



La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



NUMERO 12

MARS 1998



Cercle Thématique 13.01 La Revue 3EI
Relations enseignement au sein du club 13
48 rue de la Procession 75724 Paris cedex 15

La Revue 3EI

Responsables de la publication

Alain Cunière (Meaux)
Gérard Delavier (Nogent/Marne)

Equipe de rédaction

Jean Louis Bianchi (Versailles)
François Boucher (Argenteuil)
Gilles Feld (IUFM Cachan)
M. Michèle Lebihan (Versailles)

Comité de lecture

Jean Pierre Caron (ENSAM Lille)
Jean Faucher (ENSEEIH Toulouse)
François Forest (LESIR Cachan)
Michel Lavabre (ENS Cachan)
Michel Meunier (SUPELEC)
Bernard Multon (ENS Rennes)
Jean Marie Peter (SEE Paris)

Articles et abonnements

La Revue 3EI
lycée Pierre de Coubertin
chaussée de Paris
77100 Meaux

Abonnements

année scolaire 1997/1998:
180F les 4 numéros (France et CEE)
240F les 4 numéros (hors CEE).

La Revue 3EI n'est pas solidaire des opinions émises par les auteurs d'articles. Celles-ci n'engagent que la seule responsabilité de leurs auteurs.

Impression

(1000 exemplaires)
Imprimerie OG4
rue des frères Lumière
ZI des Chanoux
93330 Neuilly sur Marne
Distribué par
SAFIDUCOULOMBIER

Dépôt légal :
mars 1998

Commission paritaire :
en cours

ISSN :
1252-770X

Sommaire

p II Sommaire
p III Abonnements
p IV Appel à articles

p 1 Nouveautés

LE TRANSFORMATEUR (fin)

p 2 Calcul des machines électriques
par J.F. BRUDNY, F. NOTELET (LSEE, BETHUNE)

LES CAPTEURS

p 9 Pour étudier l'électronique de puissance :
prenez les mesures qui s'imposent
par JP. KERADEC, Y. LEMBEYE (LEG, ST MARTIN D'HERES)

p 18 L'utilisation des capteurs de vitesse-position dans les entraînements industriels de puissance élevée
par F. BEN AMMAR, H. GODFROID, P. MANUELLE (CEGELEC, BELFORT)

p 27 Capteurs inductifs de position angulaire
par J.P. CARON (L2EP, LILLE)

LEÇON

p 34 Les capteurs industriels
par R. SIMONIN (lycée de BESANÇON)

FICHES TRAVAUX PRATIQUES

p 42 Etude d'un redresseur à absorption sinusoïdale de courant
par S. CASTELLANI, Ch. SCHAEFFER, Z. ZARKHOV (LEG, GRENOBLE - Université technique SOFIA)

p 54 Expérimentation autour d'un synchro-résolveur
par A. CUNIERE (lycée de MEAUX)

RECHERCHE ET DEVELOPPEMENT

p 58 Progrès récents des piles à combustible appliquées au véhicule électrique
par T. ALLEAU (CEA, GRENOBLE)

SERVICE LECTEURS

p 65 Histoire d'une entreprise industrielle
par G. LACROUX (RAGONOT, MALAKOFF)

p 68 Modélisation par éléments finis ; exemples
par G. FELD, E. HOANG (IUFM, CACHAN)

p 71 Journée d'étude et de rencontre du Val de Loire

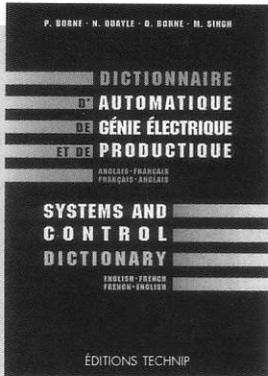


ÉDITIONS TECHNIP

27, RUE GINOUX, 75737 PARIS CEDEX 15 • FAX 01 45 75 37 11 • TÉL. 01 45 78 33 80



DICTIONNAIRE D'AUTOMATIQUE, DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE PRODUCTIQUE



SYSTEMS AND CONTROL
DICTIONARY

FRANÇAIS-ANGLAIS
ANGLAIS-FRANÇAIS

Un dictionnaire original
des termes et expressions
scientifiques indispensables
à l'ingénieur.

P. BORNE, N. QUAYLE,
O. BORNE, M. SINGH

Relié, 17x24, 530 p. **850 F**

RÉGULATION INDUSTRIELLE

PROBLÈMES RÉSOLUS

Formulation et résolution de quarante problèmes
et cas réels posés concrètement dans l'industrie.

M. KSOURI, P. BORNE. *Broché*, 16 x 23, 248 p. **240 F**



INTRODUCTION À LA COMMANDE FLOUE

Collection Sciences et Technologies

P. BORNE, J.-Y. DIEULOT, L. DUBOIS,
J. ROZINOER.

Broché, 16 x 23, 110 p. **160 F**

HIGH-PERFORMANCE POLYMERS

CHEMISTRY AND APPLICATIONS

1. Conductive Adhesives

An up-to-date review of the electrically
and thermally conductive adhesive
technology.

G. RABILLOUD. *Broché*, 17 x 24, 376 p. **680 F**

GÉNIE ÉLECTRIQUE. DU RÉSEAU AU CONVERTISSEUR

Apprendre par l'exemple, une démarche rapide et efficace
appliquée au génie électrique.

J.-L. COCOUERELLE. *Broché*, 16 x 23, 304 p. **280 F**

SCIENCES ET TECHNOLOGIES

P. BORNE, J.-Y. DIEULOT, L. DUBOIS,
J. ROZINOER

INTRODUCTION À LA COMMANDE FLOUE

ÉDITIONS TECHNIP

Chère, cher collègue,

Pour ce douzième numéro de la revue 3E.I consacré à l'étude des capteurs, vos articles ont dépassé tant en qualité qu'en quantité nos attentes. Malheureusement, nous ne pouvons tous les publier dans ce numéro par volonté de diversification de la revue, et également pour celles et ceux d'entre-vous qui souhaitent s'exprimer sur un sujet qu'ils affectionnent.

D'autres articles aussi passionnants que ceux proposés dans ce numéro suivront. Nous remercions tous les auteurs, ainsi que messieurs **les professeurs FAUCHER** de l'ENSEEIH de Toulouse et **MULTON** de l'antenne de Rennes de l'ENS de Cachan qui ont accepté de nous faire profiter de leurs hautes compétences de l'électrotechnique en rejoignant le comité de lecture.

Un des rares ouvrages consacré aux capteurs est certainement celui de Monsieur ASCH intitulé "les capteurs en instrumentation industrielle". L'épaisseur de ce livre laisse supposer au lecteur que le sujet est d'importance. En effet, la diversité des principes physiques utilisés, l'indice de confiance recherché, les performances toujours plus exigeantes, font du capteur un objet tellement sophistiqué, que même une leçon, une expérimentation, sont difficiles à mener. Nous espérons par les quelques articles qui suivent, apporter des éléments de réponse à ces considérations.

Un second article sur les sources d'énergie dans les véhicules électriques nous est proposé par Monsieur ALLEAU. Avec celui à paraître sur les super condensateurs, également extrait des actes des journées C'VELEC 97, nous souhaitons brosser l'actualité sur ce sujet.

CALCUL DES MACHINES ELECTRIQUES

Francis NOTELET, Jean François BRUDNY
Université d'ARTOIS
LSEE, Faculté des Sciences Appliquées
Technoparc Futura - 62400 BETHUNE

IV) CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES.

IV.1) La chute de tension en charge.

1) *Résistance équivalente* R_2 . La résistance équivalente R_2 du transformateur ramenée au secondaire par colonne est donnée par:

$$R_2 = r_2 + r_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$$

2) *Réactance de fuites* $N_2 \omega$ La réactance de fuites $N_2 \omega$ équivalente du transformateur ramenée au secondaire par colonne se déduit de la valeur de N_2 donnée, suivant la disposition des enroulements, par les relations qui suivent [3]. Ces expressions, dont une justification théorique est présentée en annexe pour l'enroulement concentrique simple, ont été établies en utilisant les notations des figures 5, 6 et 7.

• Enroulements concentriques simples:

$$N_2 = 2\pi\mu_0 n_2^2 \frac{\rho}{h} \left(e'' + \frac{e_1 + e_2}{3} \right).$$

• Enroulements concentriques doubles:

$$N_2 = 2\pi\mu_0 n_2^2 \frac{\rho}{2h} \left(e'' + \frac{e_1 + e_2}{6} \right).$$

• Enroulements alternés avec n_g galettes pour chacun des enroulements:

$$N_2 = 2\pi\mu_0 n_2^2 \frac{\rho}{2n_g h} \left(e'' + \frac{e_1 + e_2}{6} \right) k$$

la constante k prend en compte le fait que h est plus petit par rapport à e_1 ou e_2 que dans les types d'enroulements précédents. Sa valeur est:

$$k = 1 - \frac{1}{2h} \left(e'' + \frac{e_1 + e_2}{6} \right)$$

3) *Chute de tension*. On utilise la relation recommandée par l'U.T.E.

$$\Delta V_2 = V_{20} - V_2 = R_2 I_2 \cos \varphi_2 + N_2 \omega I_2 \sin \varphi_2 + \frac{1}{2U_{20}} (R_2 I_2 \sin \varphi_2 - N_2 \omega I_2 \cos \varphi_2)^2$$

V_{20} est la tension secondaire à vide aux bornes d'une phase secondaire et I_2 le courant secondaire en charge. En utilisant les valeurs relatives:

$$R\% = 100R_2 I_{2n} / V_{20}, X\% = 100N_2 \omega I_{2n} / V_{20} \text{ et } K\% = 100\Delta V_2 / V_{20}$$

la relation précédente devient:

$$K\% = (R\% \cos \varphi_2 + X\% \sin \varphi_2) \frac{I_2}{I_{2n}} + \frac{1}{200} (R\% \sin \varphi_2 - X\% \cos \varphi_2)^2 \left(\frac{I_2}{I_{2n}} \right)^2$$

Cette expression permet de tracer la courbe $K\%(I_2)$ pour différents facteurs de puissance secondaires, en particulier $\cos \varphi_2 = 1$, $\cos \varphi_{2AR} = 0.8$ et le $\cos \varphi_2$ imposé dans les données.

Le tableau V précise, en fonction de la puissance apparente S et pour le fonctionnement nominal ($I_2 = I_{2n}$) les valeurs de $K\%$ usuelles pour $\cos \varphi_2 = 1$ et $\cos \varphi_{2AR} = 0.8$.

S en kVA	100	1000	10000	100000
K% pour $\cos\varphi_2=1$	1.5	1.2	1	0.8
K% pour $\cos\varphi_{2AR}=0.8$	6	5.5	5	5

Tableau V

A noter que l'utilisation de l'expression qui donne une chute de tension approchée:

$$K\% = (R\% \cos\varphi_2 + X\% \sin\varphi_2) \frac{I_2}{I_{2n}}$$

conduit, pour $\cos\varphi_2=1$, à $K\%=R\%$.

4) **La tension de court-circuit $U_{cc}\%$.** C'est, en pourcentage, la tension primaire V_{1cc} nécessaire pour avoir dans le secondaire en court-circuit, un courant secondaire de court-circuit égal au courant secondaire nominal.

$$U_{cc}\% = 100V_{1cc} / V_1 = \sqrt{R\%^2 + X\%^2}$$

IV.2) Le rendement.

Les pertes fer p_f pour tout le circuit magnétique et les pertes Joule par colonne $R_2I_2^2$ conduisent à l'expression du rendement η :

$$\eta = U_2I_2 \cos\varphi_2 / (U_2I_2 \cos\varphi_2 + p_f + R_2I_2^2) \text{ en monophasé,}$$

$$\eta = \sqrt{3}U_2I_2 \cos\varphi_2 / (\sqrt{3}U_2I_2 \cos\varphi_2 + p_f + 3R_2I_2^2) \text{ en triphasé,}$$

qui permet le tracé des courbes $\eta(I_2)$ à $\cos\varphi_2=1$, $\cos\varphi_{2AR}=0.8$ et le $\cos\varphi_2$ imposé dans les données.

Ce rendement est maximum lorsqu'il y a égalité des pertes fer et des pertes Joule. D'où le courant secondaire I_{2M} pour lequel le rendement est maximum et sa valeur η_M . Les valeurs usuelles de η_M sont précisées au tableau VI en fonction de la puissance apparente S et pour les facteurs de puissance 1 et 0.8AR.

S en kVA	100	1000	10000	100000
$\eta\%$ pour $\cos\varphi_2=1$	97	98	98.5	99
$\eta\%$ pour $\cos\varphi_2=0.8AR$	96.3	97.5	98.1	98.8

Tableau VI

L'étude du rendement permet de vérifier, compte tenu des données imposées, les rapports I_{2M}/I_{2n} et p_j/p_f dans le fonctionnement nominal, valeurs qui ne doivent pas trop s'éloigner des quantités usuelles.

V) CALCUL DES ECHAUFFEMENTS.

V.1) Transformateur à refroidissement naturel dans l'air.

En général les transformateurs sec ne sont construits que pour les petites puissances et une tension maximale de 15kV. Les passages de l'air entre noyaux et BT et entre BT et HT doivent être assez importants pour être efficaces.

Le calcul des pertes à évacuer et des surfaces utiles de refroidissement s'effectue pour chaque enroulement. Ces surfaces doivent être plus ou moins minorées suivant la difficulté de

circulation de l'air. A un échauffement acceptable de 40°C correspond une dissipation de 500W au m². Une circulation forcée de l'air permet d'atteindre des puissances de 500kVA.

V.2) Transformateur à refroidissement dans l'huile.

1) Refroidissement naturel.

Les bobinages. La température moyenne des enroulements ne doit pas dépasser de plus de 60°C la température ambiante. Admettant un échauffement de 40°C de l'huile, la température des enroulements ne doit donc pas dépasser de plus de 20°C celle de l'huile. Cet échauffement relatif [4] est la somme de la chute de température superficielle $\Delta\theta_1$ et de l'échauffement moyen interne $\Delta\theta_2$.

$\Delta\theta_1=0.054(\text{évacuation unitaire})^{0.8}$. L'évacuation unitaire est le nombre de Watt à évacuer par m² de surface de refroidissement. Là également la surface n'est comptée complètement que si l'huile circule librement.

$\Delta\theta_2$ est difficile à calculer. Si le bobinage est peu épais, c'est à dire formé de quelques couches, $\Delta\theta_2$ est quasiment nul. Mais $\Delta\theta_2$ croît avec l'épaisseur du bobinage et l'importance de l'isolement des conducteurs.

La cuve. L'isolement nécessaire par rapport à la cuve des bobines extérieures, l'emplacement des connexions et le jeu pour la mise en cuve permettent de choisir une distance entre l'extérieur des bobines extérieures et l'intérieur de la cuve. D'où la longueur, la largeur et le périmètre de celle-ci.

La hauteur du calage inférieur, la hauteur du circuit magnétique, la distance entre le haut des culasses et le bas des bornes HT et la longueur inférieure de celles-ci donnent la profondeur de la cuve.

Est comptée comme surface de refroidissement toute la surface latérale de la cuve, la moitié de la surface de son couvercle et pas du tout le fond. Pour l'échauffement, la totalité des pertes du transformateur est considérée. Pour avoir un échauffement acceptable de l'huile il est nécessaire d'avoir au moins 1m² de surface de refroidissement pour 360W à 400W de pertes. Si la surface de refroidissement se révèle être insuffisante, la cuve est munie d'ondulations. Celles-ci se placent sur la surface latérale de la cuve. Leur surface latérale vient s'ajouter à la surface de refroidissement calculée précédemment. Néanmoins ce complément doit être plus ou moins minoré pour tenir compte de la distance moyenne entre ondulations. Le tableau VII donne le coefficient de réduction à adopter en fonction de cette distance.

Coefficient de réduction	0.35	0.425	0.50	0.55	0.575	0.60
Distance en cm	2.5	5	7.5	10	12.5	15

Tableau VII

Il est rare que la distance moyenne entre ondulations descende en dessous de 3.5cm. La profondeur des ondulations va de 5 à 40cm.

Si le refroidissement naturel est insuffisant on réalise un refroidissement forcé.

2) Refroidissement forcé ou artificiel. Actuellement ce refroidissement est réalisé par circulation d'air ou d'huile.

Circulation forcée d'air. Dès que le transformateur atteint de fortes charges, une circulation forcée d'air sur les ondulations de la cuve est réalisée en utilisant des ventilateurs. L'évacuation unitaire peut être augmentée de 5%.

Circulation d'huile. L'huile est prise à la partie supérieure de la cuve, passe dans un réfrigérant à eau ou à air et revient à la partie inférieure de la cuve. Une pompe active le mouvement pour avoir une vitesse de 0.5m/s. Si le réfrigérant est l'eau (système le plus avantageux), on a des tubes de cuivre de 20mm de diamètre environ où l'eau circule à une vitesse de 1.5m/s environ. Pour une différence de température de 30°C, le taux d'échange est de 5kW/m². Si le réfrigérant est l'air, on a alors des tubes de cuivre de 15mm de diamètre à ailettes circulaires de 30mm de diamètre tous les 3mm. La vitesse de l'air soufflé est de 10m/s. Pour une différence de température de 30°C, le taux d'échange est de 6.5kW/m² de surface, ailettes comprises, côté air.

V.3) Remarque sur les bornes.

Les traversées de transformateur sont presque toujours en porcelaine. Elles sont scellées dans des collerettes portées par le couvercle. La longueur l_b de la partie externe des bornes est donnée au tableau VIII en fonction de la tension de service et de la tension d'essai.

Tension de service en kV	5.5	10	15	22	30	45	60	75	90
Tension d'essai en kV	14.5	24.5	36	54	70	103	137	170	205
l_b en mm	75	120	180	260	280	400	550	820	1020

Tableau VIII

La longueur de la partie intérieure est environ les 2/3 de la partie externe.

VI. REFERENCES.

- [1] B. HELLER, A. VEVERKA. "ETUDE DES PHENOMENES DE CHOC DANS LES MACHINES ELECTRIQUES". Dunod Edit., 1968.
- [2] A MAUDUIT. "MACHINES ELECTRIQUES". Dunod Edit., 1922.
- [3] G. SEGUIER, F. NOTELET. "ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE". 2^{ème} édition, Technique et Documentations. Lavoisier, 1994.
- [4] DE PISTOYE. "CALCUL DES MACHINES ELECTRIQUES". Société Française des Electriciens. Ecole Supérieure d'Electricité, 1928-29.

ANNEXE

PRINCIPE DE LA DETERMINATION DE LA QUANTITE N_2 SUR UN TRANSFORMATEUR A ENROULEMENTS CONCENTRIQUES.

I) Loi d'évolution de la f.m.m. générée par un bobinage.

Soit un bobinage de n spires, réparties sur m couches, entourant un noyau magnétique (figure A1a). Toutes les spires montées en série sont parcourues par le courant i . Chaque couche comprend donc n/m spires de sorte que la f.m.m. créée par la couche k d'amplitude ni/m évolue comme indiqué à la figure A1b. La sommation de toutes les f.m.m. élémentaires générées par chacune des couches conduit à la répartition présentée à la figure A1c.

II) Hypothèses sur la circulation des lignes de champ correspondant aux fuites.

Le flux de fuites se referme par le circuit magnétique ou les autres parties métalliques comme la cuve conformément à la représentation de la figure A2a. Sur cette figure ne sont représentées que les lignes de champ qui circulent hors du trajet principal et qui correspondent donc en partie à ce qui est qualifié de fuites.

Pour obtenir des expressions analytiques facilement exploitables il convient de formuler les hypothèses suivantes.

- Sur toute la hauteur du bobinage les lignes de champ relatives aux fuites sont parallèles au noyau.

- La perméabilité du fer est supposée infinie.

- N'est prise en compte pour caractériser la réductance trajet relatif aux fuites que la hauteur du bobinage comme indiqué à la figure A2b (longueur du trajet AB sur la figure A2a négligé mais indirectement compensé puisque le trajet CD considéré est plus long).

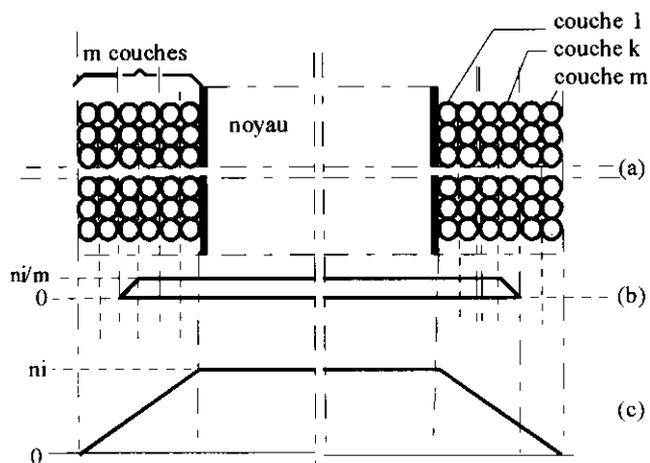


Figure A1

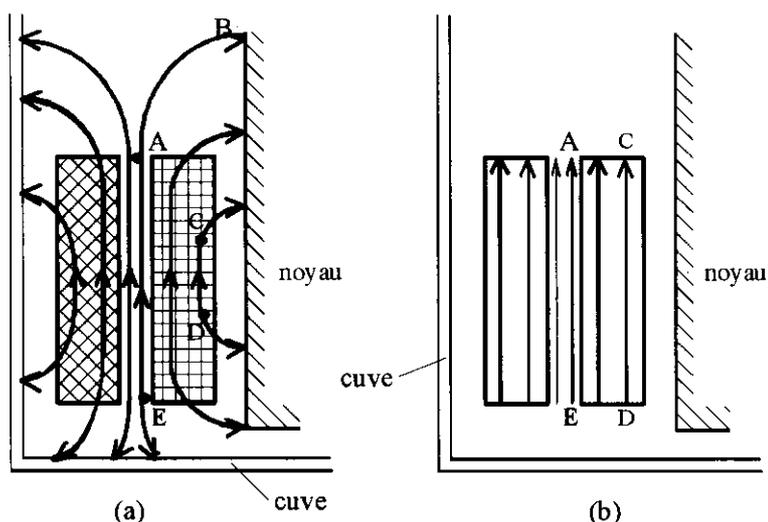


Figure A2

III) Loi de répartition de la f.m.m. générée par les enroulements.

- En supposant le primaire de n_1 spires seul alimenté et parcouru par le courant i_{10} , compte tenu de la configuration de la structure présentée à la figure A3a, on obtient la répartition de la f.m.m. donnée à la figure A3b.

- En charge, la compensation des ampères-tours:

$$n_1 i_1 + n_2 i_2 = n_1 i_{10} \quad (1)$$

conduit à la répartition présentée à la figure A3c.

- Pour les développements analytiques le courant magnétisant est négligé de sorte que la répartition considérée est celle donnée à la figure A3d où:

$$n_1 i_1 + n_2 i_2 = 0 \quad (2)$$

IV) Expressions des différentes composantes du flux de fuites.

- Considérons au niveau du primaire un cylindre d'épaisseur $d\alpha$ situé à une distance α de l'extérieur du bobinage ou $\rho_1 - \alpha$ de l'axe du noyau comme indiqué à la figure A3e. Compte tenu de la loi d'évolution de la f.m.m., sa valeur en α vaut $n_1 i_1 \alpha / e_1$, de sorte que le champ, suite aux

hypothèses formulées, s'exprime par: $n_1 i_1 \alpha / e_1 h$. D'où l'induction $b' = \mu_0 n_1 i_1 \alpha / e_1 h$. Le flux $d\phi'$ passant dans le cylindre d'épaisseur $d\alpha$ de surface dS' égale à:

$$dS' = \pi \left[(\rho_1 - \alpha + \frac{d\alpha}{2})^2 - (\rho_1 - \alpha - \frac{d\alpha}{2})^2 \right]$$

$$\text{soit: } dS' = 2\pi[\rho_1 - \alpha]d\alpha$$

a pour expression $d\phi' = b'dS'$ ce qui conduit à:

$$d\phi' = \mu_0 \frac{n_1 i_1 \alpha}{e_1 h} 2\pi[\rho_1 - \alpha]d\alpha$$

Ce flux embrasse $n_1 \alpha / e_1$ spires primaires d'où le flux $d\psi'$ corrigé pour tenir compte de la fraction de spires concernées:

$$d\psi' = \mu_0 \frac{n_1 i_1 \alpha^2}{e_1^2 h} 2\pi[\rho_1 - \alpha]d\alpha$$

La composante de flux embrassée par le primaire s'obtient par simple intégration:

$$\psi' = \int_0^{e_1} d\psi' = \mu_0 \frac{n_1 i_1}{e_1^2 h} 2\pi \left[\frac{e_1^3 \rho_1}{3} - \frac{e_1^4}{4} \right]$$

$$\text{soit: } \psi' = \mu_0 n_1 \frac{i_1}{h} 2\pi \left[\frac{e_1 \rho_1}{3} - \frac{e_1^2}{4} \right]$$

• Sur l'intervalle e'' l'induction y est constante et vaut $b'' = \mu_0 n_1 i_1 / h$. Le flux $d\phi''$ passant dans le cylindre d'épaisseur $d\beta$, entourant le noyau et distant de son axe de $\rho_1 - \beta$ a pour expression:

$$d\phi'' = \mu_0 \frac{n_1}{h} i_1 2\pi[\rho_1 - \beta]d\beta$$

Ce flux ne traverse que les spires primaires. D'où la composante du flux de fuites embrassé par le primaire:

$$\psi'' = \mu_0 \frac{n_1}{h} i_1 2\pi \int_{e_1}^{e_1+e''} (\rho_1 - \beta)d\beta$$

Comme $e'' = (\rho_1 - e_1) - (\rho_2 + e_2)$, le développement de ψ'' conduit à:

$$\psi'' = \mu_0 \frac{n_1}{h} i_1 \pi [(\rho_1 - e_1)^2 - (\rho_2 + e_2)^2]$$

• Considérons, comme initialement, un cylindre d'épaisseur $d\gamma$ situé à une distance γ de l'intérieur du bobinage BT. Sa section est $2\pi(\rho_2 + \gamma)d\gamma$. L'induction dans cette zone a pour expression $\mu_0 n_1 i_1 \gamma / e_2 h$ de sorte que le flux qui traverse ce cylindre est donné par:

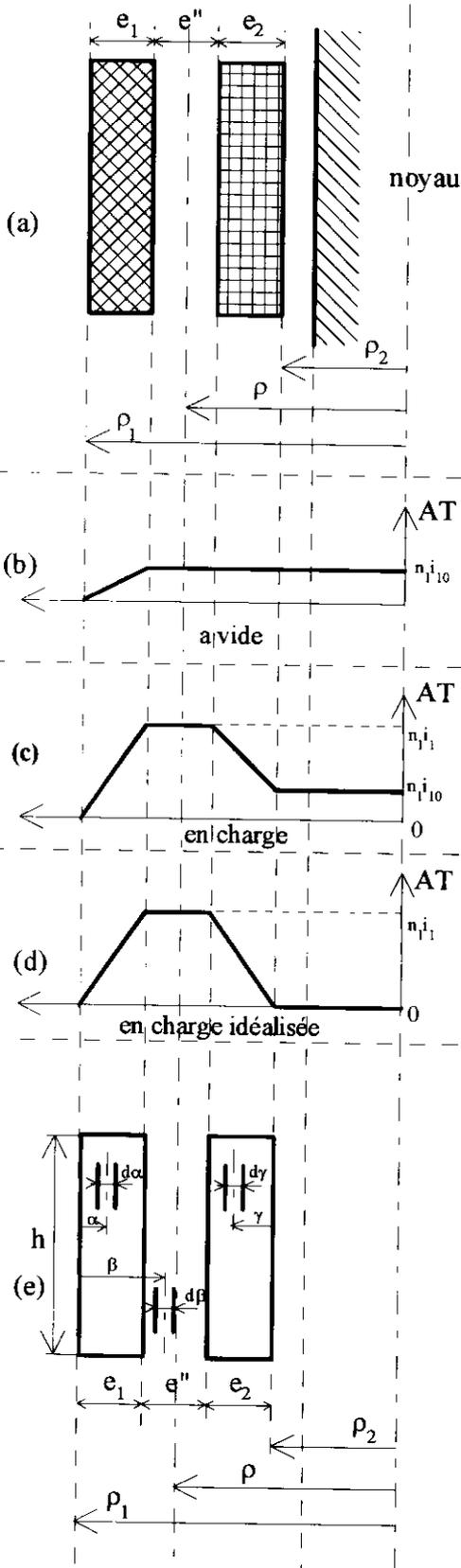


Figure A3

$$d\phi''' = \mu_0 \frac{n_1 i_1}{e_2 h} 2\pi \gamma (\rho_2 + \gamma) d\gamma$$

Ce flux qui traverse toutes les spires primaires n'est pas considéré, vis à vis de ce dernier, comme un flux de fuites, par contre il l'est pour les $n_2 \gamma / e_2$ spires secondaires. Le flux corrigé pour tenir compte de la fraction de spires concernée s'écrit:

$$d\psi''' = \mu_0 \frac{n_1}{e_2^2 h} i_1 2\pi \int_0^{e_2} \gamma^2 (\rho_2 + \gamma) d\gamma$$

soit:

$$\psi''' = \mu_0 \frac{n_1}{h} i_1 2\pi \left[\frac{e_2 \rho_2}{3} + \frac{e_2^2}{4} \right]$$

V) Expression de N_2 .

• Lorsque les enroulements sont découplés d'un point de vue fuites, ce qui peut encore se traduire par:

- le flux de fuites primaire ψ' ne traverse que les spires primaire,
 - le flux de fuites secondaire ψ''' ne traverse que le secondaire,
- l'inductance totale de fuites ramenée au secondaire est donnée par:

$$N_2 = l_2 + \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 l_1 = n_2 \frac{\psi'''}{i_2} + \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 n_1 \frac{\psi'}{i_1}$$

où l_1 et l_2 représentent respectivement les inductances de fuites primaire et secondaire. Compte tenu de (2), cette relation peut encore s'écrire:

$$N_2 = \frac{n_2}{i_2} [\psi' + \psi'''] \quad (3)$$

• Pour le cas considéré il apparaît une composante supplémentaire liée au flux compris dans e'' de sorte que dans la relation (3) il convient d'y substituer $\psi' + \psi''$ à ψ' . D'où l'expression de N_2 :

$$N_2 = \frac{n_2}{i_2} [\psi' + \psi'' + \psi'''] \quad (4)$$

qui s'écrit encore:

$$N_2 = \frac{n_2}{i_2} \mu_0 \frac{n_1 i_1}{h} 2\pi \left\{ \frac{e_1 \rho_1}{3} - \frac{e_1^2}{4} + \frac{1}{2} \left[(\rho_1 - e_1)^2 - (\rho_2 + e_2)^2 \right] + \frac{e_2 \rho_2}{3} + \frac{e_2^2}{4} \right\}$$

Compte tenu de (2), en notant ρ le rayon correspondant au milieu de e'' , ce qui conduit aux égalités suivantes:

$$\rho_1 = \rho + \frac{e''}{2} + e_1, \quad \rho_2 = \rho - \frac{e''}{2} - e_2$$

il vient:

$$N_2 = \frac{n_2^2 \mu_0}{h} 2\pi \left[\rho e'' + \frac{\rho(e_1 + e_2)}{3} + \frac{e''(e_1 - e_2)}{6} + \frac{e_1^2 - e_2^2}{12} \right]$$

Dans la mesure où: $\rho > e''$, e_1 et e_2 , l'expression précédente se simplifie et s'écrit:

$$N_2 = n_2^2 \mu_0 2\pi \frac{\rho}{h} \left[e'' + \frac{e_1 + e_2}{3} \right]$$

POUR ÉTUDIER L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE : PRENEZ LES MESURES QUI S'IMPOSENT.

Y. LEMBEYE, J.P. KERADEC

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble UMR CNRS 5529
BP 46, 38402, SAINT MARTIN D'HERES Cedex

Résumé

Durant l'étude d'un convertisseur statique, l'oscilloscope est souvent utilisé pour vérifier que le fonctionnement est conforme aux prévisions. Plus rarement, il est exploité pour réaliser des mesures, c'est à dire acquérir avec précision des valeurs caractéristiques du fonctionnement.

Cet article dresse le bilan de plusieurs années de recherche visant à améliorer la précision des mesures oscilloscopiques en électronique de puissance. De nombreuses causes d'erreurs sont présentées. Pour chacune, l'incidence est chiffrée et des suggestions visant à la réduire sont formulées. Ces conseils portent sur le choix de matériel, sur le mode opératoire ainsi que sur des procédures d'étalonnage-corrrection aptes à réduire certaines erreurs, après l'acquisition, au moyen d'un traitement logiciel.

Nous espérons ainsi aider les lecteurs désireux de réaliser des mesures à choisir le matériel adéquat et à l'utiliser au mieux.

I - INTRODUCTION.

Le but de cet article est d'exposer les problèmes rencontrés au cours de mesures en électronique de puissance [1,8]. Nous nous limitons, ici, aux problèmes liés aux mesures électriques. L'objectif fixé, dès le début de cette étude, était de connaître, avec une précision de 10%, la puissance mise en jeu lors de la commutation et de la conduction d'un interrupteur de puissance. Cet objectif ambitieux nous a obligé à analyser l'ensemble des éléments servant à cette mesure.

Compte tenu des difficultés inhérentes à ces mesures, un oscilloscope numérique constitue un bon choix en raison, notamment, des corrections logicielles que permet l'enregistrement des signaux. Malheureusement, même en choisissant du matériel "haut de gamme", la précision de ces appareils et de leurs sondes associées n'est pas toujours suffisante [2]. Les modes opératoires doivent être optimisés et les mesures doivent être étalonnées puis corrigées pour atteindre la précision visée.

Dans ce but, nous avons développé une chaîne de mesure constituée d'un oscilloscope numérique rapide TEKTRONIX DSA602 et d'une station de travail HEWLETT PACKARD HP9000 les deux étant reliés par un bus d'instrumentation de type IEEE488. Un logiciel, développé par nos soins, est implanté sur la station de travail. Il permet, dans un premier temps, de piloter l'oscilloscope lors des mesures, puis, dans un second temps, de récupérer les mesures et, éventuellement, de leur appliquer les corrections nécessaires. Ce sont les résultats obtenus par cet ensemble que nous présentons dans les paragraphes suivants.

Le dispositif de test, pris comme exemple dans cet article, permet la caractérisation d'un I.G.B.T. [3]. Les mesures effectuées sur ce dispositif présentent toutes les difficultés inhérentes à l'électronique de puissance : grandes dynamiques, dérivées importantes.

Après une présentation rapide du dispositif de test, nous nous intéressons à la mesure de la puissance mise en jeu lors de la commutation et de la conduction. Nous présenterons alors un grand nombre de causes potentielles

d'imprécision. Pour chacune, des remèdes appropriés et une étude d'impact seront exposés.

II - MONTAGE DE TEST.

2-1 - La cellule de commutation.

La maquette sur laquelle sont effectuées les mesures illustrant cet article, est destinée à la caractérisation de l'un des I.G.B.T. d'un bras de pont à (figure 1a). Elle comprend une cellule de commutation mettant en oeuvre l'I.G.B.T. "A" du composant et une source de commande rapprochée contrôlée, via une fibre optique, par un générateur de signal. la commande peut provoquer un cycle unique (une fermeture plus une ouverture) ou répéter ce cycle à l'infini. Nous parlerons de mode monocoup ou de mode répétitif.

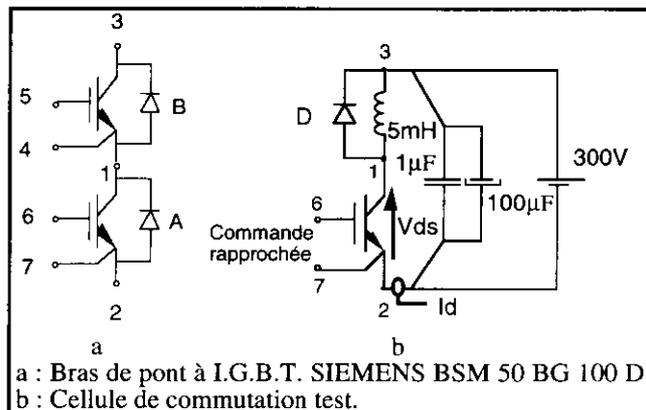


Figure 1. Maquette d'essai.

Cette maquette permet de soumettre un I.G.B.T. du composant (figure 1b) à différentes valeurs de courant, tension et température ajustables de façon indépendante afin d'étudier son comportement [3]. La tension de repos E est contrôlée par l'alimentation. Lors des essais suivants, elle est choisie égale à 300V. Le courant circulant dans l'I.G.B.T. suit un cycle immuable (figure 2). En mode répétitif, la fréquence intervient de façon fondamentale sur la puissance moyenne dissipée dans le composant et donc sur auto échauffement. Afin de pouvoir négliger ce dernier, nous avons travaillé avec des périodes de répétition de l'ordre de la seconde mais ceci ne modifie pas les difficultés rencontrées lors des mesures électriques.

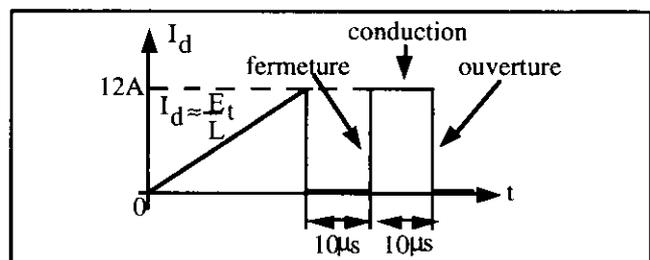


Figure 2. Commande du courant de drain.

La première montée en courant est arrêtée à la valeur choisie pour le courant de repos : 12A (contrôle de I_d par un capteur isolé), elle dure 200 μ s environ lorsque E vaut 300V. Seule la seconde impulsion est étudiée. Les courants et tensions présentées figures 3a et 3b sont les signaux I_d et V_{ds} relevés à la fermeture et l'ouverture du composant.

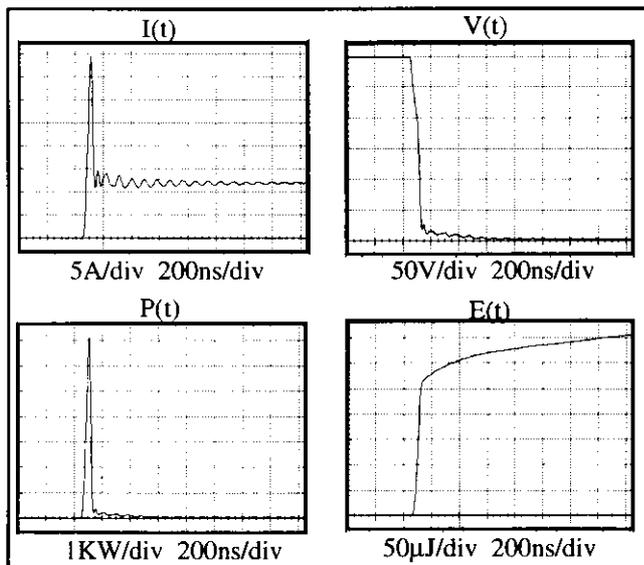


Figure 3a. Signaux de courant, de tension de puissance et d'énergie mesurés à la fermeture de l'I.G.B.T..

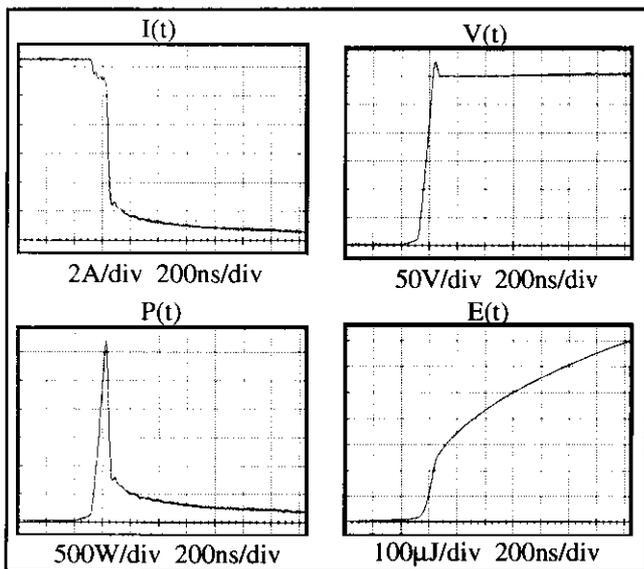


Figure 3b. Signaux de courant, de tension de puissance et d'énergie mesurés à l'ouverture de l'I.G.B.T..

Ces mesures sont effectuées à l'aide de la chaîne de mesure présentée précédemment, la tension est relevée à l'aide d'une sonde de tension P6134C /10 400MHz TEKTRONIX, le courant par un shunt aselfique W-1-01-STUD 12,5W 800MHz T&M.

Ces mesures sont le résultat de 16 acquisitions moyennées de sorte que la résolution effective de notre oscilloscope est portée de 8 bits à 10 bits. D'autre part, chacune de ces mesures a été effectuée en 2 acquisitions successives : une première pour le signal, une seconde, pour l'acquisition des bruits synchrones durant laquelle la sonde de tension connectée à la masse et la sonde de courant posée à proximité de son point de mesure. La seconde acquisition

est ensuite soustraite de la première afin d'ôter du signal les bruits synchrones et les décalages verticaux.

2-2 - Intérêt de la commande. Mode répétitif, mode monocoup.

2-2-1 - Mode répétitif.

En utilisation normale, les composants des convertisseurs statiques sont soumis à des signaux périodiques. L'acquisition en mode répétitif est donc bien adaptée à la mesure des contraintes imposées à un interrupteur fonctionnant dans un montage réel. Cette mesure est d'un grand intérêt pour la mise au point de circuits. Elle offre la possibilité d'étudier l'influence de divers paramètres extérieurs (commande, C.A.L.C., câblage, ...) sur les contraintes subies par l'interrupteur, ainsi que la possibilité d'affiner le dimensionnement du radiateur nécessaire.

Se limiter à l'observation des signaux périodiques oriente fondamentalement le choix des méthodes et du matériel. Les limitations technologiques du matériel de mesure, aussi bon soit-il, rendent très difficile l'acquisition de toute l'information souhaitée en une seule période du signal. Différentes méthodes, telles que le moyennage ou le sous échantillonnage, permettent d'acquérir l'information requise en un temps s'étalant sur plusieurs périodes identiques. Ces méthodes sont exploitables en mode répétitif et, en particulier, lorsque les signaux sont périodiques.

2-2-2 - Mode monocoup.

L'approche phénoménologique permet d'élaborer, pour les interrupteurs de puissance, des modèles simples mais néanmoins utilisables dans tous les types d'applications (commutation dures et douces). Elle s'appuie sur une observation expérimentale soignée et vise à identifier un petit nombre de paramètres pertinents, capables de résumer tout le comportement observable du composant. Bien entendu, la mesure de ces paramètres ne doit pas nécessiter le démontage du composant. Cette démarche épargne, à l'électronicien qui veut étudier un circuit, la résolution des équations aux dérivées partielles régissant le comportement électrothermique interne de l'interrupteur.

La stratégie monocoup permet de maintenir le composant isotherme et de réduire considérablement les effets induits par son auto échauffement. Elle donne donc accès à des informations complémentaires permettant de mieux découpler les effets thermiques et électriques. En revanche cette stratégie est, a priori, inconciliable avec l'accumulation d'information durant de nombreuses périodes identiques.

III - LA MESURE DE PUISSANCE.

Les causes des erreurs de mesure sont nombreuses car celles-ci peuvent provenir de n'importe quel maillon du système d'acquisition. Pour rechercher l'influence de chaque maillon sur la mesure, la façon la plus instinctive serait de modifier un à un chaque élément du système d'acquisition. Il serait alors difficile de tirer des conclusions car un élément de l'ensemble peut modifier plusieurs causes d'imprécision. Par exemple, le fait de changer une sonde de tension influe sur la bande passante, le temps de propagation, la compensation de son atténuation On comprend qu'il est difficile, ainsi, d'isoler l'effet d'un seul paramètre.

La méthode d'investigation adoptée dans cet article consiste à simuler, sur les mesures effectuées, les différentes causes d'imprécision que nous avons identifiées. Ces mesures, ayant fait l'objet de tous nos soins, sont alors regardées comme une référence. Cette démarche va nous permettre de déterminer la sensibilité de la mesure à chaque cause d'imprécision et de juger de l'opportunité d'une correction [1,8].

3-1 - Puissance lors de la commutation.

Pendant la commutation, les variations des deux grandeurs courant et tension sont très rapides. Mesurer avec précision la puissance mise en jeu durant cette phase de fonctionnement nécessite, non seulement, une mesure précise de la tension et du courant mais aussi, un synchronisme parfait des signaux acquis avant d'en faire le produit. C'est pourquoi les bandes passantes des sondes, ainsi que leurs temps de propagation ont une forte incidence sur le résultat. C'est l'influence de ces différents paramètres que nous allons étudier maintenant.

3-1-1 - Décalage temporel des sondes.

Le temps mis par le signal pour passer de la pointe de la sonde à l'écran de l'oscilloscope (temps de propagation) dépend de la sonde mise en oeuvre. Si les deux sondes utilisées n'introduisent pas le même retard, les deux signaux observés sont décalés dans le temps l'un par rapport à l'autre ce qui perturbe le calcul de la puissance instantanée. Il est donc nécessaire de connaître, pour chaque couple de sondes utilisé, le retard différentiel à corriger.

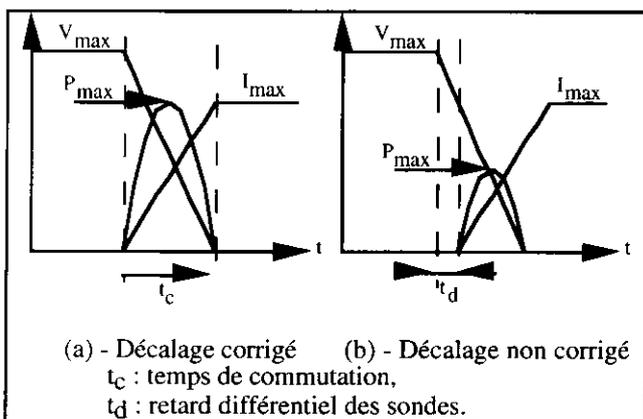


Figure 4. Influence du décalage temporel des sondes.

Afin de montrer l'influence de ce retard, considérons la commutation d'un interrupteur sur charge résistive (figure 4). Dans le cas (a), les signaux sont parfaitement synchronisés, les sondes ont les mêmes temps de propagation. Dans le cas (b) la sonde de courant présente un temps de propagation plus important que la sonde de tension. Cela ce traduit par une image du courant qui est en retard d'un temps t_d par rapport à l'image de la tension. Les résultats obtenus pour la puissance maximale lors de la commutation sont alors :

cas (a) :
$$P_{max} = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{4}$$

$$P_{max} = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{4} \cdot \left(\frac{t_d - t_c}{t_c} \right)^2$$

cas (b) :

$$= \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{4} \cdot \left(1 - \frac{t_d}{t_c} \right)^2$$

Si l'on désire que l'erreur sur la puissance maximale soit inférieure à 5%, il faut que $t_d \leq 2,53\%$ du temps de commutation t_c . Ce qui donne, pour une commutation, en 50 ns un décalage temporel $\leq 1,26$ ns.

Un retard pur n'affecte pas la forme des signaux saisis. En revanche, son effet sur la courbe de puissance instantanée, acquise lors de la mesure sur l'I.G.B.T. est bien visible figure 5. Le décalage choisi pour l'illustration est de 4 ns, le courant étant en avance.

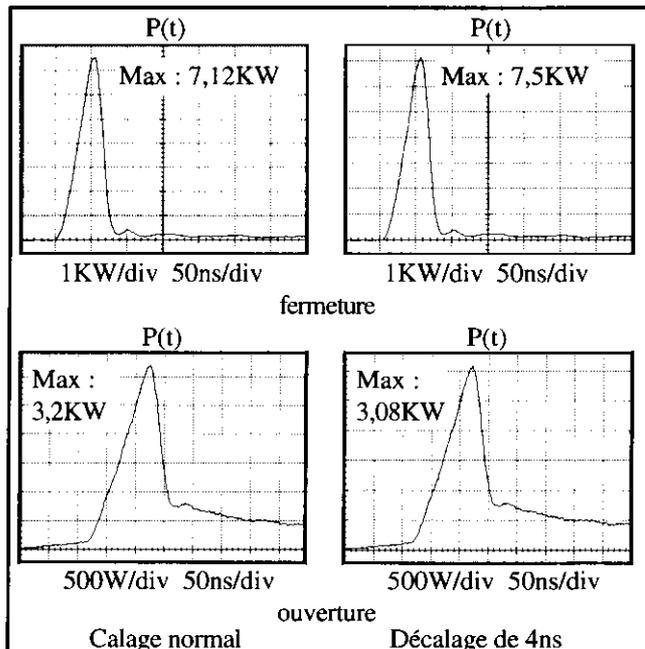


Figure 5. Effet d'un décalage sur la puissance instantanée. La sonde de tension est supposée être en retard de 4ns par rapport à la sonde de courant.

Pour un même décalage, l'effet relatif sur la puissance maximale ou sur l'énergie est d'autant plus fort que la commutation est rapide. Ceci est traduit par la figure 6. Après avoir mesuré les temps de commutation (10 à 90%) des deux signaux, à l'ouverture et à la fermeture, nous avons choisi le plus court comme référence et nous avons étudié l'effet du décalage sur la commutation correspondante. L'énergie est évaluée 1,2µs après le début du relevé (6ème division sur les figures 3a et 3b). La figure 6 nous montre que seul un décalage très faible peut être toléré, la mesure de la puissance maximale et de l'énergie étant très liée à ce paramètre. Il est indispensable, dans ces conditions, de caractériser toutes les sondes utilisées lors des mesures afin de connaître, à la nanoseconde près le décalage temporel introduit par chaque couple.

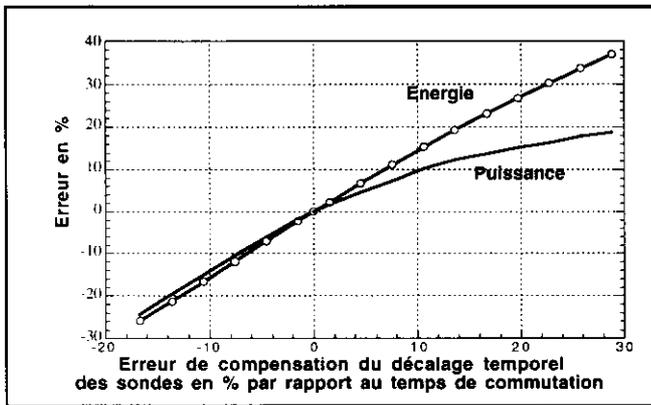


Figure 6. Incidence du calage temporel sur la puissance maximum et l'énergie.

La correction de ce décalage temporel est mise en oeuvre lors du traitement logiciel. Dans le cas où le retard à corriger représente un nombre fractionnaire de périodes d'échantillonnage, chaque point du fichier corrigé résulte d'une interpolation linéaire entre les deux points adjacents du fichier initial. Avec l'échantillonnage séquentiel, lorsque les points sont distants de 100 à 500ps, ce procédé présente peu d'intérêt. En revanche, lorsque, pour des raisons diverses, les échantillons sont distants de plusieurs ns, ce mode opératoire devient incontournable.

3-1-2 - La bande passante des sondes

Toujours en considérant la commutation d'un interrupteur idéal sur charge résistive, nous allons évaluer l'incidence de la bande passante des sondes sur la mesure de la puissance instantanée.

L'influence de la bande passante sera évaluée en considérant l'allongement des fronts qu'elle provoque. La pente des fronts observés est liée à celle du signal mesuré et au temps de montée de la sonde (figure 7).

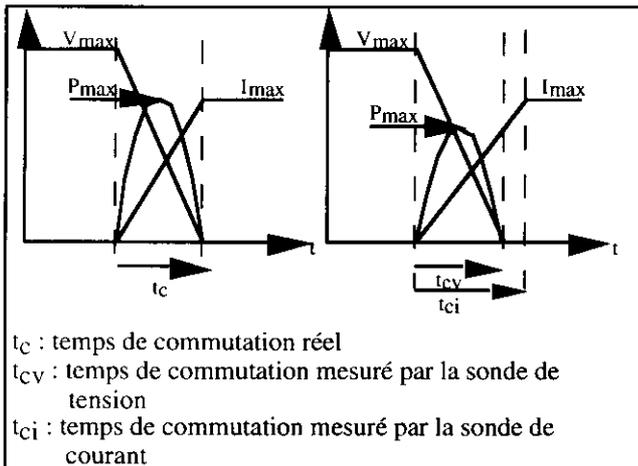


Figure 7. Influence de la bande passante des sondes

cas (a)
$$P_{max} = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{4}$$

cas (b)
$$P_{max} = \frac{V_{max} \cdot I_{max} \cdot t_{cv}}{4 \cdot t_{ci}}$$

Pour obtenir P_{max} avec une précision de 5% il faut que les temps de réponse mesurés par la sonde de tension (t_{cv}) et le temps de réponse mesuré par la sonde de courant (t_{ci}) diffèrent de moins de 5%.

$$t_{cv} = \sqrt{t_c^2 + t_{rv}^2}$$

$$t_{rv} = \frac{0,35}{BP_v}$$

$$t_{ci} = \sqrt{t_c^2 + t_{ri}^2}$$

$$t_{ri} = \frac{0,35}{BP_i}$$

où : t_{ri} et t_{rv} représente le temps de réponse des sondes de courant et de tension
 BP_i et BP_v représentent la bande passante des sondes de courant et de tension

Si l'on considère une sonde de tension présentant une bande passante de 400MHz il faut que la sonde de courant passe 22MHz au minimum pour que P_{max} soit connue à 5% près lorsque le signal commute en 50ns.

Les signaux, mesurés sur l'I.G.B.T., ont été acquis à l'aide du shunt T&M et de la sonde de tension P6134C si bien que, dans les deux cas, la bande passante était limitée à 400MHz par l'amplificateur 11A32 de l'oscilloscope.

Afin d'évaluer ce qui se passe lorsque l'on fait appel à des capteurs moins performants, notamment pour le courant, nous avons procédé au filtrage numérique des fichiers précédents, à différentes fréquences s'échelonnant de 15 à 200MHz.

Le filtrage effectué est un passe bas du second ordre à l'amortissement critique. Il nous a semblé que cette fonction représentait correctement l'action d'une sonde.

La figure 9 montre les déformations provoquées par un filtrage du courant uniquement (cas le plus fréquent) et la figure 8 montre que pour caractériser notre I.G.B.T. (qui commute ici en 80ns), une bande passante de 50MHz est nécessaire.

Bande passante	400MHz	50MHz	15MHz
dI/dt max observé	1500A/μs	1350A/μs	860A/μs
Pmax observée	7,1kW	6,4kW	4,8kW

Fermeture

Bande passante	400MHz	50MHz	15MHz
dI/dt max observé	314A/μs	290A/μs	196A/μs
Pmax observée	3,2kW	3,3kW	3,5kW

Ouverture

Figure 8. Filtrage du courant, influence sur le dI/dt et sur la puissance.

La figure 10 montre les variations relatives de puissance instantanée et d'énergie que provoque un filtrage du courant, de la tension ou des deux simultanément. On remarque en particulier que l'énergie est pratiquement indépendante de la fréquence de coupure lorsque le filtrage est identique sur les deux voies. Ceci peut inciter à abaisser la fréquence de coupure de la tension pour qu'elle rejoigne celle du capteur de courant. L'énergie ainsi déduite serait alors plus juste mais il en irait différemment pour la puissance maximum....

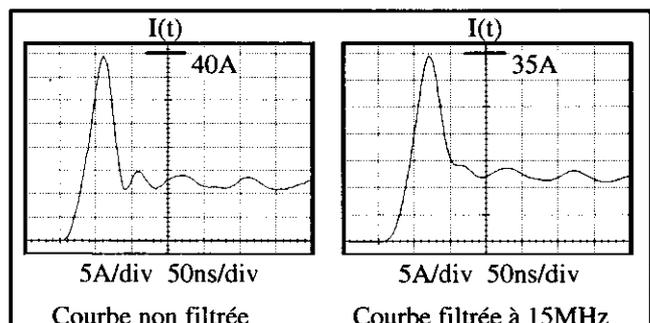


Figure 9. Filtrage du courant à 15MHz à la fermeture.

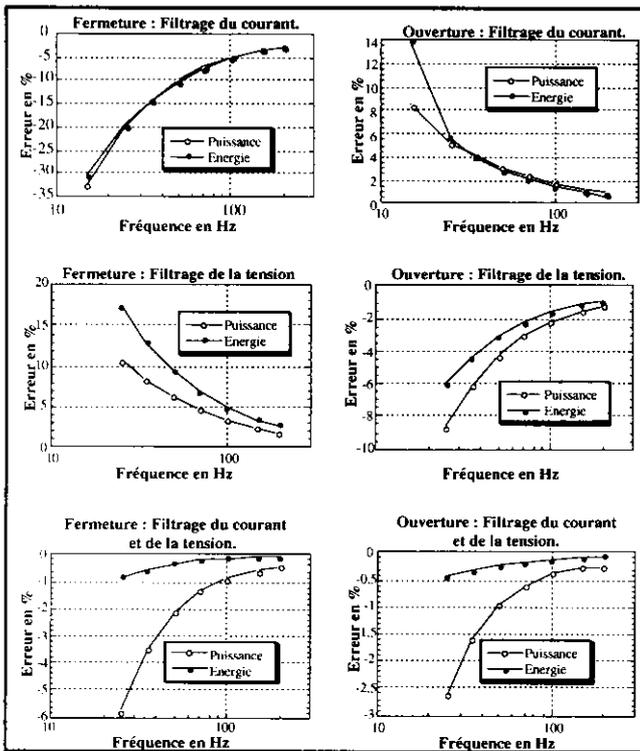


Figure 10. Incidence du filtrage des signaux sur la puissance maximum et l'énergie.

Enfin, grâce à notre algorithme de filtrage nous pouvons mettre en évidence de façon précise un problème rencontré avec la fonction "Deskew" du DSA602. Cette fonction permet, d'après le constructeur, de corriger de façon interne et automatique, le retard différentiel des sondes. Effectivement, lorsque l'on branche deux sondes sur la source de signal interne, un recadrage s'opère. L'ennui c'est que ce recadrage est incorrect si les deux sondes présentent des fréquences de coupure très différentes, comme c'est le cas lorsque l'on considère une sonde de tension et une sonde de courant. Il semble que la technique mise en oeuvre aligne les milieux des fronts de montée, ce qui fait démarrer le signal de courant (dont la montée est la plus lente) avant le signal de tension. La figure 11 montre les signaux issus de deux sondes après synchronisation par la fonction "Deskew". La tension a été filtrée par nos soins à une fréquence de coupure voisine de celle du courant ce qui permet de constater que l'erreur introduite est de l'ordre de 3,5 à 4ns ...

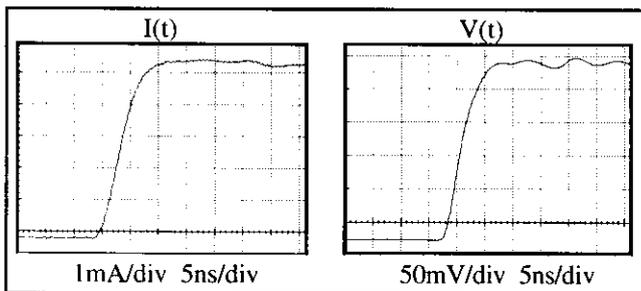


Figure 11. Synchronisation réalisée par la fonction "Deskew".
La tension représentée est filtrée à 50 MHz, comme le courant.

Cette observation en appelle une autre. Est-il loisible de rectifier le synchronisme de deux courbes en se fiant à un

phénomène repéré simultanément sur les deux, si ces observations sont filtrées différemment ? Ce qui précède suggère qu'avant de procéder à un tel recalage il faudrait apparier les deux bandes passantes, quitte à revenir à la courbe non filtrée après l'évaluation du décalage.

3-2 - Puissance pendant la conduction.

Lors de la phase de conduction de l'interrupteur, la mesure du courant ne présente pas de grande difficulté. Néanmoins, lorsqu'un transformateur d'intensité (T.I.) est utilisé pour cette mesure, il est nécessaire d'appliquer quelques corrections au signal. Ce point sera détaillé plus loin.

La mesure de tension, en revanche, s'avère difficile car la grandeur à apprécier intervient juste après une commutation du composant et aucun point de repère (par exemple un palier de tension nulle) n'est disponible pour aider l'expérimentateur à corriger ses observations.

La figure 12 montre l'allure générale du signal à étudier : une tension de l'ordre de 2V qui dure environ 10µs, et qui survient moins de 100ns après avoir été maintenue à 300V. Pour connaître les pertes par conduction avec une précision raisonnable, il faut estimer cette tension avec une précision de l'ordre de 0,1V. Signalons qu'un relevé de caractéristique statique de l'I.G.B.T. a donné $V_{ce}=1,65V$ pour $I_c=12A$.

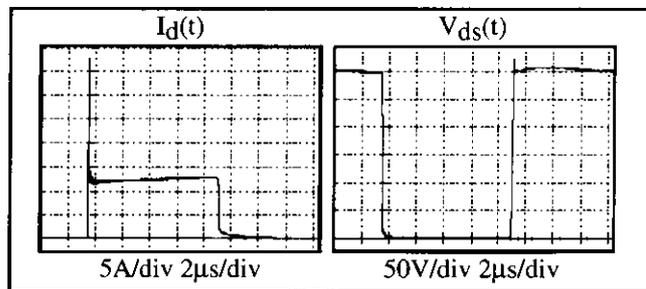


Figure 12. Signaux de courant et de tension mesurés lors de la conduction.

Plusieurs éléments interviennent sur cette mesure : la sonde de tension, les atténuateurs d'entrée de l'oscilloscope ainsi que le convertisseur analogique numérique. Le gain de l'ensemble sonde-atténuateur-amplificateur ne doit pas varier de plus de 600ppm entre le continu et la haute fréquence. On imagine les difficultés qui résultent de ceci au moment de régler la compensation de la sonde ... La linéarité des C.A.N. de l'oscilloscope est également en première ligne.

3-2-1 - Mesure de courant.

Le capteur le plus souvent mis en oeuvre pour cette mesure est un transformateur d'intensité (T.I.). Celui-ci opère sur le signal un filtrage assimilable, en basse fréquence, à un filtrage passe haut du premier ordre qui supprime la composante continue du signal. Afin de restaurer cette composante, il est souvent utile de procéder au filtrage inverse (c'est à dire proportionnel-intégral) avant d'ajouter la composante continue qui annule le courant observé durant le blocage [4].

Cette correction repose sur la linéarité du capteur et sur le fait que, durant le blocage, le courant traversant les interrupteurs modernes est négligeable à l'échelle choisie pour l'observation globale d'une période de courant.

En pratique, la précision de cette correction est limitée par la non-linéarité du matériau magnétique (la fréquence de

coupure varie suivant le courant moyen) et par l'inconstance de la fréquence de coupure (influence de la température et, le cas échéant, de l'entrefer parasite des circuits ouvrants). En dépit de cela, la mise en oeuvre de cette correction est, comme le montre la figure 13, largement bénéfique.

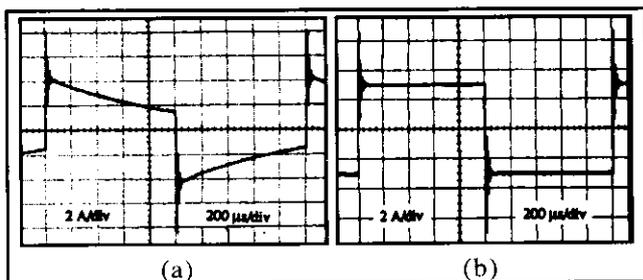


Figure 13. Courant carré observé à la sortie d'un T.I. : (a) - brut, (b) - après filtrage correcteur.

Le filtrage nécessaire (Proportionnel-intégral) est réalisé numériquement. Lorsque le signal est périodique, la composante moyenne du signal observé pendant une période est calculée et soustraite avant l'intervention du filtrage : c'est une façon de se débarrasser du décalage continu introduit par l'électronique de mesure. Après le filtrage, la composante continue du signal est reconstituée, en alignant sur zéro un palier de courant nul.

Dans le cas d'une acquisition monocoup, le courant recherché $i_1(t)$ est déduit de celui observé $i_2(t)$ par une correction de même nature:

$$i_1(t) = K_0 \left[i_2(t) + A \int i_2(t) dt \right] + B$$

où : K_0 est l'inverse du gain du transformateur de courant,

A est la pulsation de coupure basse du transformateur de courant,

B est la valeur moyenne du signal observé.

Les constantes A et B sont déduites, à chaque essai, de la comparaison de l'observation avec les parties connues (paliers nuls) de la courbe cherchée (figure 14).

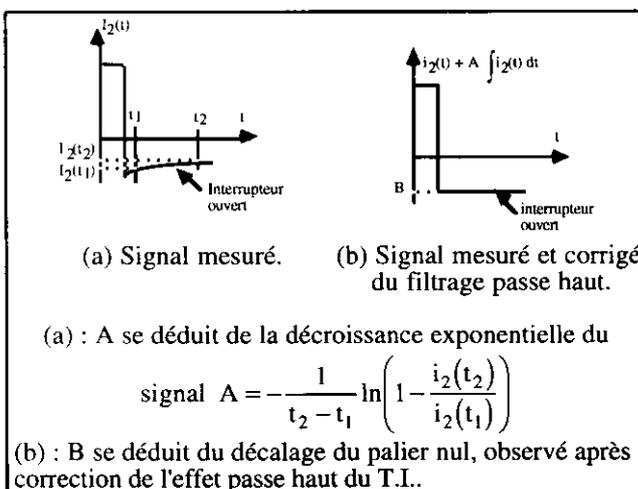


Figure 14. Détermination des constantes nécessaires à la correction de la réponse du T.I..

3-2-2 - Compensation des sondes de tension atténuatrices.

Une sonde de tension atténuatrice (figure 15) comprend deux diviseurs : un résistif qui atténue les composantes basses fréquences du signal, et un capacitif qui atténue les composantes hautes fréquences [4].

Compenser la sonde consiste à régler, par le biais d'une capacité variable, le gain haute fréquence pour qu'il soit rigoureusement égal au gain basse fréquence. Un réglage approximatif de cette capacité aura pour effet de modifier l'amplitude apparente des composantes hautes fréquences (figure 16) et ceci peut conduire à observer un V_{ce} sat négatif.

Comme le montre la figure 16, pour un signal carré de rapport cyclique 1/2 et d'amplitude 400V, la mesure du palier bas du signal avec une précision de 0,1V nécessite un réglage de la compensation à 0,05% près.

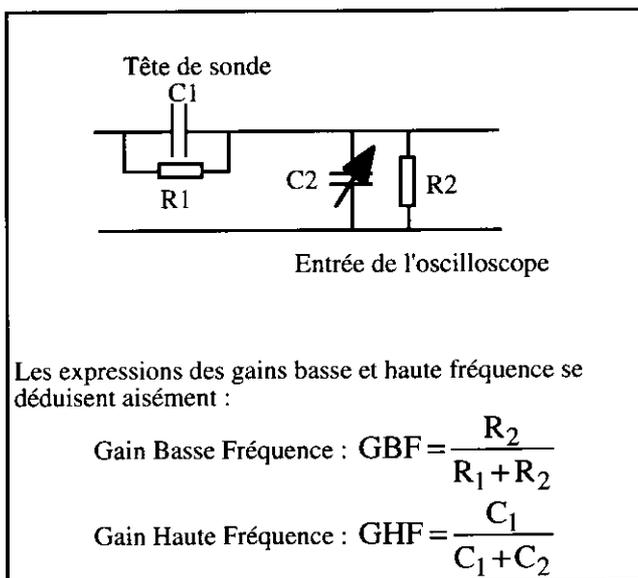


Figure 15. Schéma équivalent d'une sonde de tension atténuatrice. Le passage de GBF à GHF se fait, en général, aux alentours de quelques KHz.

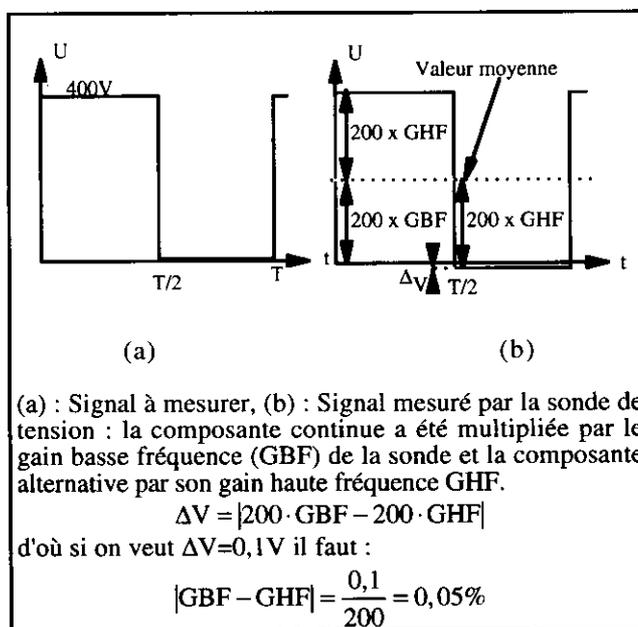


Figure 16. Réponse d'une sonde de tension atténuatrice

Nous avons essayé d'améliorer la finesse de ce réglage mais, en dépit de progrès tangibles, nous avons dû admettre qu'une précision de 1/4000^{ème} ne pouvait pas être assurée durablement, principalement, en raison des dérives (thermiques en particulier) des éléments de la sonde. Notons que la compensation des atténuateurs internes de l'oscilloscope doit satisfaire la même contrainte de précision.

3-2-3 - La saturation des entrées de l'oscilloscope.

Le raisonnement précédent montre que l'acquisition de la courbe de tension en une seule opération est très délicate et il amène à envisager une acquisition en deux temps : la première avec une faible sensibilité pour enregistrer l'ensemble de la courbe, la seconde avec une sensibilité plus grande pour observer en détail la phase de saturation. Dans le second cas, il faut noter qu'après le dépassement de l'une de ses limites de linéarité, aucun dispositif électronique ne recouvre instantanément son fonctionnement normal. Ainsi, après chaque saturation de l'entrée, pendant un temps appelé temps de récupération, aucun crédit ne peut être accordé à la courbe écrêtée vue sur l'écran de l'oscilloscope.

Pour un oscilloscope numérique deux saturations doivent être distinguées : celle du C.A.N. et celle de l'amplificateur d'entrée. La première, qui correspond toujours à peu près à ± 5 divisions de l'écran, donne lieu à une récupération relativement rapide mais rarement spécifiée par les constructeurs (ex : de 50ns à quelques μ s chez TEKTRONIX). La seconde limite peut correspondre à un grand nombre de divisions, voire d'écrans. Elle varie suivant la sensibilité utilisée, et son franchissement entraîne une récupération beaucoup plus longue. En clair, même avec le meilleur oscilloscope, si le signal dépasse l'écran par intermittence et sous réserve qu'il ne sature pas l'amplificateur d'entrée, le signal observé est faux pendant 50 ns après son retour sur l'écran.

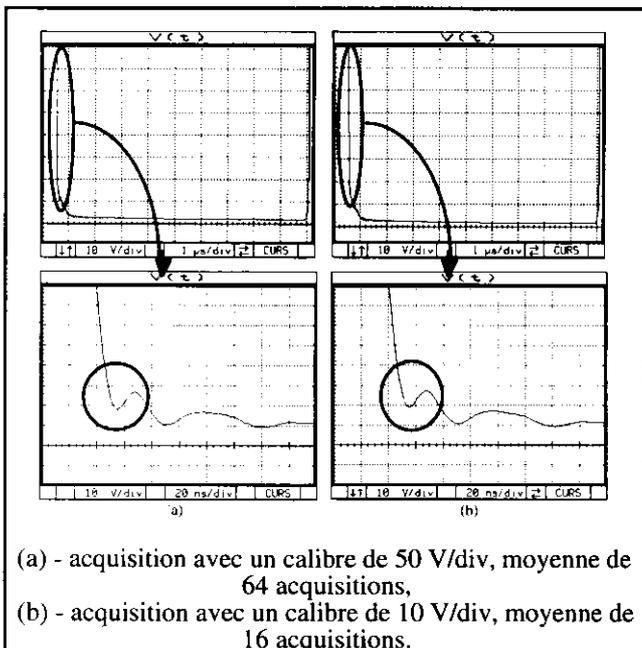


Figure 17. Observation avec le DSA602 de la tension de saturation après un blocage sous 300V.

Pour tenir compte de tout ceci nous avons choisi de faire notre acquisition principale sans rien saturer. Une seconde

acquisition, conduite avec une plus grande sensibilité mais sans saturation de l'amplificateur d'entrée, permet d'observer plus précisément le bas de la courbe si celui-ci dure plus de 50ns. La figure 17 met en évidence la très grande vitesse de récupération de l'ensemble 11A32-DSA602. Les courbes (a) sont acquises sans que le signal ne sorte de l'écran alors que, lors de l'acquisition (b), seul le tiers inférieur de la courbe est dessus : le C.A.N. est donc en surcharge. Résultat : seul un écart inférieur à 1,5V est perceptible durant les 30 premières ns que le signal passe dans le cadre (courbes du bas). Ce comportement se maintient jusqu'à une sensibilité de 1V/div. Pour une sensibilité $\leq 0,5V/div$, conformément aux spécifications, l'amplificateur est saturé et le cadrage ne parvient pas à ramener la partie utile du signal sur l'écran.

3-2-4 - La linéarité des oscilloscopes numériques.

L'habitude des appareils analogiques engendre des raisonnements inconscients qui ne sont plus de mise pour les appareils numériques. Ainsi, l'examen de l'intégralité de la fonction de transfert statique de l'oscilloscope TEKTRONIX 2430 (figure 18) ne fait apparaître qu'une très faible non linéarité et cela porte à croire que, pour des petites excursions le long de cette courbe, on pourra la considérer comme droite. La vérification expérimentale apporte un démenti cinglant à cette déduction, la discrétisation du signal apparaissant alors en gros plan [5,6,7,8].

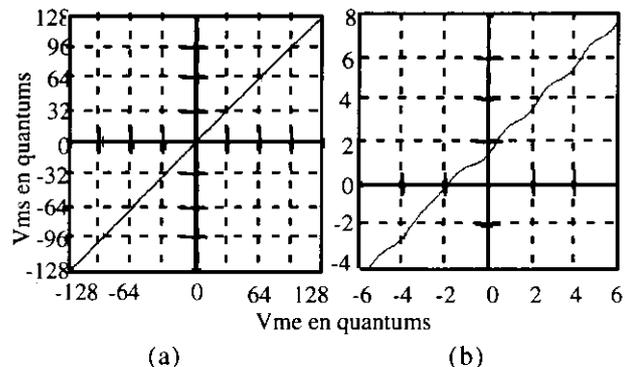


Figure 18. Transfert statique d'un oscilloscope en mode "moyennage".
(a) - Courbe globale, (b) - Vue de détail (oscilloscope TEKTRONIX 2430).

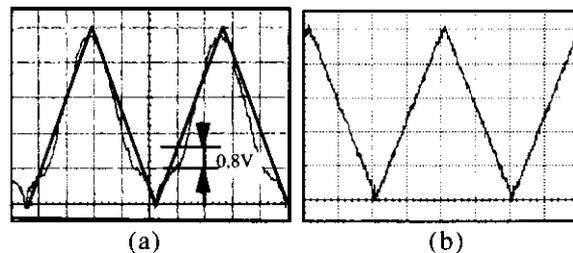


Figure 19. Déformation d'un signal triangulaire de 5 V c. à c. par les non linéarités différentielles de deux oscilloscopes TEKTRONIX: (a) - 2430 - (b) - DSA 602. Dans les deux cas l'acquisition a été réalisée avec une sensibilité de 50V/division.

Pour rapprocher cette observation de nos mesures, nous avons imaginé un essai simple, à la portée de tous. A l'aide d'un générateur BF, on génère un signal triangulaire à 5V crête à crête (soit du même ordre que $V_{ce sat}$) 1kHz

puis on l'acquiert avec une sensibilité de 50V par division (une sensibilité souvent exploitée pour l'acquisition de V_{ce}). Après quoi, on agrandit le résultat pour l'observer (figure 19).

En prenant le bas du triangle comme potentiel de référence, la figure 19 montre que, là où la tension devrait être de 1,8V, on ne trouve que 1V ! Une erreur comparable est donc à redouter sur la mesure de la tension de saturation, ce qui renforce l'intérêt de ce test simple....

3-2-5 - Non-constance de gain de la sonde de tension.

Comme nous venons de le voir, les contraintes qu'imposent, à la sonde et à l'oscilloscope, l'acquisition directe de la tension de saturation, sont importantes. C'est pourquoi les électroniciens de puissance font appel, pour ce type de mesure, à un écrêteur. En réduisant la dynamique du signal vu par la sonde, ce dispositif minore les exigences vis à vis de cette dernière et permet, parfois, l'emploi d'une sonde non atténuatrice.

La figure 20 montre le circuit écrêteur utilisé lors des tests. La diode étant alimentée par un courant constant durant l'observation, la tension cherchée se déduit de celle mesurée en ôtant la tension statique de la diode : ici 0,677V. L'acquisition en deux temps facilite cette opération : durant la soustraction du zéro, sans déplacer la sonde, nous connectons la cathode de la diode à la masse (cathode du composant).

Il fallait s'y attendre, si l'emploi de l'écrêteur résout certains problèmes, il en soulève d'autres. La figure 21 permet de comparer les mesures réalisées avec et sans écrêteur. On constate que, dans les deux cas, la valeur finale coïncide avec la valeur statique (1,65V). Ailleurs, les deux courbes sont notablement différentes : 2µs après la commutation l'une indique 1,85V et l'autre 2,35V, soit un écart de 37% qui va se répercuter sur l'évaluation de la puissance dissipée en conduction.

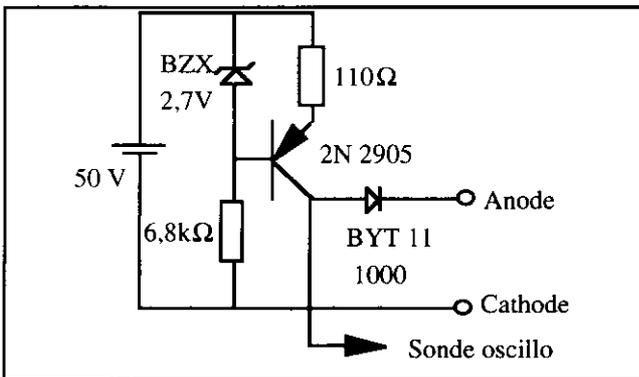


Figure 20. Ecrêteur à source de courant utilisé durant les tests.

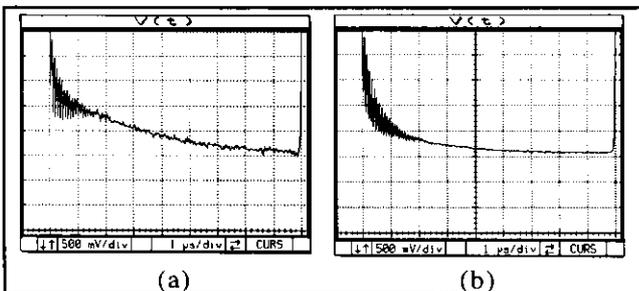


Figure 21. Mesure de la tension de saturation. (a) sans écrêteur, (b) avec écrêteur.

Afin de comprendre l'origine de cette déformation, nous avons repris très minutieusement l'étude de la réponse indicielle de la sonde de tension. Nous avons soumis celle-ci au signal de calibration de l'oscilloscope (Figure 22).

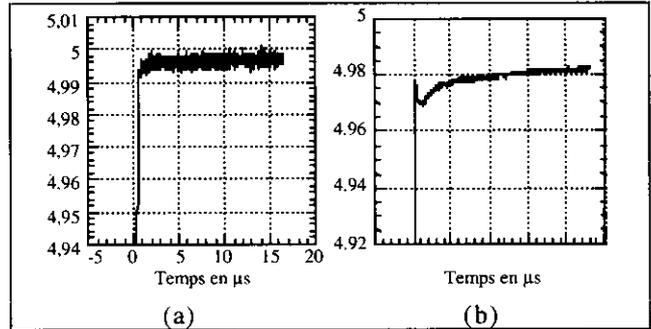


Figure 22. (a) Signal de calibration du DSA602 relevé à l'aide d'un câble coaxial, (b) observé à l'aide de la sonde.

Nous avons, alors, identifié la réponse de la sonde P6134C à celle d'une fonction de transfert de la forme :

$$H(p) = \frac{G(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}{(1 + \tau_1' p)(1 + \tau_2' p)}$$

A l'aide du logiciel MATRIXx nous avons obtenus les résultats suivants :

$$G=1, \tau_1=2,33\mu s, \tau_2=1,42\mu s$$

$$\tau_1'=2,36\mu s, \tau_2'=1,41\mu s$$

La comparaison entre le signal mesuré et la réponse simulée de la sonde montre une bonne adéquation entre le modèle et la réalité (figure 23).

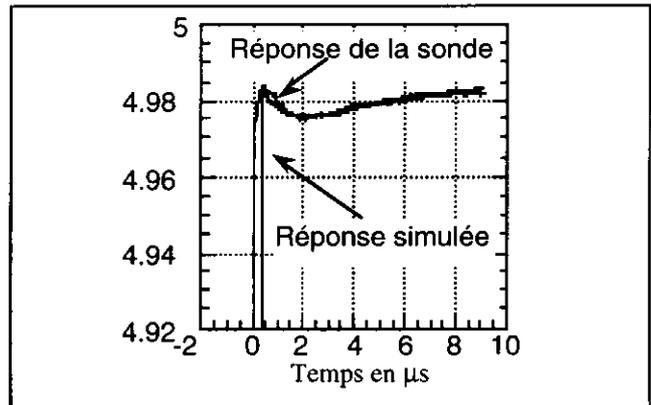


Figure 23. Comparaison entre la réponse réelle de la sonde et la réponse de son modèle.

Si l'on trace le diagramme de Bode de $H(p)$ (Figure 24) on observe que cette déformation du signal est associée à une chute de gain de 0,02dB à 95,5KHz. Ce petit défaut est bien en dessous des spécifications de constance de gain données pour la sonde. Néanmoins, une aussi faible variation de gain a, sur nos mesures, un effet important. Rappelons, en effet, que lors de l'observation du V_{ce} sat d'un composant en commutation, elle entraîne une variation de 37% sur la valeur de la puissance instantanée mesurée 2µs après la commutation ...

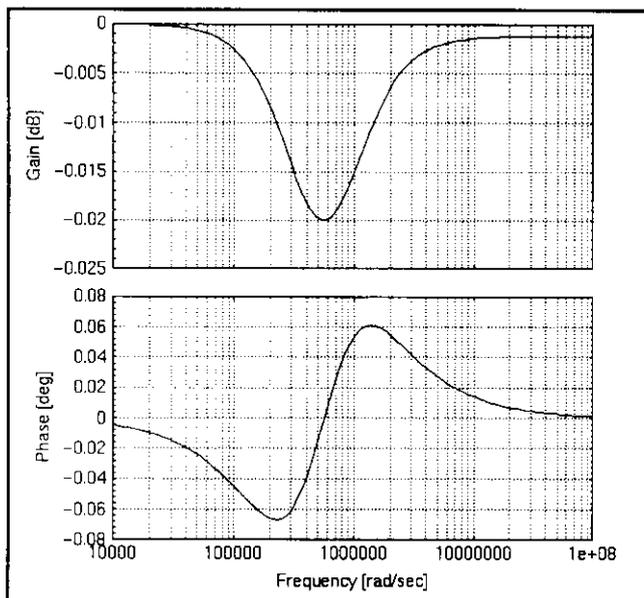


Figure 24. Diagramme de Bode de la sonde P6134C. Les abscisses sont graduées en pulsation.

Enfin, connaissant la fonction de transfert de la sonde, il est possible d'effectuer le filtrage inverse sur les signaux mesurés afin de corriger cette déformation. Le résultat de ce filtrage est visible sur la figure 25. Les mesures réalisées avec ou sans écrêteur se sont considérablement rapprochées. Notons pour finir que la cause d'erreur identifiée ici peut avoir une incidence considérable lorsque la tension de saturation est exploitée comme paramètre thermosensible. Il est préférable de ne pas relever $V_{ce\ sat}$ au bout de $2\mu s$ pour en déduire une température !

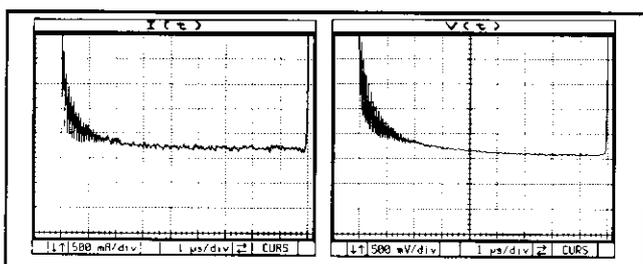


Figure 25. Mesure de la tension V_{Ak} ,
(a) avec une sonde P6134C après correction,
(b) avec écrêteur.

IV - CONCLUSION

A la lecture de cet article, ceux qui doivent aborder la mesure en électronique trouveront un grand nombre d'informations aptes à les aider.

Nous avons vu l'influence importante des sondes sur la mesure de la puissance lors de la commutation. Il est clair qu'avec les composants modernes il est indispensable de corriger le retard différentiel entre sondes à la nanoseconde près. La bande passante des sondes doit aussi être regardée avec précaution. Nous avons vu qu'une sonde de courant coupant à 50MHz introduit une erreur à la limite de l'acceptable.

Enfin, lors de la mesure de la puissance de conduction, nous avons vu les difficultés amenées par l'utilisation d'une sonde atténuatrice. Le réglage de la compensation doit être effectué avec une précision difficile à atteindre, la

moindre inconstance de gain entraînant une erreur importante sur la mesure. Il semble illusoire de faire une mesure satisfaisante dans ces conditions. L'usage d'un écrêteur s'impose.

En définitive, l'emploi d'un écrêteur réduisant modérément la tension (d'un facteur 10 par exemple) réduit ces exigences à des niveaux acceptables. Le problème résiduel étant : comment réaliser un écrêteur à faible temps de récupération ?

REMERCIEMENTS

Nous remercions la DRET, le GIRCEP et le GDR composants de puissance pour leur intérêt et le soutien financier apporté à cette étude.

REFERENCES

- [1] : Y. Lembeye, J.P. Keradec, D. Lafore
"Measurement of Losses of Fast Power Switches. Impact of Typical Causes of Inaccuracy." EPE'95, Sevilla (SP), pp. 1.701-1.706.
- [2] : G. Cauffet, J.P. Keradec
"Digital Oscilloscope Measurement in High Frequency Power Electronics." IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, December 1992, pp 856-860.
- [3] : D. Lafore, A.C. Sanchez, J.P. Keradec
"Testing Power Components Soft and Hard Switching." ESRF'93 Bordeaux, 4-7 oct 1993.
- [4] : G. Cauffet, Y. Lembeye, J.P. Keradec
"Numerical Correction of Low Frequency Response for Oscilloscope Probes." Power Conversion and Intelligent Motion, Nuremberg (G), 28-30 Avr. 92, Proc. Vol. "Power Conversion", pp. 230-240.
- [5] : Y. Lembeye, J.P. Keradec, G. Cauffet
"Improvement in the Linearity of Fast Digital Oscilloscope Used in Averaging Mode." IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement
- [6] : G. Cauffet, J.P. Keradec
"Incidence of Resolution and Differential Non Linearity of Analog Digital Converters on High Dynamic Signal Measurement. Experimental Characterization." IEEE Instrumentation, Measurement and Technologie Conference, N.Y., USA, 12-14 May 1992, Proc pp 295-298.
- [7] : G. Cauffet
"Optimisation d'un Banc de Mesure Electrique pour l'Electronique de Puissance : Analyse Caractérisation, Correction et Validation." Thèse de Doctorat de l'INPG, Grenoble, 3 juillet 92.
- [8] : Y. Lembeye
"Métrologie de la Commutation de Puissance Rapide. Contribution à la Caractérisation et à la Recherche de Modèle d'I.G.B.T.." Thèse de Doctorat de l'INPG, Grenoble, 16 janvier 97.

L'UTILISATION DES CAPTEURS DE VITESSE-POSITION DANS LES ENTRAÎNEMENTS INDUSTRIELS DE PUISSANCE ELEVEE

Henri GODFROID, Faouzi BEN AMMAR, Pascal MANUELLE

CEGELEC-DEI 3 Avenue des trois chênes 90018 BELFORT

Fax: (33) (03) 84 55 19 49 dei-egd @ mail.nucleus.fr

I) INTRODUCTION

La régulation de la vitesse ou de la position d'une machine nécessite généralement un capteur qui permet de convertir un mouvement ou une position mécanique en impulsions ou signaux électriques. Le capteur de vitesse-position des entraînements par moteurs électriques présente souvent des faiblesses qui handicapent son utilisation.

Les problèmes liés à son montage et l'inévitable présence de vibrations et de mouvements d'arbre font souvent du capteur de vitesse, l'un des maillons les plus faibles du variateur de vitesse. Le développement des fonctionnalités et des performances des microprocesseurs ainsi que l'évolution des techniques d'automatique modernes permet, de s'affranchir des capteurs de vitesse-position dans bon nombre d'applications, ce qui apporte davantage de fiabilité au dispositif d'entraînement.

II) PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES CAPTEURS DE VITESSE ET DE POSITION

II-1) Génératrices tachymétriques

Une génératrice tachymétrique est une petite machine à courant continu accouplée à l'axe d'entraînement principal ; elle délivre une tension continue proportionnelle à la vitesse. La précision de ce type de capteur est limitée à 1%.

II-2) Codeurs incrémentaux

Un codeur incrémental est basé sur la transmission d'un faisceau lumineux au travers d'un disque constitué d'une alternance de fenêtres transparentes et opaques. La sortie "top zéro" correspond à une sortie supplémentaire délivrant une impulsion à chaque tour permettant l'initialisation d'un cycle se déroulant sur un tour du codeur. La détection du sens de rotation est effectuée par la génération de deux voies déphasées de 90° . Par exemple un capteur de 1024 tops/tour donne une précision angulaire de $360^\circ/1024 = 0.3516^\circ$. La vitesse est déduite par un comptage du nombre d'impulsions sur un intervalle de temps Δt . Les constructeurs proposent des sorties à collecteur ouvert NPN, collecteur ouvert PNP, totempole, TTL et, pour une meilleure immunité aux parasites, des sorties de type émetteur de ligne.

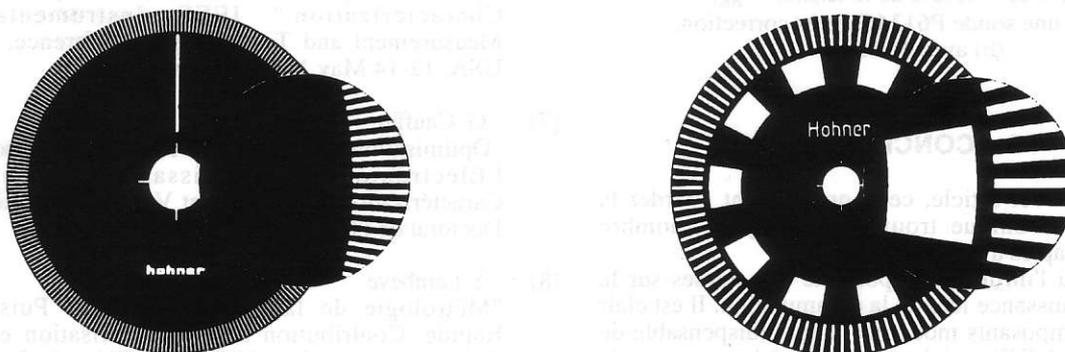


Figure 1: Exemple de disques de codeurs incrémentaux (source Ideacod Hohner Automation)

II-3) Codeurs absolus

Un codeur absolu est basé sur la mesure de la position d'un disque codé sur n pistes. L'information en sortie est codée soit en code binaire pur, soit en code BCD, soit en code de Gray, qui a la particularité de ne modifier qu'un seul bit entre deux pas consécutifs et éviter ainsi les aléas de lecture. Le nombre de pistes donne la précision de mesure; un codeur avec un disque de 10 pistes est appelé codeur absolu 10 bit = $2^{10} = 1024$ combinaisons par tour.

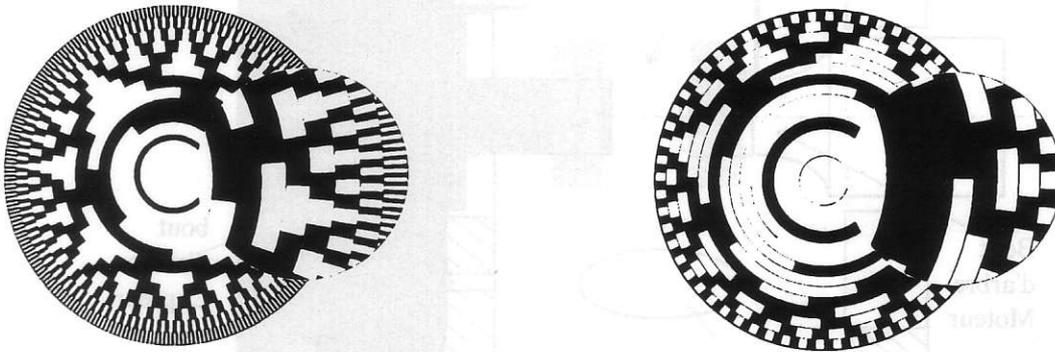


Figure2: Exemple de disques de capteurs absolus (source Ideacod Hohner Automation)

III) MONTAGE DES CAPTEURS

Deux types principaux de montage sont pratiqués, le montage sur bride, de codeurs à bout d'arbre et le montage en porte à faux des codeurs à arbre creux. La qualité du montage détermine dans une large mesure la fiabilité de l'entraînement. La précision des codeurs optiques est principalement liée à l'excentricité du disque codeur par rapport au roulement, de l'erreur de circularité du roulement, des erreurs d'interpolation résultant du traitement interne des signaux de mesure dans l'électronique intégrée, des erreurs de numérisation et de quantification résultant du traitement externe et surtout de l'erreur d'accouplement avec le rotor de la machine

III-1) Montage des codeurs à bout d'arbre

Comme le montre la (figure 3), la liaison entre le bout d'arbre de l'entraînement et l'axe du codeur est réalisée généralement par un montage mécanique constitué d'une bride de montage, d'un support métallique et d'un accouplement flexible par exemple de type soufflet. Lorsque les défauts d'alignement (figure 4) sont supérieurs à ceux autorisés par l'accouplement, ils vont induire des effets néfastes sur l'accouplement lui-même et les pièces tournantes connexes (surcharge sur roulements, diminution de la durée de vie).

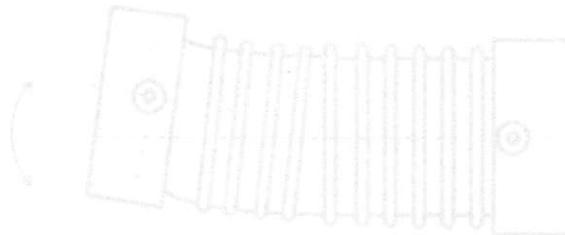


Figure 4 - les défauts de l'alignement d'un accouplement flexible

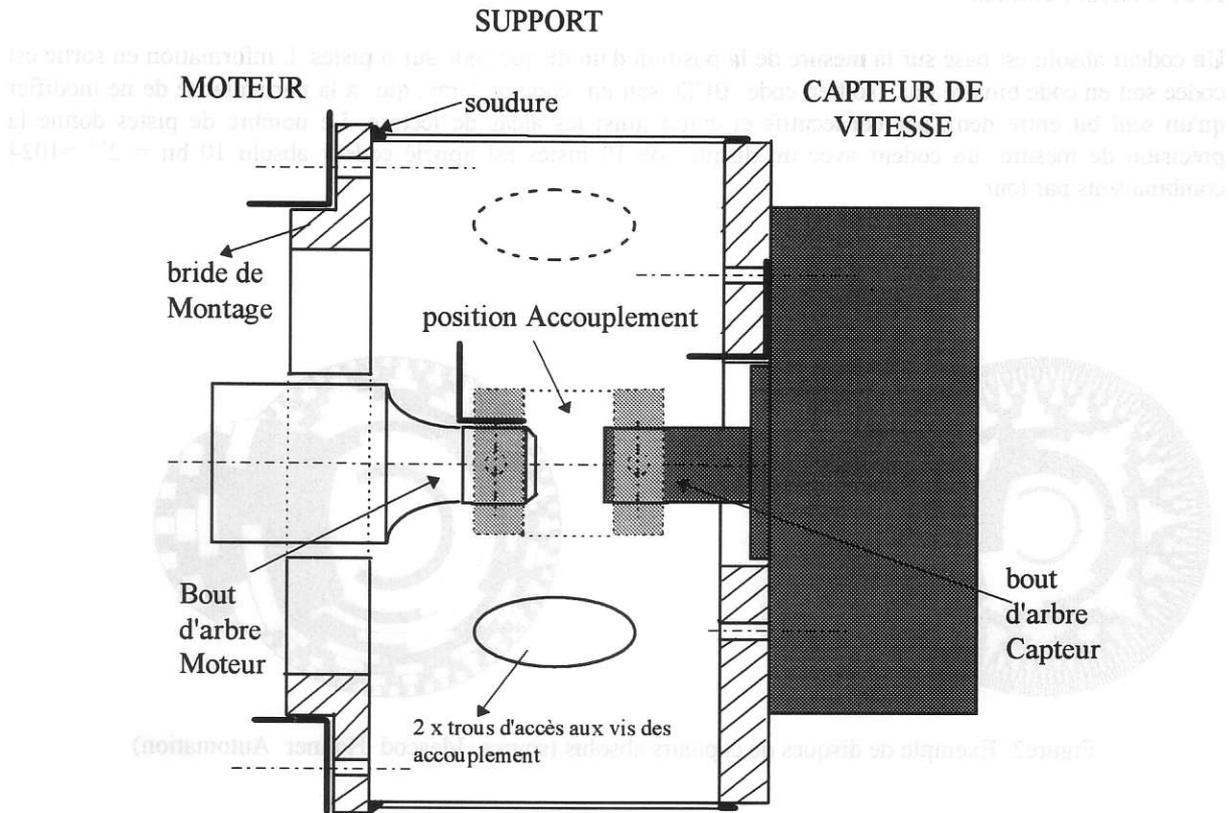


Figure 3: Schéma du montage mécanique d'un capteur de vitesse à bout d'arbre sur un moteur

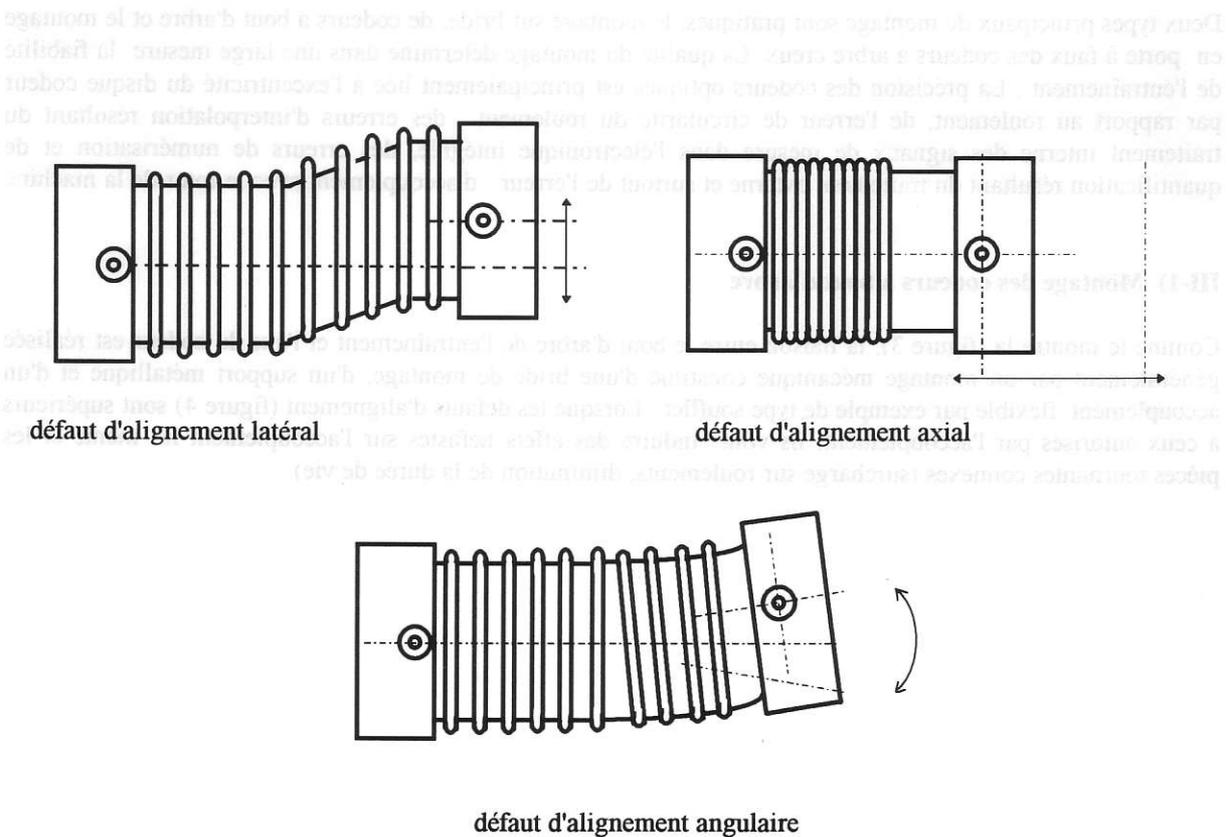


Figure 4: les différents défauts d'alignement d'un accouplement flexible

III-2) Montage des codeurs à arbre creux

L'accouplement mécanique est effectué en glissant le bout d'arbre de l'entraînement dans l'alésage du codeur. Pour empêcher la rotation du stator et tenir compte du déplacement axial du rotor, les capteurs à arbre creux sont équipés d'un accouplement statorique intégré, celui-ci permettant de la souplesse dans le sens axial et aucune dans le sens radial. Les constructeurs proposent plusieurs variantes de ce type d'accouplement, par exemple Ideacod Hohner propose l'accouplement Meflex dont le montage est présenté par la figure 5, le constructeur Heidenhain propose des accouplements statoriques intégrés présentés par la figure 6. Le montage côté stator est réalisé sur une surface plane, sans bride de centrage. Lorsque les défauts d'alignement sont supérieurs à ceux autorisés par l'accouplement, ils vont accélérer la détérioration de l'accouplement lui-même et des pièces connexes comme les joints d'étanchéité par exemple.

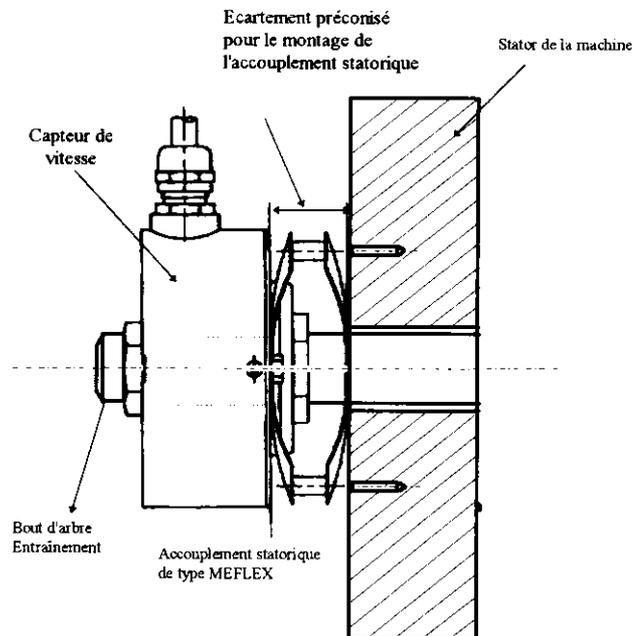


Figure 5: Schéma du montage mécanique d'un capteur de vitesse à arbre creux traversant Avec accouplement type Meflex (Ideacod Hohner)

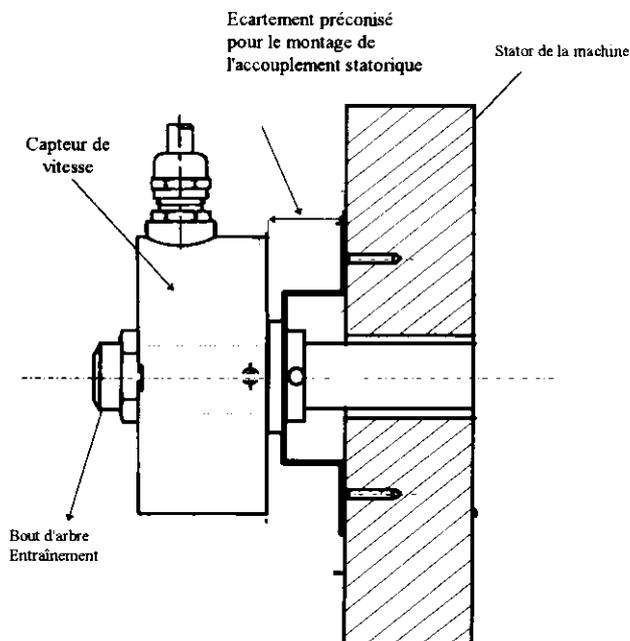


Figure 6: Schéma du montage mécanique d'un capteur de vitesse à arbre creux traversant Avec accouplement type ERN (Heidenhain)

Dans certaines applications en marine notamment , nous avons été conduits à développer des dispositifs de blocage radial du stator des codeurs plus sophistiqués, autorisant un déplacement axial important sans contraintes.

IV) POINTS FORTS DES CAPTEURS

La présence d'un capteur de vitesse-position sur l'axe d'un entraînement associé à une automatique de commande performante permet l'obtention:

- d'une bonne régulation de vitesse et/ou de position avec une erreur statique très faible dépendant de la résolution du capteur,
- une bonne robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres électromécaniques de la machine accouplée au système entraîné,
- d'une bonne orientation du flux dans le cas du contrôle vectoriel des machines à courant alternatif,
- une maîtrise très précise des courants,
- la possibilité d'effectuer des reprises au vol lors des disparitions du réseau d'alimentation.

V) FAIBLESSES DES CAPTEURS

En fonction de la puissance de l'entraînement, le coût du capteur n'est pas forcément le premier critère à prendre en considération. En effet, pour les moteurs de forte puissance, le capteur de vitesse est très sensible aux problèmes liés à son montage mécanique. Pendant le fonctionnement , les mouvements axiaux du rotor notamment pour les moteurs à paliers lisses, entraînent souvent, à terme, une détérioration de l'alignement ou de l'accouplement du capteur. En conséquence, la qualité des mesures en est énormément affectée. D'autres problèmes peuvent apparaître: jeu dans les roulements (décollage); défaut d'étanchéité (surtout pour type à arbre creux) . Il y a lieu aussi d'assurer une isolation thermique et électrique entre l'arbre du moteur et l'arbre du codeur afin d'éviter la transmission des calories de l'arbre moteur (notamment à l'arrêt après fonctionnement) et la destruction des roulements par les courants parasites dits "de paliers". Pour les moteurs de faible puissance le problème est le coût du capteur de vitesse qui est une part non négligeable du prix d'un équipement.

Enfin, lorsqu'un tel capteur se désaccouple, se décale ou prend du jeu les conséquences sont immédiates au niveau du comportement de l'entraînement. Non seulement les performances sont bien évidemment dégradées mais le fonctionnement peut devenir complètement erratique ce qui se comprend bien puisque le codeur est généralement un maillon clef du contrôle vectoriel des machines à courant alternatif. Le contrôle vectoriel perdant ses références angulaires peut générer un couple et/ou une vitesse totalement opposée , à la référence, ce qui peut être dangereux pour le procédé, voire l'utilisateur.

VI) COMMENT EVITER L'EMPLOI DES CAPTEURS DE VITESSE-POSITION

Pour éviter les inconvénients cités précédemment , les applications sans capteur de vitesse suscitent un intérêt industriel croissant. Les progrès réalisés dans les systèmes numériques, dans l'automatique de commande et dans le domaine de la modélisation des entraînements permettent de s'affranchir de l'utilisation des capteurs de vitesse dans bon nombre d'application.

VI-1) Estimation en boucle ouverte

L'estimation de la vitesse, illustrée par le schéma de la figure 7, est une solution qui consiste à reconstruire, ou simuler le comportement électromécanique de l'entraînement par un modèle mathématique représenté sous la forme d'équations d'état. Cette solution nécessite une connaissance a priori des paramètres électriques de la machine (constantes de temps statorique et rotorique, caractéristiques d'alimentation etc.) ainsi que les paramètres mécaniques de la chaîne cinématique (moment d'inertie, frottement sec, frottement visqueux, nature des accouplements , nature du couple de charge K, KN^2 etc..) . La qualité de la reconstitution de la vitesse de l'entraînement principal en boucle ouverte est directement liée à la robustesse vis-à-vis des erreurs de modélisation et des variations paramétriques en cours de fonctionnement. Ces variations sont essentiellement dues à des évolutions de la température de fonctionnement, à l'effet de saturation de la machine ainsi qu'à l'effet de peau engendré par les fréquences rotoriques élevées. Afin de remédier à cette contrainte, il est nécessaire de réadapter les paramètres, initialement identifiés par des essais en ligne, pendant le fonctionnement . Cette solution montrée à la figure 8 , apporte de la précision et de la robustesse à l'estimateur de la vitesse.

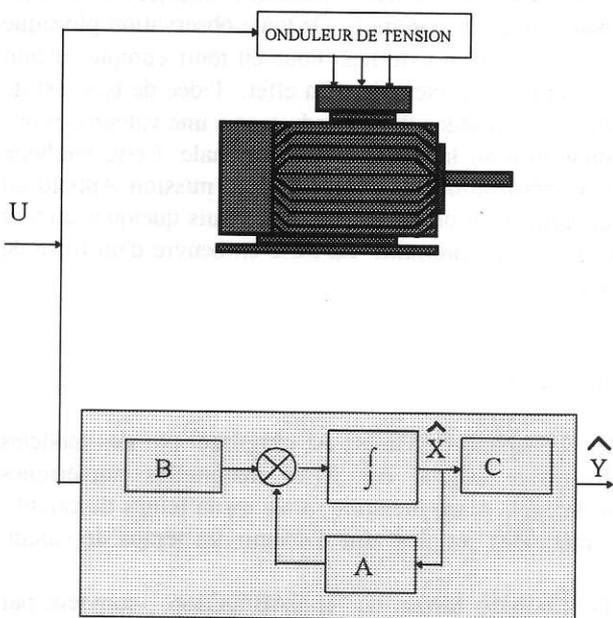


Figure 7 : Estimation de la vitesse à partir d'un modèle en boucle ouverte

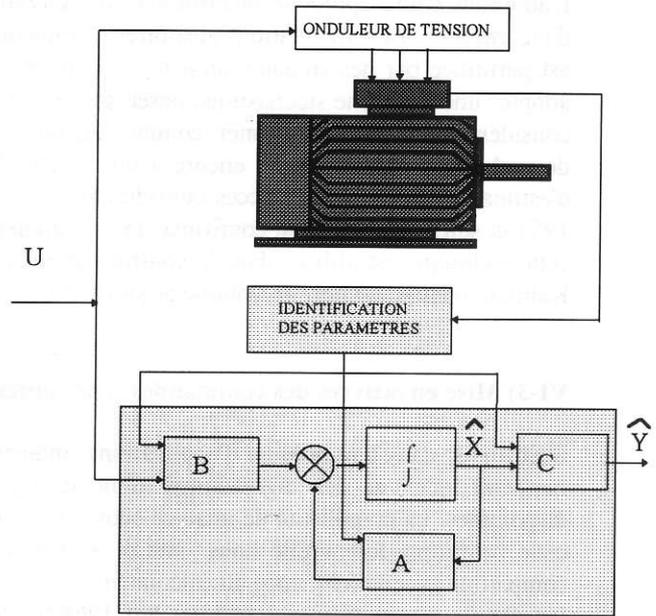


Figure 8: Estimation de la vitesse à partir d'un modèle en boucle ouverte et une identification paramétrique

VI-2) Estimation en boucle fermée

L'estimateur en boucle fermée ou "observateur", représenté par le schéma de la figure 9 est une solution basée sur le principe de la compensation de l'erreur entre le système physique et le modèle électromécanique utilisé pour représenter ce dernier. En effet, à tout instant et en fonction de l'erreur de mesure, un facteur de pondération K_e corrige la trajectoire du vecteur d'état estimé en fonction de l'erreur d'estimation ($y - \hat{y}$). La matrice de gains est choisie de manière à imposer une dynamique de l'observateur plus rapide que celle du système. Par conséquent cette technique adapte le modèle mathématique aux évolutions réelles des paramètres du processus.

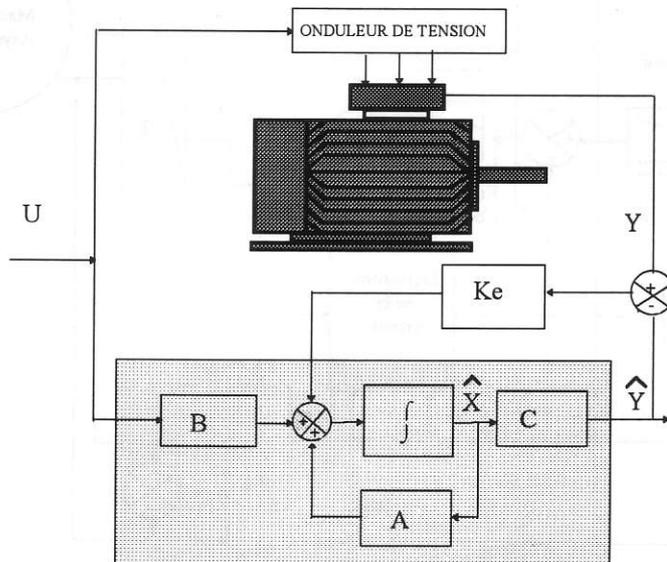


Figure 9: Estimation de la vitesse à partir d'un observateur

L'adoption d'une approche déterministe dans l'estimation d'état d'un système physique néglige les notions d'incertitudes et les fluctuations aléatoires (bruits de mesure, bruit de système). Or toute observation physique est perturbée par des signaux parasites d'origines diverses internes ou externes. Pour en tenir compte, il faut adopter une approche stochastique basée sur le Filtre de Kalman par exemple. En effet, l'idée de base est de considérer la grandeur à estimer, comme aléatoire et à chercher un algorithme conduisant à une valeur estimée de probabilité maximale, ou encore à une erreur d'estimation dont la variance est minimale. Cette méthode d'estimation, a connu un succès considérable. La première application fut consacrée à la mission Appolo en 1971 et son utilisation s'est confirmée dans le domaine du guidage et de la navigation. Depuis quelques années cette technique est utilisée dans le contrôle des machines à courant alternatif. La mise en oeuvre d'un filtre de Kalman étendu requiert un volume algorithmique important.

VI-3) Mise en oeuvre des commandes sans capteurs de vitesse

Désormais, dans bon nombre d'applications industrielles le capteur de vitesse est remplacé par des modèles mathématiques et des algorithmes, dont la mise en oeuvre dépend des bases matérielles numériques disponibles. La complexité de mise en oeuvre est souvent liée à la place mémoire ainsi qu'au temps de calcul ; cette contrainte temporelle nous amène à utiliser des méthodes simples afin d'obtenir un temps de calcul, compatible avec la fréquence du calculateur.

Un simple microcontrôleur 16 bits 80C196KB-KC-KD (12/16/20 Mhz) ou le SAB80C166, convient par exemple pour l'implémentation d'un contrôle vectoriel par orientation du flux et d'un estimateur de vitesse en boucle ouverte avec une connaissance a priori des paramètres électromécaniques d'une machine asynchrone alimentée par une tension MLI. Dans ce type de contrôle (figure 10) les grandeurs mesurées sont limitées à la tension continue en amont du pont machine et aux courants statoriques du moteur. La précision de ce type de contrôle est limitée à 0.2 % environ et dépend largement des constantes de temps statoriques et rotoriques qui ne sont pas adaptées pendant le fonctionnement. Pour s'affranchir du manque de robustesse vis-à-vis des paramètres, il est judicieux, pendant les mises en service, de paramétrer le variateur quand le moteur est chaud.

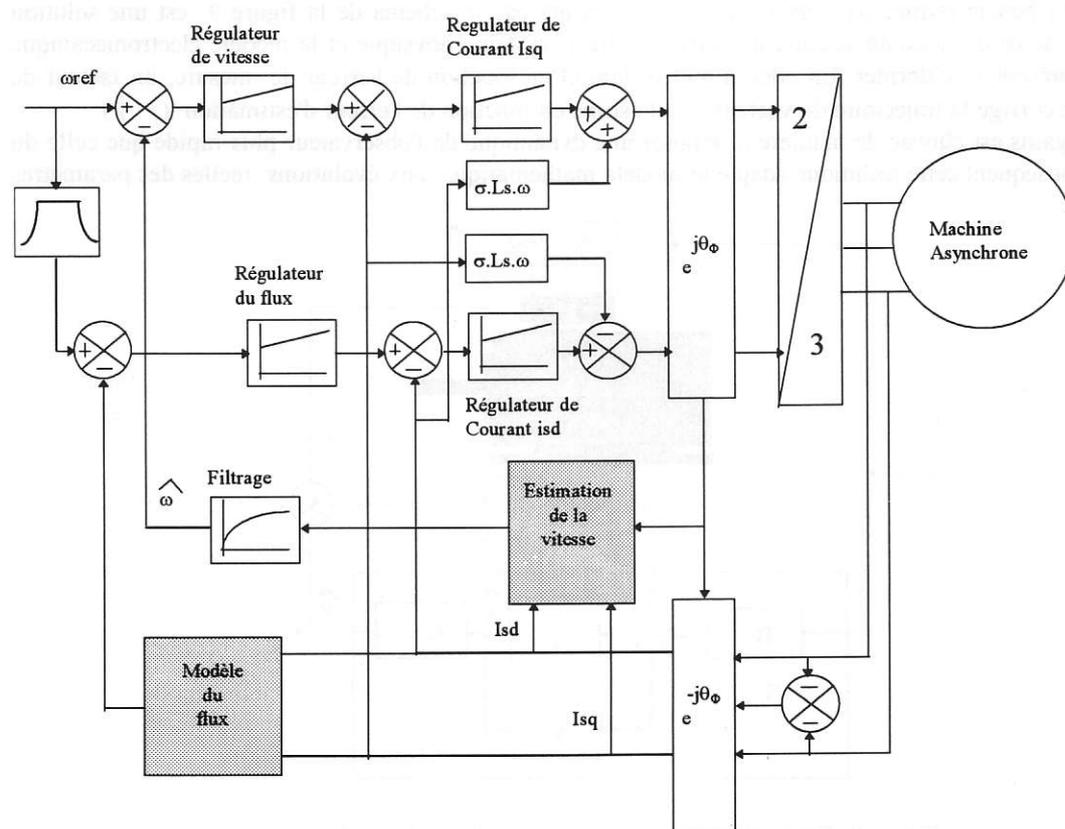


Figure 10 : Schéma général d'une commande sans capteur d'une machine Asynchrone

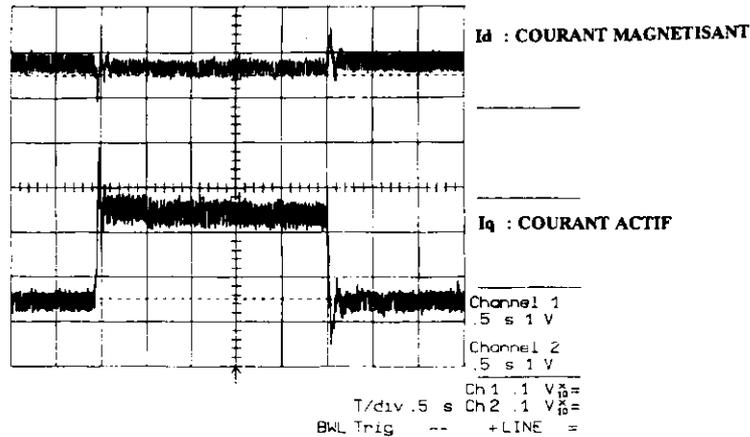


Figure 11: Réponses des courants actif et magnétisant I_q et I_d suite à des impacts de couple de charge (Résultats d'essais expérimentaux effectués à Cegelec sur machine asynchrone de 160 kW)

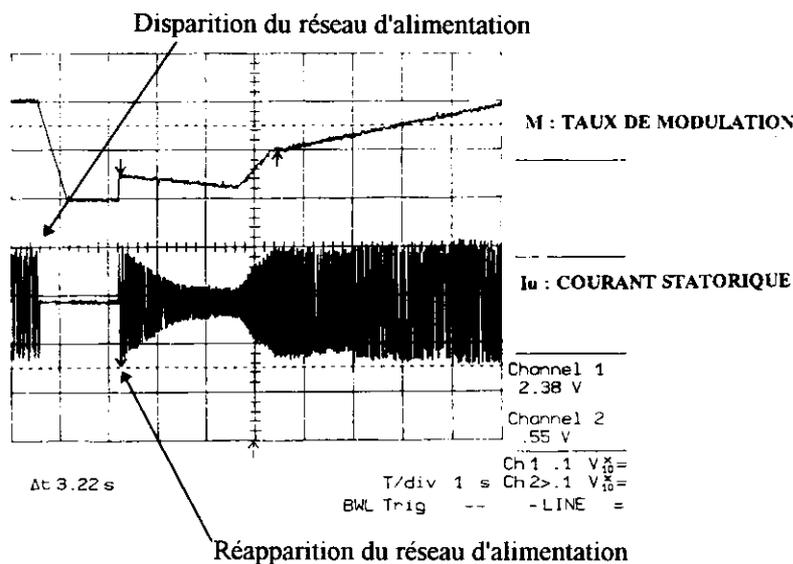


Figure 12 : Essais de reprise au vol suite à des disparitions du réseau d'alimentation (Résultats d'essais expérimentaux effectués à Cegelec sur machine asynchrone de 160 kW)

Les figures 13 et 14 montrent le principe d'estimation en boucle ouverte de la vitesse et/ou de la position d'une machine synchrone à rotor bobiné ou à aimant permanent, l'estimateur est constitué d'un modèle mathématique basé sur le calcul des f.e.m (\hat{e}_d, \hat{e}_q) avec une connaissance a priori des réactances longitudinales et transversales (synchrones X_d, X_q et subtransitoires X''_d, X''_q). L'estimation de la position théorique du repère (\hat{d}, \hat{q}) converge vers la position réelle de la roue polaire (d, q), quand la f.e.m résultante est portée seulement par l'axe q par l'effet de l'annulation de la f.e.m \hat{e}_d , là encore la précision de l'estimation dépend de la précision des paramètres.

Il est important de noter qu'on ne peut pas étendre de telles solutions à toutes les applications, et surtout les plus exigeantes, par exemple dans le domaine de la manutention (dispositifs de levage) où les variateurs de vitesse sont sollicités pour fournir du couple à l'arrêt. Dans le domaine de la métallurgie, les modèles mécaniques ne sont pas simple à établir et la présence du capteur de vitesse est encore souvent indispensable.

L'implémentation numérique d'algorithmes plus avancés (identification paramétrique en ligne, observateur, modèle de référence adaptatif, Filtre de Kalman Étendu...) nécessite l'adjonction au microcontrôleur d'un processeur numérique de signal (DSP, TMS320C32 ou 80IC960CA-SB, ou encore PowerPC 603/604 66/100/133/200 Mhz...). La précision de l'estimation de vitesse avec un Filtre de Kalman étendu peut atteindre 0.05 % sur une gamme de fréquence étendue de 0 à deux fois la vitesse de base. Par exemple à Cegelec, pour satisfaire le besoin d'augmenter la puissance de calcul nous avons adopté un contrôle biprocesseur avec un microcontrôleur 80C196KC et un microprocesseur 80IC960-SB dialoguant entre eux ;

Capteurs inductifs de position angulaire

Jean-Pierre CARON
L2EP-Groupe ENSAM, EP-CNRS J1021
8 Bd LOUIS XIV, 59046 LILLE

Les techniques les plus usuelles de captage d'une position angulaire s'appuient, d'une part, sur le couplage inductif, objet du présent article, et, d'autre part, sur le comptage électronique d'impulsions lumineuses. Les systèmes de mesure angulaire incrémentaux (ou absolus) photo-électroniques [1] sont très précis et leur usage couvre pratiquement tous les besoins des commandes numériques des machines-outils [2] jusqu'à l'indice de protection IP 65. Les systèmes électromagnétiques (synchro-resolvers, RVDT) [3] sont plutôt réservés aux conditions difficiles d'exploitation en raison, d'une part, de leur grande insensibilité aux perturbations industrielles de tous ordres : ambiances humides et poussiéreuses (protection IP 520 ou 540), milieux hostiles (produits chimiques) et explosifs, rayonnement nucléaire et, d'autre part, de leur résistance aux chocs, aux vibrations, aux fortes pressions et aux basses et hautes températures (-55°C ; 125°C à 200°C).

Dans leur principe, les synchro-resolvers [4] sont des transformateurs à couplage angulaire variable présentant l'aspect de petites machines (synchro-machines) et possédant un ou plusieurs enroulements bobinés au primaire et au secondaire. Le rotor modifie en tournant le couplage entre les enroulements statoriques et rotoriques suivant une loi trigonométrique (sinus/cosinus) de sa position. Les bobines du rotor sont accessibles électriquement soit par un système collecteur-balais, soit sans contact (brushless) par l'intermédiaire d'un transformateur à secondaire rotatif, ce qui offre évidemment le double avantage de l'isolement galvanique et de l'absence d'usure. Conçus à l'origine pour les applications aéronautiques civiles et militaires (normes Air, Marine, MIL'S, MIL'R.), leur utilisation s'est étendue également aux machines-outils et aux robots en raison de leur robustesse, de leur fiabilité et de leur grande précision qui n'atteint pas cependant celle des codeurs optiques à 10000 traits par tour.

Fonctionnant en courant alternatif à des fréquences comprises entre 50 Hz et 10 kHz, voire même jusque 50 kHz, mais usuellement aux valeurs 50, 60 et 400 Hz, et pour des tensions de quelques volts à une centaine de volts, ils ont trouvé naturellement leur place dans les applications suivantes :

- le mesurage d'angle,
- la transmission d'angle à distance,
- la détection d'une différence d'angles (*écart angulaire dans les asservissements*),
- la transformation d'un angle mécanique en un déphasage électrique,
- le changement de coordonnées cartésiennes en polaires,
- le téléaffichage, etc..

1. Principe de base du synchro-resolver

Considérons le cas simple de deux enroulements respectivement disposés au stator et au rotor (voir fig. 1.a), leur réalisation vise à rendre le coefficient de mutuelle induction M fonction cosinusoidale de l'écart angulaire de leurs axes. L'un, alimenté par une source de tension sinusoïdale, constitue le primaire du transformateur (indice p); l'autre (secondaire, indice s) délivre une tension de sortie induite aux bornes d'une charge, éventuellement d'impédance infinie. Nous supposerons négligeable l'impédance interne de la source par rapport à l'impédance d'entrée du primaire.

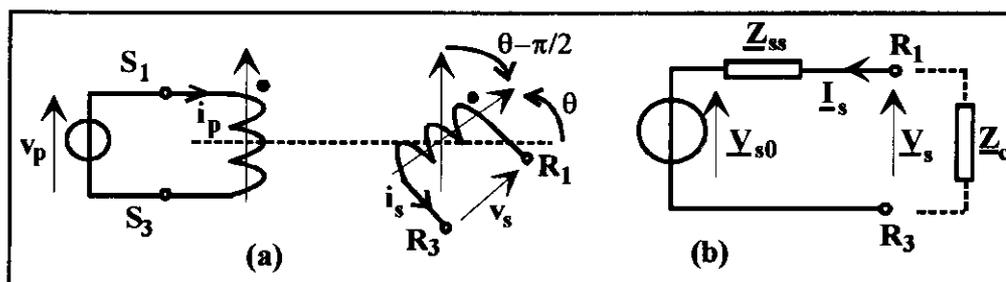


FIG. 1 Modélisation pour un synchro-resolver

D'une *manière conventionnelle*, l'angle θ de rotation du rotor par rapport au stator est compté à partir de la position du zéro électrique : *quadrature des axes, inductance mutuelle nulle*.

Le coefficient de mutuelle induction M entre les deux bobines s'écrit donc :

$$M(\theta) = \hat{M} \cos(\theta - \pi / 2) = \hat{M} \sin(\theta) \quad (1)$$

Les variations du flux d'induction au secondaire $\phi_s = \hat{M} \sin(\theta) \cdot i_p$, à $i_s = 0$, ont pour origine celles de i_p et de θ de sorte que la tension à vide v_{s0} comporte deux termes :

$$v_{s0} = \frac{d\phi_s}{dt} = \hat{M} \left[i_p \cdot \cos(\theta) \cdot \frac{d\theta}{dt} + \sin(\theta) \cdot \frac{di_p}{dt} \right] \quad (2)$$

Par le choix de la pulsation ω du courant i_p bien supérieure à la vitesse angulaire de rotation $d\theta/dt$, l'expression de v_{s0} est réduite à $\hat{M} \sin(\theta) \cdot di_p / dt$ comme si au secondaire M , fonction de θ , ne dépendait pas du temps.

Recherchons alors une modélisation en vue de calculer le transfert entre la tension primaire v_p et la tension secondaire v_s ; pour ce faire, deux impédances sont définies :

- Z_{p0} : impédance du primaire lorsque le secondaire est ouvert ($i_s = 0$),
- Z_{ss} : impédance du secondaire lorsque le primaire est en court-circuit ($v_p = 0$).

La source de tension équivalente (**Théorème de Thévenin**) vue des bornes de sortie est constituée de la source idéale de tension à vide \underline{V}_{s0} et d'une impédance interne égale à Z_{ss} (voir fig. 1.b).

Calcul de \underline{V}_{s0} :

$$\underline{V}_{s0} = jM(\theta)\omega I_p, \quad \underline{V}_p = Z_{p0} I_p$$

par élimination du courant, on déduit :
$$\underline{V}_{s0} = \frac{j\hat{M}\omega}{Z_{p0}} \cdot \sin(\theta) \cdot \underline{V}_p$$

Le rapport des valeurs efficaces des tensions, lorsque $M = \hat{M}$, ($\theta = \pi / 2$), définit le **rapport de transformation** K_0 du synchro-resolver : $K_0 = \hat{M}\omega / |Z_{p0}|$

Si on note $v_p = V_p \sqrt{2} \cos(\omega t)$,

on écrit alors la tension $v_{s0} = K_0 V_p \sqrt{2} \sin(\theta) \cdot \cos(\omega t + \psi)$, avec $\psi = (\pi / 2) - \text{Arg} Z_{p0}$.

L'expression ainsi obtenue de v_{s0} permet donc de considérer le synchro-resolver comme le **modulateur d'une fonction sinusoïdale temporelle par une fonction sinusoïdale spatiale**.

La photographie de la figure 2 montre le résultat obtenu lorsque le rotor est entraîné à vitesse constante; on y observe les enveloppes de modulation d'équations $\pm \sin(\theta)$ dans le cas usuel où la fréquence de rotation est bien inférieure à la fréquence de la tension d'alimentation. Une autre tension est visualisée, il s'agit de celle qui est induite aux bornes d'un deuxième enroulement rotorique en quadrature spatiale sur le premier.

Dès que $\sin(\theta)$ change de signe, le déphasage de v_{s0} par rapport à v_p subit une discontinuité égale à 180° ; aussi pour des raisons évidentes de commodité nous définissons pour les tensions secondaires une **valeur efficace signée** :

$$\boxed{V_{s0} = K_0 V_p \sin(\theta)} \quad (3)$$

Remarque : La charge du secondaire, d'impédance Z_c , modifie la valeur à attribuer au rapport de transformation; en effet, par division de tension on obtient :

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{Z_c}{Z_c + Z_{ss}} \frac{V_{s0}}{V_p} = \frac{Z_c}{Z_c + Z_{ss}} \frac{jM(\theta)\omega}{Z_{p0}} \Rightarrow \frac{|V_s|}{V_p} < \frac{|V_{s0}|}{V_p}$$

et on déduit alors :

$$V_s = K \cdot V_p \cdot \sin(\theta), \text{ avec } K = K_0 \frac{|Z_c|}{|Z_c + Z_{ss}|}$$

Il convient de noter que le coefficient K n'est pas une constante puisque Z_{ss} dépend du couplage et que les calculs angulaires ultérieurs procéderont de méthodes éliminant K .

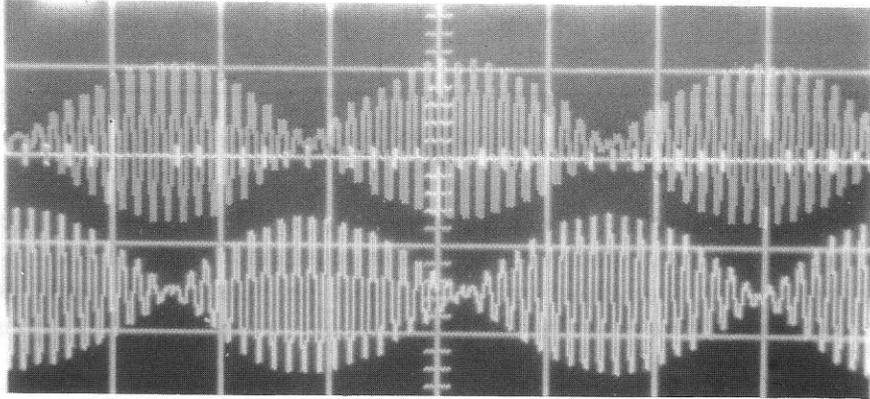


FIG. 2 Tensions rotoriques en quadrature spatiale (oscilloscope numérique)
(Photographie Michel Vroman, Ensam)

2. Les réalisations fonctionnelles

Selon les applications auxquelles les capteurs sont affectés, ils diffèrent entre eux par le nombre des enroulements et par leur dénomination.

Une **synchro-machine**, ou plus simplement un « synchro », est caractérisée par trois bobinages identiques triphasés d'espace au stator (décalage angulaire des axes égal à $\pm 2\pi / 3$); ils sont accessibles par trois bornes notées S_1, S_2, S_3 , et non par six bornes, ce qui laisse supposer un couplage étoile ou triangle.

Un **resolver** comporte deux enroulements statoriques identiques mais séparés, en quadrature spatiale; ils présentent un total de quatre bornes regroupées deux par deux : $(S_1, S_3), (S_2, S_4)$.

Au rotor, on trouve soit une seule phase (bornes : R_1, R_3), soit deux phases en quadrature d'espace (bornes : $(R_1, R_3), (R_2, R_4)$).

2.1. Synchro-resolver transmetteur

Le schéma de principe de la figure 1.a est d'abord complété par un deuxième enroulement statorique en quadrature avec le premier (voir fig. 3.a). Le primaire, au rotor, est alimenté par la tension v_{R1R3} ; par couplage se développent aux bornes des enroulements secondaires statoriques les valeurs efficaces signées suivantes :

$$V_{S1S3} = K \cdot V_{R1R3} \sin(\theta), \quad V_{S2S4} = K \cdot V_{R1R3} \cos(\theta) \quad (4)$$

Remarque sur le calcul de θ :

$$\theta = \text{Arc tan}(V_{S1S3} / V_{S2S4}) \text{ si } V_{S2S4} > 0$$

$$\theta = \pi + \text{Arc tan}(V_{S1S3} / V_{S2S4}) \text{ si } V_{S2S4} < 0$$

Dans le cas du **stator triphasé** représenté en couplage triangle à la figure 3.b, on trouve :

$$V_{S1S3} = K \cdot V_{R1R3} \sin(\theta), \quad V_{S3S2} = K \cdot V_{R1R3} \sin(\theta - 2\pi / 3), \quad V_{S2S1} = K \cdot V_{R1R3} \sin(\theta - 4\pi / 3)$$

$$\cos(\theta) \text{ est alors calculé par : } V_{S2S1} - V_{S3S2} = \sqrt{3}K \cdot V_{R1R3} \cos(\theta). \quad (5)$$

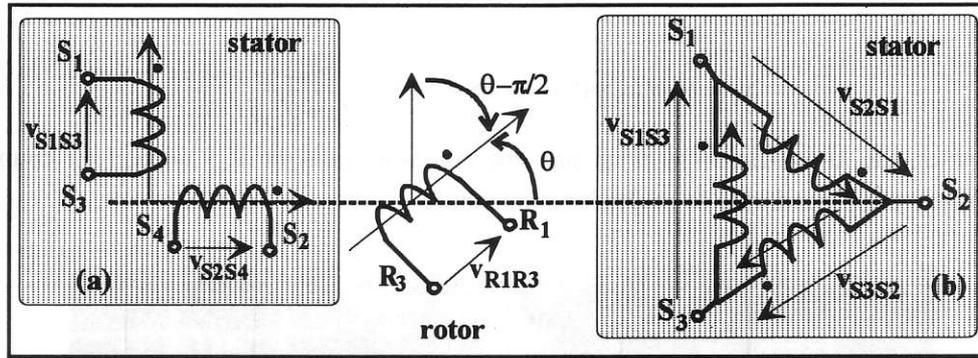


FIG. 3 Synchro-resolver transmetteur

Remarques :

Le resolver, autrefois appelé à juste titre « trigonomètre », est à la fois un générateur de fonctions trigonométriques et un transformateur de coordonnées polaires en coordonnées cartésiennes

Associé à deux convertisseurs analogiques-numériques dont les tensions de sortie sont traitées par un microcalculateur, le transmetteur devient un codeur de position absolu moins encombrant et plus fiable qu'un codeur optique.

Exemple :

Les motorisations concernant la robotique et la productique sont largement réalisées par des machines synchrones triphasées à f.e.m. sinusoïdales et dont le rotor est équipé d'aimants permanents au samarium-cobalt, en remplacement des servomoteurs à courant continu. La commande du variateur de vitesse requiert l'utilisation d'un resolver à arbre creux fixé en bout d'arbre du moteur. Il délivre l'information de position du rotor sous la forme sinus/cosinus, elle est ensuite exploitée pour réaliser les fonctions suivantes :

- . élaboration des consignes des courants statoriques comme fonctions sinusoïdales de la position angulaire instantanée du rotor, déphasées entre elles de $\pm 2\pi/3$, afin d'obtenir un couple électromagnétique de qualité optimale;
- . calcul de l'angle pour l'asservissement de position de l'axe;
- . calcul de la vitesse par dérivation.

2.2. Synchro-resolver détecteur

Les machines présentées dans la section 2.1 sont maintenant alimentées au stator soit par des synchro-resolvers transmetteurs, soit par des amplificateurs de puissance dont les signaux d'entrée sont synthétisés à partir d'un calculateur (*commande numérique*) interfacé par des convertisseurs numériques-analogiques (voir fig. 4).

Une deuxième phase rotorique de bornes R_2, R_4 , identique à la première est bobinée en quadrature avant sur celle-ci; les nouveaux coefficients de mutuelle induction se déduisent des précédents en opérant le changement de variable obtenu en ajoutant $\pi/2$ à θ .

Dans le cas des resolvers :

$$\begin{aligned} v_{S1S3} &= V_p \sqrt{2} \sin(\alpha) \cdot \cos(\omega t) = V_{S1S3} \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) \\ v_{S2S4} &= V_p \sqrt{2} \cos(\alpha) \cdot \cos(\omega t) = V_{S2S4} \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) \end{aligned} \tag{6}$$

et, compte-tenu de la réciprocité des mutuelles inductances et de l'additivité des flux d'induction, les tensions détectées par les enroulements rotoriques deviennent :

$$\begin{aligned} v_{R1R3} &= K' \sqrt{2} [V_{S1S3} \sin(\theta) + V_{S2S4} \cos(\theta)] \cos(\omega t + \psi') \\ v_{R2R4} &= K' \sqrt{2} [V_{S1S3} \cos(\theta) - V_{S2S4} \sin(\theta)] \cos(\omega t + \psi') \end{aligned} \tag{7}$$

et on en déduit l'expression des valeurs efficaces signées :

$$V_{R1R3} = K' V_p \cos(\alpha - \theta), \quad V_{R2R4} = K' V_p \sin(\alpha - \theta) \tag{8}$$

Ces relations mettent bien en évidence la **détection** de l'écart angulaire entre la grandeur de consigne (α) issue d'un calculateur ou la position réelle d'un arbre solidaire de l'axe du resolver transmetteur (recopie) et la position angulaire réelle (θ) d'un système mécanique en rotation (par exemple, la vis d'entraînement d'un chariot de machine-outil) dont l'arbre est accouplé à celui du resolver détecteur, fonctionnant alors en resolver différentiel (voir fig. 4).

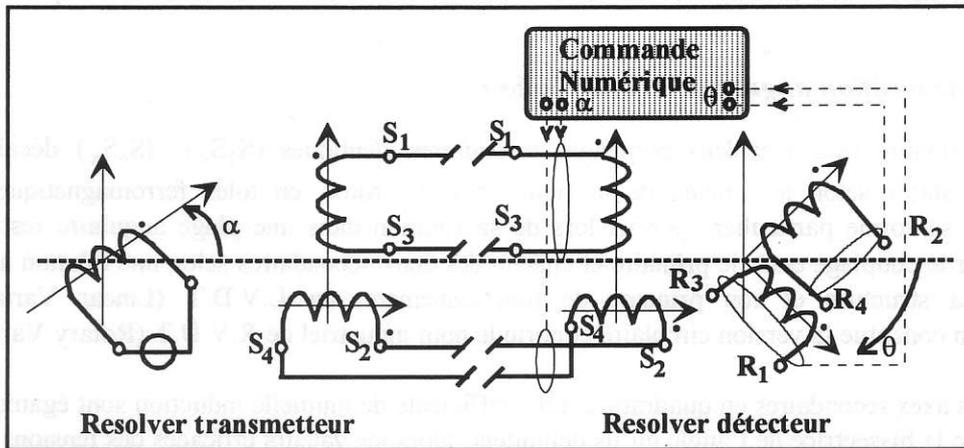


FIG. 4 Transmission et détection d'angle

Le synchro-détecteur opère selon le même principe sachant que les enroulements statoriques sont alimentés de la façon suivante :

$$\begin{aligned} v_{S1S3} &= V_p \sqrt{2} \sin(\alpha) \cdot \cos(\omega t) = V_{S1S3} \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_{S3S2} &= V_p \sqrt{2} \sin(\alpha - 2\pi/3) \cdot \cos(\omega t) = V_{S3S2} \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_{S2S1} &= V_p \sqrt{2} \sin(\alpha - 4\pi/3) \cdot \cos(\omega t) = V_{S2S1} \sqrt{2} \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (9)$$

et par couplage on déduit l'expression de la valeur efficace signée des tensions induites au rotor :

$$\begin{aligned} V_{R1R3} &= K' [V_{S1S3} \sin(\theta) + V_{S3S2} \sin(\theta - 2\pi/3) + V_{S2S1} \sin(\theta - 4\pi/3)] \\ V_{R2R4} &= K' [V_{S1S3} \cos(\theta) + V_{S3S2} \cos(\theta - 2\pi/3) + V_{S2S1} \cos(\theta - 4\pi/3)] \end{aligned} \quad (10)$$

Par l'exploitation des relations trigonométriques suivantes :

$$\sin(\alpha) \cdot \sin(\theta) = (1/2) [\cos(\alpha - \theta) - \cos(\alpha + \theta)], \quad \sin(x) + \sin(x - 2\pi/3) + \sin(x - 4\pi/3) = 0$$

on obtient finalement le résultat :

$$\boxed{V_{R1R3} = (3K'/2) \cdot V_p \cdot \cos(\alpha - \theta), \quad V_{R2R4} = (3K'/2) \cdot V_p \cdot \sin(\alpha - \theta)} \quad (11)$$

La synchro-machine à deux enroulements rotoriques permet également le passage d'un système synchro (trois fils) à un système resolver (quatre fils), c'est une utilisation particulière en **transolver**, définie pour $\theta = 0$; son usage habituel consiste à la détection de l'angle (α) ou de l'écart angulaire ($\alpha - \theta$).

2.3. Resolver multipolaire

La structure des bobinages du synchro-resolver présenté dans la section 1 est dite à **une paire de pôles**; cela signifie en particulier que le rotor doit effectuer un tour complet ($\Delta\theta = 2\pi$) pour retrouver à l'identique la tension induite au secondaire. Si maintenant les bobinages, aussi bien statoriques que rotoriques, sont réalisés dans une structure à **n paires de pôles** (exemple : 8, 16, 32, 64), la périodicité angulaire devient $\Delta\theta = 2\pi/n$ et le coefficient de mutuelle induction s'écrit :

$$M(\theta) = \hat{M} \sin(n\theta) \quad (12)$$

présentant alors n cycles par tour de l'arbre.

Ce nombre n , aussi appelé « ordre » ou « vitesse », permet à la mesure de gagner en précision; mais on remarque qu'en dehors d'une plage supérieure à $2\pi/n$ il y a indétermination de l'angle θ . Pour lever le doute, on bobine sur la même armature magnétique un resolver de vitesse « un » (à une paire de pôles) qui assure ainsi une mesure *grossière* de la position angulaire (exemple : $n = 1$, mesure à $\pm 1^\circ$, mesure fine à $\pm 23''$ pour $n = 16$).

Ces capteurs multipolaires établissent la même fonction angulaire qui serait obtenue en associant un resolver à un train d'engrenages, mais avec l'énorme supériorité de ne pas introduire des erreurs dues aux imperfections du taillage et aux jeux.

2.4. Capteur de position angulaire à sortie linéaire

Un bobinage primaire (S_1S_3) et deux bobinages secondaires identiques (S_2S_4), (S_6S_8) décalés dans l'espace sont disposés au stator selon le schéma de la figure 5.a. Le rotor, en tôles ferromagnétiques, ne porte pas d'enroulements et sa forme particulière permet lors de sa rotation dans une plage angulaire restreinte (exemple : $\pm 35^\circ$) de modifier le couplage entre le primaire et chacun des deux secondaires selon une relation affine. Ce capteur ressemble, par sa structure et son principe de fonctionnement, au L.V.D.T (Linear Variable Differential Transformer); il en constitue la version circulaire et porte le nom industriel de R.V.D.T (Rotary Variable Differential Transformer).

Dans le cas des axes secondaires en quadrature, les coefficients de mutuelle induction sont égaux lorsque l'axe du rotor coïncide avec la bissectrice de l'angle qu'ils délimitent; alors les valeurs efficaces des tensions secondaires sont égales : $U_{S_2S_4} = U_{S_6S_8} = K\theta_0 U_{S_1S_3}$, θ_0 est un angle de référence (par exemple $\pi/4$) et on peut reconnaître dans K un rapport de transformation défini par radian. Dès que l'axe du rotor s'approche de l'axe d'un enroulement secondaire, le couplage avec le demi-secondaire de même axe augmente et inversement, de sorte que dans l'hypothèse de linéarisation on peut écrire :

$$U_{S_2S_4} = K(\theta + \theta_0)U_{S_1S_3}, \quad U_{S_6S_8} = K(\theta_0 - \theta)U_{S_1S_3}$$

et déduire la mesure du déplacement θ :

$$\theta = \theta_0 \left[\frac{U_{S_2S_4} - U_{S_6S_8}}{U_{S_2S_4} + U_{S_6S_8}} \right] \tag{13}$$

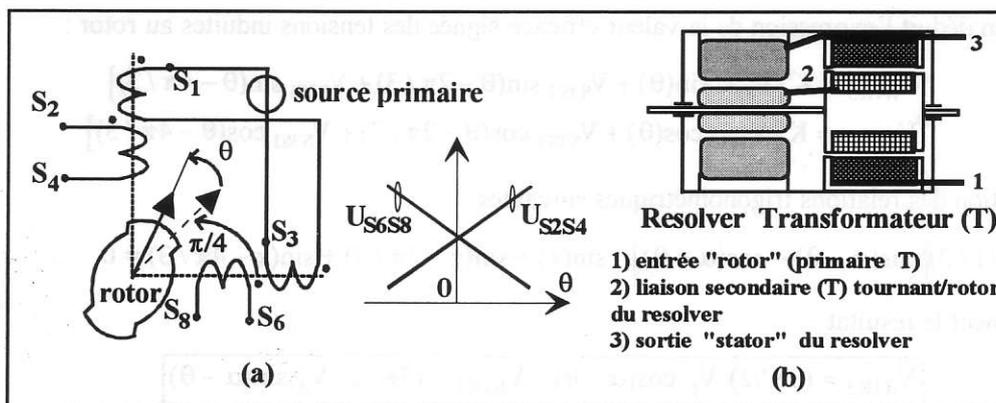


FIG. 5 a) R.V.D.T, b) alimentation d'un resolver par transformateur rotatif

Ainsi exploité, le R.V.D.T permet de s'affranchir de toutes les grandeurs d'influence :

- . variation de la tension d'alimentation,
- . variation de la fréquence d'alimentation et des charges (identiques) des secondaires affectant la valeur de K ,
- . variation de la température agissant sur K .

Le R.V.D.T résiste bien aux vibrations et aux chocs ainsi qu'à une forte humidité et des températures comprises entre -55°C et 125°C ; il est destiné à des contrôles de position à faible étendue de mesure (avec possibilité d'extension par l'usage d'un réducteur) plus particulièrement dans l'aéronautique (Commande De Vol Electrique), la marine et l'industrie lourde.

3. Caractéristiques métrologiques des resolveurs

. *Etendue de mesure* : 360°.

. *Sensibilité*, définie au voisinage du zéro, elle est exprimée en millivolts de tension secondaire par volt de tension primaire et par degré d'angle. On la dénomme aussi *gradient de tension* en millivolt de tension secondaire par degré d'angle, pour la tension d'alimentation et la fréquence nominales.

. *Erreur électrique* : c'est l'écart maximal mesuré sur 360° entre la position mécanique du rotor et l'information électrique déduite des tensions de sortie (inférieure à 10 minutes d'angle). Par définition, cet écart est nul au zéro électrique.

. *Ecart de conformité ou erreur fonctionnelle* : exprimé en pourcentage de la tension de sortie maximale, il est égal au maximum de la différence entre la composante fondamentale de la tension secondaire et la valeur théorique de la sinusoïde pour un angle donné, (inférieur à 0,2%).

. *Rapport de transformation* : c'est le rapport au couplage maximal des valeurs efficaces de la tension secondaire à vide à la tension d'alimentation réglée à sa valeur nominale (amplitude et fréquence); les valeurs courantes sont comprises entre 0,5 et 2,5.

. *Tension résiduelle totale* : tension mesurée aux bornes des enroulements secondaires quand ceux-ci sont dans la position de couplage nul (zéro électrique) par rapport à un enroulement primaire de référence, l'autre enroulement primaire étant en court-circuit et tous les autres secondaires étant à circuit ouvert, (inférieure à 3 mV/V).

. *Tension résiduelle fondamentale* : composante fondamentale (tension sinusoïdale de même fréquence que la tension primaire) de la tension résiduelle totale en quadrature avec la tension maximale induite; elle a pour origine le terme en dM/dt , (inférieure à 3 mV/V).

. *Précision* : meilleure que 10 minutes d'angle, pouvant descendre à une minute.

. *Vibrations* : accélération de 15g jusque 2000 Hz.

. *Endurance* :

- *aéronautique*, 2000 heures à 1200 tr/min dont 96 heures à 125°C (roulements huilés),
- *machines outils*, 4000 heures (roulements graissés, température entre -10°C et 70°C).

L'accroissement de la durée de vie a été rendu possible en substituant un *transformateur tournant* (voir fig. 5.b) au système des contacts électriques frottants (balais-collecteur) soumis naturellement à des phénomènes d'usure. Le primaire (stator) et le secondaire (rotor) sont bobinés circulairement, ils ont en commun l'axe du resolver et c'est ainsi que la tension induite ne dépend pas de l'angle de rotation. La tension de sortie du secondaire alimente directement l'enroulement rotorique de la partie resolver du capteur.

. *Fréquence de coupure à -3 dB* :

- Exemples* : 60 Hz pour une fréquence d'alimentation de 10 kHz
- 300 Hz pour une fréquence d'alimentation de 50 kHz.

Bibliographie

- [1] Documentation de la société HEIDENHAIN : « *Capteurs rotatifs* », mars 1995.
- [2] Equipe rédactionnelle, « *La CN tout numérique : Capteurs et interfaces* », Revue « Techniques et Formations », n°69, janvier 1997, pp 4-9.
- [3] Notices techniques des sociétés : PRECILEC, THOMSON, ARTUS, RADIO-ENERGIE.
- [4] G. ASCH, « *Les capteurs en instrumentation industrielle* », Editions DUNOD, Paris 1987.

L'article « *Capteurs inductifs de position angulaire* » est extrait de l'ouvrage « SYSTEMES AUTOMATIQUES » Tome 2 : « *Commande des processus* » avec l'autorisation des Editions ELLIPSES, Paris 1997, (pages 351 à 358). Auteurs : Jean-Paul HAUTIER et Jean-Pierre CARON

LES CAPTEURS INDUSTRIELS

Raymond SIMONIN - Lycée Jules Haag - 25000 Besançon

L'objet de cet article est de faire une présentation générale des capteurs industriels. Ces généralités peuvent se transposer aisément aux capteurs de laboratoire ou aux capteurs d'appareils autonomes domestiques ou de recherches.

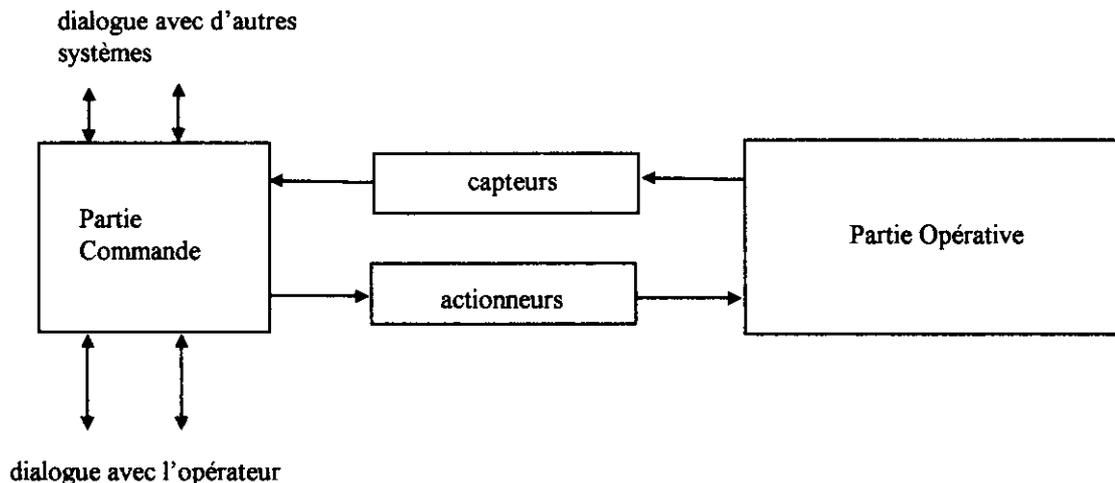
INTRODUCTION

Les nouvelles exigences imposées aux systèmes industriels dans leur fonctionnement et dans la qualité de leur production, nécessitent une stratégie très élaborée dans la maîtrise de ces installations. Toute la difficulté est de posséder des informations pertinentes et fiables qui permettent de générer une action correctrice efficace. Les capteurs sont ces pourvoyeurs d'information.

Le développement des capacités de traitement de l'information permet le contrôle et l'automatisation de systèmes de plus en plus complexes. Les possibilités de calcul des parties commandes ne semblent limitées que par la quantité et la qualité des données qui leur sont fournies.

La première condition pour qu'un système soit gouvernable est qu'il soit observable. Ce sont, à défaut d'être l'homme, les capteurs qui observent le système automatisé.

Replaçons donc le capteur dans le schéma de tout système automatisé :



Au fur et à mesure que les parties commandes ont augmenté leur puissance de calcul et nécessité un flux d'informations de plus en plus grand, les capteurs se sont diversifiés, se sont perfectionnés, se sont miniaturisés. Ils sont devenus très fiables, au point qu'on en oublie leur existence et leur importance dans la chaîne de l'information.

Dans le milieu industriel, le mot capteur est souvent réservé à des appareils compacts. Pour des appareils plus encombrants on parlera de transmetteurs, ou pour des appareils spécialisés dans des mesures physico-chimiques, on parlera d'analyseurs industriels.

On peut classer les capteurs en deux grandes familles en fonction de la nature de l'information émise :

- les capteurs TOR: ce sont des capteurs émettant un signal binaire 0 ou 1 (vrai ou faux) en fonction de la position de la valeur de la grandeur mesurée par rapport à une consigne. Ils sont utilisés dans les automatismes séquentiels.

- les capteurs analogiques ou continus: ces capteurs émettent un signal analogique ou numérique. Une fonction généralement linéaire lie le signal émit à la grandeur mesurée.

C'est cette dernière catégorie qui nous intéressera plus spécialement ici.

ASPECTS FONCTIONNELS ET STRUCTURE D'UN CAPTEUR

1. Principe

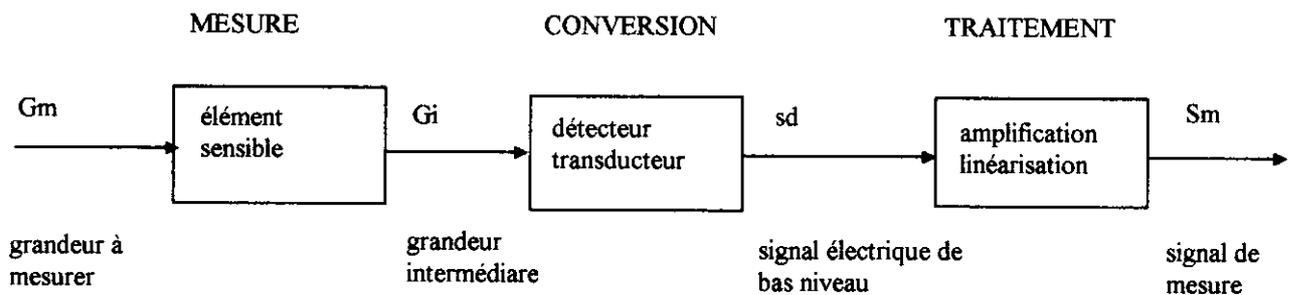
Tout capteur assure plusieurs fonctions :

- il dimensionne la grandeur à mesurer : c'est sa fonction principale. Un capteur est d'abord un appareil de mesure.

- il convertit la mesure en un signal qui peut être exploité par la technologie du moment. Ce fut tout d'abord le pneumatique, puis l'électronique analogique et maintenant l'électronique numérique.

- il émet un signal standard image de la grandeur à mesurer.

Le principe général d'un capteur peut-être représenté par le schéma fonctionnel suivant:



2. L'élément sensible du capteur

La plupart du temps la grandeur à mesurer n'est pas convertible directement en un signal électrique exploitable. L'élément de mesure ou élément sensible convertit la grandeur à mesurer G_m en une grandeur intermédiaire G_i facilement traduisible en signal électrique. La loi qui lie la grandeur intermédiaire à la grandeur à mesurer doit -être parfaitement connue.

La grandeur intermédiaire est souvent une déformation ou une force.

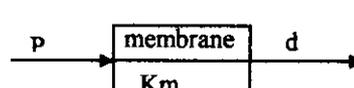
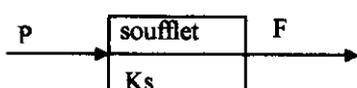
exemple : mesure de la pression :

élément sensible : soufflet

G_i : force $F = K_s \times P$

élément sensible : membrane élastique

G_i : déplacement $d = K_m \times P$



Cet élément caractérise le capteur. Le concepteur d'un capteur doit chercher le principe physique, physico-chimique (ou autre) qui permet, à partir de la grandeur à mesurer, d'obtenir une grandeur que l'on sait exploiter.

3. Le transducteur

Il assure la conversion de la grandeur intermédiaire en une grandeur électrique, généralement une tension ou une fréquence. Le transducteur, ou encore appelé capteur primaire, peut se comporter:

- comme un générateur, il s'agit d'un capteur actif
- comme une impédance, on parlera de capteur passif. Il est alors associé à un circuit électrique permettant de mesurer cette impédance.

a) Quelques transducteurs actifs

Certaines grandeurs à mesurer, ou grandeurs intermédiaires peuvent être traduites directement en signal électrique. Ces transducteurs utilisent un principe physique convertissant directement la forme d'énergie de la grandeur à mesurer ou intermédiaire en énergie électrique.

Les principes les plus utilisés sont :

- l'effet thermoélectrique pour la mesure de température par thermocouple
- l'effet piézo-électrique utilisé sur les capteurs utilisant les ultrasons : mesure de niveau, de débit.
- l'effet photoélectrique : largement utilisé sur les capteurs à principe optique
- l'induction électromagnétisme : les dynamos tachymétriques
- l'effet Hall : mesure d'un déplacement

b) Quelques transducteurs passifs

Les variations de la grandeur à mesurer ou de la grandeur intermédiaire modifient un ou plusieurs paramètres d'une résistance, d'une capacité ou d'une inductance.

- variation de résistance :

Ce peut-être dû à une déformation d'un fil calibré : les jauges de contraintes. Ce principe est largement utilisé chaque fois qu'il est possible de convertir la grandeur à mesurer en une force. On applique cette force sur un corps aux caractéristiques mécaniques parfaitement connues: c'est le corps d'épreuve. Les déformations du corps d'épreuve sont détectées par la variation de résistance des jauges de contraintes qui lui sont associées.

Mesure de pression, de masse, de densité, de viscosité, de débit.....

Ce peut-être le fait d'une modification de température agissant sur l'ensemble des paramètres de la résistance (sonde de température Pt100).

Les résistances variables sont largement utilisées sur les analyseurs industriels, les capteurs physico-chimiques, les débitmètres.....

- variation de capacité :

Elle peut-être due à une modification des caractéristiques du diélectrique d'un condensateur : utilisée dans la mesure de niveau.

Elle peut provenir d'un déplacement des armatures d'un condensateur associé à l'élément de mesure : mesure de pression.

- variation inductance :

Le déplacement de l'élément sensible modifie la position du noyau ferromagnétique d'une bobine. Son inductance par conséquent varie.

Ces détecteurs sont associés :

- à un pont de mesure

pont de Wheatstone déséquilibré pour une résistance variable

pont d'impédance pour une capacité ou une inductance variable

- à un oscillateur dont la fréquence est fixée par la résonance d'un circuit RLC.

Le détecteur est un condensateur variable ou une inductance variable, ces variations entraînent une modification de la fréquence de l'oscillateur.

4. La partie traitement

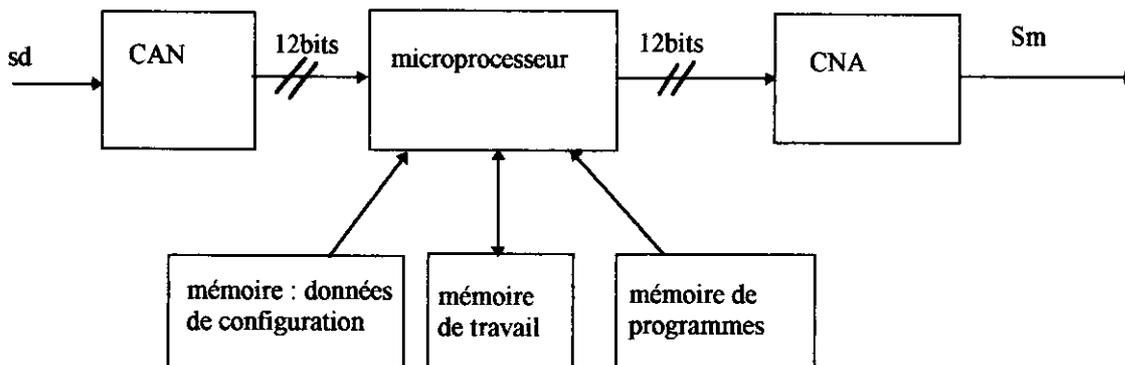
Le signal émis par le transducteur est de faible puissance, il peut difficilement être transféré tel quel. Si on connaît la fonction de transfert liant le signal du transducteur à la grandeur à mesurer, celle-ci est rarement linéaire, elle est sensible à des grandeurs perturbatrices appelées grandeurs d'influence (généralement la température de l'ensemble élément sensible-transducteur)

Le signal émis par le capteur doit varier linéairement avec la grandeur à mesurer. Des circuits électroniques amplifient, linéarisent et corrigent le signal du transducteur.

Avec les microprocesseurs et microcontrôleurs, on peut envisager tout traitement nécessaire pour obtenir les performances du capteur prévues par le cahier des charges.

La stratégie actuelle est de convertir le plus tôt possible le signal électrique du transducteur en un signal numérique et d'effectuer le maximum de traitement par programme.

La structure de la partie traitement des capteurs numériques peut être représentée par le schéma :



L'utilisation de microprocesseurs a permis de donner de nouvelles fonctionnalités au capteur qui est devenu "intelligent". Il est capable de faire :

- de l'autocontrôle, de l'autodiagnostic par surveillance du capteur et traitement statistique
- de l'autocalibrage pour prévenir les dérives et maintenir les performances
- de communiquer numériquement sur la ligne de transmission analogique.

5. Le signal émis

Le signal émis est en général, un signal analogique en courant (4 - 20mA) ou en tension (1-5volts). L'alimentation en énergie électrique du capteur est faite par la ligne de communication.

Les signaux numériques sont en plein développement, le capteur étant de plus en plus souvent relié à un réseau de terrain. Le développement de ces réseaux a été freiné par trois problèmes qui se solutionnent progressivement :

- l'alimentation en énergie de toute une batterie de capteurs montés sur une seule ligne de communication
- la quantité d'informations à transmettre dans des délais raisonnables compatibles avec la commande des procédés
- la fermeture des protocoles de communications : chaque constructeur protégeait son matériel pour garder un monopole sur son réseau.

A PROPOS DU CHOIX D'UN CAPTEUR

On est conduit à se documenter sur les caractéristiques d'un capteur quand il faut faire un choix. Il est évident que la nature de la grandeur à mesurer limite l'éventail des capteurs utilisables. Une autre évidence est le prix du capteur qui sera un élément souvent déterminant (les prix vont de quelques centaines de francs à plusieurs dizaines de milliers de francs).

Les critères déterminants vont être les contraintes de fonctionnement imposées par le système sur lequel on fera la mesure et les caractéristiques métrologiques imposées par le cahier des charges de la mesure.

1. Les contraintes de fonctionnement

Le capteur choisit doit fonctionner en permanence et pendant une longue période sans nécessiter une maintenance importante, dans l'environnement du système à contrôler.

Il peut être mis au contact de fluide corrosif. Il sera peut-être soumis à des pressions, à des températures extrêmes, à des vibrations.

Il pourra subir une ambiance peu favorable : forte humidité, risque d'explosion.....

L'utilisateur qui doit faire une mesure sur un système, doit non seulement choisir un capteur adapté au problème posé, mais il doit se préoccuper de tous les problèmes liés à l'installation de cet appareil, de sa fiabilité dans le temps, de la maintenance. Il n'est pas possible d'approfondir ces questions ici, chaque type de capteur est un cas particulier, chaque système a ses propres contraintes.

Le constructeur donne les différentes limites d'utilisation de son appareil.

2. Les caractéristiques métrologiques

C'est un des aspects les plus importants des capteurs, sur lequel l'utilisateur n'est pas toujours suffisamment sensibilisé. Ces caractéristiques métrologiques sont celles d'un appareil de mesure.

a) L'étendue d'échelle, la sensibilité, décalage de 0

Ces critères sont liés au calibrage du capteur.

L'étendue d'échelle est la différence entre les valeurs minimale et maximale de la grandeur mesurée quand la sortie du capteur passe de 0% à 100% de sa valeur maxima. Elle peut-être réglable ou fixe. Si elle est réglable, il faut choisir un appareil que l'on pourra régler aux valeurs données par le cahier des charges. Le constructeur donne les échelles minima et maxima.

La sortie du capteur à 0%, ne correspond pas forcément à une valeur 0 de la grandeur mesurée, c'est ce qu'on appelle le décalage de 0.

La sensibilité d'un appareil de mesure est définie autour d'une valeur m de la grandeur mesurée par le rapport:

$$S = \frac{\Delta s}{\Delta m}$$

Δs variation de la sortie
 Δm variation de la mesure

Un capteur est théoriquement linéaire, S est déterminé par l'étendue d'échelle.

exemple: capteur de température:

réglages:	sortie $S_m=0\%$ ou 4mA	pour $G_m=100^\circ\text{C}$
	$S_m=100\%$ ou 20mA	pour $G_m=250^\circ\text{C}$

décalage de 0=100°C
étendue d'échelle 150°C
sensibilité $S=0.107\text{mA par }^\circ\text{C}$

b) La précision d'un capteur

La précision d'un capteur caractérise la qualité de la mesure effectuée par l'appareil. L'erreur de précision délimite l'intervalle autour de la valeur mesurée dans lequel on a de fortes chances de trouver la valeur vraie de la grandeur mesurée.

exemple: erreur de précision de $\pm 1\%$ sur l'étendue de mesure d'un manomètre (étendue de mesure: 0 100kPa)
valeur lue: 30kPa intervalle de précision: [29 31]

L'imprécision est due à deux types d'erreurs:

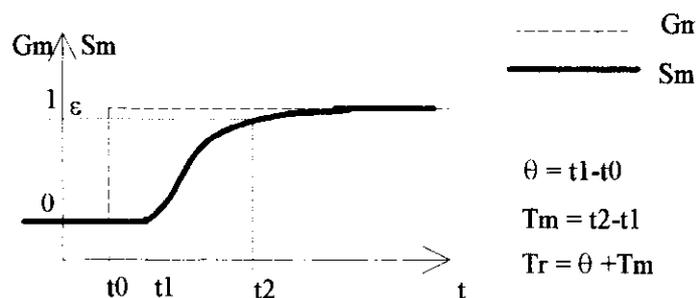
- les erreurs systématiques sont toujours présentes et constantes à chaque opération de mesurage. Elles peuvent être corrigées par un réglage du capteur.
- les erreurs aléatoires sont imprévisibles et apparaissent aléatoirement. Elles sont minimisées par une correction de l'action des grandeurs d'influence.

Le constructeur définit la précision de son capteur, c'est une caractéristique importante souvent liée au prix du capteur.

c) le temps de réponse, la rapidité

Ce critère permet d'apprécier les performances dynamiques du capteur. Celui-ci se comporte comme un filtre passe bas.

Le temps de réponse $Tr(\epsilon\%)$ permet de qualifier la rapidité du capteur. Tr est composé d'un temps de retard à la montée θ et d'un temps de montée T_m .



C'est un élément important à prendre en compte lorsque l'on doit mesurer une grandeur ayant des vitesses de variation très rapides.

Le temps de réponse d'un capteur installé dépend aussi des accessoires de l'installation, de la situation du point de mesure.....

exemple: sonde de température montée dans un doigt de gant

Le temps de réponse du point de mesure est déterminé par le capteur, mais aussi par le doigt de gant, la situation du point de mesure (si la sonde est située dans un point mort sans mouvement du fluide dont on veut mesurer la température).

d) La finesse

Le capteur prélève une certaine quantité d'énergie (ou en fournit) au système sur lequel on fait la mesure. La finesse est une spécification qui permet d'évaluer l'influence du capteur sur la grandeur à mesurer. Elle dépend non seulement du capteur mais aussi du système sur lequel on fait la mesure.

exemple : une sonde de température Pt100 est traversée par un courant entraînant une dissipation d'énergie qui peut provoquer un échauffement du milieu sur lequel on fait la mesure.

CONCLUSION

Il n'est pas rare, dans l'industrie, de rencontrer des procédés ayant des dizaines de points de mesure. L'exploitant s'en remet aux informations données par les capteurs, pour suivre l'évolution de son procédé. Il est très exigeant et remet souvent en cause la fiabilité des capteurs.

A mesure que les capteurs se multiplient, ils doivent être plus fiables, la confiance dans l'information émise doit être de plus en plus grande.

La technicité des capteurs fait appel à de multiples domaines de la connaissance scientifique et technique : mécanique, électronique, informatique, métrologie..., ce qui fait la complexité du travail du technicien.

Le constructeur doit en permanence suivre l'évolution des techniques et améliorer les performances de ses capteurs, mettre au point de nouveaux appareils.

L'utilisateur doit choisir un capteur en fonction de contraintes métrologiques et de fonctionnement. Il doit l'installer judicieusement pour avoir une information pertinente, il prévoit son entretien pour un fonctionnement sur plusieurs années.

Il faudrait plusieurs centaines de pages pour cerner précisément la problématique des capteurs. Ce petit tour d'horizon n'a pour seule ambition que de sensibiliser le lecteur sur l'étendue de la tâche.

Pour toutes informations concernant l'expédition de votre Revue,
ou votre abonnement, adresser un courrier à :

SEE-"LA REVUE 3 EI"
48 rue de la Procession
75 724 PARIS CEDEX 15

FAX : 01 44 49 60 44

Etude d'un redresseur à absorption sinusoïdale de courant

S.Catellani*, Z.Zarkhov**, Ch.Schaeffer*

* Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble
Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble - BP 46
38402 Saint Martin d'Hères Cedex

** Université technique SOFIA
Departement machines electriques
95, bd. V. Levsky Sofia 1000

Résumé : Le texte ci-après donne la description d'un convertisseur de type survoiteur à haut rendement et fonctionnant en absorption sinusoïdale de courant. Le fait d'utiliser l'absorption sinusoïdale de courant découle de la nécessité d'obtenir un rendement acceptable ($> 90\%$) ainsi qu'un faible taux de réinjection d'harmoniques indésirables sur le secteur. Ce dernier point est très important puisque la nouvelle législation européenne sur les contraintes CEM prendra effet en 1998 et imposera à tout équipement de conversion d'énergie un certain gabarit pour le spectre de fréquences réinjectées sur le secteur. L'étude du principe de fonctionnement en absorption sinusoïdale de courant prend alors toute son importance dans l'enseignement de l'électronique de puissance car de façon plus générale, ce mode de fonctionnement dans les convertisseurs d'énergie n'ira qu'en se généralisant dans les années futures.

I- Etude de la conversion AC/DC

I.1 Choix du convertisseur

Comme support de cette étude, nous avons choisi une structure hacheur parallèle (boost). Ce choix provient de la volonté de garder une structure simple et de concentrer l'étude dans le principe de suivi de courant. En effet la structure de puissance n'utilise que deux éléments actifs, un transistor de puissance, généralement de technologie MOS et une diode.

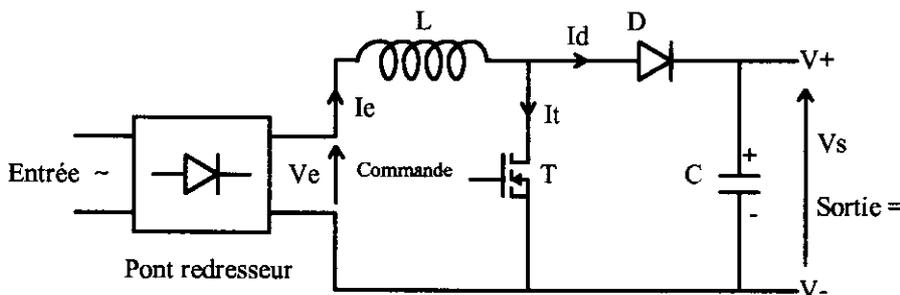


Fig. 1 : Schéma de principe d'un redresseur à absorption sinusoïdale de courant

I.2 Stratégies de commande

Le but de la stratégie de commande est d'asservir le courant d'entrée I_e à la référence de tension redressée du secteur. Au mieux le courant d'entrée suivra la référence en sinus redressé, plus grand sera le facteur de puissance.

Pour des signaux quelconques (de tension efficace U et de courant efficace I) le facteur de puissance est défini par :

$$F_p = P / S \quad \text{avec} \quad \begin{array}{ll} P = \text{Puissance active ;} & P = U I \cos \phi \\ Q = \text{Puissance réactive ;} & Q = U I \sin \phi \\ D = \text{Puissance déformante ;} & D = U \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 n_{\text{eff}}^2} \\ S = \text{Puissance apparente ;} & S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \end{array}$$

Pour le mode sinusoïdal la puissance déformante devient nulle et par conséquent $F_p = \cos \phi$
Avec un courant absorbé I_e parfaitement sinusoïdal redressé de déphasage nul par rapport à la tension V_e d'entrée on obtient un facteur de puissance unitaire à l'entrée. [WUI]

Principe de la commande en mode glissant [AND]

On peut distinguer deux configurations de fonctionnement normal du convertisseur : entre 0 et αT l'interrupteur est passant, la vitesse de variation du courant est limitée par la valeur même de l'inductance ($dI_e/dt = V_e/L$).

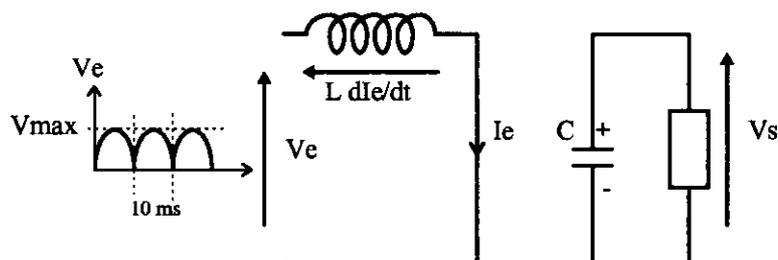


Fig. 2 : Configuration 1 : montée de courant

Entre αT et T l'interrupteur s'arrête de conduire et le courant s'écoule alors dans le condensateur de sortie et la charge

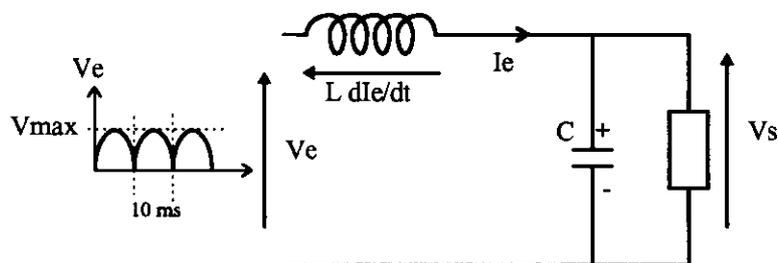


Fig. 3 : Configuration 2 : descente de courant

La période de découpage haute fréquence étant petite par rapport à la période basse fréquence du signal du secteur ($T_d \ll T_r = 10 \text{ ms}$), les variations de courant, sur une période de découpage, peuvent être considérées comme linéaires.

* Pour $0 \leq t \leq \alpha T$

Sur cet intervalle de temps, l'interrupteur T est passant et la diode D est bloquée. La topologie du montage est celle présentée à la figure 2. La loi de variation du courant d'entrée est :

$$L \frac{dI_e}{dt} = V_e(t)$$

Sur l'intervalle αT la croissance du courant s'exprime par : $(\Delta I_e) = \frac{V_e(t)}{L} \cdot \alpha(t) \cdot T$

* Pour $\alpha T \leq t \leq T$

Sur ce second intervalle de temps, l'interrupteur T est bloqué et c'est la diode D qui assure la continuité du courant. La topologie du montage est alors celle présentée à la figure 3.

La loi de variation du courant d'entrée est

$$L \frac{dI_e}{dt} = V_e(t) - V_s$$

Sur l'intervalle $(1-\alpha T)$ la décroissance du courant s'exprime par : $(\Delta I_e) = \frac{V_e(t) - V_s}{L} [1 - \alpha(t) \cdot T]$

Dans ces conditions, sur une période du signal de découpage, on détermine la variation du courant moyen de la façon suivante :

$$\Delta I_e = (\Delta I_e)_{\uparrow} + (\Delta I_e)_{\downarrow} = \frac{V_e(t)}{L} \cdot T + \left[\frac{V_e(t)}{L} \cdot T - \frac{V_s(t)}{L} \cdot T - \frac{V_e(t)}{L} \alpha(t) \cdot T + \frac{V_s}{L} \alpha(t) \cdot T \right]$$

$$(\Delta I_e)_{HF} = [V_e(t) - V_s \cdot [1 - \alpha(t)]] \cdot \frac{T}{L}$$

Cette loi de variation doit, pour assurer un prélèvement sinusoïdal, suivre une consigne de la forme :

$$(\Delta I_e)_{HF} = \frac{d}{dt} I_{consigne} \cdot T_{HF} = \frac{d}{dt} (I_M \cdot \sin \omega t) T_{HF} = I_M \cdot \omega \cdot \cos \omega t \cdot T_{HF}$$

Sachant que $I_M = \frac{2P}{V_M}$, on trouve l'expression de $\alpha(t)$ [FER]

$$\alpha(t) = 1 - \frac{V_e(t)}{V_s} + \frac{2 \cdot P \cdot L \omega}{V_s \cdot V_M} \cdot \cos \omega t = 1 - \frac{V_M}{V_s} \cdot \sin \omega t + \frac{2 \cdot P \cdot L \omega}{V_s \cdot V_M} \cdot \cos \omega t$$

Le rapport cyclique $\alpha(t)$ de la structure ne pouvant dépasser l'unité, cette loi de variation ne pourra être suivie aux alentours de $t=0$ lorsque le troisième terme sera maximum. En pratique la conséquence de cette imperfection se traduit par une distorsion au voisinage de $t=0$.

Cette déformation, que nous verrons sur les tracés expérimentaux, sera directement liée à la qualité du câblage via la grandeur $L\omega$.

Le transistor est commandé à la fermeture (configuration 1) : le courant I_e augmente avec une pente $V_e(t)/L$ dans un premier temps jusqu'à atteindre une borne supérieure de consigne. Puis le transistor s'ouvre et le courant I_e diminue avec une pente $(V_e(t)-V_s)/L$ jusqu'à atteindre une borne inférieure de consigne.

Le choix des niveaux pour les bornes inférieure et supérieure de consigne est très important et détermine la fréquence de fonctionnement moyenne de l'appareil ainsi que le ΔI_e haute fréquence à faire subir à l'inductance, au transistor, à la diode et au condensateur de sortie.

Dans notre cas les éléments de puissance sont dimensionnés pour résister à une ondulation haute fréquence de 5 A crête-crête à une fréquence moyenne de 50 kHz étant donné qu'il s'agit de valeurs supérieures et qu'en fonctionnement normal on se trouve typiquement à une ondulation crête-crête inférieure à 1 A à une fréquence moyenne de 30 kHz.

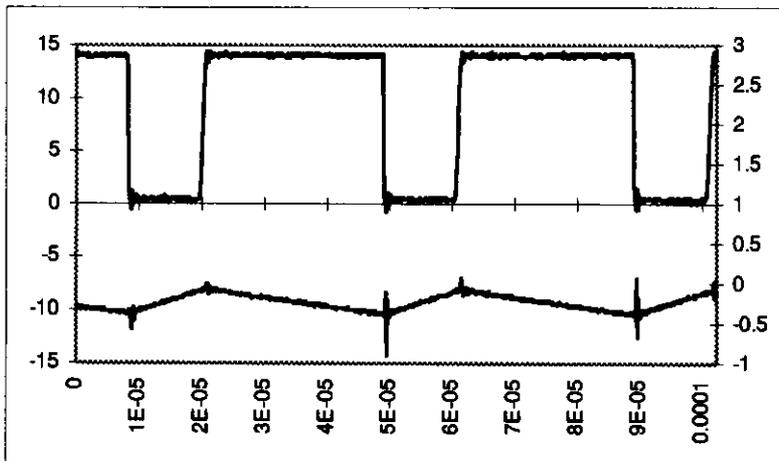


Fig. 4 : Commande du transistor et variations du courant -Ie

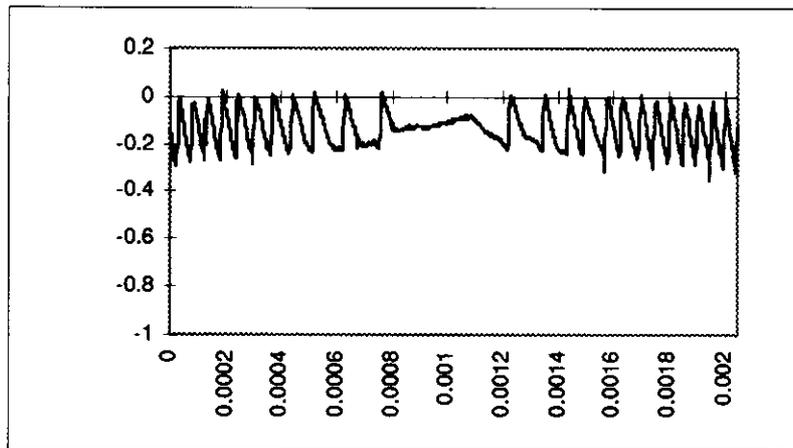


Fig. 5 : Distorsion du courant I_e au voisinage de 0.

La seule contrainte importante pour le fonctionnement sans danger d'un boost en mode glissant est de limiter la fréquence à une valeur supérieure. Dans la maquette on a décidé de détecter la fréquence maximale et de couper totalement l'appareil dans le cas où cette fréquence maximale est atteinte (50 kHz).

Ces limitations étant précisées, on approxime généralement la formulation du rapport cyclique $\alpha(t)$ par

$$\alpha(t) \approx 1 - \frac{V_m}{V_s} \cdot \sin \omega t$$

La stratégie de commande retenue est le mode glissant, elle permet de faire suivre le courant d'entrée I_e à la consigne de référence ce qui revient à faire passer le courant I_e de part et d'autre du signal de référence. La conséquence pour l'interrupteur est un fonctionnement à fréquence variable qui glisse d'une valeur maximale autour des angles $\pi/4$ et $3\pi/4$ vers une valeur minimum autour des angles 0 et π avec un minimum relatif à $\pi/2$. Lorsque le transistor est commandé à la fermeture, le courant I_e augmente suivant une pente $V_e(t)/L$ jusqu'à atteindre la borne supérieure imposée par la consigne haute. Puis le transistor est commandé au blocage et le courant I_e décroît avec une pente $[V_e(t)-V_s]/L$ jusqu'à atteindre la borne inférieure imposée par la consigne basse (figure 4). Le choix des niveaux des bornes basse et haute de consigne est un paramètre très important qui détermine la fréquence de fonctionnement moyenne du convertisseur ainsi que l'ondulation ΔI_e haute fréquence subie par l'ensemble des composants du montage.

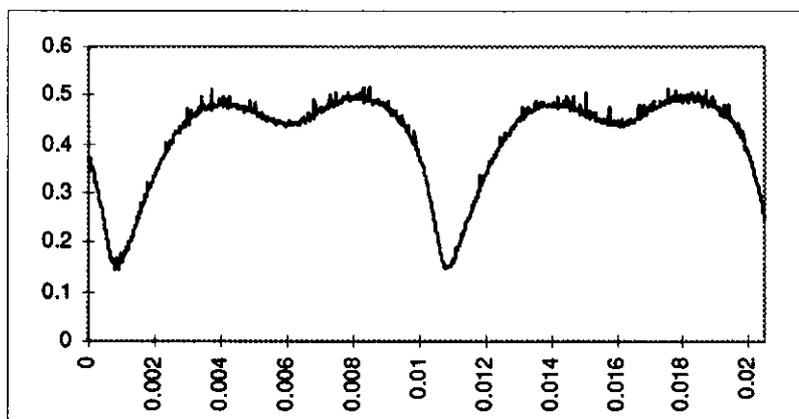


Fig. 6 : Variations relatives de la fréquence de fonctionnement. Point de fonctionnement : 220 V continu en sortie avec 1,3 A. Les deux creux sont éloignés de 10 ms ($\frac{1}{2}$ période secteur soit π)

II- Réalisation technologique

Dans notre application le dimensionnement des éléments du montage autorise une ondulation haute fréquence du courant d'entrée de 5 A pour une fréquence moyenne de 50 kHz.

Le fonctionnement nominal de la structure s'effectuera avec une ondulation haute fréquence du courant d'entrée d'environ 1 A pour une fréquence moyenne de 30 kHz.

La principale contrainte de cette structure fonctionnant en mode glissant est la limitation de la fréquence maximale de découpage afin de contrôler un niveau de pertes acceptables dans les éléments actifs et passifs du montage.

Avec les technologies retenues pour la conception nous limiterons la fréquence de fonctionnement de notre maquette à 50 kHz. Le synoptique de la maquette est présenté à la figure 7.

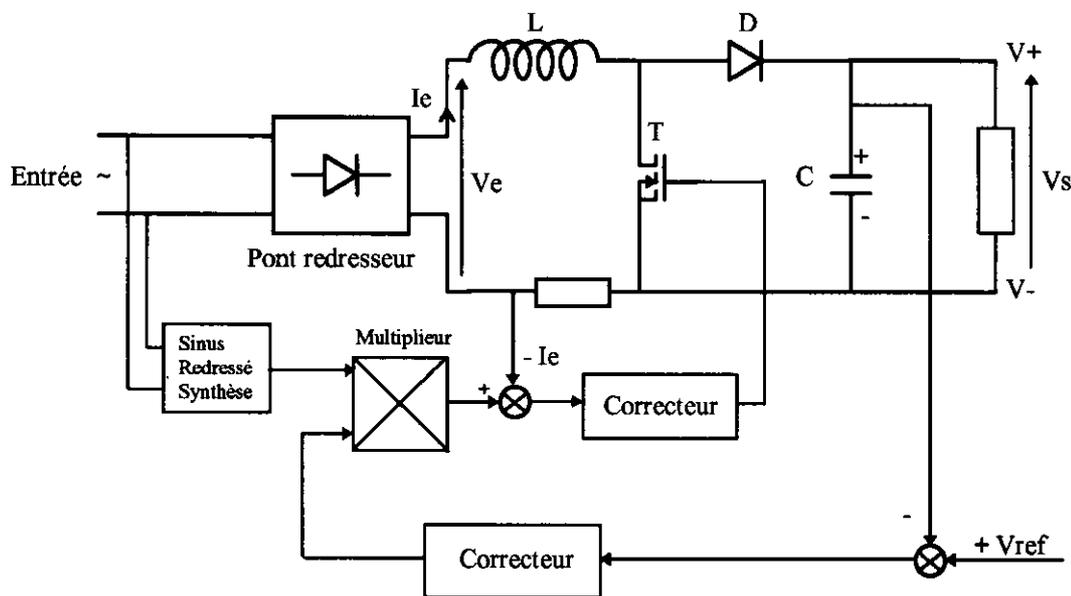


Fig. 7 : Synoptique du redresseur à absorption sinusoïdale.

II.1 Cahier des charges

Pour le dimensionnement de la maquette, nous avons retenu l'application suivante :

- Puissance maximale de sortie : $P_{Smax} = 600 \text{ W}$
- Tension d'entrée du secteur : $V_{eff} = 230 \text{ V}$ puis transformateur $2 \times 48 \text{ V}$
- Plage de tension de sortie continue : $135 \text{ V} < V_S < 380 \text{ V}$

Dans un intérêt pédagogique nous avons souhaité que la maquette puisse fonctionner soit en redresseur double alternance classique soit en redresseur à prélèvement sinusoïdal. Trois sécurités ont été installées pour contrôler les aires de fonctionnement de la structure à savoir, une limitation en courant, une limitation en tension et une limitation en fréquence.

L'ensemble de ces limitations est principalement lié aux performances des éléments semi-conducteurs de la structure. Ce type de conversion ne présentant d'intérêt qu'à haute fréquence de fonctionnement, nous utiliserons comme interrupteur commandé un transistor MOSFET. C'est à partir de ce composant et du calibre en tension que lui impose l'application, ici 400 V, que nous bâtirons la structure. La puissance de sortie étant limitée à 600 W, elle définit à partir de la plage de tension de sortie, une plage de courant de sortie

$$380 \text{ V} > V_S > 135 \text{ V}$$

$$[0; 1,6 \text{ A}] < I_S < [0; 4,4 \text{ A}]$$

II.2 Dimensionnement des éléments

Pour calculer les contraintes subies par les composants de puissance et donc les dimensionner en conséquence, nous avons considéré que la structure fonctionnait à une fréquence fixe moyenne de 50 kHz.

Deux types de pertes sont à déterminer pour dimensionner les contraintes thermiques subies par les composants.

- Les pertes en conduction

Pour le transistor MOS, qui se comporte comme une résistance à l'état passant, ces pertes sont fonction du courant efficace qui circule dans l'interrupteur.

$$P_0 = (P_{\text{cond}})_T = R_{\text{dson}} I_{\text{Teff}}^2$$

avec R_{dson} = résistance dynamique à l'état passant

I_{Teff} = courant efficace dans le transistor

Pour la diode les pertes en conduction tiennent compte du courant efficace et du courant moyen et s'expriment par

$$P_1 = (P_{\text{cond}})_D = V_0 I_{\text{Dmoy}} + r_0 I_{\text{Deff}}^2$$

avec V_0 = tension de seuil I_{Dmoy} = courant moyen dans la diode

r_0 = résistance dynamique I_{Deff} = courant efficace dans la diode

On peut noter aussi les pertes dans la diode en conduction inverse. Celles-ci sont généralement négligeables vis à vis des autres pertes. Elles s'expriment par la relation :

$$P_2 = (P_{\text{cond inverse}})_T = V_r I_r (1-d)$$

avec V_r = tension inverse

I_r = courant de fuite inverse

d = rapport cyclique

- Les pertes en commutation [RIV1], [RIV2].

Ces pertes tiennent compte des phénomènes transitoires apparaissant sur les courants lors des commutations.

Les pertes en commutation dans la diode

Pertes au blocage de la diode

$$P_3 = P_{\text{off}} = \frac{V_r I_{\text{m}}^2 \cdot S \cdot F}{6 \cdot \frac{di}{dt}}$$

avec I_{m} = courant inverse maximum

S = t_b / t_a avec t_b = temps nécessaire au courant de la diode pour passer de I_{m} à 0
 t_a = temps obligatoire de recouvrement de la diode entre 0 et I_{m}

F = fréquence de fonctionnement

di / dt = pente correspondant à la descente du courant diode à l'extinction

Pertes lors de l'allumage de la diode. Ici une relation empirique déduite de l'expérience donne une bonne approximation des pertes P_{on}

$$P_4 = P_{\text{on}} = 0,4 (V_{\text{FP}} - V_F) I_{\text{fmax}} t_{\text{f}} F$$

avec V_{FP} = tension directe pic obtenue par la diode à l'allumage

V_F = chute de tension directe sur la diode

I_{fmax} = courant traversant la diode à la fin du transitoire d'allumage

t_{f} = temps nécessaire au courant diode pour redescendre à $1,1 V_F$ lors du transitoire

Les pertes en commutation dans le transistor
Ce sont les pertes à l'allumage du transistor :

$$P_5 = P_{ON} = \frac{V_r I_{m}^2 \cdot (3 + 2 \cdot S) \cdot F}{6 \frac{di}{dt}} + \frac{V_r I_{m} I_T (S + 2) \cdot F}{2 \frac{di}{dt}}$$

avec I_T = courant traversant le transistor à la fin du transitoire d'allumage

Les pertes évaluées ainsi dans le transistor et la diode sont

$$P_{tot} = P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5$$

La presque totalité des pertes étant distribuée entre les pertes par conduction (sauf P2 que l'on néglige) et la perte en commutation dans le transistor, on arrive alors à une bonne approximation en écrivant

$$P_{tot} = P_0 + P_1 + P_5$$

Dimensionnement des composants de puissance [AIM]

Les calculs suivants donnent un ordre de grandeur des contraintes mises en jeu sur les composants car ils sont adaptés à un mode de fonctionnement à fréquence fixe et rendement égal à 1.

Pour le transistor :

$$I_{Teff}^2 = \frac{1}{T_R/2} \int_0^{T_R/2} \alpha(t) \cdot [I_m \cdot \sin \omega t]^2 dt$$

La loi $\alpha(t)$ trouvée précédemment nous est alors utile pour calculer le dimensionnement des éléments du montage.

$$I_{Teff}^2 = \frac{2}{T_R} \int_0^{T_R/2} \left(1 - \frac{V_m}{V_s} \cdot \sin \omega t\right) \cdot [I_m \cdot \sin \omega t]^2 dt$$

La résolution donne

$$I_{Teff} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \left(\frac{8 V_m}{3\pi V_s}\right)} = I_{eff} \sqrt{1 - \left(\frac{8 V_m}{3\pi V_s}\right)}$$

On introduit la puissance P en considérant un rendement égal à 1. La puissance en sortie est alors égale à la puissance d'entrée et donc

$$P_e = P_s = P$$

$$V_{eff} I_{eff} = V_s I_s = P$$

$$\Rightarrow I_{eff} = \frac{P}{V_{eff}} = \sqrt{2} \frac{P}{V_m}$$

$$I_{Teff} = \sqrt{2} \frac{P}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{8 V_m}{3\pi V_s}\right)}$$

On peut alors directement évaluer les contraintes sur le transistor en connaissant la puissance de sortie P, la tension d'entrée maximale V_m ou efficace V_{eff} et la tension de sortie continue V_s .

Pour le transistor les conditions de fonctionnement les plus dures sont

une puissance de sortie maximale (600 W)

une tension de sortie maximale (380 V)

L'entrée étant fixée par le transformateur à 96 V_{eff}, dans ce cas $I_{Teff} = 5,21$ A.

Les pertes en conduction dans le transistor sont évaluées à :

$$P_0 = 8,14 \text{ W avec } R_{dson} = 0,3 \Omega$$

Les pertes en commutation dans le transistor sont évaluées à :

$$P_5 = 19,64 \text{ W en prenant } di/dt = 400 \text{ A/us}$$

Un transistor Mosfet du type IRFP350 d'un calibre de 400 V en tension et 14 A continu en courant conviendra.

Pour la diode :

Le courant efficace est donné par l'expression :

$$I_{\text{Deff}}^2 = \frac{1}{T_R/2} \int_0^{T_R/2} [1 - \alpha(t)] \cdot [I_m \cdot \sin \omega t]^2 dt$$

$$I_{\text{Deff}}^2 = \frac{1}{T_R/2} \int_0^{T_R/2} \left[\frac{V_m}{V_s} \cdot \sin \omega t \right] \cdot [I_m \cdot \sin \omega t]^2 dt$$

La résolution donne

$$I_{\text{Deff}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{8V_m}{3\pi V_s}} = I_{\text{eff}} \sqrt{\frac{8V_m}{3\pi V_s}}$$

De la même manière que pour le transistor le courant efficace dans la diode peut s'exprimer de manière plus explicite par l'expression suivante :

$$I_{\text{Deff}} = \sqrt{2} \frac{P}{V_m} \sqrt{\frac{8V_m}{3\pi V_s}}$$

On calcule le courant moyen de la diode

$$I_{\text{Dmoy}} = \frac{1}{T_R/2} \int_0^{T_R/2} [1 - \alpha(t)] \cdot [I_m \cdot \sin \omega t] dt$$

$$I_{\text{Dmoy}} = \frac{V_m I_m}{2V_s} = I_s$$

Cette fois les conditions de fonctionnement les plus contraignantes pour la diode sont une puissance de sortie maximale (600 W) mais avec une tension de sortie V_s minimale. La diode en effet est placée en série avec le circuit de courant de sortie de la charge ce qui lui impose alors un courant efficace de $I_{\text{Deff}} = 5,26$ A et un courant moyen de 4,42 A dans ces conditions.

Les pertes en conduction dans la diode sont évaluées à :

$$P_1 = 5,55 \text{ W}$$

On choisit alors une diode 20 A, 600 V du genre STTA 2006 PI.

Pour le condensateur de sortie :

Les conditions de fonctionnement à 600 W sont les plus contraignantes et aboutissent à un courant efficace demandé de 3,3 A pour l'entrée de 96 V_{eff} et la sortie de 380 V.

$$I_{\text{Ceff}} = \frac{P}{V_s} \sqrt{\left(\frac{16V_s}{3\pi V_m} \right) - 1}$$

On considère l'obtention d'un taux d'ondulation maximum égal à 1% de la tension maximale de sortie soit 3,80 V

$$\Delta V_{\text{CBF}} = \frac{P}{2C\omega V_s} \leq 3,80 \text{ V} \Rightarrow C \geq 660 \mu\text{F}$$

On prend 2 condensateurs de 470 μF en parallèle dont les caractéristiques en courant satisfont les 3,3 A/2 = 1,65 A par condensateur. Ce sont des Philips à faible résistance série.

Cette résistance est garantie inférieure à 340 m Ω à 20 °C et à 100 Hz. L'inductance série équivalente est typiquement de 19 nH. Le courant d'ondulation est donné pour 2,76 A à 85°C et à 100 Hz

II.3 Génération de la référence sinusoïdale

Dans ce paragraphe nous développons la réalisation du module "Référence sinus Redressé de synthèse" présenté dans le synoptique de la figure 6.

De façon à améliorer la forme du signal de référence, il est recommandé de créer une sinusoïde de synthèse plutôt que d'utiliser une image du secteur. Pour cela, une carte électronique spécifique a été élaborée pour générer une sinusoïde redressée de synthèse que l'on synchronise sur le signal du réseau. Cette synchronisation s'effectue via un pont diviseur qui abaisse la tension secteur. L'optocoupleur d'entrée fournit alors un signal carré qui est injecté dans une boucle à verrouillage de phase. Ainsi la sinusoïde redressée de synthèse est asservie à la fréquence du secteur (figure 8).

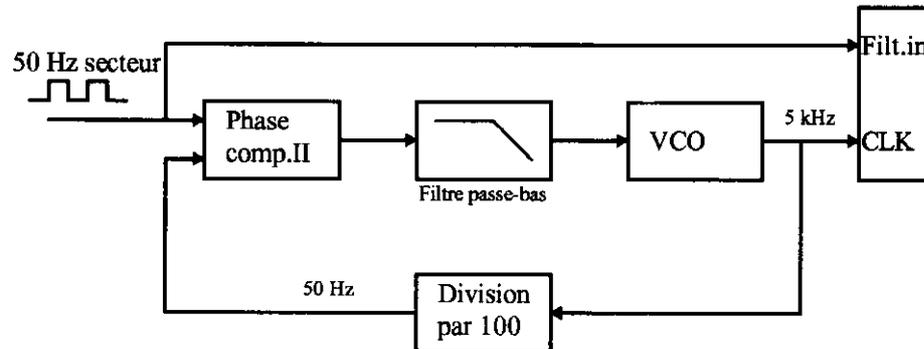


Fig. 8 : Synoptique de la génération de la sinusoïde de synthèse

Pratiquement, on utilise un comparateur de phase II comme circuit de boucle à verrouillage de phase (type 4046) et un oscillateur commandé en tension (V.C.O.) pour générer un signal de 5 kHz qui est ensuite divisé par 100 pour être synchronisé au secteur 50 Hz. Le signal de sortie du VCO alimente alors un filtre à capacités commutées (type MF 4-100). En sortie du filtre cette sinusoïde a néanmoins la particularité de n'être pas lissée. Elle est constituée de 100 segments et un filtre passe-bas est utilisé pour éliminer cette imperfection. Un redresseur sans seuil génère alors la sinusoïde redressée de référence.

III- Exploitation

III.1 Le fonctionnement en redresseur classique

Les formes d'ondes Ie

Le fonctionnement en redresseur appartient selon la norme aux appareils de classe D. Ces appareils possèdent un courant d'entrée à « forme d'onde spéciale » défini par un gabarit sur un graphique temporel et dont la puissance active d'entrée est inférieure ou égale à 600 W. Pour le fonctionnement en redresseur classique de notre appareil on se trouve typiquement dans ces conditions étant donné que la forme d'onde correspond au gabarit et que la puissance de sortie est au maximum de 600 W.

Dans l'exemple qui suit on montre qu'avec un fonctionnement en redresseur simple une puissance de 220 W suffit à ne plus respecter la norme.

Le facteur de puissance f est alors de 0,605.

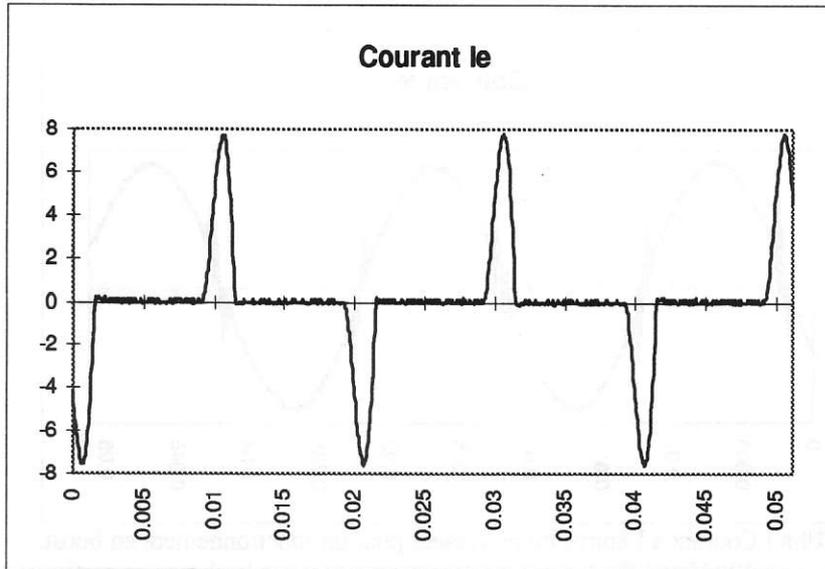


Fig. 9 a : Courant à l'entrée du redresseur pour un fonctionnement en redresseur simple. 138 V et 1,6 A continus sont disponibles sur la charge en sortie.

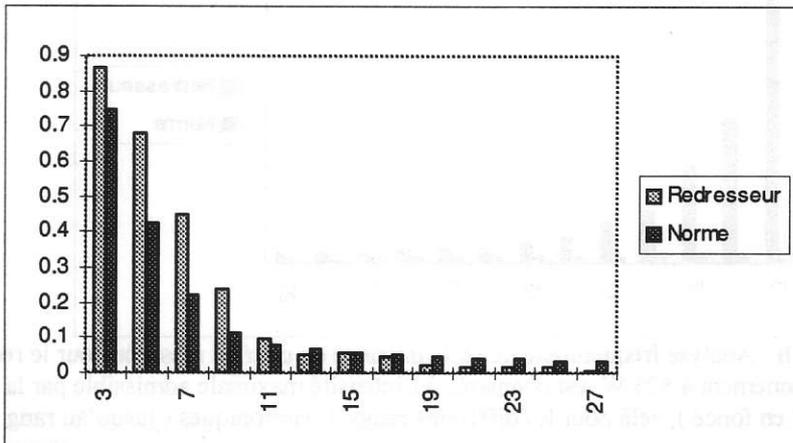


Fig. 9 b : Analyse fréquentielle de Ie. L'intensité du courant mesurée pour le redresseur en fonctionnement à 220 W, est comparée à l'intensité maximale admissible par la norme (en foncé); cela pour les différents rangs d'harmoniques (jusqu'au rang 27). Le redresseur classique ne passe pas la norme.

III.2 Le fonctionnement à absorption sinusoïdale de courant

Les formes d'ondes Ie

Le fonctionnement en absorption sinusoïdale de courant range notre appareil cette fois dans un équipement de classe A selon la norme EN 61000-3-2. En effet ce n'est ni un équipement triphasé équilibré ni un outil portatif ni un équipement d'éclairage et ni un équipement ayant une forme d'onde spéciale avec une puissance inférieure à 600 W. Dans l'exemple qui suit on montre que notre « boost » satisfait pleinement les conditions de rejets d'harmoniques imposées par la norme et ceci à puissance presque maximale (525 W) et malgré un filtrage minimal en entrée.

Les conditions d'essai exactes sont les suivantes : une puissance disponible en continu en sortie de 513 W (1,71 A sous 300 V), une puissance apparente de 534 VA et une puissance consommée à l'entrée de 525 W. Ces données nous donnent un facteur de puissance f de 0,984 et un rendement de la structure de 0,97 pour ce point de fonctionnement.

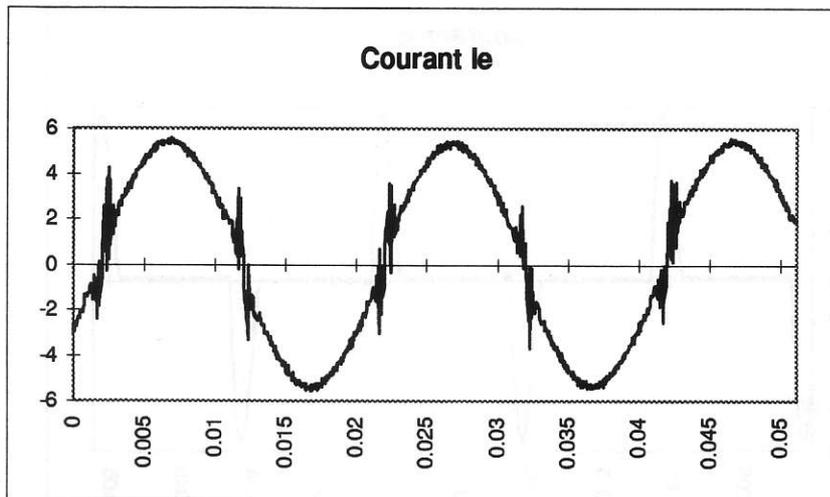


Fig. 10 a : Courant à l'entrée du redresseur pour un fonctionnement en boost. 300 V et 1,71 A continus sont disponibles sur la charge en sortie.

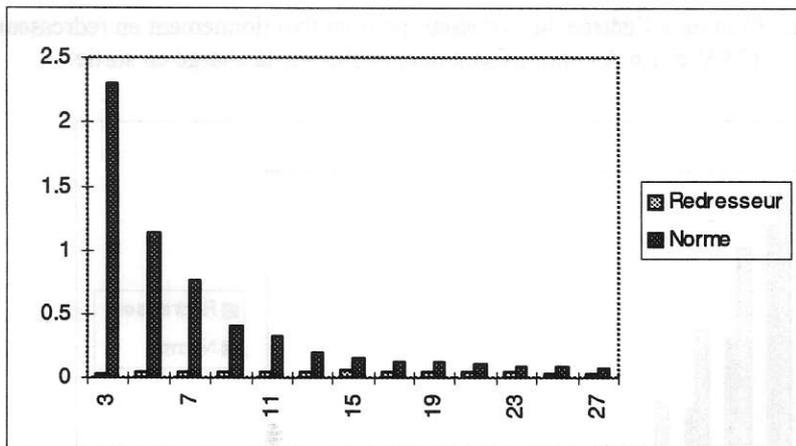


Fig. 10 b : Analyse fréquentielle de I_e . L'intensité du courant mesurée pour le redresseur en fonctionnement à 525 W, est comparée à l'intensité maximale admissible par la norme (en foncé); cela pour les différents rangs d'harmoniques (jusqu'au rang 27).

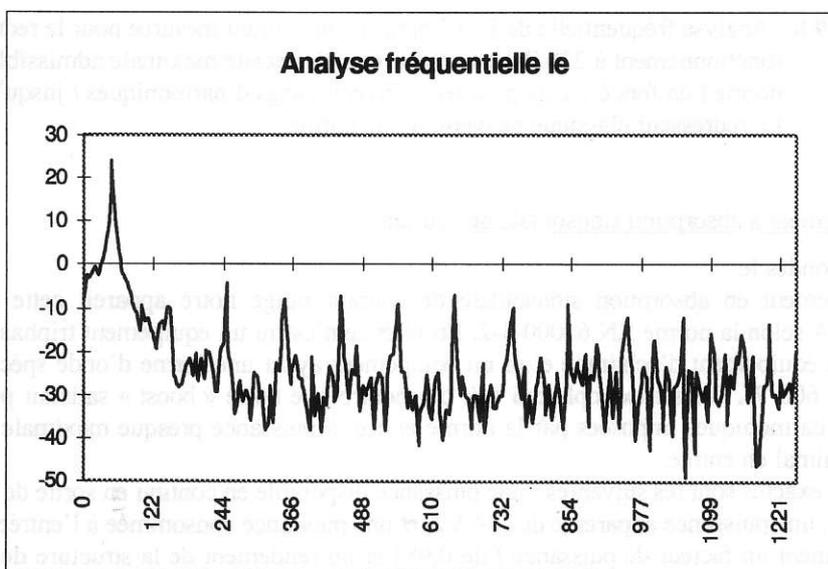


Fig. 10 c : Atténuation en décibels par rapport à la fondamentale à 50 Hz des différentes raies d'harmoniques. En abscisse l'échelle est de 122 Hz par division.

IV Analyses - Conclusion

La figure 10 c est une autre représentation de l'analyse fréquentielle du redresseur fonctionnant en mode boost. En effet les premières harmoniques, en particulier 3, 5 et 7 sont tellement atténuées par rapport aux valeurs absolues maximales admissibles par la norme que la représentation à la figure 10 b nous a semblé avoir besoin d'une figure complémentaire. On perçoit alors que les harmoniques sont pratiquement constantes en valeur absolue du rang 7 au rang 21. Il y a ensuite un petit saut d'atténuation perceptible à partir du rang 23. Même si la norme est largement satisfaite on peut chercher à améliorer la variation de l'atténuation des différentes raies. Pour cela nous avons plusieurs possibilités :

- Action sur la fréquence de fonctionnement du boost : en augmentant la fréquence libre de fonctionnement on diminue les ondulations de courant et donc avec les mêmes éléments passifs (inductance et filtre à l'entrée) on diminue les harmoniques réinjectées sur le secteur. Dans ce cas on augmente aussi les pertes par commutation sur les éléments actifs. On peut alors chercher à trouver un optimum de fonctionnement en fréquence [LOO] par rapport aux pertes des éléments actifs vis à vis du dimensionnement des éléments passifs.
- Surdimensionnement du filtre en entrée.
- Utilisation d'une sinusoïde redressée de synthèse parfaite. Celle utilisée sur notre maquette influe sur les harmoniques à partir de 5 kHz. Elle est donc considérée comme presque parfaite. Il est à noter que son utilisation améliore considérablement le fonctionnement du boost par rapport à l'emploi d'une simple image du secteur redressé.
- Emploi d'un mode de commande minimisant la distorsion au voisinage de 0. En particulier l'étude théorique du fonctionnement à fréquence fixe montre que ce type de commande réduit de manière significative cette distorsion. [TOD]

Une maquette améliorée et prenant en compte ces derniers points à été montée et présente des caractéristiques encore meilleures du point de vue des formes d'ondes des différents courants. Il reste donc à la fiabiliser comme celle qui a été présentée dans ces lignes. En effet la maquette décrite est avant tout robuste et fiable avant d'être un prototype de course mais présente néanmoins des caractéristiques remarquables et finalement aisément atteintes pour convenir à la norme européenne 61000-3-2.

Bibliographie :

- [FER] Alimentations à découpage- Convertisseurs à résonance. J.P. FERRIEUX. F. FOREST 2ème édition
- [AIM] Conception de convertisseur sur substrats métalliques isolés (SMI). Thèse CNAM : G. AIME 1994
- [RIV1] New high voltage ultra-fast diodes : the turboswitch™ A and B series. Note d'application AN 601 de SGS-Thomson Microelectronics. B.RIVET 1994
- [RIV2] Turboswitch in a PFC boost converter. Note d'application AN603 de SGS-Thomson Microelectronics. B.RIVET 1994
- [WUI] Understanding power factor.Note d'application AN523 de SGS-Thomson Microelectronics. L.WUIDART 1994
- [TOD] UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design. Note d'application U134 d'Unitrode : P.C.TODD
- [AND] Contribution à la conception d'alimentations à découpage à absorption sinusoïdale. Thèse INPG : C.ANDRIEUX 1995
- [LOO] Etude comparative de différentes solutions pour réaliser la fonction diode booster dans un PFC en mode continu DEA de Génie Electrique. N.LOONIS 1997

Contact : S.Catellani Tél.: 04 76 82 62 79 E-mail : Stephane.Catellani@leg.ensieg.inpg.fr

EXPERIMENTATION AUTOUR D'UN SYNCHRO-RESOLVEUR

Alain CUNIERE
 lycée Pierre de Coubertin
 chaussée de Paris
 77100 Meaux

INTRODUCTION

Dans ce document est présenté le texte d'une séance de travaux pratiques dispensée en fin de première année. Cette séance s'inscrit dans une séquence pédagogique consacrée aux capteurs. Nous proposons **deux heures au cours** proprement dit (*généralités, mesure des déplacements, températures, vitesses*), suivi d'une séance de **deux heures de travaux dirigés** (*étude d'un capteur de courant à effet Hall*) puis d'une séance de **deux heures d'expérimentation** (*étude d'un capteur de position*).

Nous disposons à cet effet de trois bancs 400 W, constitués d'une MCC et d'une MS à aimants équipée de son capteur et utilisées principalement pour l'étude de la vitesse variable des MS (coût unitaire ≈ 10kF).

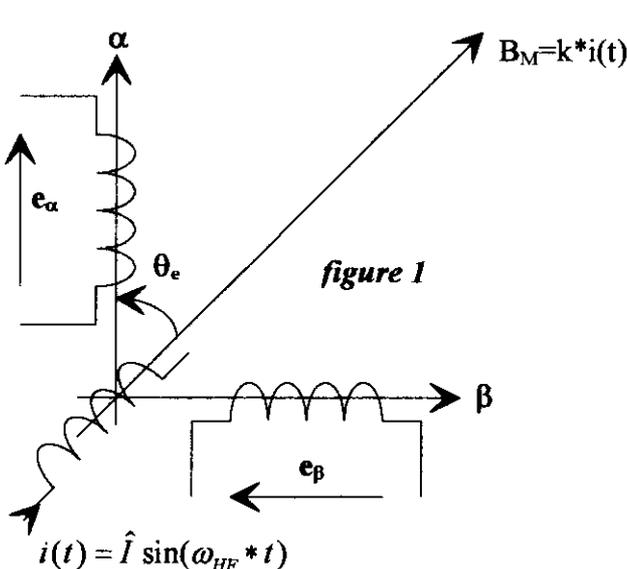
A. PRINCIPE DU SYNCHRO RESOLVEUR

Il s'agit d'un capteur de position angulaire analogique, constitué d'un stator de machine synchrone diphasée et d'une roue polaire à rotor bobiné. La particularité de l'utilisation en capteur de cette MS, consiste en l'alimentation de la roue polaire par un courant sinusoïdal HF (2 à 10 kHz) et non par un courant continu.

Le résultat est que les fem induites au stator relèvent de deux phénomènes :

-) fem de transformation (rotor à l'arrêt) due à l'excitation HF
-) fem de mouvement (rotor en rotation) due à la variation du couplage stator/rotor

Le résultat est une fem HF modulée par la position instantanée du rotor. Le schéma de principe (figure 1) et les équations associées résument le fonctionnement, en admettant les mutuelles comme des fonctions trigonométriques de l'espace.



$$e_\alpha = -\frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{d}{dt} [M_{r\alpha} \cos\theta_e * \hat{I} \sin(\omega_{HF}t)]$$

$$e_\beta = -\frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{d}{dt} [M_{r\beta} \cos(\theta_e - \frac{\pi}{2}) * \hat{I} \sin(\omega_{HF}t)]$$

avec $\theta_e = p\theta_m$, $M_{r\alpha} = M_{r\beta} = M$, $p\Omega_m \ll \omega_{HF}$

$$e_\alpha = K \cos(p\theta_m) * \cos(\omega_{HF}t)$$

$$e_\beta = K \sin(p\theta_m) * \cos(\omega_{HF}t)$$

On distingue les synchros résolveurs avec bagues et balais (figure 2) pour alimenter la roue polaire et ceux sans bagues ni balais (figure 3) exploitant le fait que l'alimentation du rotor se fait en alternatif et non en continu. Pour ces machines, on leur associe un transformateur tournant permettant **sans contact** et seulement par couplage magnétique d'alimenter le rotor.

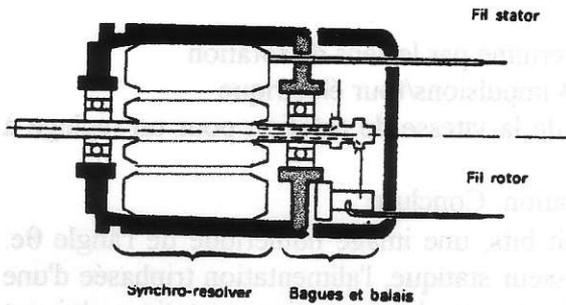


figure 2

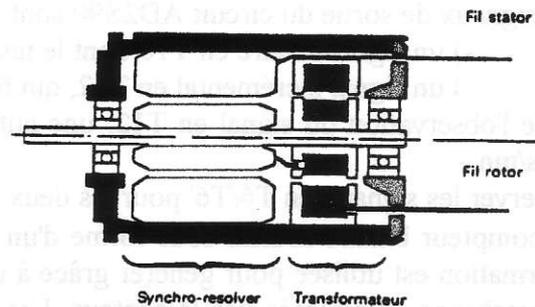


figure 3

B. UTILISATION EN CAPTEUR DE POSITION

Pour utiliser l'information contenue dans les deux fem induites au stator diphasé, il est nécessaire de réaliser **un traitement dit de démodulation**. Un circuit électronique (*AD2S90 au prix de 350F environ chez Analog Devices*) réalise globalement un asservissement de phase instantanée que l'on peut décomposer de la façon suivante :

- ☞ utilisation de deux convertisseurs numériques/analogiques multiplieurs lesquels multiplient par un mot de m bits les fem (raccordées aux **broches 2 et 20**)

- ☞ le résultat après soustraction et démodulation (multiplication par la porteuse HF raccordée **broche 18** qui sert également à exciter le rotor), détermine un signal U_d composé d'un signal d'erreur de phase et d'un terme à deux fois la fréquence de la porteuse. On obtient ainsi,

$$U_d = \frac{KK_1}{2} * \sin(p\theta_m - \Phi) * [1 + \cos(2\omega_{HF}t)]$$

- ☞ après filtrage passe-bas, une correction intégrale alimente l'entrée tension d'un convertisseur tension/fréquence dont la sortie fournit l'horloge d'incrémentement du compteur n bits.

En régime permanent, l'erreur est nulle et donc $\varphi_{sur\ m\ bits} = \theta_{électrique}$. Pour le circuit AD2S90 utilisé, la résolution est de dix bits et donc 1024 impulsions par tour électrique sont fournies au compteur. On peut remarquer que l'entrée du convertisseur tension/fréquence fournit un signal analogique à l'image de la vitesse de rotation (**broche 17**). Sur l'AD2S90, seule l'horloge (**broche 7**) est accessible et un compteur externe supplémentaire est nécessaire pour former θ_e sous forme numérique. Le sens du déplacement (**broche 10**) déterminé par le signe de la tension U_d après filtrage est aussi accessible. Il permet de commander soit le comptage (rotation avant) soit le décomptage (rotation arrière). Le schéma (figure 4) résume l'ensemble des propriétés du circuit électronique.

C. EXPERIMENTATION

(le schéma de principe de la carte supportant le circuit AD2S90 connecté au synchro résolveur est donné figure 5)

- ☞ C.1 relever ligne d'arbre à l'arrêt, le signal de la porteuse HF au point test T4, le signal e_α d'une des deux phases de l'induit en T13, puis le signal e_β de la seconde phase en T14.

Faire tourner l'arbre à la main; conclure.

- ☞ C.2 pour un tour mécanique ($\theta_m = 2\pi$), mesurer le nombre de périodes électriques ($\theta_e = 2\pi$) des signaux e_α et e_β . En déduire le nombre de paires de pôles p du synchro.

☞ C.3 pour $\theta_m(t) = \Omega_m t + \theta_{m0}$ de la ligne d'arbre, relever e_α et e_β . Utiliser la fonction FFT de l'oscilloscope et relever la série de Fourier du signal e_α ; conclure.

☞ C.4 régler la vitesse de la ligne d'arbre à 1400 tours/mn (le coefficient de la dynamo tachymétrique vaut 5V/1000 tours/mn) et à partir d'une mesure de temps des signaux e_α et e_β en déduire une mesure de la vitesse de la ligne d'arbre. Comparer.

☞ C.5 les signaux de sortie du circuit AD2S90 sont :

-) un signal binaire en T10 dont le niveau est déterminé par le sens de rotation

-) un signal incrémental en T12, qui fournit 1024 impulsions/tour électrique.

Déduire de l'observation du signal en T12, une autre mesure de la vitesse de rotation pour un réglage à 1400 tours/mn.

☞ C.6 observer les signaux en T6/T6' pour les deux sens de rotation. Conclure.

☞ C.7 le compteur binaire fournit sous forme d'un mot de huit bits, une image numérique de l'angle θ_e . Cette information est utilisée pour générer grâce à un convertisseur statique, l'alimentation triphasée d'une machine synchrone autopilotée par le capteur. Les courants fournis par le convertisseur statique doivent être de même fréquence que les fem induites afin de garantir un transfert de puissance électromagnétique. De ces considérations, en déduire le nombre de pôles de la machine synchrone utilisée.

REPONSES

☞ C.1 à l'arrêt, fem de transformation en quadrature et de pulsation ω_{HF} . La position de la roue polaire détermine l'amplitude des fem.

☞ C.2 on obtient ainsi le nombre p de paires de pôles du synchro.

☞ C.3 voir relevé figure 6. On observe les raies deux attendues à $\omega_{HF} - \omega_e$ et à $\omega_{HF} + \omega_e$.

☞ C.4 la période T_e des signaux correspond à une période de la modulation d'amplitude. La mesure de cette valeur nous donne une mesure de la vitesse angulaire Ω_m de la ligne d'arbre, soit :

$$T_e = \frac{2\pi}{\omega_e} = \frac{2\pi}{p\Omega_m} \Rightarrow \Omega_m = \frac{2\pi}{pT_e}$$

☞ C.5 en appelant T_H la période du signal observé, la relation avec Ω_m devient : $\Omega_m = \frac{2\pi}{p2^{10} T_e}$

☞ C.6 les signaux de commande du compteur ont pour équation :

$$C/up = \text{pulses} + \overline{AV} \text{ et } C/down = \text{pulses} + AV$$

on remarque que l'état de repos des entrées du compteur est le 1L. Selon l'état logique du signal AV, les pulses sont aiguillés pour être comptés ou décomptés.

☞ C.7 la capacité de comptage est de 256 impulsions. Donc on a $0 \leq \Theta'_e \leq 2\pi$ pour $0 \leq N \leq 255$, avec Θ'_e l'angle électrique associé à la machine synchrone. Or, par tour électrique Θ_e le synchro fournit 1024 impulsions.

La relation est donc : $\Theta'_e = p' \cdot \Theta_m = (1024/256) \cdot \Theta_e = 4 \cdot p \cdot \Theta_m \Rightarrow \boxed{p' = 4 \cdot p}$

D. CONCLUSION

Cette expérimentation permet aux étudiants de découvrir un capteur très utilisé dans l'industrie depuis le développement du contrôle vectoriel. D'un point de vue pédagogique, il illustre très bien les notions de couplage magnétique et de mutuelle inductance. A cette occasion, j'ai pu constater que le concept de mutuelle et de sa dépendance avec le décalage angulaire stator/rotor était tout sauf un lieu commun pour les étudiants.

La main sur la ligne d'arbre et l'oeil sur l'oscilloscope éclaircissent également les notions d'angle mécanique et d'angle électrique. Et puis ce n'est pas si souvent que les électrotechniciens font de la modulation d'amplitude...

Cependant, deux difficultés sont liées à ce TP. La première est pour le professeur par le prix à payer pour l'équipement nécessaire et la seconde pour l'étudiant par la difficulté à assimiler le principe de la démodulation.

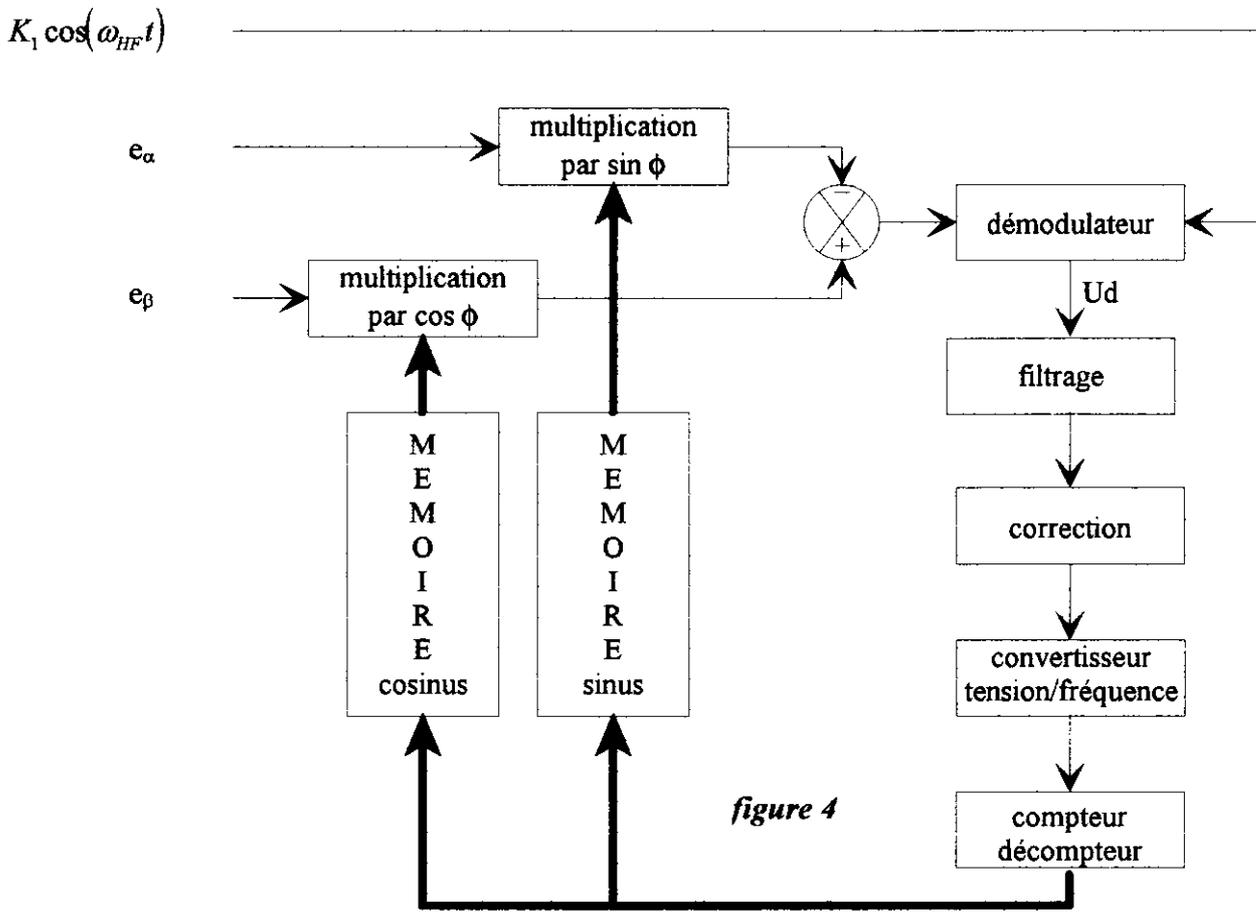


figure 4

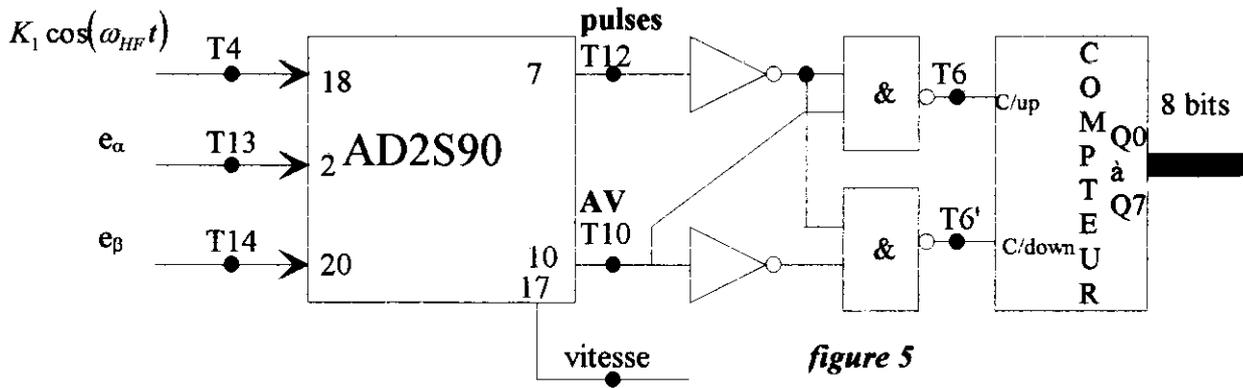


figure 5

Visualisation des signaux e_α et e_β

Détail de la porteuse et du signal e_α

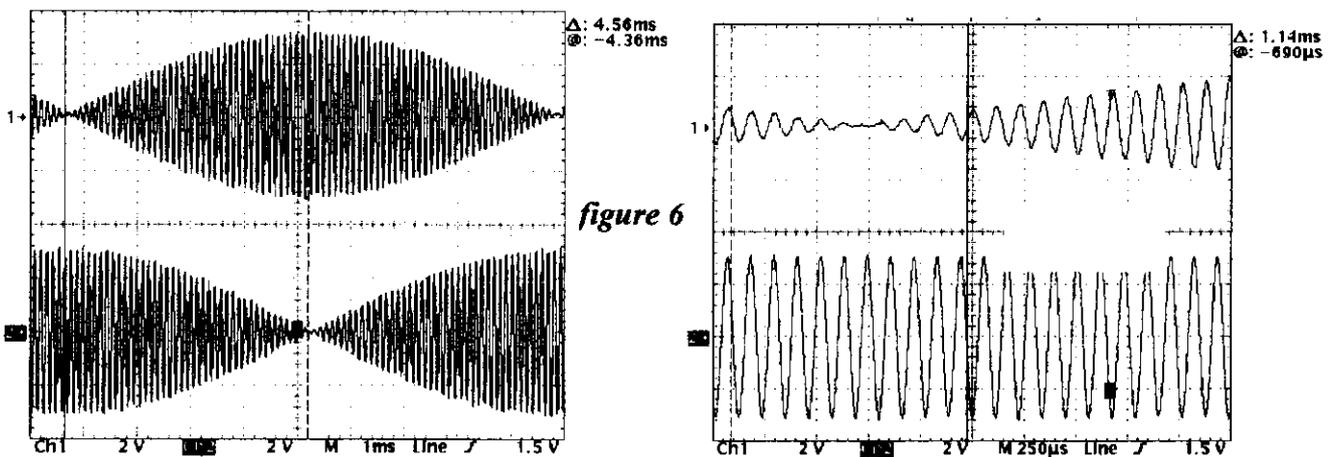


figure 6

Progrès récents des piles à combustible appliquées aux véhicules électriques

Thierry Alleau
Commissariat à l'Énergie Atomique¹

Introduction

Que notre environnement souffre de la pollution générée par les transports automobiles comme notre économie souffre de la consommation croissante d'hydrocarbures est une telle certitude qu'il devient inutile de dissérer plus longuement sur le sujet. La nécessité de remplacer le moteur thermique actuel par un autre convertisseur plus propre et plus performant devient elle-même un moteur pour la recherche et le développement technologique: elle est à l'origine de la révolution qui se prépare dans les transports du XXIème siècle.

Situation plutôt exceptionnelle, la quasi-totalité des experts et industriels se sont ralliés au seul choix qui paraît réaliste: la pile à combustible. Comme il n'est pas souhaitable d'isoler la pile de son combustible, les deux sujets seront traités dans la suite.

De par ses compétences dans les domaines de l'énergie, des matériaux et de la thermohydraulique et de par sa mission de les valoriser auprès de l'industrie, le Commissariat à l'Énergie Atomique a sa place dans ce projet. Il mène, depuis le début des années 90, une action volontariste dans le domaine du stockage électrochimique, en collaboration étroite avec l'Ademe, le CNRS et les constructeurs PSA et Renault dans le cadre du programme PREDIT².

La plupart des informations données dans ce papier ont été mises à jour après le récent colloque "Fuel Cell Seminar"³.

La pile à combustible

Trois types de pile à combustible, utilisées ou potentiellement utilisables dans les transports, font actuellement l'objet de travaux dans le monde: la pile à acide phosphorique (PAFC)⁴ et la pile acide à polymère solide (PEMFC)⁵ pour les premières, et la pile à méthanol direct (DMFC)⁶ pour la seconde.

¹ Centre de Grenoble - DTA/DITA - 38054 Grenoble Cedex 9

² Programme interministériel pluri-annuel de soutien à la recherche-développement dans les transports terrestres

³ Orlando, USA, 17-20 novembre 1996

⁴ *Phosphoric Acid Fuel Cell*

⁵ *Proton Exchange Membrane Fuel Cell*

⁶ *Direct Methanol Fuel Cell*

La pile à acide phosphorique (PAFC)

Du fait de sa température de fonctionnement (électrolyte liquide à 200°C) ce type de pile n'est envisagé que pour des poids lourds, en particulier les transports en commun. Les pouvoirs publics américains⁷ ont lancé en 1989 un projet de bus équipé d'une telle pile (50 kW) alimentée en hydrogène fourni par un reformeur méthanol.

Un premier prototype de 25 places a été réalisé en mars 1994 (phase I) et deux autres ont débuté leurs essais en février 1996 (phase II). La phase III est en cours avec la réalisation d'un bus à plus grande capacité qui sera testé à l'Université de Georgetown et la phase IV a démarré avec un bus à pile PEMFC (voir plus loin).

Les résultats actuels sont considérés comme très satisfaisants par le DOE; ils montrent, en particulier, que le maximum de rendement est de 37% (à 50% de charge) avec le moteur de la version diesel, à comparer avec une valeur de 46% (à 70% de charge) avec la pile à combustible; ces résultats sont associés à une diminution spectaculaire des émissions de polluants malgré la présence du reformeur. A noter que les piles à combustible sont fournies par Fuji Electric Corp. Ltd.

La pile à combustible à polymère solide (PEMFC)

Cette technologie est -de loin- la plus développée à l'heure actuelle et ses applications "transports" couvrent aussi bien les véhicules légers que les bus. On peut même noter qu'elle est maintenant en cours de valorisation aussi bien dans les sources portables de 30 à 150 W que dans les générateurs stationnaires de 200 kW; son application est même envisagée pour propulser des navires dans la gamme 0,5 à 2 MW.

Le récent congrès d'Orlando a permis de faire le point sur la technologie des divers composants majeurs de la pile PEM. Des progrès considérables ont été obtenus ces dernières années; ils sont résumés ci après:

- la plaque bipolaire

En 1993, la référence en la matière était le module PGS-103 de chez Ballard⁸ dont les plaques bipolaires, en graphite usiné, coûtaient de l'ordre de 3000 F pièce. De plus, ces plaques bipolaires avaient une fonction "échangeur de chaleur" toutes les trois cellules, chaque échangeur étant alors constitué d'un assemblage de deux plaques.

Aujourd'hui, la référence reste Ballard⁹ mais les plaques bipolaires ont chacune une fonction échangeur intégrée, leur épaisseur a été diminuée par deux, le matériau est devenu une poudre de graphite moulée avec un liant et le coût, non révélé, a été diminué d'un facteur compris entre 5 à 10. Bien que le progrès ait été important, il reste encore un facteur 10 à gagner pour atteindre un coût de l'ordre de 30 F.

Cette solution technique n'est pas nécessairement la bonne: d'autres études en cours, en particulier en Europe, considèrent des solutions comme l'aluminium traité, l'acier inox ou les polymères conducteurs.

⁷ USDOE (Département de l'Energie), USDOT (Département des Transports) et SCAQMD (South Coast air Quality Management District)

⁸ Ballard Power Systems Inc., Burnaby, BC, Canada

⁹ Module Ballard Mark 7 présenté en décembre 1996

- la membrane électrolyte

La même année 1993, la référence était la membrane Nafion™ 117 de Dupont de Nemours. Sa conductivité ionique était satisfaisante mais son coût de l'ordre de 3000 F/m² -qui s'explique par la complexité de sa réalisation- était 10 à 20 fois trop élevé. D'autres membranes sont ensuite apparues sur le marché¹⁰ mais de coût et performances de même ordre de grandeur.

De nombreux laboratoires se sont alors attelés au problème de la substitution de ce matériau: ainsi, le CNRS¹¹ a récemment déposé deux brevets couvrant des solutions intéressantes en cours de test. Mais la première réalisation industrielle d'un nouveau matériau est le fruit de la société américaine W.L. Gore & Associates, Inc. Leur idée est d'avoir séparé les deux fonctions essentielles de la membrane (résistance mécanique et conduction ionique) en utilisant une structure tissée résistante en PTFE très mince (inférieure à 20 microns) et en l'imprégnant d'un matériau de même nature que le Nafion¹². La masse de conducteur ionique mise en oeuvre ayant ainsi été abaissée de plusieurs ordres de grandeur, le coût résultant a pu être considérablement abaissé. Cette membrane¹³ -dont les performances sont excellentes- est maintenant utilisée par la majorité des opérateurs de piles PEM et elle est devenue la nouvelle référence. Une courbe de polarisation obtenue avec ce produit est donnée en figure 1.

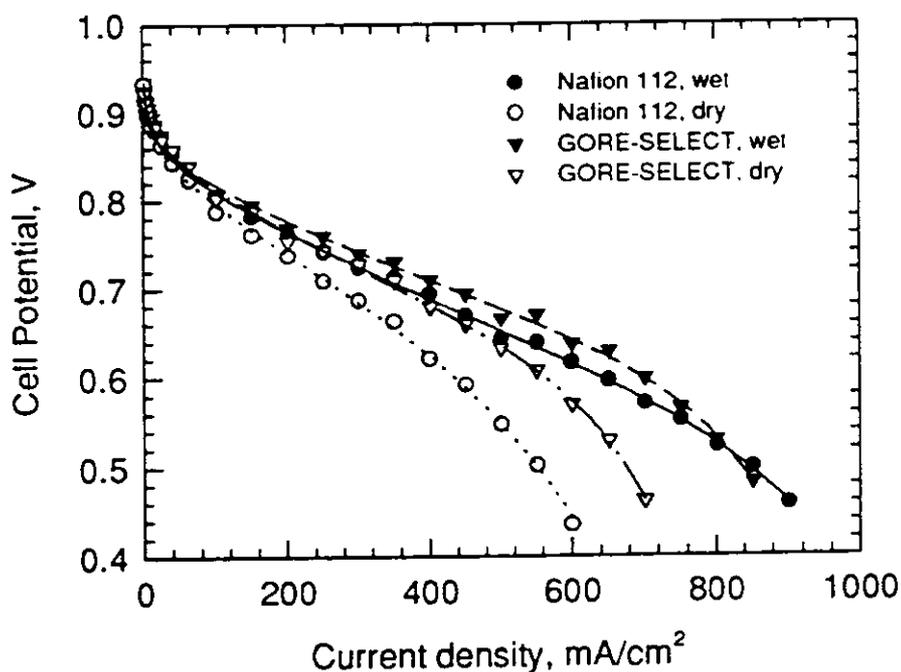


Figure 1

Courbes de polarisation comparées Nafion 112/GORE-SELECT obtenues sur 50 cm², à pression ambiante, à 50°C, en gaz hydrogène-air secs et humidifiés¹⁴

¹⁰ Nafion 112 et 115 de Dupont de Nemours, Dow Chemical, ACIPLEX d'Asahi Chemical et FLEMION-S d'Asahi Glass.

¹¹ LMOPS (polyimide sulfoné) et LEPMI (conducteur minéral dans une matrice polymère)

¹² en fait une solution perfluorée fournie par Asahi

¹³ GORE-SELECT

¹⁴ résultats S. Srinivasan et Al, Fuel Cell Seminar, nov. 96

Pour être exhaustif, il faut ajouter la membrane BAM3G actuellement étudiée par Ballard, dont les performances sont très attractives mais dont on ne dispose d'aucun élément concernant sa nature et son coût.

- la gestion des fluides

Pour garder la référence 1993, les deux fluides hydrogène et air, avaient les principales caractéristiques suivantes:

- pression d'utilisation assez élevée, comprise entre 3 et 5 bar absolus
- humidification à saturation à l'entrée des deux circuits, l'humidificateur étant soit intégré au module (formule Ballard), soit mis à l'extérieur du module. Dans les deux cas, le circuit d'eau d'humidification était connecté à l'eau produite par la réaction.

Aujourd'hui, les progrès faits dans la nature de l'électrolyte, dans le contrôle thermique de la plaque bipolaire et dans le contrôle de l'hydraulique des zones diffusionnelles et actives de chaque électrode ont permis:

- de supprimer l'humidification des gaz
- de travailler à une pression égale ou proche de l'ambiante, sans perte de performances.

Ce résultat remarquable a bien sûr un impact important sur le coût du système dans la mesure où il conduit à:

- remplacer le compresseur d'air (onéreux, encombrant et consommateur de près de 10% de l'énergie produite) par un simple circulateur
- supprimer les deux humidificateurs de gaz

Un exemple des performances obtenues dans ces conditions est illustré par les courbes de la figure 1, présentées au congrès d'Orlando et obtenues à pression ambiante et en gaz secs. Elles sont confirmées par d'autres équipes comme celles de Los Alamos, Ballard, BCS Technology, IFC et MTI.

- les projets de démonstration

De nombreux projets de véhicules automobiles (bus et véhicules légers) mettant en oeuvre la pile à combustible PEM sont en cours.

Les plus significatifs sont les suivants:

- les trois projets entre le DOE et les grands constructeurs américains General Motors, Ford et Chrysler. Ces projets doivent aboutir, dans les 2 à 3 ans, à des prototypes de véhicules équipés de piles de 50 à 60 kW.

- le projet NECAR de Daimler-Benz:

Ce projet est le fruit d'une collaboration étroite entre le canadien Ballard et Daimler-Benz. Il a débuté par la présentation d'un premier prototype (NECAR 1) en mars 1994, équipé d'une pile de 50 kW et d'un réservoir d'hydrogène sous pression. Un deuxième prototype (NECAR 2) a été présenté en mai 1996. Son réservoir d'hydrogène lui donne une autonomie de 250 km. Deux autres prototypes sont attendus pour 1997; l'un serait un bus et l'autre un véhicule de petite taille équipé d'un réformeur méthanol.

- le projet RAV de Toyota:

Le premier véhicule japonais à pile à combustible a été présenté lors d'un récent congrès à Osaka¹⁵. Une pile de 20 kW, couplée à une batterie de même puissance, a été montée sur un châssis RAV 4L-V. La pile est alimentée par un stockage d'hydrogène sur hydrures lui donnant une autonomie de 250 km.

- les projets Joule de la Communauté Européenne. Trois projets sont en cours:

◆ le projet FEVER dont le coordonnateur est Renault. Il doit aboutir en 1997 à un prototype d'une pile italienne *de Nora* de 30 kW embarquée sur un break Laguna. L'hydrogène est stocké à bord sous forme cryogénique (Air Liquide).

◆ le projet HYDRO-GEN dont le coordonnateur est PSA. Il doit aboutir en 1999 à un prototype d'une pile *de Nora* de 2ème génération alimentée par un stockage d'hydrogène à haute pression (CEA) embarqué sur un monospace PSA.

◆ le projet FC-BUS dont le coordonnateur est Ansaldo. Il doit aboutir à la démonstration d'un minibus *Neoplan* équipé d'une pile *de Nora* alimentée par un réservoir d'hydrogène sous pression étudié par Air Liquide.

- les projets de bus Ballard:

◆ un projet financé par le gouvernement de British Columbia (Canada) qui a déjà permis de réaliser deux prototypes. Le second, bus de 60 places et de 400 km d'autonomie, est équipé d'une pile de 200 kW sans batterie d'appoint et fonctionne depuis avril 1995. La pile est alimentée par un stockage d'hydrogène sous pression. La commercialisation de ce bus est prévue en 1998 avec une autonomie de 560 km.

◆ un projet avec le Chicago Transit Authority (USA) qui doit aboutir à la mise en service, mi-1997, de trois bus du même type que le précédent.

◆ un projet avec le British Columbia Transit Authority, pour trois bus en fonctionnement à Vancouver (Canada) à la mi-1997.

◆ un projet avec l'Université de Georgetown (USA) pour un bus équipé d'un reformeur méthanol, en 1998.

La pile à combustible dite "à méthanol direct" (DMFC)

Comparée à la pile PEMFC, cette pile a la caractéristique d'être alimentée directement en méthanol au lieu d'hydrogène, ce qui est séduisant par sa simplicité. Néanmoins, les performances de ce type de pile sont encore assez loin d'atteindre celles de la pile PEMFC du fait, essentiellement, de la surtension anodique d'oxydation du méthanol. Malgré cela, des progrès significatifs ont été constatés ces dernières années au point que cette technologie doit être regardée comme une alternative possible, à long terme.

Les faits marquants relevés récemment sont les suivants:

- la mise au point d'un catalyseur anodique à base de platine-ruthénium, avec un taux de charge de platine raisonnable (2 mg/cm^2)¹⁶

- la mise au point d'une membrane étanche au méthanol qui a été testée pendant 2500 h sans dégradation des performances¹⁷

¹⁵ 13th international Electric Vehicle Symposium, oct. 1996, Osaka, Japon

¹⁶ papier de Los Alamos, Fuel Cell Seminar, 1996

¹⁷ papier de Jet Propulsion Lab., Fuel Cell Seminar, 1996

Le stockage de combustible

Si on élimine la technologie "méthanol direct", la pile à combustible PEM fonctionne toujours avec une alimentation d'hydrogène à l'anode. Cet hydrogène peut être fourni de deux manières:

- soit il est stocké dans un réservoir,
- soit il est produit au fur et à mesure des besoins à partir d'un composé hydrogéné (hydrocarbure ou alcool) via un reformeur.

Parmi toutes les techniques possibles, certaines ont été abandonnées et quelques autres, compte tenu de leur intérêt potentiel, font l'objet de développements; l'état de l'art de celles effectivement mises en oeuvre est sommairement décrit ci après:

- le stockage d'hydrogène

Trois familles sont actuellement retenues:

◆ stockage cryogénique: il est performant sur le plan du volume et de la masse mais il a pour inconvénient majeur de n'être pas intrinsèquement sûr par le seul fait que les pertes thermiques sont nécessairement compensées par une évaporation permanente de l'hydrogène, qu'il faut donc gérer. C'est la solution qui a été retenue par Air Liquide pour le projet européen FEVER avec une variante intéressante, à savoir un réservoir cryogénique étanche qui tient en pression moyenne et permet de retenir l'évaporation pendant quelques jours. Ce type de stockage ne semble pas vouloir être retenu par les autres opérateurs de piles PEM.

◆ stockage sur hydrures: c'est un type de stockage assez sûr dans la mesure où le réservoir n'est pas sous pression et que le dégagement d'hydrogène ne peut intervenir que si on chauffe. Cet avantage est compensé par deux inconvénients majeurs:

- le temps de charge est tel qu'il nécessite un remplacement du réservoir quand il est vide
- la densité d'hydrogène est très faible¹⁸, donc la masse à embarquer est élevée (de l'ordre de 300 kg)

Cette solution a néanmoins été retenue par Toyota dans son prototype RAV4.

◆ stockage sous pression: c'est la solution actuellement la plus répandue. L'hydrogène est alors stocké dans des réservoirs légers en composite. La pression de stockage varie de 150 bar (EDO, aux USA, vend des réservoirs pesant 20 kg pour 0,95 kg d'hydrogène) à 700 bar¹⁹ (projet Hydro-Gen, 1kg d'hydrogène pour 16 kg de structure, avec un encombrement bien moindre que le précédent). Cette solution est principalement mise en oeuvre par Ballard, Energy Partners, Ford, Chrysler et PSA.

- la fourniture d'hydrogène par reformage

Si le stockage d'hydrogène satisfait mieux le concepteur du véhicule du fait de la plus grande simplicité résultante, le point de vue de l'utilisateur pousserait plutôt à la présence d'un reformeur à bord qui lui permettra de ne pas changer ses habitudes quant à la nature du fluide qu'il devra manipuler pour refaire le plein.

Par le passé la tendance était au reformage de méthanol, du fait de la facilité de son obtention et de la facilité de son reformage. Depuis quelques années les utilisateurs potentiels semblent

¹⁸ elle est de 2% dans la cas -présenté comme performant- de la solution Toyota

¹⁹ technologie développée par le CEA

s'éloigner de ce fluide essentiellement à cause de sa toxicité. Néanmoins, plusieurs projets se poursuivent sur cette voie, comme le projet General Motors et le futur prototype NECAR de Daimler-Benz.

Aujourd'hui, on note une tendance très nette vers le reformage de combustibles plus traditionnels comme le gaz naturel, le fuel, voire l'essence. Mais ces fluides sont plus complexes à reformer, nécessitant une température de réaction plus élevée. Malgré cela, plusieurs études ont été lancées, plus particulièrement aux Etats-Unis, sur cette filière.

Il est difficile de prévoir quels seront les choix futurs sur le type de combustible qui sera stocké à bord; en effet, ce choix -pour chaque pays- dépendra étroitement de la nature de ses ressources énergétiques et de la politique les concernant. Selon que tel ou tel pays veuille valoriser qui son gaz, qui son pétrole, qui ses ressources en biomasse, qui ses ressources hydrauliques, qui ses ressources nucléaires, la solution la plus rentable pourra être fort différente.

Conclusions

Une accélération très sensible des progrès technologiques est constatée depuis deux ans au cours desquels plusieurs opérations de démonstration ont été révélées et qui confirment la faisabilité technique de la pile à combustible à polymère solide (PEMFC) utilisée en tant que convertisseur sur un véhicule automobile. Il reste à démontrer la faisabilité économique dont les trois derniers obstacles majeurs -la membrane électrolyte, la plaque bipolaire et le stockage de combustible- sont en voie d'être franchis.

Les constructeurs misent sur une commercialisation des piles dans le domaine du transport en public avant la fin du siècle et leur commercialisation sur véhicules légers -soumise à davantage de contraintes financières- une dizaine d'années plus tard.

Histoire d'une entreprise industrielle

Gérard LACROUX

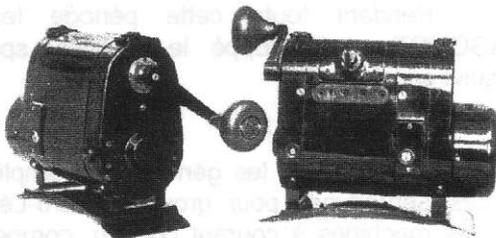
Ingénieur ESE, Ancien Directeur Technique des Etablissements RAGONOT.

Les Ets RAGONOT ont été fondés en 1917 par Monsieur Edmond RAGONOT. Celui-ci, après sa sortie de l'ESE, travaille avec André BLONDEL jusqu'en 1905. Il est ensuite Directeur Technique du service appareillage électrique de la Société Industrielle des Téléphones. Pendant la guerre de 1914, il collabore avec le Général FERRIE, créateur de la télégraphie militaire, et, à sa demande, il met au point les premiers appareils de Radio.

L'Entreprise, installée à Neuilly, a été créée pour la construction de petites génératrices et convertisseurs destinés à l'alimentation des postes portatifs de l'armée Française. Ces dernières machines ne devaient bientôt ne plus être connues que comme des "Ragonot", désignation qui fut très longtemps conservée pour ce type de matériel



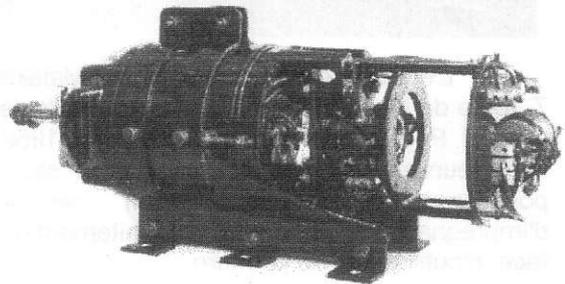
Génératrices à manivelle



quel qu'en soit le constructeur. Ce travail de base fut à l'origine de machines nouvelles destinées aux Télécommunications comme les génératrices à manivelle, les convertisseurs continu-alternatif etc.

Vers 1920 les Ets RAGONOT mettent au point une génératrice d'avion entraînée par moulinet qui fournissait la tension de chauffage du filament des lampes radio et la tension plaque.

Génératrice d'avion



Sont créés également des convertisseurs à induit unique recevant d'une part, le bobinage moteur alimenté sous 12 ou 24 volts et, d'autre part, deux bobinages de sortie destinés, l'un au chauffage du filament, l'autre, à la tension plaque. Cette réalisation nécessitait un collecteur creux (qui fut exécuté par l'entreprise) au travers duquel passait la mise au collecteur de l'autre bobinage. Ce matériel fut complété par une gamme de moteurs et de génératrices à courant continu s'étendant jusqu'à 1kW.



Convertisseurs à induit unique

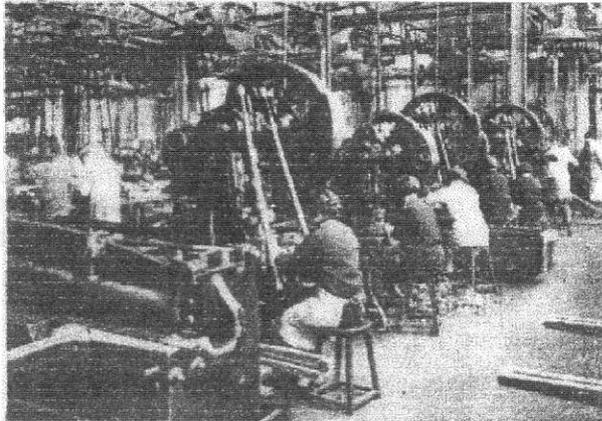
En même temps, pressant l'essor des moteurs électriques de faibles puissances, M. RAGONOT entreprend la construction en série de petites machines qui bénéficient alors du savoir-faire acquis dans le matériel spécial (tôles à faibles pertes, encoches inclinées, équilibrage dynamique, imprégnation à coeur, etc.).

On peut citer parmi les réalisations une gamme de moteurs universels de 10 à 250 watts avec leur adaptation aux machines à coudre fami-

liales et industrielles, aux ventilateurs, perceuses, etc.

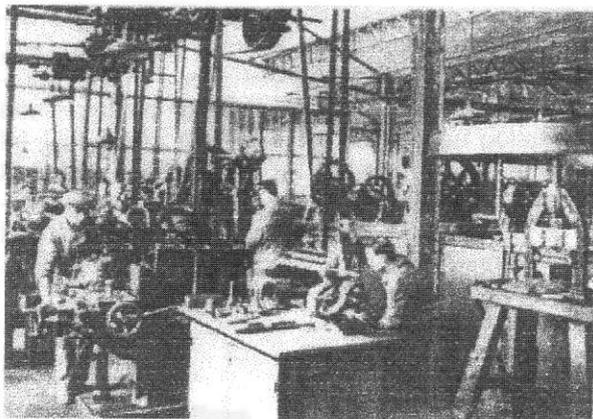
Une série de moteurs asynchrones triphasés et monophasés de 10 à 600 watts vient compléter le matériel dit "industriel".

Atelier de découpe de tôles



L'entreprise s'installe bientôt à Malakoff au 7, route de Montrouge (qui deviendra le Boulevard Gabriel Péri). Elle fabriquera jusqu'en 1950 ses collecteurs et porte-balais. Elle découpe ses tôles, possède sa fonderie d'aluminium, ses stands d'imprégnation et ses ateliers de traitement de surface, d'outillage et de peinture.

Atelier de fabrication d'outillages



Après la guerre, la concurrence devient très sévère en ce qui concerne le matériel industriel et ses applications.

Malgré leur succès, certaines de ces dernières doivent disparaître. L'Electro-balai, aspirateur léger et maniable est condamné par la faible capacité de son filtre à poussière. Le tourne-disques ERA, remarquable moteur synchrone à ré-

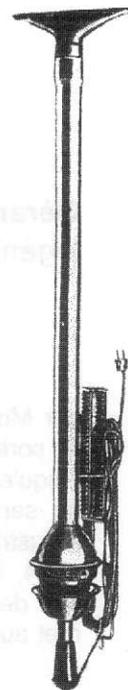
Moteur de tourne-disque 78tr/min



luctance à rotor extérieur dont la vitesse de 78tr/mn était rigoureusement liée à la fréquence du secteur, voit son essor arrêté par l'apparition du 45 tours. Le moteur pour armoire frigorifique doit céder la place au moteur incorporé au compresseur.

Ce sera également le cas du moteur de machine à coudre. Aussi la fabrication doit-elle s'orienter vers le matériel spécial avec, en particulier, la création d'appareils de téléindication et télétransmission (synchronismes) le développement de moteurs à courant continu, de moteurs asynchrones synchronisés, de génératrices tachymétriques, etc.

Après la mort de M. RAGONOT (1950), l'entreprise, devant des difficultés financières, est contrainte de recourir à l'apport de capitaux majoritaires de la Société Gaz et Eau en 1951. Celle-ci lance l'entreprise dans la réalisation (dans une seconde usine) de grandes séries : moteurs de machines à laver, de pompes, de conditionnement d'air pour l'automobile, etc.



L'électro-Balai

Ce sera un échec. Gaz et Eau cède alors l'affaire en 1958 à la Société CLARET spécialiste des moteurs asynchrones pour l'électroménager (machines à laver et compresseurs frigorifiques). M. Lucien CLARET a eu le mérite de reconnaître bientôt que la vocation des Ets RAGONOT reste le matériel spécial.

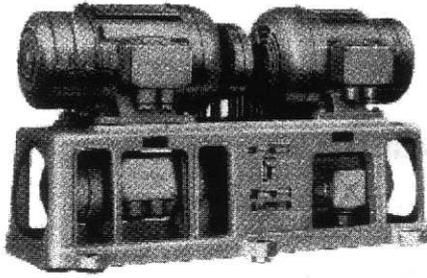
Cette reconnaissance sera également celle de M. Guy BRANA, lors de la reprise en 1968, de "l'empire CLARET" pour 1 franc symbolique par THOMSON-BRANDT.

Plus tard, la THOMSON crée la branche Electro-Industrie qui absorbe successivement la Société S.E.B. (fondée en 1938) qui produit des équipements électriques pour l'Aéronautique et la Société AUXILEC (fondée en 1961) qui travaille pour l'armement. En 1976 RAGONOT devient division d'AUXILEC et le restera jusqu'en 1986.

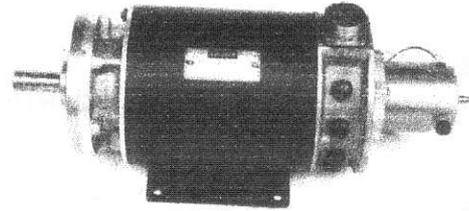
Pendant toute cette période les Ets RAGONOT ont développé le matériel « spécial » et suivi son évolution

On peut citer :

- à partir de 1951, les génératrices amplificatrices Servodynes pour groupes Ward-Léonard. Ces machines à courant continu, compensées et à circuit magnétique feuilleté sont destinées à alimenter les moteurs à courant continu. La tension de liaison est contrôlée par l'excitation de la génératrice. L'entrefer réduit et le circuit de compensation permettent ce contrôle sous



Génératrices amplificatrices servodyne



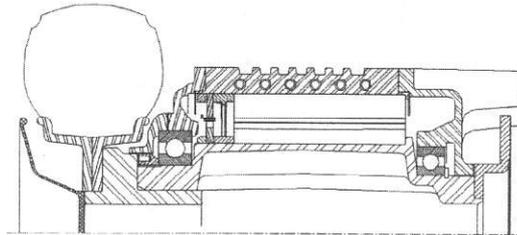
Servo-moteur de commande d'axe de machine-outil

une puissance relativement faible même avec des surcharges de 4 à 5 fois le courant nominal.

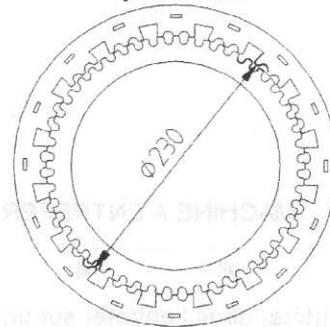
- jusqu'en 1970 les groupes d'appel pour centraux téléphoniques. On notera le générateur de tonalité constitué par un petit alternateur à fer tournant excité par aimants.
- les équipements pour wagons frigorifiques constitués par un alternateur à aimants Alnico entraîné par la roue et alimentant quatre moteurs de ventilation asynchrones monophasés à capacité permanente, qui faisaient circuler l'air entre un compartiment à glace et la marchandise.
- Dès 1945 les moteurs et génératrices à courant continu pour la Compagnie Electro-Comptable qui devient Compagnie IBM en 1949. A partir de 1957 jusqu'en 1975 les machines destinées à équiper les mémoires magnétiques à bande 727 et 729 avec, en particulier, le moteur de lecture de bande magnétique du type asynchrone synchronisé dont le rotor à déplacement axial permettait de retirer la tête de lecture pendant la recherche de l'information.
- le matériel militaire : convertisseurs tournants continu-alternatif 400Hz régulé en tension et fréquence pour l'Armée de Terre et de l'Air, génératrice d'avion pour aéronautique civile, groupes électrogènes basse tension, alternateurs sans bagues ni balais, etc.
- les moteurs à courant continu excités par des aimants ferrites. Les premiers ont équipé le métro de Mexico (1970). La SNCF les a utilisés pour la ventilation des voitures.
- les actionneurs électriques de servomécanismes à courant continu excités par aimants. En 1972, à la demande de Ratier-Forest est conçu le premier servo-moteur français de commande d'axe pour machines-outils.

- Quelques années plus tard, les aimants Cobalt-Terres Rares remplacent les aimants ferrites. La gamme actuelle s'étend de 0.25Nm à 75 Nm pour couvrir tous les besoins des servomécanismes,

- la réalisation dès 1975 d'un moteur de roue du type Vernier à réductance variable (petites dents). Ce moteur était destiné au projet de transport ARAMIS de MATRA-TRANSPORT.



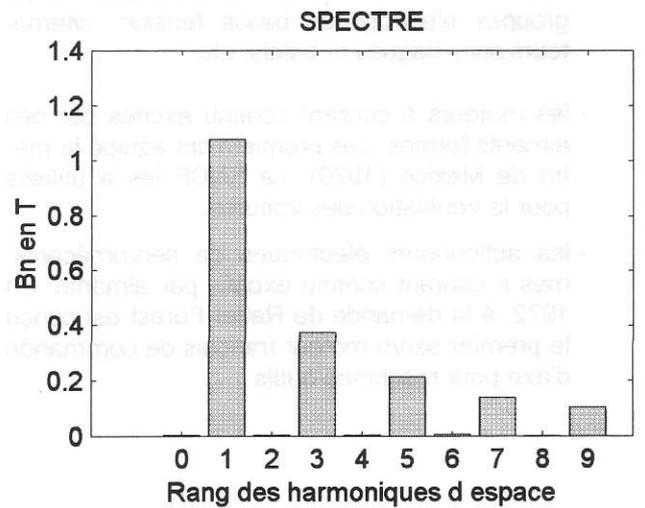
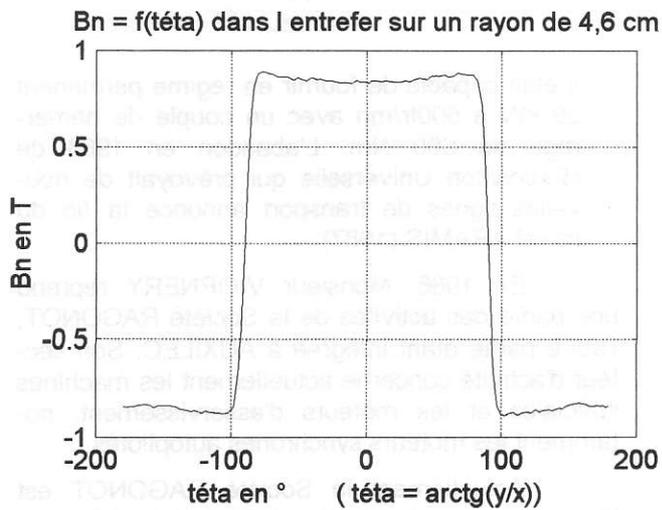
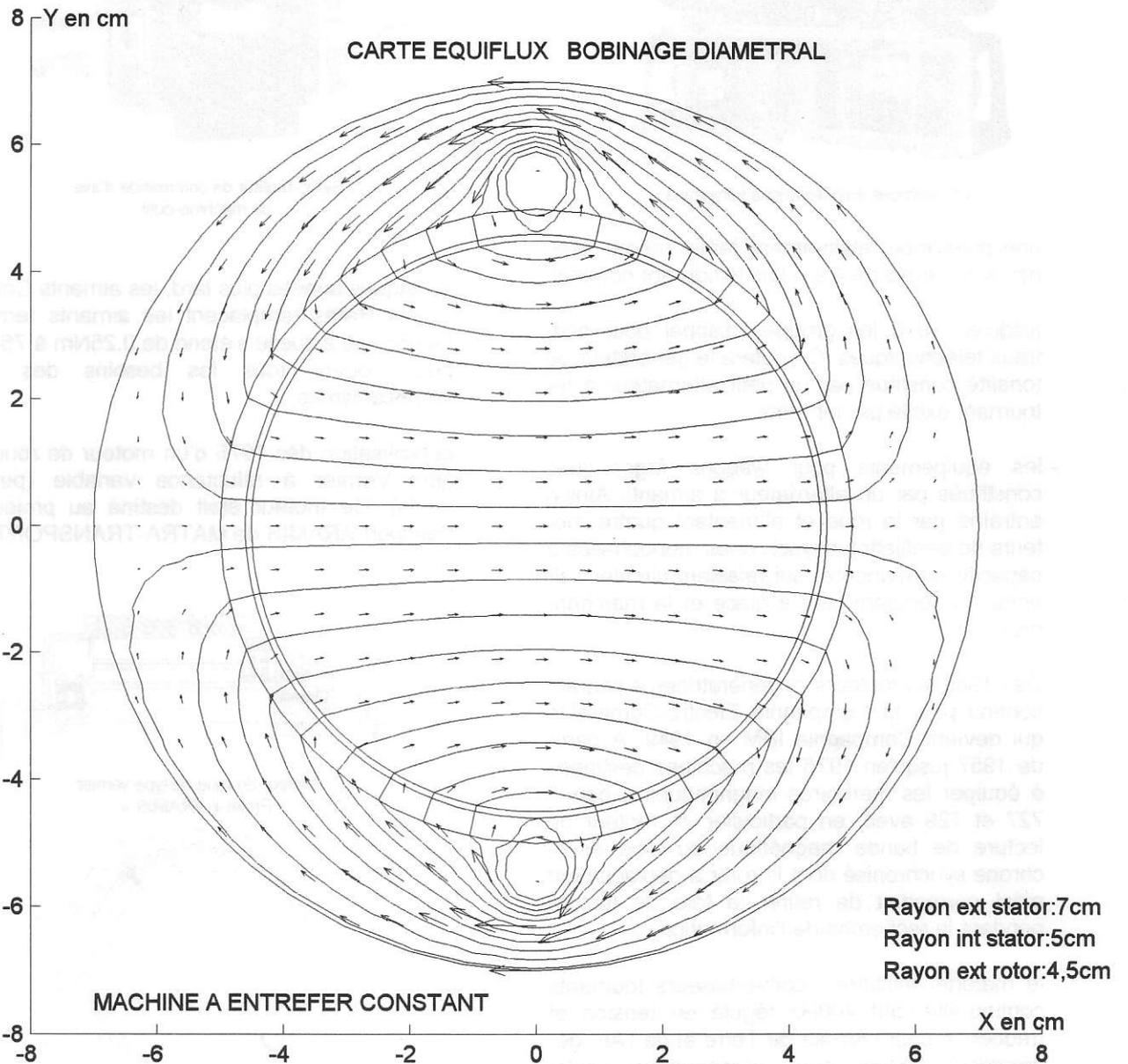
Moteur de roue de type vernier
Projet « ARAMIS »

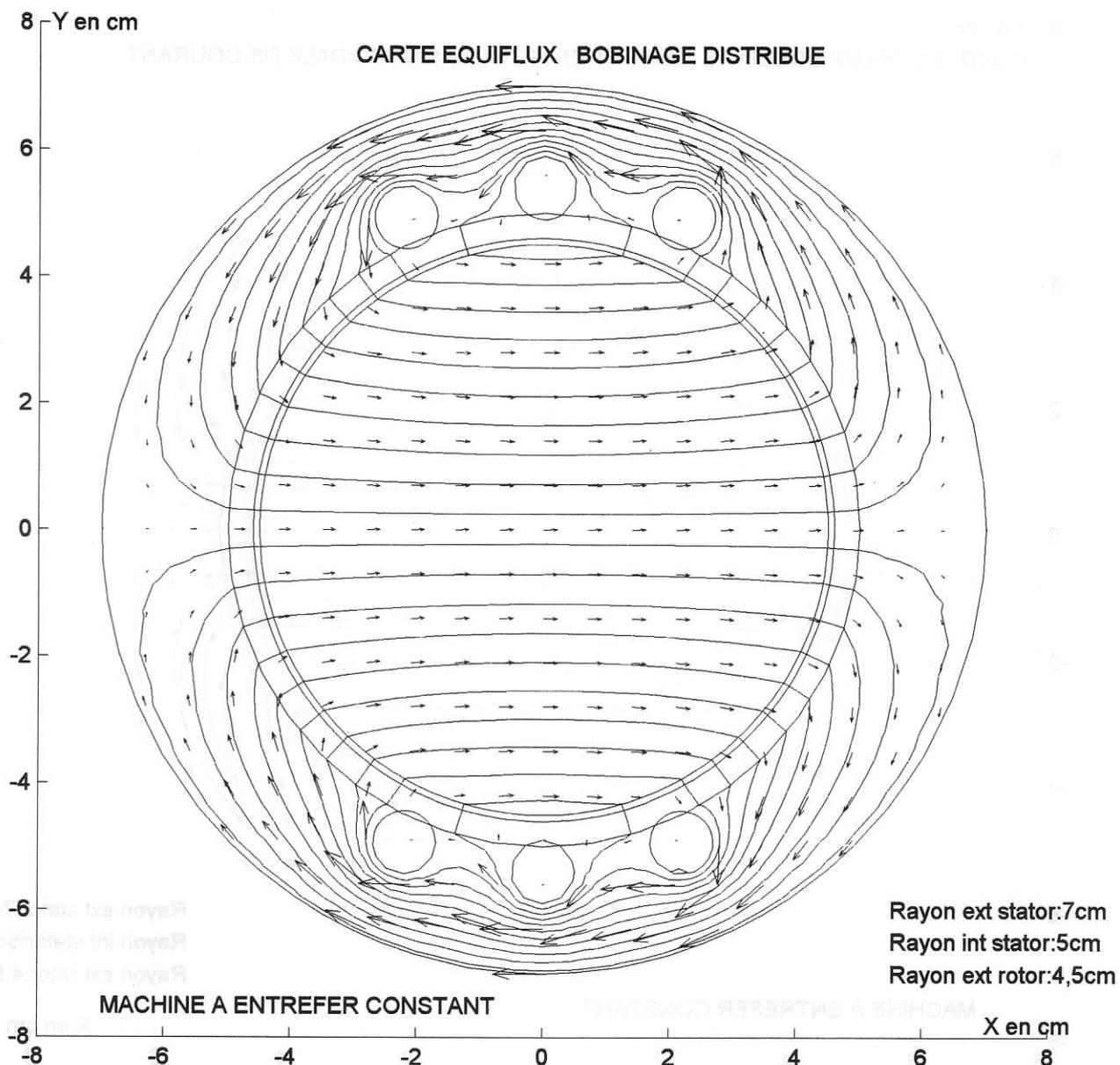


Il était capable de fournir en régime permanent 20 kW à 500tr/mn avec un couple de démarrage de 600 Nm. L'abandon en 1983 de l'Exposition Universelle qui prévoyait de nouvelles lignes de transport annonce la fin du projet ARAMIS (1987).

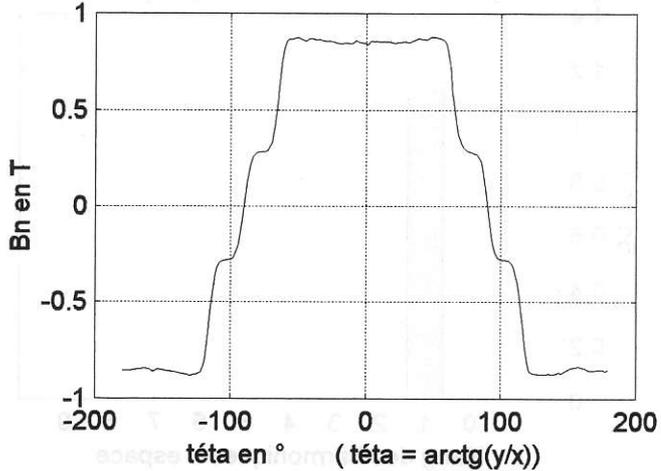
En 1986, Monsieur VIORNERY reprend une partie des activités de la Société RAGONOT, l'autre partie étant intégrée à AUXILEC. Son secteur d'activité concerne actuellement les machines spéciales et les moteurs d'asservissement, notamment les moteurs synchrones autopilotés.

Actuellement la Société RAGONOT est installée 13, rue du 19 Mars 1962 à Malakoff.

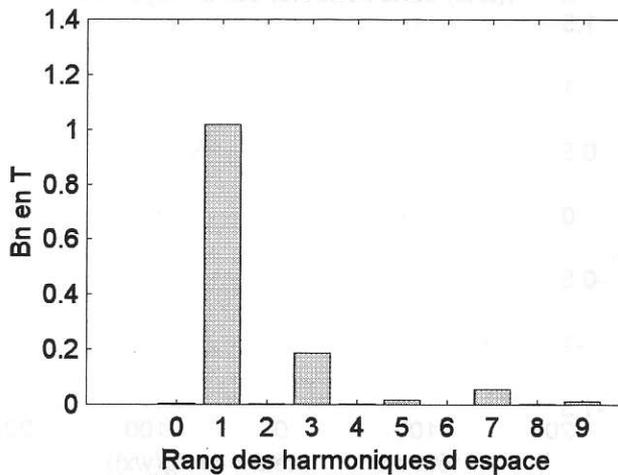




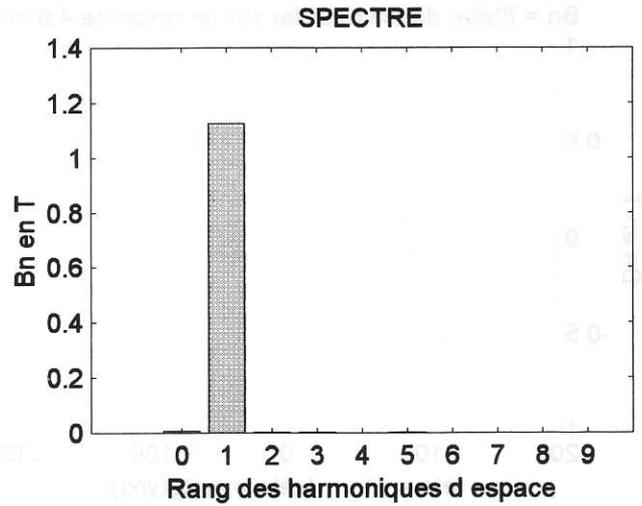
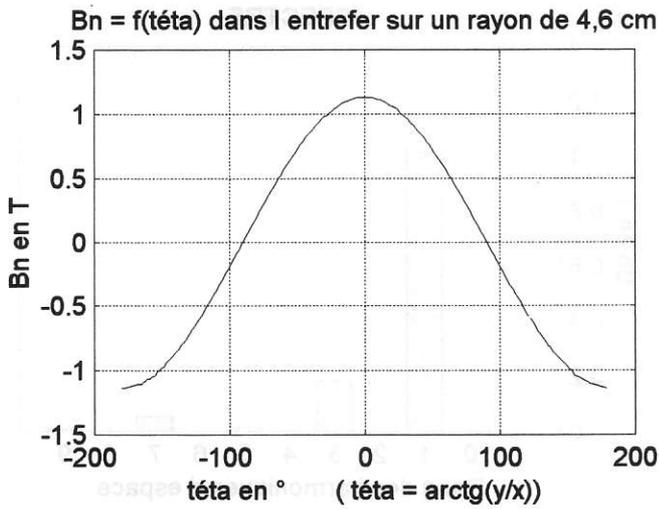
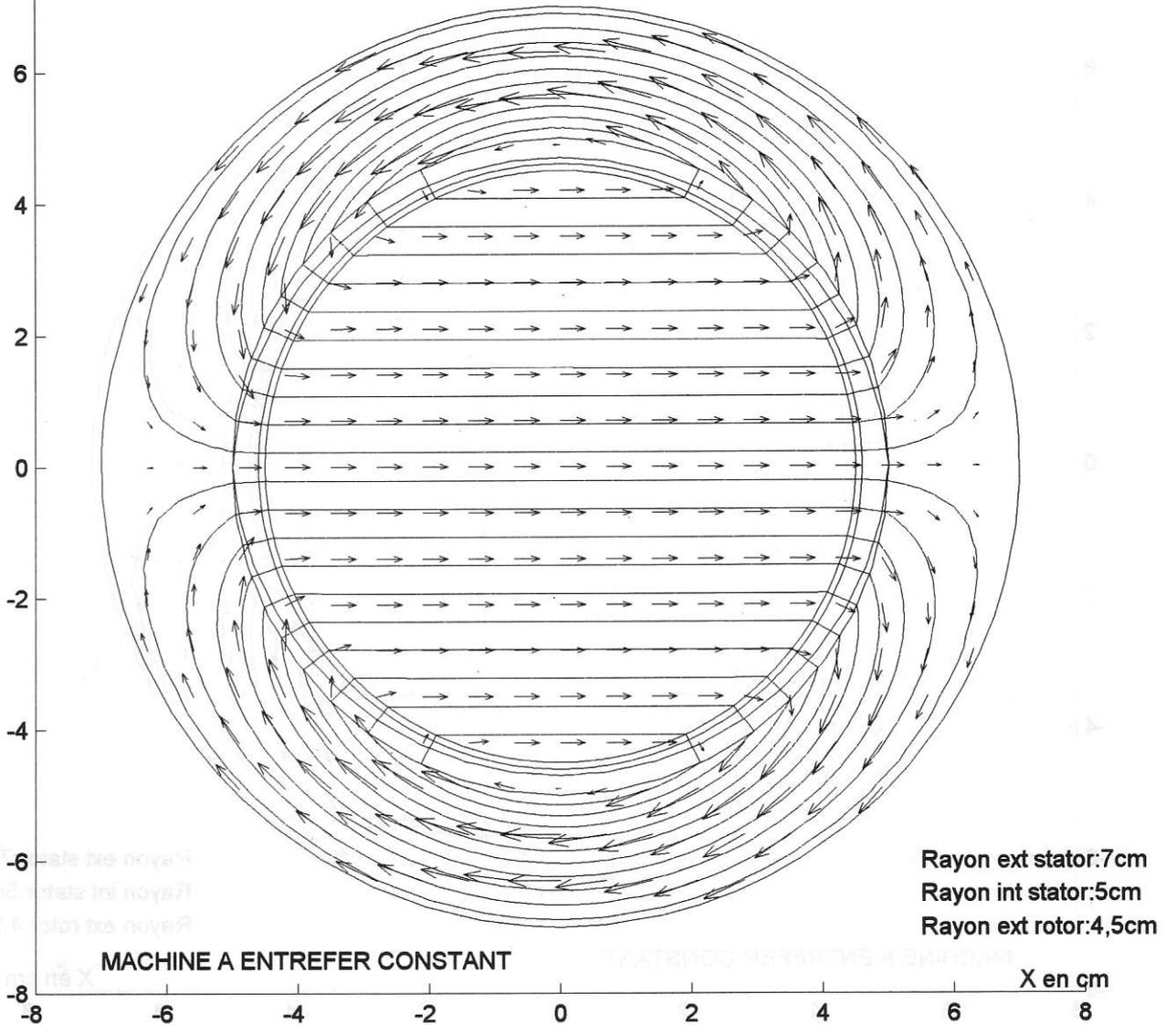
$B_n = f(\text{teta})$ dans l'entrefer sur un rayon de 4,6 cm



SPECTRE



8 Y en cm
 CARTE EQUIFLUX BOBINAGE IDEAL A REPARTITION SINUSOIDALE DE COURANT



JUIN 1998
Semaine 24

*JOURNEE D'ETUDE ET DE RENCONTRE
DU VAL DE LOIRE*

*« LES COMPOSANTS DE PUISSANCE ET LEURS
APPLICATIONS »*

ORGANISATION

GROUPE REGIONAL SEE VAL DE LOIRE

LIEU

FACULTE DES SCIENCES D'ORLEANS

OBJECTIFS DE LA JOURNEE

Cette journée doit permettre la rencontre entre les industriels, les chercheurs et tous les utilisateurs de composants dont les activités sont liées à l'évolution des composants de puissance. Elle a pour but de faire le point sur les caractéristiques des nouveaux composants et de contribuer à une diffusion très large de l'information. C'est pourquoi l'un des objectifs est aussi de favoriser les échanges au niveau académique et régional, entre les Professeurs de BTS et IUT, les Universitaires et les industriels, qui interviennent dans le domaine de l'électronique de puissance.

L'évolution de cette discipline est liée au fait que le marché correspondant concerne tous les domaines de l'activité technique. Un autre objectif de cette journée est donc de présenter des exemples significatifs de la progression des applications. Cette journée comportera des exposés effectués par des spécialistes ainsi que des affiches illustrant des exemples d'applications. Les exposés et affiches peuvent avoir un contenu scientifique ou pédagogique.

ORGANISATEURS :

CORMIER, Jean-Marie, GREMI, Université d'ORLEANS, BP 6759, 45067 ORLEANS CEDEX 2,
Tél : 02 38 49 46 09.

BONHEUR, Bruno, ESEM, Rue Léonard de Vinci, 45072, 45072 ORLEANS CEDEX 2, Tél 38 41 70 63.

LEQUEU, Thierry, IUT GE II, Parc Grandmont av Monge, 37200 TOURS, Tel : 02 47 36 71 05.

Madame, Monsieur,

Le comité d'organisation de la journée d'étude à Orléans sur le thème des composants de puissance, souhaite élargir l'intérêt de cette manifestation aux enseignants de l'EEA.

Enrichir cette journée d'exposés portant sur l'enseignement des composants et l'avenir de cet enseignement, d'une présentation de manipulations à caractère didactique, nécessite une bonne connaissance de l'état de l'art de cet enseignement.

Aussi, nous vous proposons un jeu de questions qui permettra à partir de vos réponses de faire les choix conséquents quant aux interventions à caractère didactique.

(Vos réponses sont à adresser à : lycée Coubertin, SEE la revue 3E.I, chaussée de Paris, 77100 MEAUX)

vous dispensez un enseignement sur les composants en :

- BTS - DUT POST BTS - DUT

utilisez-vous dans votre cours, des éléments de la physique du solide pour expliquer certaines propriétés des composants :

NON

OUI. Dans ce cas, pour quels composants :

- DIODE MOS BIPOLAIRE IGBT TRIAC THYRISTOR GTO

Quels éléments utilisez-vous :

vous présentez les propriétés des composants à partir des informations technologiques fournies par les constructeurs :

NON

OUI. Dans ce cas, pour quels composants :

- DIODE MOS BIPOLAIRE IGBT TRIAC THYRISTOR GTO

Quels éléments utilisez-vous :

quels sont les composants dont l'enseignement vous paraît incontournable :

- DIODE MOS BIPOLAIRE IGBT TRIAC THYRISTOR GTO

pensez-vous qu'il soit nécessaire de bien connaître la physique d'un composant pour bien le commander :

NON OUI

Pourquoi ?

dans sa vie professionnelle, pensez-vous qu'un technicien aura des difficultés à utiliser un composant s'il n'a pas la physique associée :

vous faites pratiquer des expérimentations sur les composants.

NON OUI. Combien :

Quels sont les thèmes d'expérimentation :

quelle importance donnez-vous à cet enseignement :

nombre d'heures de cours : **nombre d'heures de manipulation :**

comment selon-vous cet enseignement doit-il évoluer :

ABONNEMENTS

“LA REVUE 3EI”

BULLETIN D'ABONNEMENT
pour l'année scolaire 97-98

adresser ce bulletin accompagné d'un chèque libellé à l'ordre de :

SEE-La Revue 3EI

d'un montant de

180F pour la France et pays de la CEE

240 F pour pays hors CEE

à l'adresse suivante

Lycée Pierre de Coubertin

“SEE-La Revue 3EI”

chaussée de Paris, 77 100 MEAUX

Nom.....Prénom.....

Adresse d'expédition de la revue :

Rue.....

.....

Code postal.....

Ville.....

Etablissement d'exercice

.....

Fonction

.....

Cet abonnement concerne les numéros :

11(décembre 97), 12 (mars 98), 13 (juin 98) et 14 (septembre 98).

APPEL A ARTICLES

Chères, chers collègues,

Nous recherchons activement des articles sur les sujets suivants :

-) les aimants et électro-aimants (décembre 98)
-) le contrôle-commande des systèmes électrotechniques (mars 99)
-) l'appareillage (juin 99)

Ceux-ci doivent être envoyés au plus tard trois mois précédant la parution à l'adresse suivante :

**lycée Pierre de Coubertin
la Revue 3E.I
chaussée de Paris
77100 Meaux**

Ceux-ci devront être rédigés soit sur papier A4 (7 pages environ) en laissant un contour libre de 15 mm; soit sur une disquette lisible par le logiciel Word 6-7 Windows.

Afin d'harmoniser la présentation, nous proposons aux auteurs de rappeler leurs références sous le titre de leur article, de numéroter systématiquement les figures, et lorsque cela leur est possible, de faire une présentation en double colonne.

Dans la mesure du possible, éviter de terminer un article en utilisant moins de la moitié de la dernière page.

L'accroissement de la parution avec un quatrième numéro non thématique doit permettre aux collègues désireux de s'exprimer sur un sujet personnel, de le faire. Sont toujours les bienvenus des textes de leçons, de travaux pratiques, de travaux dirigés, de problèmes personnels. Comme nous l'ont fait remarquer à juste titre certains collègues, la possible mise en application directe de ces textes élargirait l'intérêt de la revue tout en rendant sa lecture moins aride.