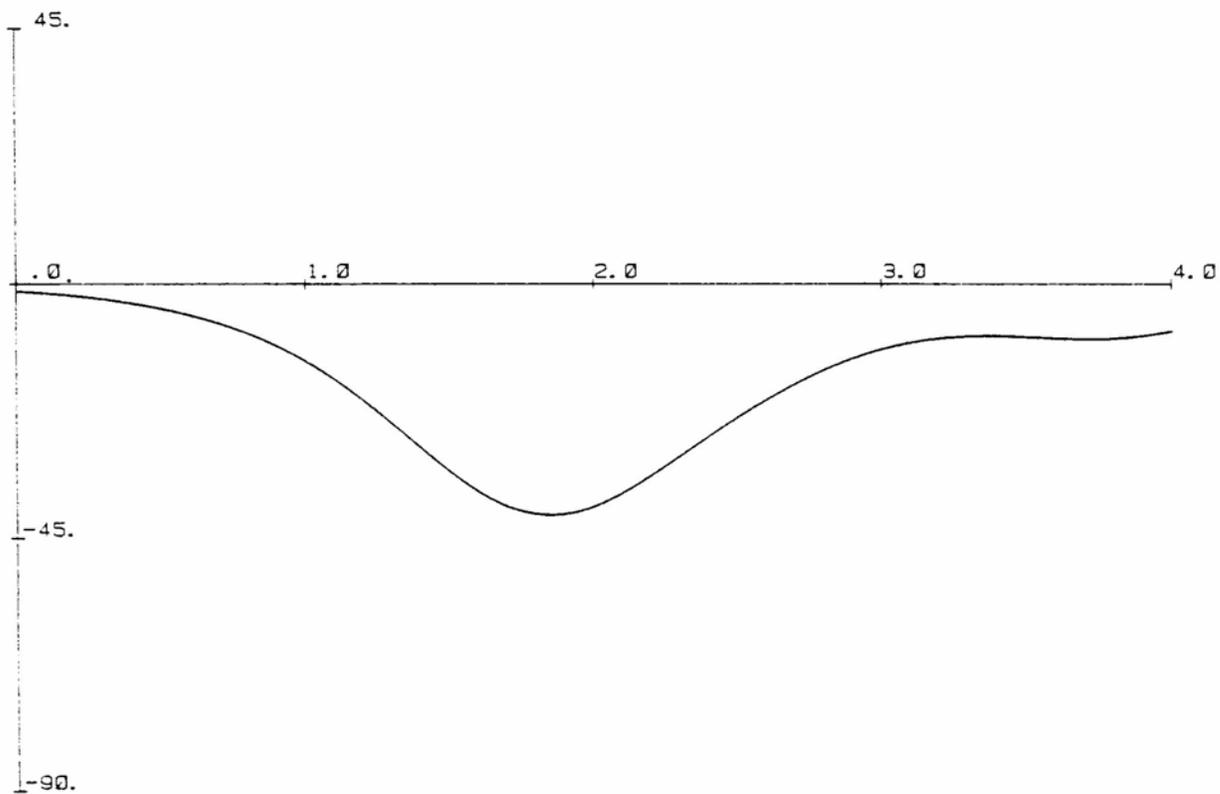
IMPEDANCE OPERATIONNELLE (MODULE)



MACHINE B - AXE D
LOG DU MODULE DE $X_d(P)/X_d$ EN FONCTION DU LOG(FR/0.01)

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 21/5/80

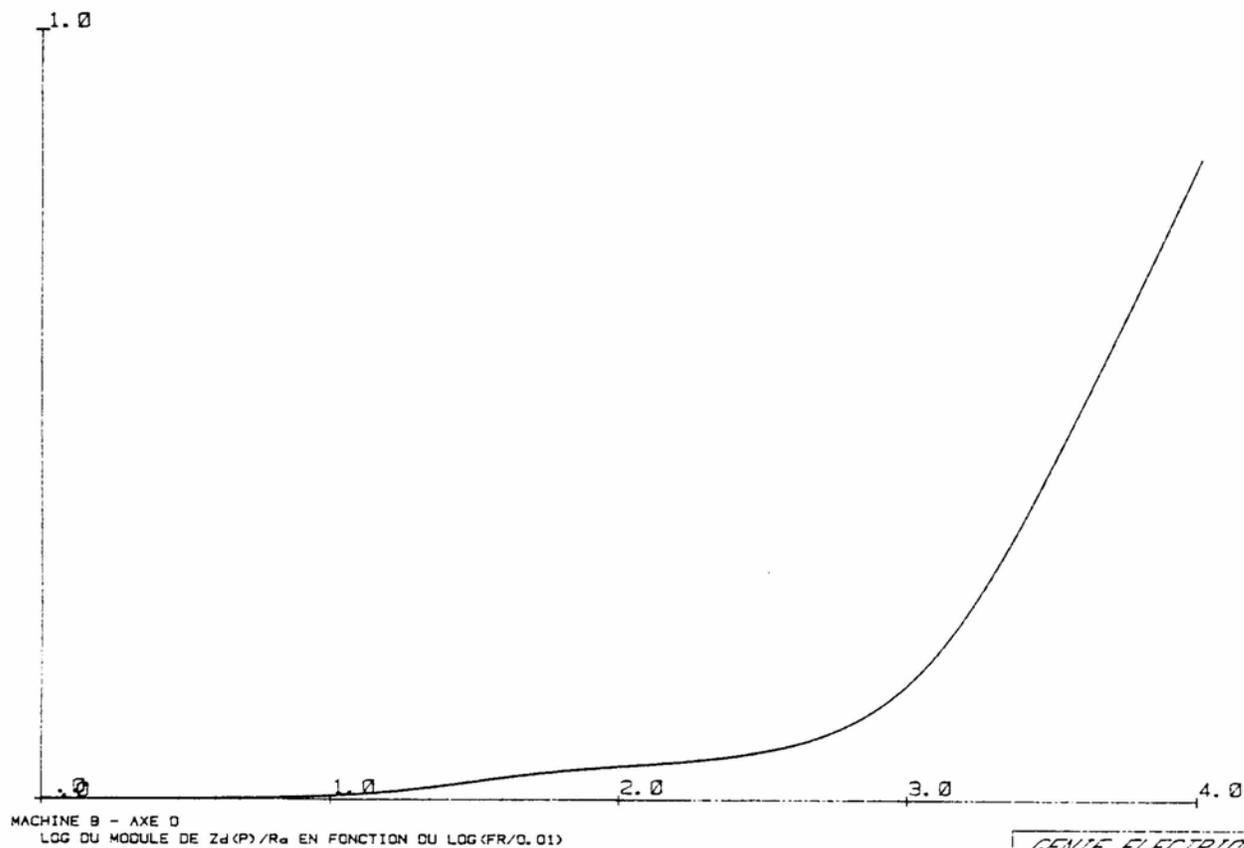
IMPEDANCE OPERATIONNELLE (PHASE)



MACHINE B - AXE D
PHASE DE $X_d(P)$ EN FONCTION DE LOG(FR/0.01)

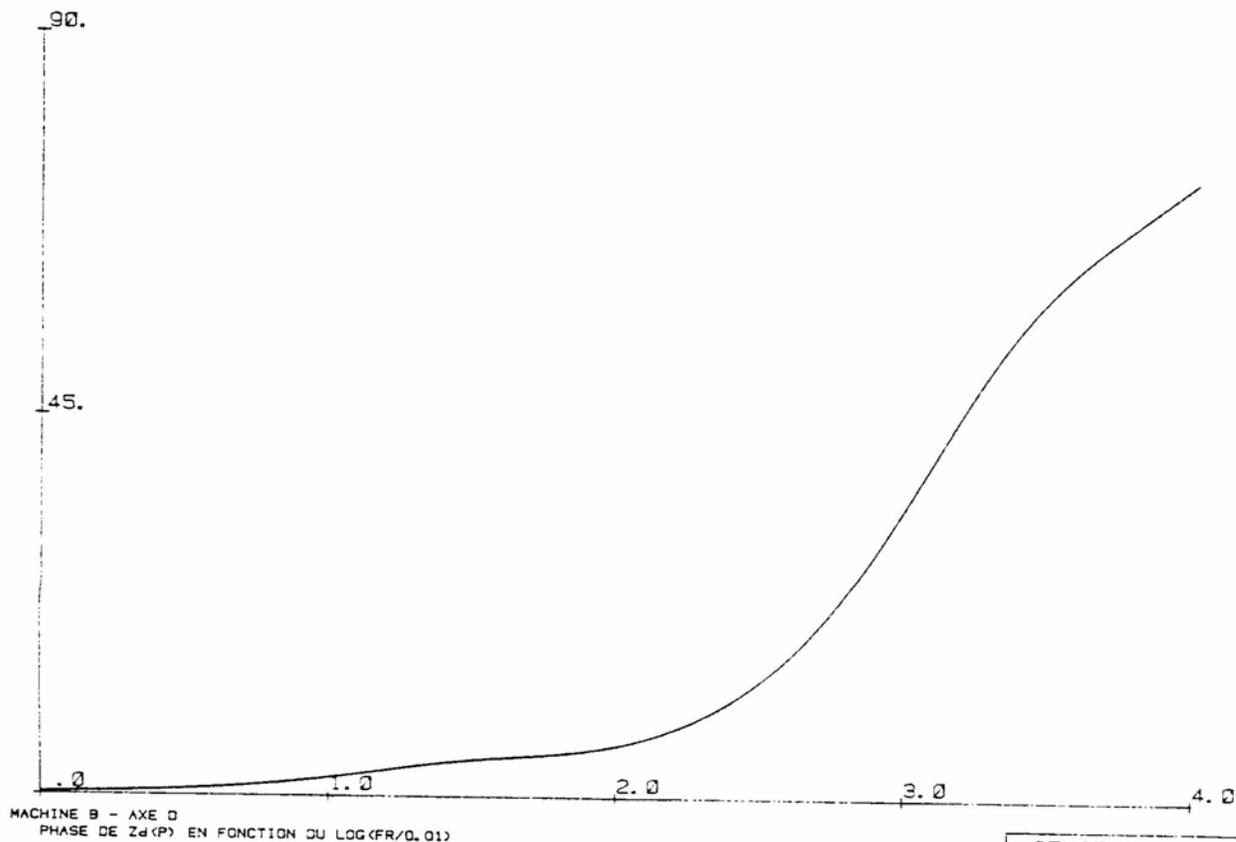
GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 21/5/80

ESSAI STATIQUE DE REPONSE EN FREQUENCE



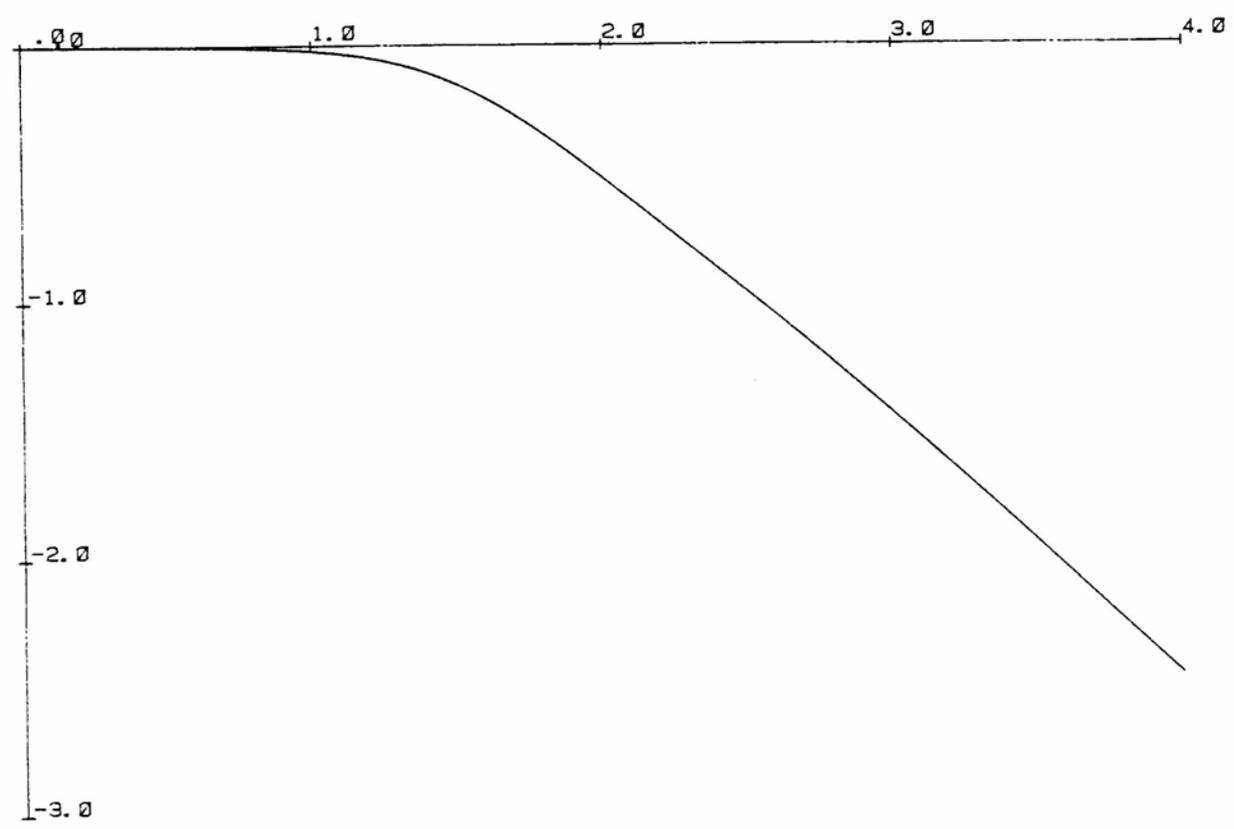
GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 21/5/50

ESSAI STATIQUE DE REPONSE EN FREQUENCE



GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 21/5/50

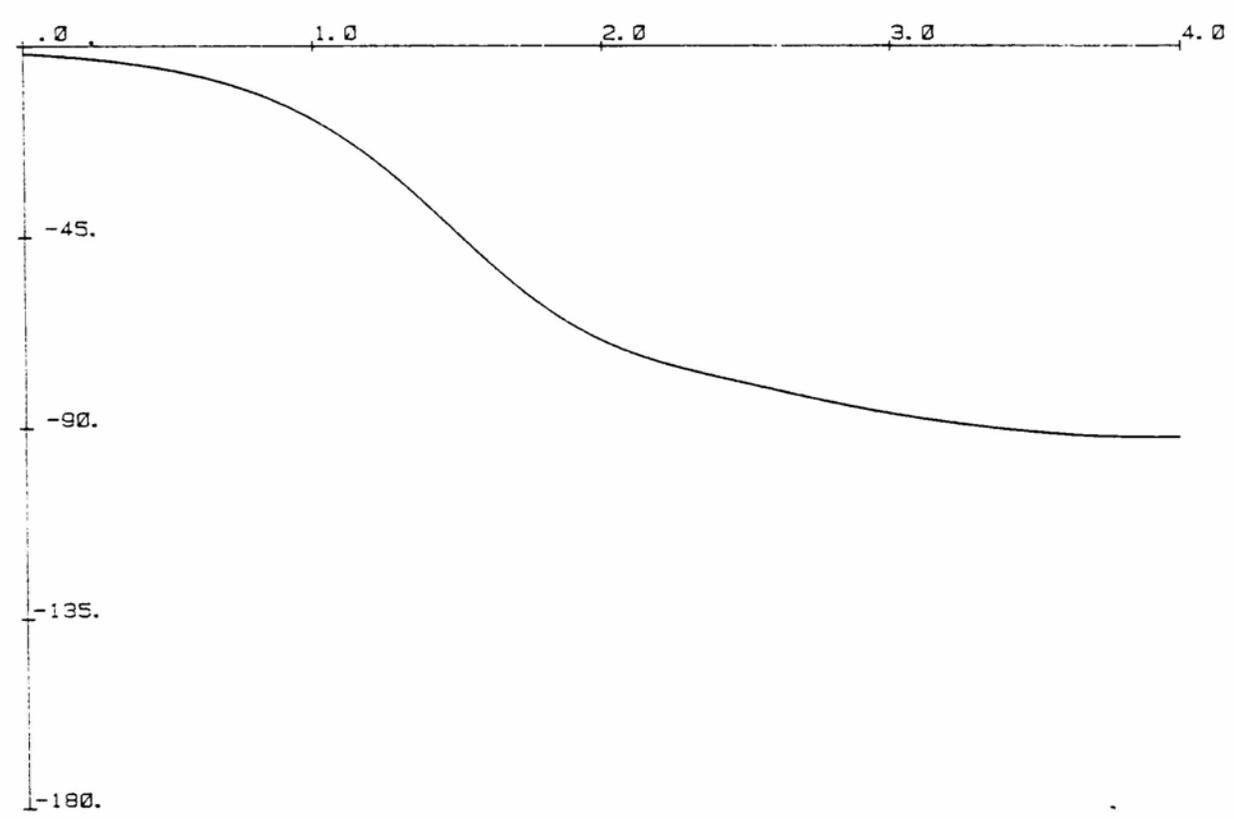
TRANSMITTANCE ROTOR - STATOR



MACHINE B - AXE D
LOG DU MODULE DE G(P)/G₀ EN FONCTION DU LOG(FR/0.01)

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 21/5/80

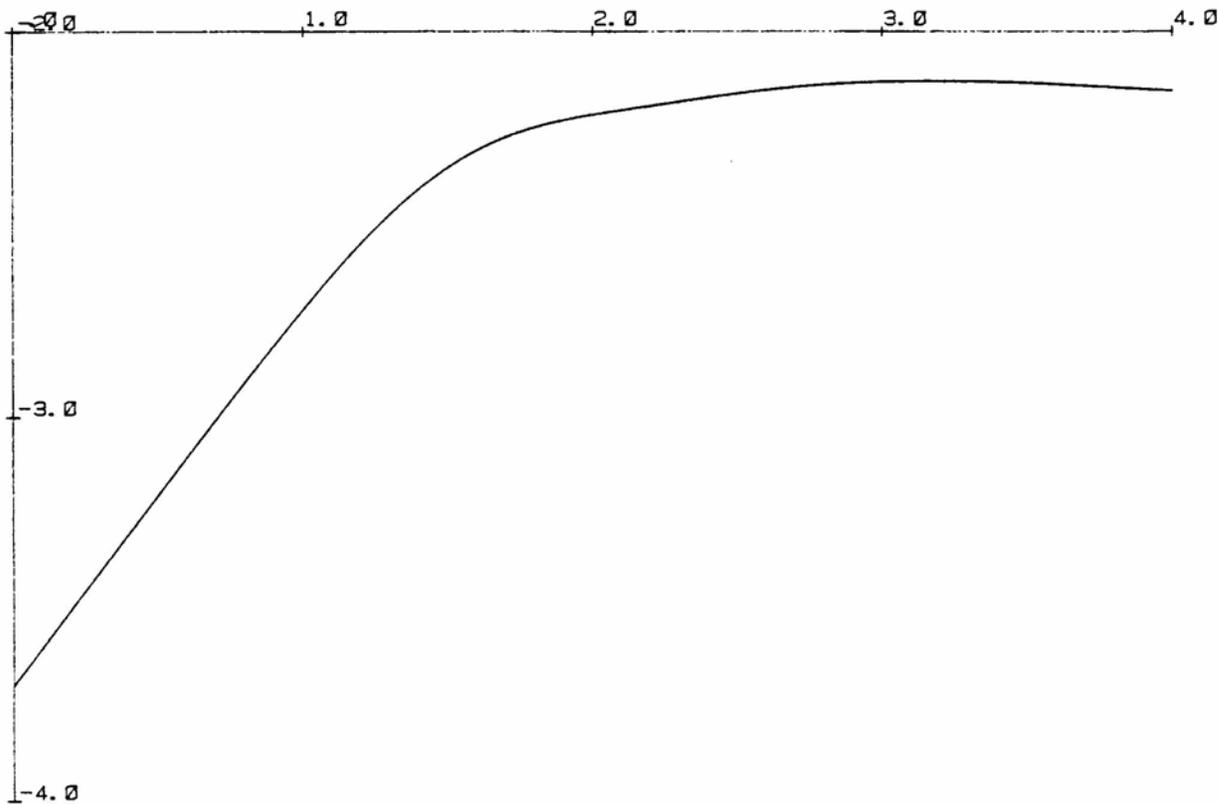
TRANSMITTANCE ROTOR - STATOR



MACHINE B - AXE D
PHASE DE G(P) EN FONCTION DU LOG(FR/0.01)

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 21/5/80

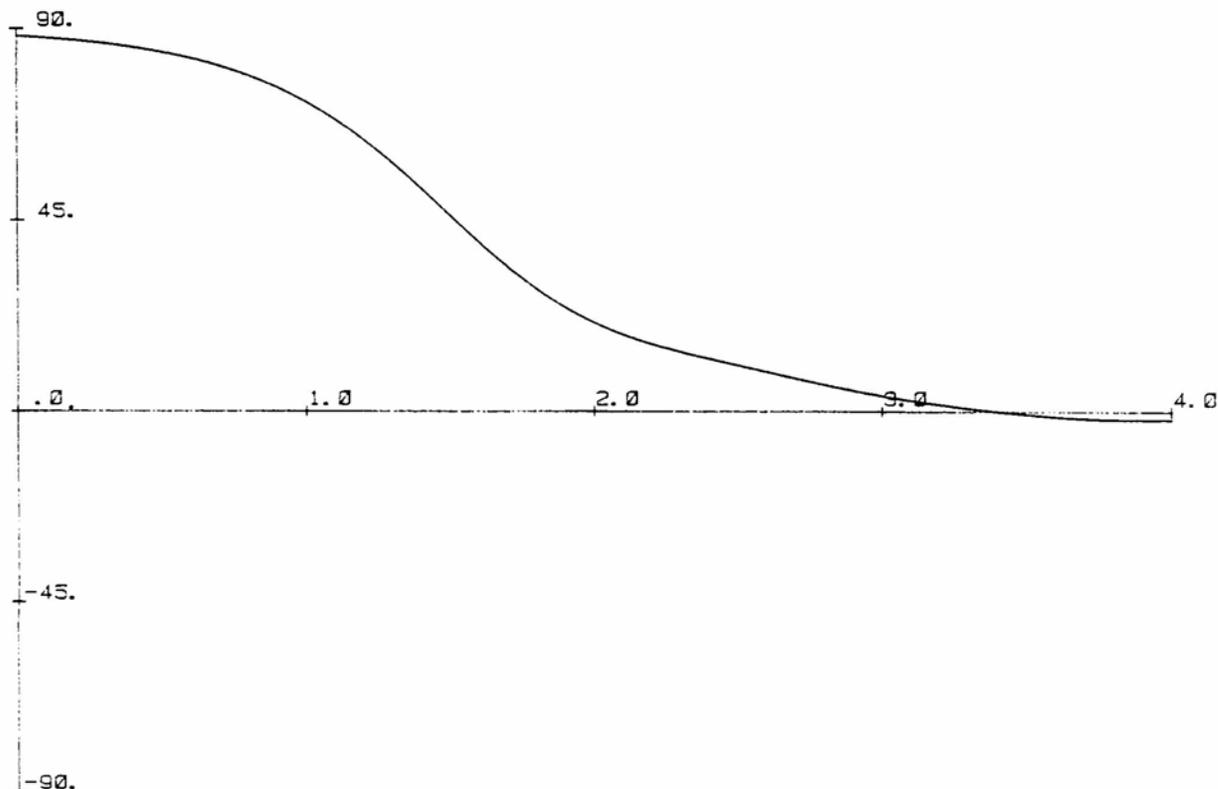
TRANSMITTANCE ROTOR - STATOR



MACHINE B - AXE D
LOG DU MODULE DE $P \cdot G(P) / G_0$ EN FONCTION DU $\log(FR/0.01)$

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 21/5/60

TRANSMITTANCE ROTOR - STATOR



MACHINE B - AXE D
PHASE DE $P \cdot G(P)$ EN FONCTION DU $\log(FR/0.01)$

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 21/5/60

DEUXIEME PARTIE - DEVELOPPEMENTS PRATIQUES.

1. Prédéterminations

Deux machines du laboratoire ont été étudiées. Elles seront notées A et B pour la facilité. Leurs plaques signalétiques sont les suivantes :

Machine A :

ALT. TRIPH. NO 2

Type TA 105 Fabr. 32 GM 12416 ACEC Charleroi

Δ 110 V 1-1 Rotor 50 V 10,8 A

52,5 A

Puissance nominale : 8 kW $\cos \varphi = 0,8$

3000 rpm 50 Hz

Machine B :

ALT. TRIPH. NO 3

Type AVA 3523 Fabr. 25 MM 21912 ACEC Charleroi

Δ 63,5/110 V Rotor 97 V 6,3 A

127,5/ 74 A

Puissance nominale : 11,2 kW $\cos \varphi = 0,8$

1000 tr/min 50 Hz

Grandeurs de base

Comme indiqué plus haut, le premier stade de l'étude est le choix des grandeurs de base.

Machine A :

On a pour les grandeurs statoriques :

$$V_N = 63,5 \text{ V} \quad S_N = 10 \text{ kVA}$$

$$\text{d'où } V_B = 63,5 \text{ V}, I_B = 52,49 \text{ A} \text{ et } R_B = 1,21 \Omega.$$

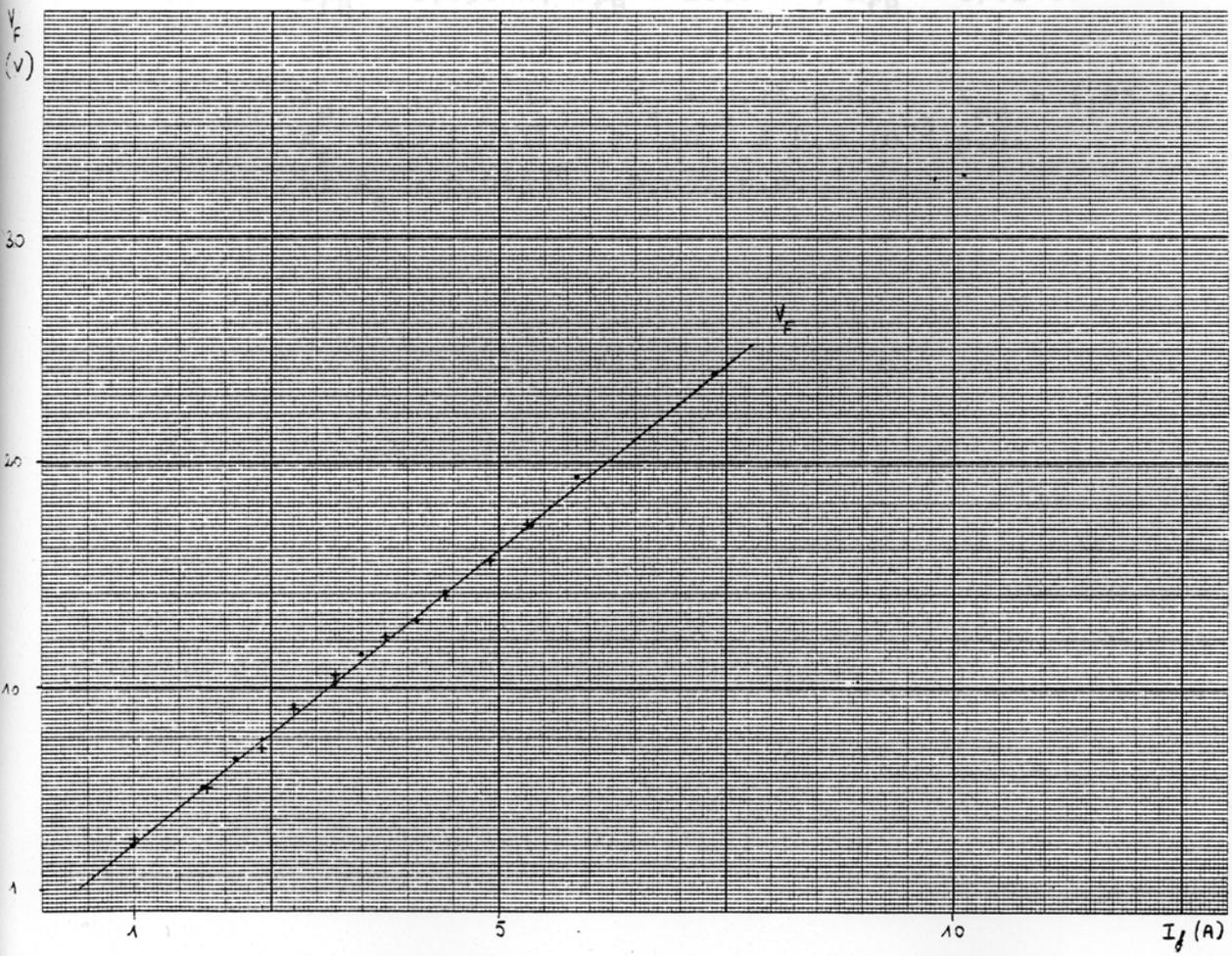
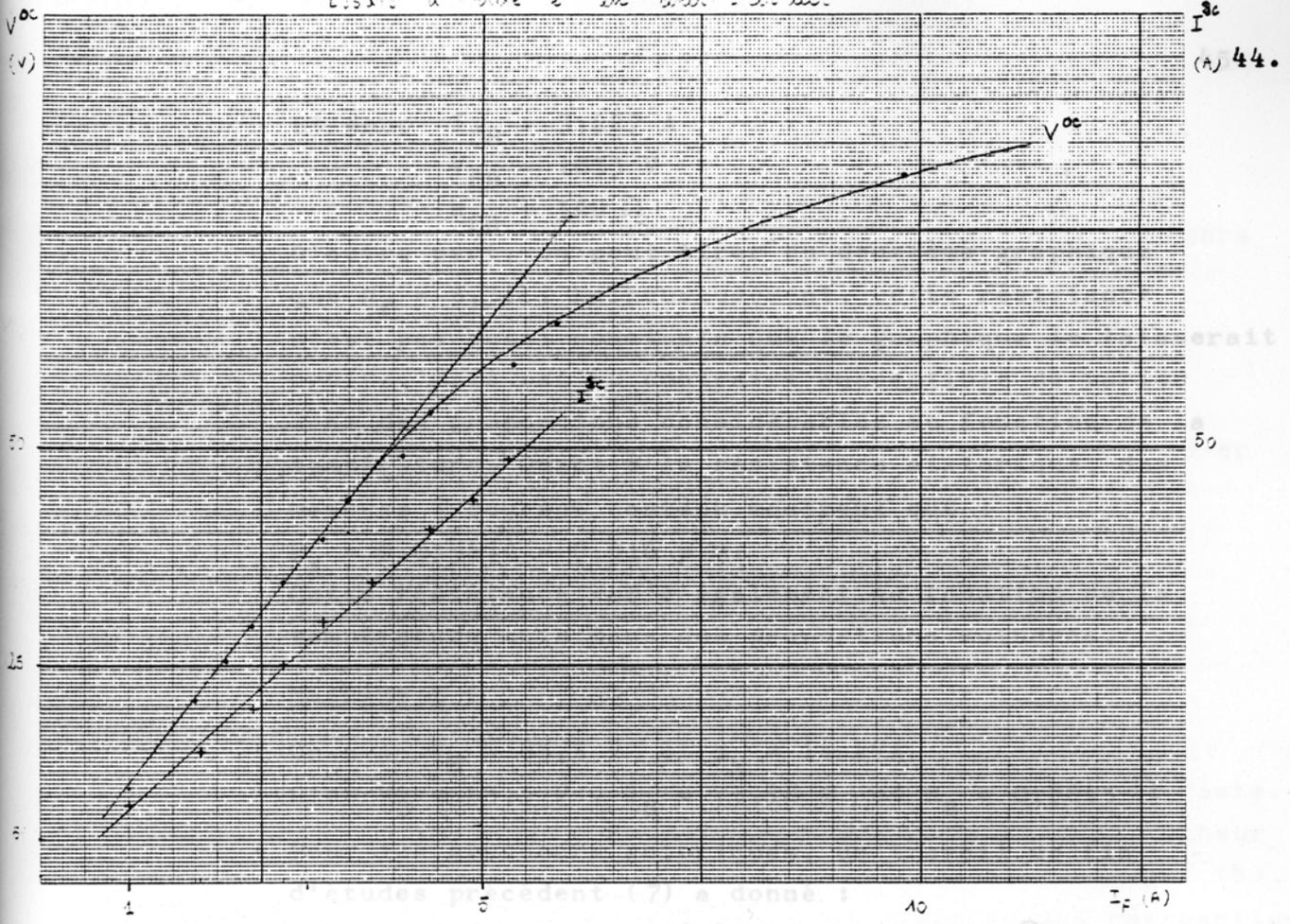
Quant aux grandeurs rotoriques, un essai à vide et un essai en court-circuit sont nécessaires. La page suivante montre les résultats obtenus pour cette machine.

$$\text{Pour } I_f = 3 \text{ A}, V^{\text{oc}} = 37,5 \text{ V} \text{ et } I^{\text{sc}} = 27 \text{ A}$$

$$\text{D'où } X_d = 1,15 \text{ p.u.}$$

$$\text{Si on prend } X_a = 0,05, \text{ on a } X_{\text{md}} = 1,1 \text{ p.u.}$$

Essai à base de e^- en court-circuit



$$\text{Et donc } I_{fB} = 3,227 \text{ A}$$

$$V_{fB} = 1033 \text{ V}$$

$$R_{fB} = 320 \Omega$$

D'autre part, on peut tirer du deuxième graphique que $R_f = 3,3\Omega$. Malheureusement, cette résistance n'est pas aussi constante que le graphique le laisserait croire, mais est au contraire susceptible de varier dans des proportions considérables en fonction de la température. Quant à la résistance statorique, des mesures à courant continu montrent que :

$$R_a = 0,0194\Omega = 0,016 \text{ p.u.}$$

Cette résistance varie également en fonction de la température mais dans des proportions moindres.

Machine B :

$$\text{On a : } V_N = 63,5 \text{ V et } S_N = 14 \text{ kVA}$$

$$\text{d'où } V_B = 63,5 \text{ V , } I_B = 73,48 \text{ A et } R_B = 0,8643 \Omega$$

Pour les grandeurs rotoriques, un travail de fin d'études précédent (7) a donné :

$$I_{fB} = 1,656 \text{ A, } V_{fB} = 2818 \text{ V , } R_{fB} = 1702 \Omega$$

On trouve pour cette machine :

$$X_d = 1,18 \text{ p.u. } \quad X_a = 0,15 \text{ p.u. } \quad X_{md} = 1,03 \text{ p.u.}$$

$$R_f = 12 \text{ à } 14\Omega = 7 \cdot 10^{-3} \text{ à } 8,2 \cdot 10^{-3} \text{ p.u.}$$

$$\text{et } R_a = 0,045\Omega = 0,052 \text{ p.u.}$$

2. La source de courant

La source sinusoïdale nécessaire pour l'essai statique de réponse en fréquence doit pouvoir répondre à des exigences assez particulières :

- une gamme de fréquence très large : depuis 0,001 Hz à 0,01 Hz jusque environ 100 Hz,
- un courant de sortie important, proche des valeurs nominales de la machine si l'on désire étudier l'influence de la saturation.

Dans le cas des machines du laboratoire, et pour la connexion où deux enroulements sont en série, la résistance de charge de la source en continu et aux basses fréquences est très faible :

- 0,04 Ω pour la machine A et
- 0,1 Ω pour la machine B.

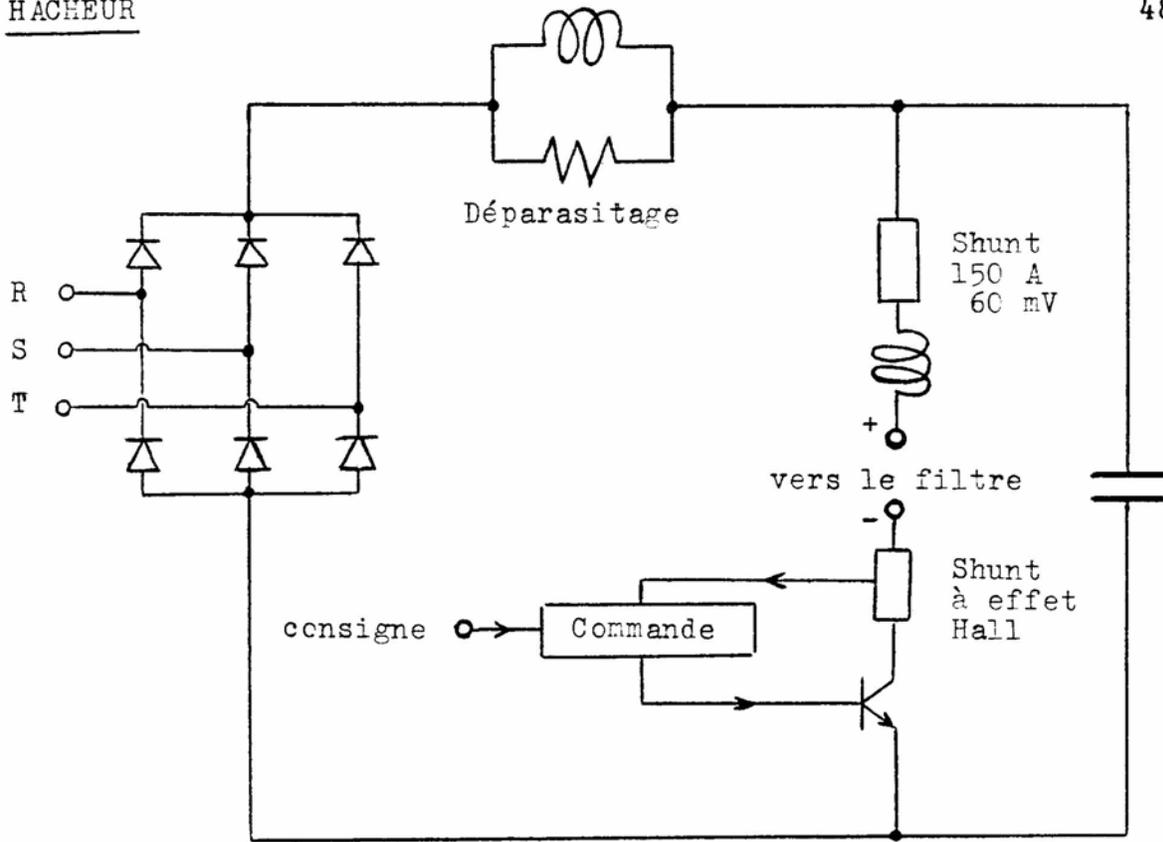
Une source répondant à ces exigences n'est pas courante. Dans notre cas, nous avons choisi d'utiliser un hacheur réalisé lors d'un travail de fin d'études précédent (8). Ce hacheur peut débiter 150 A et comporte une rétroaction avec mesure du courant par une sonde à effet Hall. Il est ainsi piloté en courant. Afin de se servir de ce hacheur comme générateur sinusoïdal, l'entrée donnant la consigne de courant de sortie est attaquée par un générateur sinusoïdal basse fréquence de laboratoire. Il est cependant nécessaire d'appliquer en même temps que le signal sinusoïdal, une tension d'offset suffisante : en effet le hacheur utilisé étant un hacheur à un quadrant, ni la tension, ni le courant ne peuvent s'inverser et il est donc nécessaire que le niveau continu soit suffisant pour que cela ne doive jamais se produire. Du point de vue des mesures, ceci ne constitue pas un inconvénient. Si on désire obtenir des valeurs non saturées des paramètres, il suffit de régler la valeur continue et la valeur de crête du courant de façon à ne pas entrer en saturation.

Si on le désire, on peut aussi se placer à un niveau continu de flux dans la zone de saturation et relever la réponse en fréquence pour des perturbations d'amplitude quelconque autour de ce niveau. On voit que ceci permet un choix très large de conditions dans lesquelles l'étude de la machine est possible.

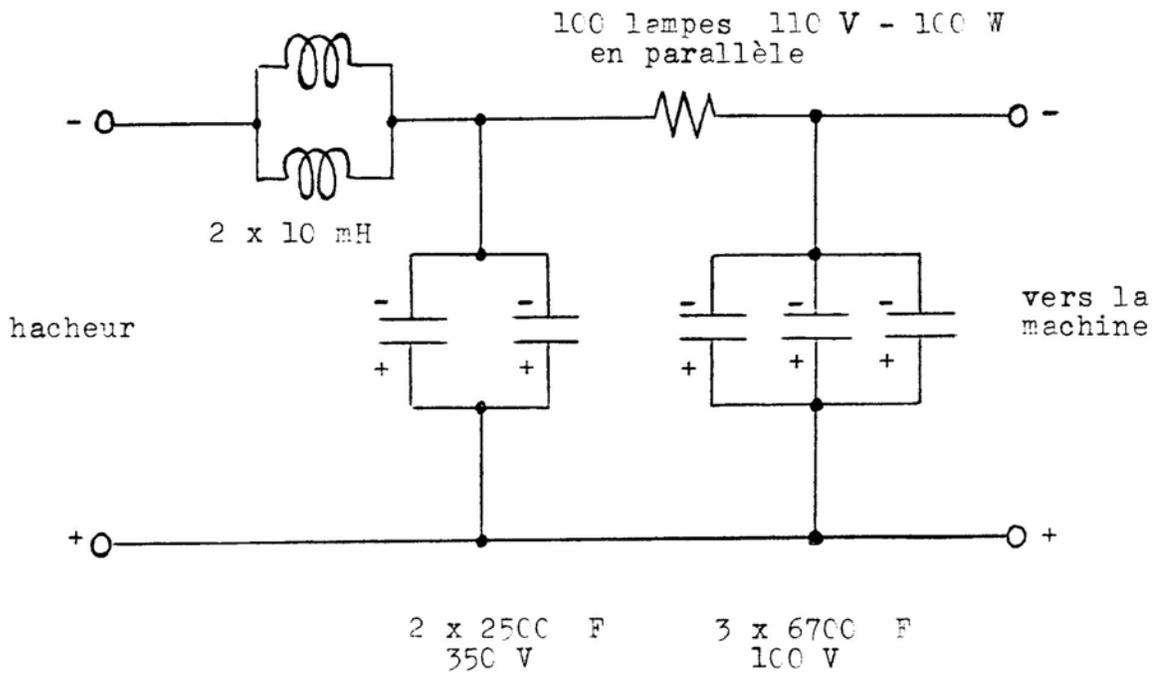
La tension de sortie du hacheur contient évidemment beaucoup d'harmoniques. Afin de réduire l'amplitude de ces harmoniques, un filtre a été placé entre le hacheur et la machine. Le schéma général du hacheur et le schéma du filtre sont représentés sur les figures qui suivent.

HACHEUR

48.



FILTRE



3. La prise de mesures

Les mesures nécessaires sont en apparence assez simples : il suffit de relever le module et la phase de trois grandeurs. La large gamme de fréquence dans laquelle les mesures doivent être prises les rendent cependant moins faciles à réaliser avec précision que l'on pourrait le croire.

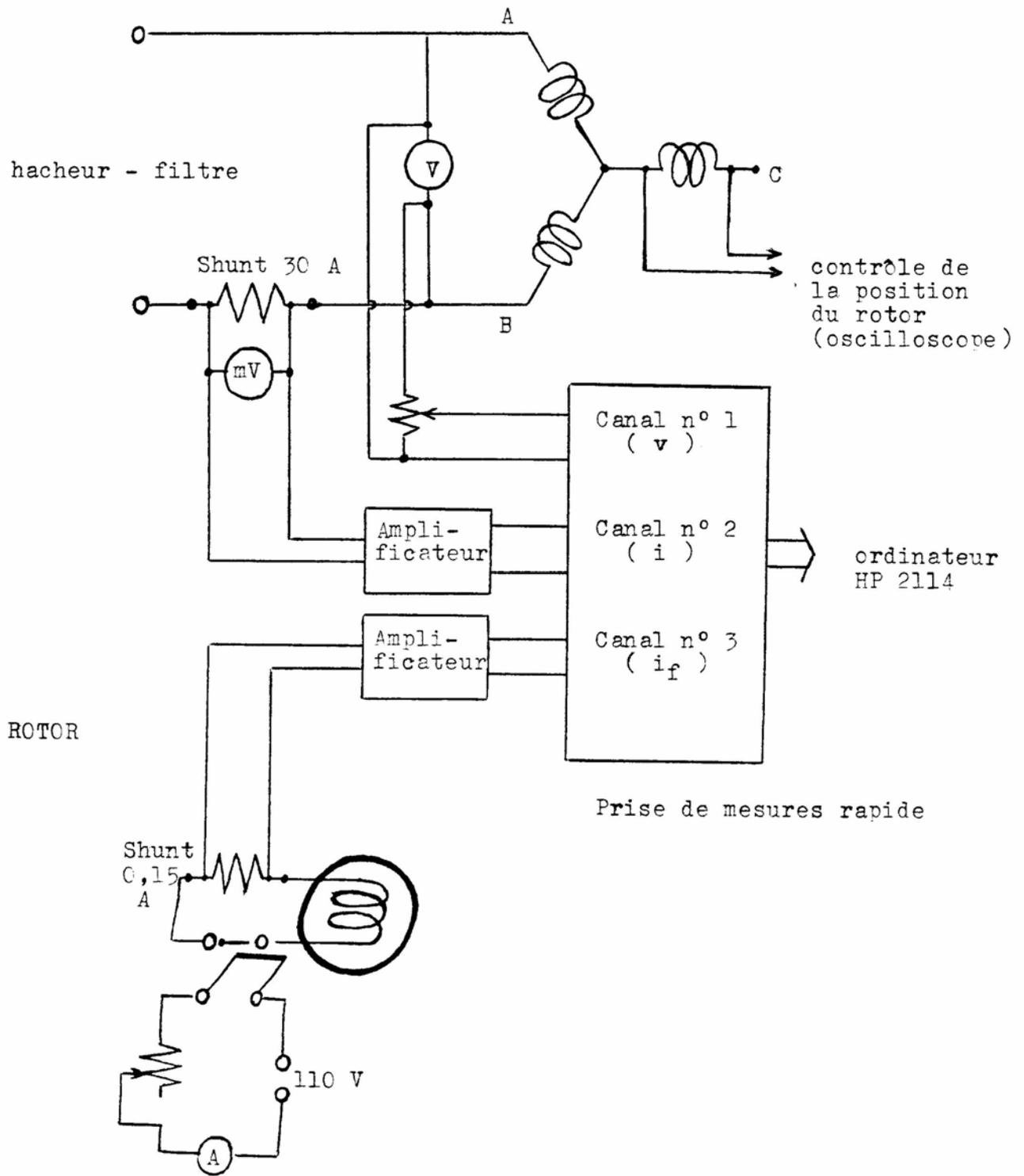
Des solutions simples existent : l'oscilloscope à mémoire ou avec appareil photographique, ou encore l'enregistreur à bande papier. Le traitement des mesures laisse cependant fort à désirer quant à la précision.

D'autres solutions sont possibles, plus précises. Dans notre cas, l'utilisation de la prise de mesures rapide du laboratoire s'est révélé être une solution précise et fiable. Les données techniques relatives à cette prise de mesures sont reprises en annexe. Décrite brièvement, celle-ci permet de stocker sur un fichier disque des mesures prises sur 6 canaux (3 ont été utilisés ici) à des intervalles de temps compris entre 0,5 et 2 ms. La durée de la mesure est variable et s'est échelonnée entre 0,5 s pour l'essai le plus court à 60 Hz et 60 s pour l'essai le plus long à 0,05 Hz (la durée de l'essai étant déterminée simplement de façon à disposer d'au moins trois périodes complètes du signal) . Quant aux valeurs mesurées, des tensions d'entrée de -1 V à +1 V correspondent à des entiers compris entre -2000 et +2000, et donc, pour des signaux bien conditionnés (c'est-à-dire réduits ou amplifiés pour l'être), la précision est tout à fait satisfaisante. La page suivante montre le schéma général de cablage de la machine et de la prise de mesures.

Cablage de la machine et de la prise de mesures

STATOR

hacheur - filtre



Avant chaque série de mesures, un étalonnage est nécessaire. Celui-ci se fait en injectant du courant continu au stator (hacheur) et au rotor (source extérieure reliée à l'excitation pour l'étalonnage), et en effectuant une prise de mesures. La comparaison entre les valeurs relevées aux voltmètres et ampèremètres et les valeurs moyennes tirées du fichier de mesures donne les facteurs d'échelle correspondants. Par cet étalonnage, on peut également vérifier la valeur des résistances d'armature et d'excitation et juger de leurs variations au cours de l'essai. Une fois cet étalonnage réalisé, les mesures sont faites en conservant une valeur moyenne du courant constante.

A ce stade, le problème est en grande partie résolu. On dispose d'un ensemble de fichiers comprenant, chacun pour une fréquence donnée, les valeurs échantillonnées de v , i et éventuellement i_f . Des fichiers "étiquettes" sont associés à ces fichiers données et comprennent des données relatives à l'essai, c'est-à-dire entre autres la fréquence d'échantillonnage. La suite du travail comporte alors deux phases :

- tirer de ces données la valeur de l'impédance et de la transmittance pour chaque fréquence,
- tirer de la réponse en fréquence les constantes de temps et de là, les paramètres de la machine.

4. Le traitement des mesures

Afin de traiter les fichiers contenant les mesures échantillonnées de la tension et des courants à chaque fréquence, un programme général a été écrit dont le but principal est de tirer, à partir des valeurs numériques enregistrées, la fréquence, le rapport des amplitudes continue et alternative, et le déphasage entre deux signaux mesurés à la prise de mesures, et de placer ces résultats sur fichier pour une utilisation ultérieure.

le programme comporte trois parties.

1) Le traitement préalable

Trois types de grandeurs sont distinguées : continues, alternatives (sinusoïdales) et quelconques. Le traitement préalable détermine les valeurs moyennes des grandeurs continues et les valeurs minimales, moyennes et maximales des grandeurs alternatives et quelconques. Pour les grandeurs alternatives, le programme en tire une estimation de l'amplitude du signal et retraite les données pour calculer des valeurs estimées de la fréquence et de la phase. Cette estimation se fait en comptant le nombre d'intersections positives de la courbe enregistrée avec sa valeur moyenne. La distance entre la première et la dernière intersection, divisée par le nombre d'intersections moins une, donne une estimation de la période et donc de la fréquence. La distance entre l'origine et la première intersection donne une estimation de la phase. On obtient ainsi, pour les grandeurs alternatives, des estimations de l'amplitude continue, de l'amplitude alternative, de la fréquence et de la phase du signal.

A ce stade, il est possible de contrôler la forme des signaux en passant dans une sous-routine de tracé graphique (sur écran graphique ou traceur 4 couleurs).

2) Le traitement exact des grandeurs alternatives

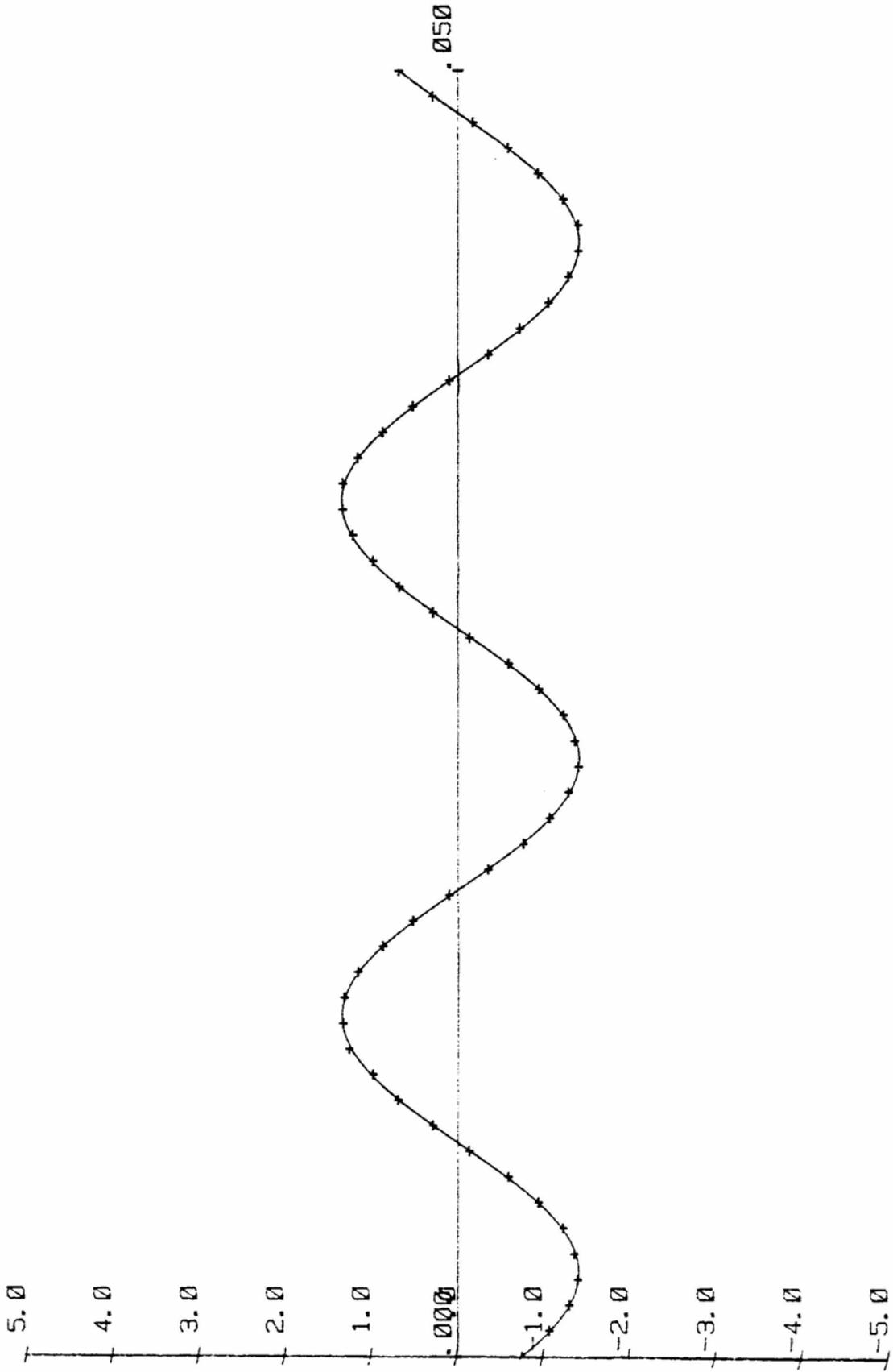
Les valeurs des amplitudes continue et alternative, de la fréquence et de la phase obtenues par la première partie du programme sont des valeurs approchées. Afin d'obtenir une bonne précision, il faut rechercher les valeurs des paramètres de la sinusoïde qui corresponde le mieux aux mesures échantillonnées. Diverses méthodes existent. Dans ce programme, j'ai choisi d'appliquer la méthode des moindres carrés en cherchant les valeurs des quatre paramètres : amplitude continue, amplitude alternative, fréquence, phase, tels que la somme des écarts quadratiques entre la sinusoïde calculée et les points mesurés soit minimale. La formulation mathématique de cette méthode est donnée en annexe (annexe n°4). On est amené à résoudre un système non-linéaire à quatre inconnues qui sont les quatre paramètres de la sinusoïde. Ce système se résout de manière itérative en utilisant comme point de départ les valeurs estimées des paramètres obtenues au stade précédent. L'application de cette méthode s'est montrée très satisfaisante. Le programme permet de contrôler la qualité des résultats par l'indication de l'erreur quadratique moyenne et par le tracé des valeurs mesurées et de la courbe calculée sur écran graphique ou traceur 4 couleurs.

Les deux pages qui suivent montrent deux exemples de tracé de telles courbes, l'un dans un cas normal, l'autre dans un cas très perturbé. Les valeurs mesurées effectivement se rapprochaient heureusement plus souvent du premier cas.

Afin de limiter la place en mémoire centrale et le temps de calcul, le nombre de valeurs mesurées retenues pour l'identification a été limité à 200.

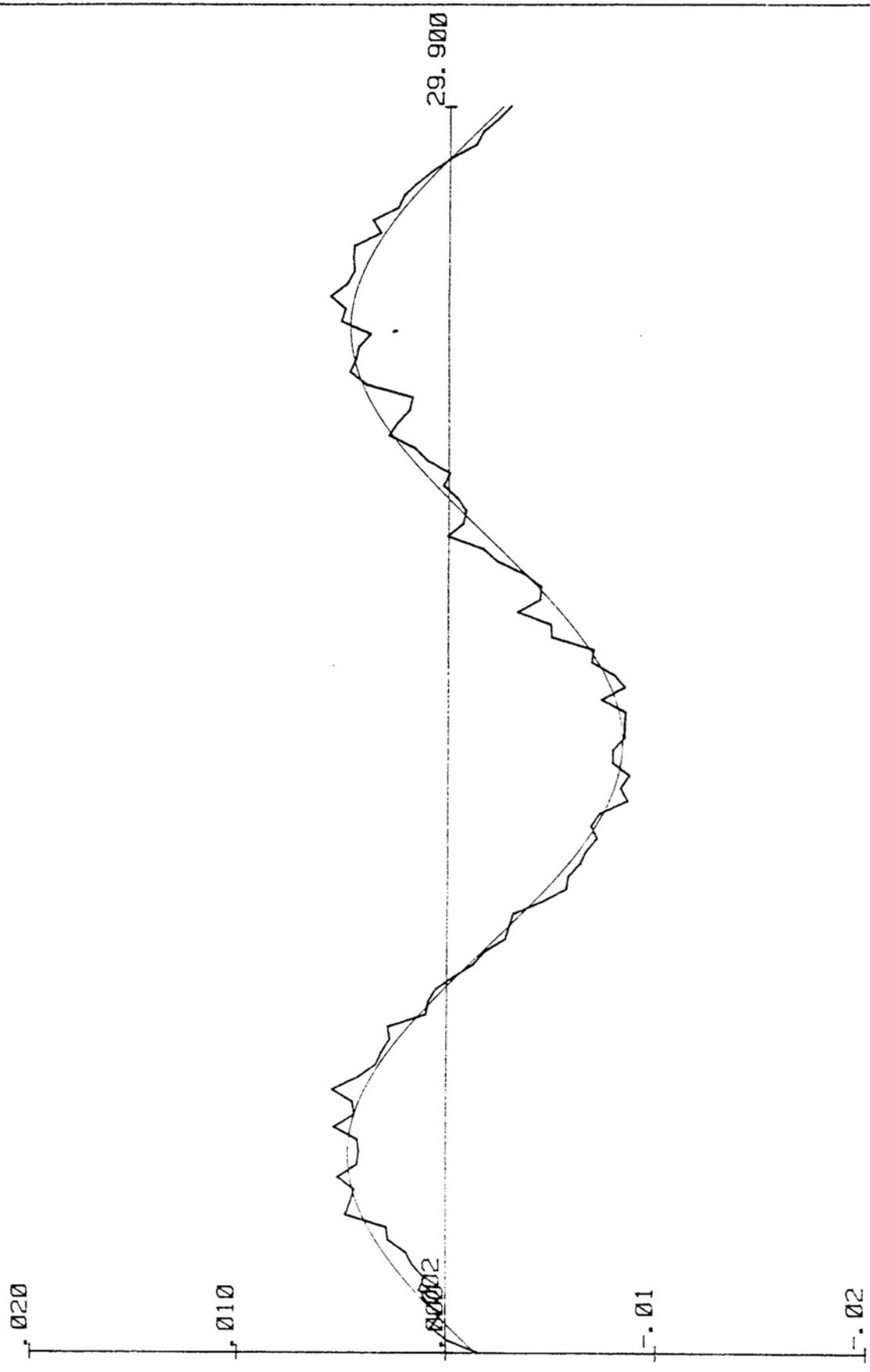
GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 22/ 27/80

IDENTIFICATION -SINUSOIDE



GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 8/ 3/88

IDENTIFICATION - SINUSOÏDE



Pour les basses fréquences, cet échantillonnage sur des valeurs elles-mêmes échantillonnées par la prise de mesures, est susceptible de conduire à des erreurs, ainsi que le prévoit le théorème de Shannon. Pour cette raison, une option est possible dans le programme, permettant de filtrer les mesures par un filtre numérique de Butterworth d'ordre 3. Pour les plus hautes fréquences étudiées, ce n'est pas nécessaire car le problème est déjà résolu par les filtres de garde (analogiques) de la prise de mesures. Ceux-ci ont une fréquence de coupure de 100 Hz et permettent d'éviter les mêmes problèmes lors du premier échantillonnage. Notons qu'il est nécessaire, lorsque l'on filtre numériquement les grandeurs mesurées, de les filtrer toutes en imposant au filtre la même fréquence de coupure afin que l'atténuation et le déphasage introduits par le filtre soient constants et que le rapport et la différence de phase entre les grandeurs n'en soient ainsi pas affectés.

3) Le traitement d'impédance (ou de transmittance) et de puissance

Cette partie fournit par un calcul simple les valeurs d'impédance (ou de transmittance) et de puissance en continu et en alternatif à partir des paramètres obtenus au stade précédent. Il est possible de placer ces valeurs sur fichier pour un traitement ultérieur de réponse en fréquence. On peut également procéder à un étalonnage en donnant les valeurs réelles (V, A ou p.u.) des signaux enregistrés. Le programme donne alors le facteur de conversion en unité/bit.

Le programme permet d'imprimer les résultats principaux sur listing. On trouvera ci-après un exemple de traitement d'un fichier de mesures pour l'axe d et un exemple pour l'axe q (machine B). Par le rapport des valeurs continues de la tension et du courant, on doit normalement retrouver la résistance d'armature. Effectivement, une bonne correspondance a été obtenue mais la résistance elle-même varie au cours de l'essai, comme on a pu le vérifier lors des étalonnages.

TRAITEMENT DU FICHIER .BZD22

***** CANAL NO 1

VALEUR MOYENNE : .3424E-01
 AMPLITUDE (CRETE) : .1523E-01
 FREQUENCE (HZ) : 1.389
 PULSATION (RAD/S) : 8.730
 PHASE (RADIANS) : .1273E+01
 PHASE (DEGRES) : 72.96

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .1167E-03

***** CANAL NO 2

VALEUR MOYENNE : .3403E+00
 AMPLITUDE (CRETE) : .1337E+00
 FREQUENCE (HZ) : 1.389
 PULSATION (RAD/S) : 8.730
 PHASE (RADIANS) : .1142E+01
 PHASE (DEGRES) : 65.43

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .8821E-03

***** CANAL NO 3

VALEUR MOYENNE : -.3554E-02
 AMPLITUDE (CRETE) : .1801E+00
 FREQUENCE (HZ) : 1.389
 PULSATION (RAD/S) : 8.729
 PHASE (RADIANS) : -.1690E+01
 PHASE (DEGRES) : -96.85

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .1616E-02

***** TRAITEMENT COMBINE CANAL NO 1 - CANAL NO 2

FREQUENCE (HZ) : .1389E+01

RAPPORT DES 2 GRANDEURS (IMPEDANCE) : CONTINU .1006E+00

ALTERNATIF .1139E+00

PARTIE ACTIVE : .1129E+00 PARTIE REACTIVE : .1493E-01

PRODUIT DES 2 GRANDEURS (PUISSANCE) : CONTINU .1165E-01

ALTERNATIF .2036E-02

PARTIE ACTIVE : .2019E-02 PARTIE REACTIVE : .2670E-03

DIFFERENCE DE PHASE : .1315E+00 (RADIANS) - .7533E+01 (DEGRES)

***** TRAITEMENT COMBINE CANAL NO 3 - CANAL NO 2

FREQUENCE (HZ) : .1389E+01

RAPPORT DES 2 GRANDEURS (IMPEDANCE) : CONTINU -.1044E-01

ALTERNATIF .1347E+01

PARTIE ACTIVE : -.1283E+01 PARTIE REACTIVE : -.4099E+00

PRODUIT DES 2 GRANDEURS (PUISSANCE) : CONTINU -.1209E-02

ALTERNATIF .2408E-01

PARTIE ACTIVE : -.2294E-01 PARTIE REACTIVE : -.7329E-02

DIFFERENCE DE PHASE : -.2832E+01 (RADIANS) - -.1623E+03 (DEGRES)

TRAITEMENT DU FICHIER .BZQ10

**** CANAL NO 1

VALEUR MOYENNE : .3384E-01
 AMPLITUDE (CRETE) : .1217E-01
 FREQUENCE (HZ) : 3.997
 PULSATION (RAD/S) : 25.127
 PHASE (RADIAN) : -.6382E+00
 PHASE (DEGRES) : -36.57

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .1415E-03

**** CANAL NO 2

VALEUR MOYENNE : .3369E+00
 AMPLITUDE (CRETE) : .1123E+00
 FREQUENCE (HZ) : 3.999
 PULSATION (RAD/S) : 25.124
 PHASE (RADIAN) : -.1358E+01
 PHASE (DEGRES) : -77.79

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .1027E-02

**** TRAITEMENT COMBINE CANAL NO 1 - CANAL NO 2

FREQUENCE (HZ) : .3999E+01

RAPPORT DES 2 GRANDEURS (IMPEDANCE) : CONTINU .1004E+00

ALTERNATIF .1529E+00

PARTIE ACTIVE : .1150E+00 PARTIE REACTIVE : .1008E+00

PRODUIT DES 2 GRANDEURS (PUISSANCE) : CONTINU .1140E-01

ALTERNATIF .1928E-02

PARTIE ACTIVE : .1450E-02 PARTIE REACTIVE : .1271E-02

DIFFERENCE DE PHASE : .7195E+00 (RADIAN) - .4123E+02 (DEGRES)

5. Le passage de la réponse en fréquence à la fonction de transfert

Disposant des réponses harmoniques $Z_d(j\omega)$, $T(j\omega)$, $Z_q(j\omega)$, il reste à trouver les fonctions $Z_d(p)$, $T(p)$ et $Z_q(p)$ qui y correspondent. Dans ce but, un programme a été écrit qui permet :

- de reprendre les valeurs placées sur fichier, d'en modifier, d'en ajouter ou d'en supprimer certaines si nécessaire, et de les imprimer sur listing;
- de passer des réponses harmoniques aux fonctions de transfert;
- de tracer les courbes des réponses harmoniques mesurées et calculées sur écran graphique ou traceur 4 couleurs.

On trouvera plus loin les résultats obtenus par ce programme avec les mesures effectuées sur deux machines du laboratoire.

Le passage de la réponse harmonique à la fonction de transfert est un problème d'automatique classique et beaucoup de travaux ont été réalisés sur ce sujet. Parmi les méthodes existantes, il semble que la méthode des moindres carrés soit parmi les meilleures. Un travail de spécialisation en automatique a été réalisé à l'U.L.B. en 1969-70 par J. BIDOUL qui s'est occupé notamment de ce problème. Le programme qui a résulté de ce travail se base sur la méthode des moindres carrés et il a été implanté sur le calculateur HP 21MX du laboratoire. La théorie mathématique relative à la méthode utilisée est décrite dans le mémoire de ce travail de spécialisation (6).

Dans la version originale du programme, il était possible de trouver la fonction de transfert d'un système linéaire à partir de sa réponse harmonique, le gain statique étant connu. Parmi les modifications

apportées au programme original, il est important de noter :

- la possibilité de considérer le gain statique comme inconnu, ce qui est surtout utile pour la fonction $T(p)$

- l'introduction de pondérations des mesures; ceci permet de donner plus ou moins de poids aux mesures suivant qu'elles sont prises dans des conditions plus ou moins favorables

- la possibilité d'identifier en même temps deux fonctions de transfert ayant les mêmes poles. Vu l'imprécision des valeurs obtenues pour les paramètres "basse fréquence" de $L_d(p)$ (L_d et T'_{do}) par l'identification de $Z_d(p)$ seul, cette possibilité s'est montrée très importante

- la possibilité d'imposer une contrainte entre la somme des zéros et la somme des pôles de la fonction de transfert, c'est-à-dire entre les coefficients en p de celle-ci. Ceci correspond au problème suivant.

On a l'inductance opérationnelle :

$$L_d(p) = L_d \frac{1 + a_1 \cdot p + \dots}{1 + b_1 \cdot p + \dots}$$

et l'impédance mesurée par l'essai statique de réponse en fréquence :

$$\begin{aligned} Z_d(p) &= k \cdot (R_a + p \cdot L_d(p)) \\ &= k \cdot R_a \left(\frac{1 + (L_d/R_a + b_1) \cdot p + \dots}{1 + b_1 \cdot p + \dots} \right) \end{aligned}$$

On voit que la différence entre le terme en p du numérateur et le terme en p du dénominateur vaut L_d/R_a . Etant donnée la relative insensibilité de $Z_d(p)$ aux paramètres "basse fréquence" de $L_d(p)$ en

raison de la prépondérance de R_a à basse fréquence, on s'attend peu à trouver, en identifiant les réponses harmoniques, la valeur de $L_d = X_d/\omega_0$ obtenue par les essais à vide et en court-circuit. Dans l'article reprenant les études effectuées au MIT sur l'essai statique de réponse en fréquence (12), leurs auteurs conseillent d'imposer à la routine d'identification le placement des pôles et des zéros de telle manière qu'il corresponde à la valeur obtenue par les tests standards. Cette option est possible dans le programme réalisé. Finalement, elle n'a cependant été que peu utilisée pour des raisons qui seront exposées plus loin.

6. Résultats obtenus - Comparaison avec les résultats obtenus par d'autres méthodes

Comme indiqué précédemment, deux machines du laboratoire ont été étudiées, de tailles à peu près semblables mais de vitesses nominales assez différentes. La première appelée machine A est à pôles lisses et sa vitesse nominale est de 3000 tr/min. La deuxième appelée machine B est à pôles saillants et sa vitesse nominale est de 1000 tr/min. Les deux machines ont des rotors massifs et n'ont pas d'enroulements amortisseurs. Les plaques signalétiques de ces machines ont été reprises au §1 de la présente partie. On trouvera ici les résultats obtenus pour chacune des machines.

Machine A

Cette machine a été étudiée en premier lieu et les mesures effectuées ont surtout servi à mettre les programmes au point et à souligner les précautions à prendre.

Les principales difficultés rencontrées lors des mesures sur cette machine ont été la grande variation de la résistance rotorique et celle moins importante de la résistance statorique. Ces variations étaient sans doute dues à l'échauffement de la machine au cours de l'essai et, pour le rotor, au contact des balais. Pour la mesure de la fonction $T(p)$, la variation de R_f est particulièrement gênante à basse fréquence car le gain statique de cette fonction est proportionnel à X_{md}/R_f et toute variation de R_f se reporte directement sur $T(p)$. Il aurait été préférable de prendre les mesures à température constante et dans un intervalle de temps aussi court que possible, mais c'était difficile pour un premier essai. Malgré les

difficultés rencontrées, les mesures se sont montrées satisfaisantes et l'on retrouve le comportement attendu dans les réponses en fréquence.

Les pages suivantes reprennent les valeurs mesurées de $Z_d(j\omega)$, $T(j\omega)$ et $Z_q(j\omega)$ ainsi que les tracés des courbes mesurées et des courbes approchées par l'identification.

De cette identification, on obtient les fonctions suivantes :

$$Z_d(p) = 0,03382 \frac{1 + 0,246 p + 0,381 10^{-2} p^2 + 0,127 10^{-4} p^3}{1 + 0,151 p + 0,117 10^{-2} p^2}$$

$$T(p) = 0,1653 \frac{1 + 0,01 p}{1 + 0,151 p + 0,117 10^{-2} p^2}$$

avec une erreur quadratique moyenne assez élevée de 12,5 %.

Pour l'axe q, en choisissant un modèle à deux amortisseurs, on trouve :

$$Z_q(p) = 0,03532 \frac{1 + 0,181 p + 0,511 10^{-2} p^2 + 0,183 10^{-4} p^3}{1 + 0,709 10^{-1} p + 0,636 10^{-3} p^2}$$

avec une erreur quadratique moyenne de 2,3 %.

On en tire les valeurs des paramètres :

Axe d : $R_a = 0,017$	$X_d = 0,51$
$X'_d = 0,077$	$X''_d = 0,058$
$T'_{do} = 143 \text{ ms}$	$T''_{do} = 8,2 \text{ ms}$
$T'_d = 21,6 \text{ ms}$	$T''_d = 6,2 \text{ ms}$

$$T_{kd} = 10 \text{ ms}$$

FICHER #ZD

NUMERI DE PUNTS Y 30

NO	FREQUENCY	MODULI	PHASE (RAD.)	LOG (FREQ.)	LOG (MOD.)	PHASE (DEG.)	POSD.
*	*	*	*	*	*	*	*
1	.501E+01	.3330E-01	.2228E-01	-.1300E+01	-.1478E+01	1.28	1.00
2	.501E+01	.3524E-01	.4021E-01	-.1300E+01	-.1478E+01	2.30	1.00
3	.600E+01	.3360E-01	.4188E-01	-.1222E+01	-.1474E+01	2.40	1.00
4	.748E+01	.3518E-01	.4154E-01	-.1126E+01	-.1479E+01	2.38	1.00
5	.956E+01	.3357E-01	.7707E-01	-.1002E+01	-.1474E+01	4.42	1.00
6	.101E+00	.3562E-01	.8303E-01	-.9944E+00	-.1473E+01	4.76	1.00
7	.132E+00	.3392E-01	.9910E-01	-.8778E+00	-.1470E+01	5.68	1.00
8	.155E+00	.3411E-01	.1071E+00	-.8108E+00	-.1467E+01	6.14	1.00
9	.199E+00	.3459E-01	.1405E+00	-.7007E+00	-.1461E+01	8.05	1.00
10	.250E+00	.3540E-01	.1626E+00	-.6015E+00	-.1451E+01	9.32	1.00
11	.300E+00	.3659E-01	.1844E+00	-.5230E+00	-.1437E+01	10.57	1.00
12	.300E+00	.3614E-01	.1855E+00	-.5227E+00	-.1442E+01	10.63	1.00
13	.398E+00	.3752E-01	.2101E+00	-.3998E+00	-.1426E+01	12.04	1.00
14	.498E+00	.3940E-01	.2380E+00	-.3032E+00	-.1405E+01	13.64	1.00
15	.499E+00	.3949E-01	.2272E+00	-.3019E+00	-.1404E+01	13.02	1.00
16	.693E+00	.4221E-01	.2572E+00	-.1594E+00	-.1375E+01	14.74	1.00
17	.101E+01	.4518E-01	.2549E+00	.4751E-02	-.1345E+01	14.60	1.00
18	.102E+01	.4452E-01	.2639E+00	.7748E-02	-.1351E+01	15.12	1.00
19	.203E+01	.4930E-01	.2560E+00	.3079E+00	-.1307E+01	14.67	1.00
20	.552E+01	.5191E-01	.2877E+00	.5468E+00	-.1285E+01	16.48	1.00
21	.595E+01	.5605E-01	.3601E+00	.7747E+00	-.1251E+01	20.63	1.00
22	.795E+01	.5779E-01	.4141E+00	.9003E+00	-.1238E+01	23.73	1.00
23	.105E+02	.6104E-01	.4967E+00	.1020E+01	-.1214E+01	28.47	1.00
24	.152E+02	.6877E-01	.6154E+00	.1182E+01	-.1163E+01	35.26	1.00
25	.202E+02	.7705E-01	.7149E+00	.1305E+01	-.1113E+01	40.96	1.00
26	.203E+02	.7737E-01	.7280E+00	.1308E+01	-.1111E+01	41.71	1.00
27	.308E+02	.9858E-01	.8912E+00	.1488E+01	-.1006E+01	51.06	1.00
28	.399E+02	.1183E+00	.9909E+00	.1601E+01	-.9270E+00	56.77	1.00
29	.504E+02	.1381E+00	.1056E+01	.1702E+01	-.8598E+00	60.50	1.00
30	.694E+02	.1778E+00	.1204E+01	.1841E+01	-.7501E+00	68.98	1.00

FICHER #GF

NOMBRE DE POINTS : 21

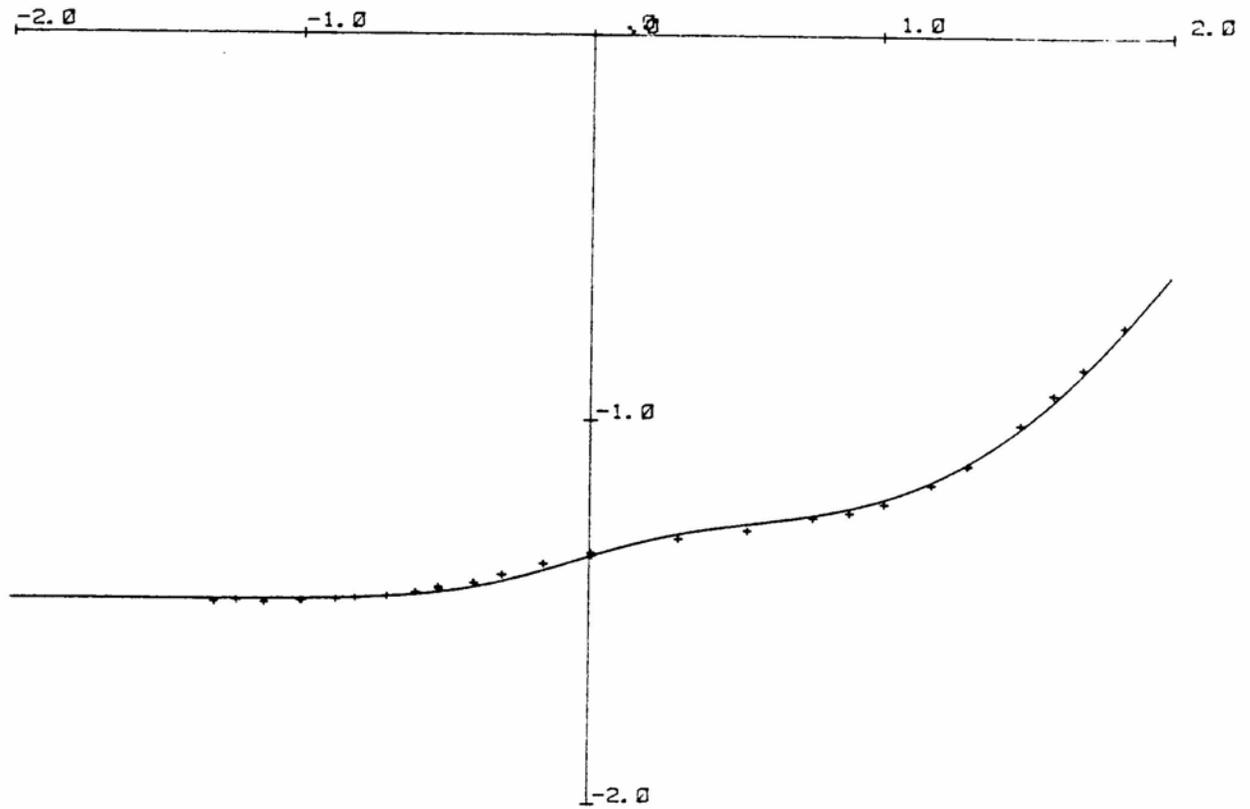
NO	FREQUENCE	NOBLE	PHASE(RAD.)	LOG(FREQ.)	LOG(MOD.)	PHASE(DEF.)	POND.
**	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
1	.401E+00	.6910E-01	.1393E+01	-.9948E+00	-.1161E+01	79.81	1.00
2	.455E+00	.1095E+00	.1340E+01	-.8111E+00	-.9606E+00	76.78	1.00
3	.499E+00	.1708E+00	.1265E+01	-.7003E+00	-.7675E+00	72.48	1.00
4	.250E+00	.2578E+00	.1225E+01	-.6019E+00	-.5887E+00	70.19	1.00
5	.299E+00	.3466E+00	.1161E+01	-.5237E+00	-.4602E+00	66.52	1.00
6	.300E+00	.3067E+00	.1171E+01	-.5229E+00	-.5133E+00	67.09	1.00
7	.498E+00	.5438E+00	.9712E+00	-.3024E+00	-.2646E+00	55.65	1.00
8	.695E+00	.6747E+00	.8380E+00	-.1594E+00	-.1709E+00	48.01	1.00
9	.101E+01	.8447E+00	.6948E+00	.4951E-02	-.7330E-01	39.81	1.00
10	.302E+01	.8038E+00	.7286E+00	.7748E-02	-.9485E-01	41.75	1.00
11	.203E+01	.1050E+01	.4711E+00	.3079E+00	.2119E-01	26.99	1.00
12	.352E+01	.1147E+01	.3477E+00	.5468E+00	.5956E-01	19.92	1.00
13	.595E+01	.1202E+01	.2631E+00	.7747E+00	.7990E-01	15.36	1.00
14	.795E+01	.1236E+01	.2274E+00	.9003E+00	.9205E-01	13.03	1.00
15	.105E+02	.1285E+01	.1792E+00	.1020E+01	.1090E+00	10.27	1.00
16	.152E+02	.1308E+01	.1436E+00	.1182E+01	.1166E+00	8.23	1.00
17	.200E+02	.1316E+01	.1210E+00	.1301E+01	.1192E+00	6.93	1.00
18	.203E+02	.1349E+01	.1133E+00	.1303E+01	.1299E+00	6.49	1.00
19	.308E+02	.1381E+01	.7079E-01	.1488E+01	.1402E+00	4.06	1.00
20	.399E+02	.1406E+01	.5387E-01	.1602E+01	.1479E+00	3.09	1.00
21	.504E+02	.1405E+01	.3449E-01	.1702E+01	.1476E+00	1.98	.50

FICHER #ZG

NOMER DE POINTS : 11

NO	FREQUENCE	MODUL	PHASE (RAD.)	LOG (FREQ.)	LOG (MOD.)	PHASE (DEG.)	POND.
**	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
1	.504E+01	.3455E-01	.3582E-01	-.1300E+01	-.1462E+01	2.05	1.00
2	.104E+00	.3484E-01	.7532E-01	-.9813E+00	-.1458E+01	4.37	1.00
3	.203E+00	.3552E-01	.1414E+00	-.6915E+00	-.1450E+01	8.10	1.00
4	.500E+00	.3860E-01	.5113E+00	-.3010E+00	-.1413E+01	17.84	1.00
5	.105E+01	.4752E-01	.5091E+00	.2287E-01	-.1323E+01	29.17	1.00
6	.105E+01	.4645E-01	.5100E+00	.2502E-01	-.1333E+01	29.22	1.00
7	.205E+01	.6495E-01	.7132E+00	.3116E+00	-.1187E+01	40.86	1.00
8	.401E+01	.9076E-01	.8261E+00	.6035E+00	-.1042E+01	47.33	1.00
9	.792E+01	.1351E+00	.8979E+00	.8989E+00	-.8693E+00	51.44	1.00
10	.167E+02	.2017E+00	.9492E+00	.1224E+01	-.6953E+00	54.38	1.00
11	.406E+02	.3323E+00	.1078E+01	.1609E+01	-.4785E+00	61.74	1.00

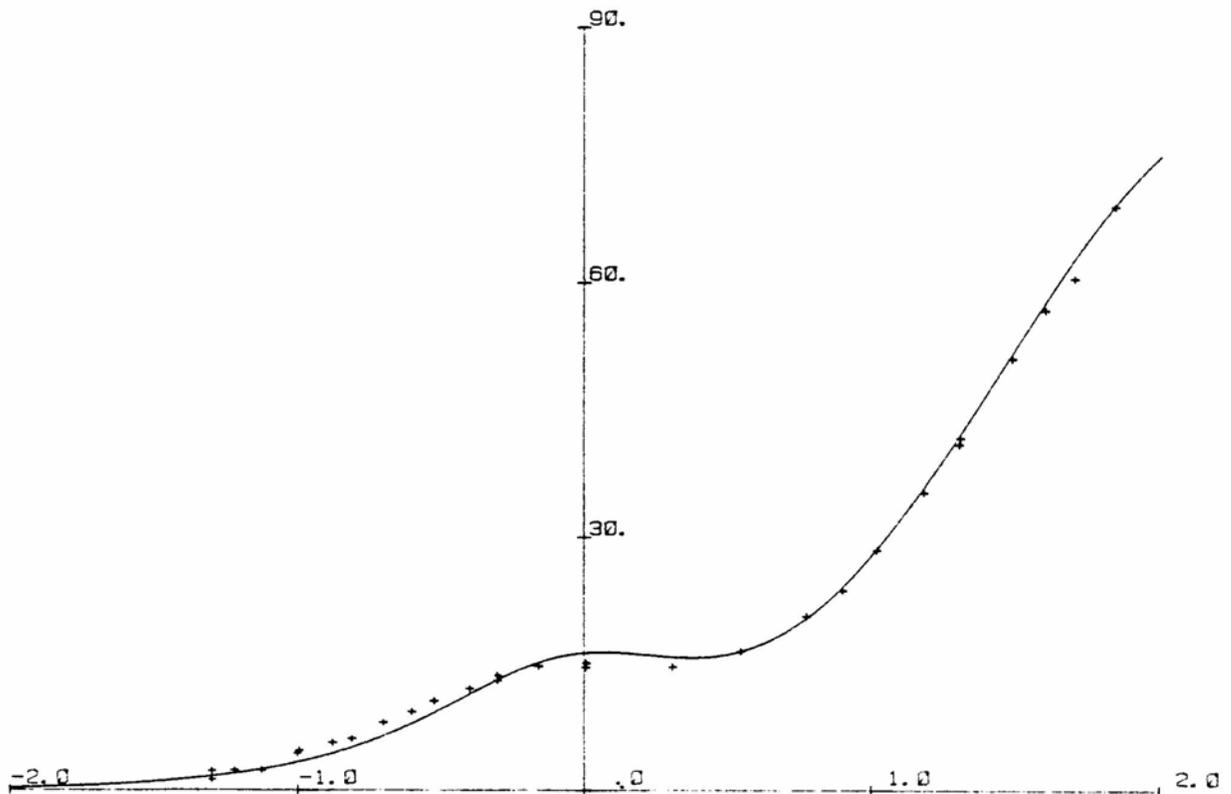
IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE A - AXE D
LOG DU MODULE DE ZD(P) EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 30/4/80

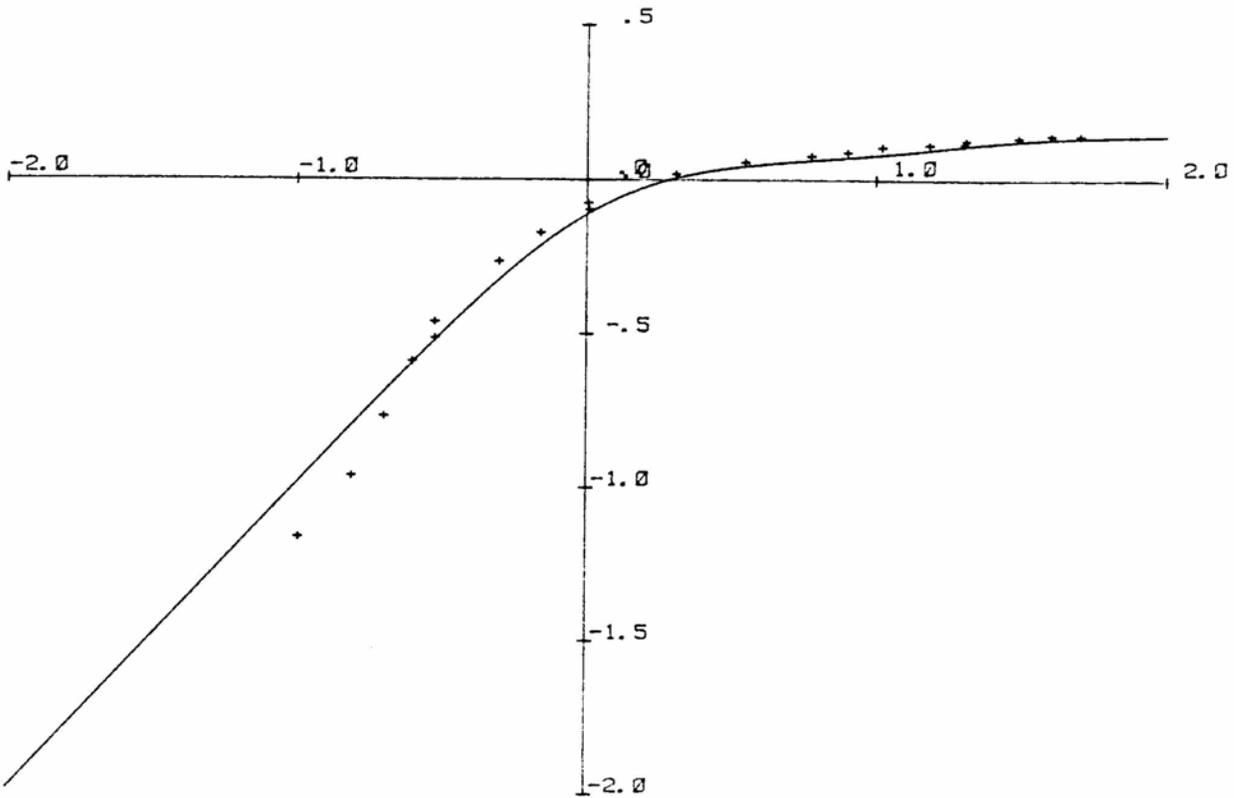
IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE A - AXE D
PHASE DE ZD(P) EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 30/4/80

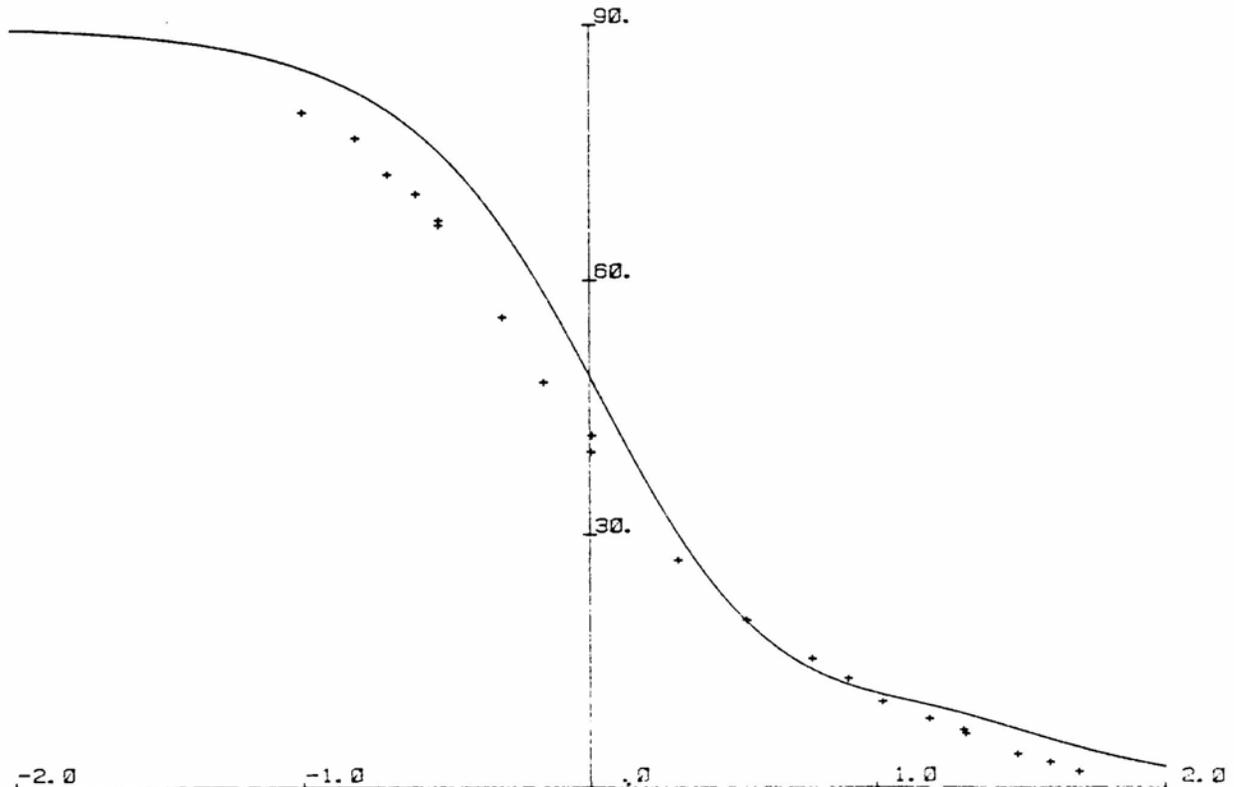
IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE A - AXE 0
LOG DU MODULE DE T(p) EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GENIE ELECTRIQUE
U.L.B. 30/4/87

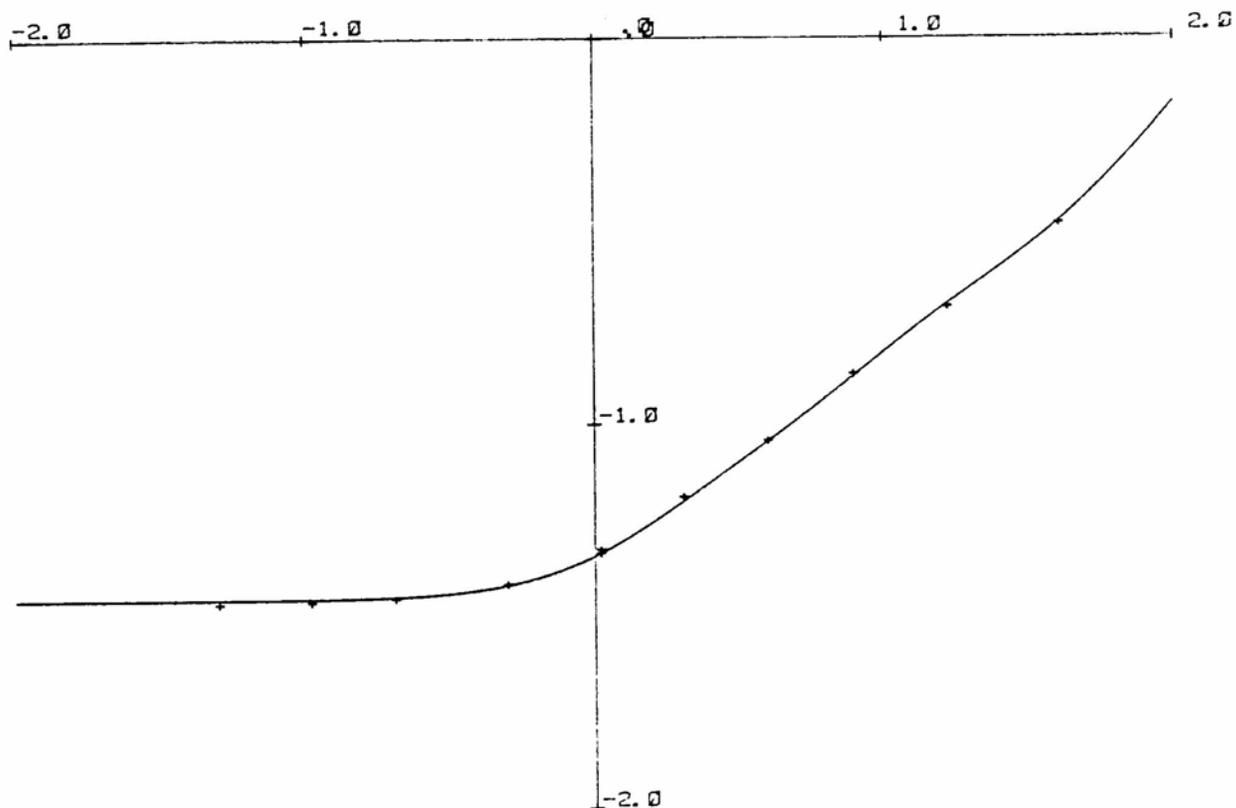
IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE A - AXE 0
PHASE DE -T(p) EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GENIE ELECTRIQUE
U.L.B. 30/4/87

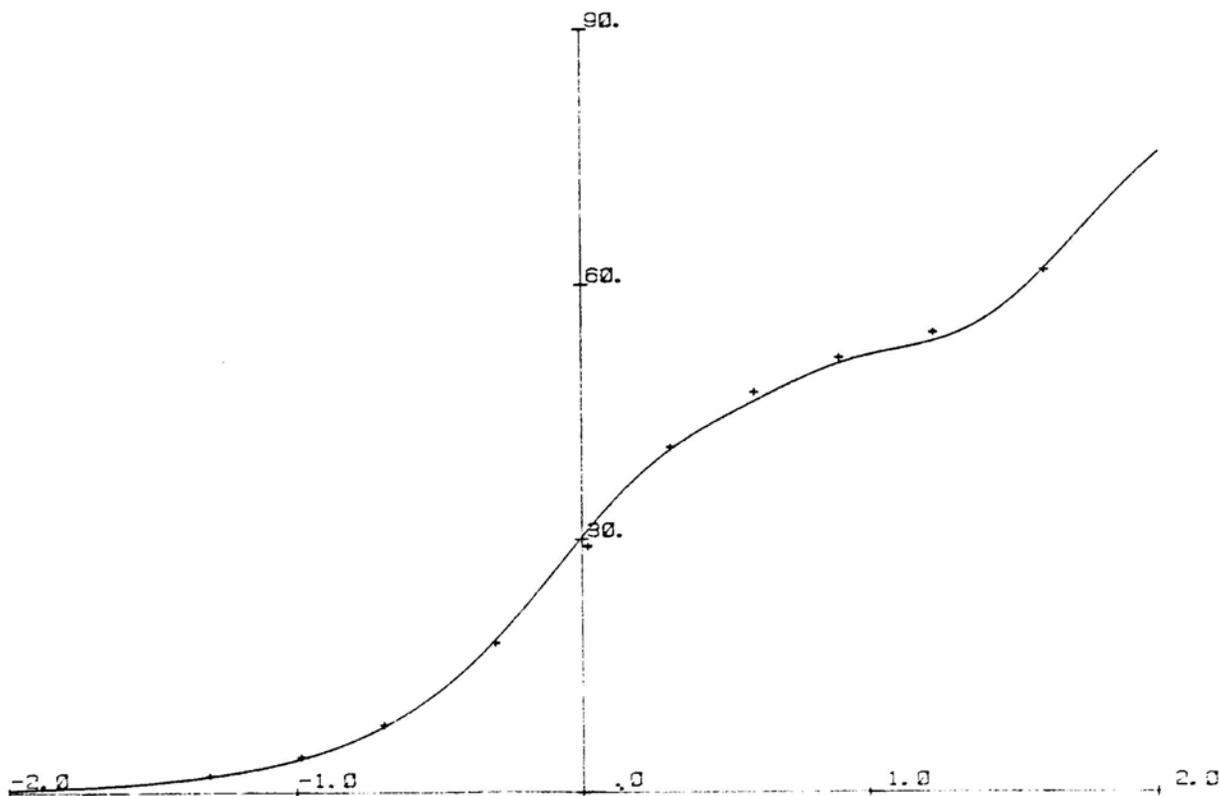
IDENTIFICATION - REPOSE EN FREQUENCE



MACHINE A - AXE Q
LOG DU MODULE DE Z0(p) EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GEVIE ELECTRIQUE
U.L.B. 30/4/80

IDENTIFICATION - REPOSE EN FREQUENCE



MACHINE A - AXE Q
PHASE DE Z0(p) EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GEVIE ELECTRIQUE
U.L.B. 30/4/80

Axe q : R_a	= 0,0177	X_q	= 0,61
X'_q	= 0,366	X''_q	= 0,161
T'_{q0}	= 60 ms	T''_{q0}	= 10,5 ms
T'_q	= 36 ms	T''_q	= 4,64 ms

Pour les deux axes, les valeurs de R_a sont celles attendues. Pour l'axe direct, les valeurs trouvées sont faibles. La réactance synchrone vaut la moitié de la réactance obtenue par la méthode classique. Ceci se retrouve d'ailleurs par le gain statique de $T(p)$ qui est égal à $\sqrt{2} X_{md} / (\omega_o R_f)$. Avec $R_f = 3 \Omega$ c'est-à-dire environ 0,01 p.u., on trouve $X_{md} = 0,36$. On peut trouver une justification de ces faibles valeurs dans le peu de précision des mesures pour les raisons invoquées plus haut, et par une saturation vraisemblable de la machine dans les conditions de l'essai. Pour l'axe q, il est difficile de tirer des conclusions mais il est également possible qu'il y ait eu saturation.

Il est intéressant de noter que pour l'axe d, un modèle à deux amortisseurs n'a pas permis d'améliorer la précision de l'identification, alors que pour l'axe q, une très bonne précision a été obtenue pour un modèle à deux amortisseurs alors que cette machine ne possède pas d'enroulements amortisseurs réels mais un rotor massif jouant le rôle d'une infinité d'enroulements en court-circuit.

Machine B

Pour cette machine, l'expérience des premières mesures a permis d'obtenir des mesures plus précises. D'autre part, les valeurs plus importantes des résistances et un rapport plus grand entre le courant nominal et le courant injecté a fait que ces résistances sont restées beaucoup plus stables. Enfin, le courant a été surveillé afin de ne pas entrer dans la zone saturée.

1) Axe d - Identification sur $Z_d(j\omega)$ et $T(j\omega)$ Modèle à un amortisseur

On trouvera ci-après un exemple d'exécution du programme de traitement des réponses en fréquence, comprenant un listing des valeurs mesurées, ainsi que le tracé des réponses en fréquence mesurées et approchées pour un modèle à un amortisseur. Des mesures à même fréquence (1 Hz, 10 Hz) ont été répétées à différents moments de l'essai afin de pouvoir juger de la précision de la mesure d'impédance. On voit que les mesures se sont révélées très concordantes, les points étant confondus ou très proches. L'identification donne les fonctions suivantes :

$$Z_d(p) = 0,1026 \frac{1 + 0,505 p + 0,685 \cdot 10^{-2} p^2 + 0,101 \cdot 10^{-4} p^3}{1 + 0,440 p + 0,110 \cdot 10^{-2} p^2}$$

$$T(p) = 0,6382 \frac{1 + 0,258 \cdot 10^{-2} p^2}{1 + 0,440 p + 0,110 \cdot 10^{-2} p^2}$$

Elles correspondent aux paramètres :

$$\begin{aligned} R_a &= 0,0513 & X_d &= 1,05 \\ X'_d &= 0,208 & X''_d &= 0,147 \\ T_{kd} &= 2,6 \text{ ms} \end{aligned}$$

DETERMINATION DES POLES ET DES ZEROS DE LA FONCTION DE TRANSFERT
A PARTIR DE LA REponse EN FREQUENCE

TAPER : 1. POUR TRAITER UNE SEULE FONCTION DE TRANSFERT
2. POUR TRAITER DEUX FONCTIONS AYANT LES MEMES POLES

**** PREMIERE FONCTION DE TRANSFERT :

LES DONNEES SONT ELLES STOCKEES SUR UN FICHIER : ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

1

NOM DU FICHIER : ?

#ZDP

TAPER : 1. POUR IMPRIMER LES VALEURS
2. POUR AJOUTER DES VALEURS
3. POUR MODIFIER DES VALEURS
4. POUR SUPPRIMER DES VALEURS
5. POUR TRACER UN GRAPHIQUE OU PASSER A L'IDENTIFICATION

1

LU DU TERMINAL : 6

ENTREZ LE LU DU TERMINAL POUR L'IMPRESSION DES VALEURS LUES ET CALCULEES

6

NOMBRE DE POINTS : 25

NO	FREQUENCE	MODULE	PHASE(RAD.)	LOG(FREQ.)	LOG(MOD.)	PHASE(DEG.)	POND.
1	.498E-01	.1027E+00	.2013E-01	-.1303E+01	-.9885E+00	1.15	1.00
2	.691E-01	.1031E+00	.2760E-01	-.1160E+01	-.9866E+00	1.58	1.00
3	.992E-01	.1037E+00	.3733E-01	-.1003E+01	-.9841E+00	2.14	1.00
4	.150E+00	.1048E+00	.5041E-01	-.8251E+00	-.9796E+00	2.89	1.00
5	.197E+00	.1060E+00	.6104E-01	-.7051E+00	-.9747E+00	3.50	1.00
6	.299E+00	.1080E+00	.7310E-01	-.5242E+00	-.9664E+00	4.19	1.00
7	.399E+00	.1098E+00	.8257E-01	-.3989E+00	-.9596E+00	4.73	1.00
8	.559E+00	.1116E+00	.9095E-01	-.2529E+00	-.9522E+00	5.21	1.00
9	.751E+00	.1132E+00	.1021E+00	-.1019E+00	-.9463E+00	5.85	1.00
10	.976E+00	.1139E+00	.1096E+00	-.1042E-01	-.9434E+00	6.28	1.00
11	.977E+00	.1140E+00	.1123E+00	-.1022E-01	-.9431E+00	6.43	1.00
12	.986E+00	.1126E+00	.1086E+00	-.6244E-02	-.9483E+00	6.22	1.00
13	.139E+01	.1139E+00	.1315E+00	-.1428E+00	-.9435E+00	7.53	1.00
14	.197E+01	.1153E+00	.1675E+00	.2942E+00	-.9382E+00	9.60	1.00
15	.279E+01	.1172E+00	.2201E+00	.4453E+00	-.9311E+00	12.61	1.00
16	.397E+01	.1206E+00	.2961E+00	.5984E+00	-.9188E+00	16.97	1.00
17	.555E+01	.1258E+00	.3899E+00	.7442E+00	-.9003E+00	22.34	1.00
18	.789E+01	.1354E+00	.5135E+00	.8968E+00	-.8685E+00	29.42	1.00
19	.989E+01	.1456E+00	.6107E+00	.9952E+00	-.8368E+00	34.99	1.00
20	.989E+01	.1462E+00	.5945E+00	.9954E+00	-.8351E+00	34.06	1.00
21	.153E+02	.1753E+00	.7724E+00	-.1184E+01	-.7563E+00	44.26	1.00
22	.202E+02	.2096E+00	.9052E+00	-.1306E+01	-.6787E+00	51.87	1.00
23	.301E+02	.2751E+00	.1032E+01	-.1479E+01	-.5605E+00	59.13	1.00
24	.418E+02	.3472E+00	.1081E+01	-.1621E+01	-.4594E+00	61.92	1.00
25	.596E+02	.4571E+00	.1199E+01	-.1775E+01	-.3399E+00	68.70	1.00

TAPER : 1. POUR IMPRIMER LES VALEURS
 2. POUR AJOUTER DES VALEURS
 3. POUR MODIFIER DES VALEURS
 4. POUR SUPPRIMER DES VALEURS
 5. POUR TRACER UN GRAPHIQUE OU PASSER A L'IDENTIFICATION

TRACE DES POINTS EXPERIMENTAUX ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

**** DEUXIEME FONCTION DE TRANSFERT :

LES DONNEES SONT-ELLES STOCKEES SUR UN FICHIER : ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

1

NOM DU FICHIER : ?

#GFP

TAPER : 1. POUR IMPRIMER LES VALEURS
 2. POUR AJOUTER DES VALEURS
 3. POUR MODIFIER DES VALEURS
 4. POUR SUPPRIMER DES VALEURS
 5. POUR TRACER UN GRAPHIQUE OU PASSER A L'IDENTIFICATION

1

LU DU TERMINAL : 5
 ENTER LE LU DU TERMINAL POUR L'IMPRESSION DES VALEURS LUES ET CALCULEES
 6

FICHIER : GFP

NOMBRE DE POINTS : 25

NO	FREQ	MOD	PHASE (RAD)	LOG(FREQ)	LOG(MOD)	PHASE (DEG)	POND
**	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
1	.458E-01	.2007E+00	.1330E+01	-.1303E+01	-.7804E+00	78.18	1.00
2	.692E-01	.2841E+00	.1868E+01	-.1160E+01	-.5465E+00	72.64	1.00
3	.992E-01	.3547E+00	.1204E+01	-.1003E+01	-.4038E+00	68.98	1.00
4	.150E+00	.5574E+00	.1089E+01	-.7825E+00	-.2537E+00	62.37	1.00
5	.197E+00	.6823E+00	.9036E+00	-.7050E+00	-.1860E+00	55.36	1.00
6	.292E+00	.8792E+00	.6166E+00	-.5840E+00	-.5554E-01	48.62	1.00
7	.397E+00	.1012E+01	.7033E+00	-.3739E+00	-.5232E-02	40.86	1.00
8	.559E+00	.1163E+01	.5746E+00	-.2529E+00	-.5819E-01	32.92	1.00
9	.791E+00	.1255E+01	.4546E+00	-.1019E+00	-.9854E-01	26.05	1.00
10	.976E+00	.1308E+01	.3856E+00	-.1036E-01	-.1167E+00	22.09	1.00
11	.977E+00	.1307E+01	.3856E+00	-.1010E-01	-.1168E+00	22.15	1.00
12	.986E+00	.1204E+01	.3736E+00	-.6293E-02	-.1004E+00	22.55	1.00
13	.137E+01	.1347E+01	.3075E+00	-.1428E+00	-.1293E+00	17.74	1.00
14	.197E+01	.1372E+01	.2416E+00	-.2942E+00	-.1437E+00	13.84	1.00
15	.277E+01	.1439E+01	.1838E+00	-.4453E+00	-.1580E+00	10.32	1.00
16	.397E+01	.1463E+01	.1440E+00	-.5984E+00	-.1653E+00	8.20	1.00
17	.555E+01	.1488E+01	.1156E+00	-.7432E+00	-.1703E+00	6.62	1.00
18	.782E+01	.1501E+01	.8500E-01	-.8758E+00	-.1754E+00	4.96	1.00
19	.989E+01	.1524E+01	.6880E-01	-.9752E+00	-.1829E+00	3.93	1.00
20	.989E+01	.1524E+01	.6880E-01	-.9754E+00	-.1867E+00	4.16	1.00
21	.153E+02	.1541E+01	.5360E-01	-.1184E+01	-.1870E+00	2.73	1.00
22	.202E+02	.1574E+01	.4260E-01	-.1386E+01	-.1971E+00	1.91	1.00
23	.301E+02	.1562E+01	.3500E-02	-.1779E+01	-.1733E+00	1.21	1.00
24	.418E+02	.1571E+01	.4460E-01	-.1621E+01	-.1821E+00	2.56	1.00
25	.596E+02	.1480E+01	.4550E-01	-.1776E+01	-.1725E+00	2.81	1.00

- TAPER : 1. POUR IMPRIMER LES VALEURS
 2. POUR AJOUTER DES VALEURS
 3. POUR MODIFIER DES VALEURS
 4. POUR SUPPRIMER DES VALEURS
 5. POUR TRACER UN GRAPHIQUE OU PASSER A L'IDENTIFICATION

TRACE DES POINTS EXPERIMENTAUX ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)
 0

IDENTIFICATION PLAN HARMONIQUE - PLAN DES POLES ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)
 1

***** IDENTIFICATION DE DEUX FONCTIONS DE TRANSFERT

**** PREMIERE FONCTION DE TRANSFERT :

TAPER : 1. SI LE GAIN (STATIQUE) EST CONNU
2. S'IL EST INCONNU
3. S'IL EST CONNU MAIS DOIT AGIR SEULEMENT COMME CONTRAINTE

MULTIPLICITE DU ZERO A L'ORIGINE : ?

0

NOMBRE DE POLES : ?

2

NOMBRE DE ZEROS : ?

3

CONTRAINTES POLES-ZEROS ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

**** DEUXIEME FONCTION DE TRANSFERT :

TAPER : 1. SI LE GAIN (STATIQUE) EST CONNU
2. S'IL EST INCONNU
3. S'IL EST CONNU MAIS DOIT AGIR SEULEMENT COMME CONTRAINTE

2

MULTIPLICITE DU ZERO A L'ORIGINE : ?

1

NOMBRE DE ZEROS : ?

1

NOMBRE MAXIMUM D'ITERATIONS : ?

30

EPS. POUR LE TEST DE CONVERGENCE : ?

.01

***** IDENTIFICATION PLAN HARMONIQUE - PLAN P

NOMBRE DE POINTS, 1ERE FONCTION :	25	2E FONCTION :	25
DEGRE DU NUMERATEUR :	3		
DEGRE DU DENOMINATEUR COMMUN :	2		

ITERATION : 3

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .2627E+00 (26.275%)
ERREUR QUADRATIQUE PONDEREE : .2627E+00 (26.275%)

GAIN (STATIQUE) DE LA PREMIERE FONCTION : .1080E+00

GAIN (STATIQUE) DE LA DEUXIEME FONCTION : .3630E+00

(1) = .217E+00

(2) = .313E-02

(3) = .759E-05

B(1) = .1179E+00

B(2) = .775E-03

C(1) = .301E-02

ITERATION : 2

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .5283E-01 (5.283%)

ERREUR QUADRATIQUE PONDEREE : .5283E-01 (5.283%)

GAIN (STATIQUE) DE LA PREMIERE FONCTION : .1023E+00

GAIN (STATIQUE) DE LA DEUXIEME FONCTION : .6382E+00

A(1) = .507E+00

A(2) = .706E-0

A(3) = .116E-04

B(1) = .441E+00

B(2) = .123E-02

C(1) = .283E-02

***** FIN DU CALCUL APRES : 3 ITERATIONS

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .5307E-01 (5.307%)

ERREUR QUADRATIQUE PONDEREE : .5307E-01 (5.307%)

GAIN (STATIQUE) DE LA PREMIERE FONCTION : .1028E+00

GAIN (STATIQUE) DE LA DEUXIEME FONCTION : .6382E+00

A(1) = .505E+00

A(2) = .507E-02

A(3) = .101E-04

B(1) = .440E+00

B(2) = .110E-02

C(1) = .250E-02

***** FIN DE IDRP

TRACE DES POINTS EXPERIMENTAUX ET DE LA COURBE IDENTIFIEE :

PREMIERE FONCTION DE TRANSFER ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

TRACE DES POINTS EXPERIMENTAUX ET DE LA COURBE IDENTIFIEE :

DEUXIEME FONCTION DE TRANSFER ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

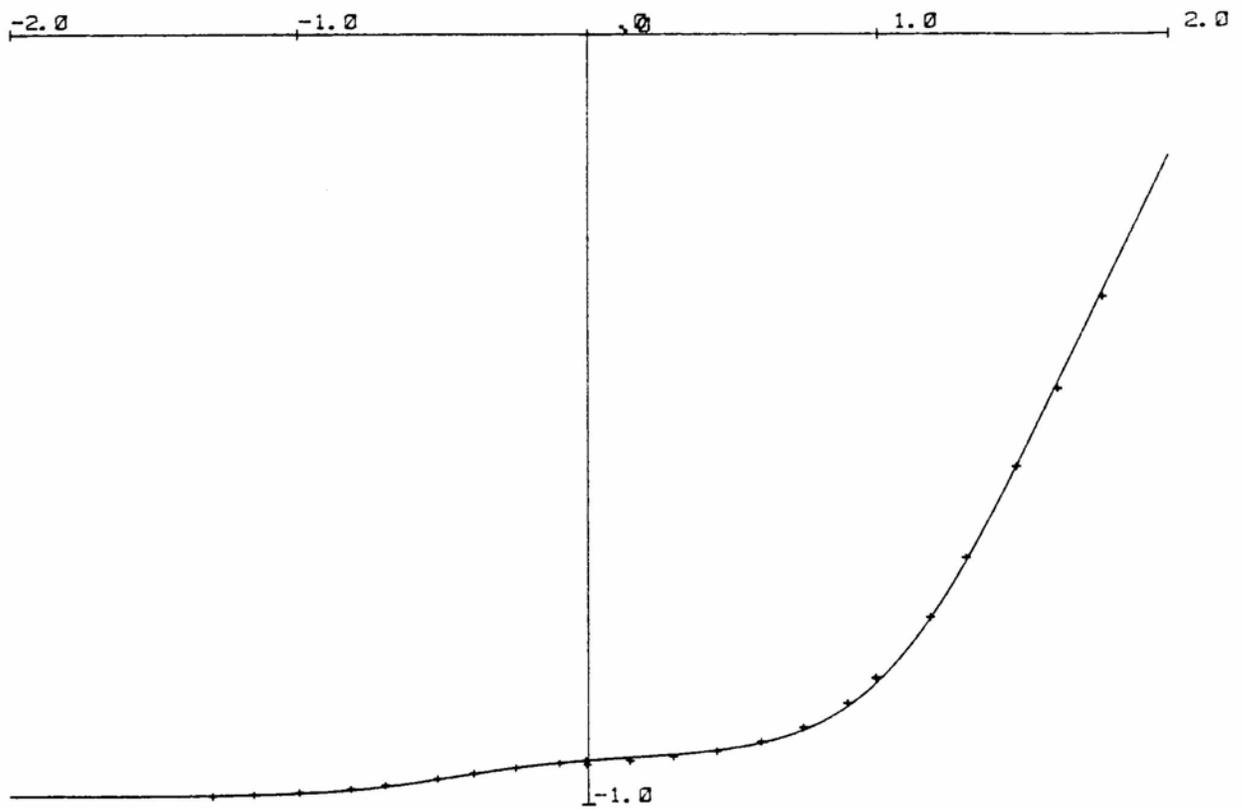
AUTRE IDENTIFICATION A PARTIR DE CES DONNEES ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

TRAITEMENT D'AUTRES FICHIERS ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

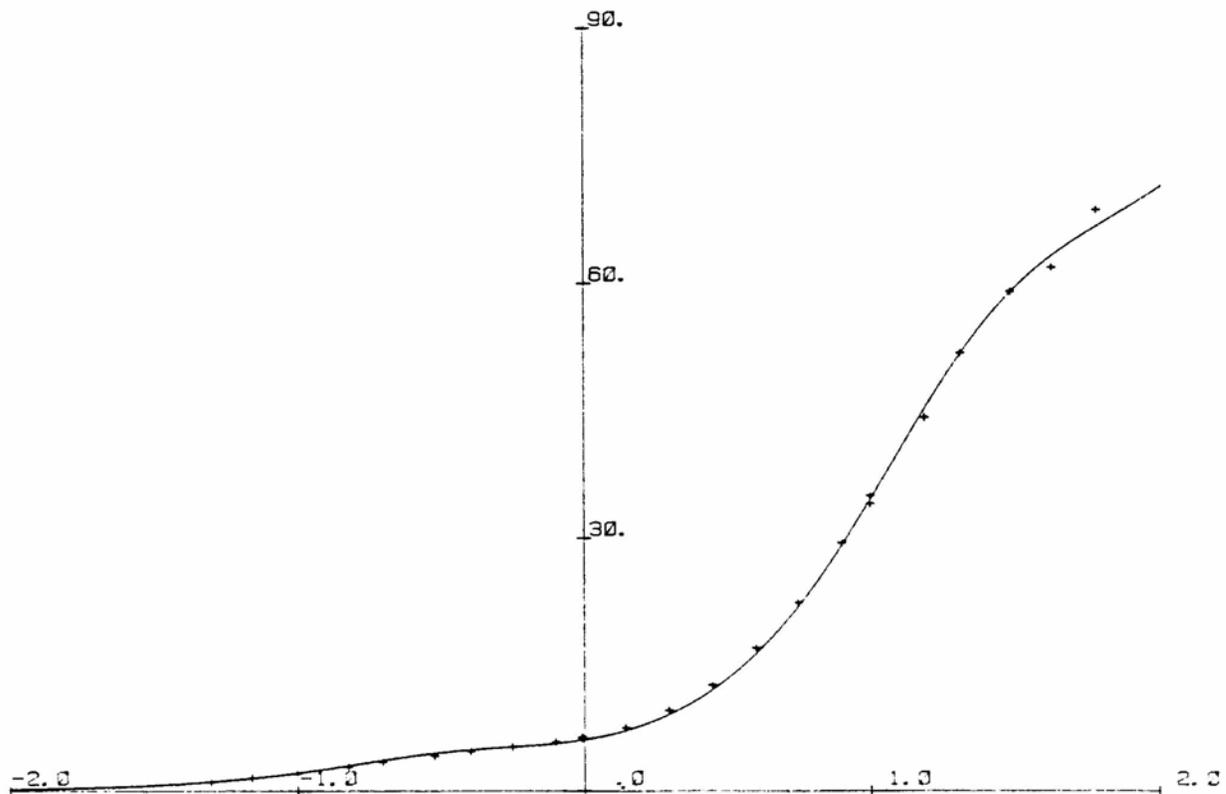
1

IDENTIFICATION - REPOSE EN FREQUENCE



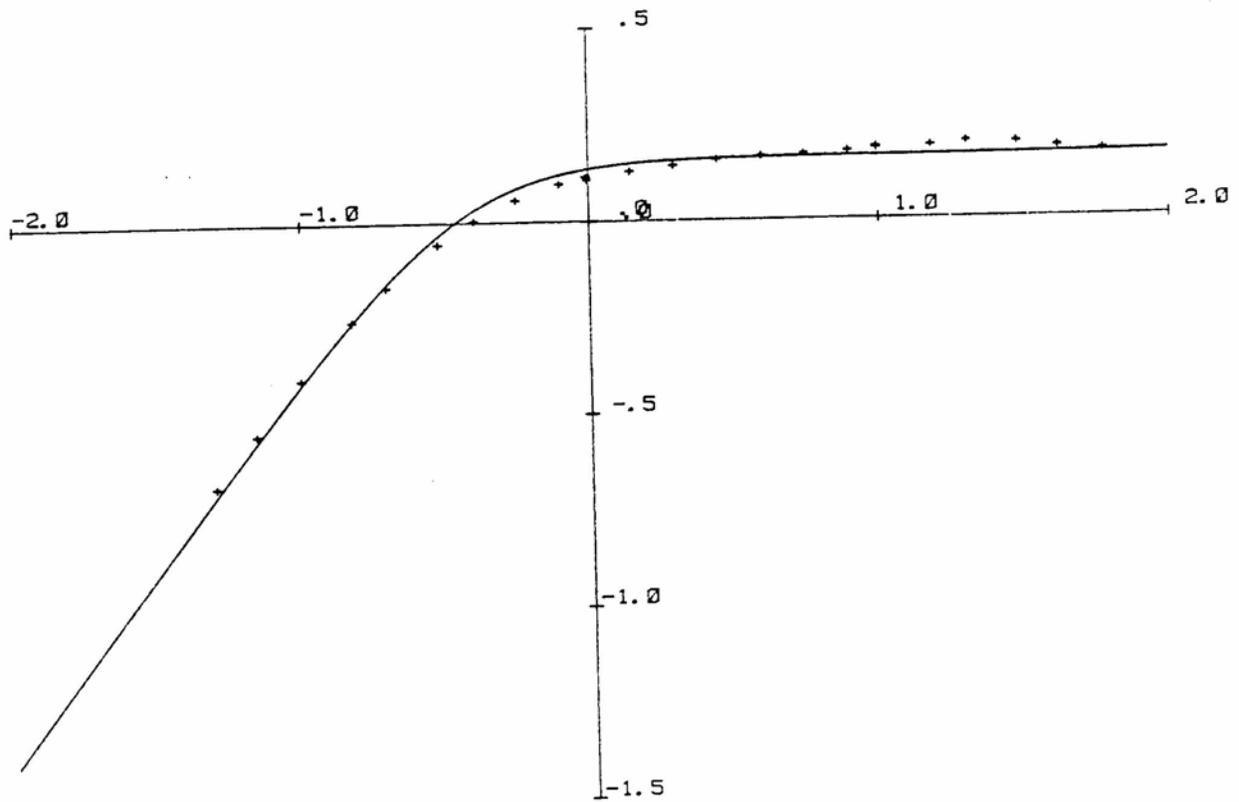
GENIE ELECTRIQUE
U.L.B. 29/4/89

IDENTIFICATION - REPOSE EN FREQUENCE



GENIE ELECTRIQUE
U.L.B. 29/4/89

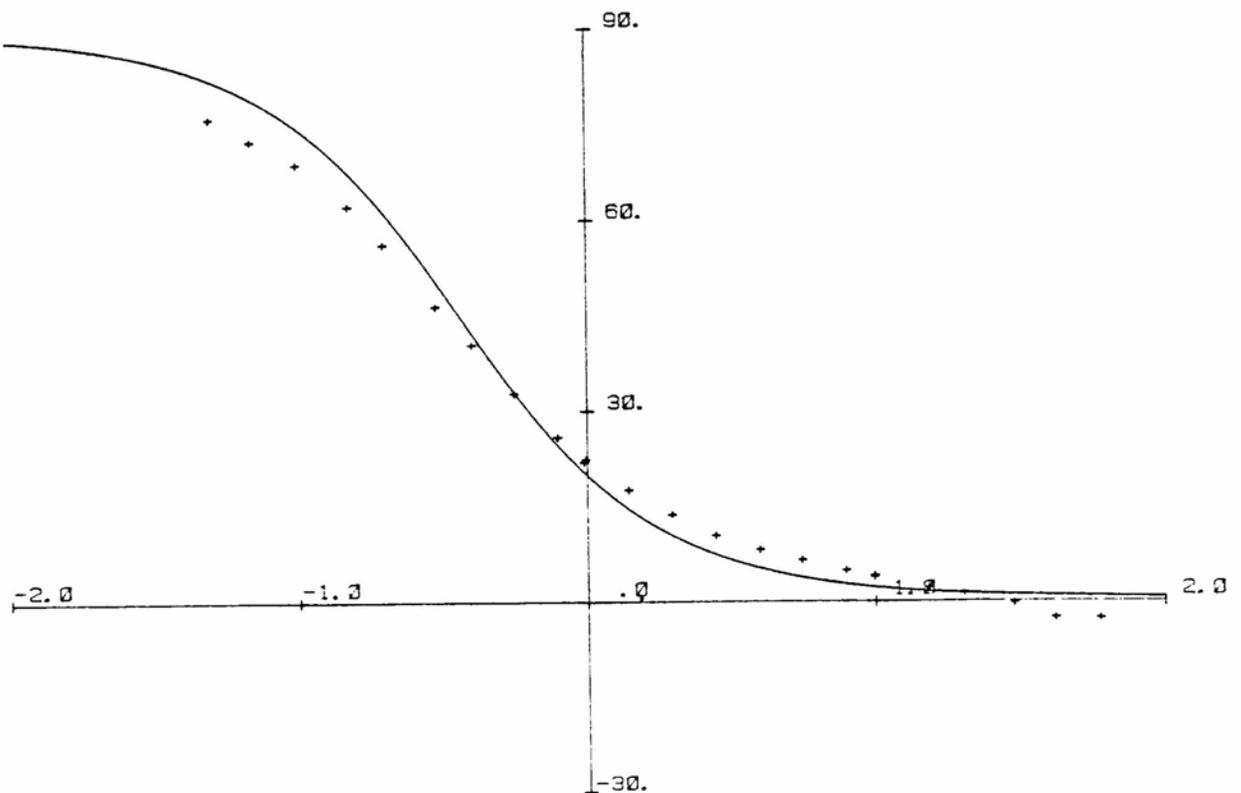
IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE D
LOG DU MODULE DE T(p) EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 29/4/80

IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE D
PHASE DE $-T(p)$ EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 29/4/80

$$\begin{aligned} T'_{do} &= 437 \text{ ms} & T''_{do} &= 2,6 \text{ ms} \\ T'_d &= 86,7 \text{ ms} & T''_d &= 1,8 \text{ ms} \end{aligned}$$

dont on tire les paramètres du schéma équivalent, exprimés en grandeurs réduites (voir première partie) :

$$\begin{aligned} R_f &= 6,986 \cdot 10^{-3} & X_f &= 1,545 \\ R_{kd} &= 45,76 & X_{kd} &= 37,09 \\ X_{kf} &= -1,485 \end{aligned}$$

La résistance du shunt de mesure du courant c'est-à-dire $0,4\Omega = 2,3 \cdot 10^{-4}$ p.u. est incluse dans la résistance R_f considérée ici. Cette valeur de R_f déterminée ainsi par les constantes de temps de la machine est assez proche de celle mesurée lors de l'étalonnage en courant continu c'est-à-dire $10,8\Omega = 6,35 \cdot 10^{-3}$ p.u. Une autre vérification possible consiste à comparer la valeur du gain obtenue pour la fonction $T(p)$, valeur qui n'a pas encore été utilisée, avec la valeur calculée. On a ainsi, normalement :

$$0,6382 = \sqrt{2} X_{md} / \omega_o \cdot R_f$$

Pour $X_{md} = 0,9$ et $R_f = 6,986 \cdot 10^{-3}$, le gain vaudrait 0,58 et pour $R_f = 6,35 \cdot 10^{-3}$, valeur mesurée en continu, il vaudrait 0,638.

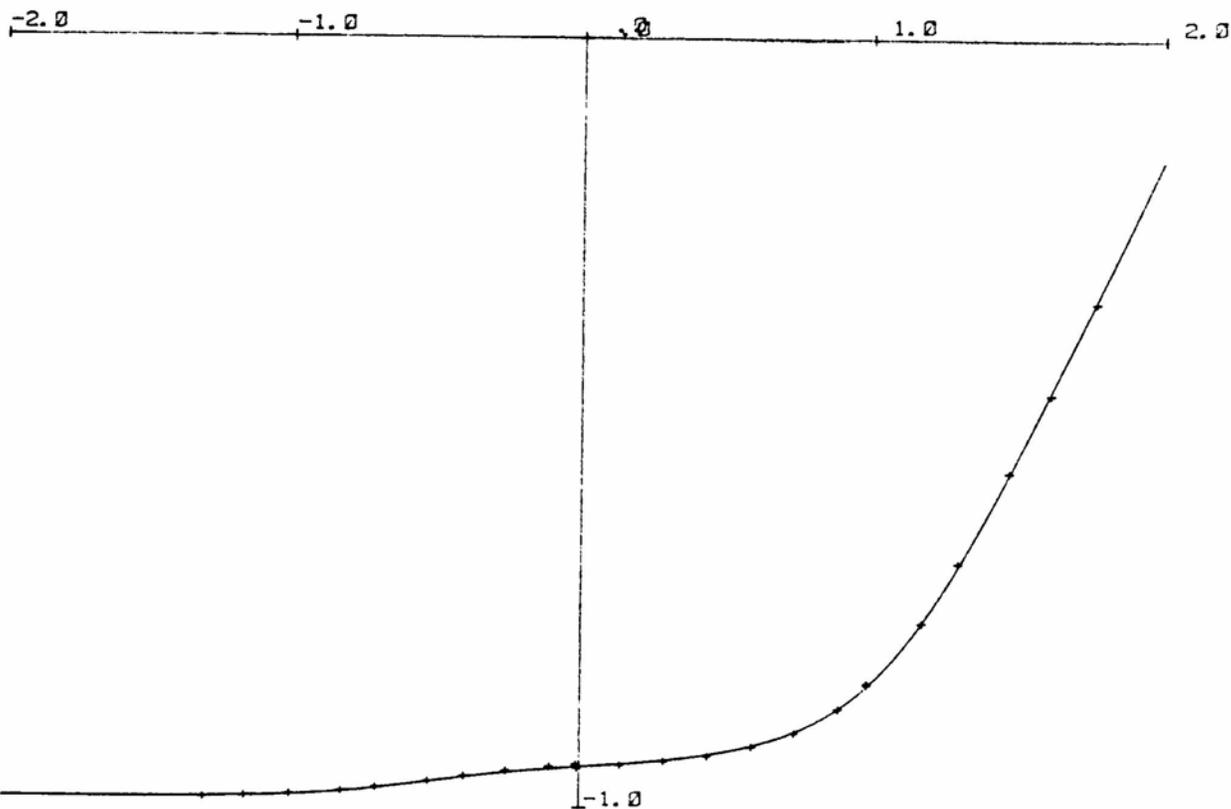
Il est en fait difficile de savoir si la différence provient de l'imprécision sur R_f ou de celle sur X_{md} , mais celle-ci est dans tous les cas faible et, compte tenu des approximations sur le modèle, la concordance est remarquable.

2) Axe d - Identification sur $Z_d(j\omega)$ et $T(j\omega)$

Modèle à deux amortisseurs

Malgré une bonne précision obtenue sur $Z_d(j\omega)$ avec un modèle à un amortisseur, des différences assez

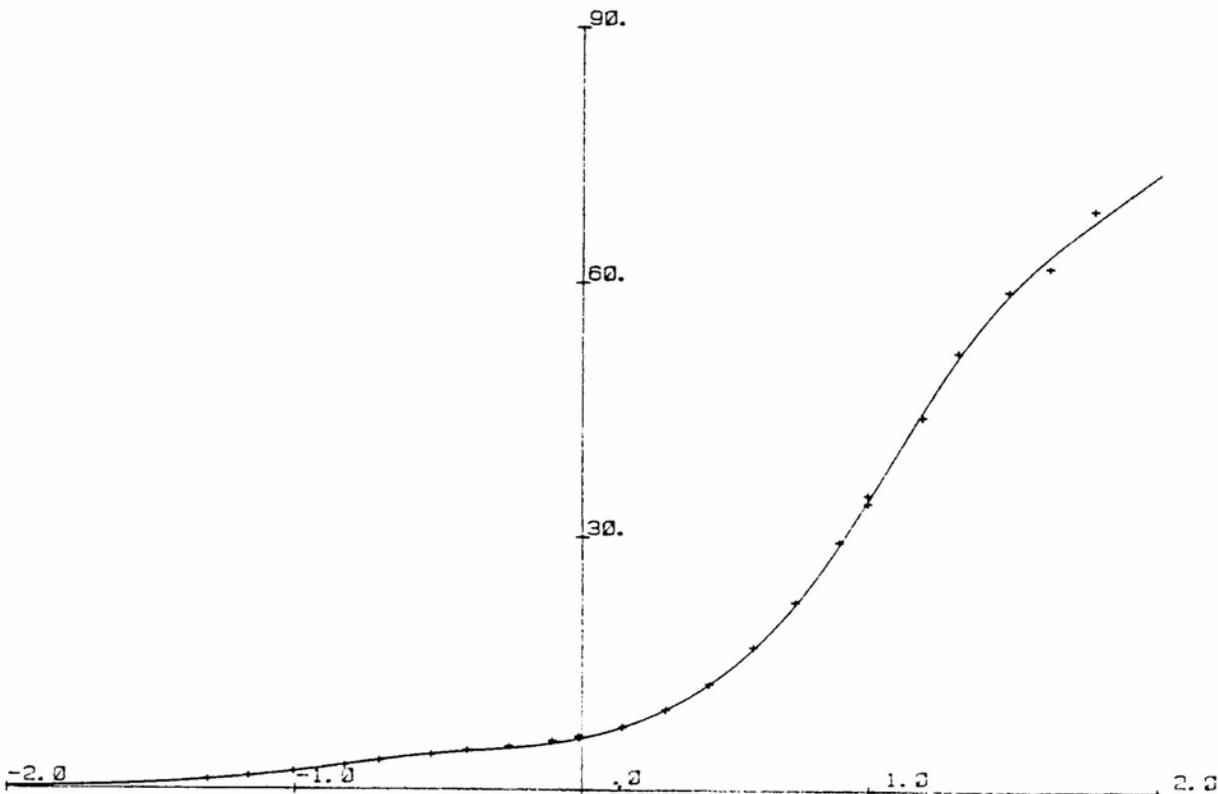
IDENTIFICATION - REPOSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE D
 LOG DU MODULE DE $ZD(p)$ EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE
 (IDENTIFICATION POUR 2 AMORTISSEURS)

GENIE ELECTRIQUE
 U.L.B. 30/4/87

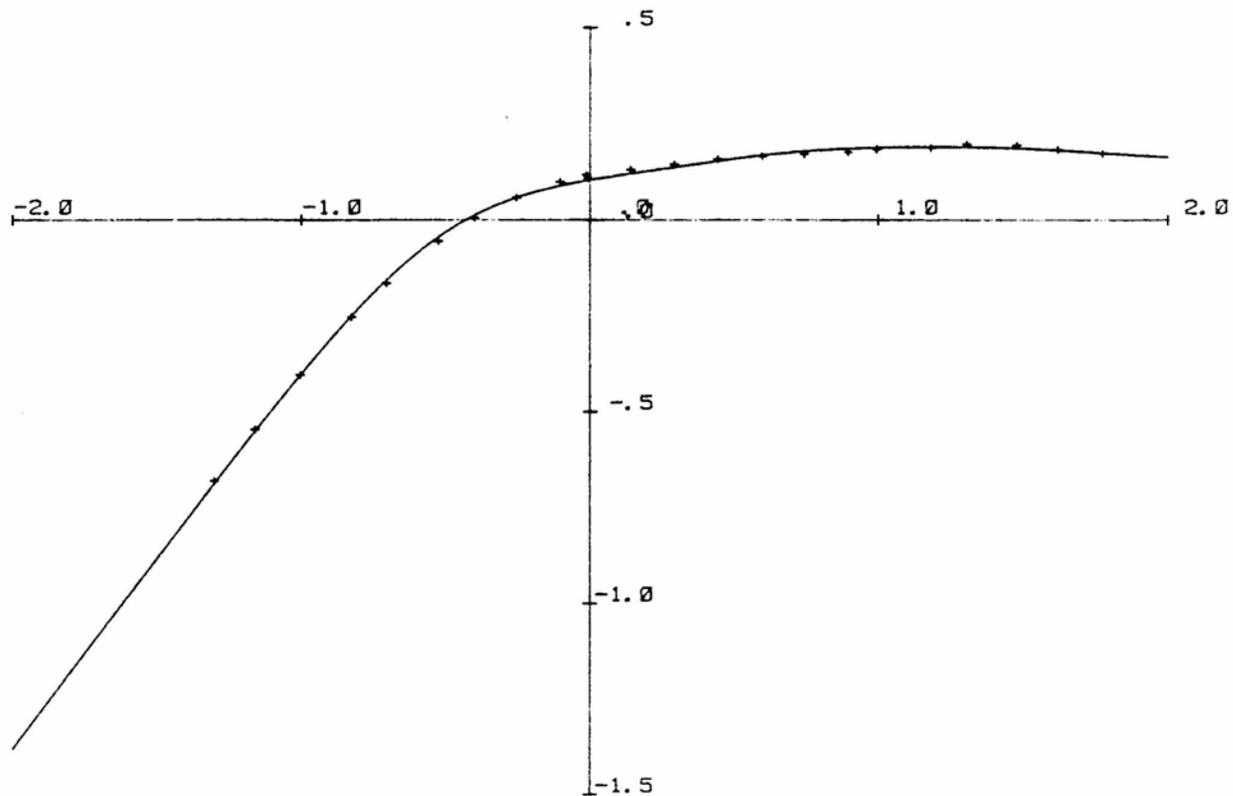
IDENTIFICATION - REPOSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE D
 PHASE DE $ZD(p)$ EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE
 (IDENTIFICATION POUR 2 AMORTISSEURS)

GENIE ELECTRIQUE
 U.L.B. 30/4/87

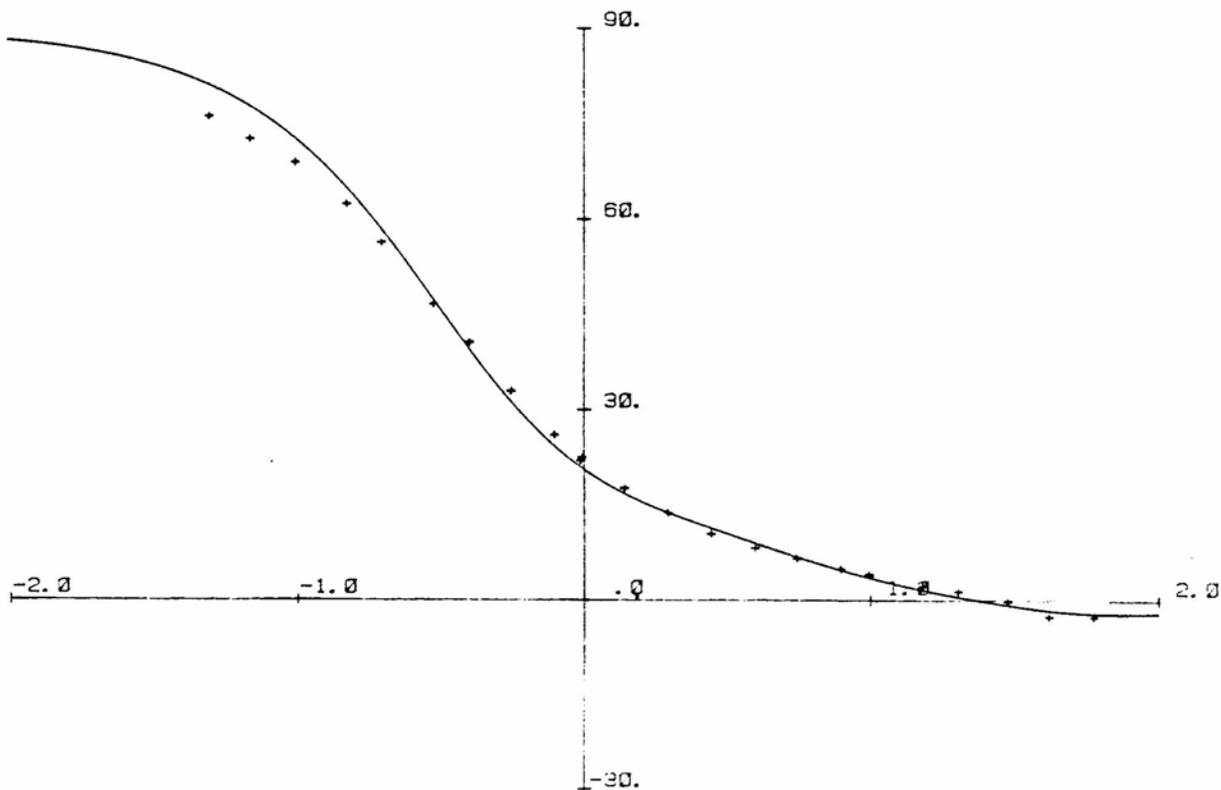
IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE D
 LOG DU MODULE DE $T(p)$ EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE
 (IDENTIFICATION POUR 2 AMORTISSEURS)

GENIE ELECTRIQUE
 U. L. B. 30/4/80

IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE D
 PHASE DE $T(p)$ EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE
 (IDENTIFICATION POUR 2 AMORTISSEURS)

GENIE ELECTRIQUE
 U. L. B. 30/4/80

nettes apparaissent pour la fonction $T(j\omega)$, en particulier pour la phase aux fréquences élevées. En passant à un modèle d'un ordre plus élevé, on voit que ces différences sont nettement amoindries.

Les fonctions obtenues sont :

$$Z_d(p) = 0,1026 \frac{N_1}{D} \quad \text{et} \quad T(p) = 0,6647 p \frac{N_2}{D}$$

$$\text{où } N_1 = 1 + 0,633 p + 0,398 10^{-1} p^2 + 0,449 10^{-3} p^3 + 0,742 10^{-6} p^4$$

$$N_2 = 1 + 0,668 10^{-1} p + 0,166 10^{-3} p^2$$

$$D = 1 + 0,566 p + 0,288 10^{-1} p^2 + 0,772 10^{-4} p^3$$

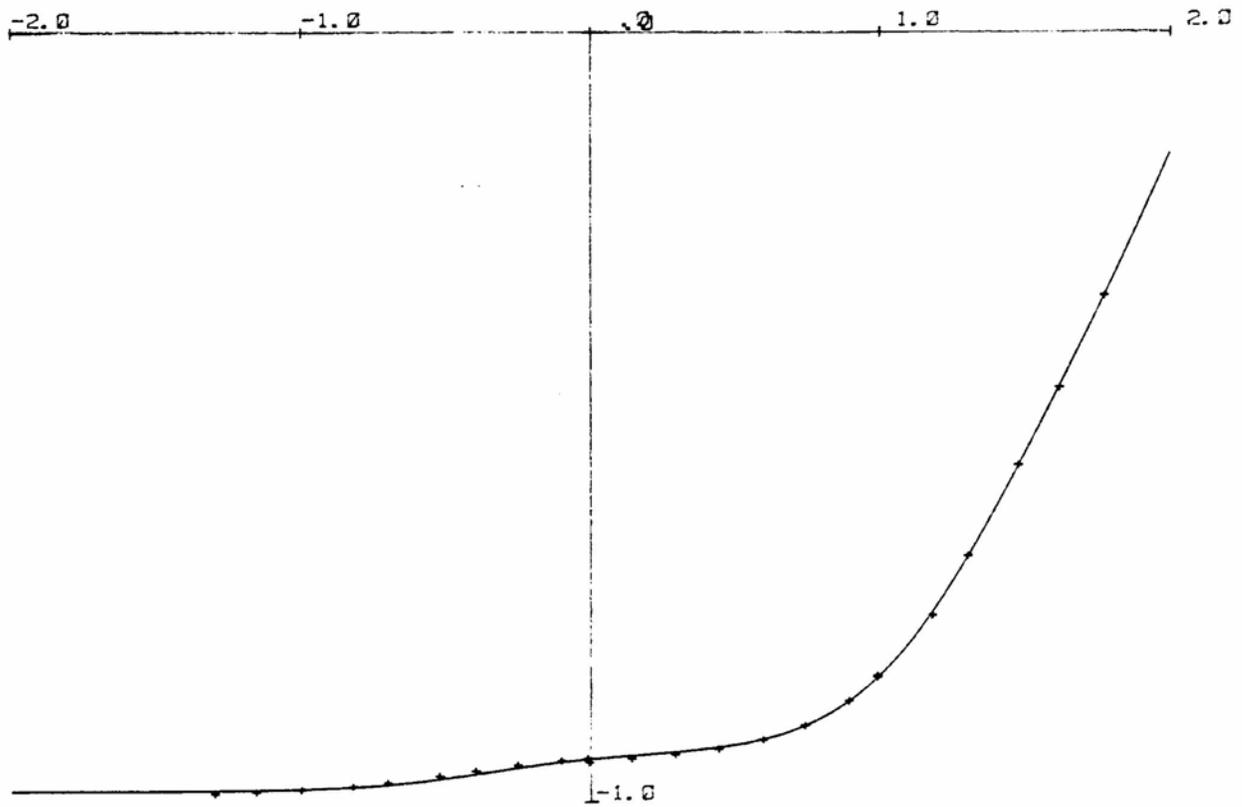
Il faut cependant être conscient que l'identification place des pôles et des zéros en dehors de l'intervalle de mesure (c'était également le cas pour l'identification du modèle à un amortisseur). On comprend donc que si la correspondance entre le modèle et la machine est assurée pour l'intervalle de fréquence considéré, il n'existe aucune garantie en dehors de cet intervalle.

3) Identification sur $Z_d(j\omega)$ seul - Modèle à un amortisseur

A titre d'exemple, l'identification n'utilisant que la fonction $Z_d(j\omega)$ a été reprise ici. La courbe identifiée est très proche des points mesurés et s'exprime par :

$$Z_d(p) = 0,1034 \frac{1 + 0,395 p + 0,582 10^{-2} p^2 + 0,123 10^{-4} p^3}{1 + 0,344 p + 0,125 10^{-2} p^2}$$

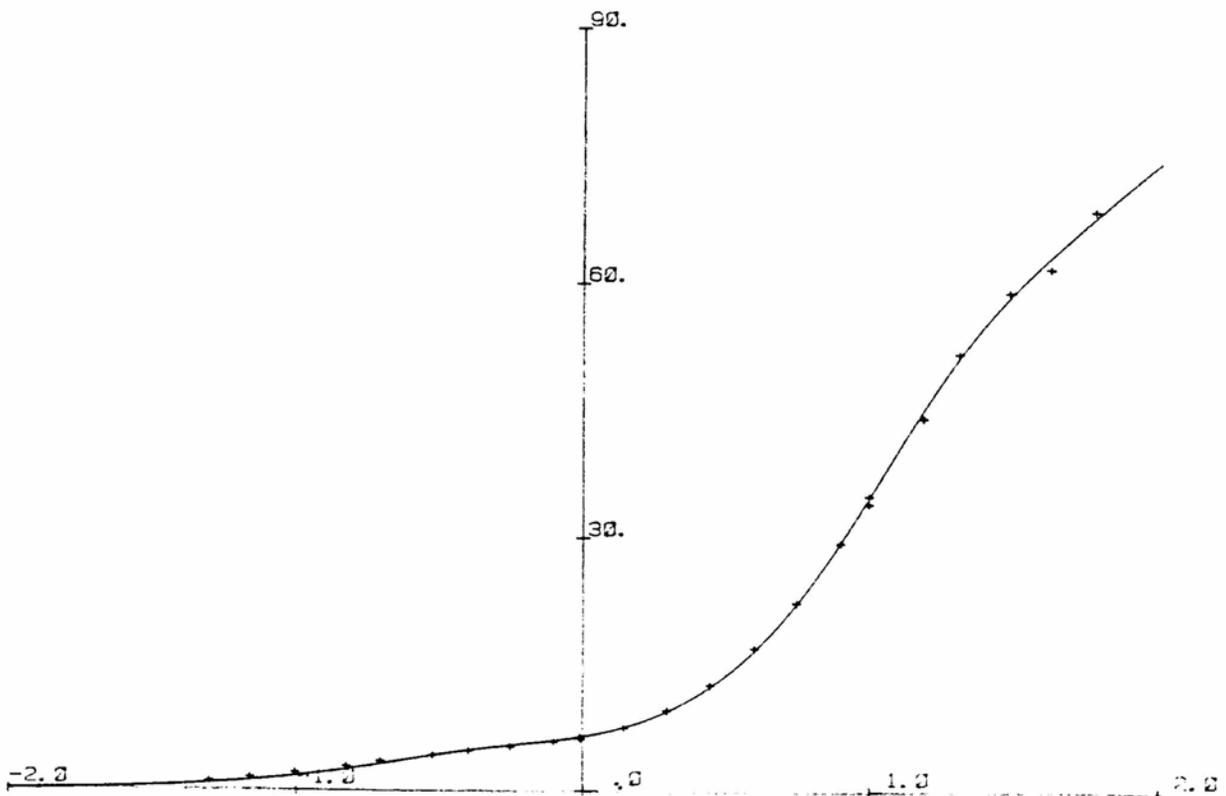
IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE D
 LOG DU MODULE DE $Z_d(p)$ EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE
 (IDENTIFICATION SUR Z_d SEUL)

GENIE ELECTRIQUE
 U.L.B. 21/5/50

IDENTIFICATION - REPONSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE D
 PHASE DE $Z_d(p)$ EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE
 (IDENTIFICATION SUR $Z_d(p)$ SEUL)

GENIE ELECTRIQUE
 U.L.B. 21/5/50

On trouve alors les paramètres :

$$\begin{array}{ll} X_d = 0,817 & X_{md} = 0,667 \\ X'_d = 0,209 & X''_d = 0,158 \\ T'_{do} = 340 \text{ ms} & T''_{do} = 86,9 \text{ ms} \\ T'_d = 3,7 \text{ ms} & T''_d = 2,7 \text{ ms} \end{array}$$

et les paramètres du schéma équivalent :

$$\begin{array}{ll} R_f = 0,0102 & X_f = 0,1462 \\ R_{kd} = 0,1797 & X_{kd} = 0,09039 \end{array}$$

On voit que la résistance R_f est nettement plus éloignée de la valeur continue que celle obtenue précédemment, ce qui montre la nécessité d'utiliser les données rotoriques pour représenter correctement l'effet d'une perturbation statorique au rotor et vice-versa.

4) Axe q - Modèle à un amortisseur

Les résultats pour l'axe q sont également repris ci-après avec le listing du programme de traitement de la réponse harmonique. On voit que le calcul donne :

$$Z_q(p) = 0,1037 \frac{1 + 0,048 p + 0,118 \cdot 10^{-3} p^2}{1 + 0,626 \cdot 10^{-2} p}$$

$$\begin{array}{ll} \text{et donc : } R_a = 0,052 & \\ X_q = 0,63 & X''_q = 0,31 \\ T''_{q0} = 6,26 \text{ ms} & T''_q = 3 \text{ ms} \end{array}$$

La valeur du gain statique redonne toujours R_a avec une bonne précision mais, assez curieusement, une identification pour un modèle à deux amortisseurs ne donne pas ici de meilleurs résultats.

*****PROGRAMME RFR*****

DETERMINATION DES POLES ET DES ZEROS DE LA FONCTION DE TRANSFERT
A PARTIR DE LA REPOSE EN FREQUENCE

TAPER : 1. POUR TRAITER UNE SEULE FONCTION DE TRANSFERT
2. POUR TRAITER DEUX FONCTIONS AYANT LES MEMES POLES

1

***** PREMIERE FONCTION DE TRANSFERT :

LES DONNEES SONT-ELLES STOCKEES SUR UN FICHIER : ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

1

NOM DU FICHIER : ?

#ZOP

TAPER : 1. POUR IMPRIMER LES VALEURS
2. POUR AJOUTER DES VALEURS
3. POUR MODIFIER DES VALEURS
4. POUR SUPPRIMER DES VALEURS
5. POUR TRACER UN GRAPHIQUE OU PASSER A L'IDENTIFICATION

1

LU DU TERMINAL : 6

ENTREK LE LU DU TERMINAL POUR L'IMPRESSION DES VALEURS LUES ET CALCULEES

6

FICHIER #ZQP

NOMBRE DE POINTS : 25

NO	FREQUENCE	MODULE	PHASE (RAD.)	LOG(FREQ.)	LOG(MOD.)	PHASE (DEG.)	POND.
*	*****	*****	*****	*****	*****	*****	*****
1	.499E-01	.1032E+00	.1170E-01	-.1302E+01	-.9864E+00	.67	1.00
2	.695E-01	.1032E+00	-.1677E-01	-.1158E+01	-.9864E+00	.96	1.00
3	.988E-01	.1028E+00	-.2503E-01	-.1005E+01	-.9881E+00	1.43	1.00
4	.100E+00	.1031E+00	-.2613E-01	-.9999E+00	-.9869E+00	1.50	1.00
5	.151E+00	.1031E+00	-.3872E-01	-.8214E+00	-.9866E+00	2.22	1.00
6	.199E+00	.1032E+00	.5139E-01	-.7011E+00	-.9861E+00	2.94	1.00
7	.300E+00	.1039E+00	.7713E-01	-.5234E+00	-.9850E+00	4.42	1.00
8	.398E+00	.1039E+00	.1021E+00	-.3999E+00	-.9835E+00	5.85	1.00
9	.558E+00	.1046E+00	.1410E+00	-.2530E+00	-.9803E+00	8.08	1.00
10	.792E+00	.1062E+00	.1975E+00	-.1015E+00	-.9739E+00	11.32	1.00
11	.985E+00	.1077E+00	.2432E+00	-.6412E-02	-.9676E+00	13.93	1.00
12	.987E+00	.1077E+00	.2423E+00	-.5873E-02	-.9677E+00	13.88	1.00
13	.138E+01	.1116E+00	.3285E+00	-.1402E+00	-.9524E+00	18.82	1.00
14	.200E+01	.1170E+00	.4519E+00	-.3009E+00	-.9245E+00	25.89	1.00
15	.279E+01	.1313E+00	.5763E+00	.4451E+00	-.8819E+00	33.07	1.00
16	.400E+01	.1529E+00	.7195E+00	.6019E+00	-.8156E+00	41.23	1.00
17	.558E+01	.1829E+00	.8351E+00	.7466E+00	-.7377E+00	47.85	1.00
18	.788E+01	.2335E+00	.9617E+00	.8768E+00	-.6316E+00	55.11	1.00
19	.990E+01	.2767E+00	.1024E+01	.9958E+00	-.5579E+00	58.67	1.00
20	.149E+02	.3668E+00	.1066E+01	.1173E+01	-.4356E+00	61.09	1.00
21	.201E+02	.4605E+00	.1102E+01	.1304E+01	-.3368E+00	63.13	1.00
22	.301E+02	.5983E+00	.1098E+01	.1478E+01	-.2231E+00	62.93	.30
23	.396E+02	.6989E+00	.1101E+01	.1597E+01	-.1556E+00	63.10	.30
24	.498E+02	.7854E+00	.1123E+01	.1697E+01	-.1049E+00	64.60	.30
25	.596E+02	.8844E+00	.1090E+01	.1776E+01	-.5336E-01	62.45	.30

TAPER : 1. POUR IMPRIMER LES VALEURS
 2. POUR AJOUTER DES VALEURS
 3. POUR MODIFIER DES VALEURS
 4. POUR SUPPRIMER DES VALEURS
 5. POUR TRACER UN GRAPHIQUE OU PASSER A L'IDENTIFICATION

5

TRACE DES POINTS EXPERIMENTAUX ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

IDENTIFICATION PLAN HARMONIQUE - PLAN DES POLES ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

1

***** IDENTIFICATION D'UNE FONCTION DE TRANSFERT

TAPER : 1. SI LE GAIN (STATIQUE) EST CONNU
 2. S'IL EST INCONNU
 3. S'IL EST CONNU MAIS DOIT AGIR SEULEMENT COMME CONTRAINTE

2

MULTIPLICITE DU ZERO A L'ORIGINE : ?

0

NOMBRE DE POLES : ?

1

NOMBRE DE ZEROS : ?

2

CONTRAINTE POLES ZEROS ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

NOMBRE MAXIMUM D'ITERATIONS : ?

20

EPS. - POUR LE TEST DE CONVERGENCE : ?

.001

***** IDENTIFICATION PLAN HARMONIQUE - PLAN P

NOMBRE DE POINTS : 25

DEGRE DU NUMERATEUR : 2

DEGRE DU DENOMINATEUR : 1

ITERATION : 1

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .4038E-01 (4.038%)

ERREUR QUADRATIQUE PONDEREE : .4094E-01 (4.094%)

GAIN (STATIQUE) : .1024E+00

A(1) = .412E-01

A(2) = .891E-04

B(1) = .523E-02

ITERATION : 2

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .2682E-01 (2.682%)

ERREUR QUADRATIQUE PONDEREE : .2154E-01 (2.154%)

GAIN (STATIQUE) : .1037E+00

A(1) = .1446E-01

A(2) = .116E-03

B(1) = .620E-02

ITERATION : 3

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .2707E-01 (2.707%)

ERREUR QUADRATIQUE PONDEREE : .2147E-01 (2.147%)

GAIN (STATIQUE) : .1037E+00

A(1) = .448E-01

A(2) = .118E-03

89.

B(1) = .626E-02

**** FIN DU CALCUL APRES 4 ITERATIONS

ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE : .2709E-01 (2.709%)

ERREUR QUADRATIQUE PONDEREE : .2146E-01 (2.146%)

GAIN (STATIQUE) : .1037E+00

A(1) = .448E-01

A(2) = .118E-03

B(1) = .626E-02

***** FIN DE 1DHP

TRACE DES POINTS EXPERIMENTAUX ET DE LA COURBE IDENTIFIEE :

PREMIERE FONCTION DE TRANSFERT ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

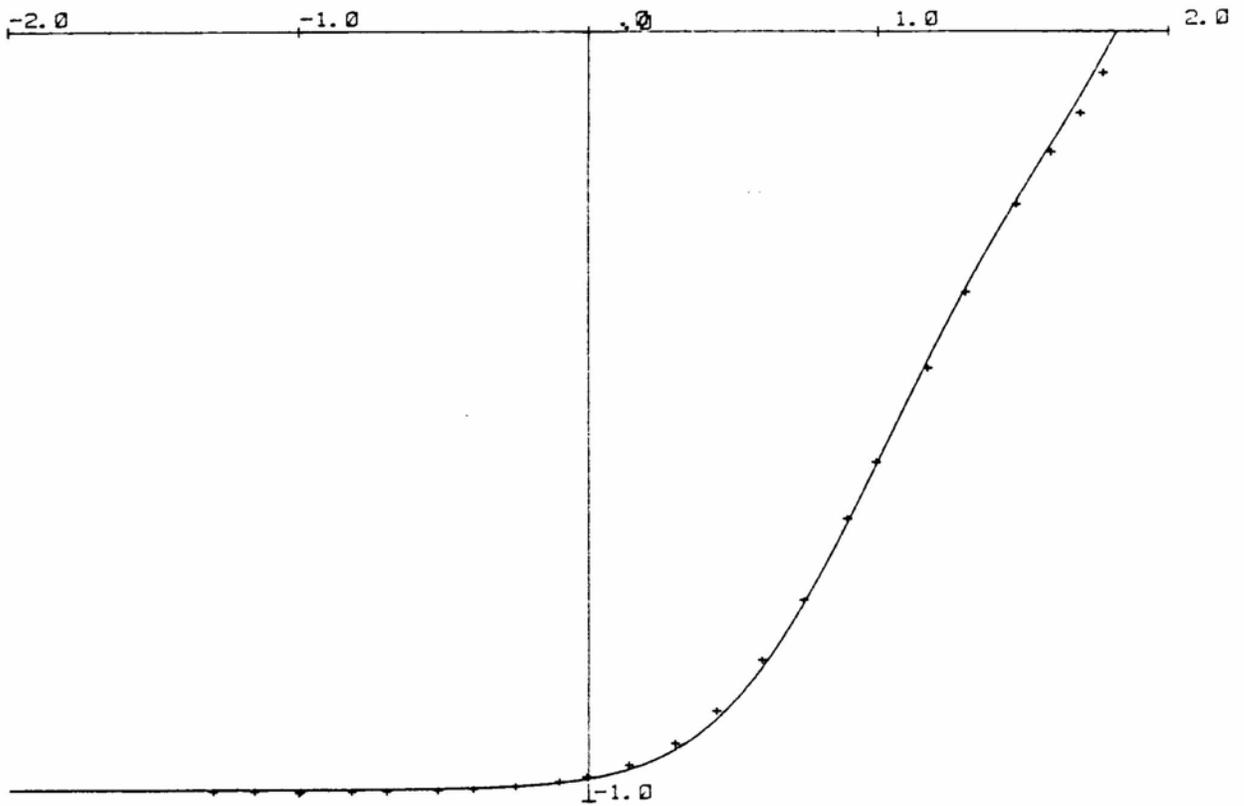
AUTRE IDENTIFICATION A PARTIR DE CES DONNEES ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

TRAITEMENT D'AUTRES FICHIERS ? (1 POUR OUI, 0 POUR NON)

0

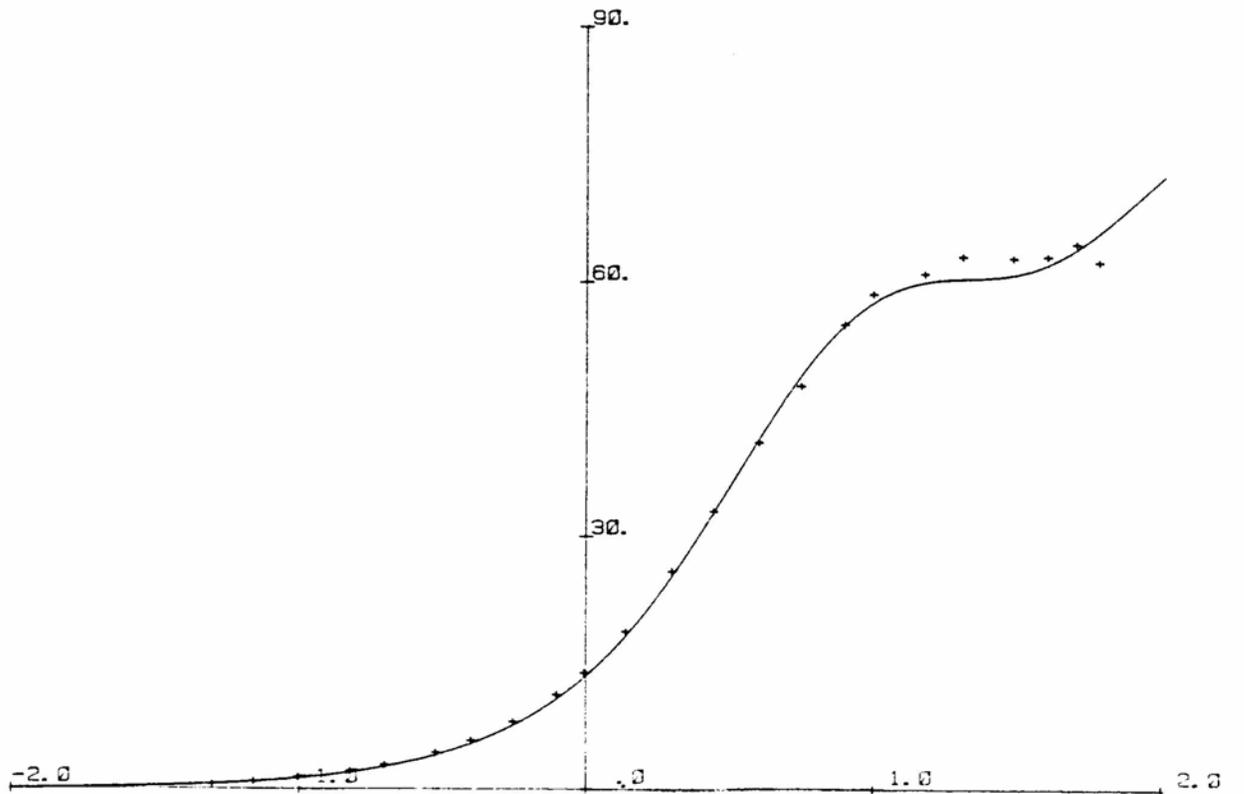
IDENTIFICATION - REPOSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE Q
LOG DU MODULE DE $Z(p)$ EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 28/4/87

IDENTIFICATION - REPOSE EN FREQUENCE



MACHINE B - AXE Q
PHASE DE $Z(p)$ EN FONCTION DU LOG DE LA FREQUENCE

GENIE ELECTRIQUE
U. L. B. 28/4/87

5) Comparaison avec les résultats obtenus par
d'autres méthodes

Le tableau suivant reprend les résultats obtenus par la méthode du court-circuit triphasé et par l'essai statique de réponse en fréquence. Les deux premières lignes sont les résultats obtenus par deux essais de court-circuit réalisés lors d'un travail de fin d'études précédent (7) et enregistrés sur bande papier. Les lignes 3 à 5 reprennent les résultats d'essais de court-circuit effectués cette année par trois groupes d'étudiants sur base d'enregistrements relevés à la prise de mesures rapide (filtres de garde retirés). La ligne 6 provient de l'identification de la réponse en fréquence de $Z_d(j\omega)$ et de $T(j\omega)$ et la ligne 7 est le résultat de l'identification de $Z_d(j\omega)$ seul.

	X_d (pu)	X'_d (pu)	X''_d (pu)	T'_{do} (ms)	T''_{do} (ms)	T'_d (ms)	T''_d (ms)
1	1,05	0,258	0,166	408	26,8	100,3	17,2
2	1,11	0,256	0,171	427	20,6	98,3	13,2
3	1,15	0,241	0,144	456	15,3	95,6	9,1
4	1,15	0,271	0,227	405	18,7	95,8	15,7
5	1,19	0,281	0,188	398	19,6	95,0	13,0
6	1,05	0,208	0,147	437	2,5	86,7	1,8
7	0,82	0,209	0,158	340	3,7	86,9	2,7

Compte tenu des grandes variations obtenues par l'essai du court-circuit, on peut dire que la concordance entre l'essai du court-circuit triphasé brusque et l'essai statique de réponse en fréquence utilisant

$Z_d(j\omega)$ et $T(j\omega)$ est très satisfaisante. Une différence importante se remarque dans les constantes de temps subtransitoires, quoique la réactance subtransitoire soit conservée. La méthode du court-circuit est cependant loin d'être précise pour de telles valeurs, et il est vraisemblable que les valeurs obtenues soient trop grandes. Il ne faut toutefois pas en déduire que les valeurs obtenues par l'essai statique de réponse en fréquence sont beaucoup plus précises : les constantes de temps correspondent en effet à des fréquences de 63 et 88 Hz et donc hors de l'intervalle de fréquence considéré pour les mesures. Il est certain que, quoique meilleures que les constantes de temps trouvées par l'essai du court-circuit, celles-ci soient malgré tout très imprécises.

L'utilisation de la fonction $T(j\omega)$ se montre fructueuse pour les paramètres "basse fréquence" de $X_d(p)$ (X_d et T'_{do}). Vu le peu de dispositions supplémentaires que la mesure du courant rotorique requiert, il ne serait pas censé d'appliquer la méthode de l'essai statique de réponse en fréquence sans utiliser cette donnée précieuse.

Pour l'axe q, l'absence d'enroulement d'excitation rend la mesure d'une telle fonction à la fois impossible et inutile. Quant aux résultats obtenus, la réactance X_q est très proche de celle trouvée précédemment (7) par des méthodes classiques. Les essais statiques de réponse à un échelon de tension ont donné des valeurs de X''_q proches de 0,6 et des constantes de temps proches de 40 ms. La forte valeur de X''_q permet cependant de douter de ces résultats, fort différents de ceux obtenus par la réponse en fréquence.

7. Remarques générales

Les résultats précédents ont permis de juger de la précision obtenue dans la mesure de l'impédance et de la relativement bonne concordance entre les paramètres obtenus par la réponse en fréquence et par des méthodes classiques. Des remarques importantes sont cependant nécessaires.

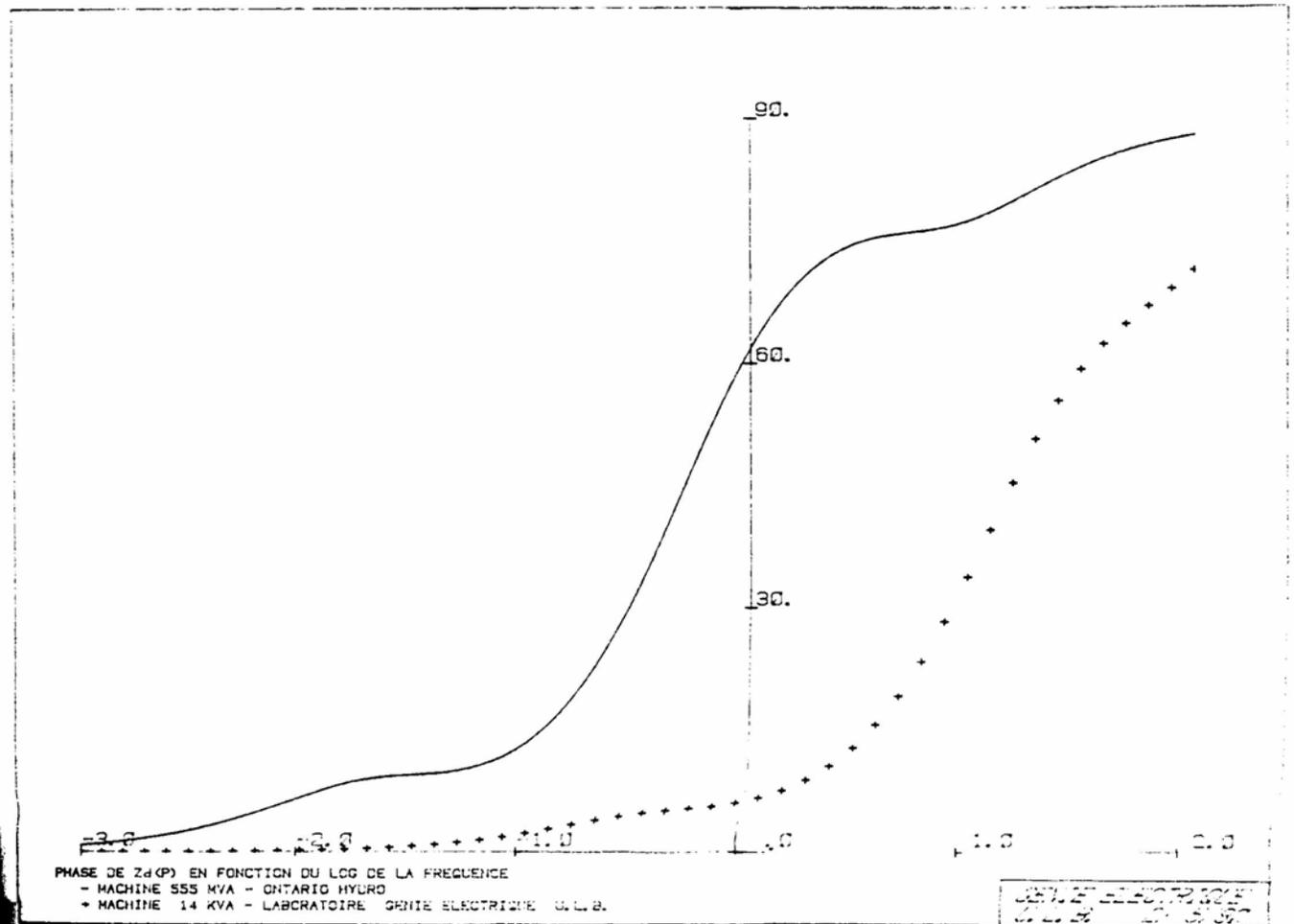
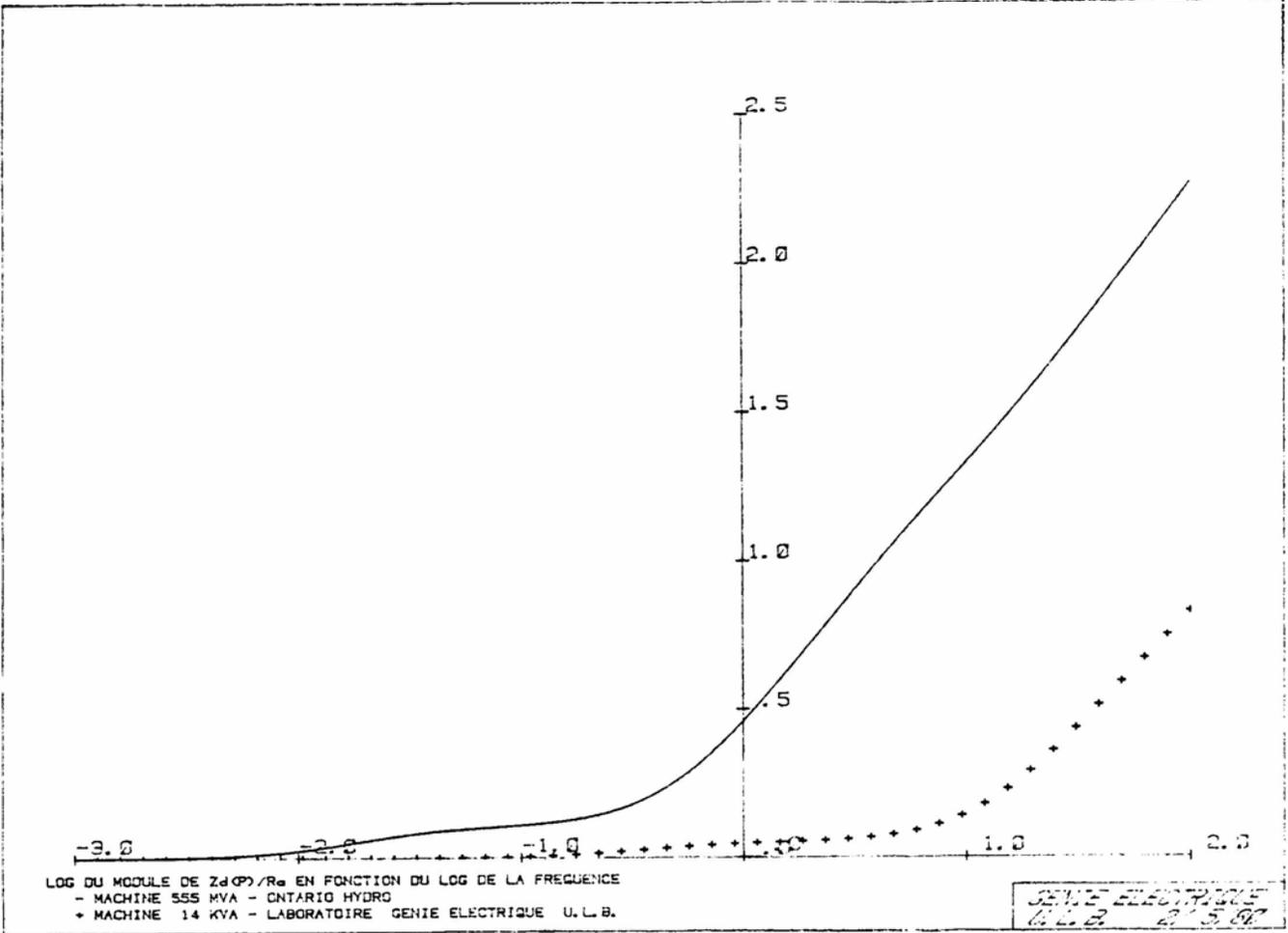
On a vu que l'identification correcte de la réponse en fréquence nécessitait le placement de pôles et de zéros à l'extérieur de la gamme d'études et qu'il ne pouvait donc y avoir de garantie quant au comportement de la machine à des fréquences plus élevées. Il est regrettable que des essais n'aient pu être menés à plus haute fréquence mais il n'a pas été possible de le faire de par la construction même de la source utilisée. Un hacheur étudié spécialement pour l'essai aurait peut-être permis de monter plus haut en fréquence mais ce n'était pas le cas de celui dont nous disposons. Pour résoudre ce problème, des essais ont été menés à l'aide d'un groupe tournant de fréquence variable. Ces essais, réalisés pour l'axe en quadrature avec un niveau de flux continu nettement plus faible, ont abouti à des résultats concordant très bien avec ceux obtenus à l'aide du hacheur vers les hautes fréquences, ce qui a constitué une vérification rassurante, mais n'a pas résolu le problème : des limitations de vitesse du groupe ont en effet empêché des mesures à plus de 62 Hz. D'autre part, il n'a pas été possible de trouver une source dans le laboratoire qui soit capable de répondre aux exigences posées.

Outre ces difficultés de trouver une source de fréquence supérieure à 60 Hz, des remarques s'imposent

quant à la validité des modèles utilisés. Les petites machines du laboratoire, de puissance d'une dizaine de kW, sont des machines à rotor massif, comme beaucoup d'alternateurs modernes. Par contre, leurs résistances d'armature sont beaucoup plus élevées alors que les réactances synchrones, transitoires et subtransitoires sont à peu près de valeurs égales. Ceci a pour conséquence que, pour la deuxième machine étudiée, la part de l'impédance due à la réactance subtransitoire à 50 Hz est à peine le double de celle due à la résistance d'armature. Alors que pour un alternateur de centrale, cette résistance peut être facilement négligée et permet ainsi de ne pas tenir compte de l'effet pelliculaire et de l'influence de l'échauffement sur cette résistance, il n'en est plus de même ici. Toutes les simplifications considérant une résistance d'armature nulle sont susceptibles d'être fausses. Afin d'illustrer ceci, j'ai repris sur les mêmes graphiques les réponses en fréquence correspondant d'une part à la machine 14 kVA du laboratoire appelée machine B dans ce mémoire, d'autre part à une machine 555 MVA dont les paramètres ont été déduits d'un essai statique de réponse en fréquence (11).

Les paramètres respectifs sont les suivants :

	Machine 14 kVA	Machine 555 MVA
R_a	0,051	0,00197
X_d	1,15	1,8
X'_d	0,208	0,3
X''_d	0,147	0,22



	Machine 14 kVA	Machine 555 MVA
T'_{do}	437 ms	7 800 ms
T''_{do}	2,5 ms	22 ms
T'_d	86,7 ms	1 300 ms
T''_d	1,8 ms	15,9 ms

Les constantes de temps sont dans un rapport compris entre 10 et 20, ce qui veut dire que l'ensemble de la réponse en fréquence est déplacée vers la droite pour la machine du laboratoire, ce qui se remarque clairement sur les deux graphiques. C'est ainsi que, pour la machine de 555 MVA, la phase est proche de 90° à 50 Hz, alors que pour la machine de 14 kVA, on n'en est qu'à 60° pour la même fréquence. Une partie de la partie active est due à la résistance d'armature. Une autre est sans doute due aux courants de Foucault dans le rotor. On s'attend peu à ce que les deux parties résistives invoquées soient constantes en fonction de la fréquence et donc que le modèle à résistances constantes soit valable (cf 14). Malgré cela, les résultats obtenus ont vérifié qu'il est possible de représenter correctement la machine, pour des perturbations autour d'un point de fonctionnement, par un modèle linéaire de degré suffisant. Il ne faut pas perdre de vue qu'il s'agit là d'une approximation sur une gamme de fréquences donnée.

La valeur de la résistance d'armature relativement élevée par rapport aux réactances est la cause d'une autre difficulté, à basse fréquence celle-ci.

En observant les graphiques, on remarque que la première variation d'amplitude et de phase à basse fréquence est beaucoup moins importante dans le cas de la machine de 14 kVA. Ceci explique la difficulté rencontrée pour trouver les paramètres "basse fréquence" à partir de $Z_d(j\omega)$ seul alors que pour la machine de 555 MVA cela pose peu de difficultés. En fait, sur cette machine, il a été possible d'obtenir une valeur synchrone de $X_d(p)$ en prenant la limite de $X_d(j\omega)$ pour $\omega \rightarrow 0$, et sans utiliser $T(j\omega)$. Sur la machine du laboratoire, malgré la précision des mesures, il était impossible de le faire. Ce qui est étonnant, c'est que la valeur ainsi obtenue est de 10% environ inférieure à la valeur obtenue par des essais classiques, ce qui semble justifier la valeur que l'on a trouvée dans notre cas par l'identification de $Z_d(j\omega)$ et de $T(j\omega)$ simultanément. C'est la raison pour laquelle l'option permettant d'imposer à la sous-routine d'identification un placement des pôles et des zéros tel que la réactance synchrone classique soit conservée, n'a finalement pas été retenue. Il semble d'ailleurs que le problème posé par la prépondérance de la résistance d'armature à basse fréquence puisse être très avantageusement résolu par l'utilisation de la fonction de transfert stator-rotor.

8. Conclusions

La comparaison entre les petites machines du laboratoire et les alternateurs de réseau ne peut se faire qu'avec prudence : des différences sensibles des paramètres peuvent entraîner un comportement assez différent et rendre certaines hypothèses erronées . Pour l'essai statique de réponse en fréquence, qui a été développé dans ce travail, la mesure des paramètres des grands alternateurs se présente en fait mieux que celle des paramètres des petites machines du laboratoire, mais la difficulté peut être en grande partie résolue par l'utilisation de la fonction de transfert entre le stator et le rotor. Dans le cas des petites comme des grandes machines, cette fonction s'est montrée avantageuse pour aboutir à un modèle où les interactions entre le stator et le rotor soient correctement représentées.

L'intérêt de la méthode de l'essai statique de réponse en fréquence est certain : les résultats qu'elle fournit sont plus complets que les résultats obtenus par beaucoup d'autres méthodes, par l'essai du court-circuit triphasé brusque par exemple. Elle permet de trouver les paramètres des deux axes et de tenir compte de la saturation. En fait, la réponse en fréquence peut être considérée comme une courbe caractéristique de la machine au même titre que la courbe de tension à vide.

Il ne faut cependant pas perdre de vue les difficultés importantes liées à cette méthode. La première est celle de la source de courant dont la gamme de fréquences doit être très large, et le courant de sortie assez important. Ce problème est nettement

plus crucial pour de grands alternateurs. Il est fort possible que la solution adoptée dans ce travail, utilisant un hacheur et un filtre, puisse être extrapolée pour de grands alternateurs. Une deuxième difficulté est la mesure d'impédance avec précision pour une large gamme de fréquences. Une solution, utilisant une prise de mesures rapide a été présentée ici. Des programmes d'exploitation des mesures ont été écrits, permettant d'accélérer le traitement des mesures, le calcul et le tracé des réponses en fréquence. Une bonne partie de ces programmes pourrait servir à la mise en oeuvre d'essais de réponse en fréquence en rotation.

Le manque de temps a empêché d'utiliser toutes les possibilités offertes, par exemple d'étudier les effets de la saturation sur la machine. L'étude réalisée et les programmes écrits sont un point de départ pour des études plus complètes. La réponse en fréquence permet en effet une modélisation très précise de la machine et, malgré les difficultés qu'elle implique, je pense qu'elle tient une place de choix parmi les méthodes de mesure des paramètres des machines synchrones.

ANNEXES

Annexe n°1Le passage des paramètres du schéma équivalent aux coefficients des inductances et transmittances opérationnelles et vice-versa

Les modèles utilisés pour l'axe d à n amortisseurs et les résultats trouvés sont les mêmes que ceux pour l'axe q à n+1 amortisseurs, l'enroulement d'excitation court-circuité devenant un amortisseur. Les calculs seront faits pour l'axe d et pour des modèles avec et sans amortisseur et inductance de dispersion mutuelle, étant bien entendu que les résultats se transposeront facilement pour l'axe q.

Passage Paramètres ↔ Coefficients1. Axe d - Pas d'amortisseur (axe q = 1 amortisseur)

$$\text{On a : } L_d(p) = (L_a + L_{md}) \cdot \frac{1 + a_1 p}{1 + b_1 p}$$

$$G(p) = \frac{L_{md}}{R_f} \cdot \frac{1}{1 + b_1 p}$$

$$\text{où : } a_1 = \frac{1}{R_f} \left(L_f + \frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}} \right)$$

$$b_1 = \frac{1}{R_f} (L_f + L_{md})$$

2. Axe d - 1 amortisseur (axe q - 2 amortisseurs)

$$L_d(p) = (L_a + L_{md}) \frac{1 + a_1 p + a_2 p^2}{1 + b_1 p + b_2 p^2}$$

$$G(p) = \frac{L_{md}}{R_f} \cdot \frac{1 + c_1 p}{1 + b_1 p + b_2 p^2}$$

$$a_1 = \frac{L_f + \frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}}}{R_f} + \frac{L_{kd} + \frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}}}{R_{kd}}$$

$$a_2 = \frac{L_f L_{kd} + (L_f + L_{kd}) \frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}}}{R_f R_{kd}}$$

$$b_1 = \frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_{kd} + L_{md}}{R_{kd}}$$

$$b_2 = \frac{L_f L_{kd} + L_{kd} L_{md} + L_f L_{md}}{R_f R_{kd}}$$

$$c_1 = \frac{L_{kd}}{R_{kd}}$$

3. Axe d - 1 amortisseur + inductance de dispersion mutuelle

L'inductance et la transmittance ont la même forme; leurs coefficients valent :

$$a_1 = \frac{L_f + L_{kf} + \frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}}}{R_f} + \frac{L_{kd} + L_{kf} + \frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}}}{R_{kd}}$$

$$a_2 = \frac{L_f L_{kd} + L_f L_{kf} + L_{kf} L_{kd} + (L_f + L_{kd}) \left(\frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}} \right)}{R_f R_{kd}}$$

$$b_1 = \frac{L_{kd} + L_{md} + L_{kf}}{R_{kd}} + \frac{L_f + L_{md} + L_{kf}}{R_f}$$

$$b_2 = \frac{(L_f L_{kd} + L_f L_{md} + L_f L_{kf} + L_{md} L_{kd} + L_{kf} L_{kd})}{R_f R_{kd}}$$

$$c_1 = \frac{L_{kd}}{R_{kd}}$$

Passage Coefficients ↔ Paramètres

Ce passage s'effectue en supposant L_a connu.
 De L_d , on tire alors directement $L_{md} = L_d - L_a$.
 Pour les modèles sans inductance de dispersion mutuelle,
 $L_d(p)$ suffit pour trouver tous les paramètres.

1. Axe d = Pas d'amortisseur (axe q - 1 amortisseur)

$$L_f = \frac{L_{md} a_1 - \frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}} b_1}{b_1 - a_1}$$

$$R_f = \frac{L_f + L_{md}}{b_1}$$

2. Axe d = 1 amortisseur (axe q - 1 amortisseur)

On calcule d'abord :

$$a = \frac{(L_a + L_{md}) a_1 - L_a b_1}{L_{md}}$$

$$b = \frac{(L_a + L_{md}) a_2 - L_a b_2}{L_{md}}$$

$$c = \frac{b_2 - a_2}{b_1 - a_1}$$

$$d = \frac{L_{md}^2}{(L_a + L_{md})(b_1 - a_1)}$$

On en tire alors :

$$R_f = \frac{2d \sqrt{a^2 - 4b}}{a + \sqrt{a^2 - 4b} - 2c}$$

$$L_f = R_f \frac{a + \sqrt{a^2 - 4b}}{2}$$

$$R_{kd} = \frac{2d \sqrt{a^2 - 4b}}{2c - a + \sqrt{a^2 - 4b}}$$

$$L_{kd} = R_{kd} \frac{a - \sqrt{a^2 - 4b}}{2}$$

Remarquons qu'il y a en fait une incertitude quant à savoir si les grandeurs L_f et R_f correspondent bien à l'enroulement d'excitation et les grandeurs L_{kd} et R_{kd} à l'enroulement amortisseur. Il est en effet assez normal que par des mesures effectuées uniquement au stator, il soit impossible de distinguer les enroulements rotoriques. On peut cependant s'attendre à ce que l'enroulement d'excitation ait la plus grande constante de temps, c'est-à-dire que :

$$\tau_f = \frac{L_f + L_{md}}{R_f} > \tau_{kd} = \frac{L_{kd} + L_{md}}{R_{kd}}$$

ce qui permet de distinguer les enroulements rotoriques, sans toutefois qu'il y ait de réelle garantie sur cette distinction (cf 12-13).

3. Axe d = 1 amortisseur + inductance de dispersion mutuelle

On calcule à nouveau :

$$a = \frac{(L_a + L_{md}) a_1 - L_a b_1}{L_{md}} \quad b = \frac{(L_a + L_{md}) a_2 - L_a b_2}{L_{md}}$$

$$c = \frac{b_2 - a_2}{b_1 - a_1} \quad d = \frac{L_{md}^2}{(L_a + L_{md}) (b_1 - a_1)}$$

Alors :

$$L_{kf} = d \frac{b - a c_1 + c_1^2}{c - c_1}$$

$$R_f = d \frac{L_{kf} + d (2c_1 - a)}{L_{kf} + d (c_1 + c - a)}$$

$$L_f = R_f \left(a - c_1 - \frac{L_{kf}}{d} \right)$$

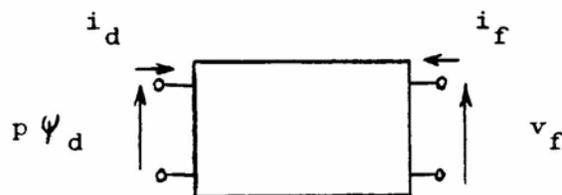
$$R_{kd} = \frac{R_f \cdot d}{R_f - d}$$

$$L_{kd} = c_1 R_{kd}$$

Ici, l'incertitude concernant les enroulements disparaît assez normalement.

Annexe n°2La transmittance stator-rotor pour l'essai statique de réponse en fréquence

La machine peut se représenter, en ce qui concerne l'axe d, par le quadripôle suivant :



On a donc :

$$\begin{pmatrix} p\Psi_d \\ v_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \end{pmatrix}$$

$$\text{et } i_f = \frac{1}{Z_{22}} v_f - \frac{Z_{21}}{Z_{22}} i_d$$

D'autre part, le circuit étant supposé réciproque,

$$Z_{12} = Z_{21}.$$

D'où,

$$p\Psi_d = \left(Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}} \right) i_d + \frac{Z_{12}}{Z_{22}} v_f = p (L_d(p) i_d + G(p) v_f)$$

$$\text{et } p G(p) = Z_{12}/Z_{22}$$

Dans l'essai statique de réponse en fréquence, $v_f = 0$

$$\text{et donc } i_f = (Z_{12}/Z_{22}) i_d = - p G(p) i_d$$

ou encore le rapport i_f/i_d vaut $- p G(p)$.

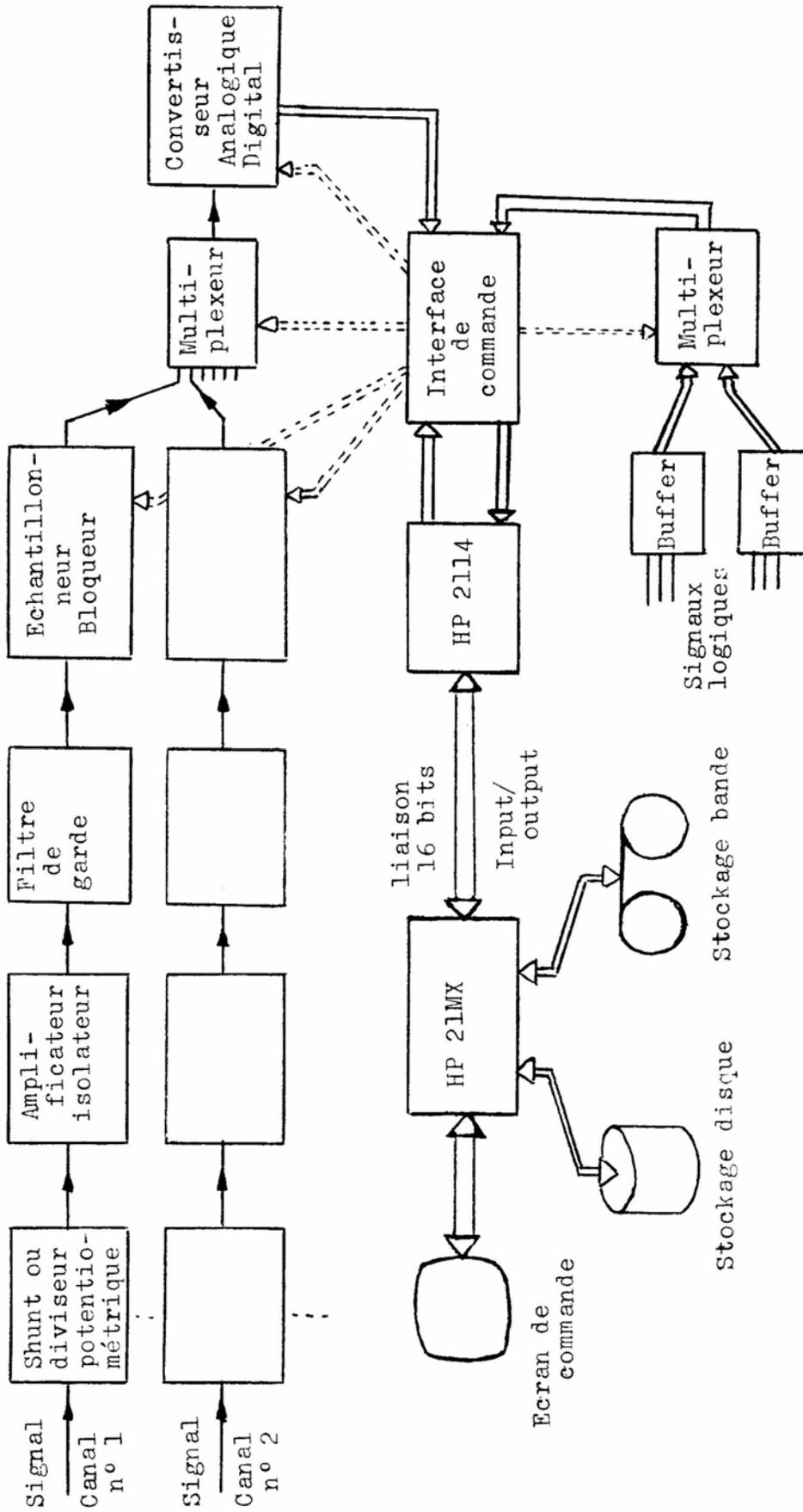
Annexe n°3Prise de mesures rapide et automatisée

(FADA : "Fast Automatical Data Acquisition")

MAUN J-C, DETREZ J-L, HUBINON L.

1) Caractéristiques générales

- 6 canaux analogiques (convertisseur analogique-numérique 12 bits)
- 2 canaux logiques
- fréquence d'acquisition maximale :
 - 2 khz sur 8 canaux
 - 8 khz sur 1 canal
- durée maximale d'un essai : limitée par le nombre d'enregistrements, le maximum étant 32 767 échantillons de 8 mesures (soit par exemple 32 secondes à 1 khz sur 8 canaux)



3) Logiciel

Programme PRMS

- 1) Constitution interactive des paramètres de l'essai et validation (sous l'operating system RTE III)
- 2) Transfert des paramètres vers le HP 2114
- 3) Acquisition des mesures par le HP 2114 (operating system BCS) et transfert vers le HP 21MX qui stocke toutes les mesures sur disque mobile en fichier non formaté
- 4) Appel du programme STMS

Programme STMS

- 1) Reprise de chaque mesure avec traitement de parité et mise à l'échelle automatique
- 2) Stockage sur disque fixe en fichier formaté
- 3) Constitution d'un fichier "étiquette" caractérisant l'essai effectué

Programme ARCHI

- 1) Stockage des "étiquettes" et des fichiers de mesures sur bande magnétique
- ou 2) Recharge d'un essai précédemment effectué et stocké sur bande

Programme PRMSY

- 1) Visualisation des mesures sur écran graphique ou traceur 4 couleurs
- 2) Impression de certaines mesures sur imprimante rapide
- 3) Correction manuelle, automatique ou semi-automatique des mesures
- 4) Filtrages numériques divers

Programme ETALO

Etalonnage automatique de chacun des canaux analogiques de la prise de mesures

Annexe n°4L'identification d'une courbe avec une sinusoïde

On relève les points expérimentaux :

$$y_j(x_j) \text{ pour } j = 1, \dots, n$$

et on cherche les coefficients a, b, c, d de :

$$y(x) = a + b \sin(c.x + d)$$

tels que l'erreur quadratique moyenne :

$$\delta^2 = \frac{1}{n} \sum_{j=1 \dots n} (y_j - y)^2$$

soit minimale.

C'est l'erreur absolue qui est considérée ici et non l'erreur relative car la mesure à la prise de mesures rapide est telle que l'erreur absolue est la même partout (environ un bit).

On a :

$$\sum_j (y_j - y)^2 = \sum_j (y_j - a - b \sin(c.x_j + d))^2$$

La condition d'extrémum s'écrit :

$$\partial/\partial a = 0 \quad \partial/\partial b = 0 \quad \partial/\partial c = 0 \quad \partial/\partial d = 0$$

En notant :

$$\delta_j = y_j - a - b \sin(c.x_j + d)$$

$$c_j = \cos(c.x_j + d)$$

$$s_j = \sin(c.x_j + d)$$

Ces équations deviennent :

$$\sum_j \delta_j = 0$$

$$\sum_j s_j \cdot \delta_j = 0$$

$$\sum_j \delta_j \cdot b \cdot c \cdot c_j = 0$$

$$\sum_j \delta_j \cdot b \cdot c_j = 0$$

Le système est un système non-linéaire en a, b, c, d.

La résolution peut se faire par exemple en utilisant la méthode de Newton-Raphson (méthode de la tangente). Cette méthode nécessite le calcul du jacobien (pente de la tangente). Celui-ci vaut :

$$\sum_j \begin{pmatrix} -1 & -s_j & -bx_jc_j & -bc_j \\ -s_j & -s_j^2 & x_jc_j(\delta_j - bs_j) & c_j(\delta_j - bs_j) \\ -bx_jc_j & x_jc_j(\delta_j - bs_j) & bx_j^2(-\delta_j s_j - bc_j^2) & bx_j(-\delta_j s_j - bc_j^2) \\ -bc_j & c_j(\delta_j - bs_j) & bx_j(-\delta_j s_j - bc_j^2) & b(-\delta_j s_j - bc_j^2) \end{pmatrix}$$

On remarque que le jacobien est symétrique.

La solution se trouve à partir de valeurs initiales de a , b , c , d en recherchant le déplacement suivant la tangente pour obtenir une meilleure approximation. Ceci ainsi de suite jusqu'à ce que l'erreur quadratique moyenne soit stabilisée à la valeur minimale compatible avec les données. Il est nécessaire de débiter avec de bonnes valeurs initiales afin de ne pas converger vers d'autres extrêmes. On obtient ainsi les valeurs de l'amplitude continue, de l'amplitude alternative, de la fréquence et de la phase du signal échantillonné. La qualité des coefficients peut se caractériser par l'erreur quadratique moyenne définie comme valant $\sqrt{\sum \delta_j^2 / n}$.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1. Ouvrages généraux

- (1) R. PONCELET : Machines électriques (compléments et dynamique). Notes de cours (non publiées)
- (2) R. BALAND, M. CRAÏPE : Electrotechnique. Tome 3. Editions des étudiants de la Faculté Polytechnique de Mons.
- (3) Charles V. JONES : The unified theory of electrical machines. London : Butterworths, 1967.
- (4) Recommandations pour les machines électriques tournantes (à l'exclusion des machines pour véhicules de traction).
4e partie : Méthodes pour la détermination à partir d'essais des grandeurs des machines synchrones.
Commission Electrotechnique Internationale, 1967.
- (5) B. ADKINS, R.G. HARLEY : The General Theory of Alternating Current Machines. London : Chapman & Hall, 1975.

2. Travaux de fin d'études

- (6) J. BIDOUL : Méthodes numériques pour l'identification des processus et la synthèse de leurs commandes automatiques. Travail de spécialisation d'automatique, 1969-1970.
- (7) M. PREMONT : Mesure des paramètres des machines synchrones. Travail de fin d'études, 1976-1977

- (8) R. VERMEIR : Régulation de vitesse des turbo-
groupes. Simulation de l'ensemble chaudière-
turbine par régulation d'un moteur à courant
continu. Travail de fin d'études, 1976-1977

3. Articles concernant l'essai statique de réponse
en fréquence

- (9) S.K. SEN, B. ADKINS : The application of the
frequency response method to electrical machi-
nes. Proc. IEE, vol. 103C, 1956, p. 378-391.
- (10) P. BARRET : Détermination des paramètres des ma-
chines synchrones par la méthode d'analyse fré-
quentielle. Revue Générale de l'Electricité,
déc. 1967, p. 1433-1446.
- (11) W. WATSON, G. MANCHUR : Synchronous machine
operational impedances from low voltage measure-
ments at the stator terminals. IEEE Transactions
on Power Apparatus and Systems, mai-juin 1974,
p. 777-784.
- (12) S.D. UMANS, G.L. WILSON : Modeling of solid rotor
turbogenerators. Part 1 : Theory and techniques.
IEEE Trans., janv.-fév. 1978, p. 269-277
- (13) S.D. UMANS, G.L. WILSON : Modeling of solid rotor
turbogenerators. Part 2 : Example of model deri-
vation and use in digital simulation. IEEE Trans.,
janv.-fév. 1978, p. 278-291

4. Articles concernant les modèles d'alternateurs
et leur utilisation dans les études de stabilité

- (14) BHARALI, B. ADKINS : Operational impedances of turbogenerators with solid rotors. Proc. IEE, vol 110, déc. 1963, p.2185-2199.
- (15) I.M. CANAY : Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine. IEEE Trans., pas 88, juillet 1969, p.1114-1129.
- (16) G. MANCHUR, D.C. LEE, M.E. COULTES, J.D.A. GRIFFIN, W. WATSON : Generators models established by frequency response tests on a 555 MVA machine. IEEE Trans., vol. pas 91, sept.-oct. 1972, p. 2077-2084.
- (17) P.L. DANDENO, R.L. HAUTH, R.P. SCHULZ : Effects of synchronous machine modeling in large scale system studies. IEEE Trans., vol pas 92, mars-avril 1973, p.574-582.
- (18) P.G. BARRET, Y.M. ROQUEFORT : Calculation and measurement of frequency response of large turbogenerators in the presence of small disturbances. IEEE Trans., vol pas 92, juillet-août 1973, p. 1348-1357.
- (19) P.L. DANDENO, PRABHASHANKAR KUNDUR : Stability performance of 555 MVA turboalternators. Digital comparisons with system operating tests. IEE Trans., mai-juin 1974, p. 767-776.

- (20) Y. TAKEDA, B. ADKINS : Determination of synchronous-machine parameters allowing for unequal mutual inductances. Proc. IEE, vol. 121, dec. 1974, p.1501-1504.
- (21) G. SHACKSHAFT : Les paramètres des alternateurs pour les études de stabilité. Rapport du Comité d'études n° 32, CIGRE, 1976.
- (22) M.M.T. EL-KATEB, A.T. JOHNS : Frequency-domain digital simulation of synchronous generators operating under faulted conditions. Proc. IEE, vol. 124, p. 223-228

TABLE DES MATIERES

NOTATIONS	1.
INTRODUCTION	2.
PREMIERE PARTIE - DEVELOPPEMENTS THEORIQUES	
1. La théorie des deux axes - Les équations générales de la machine synchrone	6.
2. Les grandeurs réduites	14.
3. Les schémas équivalents de la machine synchrone	16.
4. Les méthodes de mesure des paramètres	24.
5. L'essai statique de réponse en fréquence	29.
DEUXIEME PARTIE - DEVELOPPEMENTS PRATIQUES	
1. Prédéterminations	43.
2. La source de courant	46.
3. La prise de mesures	49.
4. Le traitement des mesures	52.
5. Le passage de la réponse en fréquence à la fonction de transfert	60.
6. Résultats obtenus - Comparaison avec les résultats obtenus par d'autres méthodes	63.
7. Remarques générales	93.
8. Conclusions	98.
ANNEXES	
1. Le passage des paramètres du schéma équi- valent aux coefficients des inductances et transmittances opérationnelles et vice-versa	100.
2. La transmittance stator-rotor pour l'es- sai statique de réponse en fréquence	106.
3. La prise de mesures rapide et automatisée	107.
4. L'identification d'une courbe avec une sinusoïde	110.
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	112.