



La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



NUMERO 11 DECEMBRE 1997



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

Sommaire

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)
François Forest (LESIR Cachan)
Michel Lavabre (ENS Cachan)
Jean Marie Peter (SEE)
Michel Meunier (SUPELEC)

Articles et abonnements

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

Abonnements

année scolaire 1997/1998:
180 F 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 :
décembre 1997

Commission paritaire :
en cours

ISSN :
1252-770X

p II **Sommaire**
p IV **A lire**

p 1 **Nouveautés**

LES COMPOSANTS L, C, EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE (fin)

p 2 **Propriétés et champs d'application en électronique de puissance
des matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins**
par C. RAMLIARINJAONA (ESCPI, CHAMPS sur MARNE)

LE TRANSFORMATEUR

p 13 **Calcul des machines électriques : calcul d'un transformateur**
par J.F. BRUDNY, F. NOTELET (LSEE, BETHUNE)

p 22 **Les différents critères de choix des transformateurs de puissance**
par J.P. TAISNE (EDF, PARIS)

p 31 **Modèles électriques du transformateur électromagnétique**
par B. MULTON (ENS de CACHAN, antenne de RENNES)

p 37 **Transformateurs extra-plats pour alimentations modulaires**
par J.P. DELVINQUIER (THOMSON CSF, ELANCOURT)

FICHES TRAVAUX PRATIQUES

p 42 **Schémas équivalents de circuits couplés magnétiquement**
par G. DELAVIER (lycée de NOGENT sur MARNE)

p 47 **Modulation de largeur d'impulsions**
par B. BUSO (IUP GEII, CERGY PONTOISE)

RECHERCHE ET DEVELOPPEMENT

p 57 **La batterie à cathode de nickel au service du véhicule électrique**
par J.P. CORNU (SAFT, ROMAINVILLE)

p 64 **Tendances du marché et évolutions des technologies de bobinages**
équipe électronique de puissance (THOMSON, ELANCOURT)

SERVICE LECTEURS

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

p 72 **Paris : son réseau électrique**
par M. M. LEBIHAN (lycée de VERSAILLES)



COMMANDE ET OPTIMISATION DES PROCESSUS

Détermination de la loi de commande, et filtrage et reconstitution de données : une étude détaillée.

P. BORNE, et al. Relié, 16 x 24, 312 p. 342 F



MODÉLISATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le contrôle vectoriel permet-il à la machine asynchrone de remplacer la machine à courant continu ? Concepts structurés et formalisme logique sont indispensables pour répondre à cette question.

J.-P. CARON, J.-P. HAUTIER.

Relié, 16 x 24, 304 p. 340 F



AUTOMATIQUE DES SYSTÈMES CONTINUS

ÉLÉMENTS DE COURS ET EXERCICES
RÉSOLUS

L'essentiel de l'automatique en une trentaine d'exercices pratiques

C. SUEUR, P. VANHEEGHE, P. BORNE.
Broché, 16 x 23, 192 p. 240 F

RÉGULATION INDUSTRIELLE PROBLÈMES RÉSOLUS

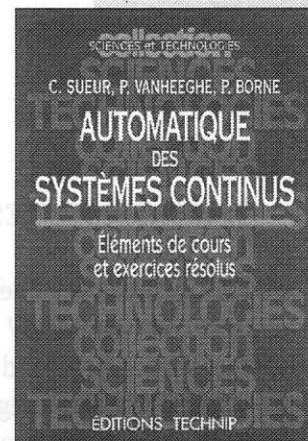
Formulation et résolution de quarante problèmes et cas réels posés concrètement dans l'industrie.

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

GÉNIE ÉLECTRIQUE. DU RÉSEAU AU CONVERTISSEUR

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

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



Chères, chers collègues,

Avec ce numéro 11 dont le thème central est le transformateur, nous avons cherché à diversifier les sujets traités tant dans leur teneur que dans leur nature. Nous espérons ainsi répondre aux attentes de nombreux abonnés. Ainsi, le thème du numéro de juin 97 sera clos avec un article sur les matériaux nanocristallins de **Mr RAMIARINJAONA**.

Concernant le transformateur, nous publions une partie de l'article des **Mrs BRUDNY** et **NOTELET**. Dans le numéro de mars, une seconde partie sur les aspects électriques des transformateurs seront évoqués. Pour compléter les aspects dimensionnement, **Mr TAISNE** traite le problème du choix et **Mr MULTON** celui de la modélisation. Enfin, le cas très particulier des transformateurs pour alimentations à découpage nous est présenté par **Mr DELVINQUIER**. Une fiche TP due à **Mr DELAVIER** et accessible en bac+2 permet de quantifier les résultats d'une modélisation.

Une seconde fiche TP vient en point d'orgue illustrer les articles de **Mrs FAUCHER** et **MONMASSON** de mars et septembre 97 sur la MLI. L'organisation des journées C'VELEC 97 à Grenoble en mars 97, nous ont permis de rencontrer des spécialistes du véhicule électrique. Vous trouverez dans ce numéro, le premier d'une série d'articles sur ce sujet de **Mr CORNU**.

Nos collègues **Mrs FELD** et **HOANG** nous proposent une série de simulations de systèmes électromagnétiques. Dans ce premier numéro, les tracés de champ relatifs à trois bobines peuvent aisément être reproduits sur transparent et être exploités avec les étudiants pour illustrer un cours. Les composantes du champ dans le plan central des bobines sont également fournies pour permettre à l'enseignant d'exploiter au mieux le résultat des simulations.

L'EQUIPE DE REDACTION

PROPRIETES ET CHAMPS D'APPLICATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DES MATERIAUX FERROMAGNETIQUES AMORPHES ET NANOCRISTALLINS

C. RAMIARINJAONA
ESCPI-CNAM

5, Boulevard Descartes - 77420 Champs-sur-Marne

1. GENERALITES

Les premiers matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins sont respectivement apparus en 1967 [1] et 1988 [2]. Ces matériaux sont les derniers-nés parmi les ferromagnétiques doux. Ils sont actuellement produits, essentiellement, aux Etats-Unis (Allied Signal), en Allemagne (Vaccumschmelze GmbH) et au Japon (Hitachi Metals et Toshiba). En fait, pour être rigoureux dans les termes utilisés, il faudrait dire "les matériaux à structure amorphe" et "les matériaux à structure nanocristalline" car ces appellations se réfèrent à la structure atomique de ces matériaux.

Les alliages amorphes, bien qu'étant des solides, possèdent une structure atomique identique à celle d'un liquide figé par la trempe. Ses atomes constituants forment un édifice totalement désordonné à grande distance et présentent un ordre imparfait à courte distance. Les alliages nanocristallins, quant à eux, sont constitués d'une phase cristalline dont les grains, orientés aléatoirement, sont répartis et noyés de manière homogène dans un reste de phase amorphe [2], [3]. La taille des cristaux est petite, de l'ordre d'une dizaine de nanomètres, d'où leur dénomination.

On peut retenir, pour les ferromagnétiques nanocristallins, deux caractéristiques principales. D'abord, ces matériaux sont amorphes à l'origine et ce n'est qu'après avoir subi des traitements thermiques (recuits vers 500 à 600 °C) ou magnéto-thermiques (recuits sous champ magnétique) adéquats qu'ils deviennent nanocristallins. Ensuite, la nanocristallisation est partielle ; c'est la coexistence des deux phases, nanocristalline et amorphe, qui est à la base des bonnes propriétés magnétiques observées.

De même, on peut aussi noter que l'on ne peut produire industriellement des matériaux **métalliques** amorphes (alliages métal de transition - métalloïde) que sous forme d'un ruban de faible épaisseur (< 80 µm). En effet, il est nécessaire d'effectuer une trempe ultra-rapide du matériau c'est-à-dire une vitesse de refroidissement très élevée (de l'ordre de 10^6 K/s).

2.- PROPRIETES GENERALES ET INTERET DES MATERIAUX AMORPHES ET NANOCRISTALLINS

Pour se convaincre de l'intérêt des matériaux amorphes et nanocristallins dans le domaine traité ici, rappelons brièvement quelles sont les quatre constantes les plus importantes pour des applications liées au magnétisme doux. Ce sont :

- la polarisation magnétique à saturation \mathfrak{J}_s (rappel : $B = \mu_0 H + \mathfrak{J}$ et pratiquement $B_s \approx \mathfrak{J}_s$),

- la résistivité électrique ρ ,
- la constante d'anisotropie magnétocristalline K_1 ,
- la constante de magnétostriction λ_s .

Les deux premières sont les plus connues et les plus utilisées lors des dimensionnements des dispositifs. Dans une première approche, on peut dire que \mathfrak{J}_s conditionne la taille ou le volume des dispositifs et ρ leurs pertes électromagnétiques (ou pertes fer). En ordre général, on aura donc tout intérêt à disposer d'un matériau dont les valeurs de \mathfrak{J}_s et de ρ soient très élevées.

Cependant, cela ne suffit pas car les deux dernières constantes sont tout aussi importantes. En effet, la constante K_1 rend compte de la difficulté avec laquelle l'aimantation pivote vers la direction du champ d'excitation. En ordre général, plus cette constante sera élevée et plus l'approche à saturation du matériau sera difficile, exception faite évidemment des tôles texturées (par exemple les tôles FeSi à grains orientés) soumises à un champ dirigé selon leur axe de facile aimantation.

La constante de magnétostriction λ_s caractérise, quant à elle, l'allongement relatif ($\lambda_s = \Delta L/L$) du matériau aimanté à saturation. En d'autres termes, cette constante donne des indications sur les déformations mécaniques (à l'origine des bruits dans les transformateurs, vibrations dans les machines...) dans un convertisseur électromécanique. Inversement, λ_s donne aussi une idée de la dégradation des propriétés magnétiques des matériaux soumis à une contrainte mécanique (due aux découpes, serrages, forces centrifuges...).

En résumé le cas vraiment idéal sera de disposer d'une valeur élevée de \mathfrak{J}_s et de ρ et d'une valeur faible des deux constantes K_1 et λ_s .

Le tableau suivant donne une idée de ce que l'on peut attendre des matériaux amorphes et nanocristallins comparativement aux matériaux plus classiques tels que les ferrites ou les alliages fer-silicium cristallins. Nous compléterons ces comparaisons au fur et à mesure de cet exposé avant de parler des applications.

Matériaux	B_s (T)	ρ ($10^{-8}\Omega.m$)	K_1 ($10^3 J/m^3$)	λ_s (10^{-6})	H_c (A/m)
Amorphes à base :					
fer	1,3 à 1,8	120 à 135	0,01 à 1	20 à 35	2,5 à 5
fer-nickel	0,8 à 0,9			8 à 12	< 1
cobalt	0,55 à 0,8			0,2 à 1	< 0,3 à 0,8
Nanocristallins	1,2	135	<0.01	<1	<1
Ferrites (Mn-Zn)	0,6	>10 ⁸	-	-1 à 0	10 à 40
Fe-Si 3% NO	2,1	50	35	20	20 à 50

On peut aussi noter (cf. tableau) qu'il existe trois grandes familles d'alliages métalliques amorphes. Ce sont les alliages :

- à base fer, contenant entre 70 à 80% de fer et 20 à 30% de métalloïdes (B, Si, C, Mo...), ces derniers étant les éléments amorphisants. Cette famille se caractérise par de fortes valeurs de B_s et de λ_s ($1,3 \leq B_s \leq 1,8$ T ; $20 \cdot 10^{-6} \leq \lambda_s \leq 30 \cdot 10^{-6}$). Le champ coercitif est compris entre 2 à 5 A/m. Aussi, même si la résistivité est élevée, la fréquence d'utilisation est limitée à quelques kilohertz,

- à base fer-nickel, contenant environ 40% de fer, 40% de nickel et 20% de métalloïdes. Les valeurs de B_s et de λ_s sont inférieures à celles des alliages précédents ($0,8 \leq B_s \leq 0,9$ T ; $\lambda_s \approx 10 \cdot 10^{-6}$). Leur champ coercitif est de l'ordre de 0,6 à 1,2 A/m et de plus, ils possèdent une bonne perméabilité aussi bien en régime statique (μ_{\max} jusqu'à $8 \cdot 10^5$) que dynamique (par exemple $\mu_r \approx 50 \cdot 10^3$ à 0,8 T et 1 kHz). Leur utilisation est donc bien indiquée pour des applications en moyenne fréquence (entre quelques kilohertz et quelques dizaines de kilohertz),

- à base cobalt, contenant entre 66 à 76% de cobalt, en général 4% de fer et le reste en métalloïdes. L'induction à saturation de cette famille est, de façon courante, relativement modeste (de 0,55 à 0,8 T) excepté le cas de l'alliage à 76 % de cobalt où elle peut atteindre 1,2 T. Le coefficient de magnétostriction est voisin de zéro ($< 10^{-6}$), le champ coercitif très faible ($< 0,3$ A/m) et la perméabilité très élevée (en statique, μ_{\max} peut atteindre $8 \cdot 10^5$).

Ce sont les alliages à base cobalt qui, parmi les amorphes, sont les plus appropriés pour des fonctionnements à haute fréquence (jusqu'à quelques centaines de kHz) et donc les plus indiqués pour constituer les éléments inductifs des alimentations à découpage. Cependant, ils sont excessivement chers à cause du prix élevé du cobalt. Pour cette raison, ils ne sont réellement utilisés que pour des applications nécessitant de hautes performances. Dans le cas contraire, il est plus courant d'utiliser deux alliages à base fer "un peu à part" car de compositions spécifiques ($Fe_{76,5}Cr_2B_{16}Si_5C_{0,5}$ et $Fe_{75}Ni_4Mo_3B_{16}Si_2$). Un traitement thermique adapté permet, pour ces compositions, une précipitation contrôlée de micro-grains de fer α au sein de la phase amorphe. Cela aboutit à de faibles pertes même à haute fréquence. Leur magnétostriction reste, néanmoins, élevée.

Par ailleurs, quelle que soit la famille considérée, les amorphes présentent deux grands inconvénients qui, malgré leurs bonnes propriétés, sont vraisemblablement à l'origine de leur insuccès. Ce sont leur métastabilité structurale et leur fragilité après recuit. La métastabilité signifie ici que la structure entame un lent processus de cristallisation. Ce processus est évidemment irréversible et a pour effet de dégrader, petit à petit, les propriétés magnétiques du matériau. Le temps de cristallisation dépend de la température à laquelle est porté le matériau ; il est nul si l'on porte le matériau à sa température de cristallisation T_x (située entre 400 et 550 °C selon les compositions) et évalué à plusieurs dizaines d'années (> 30 ans) pour les températures d'utilisation spécifiées par les fabricants.

En ce qui concerne la fragilité, il faut, d'abord, noter que les matériaux amorphes ne sont jamais utilisés à l'état brut de trempe car leurs performances magnétiques, dans cet état, sont loin d'être optimales. On leur fait donc subir soit des recuits simples soit des recuits sous champ. Le premier cas est utilisé lorsque l'on veut uniquement relaxer les contraintes mécaniques internes induites au sein des alliages durant leur fabrication, le second lorsque l'on veut créer simultanément, avec la relaxation, un axe de facile aimantation favorable à l'application envisagée. La figure 1 montre un exemple de l'évolution des caractéristiques, d'un amorphe à base fer, selon les traitements appliqués. Ces recuits ont, cependant, l'inconvénient de rendre très cassants les matériaux. De plus, les découpes ou poinçonnages des amorphes, à l'état brut, par des procédés classiques sont très difficiles à cause de leurs caractéristiques mécaniques dans cet état. Ces deux raisons obligent d'effectuer les recuits dans la forme définitive des composants fabriqués à partir des amorphes. Ces composants sont, principalement, constitués de rubans enroulés en spirale et isolés électriquement entre chaque tour ; leur forme est généralement torique et quelquefois rectangulaire.

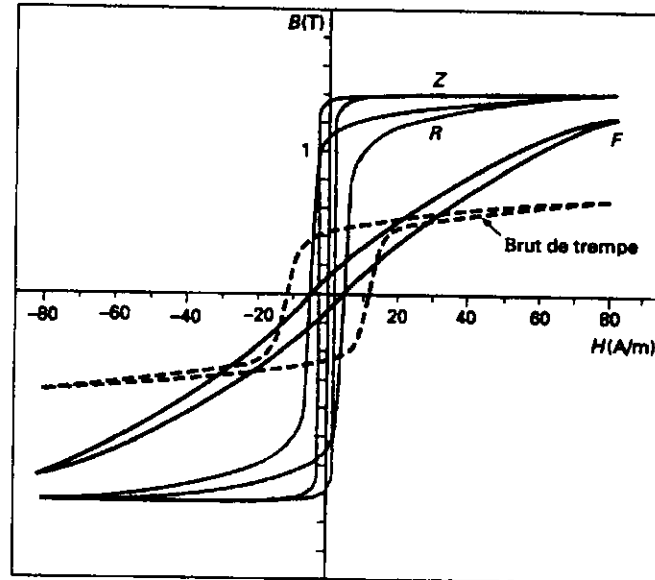


Figure 1 : Evolution des cycles selon les traitements (Z : recuit sous champ longitudinal ; R : recuit simple ; F : recuit sous champ transversal).

La venue des nanocristallins a permis de résoudre l'essentiel des inconvénients dont on a parlé précédemment. En effet, ces derniers combinent les bonnes propriétés des amorphes à base cobalt (faibles pertes, haute perméabilité, magnétostriction et anisotropie magnétocristalline proches de zéro) et de celles à base fer (induction à saturation élevée et faible coût). De plus, ils présentent un bon comportement vis-à-vis de la température de fonctionnement. Par exemple, on a noté qu'à 320 °C, c'est-à-dire à la température de Curie de la phase amorphe, l'induction à saturation d'un nanocristallin est encore de 0,8 T. Enfin, ils présentent aussi une meilleure stabilité structurale car la phase amorphe résiduelle (de l'ordre de 20 à 30 % du volume total) est relativement riche en éléments amorphisants.

D'où viennent les bonnes propriétés des nanocristallins par rapport aux matériaux amorphes classiques dont la cristallisation est incontrôlée ?

L'origine de ces propriétés a été expliquée et confirmée théoriquement et expérimentalement par Herzer [3]. De façon succincte, il a montré que lorsque la taille des grains descend au-dessous d'une certaine valeur (fig. 2), plus précisément la longueur d'échange ferromagnétique, l'aimantation ne suit plus les directions de facile aimantation de chaque grain orienté aléatoirement. L'anisotropie effective du matériau est, alors, la moyenne à travers plusieurs grains et se retrouve fortement réduite. Cela aboutit à une forte réduction du champ coercitif H_c (en D^6 , D étant le diamètre moyen des grains, cf. fig. 2) et inversement à une forte augmentation de la perméabilité (en D^6). On peut noter aussi, sur cette même figure 2, que ce comportement est inverse de celui des matériaux polycristallins classiques (FeSi ou FeNi) où H_c est proportionnel à $1/D$ et sur lesquels on a, donc, intérêt à disposer de grains larges.

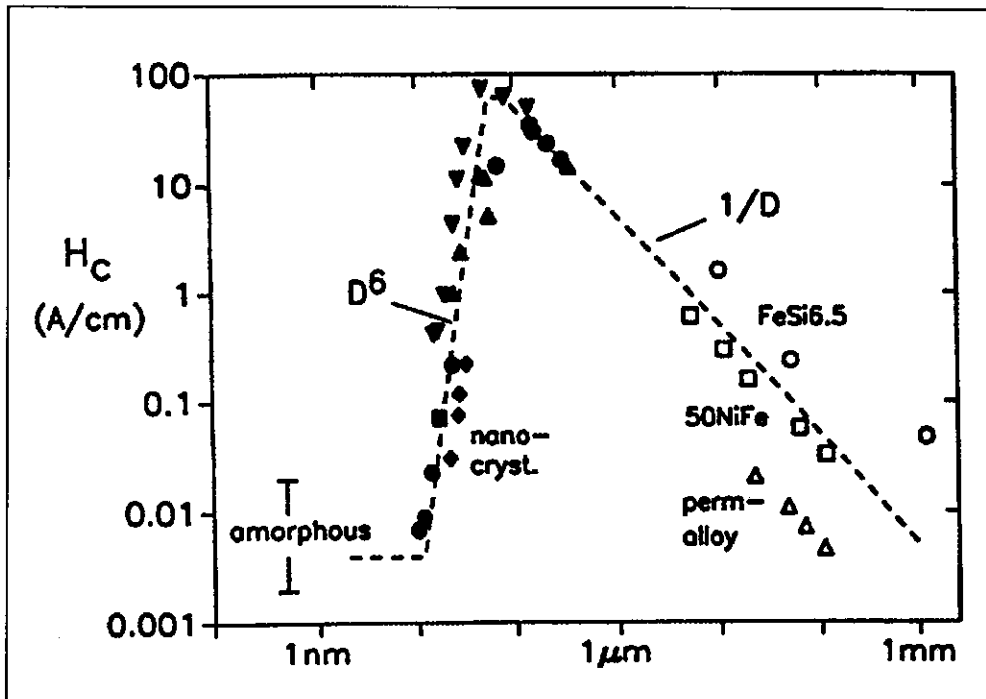


Figure 2 : Evolution du champ coercitif en fonction de la taille des grains.

Quant à la faible valeur de la magnétostriction, elle proviendrait, toujours selon Herzer, de l'équilibre entre la magnétostriction négative de la fraction volumétrique nanocristalline et celle positive de la fraction amorphe.

Pour récapituler, les bonnes propriétés des nanocristallins sont conditionnées par un contrôle rigoureux de la cristallisation des matériaux amorphes de départ. En effet, il est absolument nécessaire de contrôler simultanément la taille des grains et la fraction de volume cristallisée. Ces conditions sont maintenant bien connues et maîtrisées. De plus, il faut se rappeler que tous les amorphes ne sont pas "nanocristallisables". En effet, la composition du matériau doit comporter des éléments particuliers pour catalyser la cristallisation (le cuivre) et freiner la croissance des grains (le niobium).

Il reste le problème de la fragilité des rubans amorphes ou nanocristallins. Nous y reviendrons, par la suite, lorsque nous ferons un bref aperçu des recherches actuellement en cours sur ce point particulier.

3. METHODE D'ELABORATION DES AMORPHES.

Le principe utilisé, pour une production industrielle de rubans amorphes de grande longueur, consiste à projeter l'alliage fondu (porté vers 1300 °C) sur une roue, refroidie, tournant à grande vitesse (aux alentours de 30 m/s). Au contact de la roue, l'alliage se solidifie et est entraîné par cette même roue. Nous ne présentons, sur la figure 3, que la méthode dite du flot planaire (ou PFC : Planar Flow Casting) qui est la plus utilisée industriellement. En effet, elle permet une bonne uniformité géométrique des rubans sur une largeur de 25 cm et une longueur de plusieurs kilomètres. L'épaisseur courante des rubans se situe actuellement entre 15 et 30 μm.

La largeur de la fente rectangulaire de la buse fixe la largeur du ruban, l'extrémité de la buse étant placée très près de la roue. La qualité des rubans dépend de plusieurs facteurs, bien maîtrisés à l'heure actuelle, tels que la nature du gaz et la surpression au-dessus de l'alliage fondu, la distance entre la roue et la buse d'éjection, la température de l'alliage, la nature, le refroidissement et l'état de surface de la roue...

4. APPLICATIONS DES AMORPHES ET NANOCRISTALLINS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.

Les matériaux amorphes et nanocristallins présentent une bonne alternative face aux tôles minces, des alliages polycristallins fer-nickel et fer-silicium, utilisées dès que la fréquence de fonctionnement atteint ou dépasse quelques centaines de Hz (transformateurs pour l'aviation et la marine). La figure 4 montre, par exemple, une comparaison des performances entre deux transformateurs de même dimension, fonctionnant à 400 Hz, réalisés avec un amorphe à base fer et un fer-silicium à grains orientés (GO) [4]. Si l'on considère uniquement la puissance de sortie maximale disponible, l'avantage est aux amorphes (780 VA pour l'amorphe et 650 VA pour le GO).

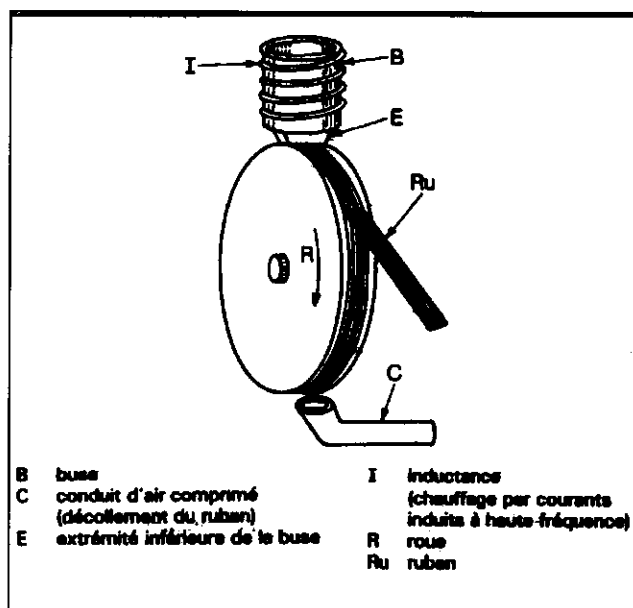


Figure 3 : Trempe par la méthode PFC

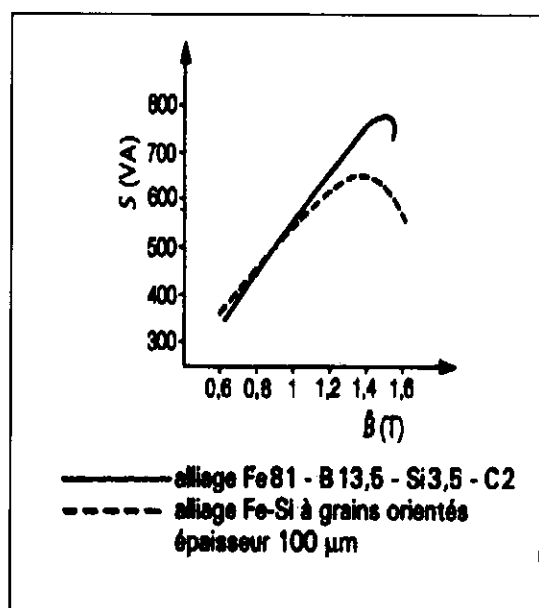


Figure 4 : Puissance apparente de sortie en fonction de \hat{B} (transformateurs 400Hz)

En ce qui concerne les applications en tant que transformateurs de distribution à 50 et 60 Hz, l'utilisation des amorphes a fait l'objet de nombreuses controverses, notamment à propos de l'économie d'énergie que l'on pourrait en tirer [5], [6], [7]. La situation est la suivante : par rapport aux tôles FeSi, les amorphes présentent des pertes fer plus faibles mais, également, une induction à saturation plus faible. Il leur faut donc, pour un même niveau de tension, un nombre de spires plus important ou une section du circuit magnétique plus large. Par ailleurs, l'importance relative des pertes fer diminue dans un fonctionnement en charge. Aussi, les amorphes ne présenteraient, dans cette application, un réel intérêt que pour des transformateurs fonctionnant souvent à vide. C'est notamment le cas des petits transformateurs moyenne tension-basse tension équipant les domiciles individuels aux Etats-Unis et au Japon où des installations ont été et continuent d'être entreprises. Le problème du mauvais coefficient

de foisonnement des amorphes (de 75 à 85 % par rapport aux 95% pour les tôles classiques) a été contourné par la mise au point des bandes dites "Powercore". Ces bandes sont constituées d'un empilement de 5 à 10 rubans de façon à livrer au client un produit d'épaisseur comprise entre 0,12 et 1,25 mm qui peut se substituer directement aux tôles classiques. La maîtrise de la force de pression et de la température et la présence d'un film de silice permet de garder, pour ces bandes, un faible niveau de pertes. Le coefficient de foisonnement atteint alors 90%.

Cependant, le véritable domaine d'application privilégié des ferromagnétiques amorphes et nanocristallins est celui de l'électronique de puissance couvrant la moyenne et la haute fréquence (de quelques kHz à environ 300 kHz) c'est-à-dire celui des alimentations à découpage. En effet, leur faible épaisseur et leur faibles pertes les prédestinent naturellement pour cette gamme de fréquence. Une illustration schématique de l'utilisation des matériaux doux dans ces alimentations, en tant que composants inductifs, est donnée sur la figure 5. On peut passer rapidement en revue le rôle et les spécificités de chacun de ces composants.

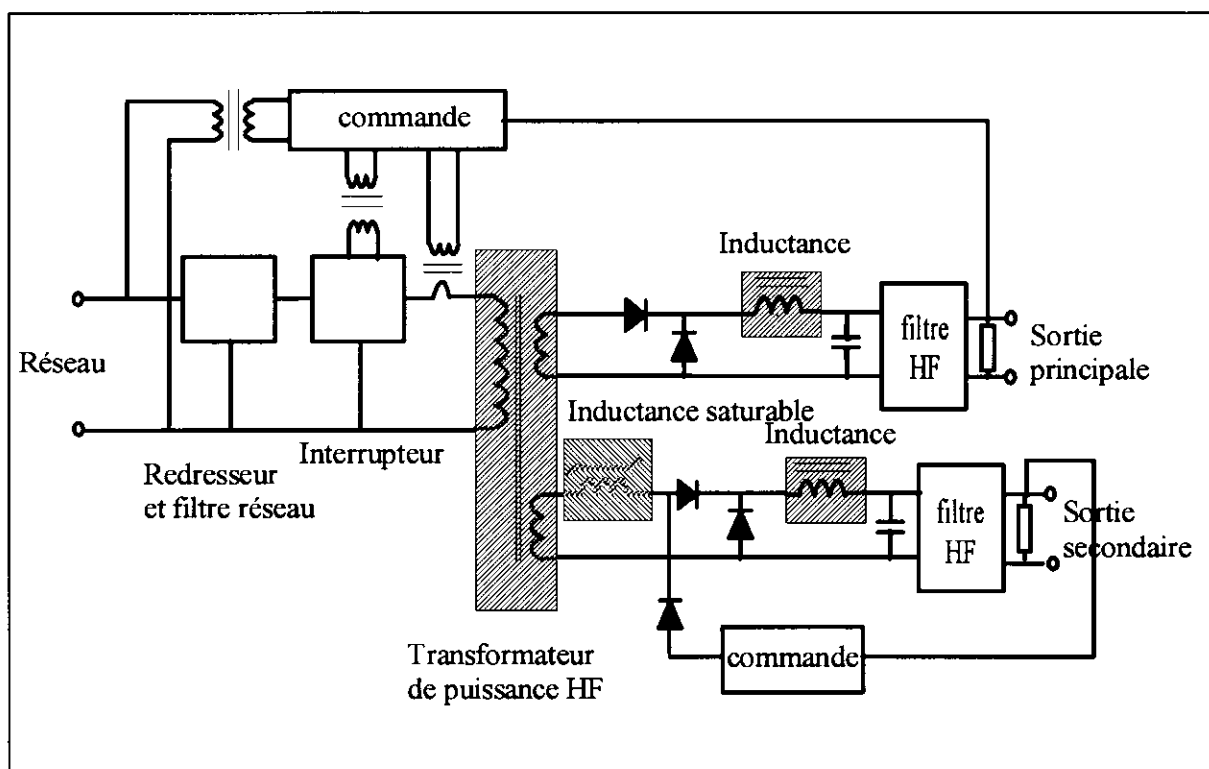


Figure 5 : Schéma de principe des alimentations à découpage.

4.1. Les transformateurs de puissance

Ce sont généralement les composants les plus volumineux. Placés après l'interrupteur en commutation, ils permettent d'assurer l'isolation électrique entre la source et la charge tout en adaptant les niveaux de tension. Ils peuvent comporter une seule ou plusieurs sorties et peuvent fonctionner de façon symétrique ou asymétrique. Dans le fonctionnement symétrique, le cycle d'hystérésis $B(H)$ du matériau est parcouru dans sa globalité (4 quadrants) tandis que dans le fonctionnement asymétrique, ce cycle est partiel, limité à un seul quadrant.

La figure suivante donne une première approche des performances attendues des matériaux actuellement disponibles.

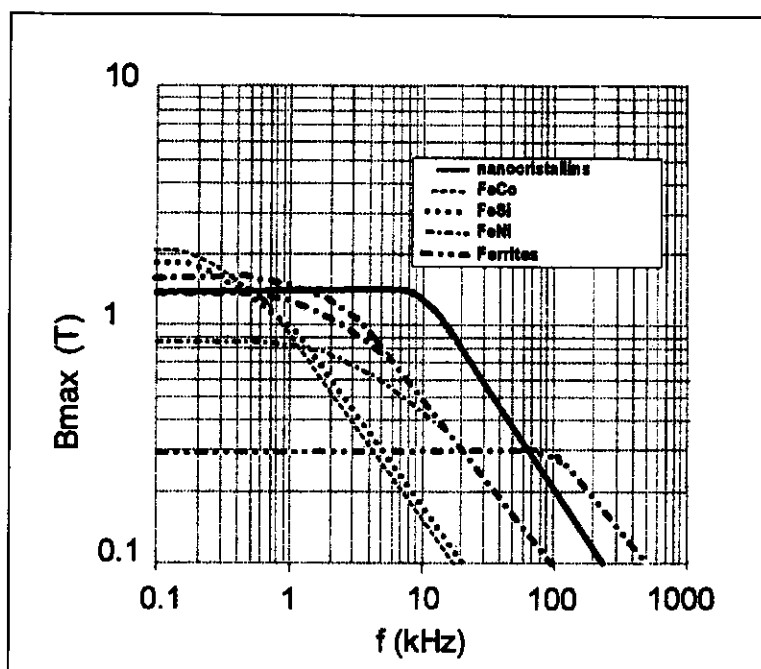


Figure 6 : Comparaison des performances de différents matériaux : Induction maximale de travail en fonction de la fréquence pour une puissance de sortie de 100 W/kg.

La maîtrise de plus en plus forte de la technologie permet, maintenant, aux fabricants de fournir des transformateurs compacts et légers, fabriqués à l'aide de matériaux amorphes et nanocristallins, pour la moyenne puissance (jusqu'à 40 kVA) [8]. Comme le coût de tels transformateurs est maintenant très abordable, il est vraisemblable que ces matériaux représenteront, dans les années à venir, une réelle alternative par rapport aux ferrites disponibles actuellement.

4.2. Les inductances saturables

L'utilisation de ces inductances constitue un moyen simple et original pour assurer la post-régulation individuelle des sorties secondaires des alimentations à découpage multi-voies. Les principaux avantages de ce système sont la simplicité, la robustesse, le faible rayonnement électromagnétique et un rendement élevé (> 90%). Notons que la nécessité de cette post-régulation résulte du fait que l'on ne peut réguler qu'une seule sortie par le contrôle du temps de conduction des interrupteurs placés au primaire de ces alimentations ; cette sortie, qualifiée de principale, est en général la voie délivrant la puissance la plus élevée.

Dans ce contexte, une inductance saturable (I.S) peut être assimilée, dans une première approche, à un interrupteur fermé ou ouvert selon que le noyau magnétique utilisé est saturé ou non. La maîtrise de la régulation passe donc ici par le contrôle permanent de cet état de saturation. De façon idéale, le noyau magnétique de l'I.S doit présenter un coefficient de rectitude (B_R/B_S) égal à 1 (B_R : induction rémanente ; B_S : induction à saturation) et un champ coercitif nul quelle que soit la fréquence de fonctionnement.

C'est essentiellement dans cette fonction que les amorphes à base cobalt ont jusqu'à maintenant connu leur plus grand succès. Cela provient de ce que un recuit sous champ circconférentiel (ou

longitudinal) leur confère un coefficient de rectitude proche de 1 ($> 0,96$) avec des pertes qui restent, malgré tout, relativement faibles.

4.3 Les inductances de lissage

Ces inductances servent à atténuer la composante alternative, généralement de forme triangulaire, dans le circuit de sortie. Elles sont donc polarisées par la composante continue du courant qui les traverse. On montre que pour minimiser la taille de ces inductances, il faut disposer de matériau possédant une induction à saturation élevée, une caractéristique magnétique $B(H)$ couchée et de faibles pertes [9].

Il est d'usage de dire que l'on préfère utiliser, pour ces inductances, des matériaux à entrefer réparti, tels les matériaux en poudre compactée de fer-nickel, pour s'affranchir des pertes par effet Joule supplémentaires provenant des flux de fuite (épanouissement des lignes de champ) aux alentours d'un entrefer localisé. Toutefois, vraisemblablement pour un problème de coût, on utilise souvent des ferrites munis d'un entrefer localisé. Des amorphes à base fer, soumis à un champ transversal et munis d'un entrefer, ont été également mis en oeuvre par les fabricants pour répondre à ce besoin.

4.4. Les inductances de filtrage

Les inductances de filtrage sont utilisées dans les filtres haute fréquence aussi bien à l'entrée (de part et d'autre du pont redresseur) qu'à la sortie de l'alimentation. Un exemple de réalisation de tels filtres est donné sur la figure 7 [10]. On distingue, en général, le filtrage de mode commun et le filtrage de mode différentiel. Quel que soit le mode considéré, les matériaux utilisés doivent disposer d'une grande perméabilité à haute fréquence pour assurer un bon filtrage. Les nanocristallins ou les amorphes à base cobalt présentent, pour de telles applications, un réel intérêt car ils ont les meilleures performances pour les fréquences généralement considérées. On doit, cependant, s'assurer qu'ils ne soient pas saturés afin de garder des valeurs élevées de la perméabilité. C'est pourquoi, leur utilisation dans les inductances de filtrage de mode commun, avec compensation des ampères-tours (fig. 8), est vraiment le cas le plus favorable.

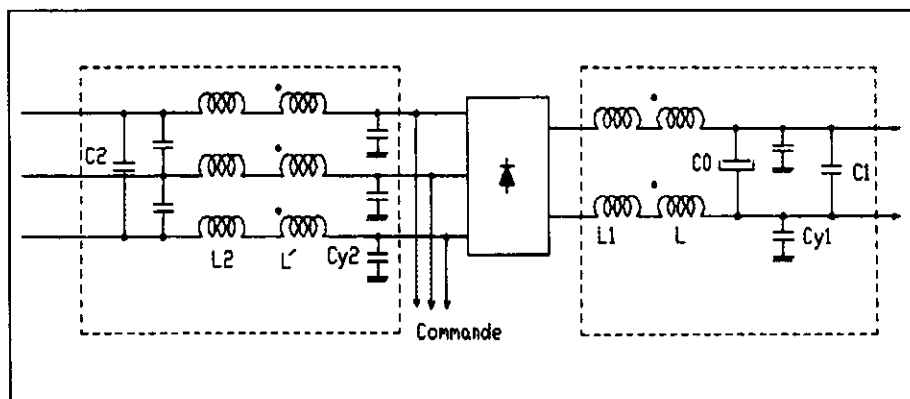


Figure 7 : Exemple de réalisation de filtres, en modes commun et différentiel, à l'entrée d'une alimentation à découpage.

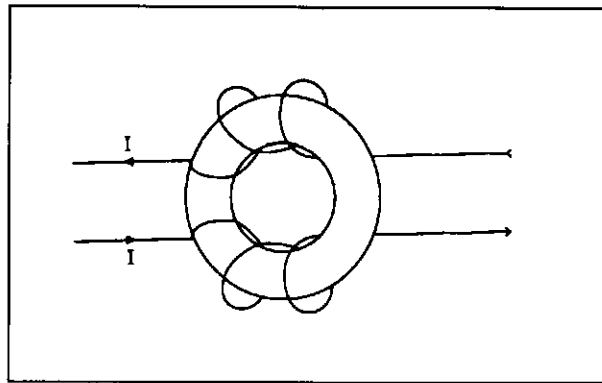


Figure 8 : Structure d'une inductance, pour un filtrage en mode commun, avec compensation des ampères-tours.

Pour résumer, nous présentons dans le tableau suivant les caractéristiques principales requises pour les matériaux utilisés dans les quelques importantes applications que nous venons d'évoquer. Nous y présentons aussi les différents matériaux répondant au mieux à ces spécifications et qui sont donc utilisables pour ces applications.

Rôle du composant	Qualités requises	Matériaux utilisables
Transformateur de puissance	B_s élevée Pertes faibles	Ferrites, nanocristallins, amorphes Co
Inductance saturable	$B_R/B_S \approx 1$ Pertes faibles	Fe-Ni cristallins, nanocristallins et amorphes
Inductance de lissage	B(H) couché B_s élevée Pertes faibles	Poudre de Fe-Ni cristallins ; nanocristallins, amorphes Co et ferrites coupés
inductance de filtrage	μ_R élevée et constante	Nanocristallins, amorphes Co, ferrites

5. CONCLUSIONS.

Dans un proche avenir, il est vraisemblable que les nanocristallins remplaceront les amorphes dans les applications liées à l'électronique de puissance haute fréquence à cause de leurs meilleures performances. Ces dernières sont, de surcroît, associées à un plus faible coût.

Vis-à-vis des ferrites, les nanocristallins sont plutôt complémentaires que concurrentiels. D'une part, les ferrites présentent une grande diversité de formes (pots, noyaux, tores...) contrairement aux nanocristallins (uniquement sous forme de tores constitués par des rubans enroulés) et ont des pertes plus faible à partir d'une certaine fréquence (actuellement aux alentours de 250 kHz). D'autre part, les nanocristallins sont plus stables thermiquement et présentent une induction à saturation plus élevée.

Les travaux de recherche entrepris actuellement par les laboratoires, aussi bien nationaux qu'internationaux, travaillant sur les applications des nanocristallins ont pour objectif de diminuer leur fragilité et d'améliorer leur ductilité. Ce point est très important car il conditionnera le succès de ces matériaux auprès des utilisateurs.

Ces recherches s'effectuent dans trois directions :

- une définition d'un recuit des matériaux mieux adapté (recuit par effet Joule...),
- une meilleure définition de la composition des matériaux,
- l'élaboration de matériaux composites agrégés à base de poudre ou de fils nanocristallins.

6. BIBLIOGRAPHIE.

- [1] Duwez P., Structure and properties of alloys rapidly quenched from the liquid state, *Trans. Am. Soc. Metals* 60, p. 607, 1967.
- [2] Yoshizawa et. al., New Fe-based soft magnetic alloys composed of ultrafine grain structure, *J. Appl. Phys.* 64 (10), Nov. 1988.
- [3] Herzer G., Grain structure and magnetism of nanocrystalline ferromagnets, *IEEE Trans. Mag.*, vol. 26, N° 5, sept. 1989.
- [4] Hasegawa R., *Glassy metals : magnetic, chemical and structural properties*, CRC Press, 1983.
- [5] Riolland J. F., *Matériaux ferromagnétiques à structure amorphe*, *Techniques de l'Ingénieur*, D 2400, 1987.
- [6] Perron J.C., Robert J., les matériaux magnétiques amorphes et leurs applications potentielles, Journées "Electrotechnique 88", ENS de Cachan, mars 1988.
- [7] Perron J. C., *Matériaux ferromagnétiques amorphes*, *Techniques de l'Ingénieur*, 728, 1994.
- [8] Hilzinger H. R., Application fields of soft magnetic amorphous and nanocrystalline materials, *Soft Magnetic Materials 96*, Gorham/Intertech's 2nd international Business development conference, San Francisco, Feb. 1996.
- [9] : Montauriol J.C. et al., Characterization and comparison of performances of magnetic materials for smoothing chokes, *Anales de Fisica, série B*, vol. 86, 1990.
- [10] Labouré E., *Etude des perturbations dans un convertisseur industriel*, rapport de stage de DEA d'Electrotechnique, LESiR, ENS de Cachan, juin 1991.

CALCUL DES MACHINES ELECTRIQUES

Francis NOTELET, Jean François BRUDNY
Université d'ARTOIS
Pôle Universitaire de Béthune
Laboratoire " Systèmes Electrotechniques et Environnement"
LSEE, Faculté des Sciences Appliquées
Technoparc Futura - 62400 BETHUNE.

CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR

Première partie : Présentation générale.

Ce sont les caractéristiques du transformateur en fonctionnement nominal qui constituent le point de départ des calculs et influencent son dimensionnement. Parmi celles-ci on distingue principalement:

- la puissance apparente S ,
- le facteur de puissance secondaire $\cos\varphi_2$ en précisant la nature du déphasage φ_2 (AV ou AR),
- le nombre de phases primaires et secondaires q ,
- les tensions composées primaire U_1 et secondaire U_2 ,
- la fréquence f ,
- le couplage des phases primaires et secondaires,
- l'importance de la chute de tension à pleine charge $K\%$ ou la tension de court-circuit $U_{cc}\%$,
- l'importance relative des pertes fer p_f et des pertes Joule p_J ,
- le mode de refroidissement,
- le rendement η .

En ce qui concerne le rendement il est à remarquer que sa valeur maximale η_M est atteinte pour une valeur de la charge qui dépend du type de transformateur.

- Pour un transformateur normal η_M se situe aux environs des $\frac{3}{4}$ de la pleine charge.
- Pour un transformateur de distribution η_M évolue aux environs de la $\frac{1}{2}$ charge. Consommant constamment les pertes fer, celles-ci sont minimisées en réduisant la masse du circuit magnétique et en travaillant avec des inductions d'amplitude relativement faible. Atteignant rarement au cours de la journée la pleine charge, les densités de courant admises sont assez fortes. Dans ces conditions, les pertes Joule sont à peu près égales à 4 fois les pertes fer.
- Pour un transformateur travaillant constamment à pleine charge, η_M doit être obtenu lors de cette pleine charge.

I) SECTION DES NOYAUX ET DES CULASSES.

I.1) Section nette des noyaux.

Un ordre de grandeur de cette section nette, supposée carrée, peut être obtenu en utilisant l'une ou l'autre des deux méthodes suivantes.

1) **A partir du poids de fer par kVA.** Le tableau I donne, pour des transformateurs à refroidissement par l'huile et à la fréquence de 50Hz, la masse de fer par kVA en fonction de la puissance apparente nominale du transformateur.

masse de fer en kg par kVA	puissance apparente nominale en kVA
5 à 3.5	2 à 10
3.5 à 2.75	10 à 100
2.75 à 2	100 à 1000

Tableau I

Les transformateurs à refroidissement naturel dans l'air nécessitent 20 à 25% de fer en plus. Le dimensionnement varie suivant qu'il s'agit d'un transformateur monophasé ou triphasé.

Transformateur monophasé. Le dimensionnement (figure 1) est approximativement le suivant:

$d \approx 5a$

$c = 2.5 \text{ à } 3a$

$b = 1 \text{ à } 1.2a$

Ceci correspond à un volume de $15 \text{ à } 17.2a^3$. Ayant déduit la masse M du circuit magnétique à partir du tableau I et connaissant la masse volumique m des tôles constituant ce circuit, la section nette s_n des noyaux est donnée par:

$$s_n = a^2 = \left(\frac{M}{15 \text{ à } 17.2m} \right)^{\frac{2}{3}}$$

Transformateur triphasé. Les rapports entre les différentes dimensions (figure 2) sont voisins de:

$d = 5 \text{ à } 6a$

$c = 4 \text{ à } 6a$

$b = 1.15 \text{ à } 1.25a$

Le volume est donc $23.05 \text{ à } 31.75a^3$ et

$$\text{la section } s_n = a^2 = \left(\frac{M}{23.05 \text{ à } 31.75m} \right)^{\frac{2}{3}}$$

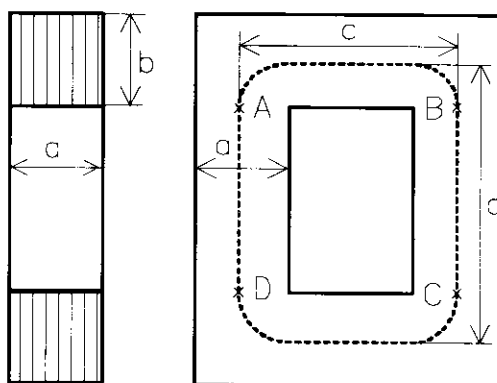


Figure 1

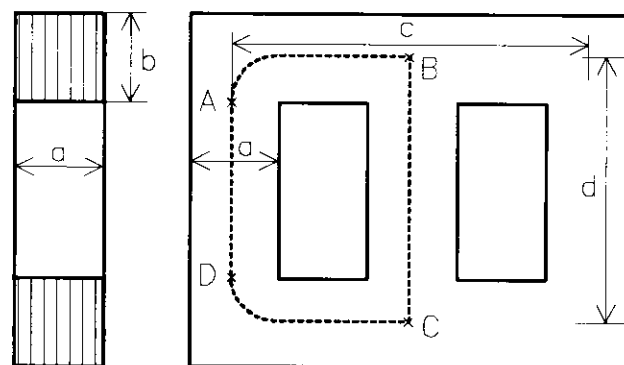


Figure 2

2) **A partir d'une formule empirique.** Cette formule s'écrit:

$$s_n = C \sqrt{\frac{\text{puissance apparente en kVA par colonne}}{f \text{ en Hz}}}$$

La constante C va de 210^{-2} à 2.510^{-2} pour les transformateurs sec et de 1.510^{-2} à 210^{-2} pour les transformateurs dans l'huile.

Remarques.

- Un transformateur à enroulements encombrants (tension ou courant élevé) impose au circuit magnétique d'avoir de grandes fenêtres: le poids de fer est relativement élevé.
- Un transformateur à pertes fer très réduites doit avoir un poids de fer relativement faible.

I.2) Forme exacte des noyaux.

A cause de l'isolant des tôles et du foisonnement la section brute s_b des noyaux est supérieure à la section nette s_n . Ce rapport $k=s_n/s_b$ est appelé coefficient d'utilisation des tôles. Il vaut 0.89 pour des tôles d'épaisseur 0.35mm isolées au vernis et 0.90 pour celles d'épaisseur 0.4mm.

Pour des puissances apparentes inférieures à 20kVA la section des noyaux est carrée. Au delà ce sont des sections à gradins qui sont réalisées, elles permettent d'occuper au maximum la surface interne circulaire des bobines. Le nombre de gradins correspond au nombre de largeurs de tôles. Le rapport entre la section brute des noyaux et la surface du cercle circonscrit aux noyaux de rayon R (figure 3) est appelé efficacité maximale. Le tableau II donne cette efficacité maximale en fonction du nombre de gradins

nombre de gradins	1 (carré)	2	3	4	5	6	7
efficacité maximale	0.636	0.787	0.851	0.886	0.907	0.922	0.930

Tableau II

Pour assurer le refroidissement des noyaux de forte section, des intervalles de ventilation, permettant le passage de l'air ou de l'huile, sont ménagés.

I.3) Section et forme des culasses.

Leur section va de 1 à 1.25 fois celle des noyaux. Si le noyau est carré cette section est carrée ou rectangulaire. Si le noyau présente plusieurs gradins, ceux-ci se retrouvent à la partie extérieure des culasses. Côté intérieur (ou côté fenêtre) les culasses sont plates. Les intervalles de ventilation éventuels des noyaux doivent se prolonger dans les culasses. La figure 3 donne les sections de noyau et de culasse pour 1, 2 et 3 gradins.

I.4) Joints.

La plupart du temps les joints sont imbriqués. Il a été estimé qu'un tel joint équivaut à un entrefer plan d'air d'épaisseur ε égale à 0.05mm.

II) LES ENROULEMENTS PRIMAIRES ET SECONDAIRES.

La détermination des enroulements dépend essentiellement du choix de l'induction qui existe dans le circuit magnétique. Pour la suite de cette présentation, certaines notations utilisées supposent que l'enroulement haute tension (HT) constitue le primaire et l'enroulement basse tension (BT) le secondaire.

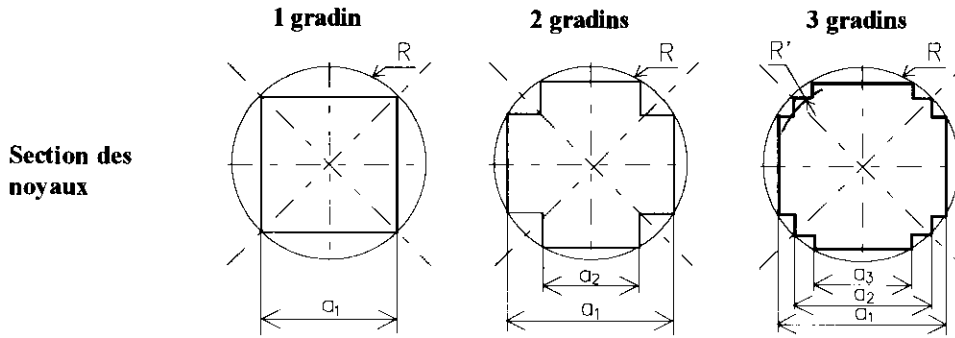
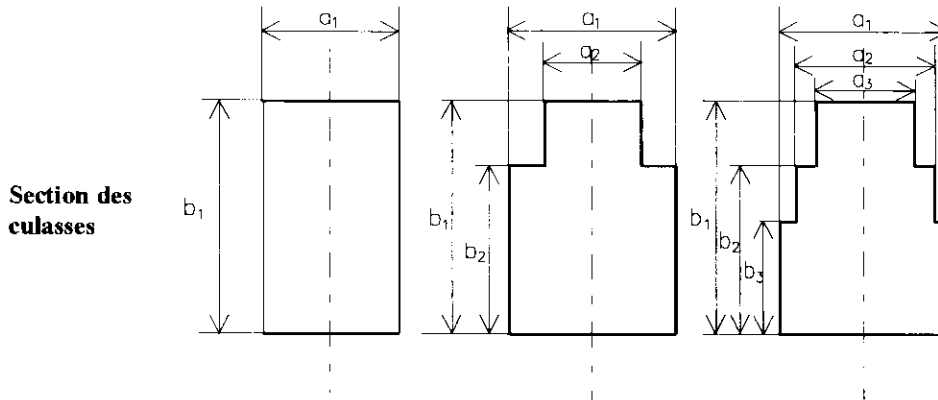


Figure 3



II.1) Choix de l'induction maximale B_m dans les noyaux. Tension par spire.

Réduire B_m permet de diminuer les pertes dans le fer mais augmente les nombres de spires primaires et secondaires. A la fréquence de 50Hz les valeurs usuelles sont les suivantes:

- 1 à 1.1T pour un refroidissement naturel dans l'air,
- 1.3T pour un refroidissement naturel dans l'huile,
- un peu supérieur à 1.3T pour un refroidissement forcé dans l'huile.

B_m conduit à la tension efficace E_s par spire: $E_s = \frac{B_m}{\sqrt{2}} s_n \omega$, où $\omega = 2\pi f$ est la pulsation.

II.2) Nombres de spires primaires et secondaires par noyau

Ces nombres de spires sont donnés par:

$$n_1 = \frac{V_1}{E_s} \text{ et } n_2 = n_1 \frac{V_2}{V_1} \left(1 + \frac{K}{100}\right)$$

où:

V_1 et V_2 sont les tensions aux bornes des bobines primaires et secondaires.

V_1 ou $V_2 = U_1/2$ ou $U_2/2$ en monophasé si les enroulements des deux colonnes sont en série,

V_1 ou $V_2 = U_1$ ou U_2 en monophasé si les enroulements des deux colonnes sont en parallèle,

V_1 ou $V_2 = U_1$ ou U_2 en triphasé si les phases sont couplées en triangle,

V_1 ou $V_2 = U_1/\sqrt{3}$ ou $U_2/\sqrt{3}$ en triphasé si les phases sont couplées en étoile.

Dans le cas d'un transformateur étoile-zig-zag par exemple, chaque colonne porte deux demi-enroulements secondaires de $n_2/2$ spires chacun. Il vient:

$$\frac{n_2}{2} = \frac{n_1}{\sqrt{3}} \frac{V_2}{V_1} \text{ avec } V_1 = U_1/\sqrt{3} \text{ et } V_2 = U_2/\sqrt{3}.$$

Certains transformateurs sont équipés d'un ajusteur de tension de manière à compenser la chute de tension. Ils sont montés côté HT et permettent de faire varier le rapport de transformation en modifiant le nombre de spires de $\pm 5\%$.

Pour les enroulements couplés en étoile l'ajusteur peut être placé côté point neutre ou au milieu de la colonne ou plus rarement en tête de colonne car après chaque prise il faudrait des bobines de choc réglementaires (cf. paragraphe II.7).

Pour les enroulements couplés en triangle, les prises supplémentaires sont à mi-hauteur de la colonne.

La modification du nombre de spires crée une dissymétrie qui entraîne une plus grande chute de tension inductive et des forces électrodynamiques importantes en cas de court-circuit. Ces effets sont atténués lorsque l'ajusteur est à mi-hauteur de la colonne (figure 4).

Cela nécessite de calculer le nombre de spires de l'enroulement sur lequel est monté l'ajusteur de tension pour chacune des positions.

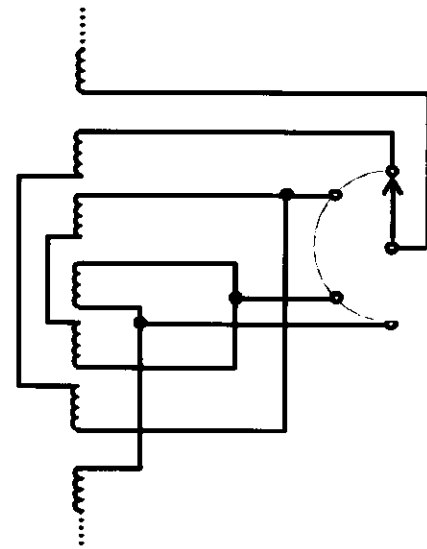


Figure 4

II.3) Intensités primaire et secondaire.

Pour les valeurs nominales de la puissance apparente S et de la tension secondaire U_2 , l'intensité en ligne secondaire est $S/\sqrt{3}U_2$ ou S/U_2 suivant qu'il s'agit d'un transformateur triphasé ou monophasé, d'où le courant nominal I_{2n} dans le bobinage secondaire.

Le primaire est traversé par un courant nominal I_{1n} supérieur à celui que donne la puissance apparente nominale à cause de la consommation interne de puissances active et réactive. Néanmoins, à ce niveau de l'étude, sa détermination s'effectue en admettant l'hypothèse de Kapp: $I_{1n}=n_2I_{2n}/n_1$ en précisant bien que I_{1n} comme I_{2n} sont les courants dans les bobinages. Si,

par exemple, le secondaire est couplé en zig-zag, $I_{1n} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{n_2}{n_1} I_{2n}$.

II.4) Disposition des enroulements.

Ils sont d'ordinaire concentriques simples avec l'enroulement BT placé à l'intérieur (figure 5). Mais d'autres dispositions sont possibles. Si les valeurs de $U_{cc}\%$ ou de $K\%$ à réaliser sont très faibles, il est possible de concevoir des enroulements concentriques doubles ou des enroulements alternés (figures 6 et 7).

Dans un enroulement alterné ce sont toujours deux demi-bobines BT près des culasses qui le termine. Cela diminue la chute de tension inductive relative $x\%$ mais augmente le courant primaire à vide. Comme entre les bobines HT et BT une distance d'isolement doit nécessairement être ménagée, cela conduit à prendre une hauteur de noyau plus grande. Au delà de 15 à 20kV cet allongement devient excessif. Néanmoins cette réalisation favorise le refroidissement des enroulements.

Si les enroulements BT sont traversés par de très fortes intensités, la difficulté des connexions amène à les placer à l'extérieur.

Toujours pour des raisons de connexions, il est parfois nécessaire de réaliser des enroulements alternés dans le cas où les enroulements HT sont aussi parcourus par de très fortes intensités.

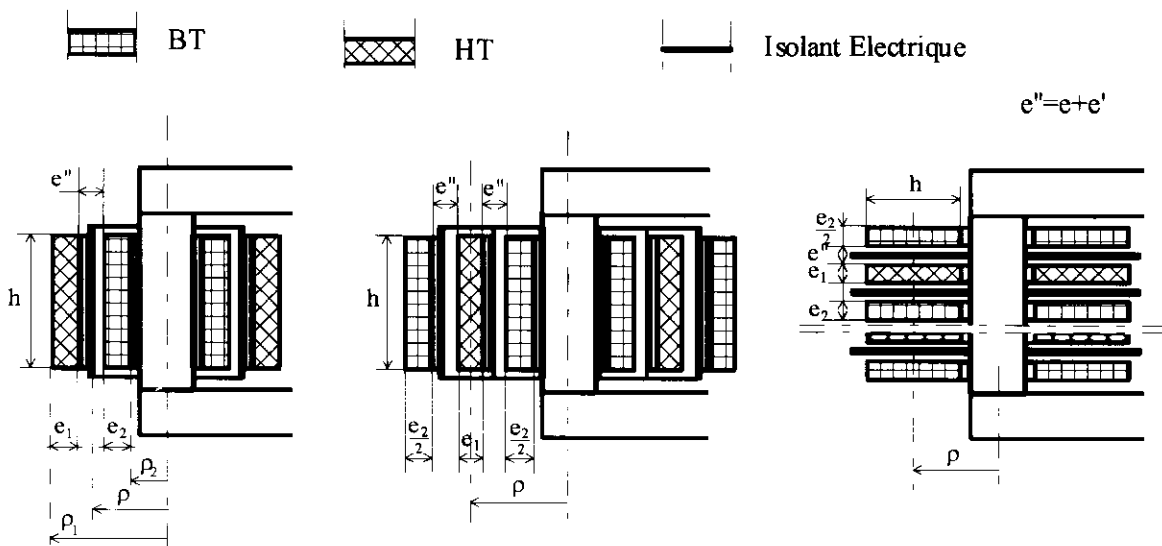


Figure 5

Figure 6

Figure 7

II.5) Réalisation de l'enroulement BT dans le cas le plus usuel où il est à l'intérieur.

1) *Le rayon intérieur.* Ce rayon intérieur ρ_2 (figure 5) se déduit du rayon R du cercle circonscrit au noyau (figure 3) et de la distance d'isolement nécessaire entre l'enroulement BT et la masse du circuit magnétique.

2) *La hauteur.* Pour éviter d'avoir une composante des forces électrodynamiques dirigée suivant l'axe du noyau, enroulements BT et HT doivent avoir la même hauteur h . C'est donc la valeur de la HT qu'il faut considérer pour déterminer la distance d'isolement à respecter entre extrémités des bobinages et culasses. Cette contrainte conduit par conséquent à la hauteur disponible pour les enroulements. Les calculs liés à la réalisation pratique de ces derniers peuvent amener une modification de cette hauteur, donc de celle des noyaux.

Le tableau III donne en fonction de la tension, les distances d'isolement minimales pour des transformateurs à refroidissement dans l'air et dans l'huile.

Tension en kV		2	5	10	15	20	25	30	40	45	90
Distance d'isolement en cm	air	2	3	4.5	7						
Distance d'isolement en cm	huile	1	1.8	2.5	3.1	3.5	4.1	4.7	6.5	15	25

Tableau III

3) *Choix et placement des conducteurs.* Les conducteurs sont des fils ronds, des méplats ou barres.

Les fils ronds ne peuvent dépasser 2.5mm de diamètre que si le diamètre de la bobine est suffisamment grand: 20 à 25cm. Ce diamètre maximum des fils est de 3.5mm mais ne dépasse guère 3mm. Néanmoins il est possible de bobiner 2 et même 3 fils en parallèle.

Les méplats ou barres ne doivent pas avoir une largeur radiale supérieure à 12mm pour limiter les pertes par courants de Foucault. Leur grande dimension doit être parallèle à l'axe du noyau.

En général on place une enveloppe de papier entre chaque couche pour renforcer l'isolement.

L'intensité nominale par conducteur, le régime de charge prévu, le mode et l'efficacité du refroidissement conduisent à choisir une densité de courant. Cette dernière conduit alors à la section des conducteurs.

C'est la tension qui indique l'isolement des conducteurs. Il est nécessaire de tenir compte des jeux entre spires et, éventuellement, de la place prise par les permutations de conducteurs en parallèle. Ces précautions prises, il est possible de calculer (figure 5) l'épaisseur e_2 , le rayon extérieur ρ_2+e_2 , la masse de cuivre, la résistance par phase r_2 des enroulements BT. Eventuellement cette résistance est augmentée pour tenir compte des courants de Foucault.

II.6) Intervalle BT-HT.

Dès que la HT atteint quelques kV, il convient de prévoir entre les enroulements primaires et secondaires un cylindre isolant en carton placé entre deux intervalles d'air ou d'huile. Ce cylindre et les intervalles doivent pouvoir supporter chacun la tension d'essai normalisée $U_{es}=(2U_1+1000)V$.

Compte tenu d'un coefficient de sécurité, les rigidités diélectriques du carton, de l'huile ou de l'air sont prises respectivement égales à 11, 4.5 et 1kV/mm. D'où l'épaisseur en mm:

- du cylindre isolant: $e=U_{es}/1110^3$,

- de l'ensemble des deux intervalles d'huile ou d'air: $e'=U_{es}/4.510^3$ ou 10^3 .

Sur les figures 5 à 7 la quantité $e+e'$ est notée e'' .

En réalité, pour tenir compte de l'accroissement du champ électrique dû à la différence des constantes diélectriques (ou permittivité relative par rapport au vide) du carton (4.5), de l'huile (2.2) ou de l'air (1), l'intervalle e' est majoré de la quantité $e(4.5-2.2$ ou $1)/4.5$.

Il faut que les intervalles d'air ou d'huile soient suffisamment larges pour que le refroidissement soit efficace. Si la valeur de e' majorée et divisée par 2 est trop faible et que la valeur de $U_{cc}\%$ (ou $K\%$) à obtenir empêche son augmentation, le cylindre peut être placé contre l'enroulement qui risque le moins de chauffer. Il faut néanmoins tenir compte d'un jeu de montage. Ces considérations permettent de déterminer le rayon intérieur ρ_1-e_1 du bobinage HT (figure 5).

II.7) Réalisation de l'enroulement HT.

Le bobinage HT est divisé en galettes. En général la tension par galette ne dépasse pas 1000V. Au delà de 1000V, une feuille de papier est disposée entre couches successives de spires.

Les premières spires de l'enroulement sont celles qui sont soumises aux plus fortes contraintes diélectriques en cas de surtensions brusques sur le réseau [1]. Il y a par conséquent danger de perforation de l'isolant entre spires voisines, d'où une sur-isolation de ces premières spires qui constituent une galette de choc. Entre ses diverses couches est placée une feuille de papier. Les galettes de choc ont un encombrement sensiblement identique à celui des autres galettes mais comprennent moins de spires.

En monophasé il y a donc 2 galettes de choc. En triphasé, si le couplage des phases est en étoile ou en zig-zag, il y a une bobine de choc par phase et si le couplage est en triangle, 2 bobines de choc par phase.

Le pourcentage de spires qui constituent une galette de choc va de 5% pour les transformateurs de petite puissance à 3% pour ceux de forte puissance et dont la HT est inférieure à 20kV. Il passe à 2.25% pour des tensions très élevées.

1) Choix des conducteurs. L'intensité nominale, le régime de charge prévu, le mode et l'efficacité du refroidissement conduisent à choisir une densité de courant dont on déduit la section des conducteurs. La valeur de la HT permet de choisir l'isolation des conducteurs des galettes normales et de choc.

2) **Répartition en galettes.** Il convient de préciser le nombre de galettes normales et de choc, le nombre de spires par galettes ainsi que le nombre de spires sur-isolées. En précisant également la répartition des spires par galette il est possible de déduire sa hauteur et son épaisseur e_1 . Si il y a un ajusteur de tension, les prises de sortie doivent se trouver à la périphérie d'une galette.

3) **Hauteur du bobinage HT.** Des intervalles de refroidissement efficaces sont ménagés entre les galettes successives. La hauteur totale (galettes et intervalles) doit être égale à celle du bobinage BT. Ces contraintes permettent de calculer le rayon extérieur ρ_1 du bobinage HT, sa masse de cuivre et sa résistance par phase r_1 .

II.8) Intervalle entre colonnes HT voisines.

C'est le même $e+e'$ que celui calculé au paragraphe II.6. Sa prise en compte conduit à la distance entre axes des noyaux qui ne doit pas être trop différente de celle prévue. La figure 8 donne suivant 2 vues un plan d'ensemble.

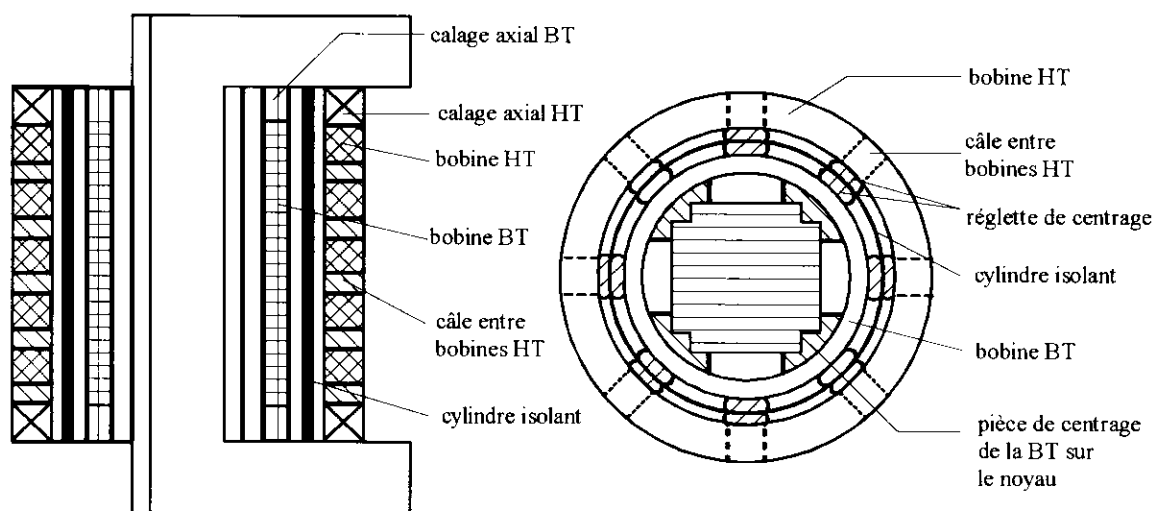


Figure 8

III) DETERMINATION DEFINITIVE DU CIRCUIT MAGNETIQUE.

III.1) Dimensionnement.

L'encombrement des enroulements BT et HT permet de dimensionner le circuit magnétique. Vient ensuite le calcul de la masse de fer correspondant aux noyaux et aux culasses, de la masse de fer totale et du rapport masse de fer/masse de cuivre qui ne doit pas trop s'éloigner des valeurs usuelles.

III.2) Calcul du courant à vide.

Ce calcul se limite à déterminer, en utilisant le théorème d'Ampère, la composante réactive I_{10r} (de valeur maximale I_{10m}) du courant à vide I_{10} car leurs valeurs numériques sont très proches. Soient B_{nm} et B_{mc} les inductions maximales dans les noyaux et culasses, l_n et l_c les longueurs de ligne de champ moyennes dans ces éléments données, en considérant les figures 1 et 2 par :

- l_n longueur de la ligne AD,
- l_c longueur du trajet AB ou CD.

En admettant, comme précisé précédemment, que les joints imbriqués équivalent à des entrefers plans d'air d'épaisseur ϵ et que l'induction maximale y est, comme dans le noyau, B_{mn} , il est possible, compte tenu du type de tôles utilisé et de leur caractéristique magnétique $B(H)$, de calculer les champs magnétiques maximaux H_{mn} et H_{mc} correspondant à B_{mn} et B_{mc} .

1) **En monophasé.**
$$n_1 I_{10rm} = 2H_{mn} l_n + 2H_{mc} l_c + 4 \frac{B_{mn} \epsilon}{\mu_0}$$

μ_0 étant la perméabilité magnétique du vide et pratiquement celle de l'air.

2) **En triphasé.** Les courants à vide ne sont pas égaux dans les trois phases. La détermination concerne la valeur la plus importante en considérant un bobinage placé sur un noyau extérieur. Il vient alors:

$$n_1 I_{10rm} = H_{mn} l_n + 2H_{mc} l_c + 2 \frac{B_{mn} \epsilon}{\mu_0}$$

Pour l'estimation de I_{10} il suffit d'admettre que $I_{10} \approx I_{10rm} / \sqrt{2}$ ce qui permet de calculer le rapport de ce courant I_{10} au courant primaire nominal I_{1n} . En fait le courant I_{10} résulte d'un moyennage:

$$I_{10} = \frac{2I_{10fort} + I_{10faible}}{3}$$

I_{10fort} résulte du calcul précédent, $I_{10faible}$ est obtenu en considérant un bobinage placé sur le noyau central.

Le tableau IV [2] donne, en pour cent, les valeurs admissibles du rapport I_{10}/I_{1n} .

	HT 5000V	HT 15000V	HT 30000V
Transformateur monophasé 10kVA ou triphasé 15kVA			
- dans l'huile à pertes réduites	8.5	11	13
- dans l'huile à pertes normales	16.5	19.5	23
- à sec	11.8	15.4	
Transformateur triphasé de plus de 250kVA à refroidissement naturel dans l'huile			
- à pertes réduites	3.5	4.0	4.3
- à pertes normales	7.6	8.2	9.3

Tableau IV

III.3) Calcul des pertes dans le fer.

A partir de la qualité υ des tôles utilisées et des masses M_n et M_c de l'ensemble des noyaux et de l'ensemble des culasses, on peut calculer les pertes dans le fer p_f à la fréquence f :

$$p_f = \upsilon (B_{mn}^2 M_n + B_{mc}^2 M_c) f / 50$$

Pour tenir compte du plus ou moins grand soin apporté à la fabrication du circuit magnétique, il suffit de majorer quelque peu ce résultat. L'expérience montre que, en particulier pour les petits circuits magnétiques, cette majoration peut aller jusque 30%. Les pertes fer conduisent alors au rapport p_f/S qui doit pas trop s'éloigner des valeurs usuelles.

à suivre dans le numéro de mars 1998...

LES DIFFERENTS CRITERES DE CHOIX DES TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE

JP. TAISNE

EDF Production Transport - Centre National d'Ingénierie Réseaux
CEDEX 48 - 92068 PARIS LA DEFENSE

1 - LES DIFFERENTES FONCTIONS DES TRANSFORMATEURS

1.1 L'interconnexion des réseaux.

La principale fonction des transformateurs de puissance consiste à permettre des échanges d'énergie entre des réseaux alternatifs de tension ainsi que d'indice horaire différents. En effet dans le cas d'une production centralisée éloignée des centres de consommation, il est nécessaire d'élever la tension à laquelle s'effectue le transport de manière à réduire le courant et donc les pertes Joule induites dans les lignes. Ensuite cette tension doit être abaissée jusqu'au niveau de raccordement des utilisateurs qui peut être 225 kV dans le cas de clients industriels.

Si l'on suit le cheminement de l'énergie électrique à partir d'une centrale de production située par exemple sur le réseau national on trouve donc :

- des transformateurs élévateurs raccordés d'un côté aux barres de l'alternateur, dont la tension de sortie peut aller de quelques kV à 20 kV dans le cas des plus grosses centrales, et de l'autre côté au réseau d'évacuation (réseau 400 kV pour les groupes dont la puissance unitaire est voisine du GVA mais qui peut être également le réseau 63 kV dans le cas des petites centrales hydrauliques de quelques MVA),
- des transformateurs dont le but est d'assurer l'interconnexion entre les réseaux de transport 400 kV et 225 kV et les réseaux de répartition 90 et 63 kV,
- des transformateurs de livraison de l'énergie aux réseaux de distribution 20 kV à partir des réseaux 63 et 90 kV (225 kV dans le cas de l'alimentation des grands centres urbains).

Le premier constat est que pour chaque MW de puissance fournie à l'utilisateur il faut donc installer jusqu'à 3 ou 4 fois la puissance de transformation équivalente si l'on tient compte également des transformateurs qui alimentent la clientèle basse tension.

En ce qui concerne les réseaux 400 et 225 kV leur indice horaire est identique du fait de la création relativement récente du réseau 400 kV (fin des années 1950). La phase de ces réseaux THT étant prise comme référence, l'indice horaire de la phase A est donc nul et celui des phases B et C respectivement 4 et 8. Par contre pour les réseaux de répartition qui correspondent à des réseaux régionaux dont la création est bien antérieure à la nationalisation il existe plusieurs niveaux de tension d'indice horaire différents dont les principaux sont :

- le réseau 90 kV à indice horaire 0, 4, 8 (région ouest)
- le réseau 63 kV à indice horaire 0, 4, 8 (régions nord et est)
- le réseau 63 kV à indice horaire 11, 3, 7 (régions sud-est et sud-ouest)

La diversité des tensions et des indices horaires est encore plus grande si l'on s'intéresse aux réseaux de distribution en dépit d'une rationalisation constante de la part d'EDF vers la tension 20 kV.

1.2 Participation au réglage de la tension

Le réglage de la tension est effectué dans un premier temps aux points de raccordement des centrales de production grâce aux régulateurs de tension qui équipent les alternateurs. Toutefois le profil de tension va évoluer au fur et à mesure que l'on s'éloigne électriquement des centrales en fonction du transit de puissance active et réactive ainsi que de l'impédance des lignes. Les transformateurs de puissance eux mêmes, du fait de leur impédance relative élevée, contribuent à modifier le plan de tension.

Il est indispensable pour des raisons de stabilité de réseau, de fonctionnement des protections et des installations de la clientèle de maîtriser le plan de tension jusqu'aux points de fourniture. Les moyens pour régler la tension en l'absence de groupes de production consistent d'une part à prévoir sur les transformateurs des enroulements de réglage permettant d'ajuster le rapport de transformation et d'autre part à enclencher des moyens de compensation de puissance réactive tels que des batteries de condensateurs shunt, des bobines d'inductance shunt ou des compensateurs statiques.

La modification du rapport de transformation peut s'effectuer soit en charge au moyen de changeurs de prises en charge (CPEC) soit hors tension au moyen d'un changeur de prises hors tension (CPHT). Dans ce dernier cas le transformateur est généralement isolé des deux cotés du réseau car même lorsque le transformateur est à vide, le CPHT pourrait être amené à couper des courants capacitifs dus aux capacités des différentes liaisons et jeux de barres du poste par rapport à la terre.

Le choix entre CPEC et CPHT repose sur des considérations techniques et une optimisation économique des différents dispositifs de réglage. En effet sur le plan technique les CPEC ont un taux de défaillance plus élevé que celui des CPHT du fait que ce sont des organes plus contraints et plus sollicités. Cette raison a conduit EDF à équiper les appareils stratégiques uniquement de CPHT (transformateurs élévateurs d'évacuation de centrale ainsi que les autotransformateurs d'interconnexion entre les réseaux 400 kV et 225 kV). Ce choix a une répercussion sur le dimensionnement de l'alternateur qui doit en contrepartie compenser de manière plus importante les variations de tension en aval. Par contre tous les autres appareils du réseau sont équipés de CPEC qui assurent le réglage de la tension du réseau récepteur sur une valeur de consigne en fonction de la charge.

L'autre moyen pour ajuster le niveau de tension consiste à enclencher des charges réactives ce qui peut être réalisé par gradins avec des disjoncteurs ou de façon continue et régulée par le biais de composants électroniques de puissance. Dans ces deux cas le coût global des dispositifs de compensation dépend fortement du niveau de tension auquel ils sont raccordés. Il y a donc un intérêt économique pour concevoir des transformateurs d'interconnexion disposant d'un enroulement tertiaire destiné à alimenter ces dispositifs de compensation. Sur le réseau d'EDF tous les autotransformateurs 400/225 kV et certains transformateurs 225/63 kV ont ainsi la possibilité de participer au réglage de tension par la possibilité offerte de raccorder une bobine d'inductance shunt de 64 Mvar sur leur enroulement tertiaire.

1.3 Participation à la coordination en courant

1.3.1 Le court circuit triphasé (régime direct)

L'interconnexion des réseaux ainsi que la réalisation des noeuds électriques s'effectuent à l'aide de jeux de barres situés dans des postes. La réalisation de ces jeux de barres et de l'appareillage nécessaire pour aiguiller ou isoler chaque ouvrage (ligne ou transformateur) nécessite de définir deux grandeurs :

- le courant maximal permanent vis à vis de la tenue thermique,
- le courant de court circuit vis à vis de la tenue mécanique des ouvrages.

La rationalisation des matériels d'appareillage ainsi que la conception des postes a conduit EDF à normaliser ces deux grandeurs. On peut citer par exemple en 225 kV la valeur de 3150 A pour le courant permanent de dimensionnement et de 31,5 kA pour le courant de court circuit (respectivement 3150 A et 63 kA en 400 kV).

Le courant permanent maximal conditionne le nombre maximal de transformateurs que l'on peut raccorder sur un même jeu de barres mais n'impose pas de contraintes particulières pour le transformateur, sous réserve de vérifier que l'appareillage qui lui est directement associé soit bien coordonné avec son courant assigné et ses différents régimes de surcharge. Par contre les caractéristiques du transformateur (puissance assignée, impédance de court circuit) déterminent directement la valeur du courant de court circuit sur le jeu de barres.

Ainsi les grandeurs de dimensionnement en courant du poste vont déterminer :

- La puissance maximale de transformation que l'on peut y raccorder ($N \times P_{\text{ass}}$ où N est le nombre de transformateurs et P_{ass} la puissance assignée individuelle)
- La valeur minimale d'impédance résultante (Z_{cc}/N où Z_{cc} est l'impédance individuelle d'un transformateur et N le nombre de transformateurs en parallèle).

1.3.2 Les courts circuits monophasés et biphasés (régime homopolaire)

On a vu ci dessus que la maîtrise des courants de court circuit est importante pour le dimensionnement des composants du réseau. Ceci s'applique autant au court circuit triphasé qu'aux court-circuits non symétriques. Le principe de base en vigueur sur le réseau EDF pour maîtriser l'amplitude des courants de court circuit non symétriques est de faire en sorte que l'impédance homopolaire (Z_0) du réseau soit supérieure à son impédance directe (Z_d).

Lorsqu'un réseau est exploité avec un neutre relativement isolé, l'impédance homopolaire est très élevée et les courants homopolaires restent faibles. Par contre si le neutre du réseau est mis à la terre en de nombreux endroits, comme en 225 kV et en 400 kV, l'impédance homopolaire devient assez rapidement inférieure à l'impédance directe. Les transformateurs sont alors les seuls composants pour lesquels on peut ajuster le Z0. Les principales dispositions qui influent sur Z0 concernent :

- le choix d'un circuit magnétique à flux libre ou à flux forcé,
- la présence d'un enroulement à couplage triangle qui constitue un court circuit pour les flux homopolaires,
- la mise à la terre directe ou via une impédance du neutre des enroulements étoile.

1.4 Participation à la coordination d'isolement du réseau

La coordination d'isolement des matériels dépend des contraintes diélectriques qui peuvent apparaître sur le réseau que l'on classe en trois catégories :

- les surtensions à fréquence industrielle,
- les surtensions de manoeuvre,
- les surtensions atmosphériques (foudre).

Les surtensions à fréquence industrielle les plus contraignantes résultent de la montée en potentiel des phases saines lors d'un défaut affectant une seule phase. Les surtensions à fréquence industrielle étant dimensionnantes pour l'isolement des matériels, il convient donc de les maintenir à un niveau suffisamment faible pour ne pas augmenter le coût de ces derniers ce qui est particulièrement sensible dans le cas des matériels bobinés et lorsque la tension du réseau est supérieure ou égale à 225 kV. Le moyen de limiter ces surtensions consiste à raccorder à la terre le neutre des enroulements couplés en étoile.

Sur les réseaux 225 et 400 kV d'EDF le principe de base est de faire en sorte que l'impédance homopolaire du réseau soit inférieure à trois fois son impédance directe ce qui permet de limiter le facteur de surtension à 1,45. Pour cela le neutre des transformateurs THT est toujours relié à la terre, soit directement, soit par une impédance dont la valeur se situe autour de 40 Ohms pour les transformateurs de poste et de 25 Ohms pour les transformateurs de production. Cette mise à la terre du neutre permet ainsi d'adopter un isolement réduit pour les enroulements coté ligne mais également gradué vers le neutre compte tenu de son faible niveau d'isolement requis.

En ce qui concerne les deux autres types de contraintes diélectriques, le transformateur ne participe pas directement à leur limitation; tout au plus il permet de limiter la transmission des surtensions de foudre aux autres niveaux de tension si un bon découplage capacitif est réalisé entre les enroulements haute tension et basse tension. Ce point est particulièrement important dans le cas des appareils de production pour lesquels le rapport de transformation peut être grand (400 kV / 20 kV pour les centrales raccordées au 400 kV). Par contre le coût du transformateur est quant à lui fortement dépendant du niveau d'isolement requis pour les contraintes de manoeuvre et de foudre. Ceci explique que dans les postes THT les transformateurs de puissance sont généralement les composants avec les niveaux d'isolement les plus faibles ce qui est rendu possible en les protégeant par des parafoudres.

1.5 Alimentation des auxiliaires de postes

Une façon relativement économique d'alimenter les auxiliaires d'un poste consiste à prélever de la puissance sur un enroulement tertiaire 20 ou 10 kV d'un transformateur d'interconnexion au moyen d'un transformateur de services auxiliaires. Parmi les consommations de puissance auxiliaire, on trouve notamment l'alimentation des moteurs de réfrigération des transformateurs de puissance lorsque ces derniers sont à refroidissement forcé.

1.6 Cas particulier : le transformateur déphaseur (régulation des transits)

La gestion d'un réseau maillé comprenant n centrales et m centres de consommation est une problématique assez complexe dès lors que l'on recherche l'optimum économique sur une période donnée. En effet il faut alors intégrer les coûts marginaux de chacune des centrales, le coût des pertes liées au transport qui varient en fonction du plan de production ainsi que les contraintes propres à chaque ouvrage de production ou de transport (capacité, maintenance, réserve en hydraulité,...).

La répartition des transits dans un réseau obéit aux lois de Kirchhoff. Dans certains cas une ligne peut arriver à sa limite de capacité de transport et interdire ainsi l'augmentation des transits sur les lignes voisines alors qu'il existe une capacité résiduelle. Il est alors nécessaire de mettre en service localement des groupes avec des coûts de production plus élevés. Dans l'attente d'un renforcement du réseau, qui à moyen terme s'avérerait très certainement nécessaire, il est possible de mieux répartir les transits entre les différentes lignes afin de profiter de la capacité globale existante.

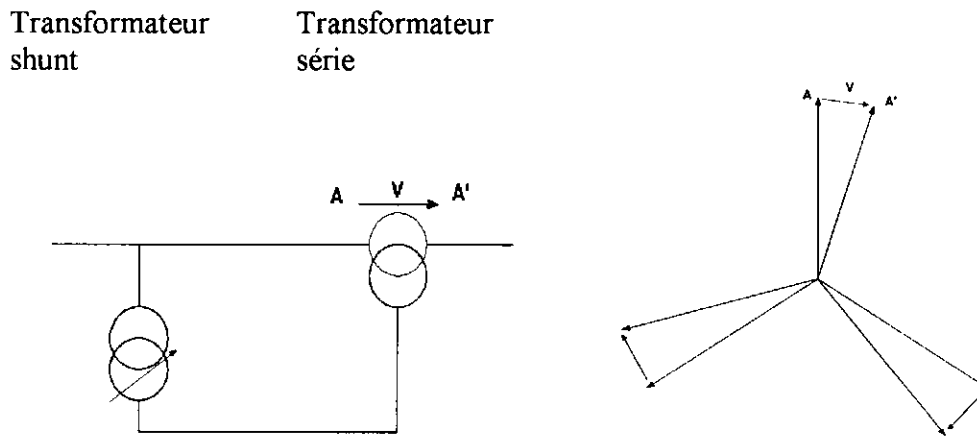
Pour équilibrer deux lignes en parallèle de caractéristiques différentes, on peut simplement ajouter des impédances (bobines d'inductance ou capacité) en série avec une des deux lignes. Dans le cas d'un réseau maillé le problème est plus complexe et la répartition des courants n'est pas constante. Le transformateur déphaseur constitue une solution adaptée à ce cas.

Le principe du transformateur déphaseur consiste à insérer en série sur la ligne, une tension qui est en quadrature avec la tension du réseau comme le ferait une inductance parcourue par un courant actif à la différence près que cette tension ne dépend pas du courant qui la traverse. L'insertion de cette tension série induit un déphasage entre les systèmes triphasés de tensions en amont et en aval de l'appareil qui est réglable au moyen d'un changeur de prises. Ce déphasage permet de régler le courant de la ligne puisque la puissance active qui transite entre deux points 1 et 2 s'exprime de la manière suivante :

$$P_a = V_1 V_2 \sin(\alpha) / X \quad \text{où}$$

V_1 et V_2 correspondent aux tensions aux points 1 et 2,
 α représente le déphasage entre 1 et 2,
 X est l'impédance de la ligne entre les points 1 et 2.

Il existe plusieurs schémas possibles pour réaliser un transformateur déphaseur. Le plus habituel est représenté ci après et comprend un transformateur shunt ou principal qui sert de transformateur d'excitation au transformateur série. Le réglage de la tension série est obtenue à l'aide d'un régleur en charge placé au secondaire du transformateur shunt. Pour obtenir une tension série en quadrature avec le réseau il suffit de choisir les couplages et les connexions adéquates entre les secondaires des transformateurs shunt et série.



2 - DE L'EXPRESSION DU BESOIN A LA DEFINITION DES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU TRANSFORMATEUR

Contrairement aux autres matériels de postes les principales caractéristiques assignées des transformateurs de puissance ne sont pas normalisées. Le choix de la puissance assignée, des tensions assignées, de l'impédance de court-circuit, de l'impédance homopolaire et des caractéristiques du réglage (amplitude, pas, réglage en charge ou à vide) dépendent directement de l'expression du besoin faite par l'utilisateur.

Couplage des enroulements :

En France le couplage des enroulements des transformateurs de postes est naturellement imposé par l'indice horaire des réseaux à interconnecter et le fait que l'enroulement haute tension est toujours couplé en étoile. Les raisons sont d'ordre technico-économique car la mise à la terre du neutre permet de réduire l'isolement des enroulements haute tension et du changeur de prises. De même dans le cas d'un transformateur de production les enroulements basse tension raccordés aux groupes de production sont toujours couplés en triangle.

Puissance assignée :

Les considérations qui déterminent la puissance assignée des transformateurs sont simples lorsqu'ils sont dédiés à une utilisation précise (évacuation de la puissance d'une centrale). Pour un transformateur de réseau, le choix est plus complexe car il s'agit d'optimiser les investissements liés aux stratégies de renforcement des postes en fonction du taux d'accroissement de la consommation. Ces stratégies doivent inclure également le dimensionnement en courant permanent et de court-circuit des postes existants (cf § 1.3)

Impédance de court-circuit :

Les principales contraintes qui fixent la valeur de l'impédance de court-circuit sont la coordination en courant avec l'appareillage du poste (cf § 1.3) ainsi que la possibilité d'une marche en parallèle avec des appareils existants. Dans ce dernier cas la valeur de l'impédance de court-circuit exprimée en % doit être identique.

Note : Pour un transformateur à trois enroulements principaux comprenant par exemple un primaire et deux secondaires il convient de préciser également l'impédance de court-circuit entre les deux secondaires afin de déterminer les chutes de tension des deux secondaires en fonction de leurs charges respectives.

Tensions assignées, réglage de la tension :

La détermination des tensions assignées des enroulements nécessite que l'utilisateur définisse les conditions d'exploitation de l'appareil en précisant notamment pour un appareil de réseau:

- l'amplitude des variations de tension coté primaire,
- le mode de régulation de la tension souhaité avec la plage de réglage de la consigne,
- les différents régimes de charge (I , $\text{tg } \phi$) et de surcharge avec les performances attendues sur le plan de la régulation de la tension,
- la puissance à garantir sur les prises autres que la prise moyenne.

Une fois ces différentes conditions d'exploitation définies la procédure consiste à calculer les valeurs minimales et maximales des rapports de transformation (K) nécessaires pour les respecter (à ce stade la puissance assignée et l'impédance de court-circuit sont supposées fixées). Les autres caractéristiques électriques se déduisant de la manière suivante :

- ⇒ le rapport de transformation moyen est donné par $K_{\text{moy}} = (K_{\text{min}} + K_{\text{max}}) / 2$
- ⇒ l'amplitude relative du réglage est donnée par $(K_{\text{max}} - K_{\text{moy}}) / K_{\text{moy}}$
- ⇒ la tension assignée du secondaire U_{2r} , enroulement supposé sans prises, est définie comme étant la tension à vide équivalente la plus élevée pour toute condition de charge apparaissant sur cet enroulement
- ⇒ la tension assignée du primaire U_{1r} étant égale au produit $K_{\text{moy}} \times U_{2r}$.

Impédance homopolaire :

L'utilisateur peut définir l'impédance homopolaire du transformateur afin de respecter les critères énoncés aux paragraphes 1.3 et 1.4. Il est toutefois nécessaire de valider ces valeurs avec les constructeurs pour vérifier qu'elles ne conduisent pas à un dimensionnement inutile de l'appareil dans la mesure où l'utilisation de bobines de neutre serait suffisante.

3 - LES AUTRES CONTRAINTES D'INTEGRATION DU TRANSFORMATEUR

Une fois définies les principales caractéristiques électriques de l'appareil, l'utilisateur doit encore spécifier les caractéristiques suivantes qui sont également dimensionnantes pour le transformateur :

- **Niveau de pertes :** l'utilisateur a la possibilité de définir une valeur de pertes maximale ou de laisser le constructeur proposer des niveaux de pertes après lui avoir précisé le coût des pertes capitalisé sur la durée de vie estimée de l'appareil,

- **Niveau de disponibilité** : si un niveau de disponibilité élevé est demandé par l'utilisateur, la solution consistera généralement dans l'acquisition d'un élément de réserve,
- **Niveau de bruit** : une étude d'impact doit être réalisée afin de préciser la puissance acoustique maximale de l'appareil,
- **Niveaux d'isolement** : la coordination des isollements est un ensemble homogène sur un réseau. Néanmoins comme on l'a dit le choix du couplage du transformateur et de son raccordement joue un rôle important. De même l'utilisateur peut prévoir des parafoudres pour réduire les niveaux d'isolement du transformateur,
- **Limites de transport** : les limites de transport sont principalement la masse et la hauteur pour le transport routier, la largeur et la hauteur pour le transport par fer. En France il est possible de trouver des itinéraires routiers pour l'ensemble des postes THT tant que la masse du colis est inférieure à 180 tonnes. Les transformateurs d'évacuation des centrales nucléaires constituant des bancs triphasés de 1550 MVA sont ainsi constitués de pôles monophasés pour en permettre le transport,
- **Exigences de maintenabilité** : les exigences de maintenabilité qui sont généralement précisées concernent l'entretien des aérorefrigérants et du changeur de prises. Par ailleurs l'utilisateur qui exploite plusieurs appareils souhaitera avoir une certaine interchangeabilité des accessoires afin de limiter sa réserve de pièces détachées,
- **Tenue au feu** : les transformateurs de grosse puissance sont toujours immergés dans l'huile et la protection contre l'incendie repose principalement sur des solutions externes à l'appareil. Pour les appareils de petite puissance (inférieure à quelques MVA) la technologie des transformateurs de type sec apporte une réponse satisfaisante vis à vis de la tenue au feu,
- **Mode de refroidissement** : les modes de refroidissement se définissent par quatre lettres qui désignent respectivement :
 - la nature du réfrigérant principal (O pour oil),
 - le mode de circulation de l'huile (N pour naturel, F pour forcé et D pour forcé et dirigé dans les enroulements),
 - la nature du réfrigérant secondaire (A pour l'air, W pour l'eau),
 - le mode de circulation du réfrigérant secondaire (N pour naturel, F pour forcé)

Les modes de refroidissement les plus courants sont ONAN, ONAF, OFAF et ODAF. Le mode de refroidissement naturel permet de réduire les coûts de maintenance mais nécessite généralement un dimensionnement thermique plus important ce qui va augmenter la masse de l'appareil et renchérir son coût. Le refroidissement forcé et dirigé permet de mieux maîtriser les gradients de température et donc de réaliser un appareil plus compact ce qui présente un intérêt certain pour les appareils THT lorsque le gabarit de transport représente une contrainte importante.

4 - LES DIFFERENTES SOLUTIONS TECHNOLOGIQUES POUR REpondre A L'ENSEMBLE DE CES CONTRAINTES

Pour répondre à ces différentes contraintes un ensemble de solutions techniques peuvent être demandées par l'utilisateur. On peut citer pour exemple le choix entre les dispositions suivantes :

transformateur ou autotransformateur,
transformateur monophasé ou transformateur triphasé
transformateurs immergés dans l'huile ou de type sec,
transformateurs respirants ou hermétiques
changeur de prises dans un compartiment séparé ou avec la partie active,
possibilité de traitement sur site avec tenue au vide de la cuve.

De même le constructeur devra effectuer des choix concernant :

la forme du circuit magnétique (3 colonnes ou 5 colonnes),
la mise en oeuvre d'un enroulement de compensation non sorti,
le type de tôles magnétiques,
le type des conducteurs.

5 - QUELQUES DOCUMENTS DE REFERENCE

Bernard HOCHART

Transformateur statique. Calcul et construction.
Techniques de l'ingénieur - D 427

Publication CEI 76- Partie 1: 1993, Transformateurs de puissance - Première partie: Généralités

Robert VEDEL

Les nouveaux transformateurs 400/90 ou 63 kV et autotransformateurs 400/225 kV du réseau français - Le choix des caractéristiques. Revue Générale de l'Electricité - Juillet - Août 1981.

M. ERNOULT, JG. VALENTIN, R. VEDEL, L. LATIL

La définition des caractéristiques des nouveaux transformateurs 225 kV/HT.
EDF Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches - Série B - N° 4 1987

JP. ARTHAUD, P. MATUSZEWSKI, L. LATIL

L'évolution des transformateurs de puissance : du 100 au 170 MVA à isolement réduit.
Revue générale de l'électricité - Décembre 1992, N° 11

A noter un document qui est actuellement à l'état de projet final de norme internationale sous la référence 14/260/FDIS et qui devrait être publié en 1998 :

Publication CEI 60076-8: Transformateurs de puissance - Guide d'application.

Modèles électriques du transformateur électromagnétique

Bernard MULTON

Antenne de Bretagne de l'École Normale Supérieure de Cachan

1- Introduction

Le transformateur est un composant fondamental en électrotechnique, son étude constitue l'un des piliers de cette discipline. Rappelons que le transformateur industriel a été inventé par Lucien Gaulard et John-Dixon Gibbs en 1883 [1] et qu'il a eu un rôle décisif dans le développement de l'énergie électrique et plus particulièrement en courant alternatif. Son essor fut immédiat, les puissances réalisées augmentèrent très rapidement (quelques 100 kVA en 1900 et quelques MVA en 1910).

Nous sommes habitués aujourd'hui à utiliser, pour décrire le fonctionnement des transformateurs, des modèles électriques équivalents représentés par leurs équations et par des schémas électriques. Selon la culture des utilisateurs, le modèle électrique équivalent d'un même transformateur peut différer sensiblement. En effet, l'électrotechnicien utilisera plutôt un schéma dans lequel l'inductance magnétisante est saturable et les inductances de fuites réparties au primaire et au secondaire. En revanche, l'électronicien utilisera de préférence un modèle mettant en œuvre les notions d'inductances propres des enroulements et de mutuelle. Cette dernière représentation est également la plus utilisée dans les simulateurs de circuits.

Nous allons montrer, dans cet article, les particularités de ces modèles et leurs équivalences.

2- Brève analyse du transformateur monophasé

2.1- Représentation magnétique

La description du fonctionnement du transformateur est différente selon l'application à laquelle il est destiné ; les deux applications extrêmes sont celles du transformateur de tension fonctionnant généralement en flux forcé (ou quasi-forcé) (tension sinusoïdale ou non) et celle du transformateur de courant alimenté en courant imposé. Malgré un comportement différent, ces deux transformateurs peuvent être représentés par un même schéma équivalent.

La figure 1 montre une représentation schématique d'un transformateur monophasé à deux enroulements. Le circuit magnétique est réalisé avec un matériau à haute perméabilité (quelques $1000 \cdot \mu_0$) mais non infinie. Comme l'air (ou l'huile, les isolants d'une façon générale) dans lequel sont bobinés les enroulements n'a pas une perméabilité nulle, il en résulte qu'il y a des fuites magnétiques. Le schéma

magnétique équivalent de la figure 1 montre, de façon caricaturale, les réluctances du noyau ferromagnétique et de l'air, il apparaît clairement que si les réluctances du fer étaient nulle (perméabilité infinie), il n'y aurait pas de flux ailleurs (ϕ_{f1} et ϕ_{f2} nuls).

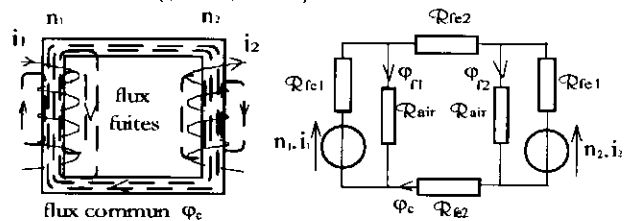


Figure -1-

Représentation d'un circuit magnétique élémentaire et de son schéma magnétique équivalent simplifié (constantes localisées).

S'il n'y avait pas de fuites magnétiques, toutes les spires embrasseraient le même flux commun ϕ_c . Hors, en réalité, à cause de ces fuites, chacune des spires des enroulements embrasse un flux sensiblement différent des autres. Comme c'est l'aspect global de l'enroulement qui est intéressant lorsqu'on le voit de ses bornes, on ne s'intéresse qu'au flux total de fuites (pour le primaire : $\phi_{f1} = \sum_{s=1}^{n_1} \phi_{f1,s}$) et qu'au flux total commun ($\phi_{c1} = n_1 \cdot \phi_c$) de chaque enroulement. Plus le flux de fuites total prend des proportions importantes par rapport au flux commun total moins le couplage est bon.

Ces différents flux correspondent à des énergies magnétiques, le flux commun est associé à l'énergie magnétique principalement stockée dans la partie ferromagnétique et les flux de fuites sont relatifs à l'énergie magnétique stockée dans le milieu amagnétique où se trouvent généralement les bobinages (une partie du flux de fuites circule également en dehors des bobinages, par exemple dans l'enveloppe et à l'extérieur du transformateur).

Précisons bien que les flux de fuites, qui occasionnent des chutes de tension, ne correspondent pas directement à des pertes énergétiques contrairement à ce que laisse penser une expression couramment répandue et à proscrire de « pertes de flux ». Le terme de pertes, sans autre qualificatif, est normalement assimilé à un effet dissipatif énergétique. Cependant, lorsque le flux de fuites varie à haute fréquence (et même à 50 Hz, lorsque les conducteurs ont de fortes sections), il induit des forces électromotrices génératrices de courants de Foucault dans les conducteurs (cuivre ou aluminium) et également dans l'éventuelle enveloppe métallique, il y a alors des pertes associées aux fuites.

On remarquera également sur le schéma magnétique de la figure 1 que, si le circuit magnétique n'est pas saturé (réductances indépendantes du niveau de flux), on ne peut pas vraiment faire de distinction entre les flux de fuites liés au primaire et ceux liés au secondaire. La proportion de l'énergie globale de fuites par rapport à l'énergie stockée dans le noyau reste constante.

2.2- Schéma électrique [2, 3, 4]

Les enroulements possèdent, sauf s'ils sont supraconducteurs, une résistance électrique et l'on peut représenter le schéma électrique comme le montre la figure 2. Les tensions e_1 et e_2 sont les tensions induites liées aux variations de flux :

$$e_1 = n_1 \cdot \frac{d\phi_c}{dt} + \frac{d\phi_{f1}}{dt} \quad \text{et} \quad e_2 = n_2 \cdot \frac{d\phi_c}{dt} + \frac{d\phi_{f2}}{dt}$$

Les tensions aux bornes des enroulements s'expriment par :

$$v_1 = R_1 \cdot i_1 + e_1 \quad \text{et} \quad v_2 = e_2 - R_2 \cdot i_2$$

Les conventions choisies correspondent à celles des sens des enroulements de la figure 1. Il s'agit des conventions les plus fréquemment utilisées en électrotechnique (primaire en récepteur et secondaire en générateur).

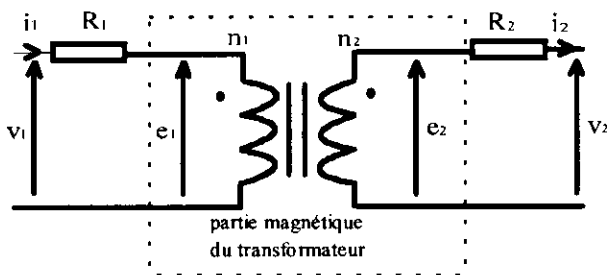


Figure -2-

Schéma électrique et conventions de signe des courants et tensions.

Par la suite, nous allons concentrer notre attention sur la partie magnétique du modèle en tenant à l'écart les effets résistifs.

Précisons que dans le cas des petits dispositifs, les effets résistifs sont généralement importants et que dans les gros dispositifs ce sont les effets inductifs qui l'emportent. D'où les approximations souvent effectuées : on néglige les résistances dans les gros systèmes électromagnétiques et les inductances dans les tout petits. Mais attention à l'importance de la fréquence : dans un petit transformateur de 100 grammes, à 50 Hz les inductances peuvent être négligeables, à 100 kHz, ça ne sera pas le cas !

3- Les modèles électriques et leurs équivalences

3.1- Modèle sans saturation et sans pertes magnétique

Dans le cas de transformateurs fonctionnant à haute fréquence, les niveaux d'induction sont généralement faibles afin de limiter les pertes magnétiques. En conséquence, le matériau magnétique n'est pas saturé, on peut donc utiliser le modèle de la figure 3 dans lequel L_1 et L_2 sont les inductances propres (incluant flux de fuites et flux commun) des enroulements primaire et secondaire et M est l'inductance mutuelle primaire-secondaire. Une remarque doit cependant être faite : même à faible niveau d'induction, les matériaux ferromagnétiques sont souvent assez non linéaires mais ces effets peuvent être négligés.

Comme, on l'a précisé, seule a été représentée la partie magnétique, les résistances ont été écartées.

Les inductances propres et la mutuelle sont des grandeurs physiquement mesurables, par exemple, dans un essai voltampèremétrique à la fréquence de fonctionnement normal (l'effet des résistances des bobinages peut être simplement pris en compte, si cela est nécessaire). Le choix de la fréquence, à laquelle sont effectuées les mesures, a une importance car la perméabilité des matériaux magnétique dépend sensiblement de la fréquence que ce soit dans le cas d'utilisation de tôles ou de matériaux massifs de types ferrite ou poudre de fer.

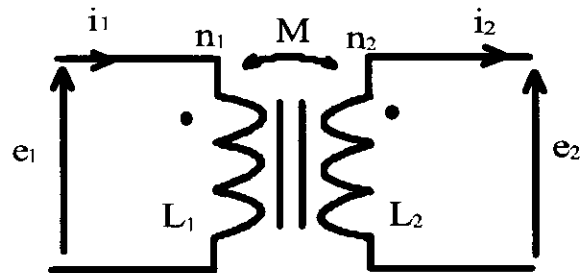


Figure -3-

Schéma électrique sans saturation ni pertes magnétiques.

Les équations magnétiques et électriques sont, au primaire :

$$\phi_1 = L_1 \cdot i_1 - M \cdot i_2 \quad \text{et} \quad e_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} - M \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (1)$$

au secondaire :

$$\phi_2 = M \cdot i_1 - L_2 \cdot i_2 \quad \text{et} \quad e_2 = M \cdot \frac{di_1}{dt} - L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (2)$$

La somme des flux est ici possible dans le cadre de l'hypothèse de non saturation du circuit magnétique (application du principe de superposition).

Du point de vue électrique, il est intéressant de disposer de schémas facilement utilisables, le premier

que nous proposons est schéma équivalent suivant à fuites primaires (le double cercle représente un transformateur parfait) :

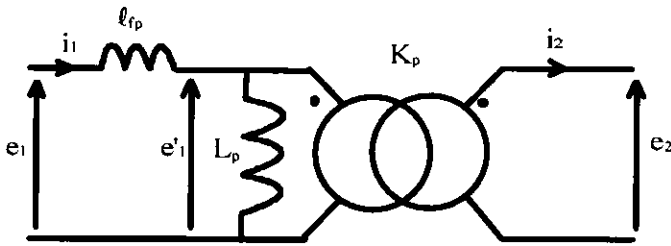


Figure -4-

Schéma électrique sans saturation ni pertes magnétiques, à fuites primaires.

Notons que ce schéma équivalent ne possède que trois paramètres : une **inductance de fuites primaire** l_{fp} , une **inductance magnétisante primaire** L_p et un **rapport de transformation** K_p .

Les équations électriques associées à ce schéma sont :

$$e_1 = l_{fp} \cdot \frac{di_1}{dt} + L_p \cdot \frac{d(i_1 - K_p \cdot i_2)}{dt}$$

$$e_1 = (L_p + l_{fp}) \cdot \frac{di_1}{dt} - K_p \cdot L_p \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (3)$$

$$e_2 = K_p \cdot e_1 = K_p \cdot L_p \cdot \frac{d(i_1 - K_p \cdot i_2)}{dt}$$

$$e_2 = K_p \cdot L_p \cdot \frac{di_1}{dt} - K_p^2 \cdot L_p \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (4)$$

En identifiant (3) à (1) et (4) à (2), on peut déterminer les expressions des 3 éléments du schéma équivalent :

$$K_p = \frac{L_2}{M} \quad L_p = \frac{M^2}{L_2} \quad l_{fp} = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_2} \quad (5)$$

Le **coefficient de dispersion de Blondel** σ (inférieur à 1) est défini comme étant la rapport du flux total de fuites sur le flux total global :

$$\sigma = \frac{l_{fp}}{L_1} = 1 - \frac{M^2}{L_1 \cdot L_2} \quad (6)$$

Pour mémoire, le coefficient d'Hopkinson v est défini par le rapport du flux totale sur le flux commun, soit ici :

$$v = \frac{L_1 + l_{fp}}{L_1} > 1$$

On peut de la même façon établir un schéma à fuites secondaires (figure 5) :

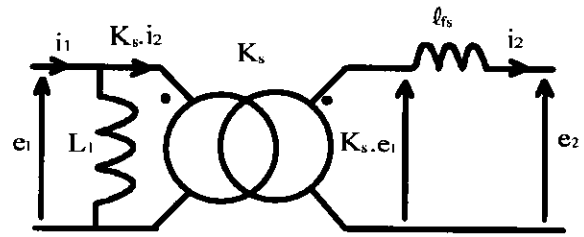


Figure -5-

Schéma électrique sans saturation ni pertes magnétiques, à fuites secondaires.

En reconduisant la même démarche que précédemment, on obtient les résultats suivants :

$$K_s = \frac{M}{L_1} \quad L_1 \quad l_{fs} = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1} \quad (7)$$

On remarquera que le coefficient de dispersion σ est inchangé :

$$\sigma = \frac{l_{fs}}{L_2} = \frac{l_{fs}}{K_s^2 \cdot L_1 + l_{fs}} = 1 - \frac{M^2}{L_1 \cdot L_2} \quad (8)$$

Mesures

Nous avons signalé que les inductances propres et mutuelles étaient des grandeurs physiquement mesurables. Cependant, les imprécisions de mesure conduisent généralement à des incertitudes importantes sur la valeur de σ . On procède donc plutôt à un essai en court-circuit pour déterminer l'inductance de fuites l_{fp} ou l_{fs} . Une autre méthode, particulièrement pratique car elle ne nécessite pas de réduire la tension d'alimentation, consiste à mesurer l'angle d'empêchement lors de l'alimentation d'un redresseur de courant.

Application à un transformateur à 3 enroulements :

Par un exemple, le transformateur d'une alimentation à découpage forward à enroulement de démagnétisation : seulement 6 paramètres sont mesurables : les inductances propres L_1 , L_2 et L_3 des trois enroulements ainsi que les inductances mutuelles $M_{12} = M_{21}$, $M_{23} = M_{32}$ et $M_{31} = M_{13}$.

Un tel transformateur peut être modélisé par le schéma de la figure 6.

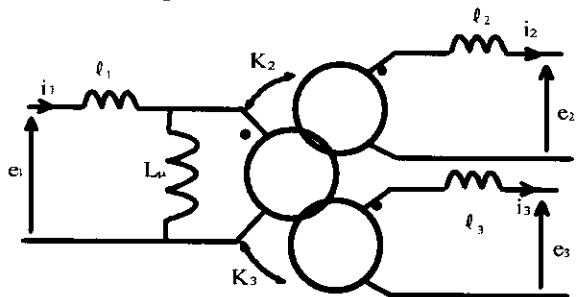


Figure -6-

Schéma électrique sans saturation ni pertes magnétiques d'un transformateur à 3 enroulements (ex. : alimentation forward).

On peut, avec la même méthode que celle décrite précédemment, obtenir les expressions des

paramètres du modèle en fonction des inductances mesurables :

$$K_3 = \frac{M_{23}}{M_{12}} \quad K_2 = \frac{M_{23}}{M_{13}} \quad L_\mu = \frac{M_{13} \cdot M_{12}}{M_{23}}$$

$$\ell_1 = L_1 - \frac{M_{13} \cdot M_{12}}{M_{23}} \quad \ell_2 = L_2 - \frac{M_{23} \cdot M_{12}}{M_{13}}$$

$$\ell_3 = L_3 - \frac{M_{23} \cdot M_{13}}{M_{12}}$$

3.2- Modèle avec saturation et sans pertes, équivalences avec les modèles non-saturés

La plupart des transformateurs industriels fonctionnent dans un régime de saturation plus ou moins prononcée. La raison de ce choix de dimensionnement résulte d'un compromis entre le volume de circuit magnétique, les pertes fer et la valeur efficace du courant magnétisant.

Dans ces conditions, on considère, et cela se vérifie expérimentalement, que l'énergie de fuites est principalement localisée dans un milieu non saturable. Par conséquent, les fuites peuvent être modélisées, en première approximation, par une ou des inductances non saturables. En revanche, l'inductance représentant l'énergie liée au flux commun est saturable.

On obtient le schéma bien connu de la figure 7 :

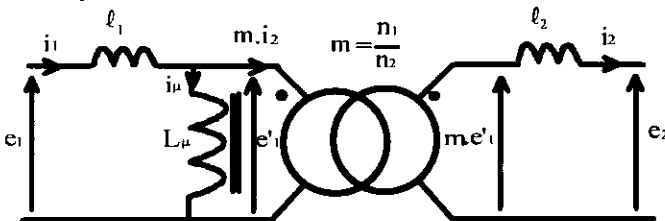


Figure -7-

Schéma électrique du transformateur saturable sans pertes magnétiques.

Cette fois le rapport de transformation est égal au rapport des nombres de spires primaire et secondaire.

L'inductance L_μ est saturable et le courant magnétisant i_μ est lié au flux commun par la caractéristique magnétique du circuit $\phi_c(i_\mu)$ avec :

$$e_1 = \frac{d\phi_c}{dt}$$

Équivalences avec les schémas en régime non-saturé

On peut, à nouveau, écrire les équations électriques :

$$e_1 = \ell_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + L_\mu \cdot \frac{d(i_1 - m \cdot i_2)}{dt}$$

$$e_2 = (L_\mu + \ell_2) \cdot \frac{di_2}{dt} - m \cdot L_\mu \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (9)$$

$$e_2 = m \cdot e_1 - \ell_2 \cdot \frac{di_2}{dt} = m \cdot L_\mu \cdot \frac{di_1}{dt} - (m^2 \cdot L_\mu + \ell_2) \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (10)$$

En identifiant les équations (9) et (10) à (1) et (2), on obtient :

$$L_\mu = \frac{M}{m} \quad \ell_1 = L_1 - \frac{M}{m} \quad \ell_2 = L_2 - m \cdot M \quad (11)$$

Les éléments de ce schéma équivalent ne peuvent être obtenus que si le rapport des nombres de spires est connu (celui-ci ne peut pas être rigoureusement mesuré, il doit être connu lors de la construction).

Lorsque le circuit magnétique est saturé et si l'on souhaite une modélisation fine du comportement du transformateur, il est nécessaire de connaître m , il reste alors à identifier les inductances de fuites non saturables et l'inductance magnétisante saturable : dans ce cas une caractérisation flux-courant est préférable.

Notons que lorsque l'on ramène au primaire ou au secondaire l'ensemble des résistances et des inductances de fuites, tout en conservant, comme rapport de transformation, le rapport m des nombres de spires, on effectue l'approximation de Kapp. Il faut donc bien faire la différence entre les schémas équivalents dérivés de cette approximation (où L_μ est saturable) et les schémas équivalents des figures 4 et 5 dans lesquels K_p et K_s sont sensiblement différents de m .

Le coefficient de dispersion peut être déterminé à partir de l'expression (8) du chapitre 3.1 et en utilisant les équivalences (11) :

$$\sigma = 1 - \frac{L_\mu}{(L_\mu + \ell_1) \cdot (L_\mu + \frac{\ell_2}{m^2})}$$

On peut également montrer que les rapports de transformation K_p et K_s des modèles non saturables s'expriment, en fonction des éléments du modèle saturable, par :

$$K_p = m \cdot \left[1 + \frac{\ell_2}{m^2 \cdot L_\mu} \right] \quad \text{et} \quad K_s = \frac{m}{1 + \frac{\ell_1}{L_\mu}}$$

En outre, dans le cas où les énergies de fuites primaires et secondaires sont sensiblement égales

($\ell_1 \equiv \frac{\ell_2}{m^2}$), le facteur de dispersion vaut :

$$\sigma \equiv 1 - \frac{1}{\left[1 + \frac{\ell_1}{L_\mu} \right]^2}$$

Alors on obtient, pour les rapports de transformation K_p et K_s , les expressions simplifiées :

$$K_p = \frac{m}{\sqrt{1-\sigma}} \text{ et } K_s \equiv m \cdot \sqrt{1-\sigma}$$

$\sqrt{1-\sigma}$ est appelé coefficient de couplage [4, 5] et noté k , alors d'après (6) :

$$k = \sqrt{1-\sigma} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

On remarque que lorsque les fuites ($\sigma = 0$ et $k = 1$) sont faibles : $K_p \equiv K_s \equiv m$.

3.2- Prise en compte des pertes magnétiques

Que le circuit magnétique soit saturé ou non, il peut être intéressant de prendre en compte les pertes magnétiques. Celles-ci doivent être représentées par des éléments dissipatifs c'est à dire des résistances.

Les pertes magnétiques localisées dans le « fer » sont directement liées à l'induction donc au flux. Les pertes hystériques sont sensiblement proportionnelles à B_M^2 et celles dues aux courants de Foucault sont proportionnelles à B_{eff}^2 . Donc, à forme d'onde d'induction donnée, on peut dire que l'ensemble des pertes fer sont proportionnelle à B_{eff}^2 . Globalement, si le circuit est saturable et qu'il a une section constante, la répartition de l'induction B ne dépend pas du niveau d'excitation magnétique et il existe une relation linéaire entre le flux commun et l'induction dans tout le circuit magnétique. Les pertes sont donc sensiblement proportionnelles au carré du flux.

Pour une forme d'onde de flux et une fréquence données, il existe une relation de proportionnalité entre la valeur efficace de la dérivée du flux et son amplitude ($\varphi_{\text{cMax}} \propto \left[\frac{d\varphi_c}{dt} \right]_{\text{eff}}$).

Alors on peut modéliser les pertes fer par une simple résistance R_{fe} placée aux bornes de l'inductance magnétisante L_μ :

$$P_{fe} = \frac{\left[n_1 \cdot \frac{d\varphi_c}{dt} \right]_{\text{eff}}^2}{R_{fe}}$$

Dans le cas où la fréquence varie et où la forme du flux reste constante, une simple résistance ne convient plus à cause des pertes par hystérésis. En effet, la dérivée du flux est proportionnelle à la fréquence donc le carré de sa valeur efficace est proportionnel à f^2 , les pertes par courants de Foucault sont donc bien représentées par une résistance constante ; en revanche, les pertes par hystérésis sont proportionnelles à f , il faudrait pour les représenter à fréquence variable une résistance proportionnelle à la fréquence. Remarquons que cette modélisation décrit bien le comportement, a priori surprenant, que l'on observe à fréquence variable et à tension d'amplitude constante : les pertes croissent lorsque la fréquence diminue (l'induction augmente). Lorsque la section du circuit magnétique n'est pas constante —cas assez fréquent des circuits ferrites— et qu'il y a saturation, la répartition de l'induction change en fonction du niveau d'excitation, alors une résistance constante modélise mal les pertes fer. Mais, il est rare (sauf dans les inductances saturables) que les circuits en ferrite fonctionnent à haute fréquence en régime saturé.

Quant aux pertes magnétiques dans les conducteurs (notés symboliquement cuivre), elles dépendent de la répartition et de l'orientation de l'induction dans le bobinage. Elles peuvent être, en première approximation, représentées par une résistance aux bornes des inductances de fuites. Cette résistance varie avec la fréquence à cause de l'effet pelliculaire généralement prononcé, en son absence, une résistance constante $R_{\text{mag_cu}}$ représenterait convenablement ces pertes.

Le schéma de la figure 8 donne un modèle électrique d'un transformateur avec pertes par effet Joule et pertes magnétiques dans le fer et dans le bobinage.

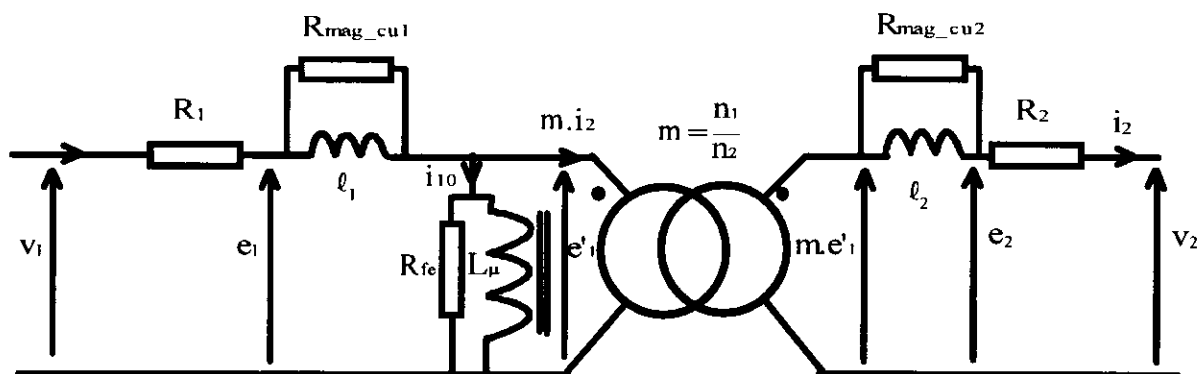


Figure -8-
Schéma électrique du transformateur saturable avec pertes.

La figure 9 montre les formes d'onde du courant à vide (dans R_{fe} et L_{μ}) et du courant secondaire lorsque le transformateur est en régime permanent, alimenté par une source de tension v_1 en créneaux et chargé par une résistance.

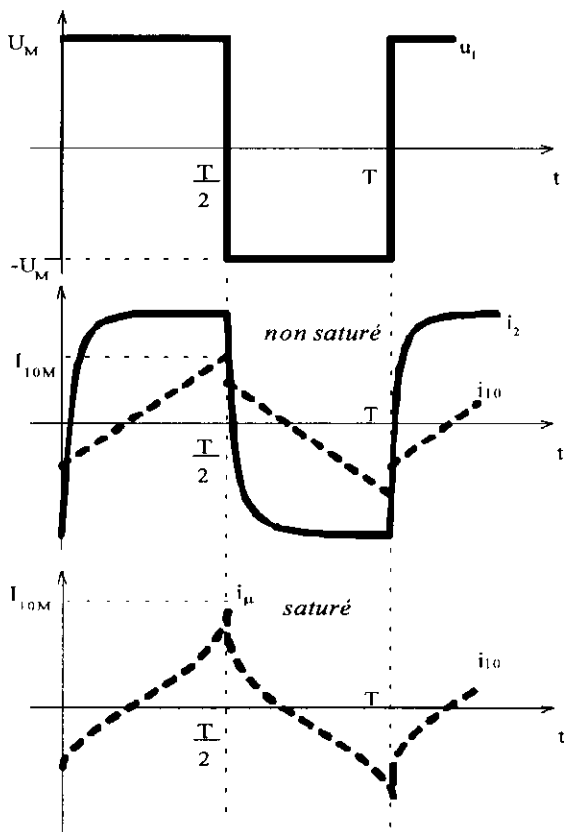


Figure -9-

Formes d'onde dans le cas d'une alimentation en créneaux de tension (en régimes non saturé puis saturé, en bas)

On remarquera que le courant magnétisant i_{10} comprend deux composantes, l'une inductive variant linéairement avec le temps lorsque L_{μ} n'est pas saturable et s'incurvant lorsqu'il y a saturation et l'autre résistive, due aux pertes magnétiques dans le fer, présentant des décrochements que l'on peut observer expérimentalement.

Pour la constitution d'un modèle hautes fréquences, il serait nécessaire de rajouter les capacités équivalentes des bobinages et de couplage primaire-secondaire. Ceci se révèle nécessaire dès que des variations rapides de la tension sont à prendre en compte. C'est ce qui se produit dans les transformateurs industriels lorsqu'il apparaît des coups de foudres, des manoeuvres de contacteurs ou des déclenchements de protections. L'alimentation par convertisseur électronique des transformateurs d'alimentation à découpage génère également des dv/dt importants dont on peut souhaiter modéliser les effets. Enfin, l'analyse des problèmes de compatibilité électromagnétique rend nécessaire la prise en compte de ces capacités principaux vecteurs de propagation des perturbations de mode commun.

Nous n'aborderons pas dans cet article la modélisation des capacités des transformateurs.

4- Conclusion

Cet article avait pour but de rappeler l'origine de la modélisation électrique énergétique du transformateur. Il avait également pour objectif de montrer les relations existantes entre les modèles de type inductances et mutuelle ne prenant pas en compte la saturation et le modèle plus électrotechnique bien adapté aux dispositifs saturables et fonctionnant en régime de saturation. Ces modèles s'appliquent à des transformateurs fonctionnant dans des contextes très variés : alimentations sinusoïdales ou non, en tension ou en courant...

Enfin, ces modèles ne sont que des modèles, c'est à dire qu'ils ne reflètent qu'une partie de la réalité, nous avons voulu le rappeler tout au long de ce document. La meilleure façon de s'en rendre compte est de garder un œil critique lorsque l'on effectue des mesures, en particulier, devant les oscillogrammes. La tendance de tout un chacun est malheureusement de ne voir que ce qu'il veut voir...

5- Bibliographie

Cette bibliographie est donnée à titre indicatif. Elle est loin d'être exhaustive et permettra de satisfaire les lecteurs désireux d'en savoir plus ou de trouver des points de vue complémentaires de ceux développés ici. Un sujet ne commence à être bien compris que lorsqu'on a pu l'observer sous suffisamment d'angles différents.

- [1] G. RAMUNNI, « La bataille du transformateur électrique », La Recherche n°283, janvier 1996, pp.92-95.
- [2] A. FOUILLÉ, « Électrotechnique à l'usage des ingénieurs, tome 2 : machines électriques à courants alternatifs », Dunod, n^{ème} édition.
- [3] J. CHATELAIN, « Machines électriques » Tome 1, Dunod, ©Presses polytechniques romandes 1983.
- [4] G. SÉGUIER, F. NOTELET, « Électrotechnique industrielle » Techniques et documentation 1980.
- [5] J.P. FERRIEUX, F. FOREST, « Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance », Masson, 1987.

Adresse de l'auteur :

Antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan,
Campus de Ker Lann - 35170 BRUZ,
email : multon@bretagne.ens-cachan.fr

Transformateurs extra-plats pour alimentations modulaires

JP. Delvinquier

Thomson-CSF/ Division Radars et Contre-Mesures
1, Bd Jean Moulin
78852 Elancourt
France

RESUME

Le concept d'alimentations modulaires validé dans les programmes aéroportés récents a imposé le développement de transformateurs extra-plats, de hauteur inférieure à 5 mm, à forte puissance volumique ($\approx 18 \text{ kW/dm}^3$), à partir du réseau triphasé 200 V, 400 Hz dans la gamme de fréquence 0,6 à 1,3 MHz.

Pour franchir une nouvelle étape dans l'intégration, différentes technologies ont été évaluées.

Les caractéristiques obtenues sur des transformateurs résonnants en technologie alumine sérigraphiée multicouches permettent d'atteindre des puissances volumiques de 30 kW/dm^3 .

Après une présentation des contraintes imposées aux transformateurs résonnants, cet article décrit les différentes technologies mises en oeuvre et les performances obtenues qui seront améliorées par l'utilisation de nouveaux matériaux magnétiques optimisés dans la gamme de fréquence 1 à 2 MHz.

1. INTRODUCTION

Le développement de systèmes électroniques est lié en particulier à la miniaturisation des sources d'énergie.

Dans beaucoup de domaines de l'électronique professionnelle, le concept d'alimentation centralisée est abandonné au profit d'alimentations réparties.

En avionique, des études paramétriques, telles que FAST PACK [1] ont montré que la solution optimale pour les réseaux d'alimentation était une architecture distribuée à un seul étage de conversion d'énergie, c'est-à-dire une alimentation modulaire par carte capable de délivrer 50 à 100 W directement à partir du réseau d'alimentation principal (270 V_{DC} ou réseau triphasé 200 V/400 Hz).

Dans des programmes aéroportés récents, il a été nécessaire de développer de telles alimentations modulaires avec des densités de puissance fournie par unité de volume de l'ordre de 1000 à 1500 W/dm³ pour être cohérent du niveau d'intégration des circuits numériques.

Par ailleurs, pour que ces alimentations puissent être

implantées directement sur une carte simple face au pas de 12,7 mm, leur épaisseur a dû être limitée à 6,8 mm (boîtier compris).

Pour atteindre le niveau d'intégration recherché tout en garantissant les performances électriques, il a été nécessaire de faire porter les efforts de développement sur la structure du convertisseur continu-continu et sur la technologie des composants magnétiques en particulier du transformateur résonnant.

2. STRUCTURE DU CONVERTISSEUR DC-DC

Le niveau d'intégration visé impose l'utilisation d'un convertisseur DC-DC fonctionnant à fréquence de découpage élevée, ce qui permet de diminuer le volume et la masse des composants réactifs (transformateurs, inductances, condensateurs) qui représentent une part importante du volume d'une alimentation.

En contre-partie, l'utilisation d'une haute fréquence de fonctionnement entraîne :

- pour des convertisseurs classiques à commutation dure (FORWARD, FLYBACK, etc ...) un accroissement des pertes en commutation dans les transistors de découpage donc une diminution du rendement de l'alimentation ;
- une augmentation des pertes fer dans les circuits magnétiques et des pertes joules dans le cuivre des bobinages (effet de peau). Ces pertes limitent au delà d'une certaine fréquence (environ 1,5 MHz) le gain escompté sur le volume des bobinages. En effet, au-delà de cette fréquence, il devient nécessaire de prévoir un drain thermique pour évacuer la puissance dissipée dans les circuits magnétiques, ce qui annule le gain de volume résultant de l'augmentation de la fréquence de découpage.

La solution technique retenue consiste donc :

- à utiliser une architecture de convertisseur DC-DC à commutation douce,
- à limiter la fréquence de découpage à environ 1,3 MHz.

La structure de convertisseur retenue est donc celle des convertisseurs à résonance série, travaillant à une fréquence de découpage supérieure à la fréquence de résonance. Ce choix conduit à un rendement meilleur que celui obtenu avec un convertisseur à résonance série-parallèle.

Le synoptique de la partie puissance de l'alimentation modulaire est donné en Figure 1.

Le réseau d'entrée triphasé 200 V_{eff}/400 Hz est préalablement redressé par un pont de GRAETZ puis filtré pour être transformé en une tension continue de 270 V nominale. La cellule résonnante associée en série au primaire du transformateur de puissance est connectée entre les points milieu du diviseur capacitif de la tension continue 270 V et de l'onduleur de tension demi-pont constitué de deux transistors MOS.

3. CHOIX DU CIRCUIT MAGNETIQUE

La recherche d'une fréquence de résonance élevée et d'une inductance magnétisante importante a nécessité l'utilisation de matériaux ferrites de perméabilité μ comprise entre 700 et 2500.

Les matériaux sélectionnés appartiennent à la classe 3 optimisés en pertes dans la gamme 0,3 MHz à 1 MHz pour une gamme de température de fonctionnement comprise entre 80°C et 110°C ; les ferrites de la classe 4 sont encore au stade du laboratoire ou restent difficiles à approvisionner.

La Figure n° 2 donne la classification des matériaux ferrites en fonction du facteur de performance défini par le produit (B.F) max (où B est l'induction en tesla et F la fréquence de fonctionnement) pour un niveau de pertes données [2].

Les contraintes électromagnétiques et de hauteur ont nécessité d'optimiser la géométrie : une modélisation a permis de déterminer la section magnétique minimale, pour chaque technologie étudiée, permettant ainsi de travailler à une induction telle que les pertes soient minimales dans la gamme de fréquence 0,6 MHz - 1,3 MHz.

Ces optimisations de géométrie qui prennent en compte les problèmes de dissipation thermique ont nécessité l'utilisation de circuits magnétiques spécifiques obtenus par usinage et rectification, et la mise au point d'un traitement thermique permettant d'éliminer toute contrainte magnétostrictive et de retrouver les propriétés intrinsèques du matériau.

4. CONTRAINTES IMPOSEES AU TRANSFORMATEUR RESONNANT

Le transformateur de puissance dit "transformateur résonnant" est de par sa fonction, son encombrement et les contraintes imposées, le composant magnétique le plus

complexe.

Les principales caractéristiques exigées de ce transformateur sont :

- une gamme de fréquences de fonctionnement de 0,6 MHz à 1,3 MHz qui impose une bonne maîtrise des éléments parasites, en particulier de la capacité dynamique,
- un rendement très élevé (> 95 %) qui oblige à minimiser les pertes à la fois dans les circuits magnétiques dites pertes "fer" et dans les conducteurs dites pertes "cuivre",
- une température maximale de fonctionnement de 110°C (soit une élévation de température de 30°C du circuit magnétique pour un environnement à 80°C),
- une puissance volumique élevée : typiquement de l'ordre de 18 kVA/dm³ pour atteindre le niveau d'intégration visé,
- une tenue en tension et en isolement supérieure à 1500 V efficace, le transformateur assurant l'isolement vis-à-vis du réseau,
- une inductance primaire élevée (qq centaines de μ Henry) pour limiter le courant magnétisant et donc l'énergie nécessaire à magnétiser le circuit magnétique,
- une hauteur maximale de 5 mm.

Pour optimiser une telle puissance volumique avec une hauteur de 5 mm, deux actions ont été menées :

- maîtriser les pertes dans les circuits magnétiques,
- optimiser la technologie de bobinage et d'encapsulation,

5. EVALUATION DES TECHNOLOGIES DE BOBINAGE

5.1. Bobinage en technologie filaire

La technologie de bobinage utilisée est classique : les bobinages sont réalisés sur deux jambes à l'aide de nappes de fils de section circulaire définie pour minimiser les pertes "cuivre" (en particulier les pertes par effet de peau) et tenir la contrainte de hauteur du transformateur. Les nappes de fils sont dimensionnées pour passer des courants au secondaire de 12 A efficace.

Pour tenir les contraintes d'isolement, le primaire du transformateur est isolé du secondaire par un diélectrique dont le choix permet d'obtenir un bon compromis entre capacités parasites et inductances de

fuite.

Le respect des tolérances mécaniques (hauteur ≤ 5 mm) et les conditions de report élevées ($T > 125^\circ\text{C}$) ont nécessité :

- le développement de boîtiers injectés de toile de 0,3 mm en matière thermoplastique haute température,
- la formulation d'une nouvelle résine époxyde permettant à la fois de tenir les cotes mécaniques (pendant et après les différentes conditions de mise en oeuvre et d'environnement) et de minimiser les contraintes mécaniques au niveau du circuit magnétique lors de la polymérisation,
- la mise en place d'un cycle de stabilisation en température afin de libérer les contraintes au niveau du circuit magnétique et éviter toute variation dimensionnelle lors du report.

Un tel processus de réalisation conduit à une bonne reproductibilité de l'inductance de fuite (≤ 10 %). Ce critère est important car l'inductance de fuite (Lf) qui s'ajoute à l'inductance résonnante doit être de faible valeur et surtout très reproductible pour ne pas perturber la cellule résonnante LC.

Les performances obtenues avec cette technologie optimisée sont :

- une puissance transmise inférieure ou égale à 100 W,
- un rendement supérieur à 96 %,
- une puissance volumique égale à 18 kW/dm³,
- une inductance primaire supérieure à 300 μH ,
- une inductance de fuite (Lf) de 4 μH (± 10 %).

5.2. Bobinage en technologie circuit imprimé multicouches

Pour minimiser les contraintes sur les circuits magnétiques et s'affranchir des opérations d'encapsulation, THOMSON-CSF a étudié la conception du transformateur de puissance en technologie circuit imprimé multicouches : les spires sont réalisés sur chacune des couches du circuit imprimé et les connexions en série ou en parallèle se font par des trous enterrés ou débouchants métallisés.

Différentes configurations correspondant à différents types d'empilage d'enroulements primaires et secondaires ont été évaluées afin d'optimiser le couple capacité statique (Cs) et self de fuite (Lf).

Le tableau n° 1 présente les caractéristiques de trois configurations.

Si l'on considère le produit Lf x Cs comme "facteur de défaut" du transformateur, les meilleures performances sont obtenues pour la configuration suivante : un demi primaire - le secondaire - un demi primaire.

Le produit Lf x Cs est divisé par 4 et la valeur de Lf divisée par 2 par rapport au transformateur décrit précédemment.

La figure n° 3 présente un transformateur en technologie circuit imprimé multicouches équivalent à 14 couches de cuivre d'épaisseur 70 μm ; l'isolement entre deux couches est assuré par une épaisseur de 0,1 mm d'époxy FR4.

Cette conception présente plusieurs avantages :

- l'utilisation de circuits magnétiques standards par exemple les circuits "RM" rectifiés pour tenir la cote de hauteur de 5 mm,
- la très grande homogénéité de fabrication avec une reproductibilité à ± 5 % de l'inductance de fuite,
- une réduction de coût série du transformateur dans un rapport 2,
- l'intégration du transformateur de puissance au routage du circuit imprimé d'une carte électronique.

Par contre, les problèmes de dissipation thermique limitent la puissance volumique à 18 kW/l correspondant dans l'application retenue, à une puissance transmise de 60 W.

5.3. Bobinage en technologie céramique sérigraphiée

Compte tenu des problèmes de dissipation thermique rencontrés en technologie circuit imprimé, une étude de faisabilité de ces transformateurs a été menée en technologie céramique sérigraphiée multicouches qui assure également une excellente reproductibilité des éléments parasites.

Les enroulements primaire et secondaire du transformateur sont sérigraphiés sur un substrat HOECHST en alumine 96 % d'épaisseur 0,635 mm.

La géométrie du transformateur a été déterminée pour être compatible d'un circuit standard "RM8".

Les conducteurs sont réalisés à l'aide d'une pâte sérigraphiée Réf 6160 de chez DU PONT, les épaisseurs de sérigraphie sont calculées pour atteindre les valeurs de résistances ciblées au primaire et secondaire (typiquement inférieures à 150 m Ω et 5 m Ω). L'isolement qui sépare les enroulements du primaire et du secondaire est assuré par le substrat d'alumine ; cette configuration a été retenue pour éviter la cambrure du substrat céramique. Par contre,

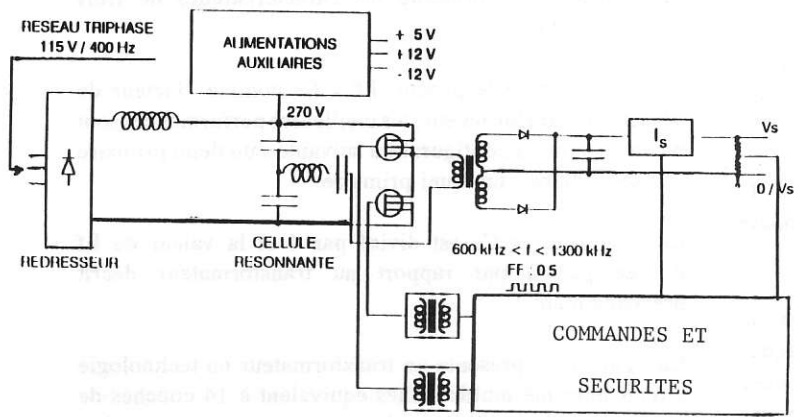


Figure 1 - Synoptique de la partie puissance d'un convertisseur résonnant série

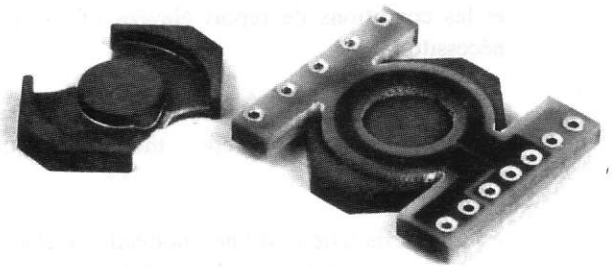


Figure n° 3 : Transformateur en technologie circuit imprimé multicouches

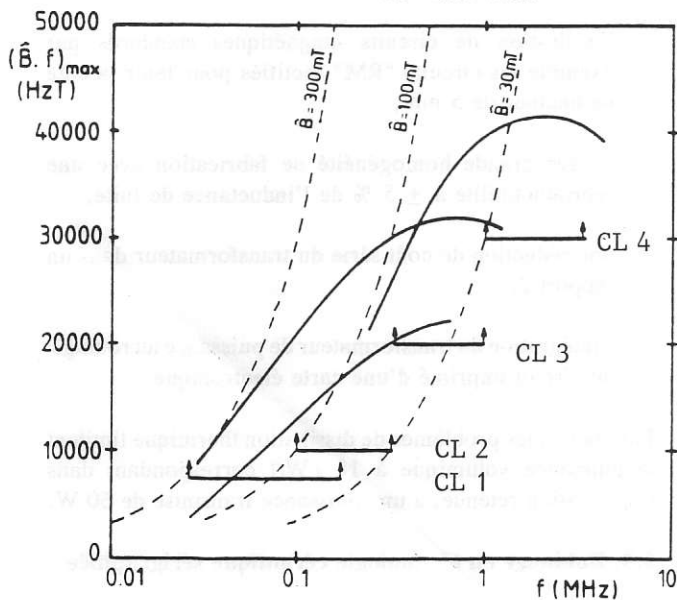


Figure 2 - Classification des matériaux ferrites : évolution du facteur de performance (B.F) max en fonction de la fréquence pour $P_{fer} = 300 \text{ mW/cm}^3$

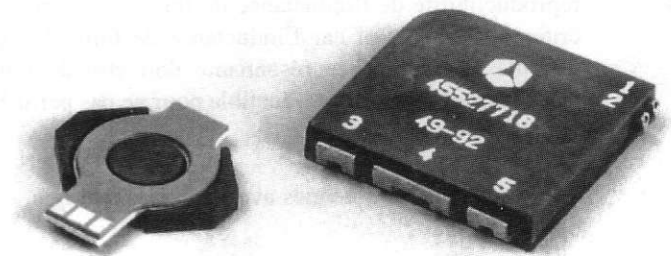


Figure n° 4 : Transformateur (100 W 5 V, 20 A) en technologie céramique multicouches (à gauche), en technologie filaire (à droite)

Configuration	P - S	P/S/P/S	1/2P/S/1/2P
Puissance volumique	18 kW/dm ³	18 kW/dm ³	18 kW/dm ³
Puissance transmissible	60 W	60 W	60 W
Inductance de fuite	3 μH (± 8 %)	1,5 μH (± 5 %)	1,9 μH (± 3 %)
Capacité Cs	30 pF	137 pF	40 pF
Fréquence de résonance	2,3 MHz	1,7 MHz	2,5 MHz

Tableau n° 1 : Caractéristiques d'un transformateur en technologie circuit imprimé multicouches suivant trois configurations

MATERIAU	3F4	H7F	F4
FABRICANT	Philips	TDK	LCC
Pertes mW/cm ³ 1 MHz, 50 mT, T=25°C	660	630	607
Pertes mW/cm ³ 1 MHz, 50 mT, T=80°C	600	580	550
Fréquence de résonance MHz	7	5	4,5
Perméabilité μi	700	1150	1010
Résistivité Ωm	10	20	10

Tableau n° 2 : Caractéristiques de ferrites de puissance de la classe 4

l'isolement entre enroulements est assuré par un diélectrique réf 5704 de chez DU PONT.

Les transformateurs réalisés comportent 10 niveaux conducteurs d'épaisseur 40 μm : 4 niveaux au primaire, 6 niveaux au secondaire.

L'épaisseur du diélectrique entre niveau est déterminée pour obtenir une faible capacité dynamique aussi chaque couche d'isolant est constituée de deux dépôts sérigraphiés d'épaisseur 30 μm .

La réalisation d'un transformateur exige donc l'équivalent de 50 sérigraphiés et cuissons ; l'épaisseur finale du circuit multicouches est de 1,7 mm. L'utilisation d'un circuit magnétique standard à profil bas amène l'épaisseur du transformateur à 4,5 mm (Figure n° 4).

Les caractérisations ont été faites avec un circuit magnétique RM8 rectifié en matériau F4 [3] optimisé à 1 MHz développé par LCC.

Le tableau n° 2 donne les propriétés de ce matériau et des matériaux de la concurrence de la classe 4.

Les performances obtenues pour ce transformateur sont présentées dans tableau comparatif n° 3.

La puissance volumique atteinte est de 30 kW/dm³ et le facteur de défaut est 2 fois plus faible que celui d'un transformateur en technologie circuit imprimé multicouches.

5.4. Développements futurs

L'objectif de développement futur est d'atteindre des puissances volumiques supérieures à 30 kW/dm³ de manière à accompagner l'évolution du niveau d'intégration des convertisseurs et des futurs systèmes de l'avionique modulaire.

Les premiers travaux effectués* sur la technologie céramique sérigraphiée montrent qu'il est possible de réaliser les transformateurs des alimentations modulaires de la génération actuelle avec une densité de puissance transmise par unité de volume de 30 kW/dm³ au lieu de 18 kW/dm³ dans la technologie classique.

Cette technologie permet de mieux maîtriser les selfs de fuite et les capacités parasites et surtout de les réduire dans un rapport 3 à 4, ce qui, associée à l'utilisation des futurs circuits magnétiques à faibles pertes et de substrats en nitrure d'aluminium, permet d'envisager une augmentation de la fréquence de fonctionnement et donc une nouvelle diminution de l'encombrement des bobinages.

REFERENCES

1. Caplot, M., Labaune, G., Capogna, C., Sarno, C., Herrewyn, J., Dhaussy, J.C., Bleicher, P., "FASTPACK : Optimized Solutions for Modular

Avionics - Part II : Avionics", in "Advanced Packaging Concepts for Digital Avionics", AGARD 67th Panel Meeting of Avionics Panel, June 1994, Paper 4.

2. Yves Lorgere : "Conversion d'énergie" : le mega et au delà : de nouveaux matériaux ferrites conference COMPONIC 91
 3. Lebourgeois R, AN AL : "New MnZn Low power ferrite for frequencies up to 1 MHz, ICF 6 Tokyo 1992
- * Nota : Ces travaux reposent sur les études de nouvelles briques technologiques de puissance soutenues par la DGA (DRET et STEI) : matériau magnétique optimisé à 1 MHz, condensateur céramique forte valeur, ...

Technologie \ Caractéristiques	Bobinage classique	Bobinage sur alumine sérigraphiée multicouches
Puissance volumique	18 kW/dm ³	30 kW/dm ³
Puissance transmissible	100 W	100 W
Tension d'isolement	1500 V _{eff}	1500 V _{eff}
Inductance de fuite	4 μH ($\pm 10\%$)	1,1 μH ($\pm 5\%$)
Capacité primaire/secondaire	80 pF	29 pF
Résistance primaire	200 m Ω	130 m Ω
Résistance secondaire	4,2 m Ω	4,8 m Ω
Gamme de fréquence	0,3 à 1,3 MHz	0,3 à 2 MHz
Gamme de température	-55°C à +125°C	-55°C à +125°C

Tableau n° 3 : Caractéristiques des transformateurs extra-plats suivant différentes technologies

SCHEMAS EQUIVALENTS DE CIRCUITS COUPLES MAGNETIQUEMENT

Gérard DELAVIER, LT Louis ARMAND,
173 B^e de Strasbourg 94 136 Nogent sur Marne CEDEX

Les mesures, dont les résultats sont présentés ci-dessous, ont été effectuées sur un matériel conçu pour réaliser une bobine de lissage de coefficient d'inductance réglable par prises. Le dispositif est constitué de deux enroulements (chacun à point milieu) et circuit magnétique avec entrefer. Le primaire comporte au total 384 spires, le secondaire 314; la section du noyau est de 60 x 60, l'entrefer total (2e) présente une épaisseur de 1,6 mm.

L'objet de l'étude consiste à déterminer, par quelques mesures, les éléments du schéma équivalent du transformateur étudié par la méthode des circuits couplés. Les lignes qui suivent, ont pour but de rappeler à l'étudiant que la mise en équation du transformateur, est menée de façon similaire lorsque le flux est décomposé en flux commun et flux de fuites ou partagé en flux propre et flux de mutuelle induction. Les schémas équivalents sont toutefois différents; ils ne sont pas uniques. Les schémas établis en fin d'étude, correspondent à une modélisation dans laquelle les fuites sont reportées ou globalisées au secondaire. Cette étude, bien que d'intérêt limité pour un électrotechnicien, présente l'avantage de préparer l'étudiant à la détermination des éléments du schéma équivalent de la machine asynchrone, étudiée par les mutuelles et dans laquelle les fuites sont globalisées aux rotor puis ramenées au stator.

TOUTE L'ETUDE PRESENTEE, PORTE SUR UN MATERIEL DONT LE CIRCUIT MAGNETIQUE N'EST PAS SATURE.

1 Présentation et orientations des grandeurs électriques.

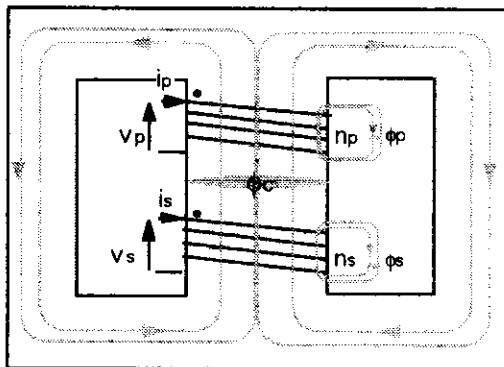


Figure 1

Avec les orientations précisées sur la figure 1, la loi d'Hopkinson s'écrit :

$$n_p \cdot i_p + n_s \cdot i_s = R \cdot \phi_c$$

R réluctance du circuit magnétique.

La tension aux bornes d'un enroulement, s'écrit :

$$v_x = r_x \cdot i_x + d\phi_{Tx}/dt$$

(convention récepteur pour chaque enroulement).

ϕ_{Tx} : flux total embrassé par l'enroulement x (x = p ou s)

2 Equations et schémas équivalents du primaire du transformateur.

Méthode des fuites séparées :

$$\phi_{Tp} = \phi_p + n_p \cdot \phi_c$$

$$\phi_p = l_p \cdot i_p$$

ϕ_p flux de fuites primaire

l_p inductance de fuites du primaire

Méthode des circuits couplés :

$$\phi_{Tp} = L_p \cdot i_p + M \cdot i_s$$

L_p inductance propre du primaire

$$v_p = r_p \cdot i_p + d\phi_{Tp}/dt$$

$$v_p = r_p \cdot i_p + [l_p \cdot di_p/dt + n_p \cdot d\phi_c/dt]$$

en utilisant la loi d'Hopkinson

$$v_p = r_p \cdot i_p + l_p \cdot di_p/dt + (n_p^2 / R) \cdot d[i_p + (n_s/n_p) \cdot i_s]/dt$$

$$v_p = r_p \cdot i_p + [L_p \cdot di_p/dt + M \cdot di_s/dt]$$

$$v_p = r_p \cdot i_p + L_p \cdot d[i_p + (M/L_p) \cdot i_s]/dt$$

ces équations se traduisent respectivement par les schémas équivalents ci-dessous :

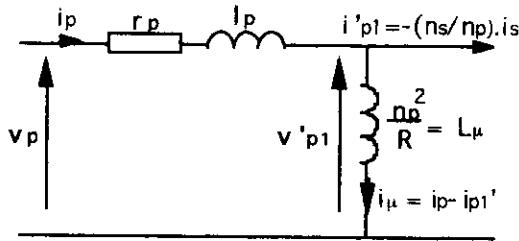


Figure 2-1

L_μ inductance magnétisante du primaire.

$$v'_{p1} = d(n_p \phi_c) / dt;$$

$$L_\mu + l_p = L_p$$

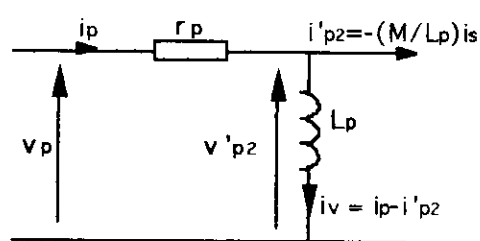


Figure 2-2

L_p inductance propre du bobinage primaire

$$v'_{p2} = d\phi_{Tp} / dt$$

3 Equations et schémas équivalents au secondaire du transformateur.

$$v_s = r_s \cdot i_s + d\phi_{Ts} / dt$$

Méthode des fuites séparées :

$$\phi_{Ts} = \phi_s + n_s \cdot \phi_c$$

$$\phi_s = l_s i_s$$

ϕ_s flux de fuites du secondaire

l_s inductance de fuites du secondaire

$$v_s = r_s \cdot i_s + l_s \cdot di_s / dt + n_s \cdot d\phi_c / dt$$

or $v'_{p1} = n_p \cdot d\phi_c / dt$, d'où :

$$v_s = r_s \cdot i_s + l_s \cdot di_s / dt + (n_s / n_p) \cdot v'_{p1}$$

Méthode des circuits couplés :

$$\phi_{Ts} = M \cdot i_p + L_s \cdot i_s$$

L_s inductance propre du secondaire

$$v_s = r_s \cdot i_s + L_s \cdot di_s / dt + M \cdot di_p / dt$$

$$i_p = i_v - (M / L_p) i_s, 1 - M / L_p L_s = \alpha,$$

$$M \cdot di_v / dt = (M / L_p) \cdot v'_{p2}$$

$$v_s = r_s \cdot i_s + \alpha \cdot L_s \cdot di_s / dt + (M / L_p) \cdot v'_{p2}$$

ces équations sont traduites par les schémas ci-dessous :

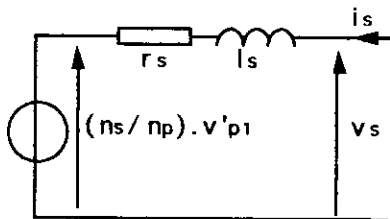


Figure 3-1

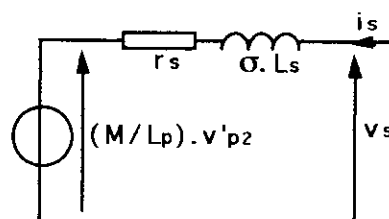


Figure 3-2

4 Schémas équivalents globaux.

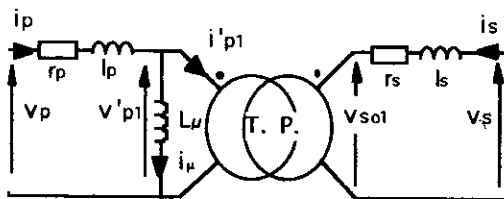


Figure 4-1

Les fuites sont partagées entre le primaire et le secondaire

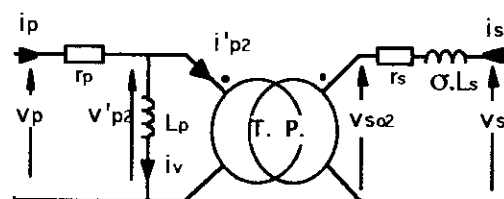


Figure 4-2

La totalité des fuites est globalisée au secondaire dans l'élément $\sigma \cdot L_s$

$$v_{s01} = (n_s / n_p) \cdot v'_{p1} \text{ et } i'_{p1} = -(n_s / n_p) \cdot i_s$$

$$v_{s02} = (M / L_p) \cdot v'_{p2} \text{ et } i'_{p2} = -(M / L_p) \cdot i_s$$

Le primaire du transformateur parfait (TP) appelle un courant proportionnel à celui que débite le secondaire; une source de courant contrôlée peut représenter le primaire de ce transformateur parfait, comme l'illustrent les figures 5-1 et 5-2:

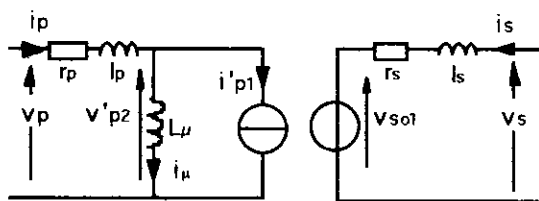


Figure 5-1

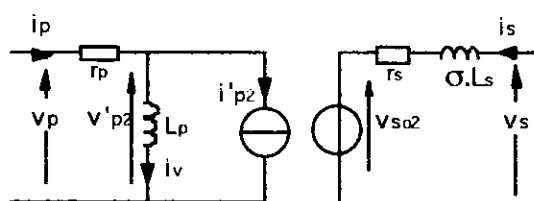


Figure 5-2

le primaire du transformateur (TP) se comporte en source de courant contrôlée par la charge.

5 Hypothèse de Kapp.

Si la chute de tension produite par le courant magnétisant i_μ , dans les éléments r_p et l_p est négligeable devant la tension primaire, on peut placer, dans le schéma équivalent du primaire, l'inductance de magnétisation en amont des éléments r_p et l_p :

Si la chute de tension produite par le courant i_v , dans la résistance du bobinage r_p , est faible devant la tension d'alimentation v_p , on peut déplacer l'inductance propre du primaire, pour la porter en amont de r_p dans le schéma équivalent :

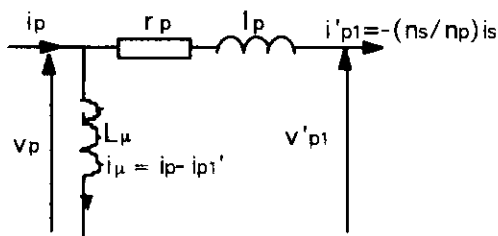


Figure 6-1

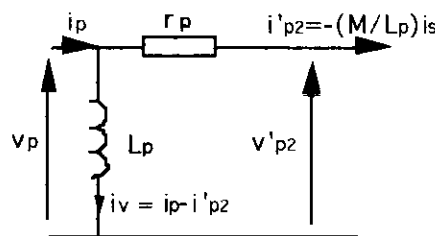


Figure 6-2

conséquences :

$$v'_{p1} = v_p - r_p \cdot i'_{p1} - l_p \cdot di'_{p1}/dt$$

$$i'_{p1} = -(n_s/n_p) \cdot i_s$$

$v_{so1} = (n_s/n_p) \cdot v'_{p1}$ s'écrit alors :

$$v_{so1} = (n_s/n_p) \cdot v_p + r_p \cdot (n_s/n_p)^2 \cdot i_s + l_p \cdot (n_s/n_p)^2 \cdot di_s/dt$$

ce qui se traduit par un nouveau schéma équivalent global, dans lequel les éléments r_p et l_p apparaissent au secondaire:

$$v'_{p2} = v_p - r_p \cdot i'_{p2}$$

avec $i'_{p2} = -(M/L_p) \cdot i_s$

la tension $v_{so2} = (M/L_p) \cdot v'_{p2}$ s'écrit alors :

$$(M/L_p) \cdot v_p + (M/L_p)^2 \cdot r_p \cdot i_s$$

cela se traduit par un nouveau schéma équivalent global dans lequel la résistance de l'enroulement primaire est transposée au secondaire:

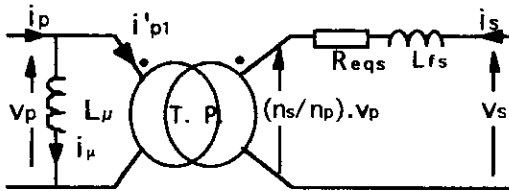


Figure 7-1

$$R_{eqs} = r_s + r_p \cdot (n_s/n_p)^2$$

$$L_{fs} = l_s + l_p \cdot (n_s/n_p)^2$$

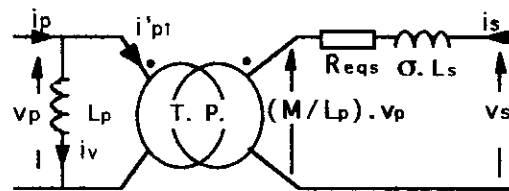


Figure 7-2

$$R_{eqs} = r_s + r_p \cdot (M/L_p)^2$$

6 Remarques.

Cas d'une machine dont le couplage entre les enroulements est très bon : $\sigma \ll 1$.
 Un excellent couplage se traduit par de faibles fuites; par conséquent $L_p = L_\mu + l_p \approx L_\mu$
 Dans le schéma équivalent de la figure 7-2, le rapport de transformation

$$M/L_p \approx M/L_\mu = n_s/n_p \quad (L_\mu = n_p^2 / R \text{ et } M = n_p \cdot n_s / R).$$

La résistance équivalente globalisée au secondaire

$$R_{eqs} = r_s + (M/L_p)^2 r_p \approx r_s + (n_s/n_p)^2 r_p$$

d'autre part $\sigma L_s = L_s - M^2/L_p = (n_s^2/R + l_s) - [n_p \cdot n_s / R]^2 / [(n_p^2/R) + l_p]$

or $[(n_p \cdot n_s) / R]^2 / [(n_p^2/R) + l_p] \approx [n_p \cdot n_s / R]^2 / \{ [n_p^2/R] (1 + (R/n_p^2) l_p) \}$

$$\approx (n_s^2/R) - (n_p/n_s)^2 \cdot l_p$$

d'où $\sigma L_s \approx l_s + (n_p/n_s)^2 \cdot l_p$

R2 _ Pertes fer.

Les pertes fer sont sensiblement proportionnelles au carré de l'induction, donc au carré de la tension primaire; elles peuvent être matérialisées par une résistance placée en parallèle sur l'inductance de magnétisation où l'inductance propre primaire (selon le modèle).

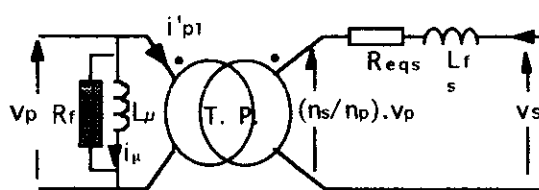


Figure 8-1

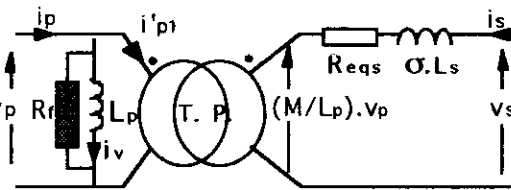


Figure 8-2

6 Mesures.

Objectif : déterminer les paramètres du schéma correspondant à l'étude par les circuits couplés. Circuit magnétique non saturé. Fréquence de l'alimentation 50 Hz.

Les résistances des enroulements sont : $R_p = 1,17 \Omega$, $R_s = 1,18 \Omega$.

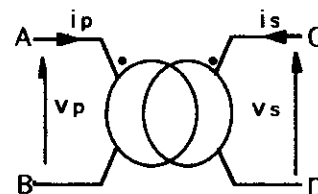
6-1 Détermination des bornes homologues.

Hypothèse : les points sont en A et C.

On alimente le primaire sous la tension V_p et on mesure la tension V_s au secondaire.

On relie B et C, le primaire étant alimenté sous la tension V_p ; on mesure V_{AD} .

Si $V_{AD} = V_p + V_s$ les bornes homologues sont effectivement en A et C.



6-2 Mesure des inductances propres et mutuelle.

Quatre essais sont effectués.

- Transformateur à vide alimenté par le primaire.

$V_p = 120 \text{ V}$, $I_p = 1,13 \text{ A}$, $P_v = 16 \text{ W}$, $V_s = 80 \text{ V}$.

- Transformateur à vide alimenté par le secondaire.

$V_s = 80 \text{ V}$, $I_s = 1,11 \text{ A}$, $P_v = 11,5 \text{ W}$

-Bornes B et C reliées.

$V_{AD} = 120 \text{ V}$, $I_p = 0,350 \text{ A}$, $P = 6 \text{ W}$

-Bornes B et D reliées.

$V_{AC} = 10 \text{ V}$, $I_p = 1,62 \text{ A}$, $P = 7,4 \text{ W}$

Exploitation des essais.

- Transformateur à vide alimenté par le primaire:

pertes joules primaire : $1,5 \text{ W}$, pertes fer : $14,5 \text{ W}$, réactif : $134,6 \text{ VAR}$;

$V'_p = 119,8 \text{ V}$ d'où $R_f = 990 \text{ } \Omega$, $L_p = 0,340 \text{ H}$.

- Transformateur à vide alimenté par le secondaire:

pertes joules primaire : $1,45 \text{ W}$, pertes fer : 10 W , réactif : 88 VAR ;

$V'_s = 79,8 \text{ V}$ d'où $R_f = 637 \text{ } \Omega$, $L_s = 0,230 \text{ H}$.

- Bornes B et C reliées :

pertes joules : $0,28 \text{ W}$, pertes fer : $5,7 \text{ W}$, réactif : $41,6 \text{ VAR}$;

$V'_{AD} = 119,9 \text{ V}$ d'où $L_+ = 1,100 \text{ H}$.

- Bornes B et D reliées :

pertes joules : $5,9 \text{ W}$, pertes fer : $1,5 \text{ W}$, réactif : $14,4 \text{ VAR}$;

$V'_{BD} = 8,9 \text{ V}$ d'où $L_- = 17,65 \text{ mH}$.

$$L_+ = L_p + L_s + 2M \quad \text{et} \quad L_- = L_p + L_s - 2M \quad \text{on déduit} \quad M = 0,270 \text{ H}$$

6-3 Essai en court-circuit sous tension réduite.

$V_{p \text{ cc}} = 14,1 \text{ V}$, $I_{p \text{ cc}} = 3,9 \text{ A}$, $P_{cc} = 50 \text{ W}$

Dans cet essai les pertes fer peuvent être négligées donc $P_{cc} = R_{eqs} I_{s \text{ cc}}^2$

$I_{s \text{ cc}} = I_{p \text{ cc}} (L_p/M) = 4,91 \text{ A}$, $R_{eqs} = 2,07 \text{ } \Omega$

par le calcul à partir des mesures des résistances $R_{eqs} = R_s + (M/L_p)^2 \cdot R_p = 1,91 \text{ } \Omega$.

$V_{s \text{ cc}0} = (M/L_p) \cdot U_{pcc} = 11,2 \text{ V}$ d'où l'impédance secondaire $Z_s = 2,30 \text{ } \Omega$

de cette valeur on calcule $\sigma L_s = 4,1 \text{ mH}$

le coefficient de dispersion $\sigma = 1,7 \cdot 10^{-2}$

le calcul de M à partir de L_p , L_s et σ donne $0,28 \text{ H}$.

On ne peut calculer le coefficient de dispersion à partir des mesures d'inductances propres et mutuelle du fait de la précision insuffisante des mesures.

Retour sur les pertes fer.

V_p	10	20	40	80	120
I_p	0,1	0,2	0,38	0,76	1,13
P_v	-	0,6	2,15	7,5	16

Il est facile de vérifier que les pertes fer évoluent en fonction de la tension selon une loi de type Kv_p^α , avec $\alpha = 1,8$. Les pertes fer, simulées par une résistance R_f constante correspondent à une approximation.

Les inductances ont été réalisées par la Société MONToux-TECHNOLOGIES
18-20 rue Brulefer 93 106 MONTREUIL CEDEX fax 01 42 87 05 15

MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS

Bruno Busso, IUP GE II Cergy-Pontoise

Fiche de travaux pratiques

Les étudiants de l'IUP GEII de CERGY PONTOISE reçoivent une formation en génie électrique dispensée sur deux ou trois années. Cette formation est sanctionnée par des diplômes universitaires correspondant au DEUG (1^{ère} année), à la LICENCE (2^{ème} année) et à la MAITRISE (3^{ème} année) assortie éventuellement du titre ingénieur maître.

Actuellement, l'électrotechnique est enseignée en deuxième et en troisième années. Les travaux pratiques de deuxième année portent sur l'étude des actionneurs, des convertisseurs alternatif-continu et continu-continu et ceux de troisième année sur les convertisseurs continu-alternatif, les variateurs de vitesse pour les machines à courant continu, l'autopilotage des machines synchrones et la commande numérique des machines asynchrones.

Cette fiche de travaux pratiques, destinée aux étudiants de maîtrise, a pour objectif l'étude du principe de la MLI.

1/ OBJECTIFS

L'étude de plusieurs commandes de MLI pour piloter un onduleur triphasé est présentée dans cette fiche de travaux pratiques :

1.1 MLI pleine onde

Cette commande pleine onde est intéressante car les étudiants valident facilement le système de tension onduleur-source $[V_{i0}(t)]$, le système de tension onduleur-charge $[V_{in}(t)]$, le système de courant $[I_i(t)]$ et le courant $i_e(t)$ fourni par la source continue ainsi que les différents spectres des systèmes présentés ci-dessus.

1.2 MLI intersective sinus-triangle

Cette commande, obtenue en comparant une grandeur sinusoïdale basse fréquence à un signal triangulaire haute fréquence, présente les avantages de régler la valeur efficace du fondamental, de récupérer des harmoniques de rang élevé permettant ainsi le filtrage des courants.

1.3 MLI vectorielle

Cette commande offre toute la souplesse d'une implantation numérique tout en conservant les mêmes avantages que la commande précédente.

1.4 Application de la MLI à un asservissement d'un système de courant triphasé

L'onduleur et sa commande sont étudiés dans une application présente dans les variateurs de vitesse pour machines à courant alternatif.

2/ DESCRIPTION DU MATERIEL

Le matériel utilisé est le fruit d'une collaboration entre un étudiant et des enseignants. Ce matériel, présenté schématiquement sur la fig. 1, consiste en un ensemble complet logiciel et matériel visant à initier les étudiants au principe de la MLI. Le logiciel a été écrit en langage C. Il permet d'appréhender différentes techniques de MLI en simulant dans un premier temps leur comportement. Parmi les méthodes proposées on trouve : la MLI intersective et la MLI vectorielle. Dans un second temps, l'utilisateur a la possibilité de vérifier expérimentalement les résultats obtenus en simulation en générant un motif de commande de l'onduleur. Cette carte a été présentée aux journées SEE-3EI de mars 97.

Pour l'asservissement de courant, les étudiants utilisent une autre maquette réalisée dans le cadre des projets techniques de deuxième année. Cette maquette sert également à l'autopilotage des machines synchrones.

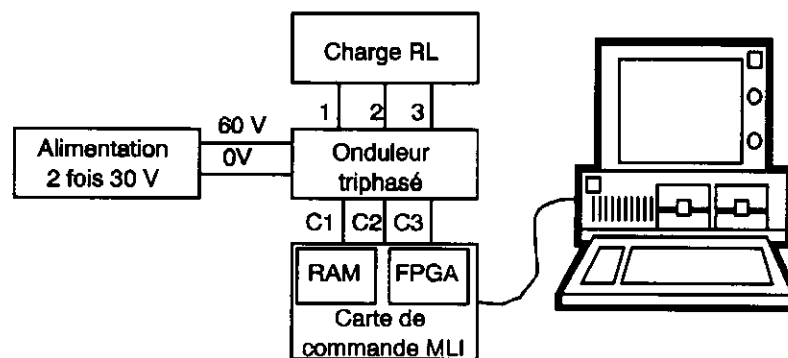


Fig. 1 : Synoptique de la maquette

3/ ANALYSE

3.1 Présentation du dispositif étudié

L'onduleur étudié (Fig. 2) est considéré comme étant parfait, les interrupteurs sont bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension (Fig.3), les temps morts sont négligés. La commande du $i^{\text{ème}}$ bras imposant les états des interrupteurs est assurée par une fonction binaire $C_i(t)$ (Fig. 4).

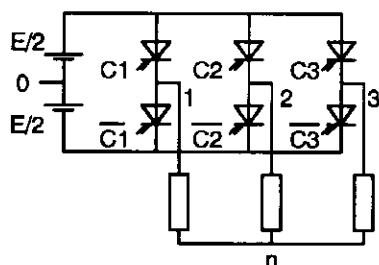


Fig.2 : Schéma de l'onduleur

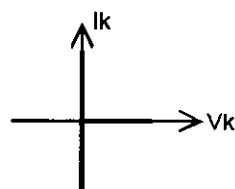


Fig. 3 : Caractéristique $I_k=f(V_k)$

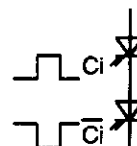


Fig.4 : Commande de K

Les différents systèmes de tension liés à ce schéma de l'onduleur sont :

- les tensions entre les bornes de sortie de l'onduleur et le zéro fictif de la source continue,

$$\begin{bmatrix} V_{1o}(t) \\ V_{2o}(t) \\ V_{3o}(t) \end{bmatrix}$$

- les tensions entre les bornes de sortie de l'onduleur et le neutre de la charge ,

$$\begin{bmatrix} V_{1n}(t) \\ V_{2n}(t) \\ V_{3n}(t) \end{bmatrix}$$

- les tensions entre le neutre de la charge et le zéro fictif de la source continue ,

$$\begin{bmatrix} V_{no}(t) \\ V_{no}(t) \\ V_{no}(t) \end{bmatrix}$$

Ces différents systèmes de tension dépendent d'une loi de commande qui génère le système de commande $[C_i(t)]$:

$$\begin{bmatrix} V_{1o}(t) \\ V_{2o}(t) \\ V_{3o}(t) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} C_1(t) \\ C_2(t) \\ C_3(t) \end{bmatrix} - \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1n}(t) \\ V_{2n}(t) \\ V_{3n}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{no}(t) \\ V_{no}(t) \\ V_{no}(t) \end{bmatrix}$$

La charge étant alimentée par trois fils et équilibrée, la somme $\sum V_{in}(t)$ est nulle d'où :

$$\begin{bmatrix} V_{1n}(t) \\ V_{2n}(t) \\ V_{3n}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1(t) \\ C_2(t) \\ C_3(t) \end{bmatrix}$$

3.2 Commande pleine onde

Les chronogrammes de la Fig. 5 correspondant à cette commande pleine onde illustrent la relation de cause à effet entre le système $[C_i(t)]$ et $[V_{in}(t)]$.

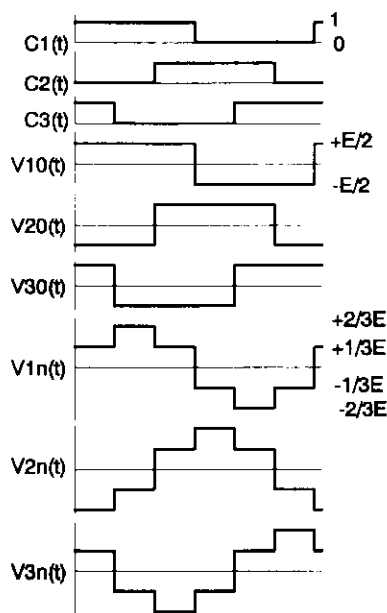


Fig.5 : Chronogrammes de $[V_{1o}(t)]$ et $[V_{in}(t)]$

Les décompositions en série de Fourier des deux systèmes de tension sont :

$$V_{1o}(t) = [2.E/\pi]. [\sin \omega t + (\sin 3\omega t)/3 + (\sin 5\omega t)/5 + (\sin 7\omega t)/7 + \dots]$$

$$V_{1n}(t) = [2.E/\pi]. [\sin \omega t + (\sin 5\omega t)/5 + (\sin 7\omega t)/7 + (\sin 11\omega t)/11 + \dots]$$

Le système $[V_{1o}(t)]$ est la superposition d'un système direct ($h \in \{1, 7, 13, \dots\}$), d'un système inverse ($h \in \{5, 11, 17, \dots\}$) et d'un système homopolaire ($h \in \{3, 9, 12, \dots\}$). En revanche, le système $[V_{1n}(t)]$ est la superposition d'un système direct et d'un système inverse :

$$h=1 : [V_{1o}(t)]_1 = [V_{1n}(t)]_1$$

$$h=5 : [V_{1o}(t)]_5 = [V_{1n}(t)]_5$$

$$h=7 : [V_{1o}(t)]_7 = [V_{1n}(t)]_7 \dots$$

Le système de courant $[I_i(t)]$ est imposé par le système de tension $[V_{in}(t)]$:

$$[I_i(t)] = \sum [I_i(t)]_h \text{ avec } I_h = V_{nh}/Z_h, Z_h^2 = R^2 + (L.h.\omega)^2 \quad \arg Z_h = \arctg L.h.\omega/R.$$

L'image du courant $i_o(t)$ fourni par l'alimentation continue est assimilable à la sortie d'un multiplexeur analogique (Fig. 6) configuré par le système $[C_i(t)]$ et présentant à l'entrée le système de courant $[I_i(t)]$.

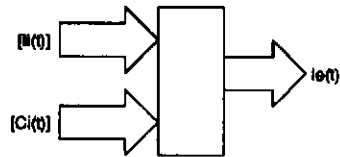


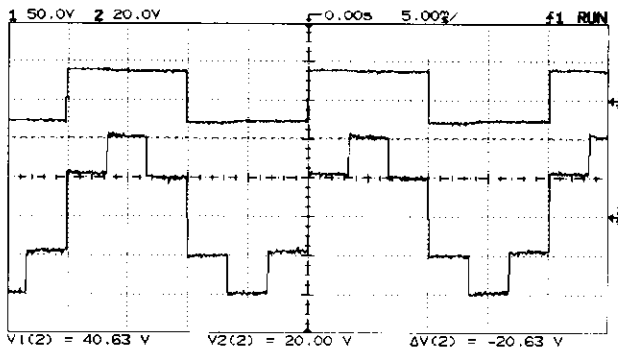
Fig.6 : Image du courant $i_e(t)$

$$i_e(t) = [i_1(t) \ i_2(t) \ i_3(t)] \begin{bmatrix} C_1. C_{20}. C_{30} \\ C_{10}. C_2. C_{30} \\ C_{10}. C_{20}. C_3 \end{bmatrix} - [i_1(t) \ i_2(t) \ i_3(t)] \begin{bmatrix} C_{10}. C_2. C_3 \\ C_1. C_{20}. C_3 \\ C_1. C_2. C_{30} \end{bmatrix}$$

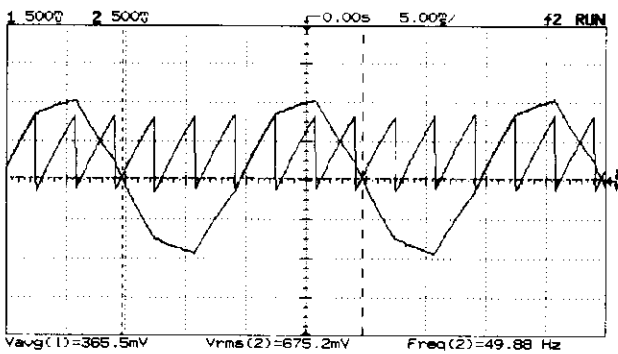
C_{i0} complément de C_i

Résultats expérimentaux :

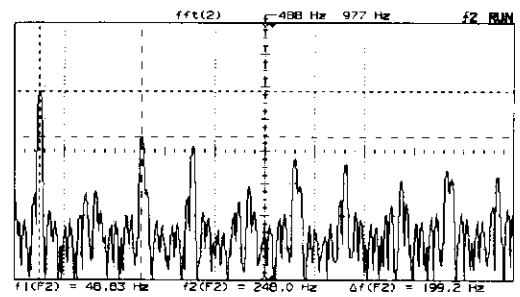
E=60 V R=15 Ω L=126 mH



Rel. 1 : (1) $V_{io}(t)$ - (2) $V_{in}(t)$

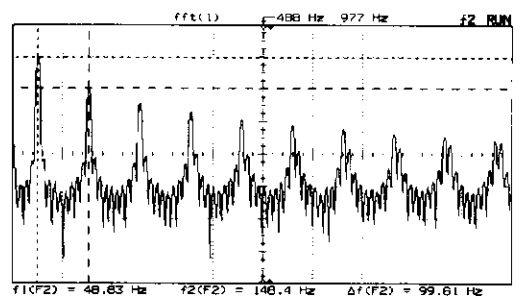


Rel. 4 : (1) $I_e(t)$ - (2) $I_i(t)$



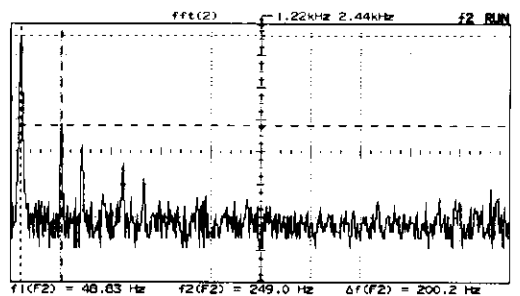
Rel. 2 : Spectre de $V_{in}(t)$

$[V_{ineff}]_1=28$ V, $[V_{ineff}]_5=5,7$ V



Rel. 3 : Spectre de $V_{io}(t)$

$[V_{ioeff}]_1=29$ V, $[V_{ioeff}]_3=10,4$ V, $[V_{ioeff}]_5=6$ V



Rel. 5 : Spectre de $I_i(t)$

3.3 Commande intersective sinus-triangle

Pour obtenir un courant sinusoïdal dans la charge RL, les premiers rangs des harmoniques du système de tension $[V_{in}(t)]$ ou $[V_{io}(t)]$ doivent être éloignés du fondamental.

Une technique permettant d'éloigner les premiers rangs des harmoniques est la modulation sinus triangle qui est une méthode de comparaison entre un signal triangulaire haute fréquence (porteuse) et un signal sinusoïdal basse fréquence ($V_{référence}$) (Fig. 7). Ainsi par cette commande, les harmoniques sont centrés autour de la haute fréquence et de ses multiples.

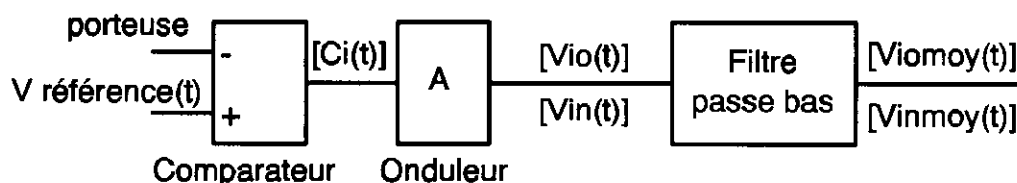


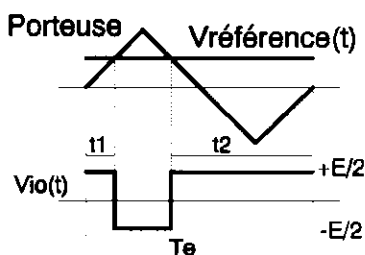
Fig. 7 : Synoptique de la modulation sinus-triangle

Le filtre passe bas extrait le fondamental de la tension $V_{io}(t)$ qui est identique au fondamental de $V_{in}(t)$ car il y a égalité entre les systèmes $[V_{io}(t)]_1$ et $[V_{in}(t)]_1$. Dans la suite de cette analyse le système de tension $[V_{in}(t)]_1$ sera confondu avec le système de tension moyenne instantanée $[V_{inmoy}(t)]$. Si l'amplitude de la tension de référence est comprise entre 0 et l'amplitude A_m du signal triangulaire, la tension moyenne instantanée $V_{inmoy}(t)$ ou $V_{iomoy}(t)$ est proportionnelle à la tension de référence $V_{référence}$:

$$V_{inmoy}(t) = V_{iomoy}(t) = A \cdot V_{référence}$$

L'amplitude maximale de la tension $V_{inmoy}(t)$ est $E/2$ si la tension de référence est sinusoïdale.

La valeur moyenne $V_{iomoy}(k)$ de la tension $V_{io}(t)$ (Fig.8) sur une période d'échantillonnage T_e (f_e est la fréquence de la porteuse et k est la $k^{\text{ème}}$ période T_e) s'exprime de différentes façons :



$$V_{iomoy}(k) = E \cdot [(\tau_1 + \tau_2) / T_e - 1/2]$$

$$V_{iomoy}(k) = E \cdot [a_i(k) - 1/2] = A \cdot V_{référence}(k)$$

$a_i(k)$ est le rapport cyclique sur une période T_e

$$a_i(k) = 1/2 \cdot [1 + (2 \cdot A \cdot V_{référence} / E)]$$

Fig. 8 : Expression de $V_{iomoy}(k)$

Dans les formes valeurs moyennes discrétisées, les systèmes de tension deviennent :

$$[V_{io}(t)] \Rightarrow [V_{iomoy}(t)] = \Sigma [V_{iomoy}(k)]$$

$$[V_{in}(t)] \Rightarrow [V_{inmoy}(t)] = \Sigma [V_{inmoy}(k)]$$

$$\begin{bmatrix} V_{1omoy}(k) \\ V_{2omoy}(k) \\ V_{3omoy}(k) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix} - \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

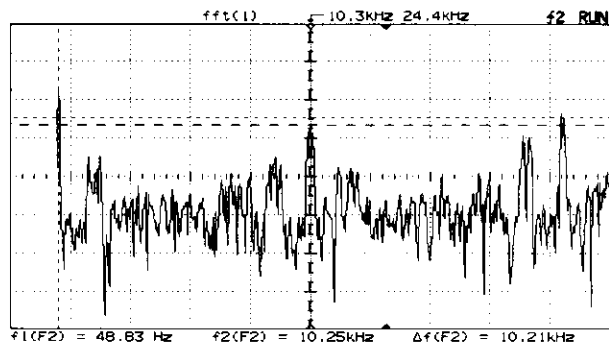
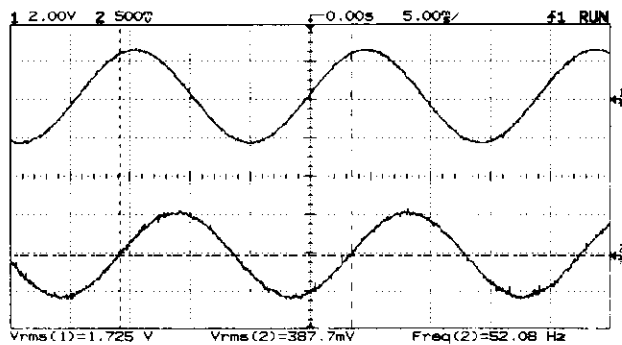
$$\begin{bmatrix} V_{1nmoy}(k) \\ V_{2nmoy}(k) \\ V_{3nmoy}(k) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix}$$

Si la modulation intersective est bien adaptée à une implantation analogique, elle présente cependant moins de souplesse que la MLI vectorielle lorsqu'on envisage une implantation numérique.

Relevés expérimentaux

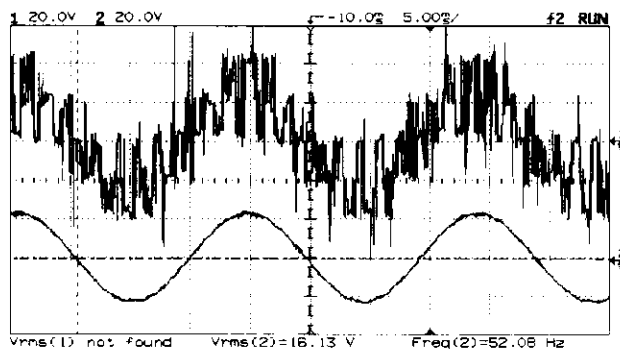
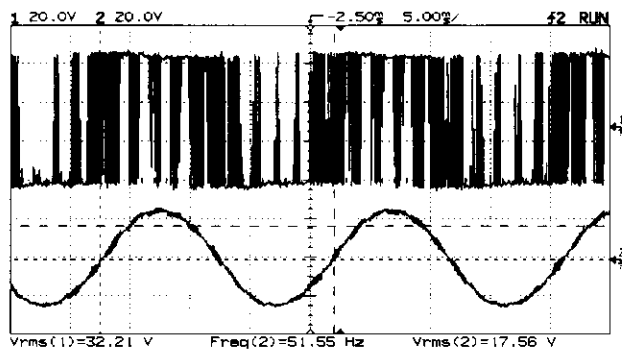
$f_e = 10 \text{ kHz}$ $A_m = 3 \text{ V}$ $A = (E/2)/A_m = 10$

$f = 52 \text{ Hz}$ $Z = 43 \Omega$ $\varphi = 69,9^\circ$



Rel. 6 : (1) $V_{\text{iréf}}(t)$ - (2) $I_i(t)$
 $V_{\text{in}} = A \cdot V_{\text{iréf}} = 17,2 \text{ V}$, $V_{\text{in}} = Z \cdot I_i = 16,6 \text{ V}$

Rel. 7 : Spectre de $V_{\text{in}}(t)$
 $f_1 = 48,8 \text{ Hz}$, $f_h = 10,2 \text{ kHz}$



Rel. 8 : (1) $V_{\text{io}}(t)$ - (2) $V_{\text{iomoy}}(t)$
 $V_{\text{iomoy}} = 17,5 \text{ V}$

Rel. 9 : (1) $V_{\text{in}}(t)$ - (2) $V_{\text{iomoy}}(t)$
 $V_{\text{iomoy}} = 16,1 \text{ V}$

3.4 Commande vectorielle

La MLI vectorielle présentée aux étudiants est une version simplifiée des différents algorithmes que l'on trouve dans [1, 2 et 3]. En effet les étudiants n'ont pas encore suivi de cours sur les transformations de CONCORDIA et de PARK avant cette séquence de travaux pratiques.

Le système de commande $[C_i(t)]$ est représenté dans un espace Oxyz par huit vecteurs V_0 à V_7 . Les vecteurs V_0 et V_7 liés aux combinaisons C_{10}, C_{20}, C_{30} et C_1, C_2, C_3 n'interviennent pas sur les systèmes de tension $[V_{\text{in}}(t)]$. Les vecteurs V_1 à V_6 se trouvant dans le plan Oxy et ayant pour norme $(2/3) \cdot E$ définissent les limites de six secteurs repérés de 1 à 6 (Fig. 9).

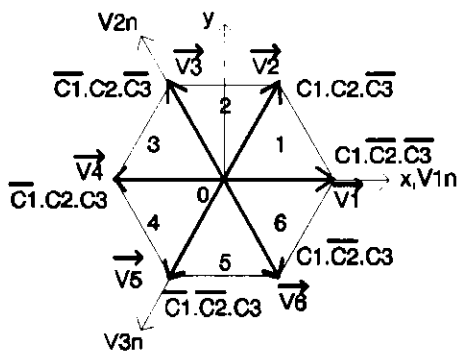


Fig. 9 : Représentation des six secteurs

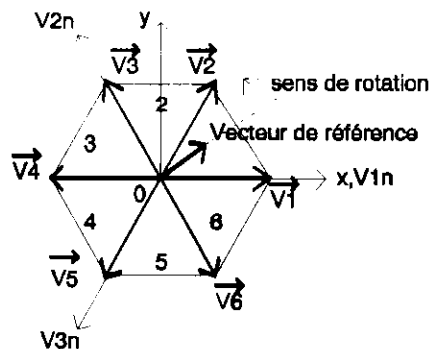


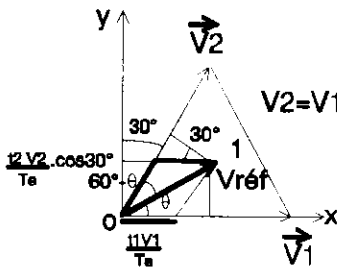
Fig. 10 : Représentation du vecteur référence

Pour une commande pleine onde, les projections d'un de ces six vecteurs sur les axes V_{in} correspondent aux tensions de la Fig 5.

La modulation de largeur d'impulsions est obtenue par la rotation d'un vecteur référence V_{ref} dans le plan Oxy (Fig. 10) et ayant une norme comprise entre 0 et $E/\sqrt{3}$ (la tension composée $U_{ij}(t)$ est comprise entre 0 et E). Le nombre de tours par seconde du vecteur de référence correspond à la fréquence du système de tension [$V_{inmoy}(t)$] et son nombre de positions par tour détermine la fréquence d'échantillonnage f_e (ou la période d'échantillonnage T_e). Les projections de ce vecteur référence V_{ref} lors d'une période d'échantillonnage k sur les axes V_{in} correspondent aux valeurs moyennes discrétisées :

$$\begin{bmatrix} V_{1moy}(k) \\ V_{2moy}(k) \\ V_{3moy}(k) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix}$$

Le système de rapport cyclique [$a_i(k)$] dépend du secteur où se trouve le vecteur de référence V_{ref} à la k^{ème} période d'échantillonnage et de sa position dans ce secteur (Fig. 11) :



$$\begin{aligned} V_{ref} \cdot \sin\theta &= (t_2/T_e) \cdot V_2 \cdot \cos 30^\circ & V_{ref} \cdot \sin(60^\circ - \theta) &= (t_1/T_e) \cdot V_1 \cdot \cos 30^\circ \\ V_{ref} \cdot \sin\theta &= \alpha_2 \cdot V_2 \cdot \cos 30^\circ & V_{ref} \cdot \sin(60^\circ - \theta) &= \alpha_1 \cdot V_1 \cdot \cos 30^\circ \\ \alpha_2 &= (V_{ref}/E) \cdot \sqrt{3} \cdot \sin \theta & \alpha_1 &= (V_{ref}/E) \cdot \sqrt{3} \cdot \sin(60^\circ - \theta) \end{aligned}$$

Fig. 11 :Secteur 1 limité par V_1 et V_2

Pendant la durée T_0 égale à $T_e - t_1 - t_2$ la commande de l'onduleur ne doit pas modifier la norme du vecteur référence V_{ref} . Les combinaisons C_{10}, C_{20}, C_{30} (α_0) et C_1, C_2, C_3 (α_7) remplissent cette condition (Fig. 12) :

$$\alpha_0 + \alpha_7 = 1 - \alpha_1 - \alpha_2$$

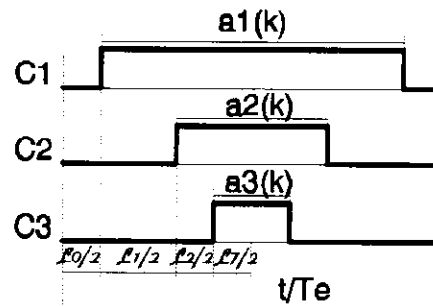


Fig.12 :Représentation des rapports cycliques

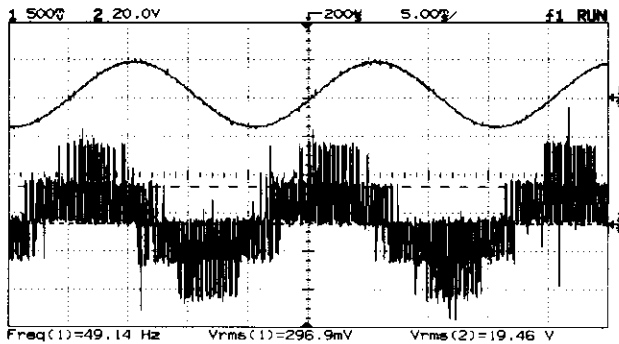
Le logiciel calcule les différents rapports cycliques $\alpha_i(k)$, la MLI est centrée et les phases de roue libre sont équilibrées. D'autres algorithmes peuvent être implantés.

Le coefficient de linéarité est meilleur que celui de la MLI intersective sans harmonique de rang 3 :

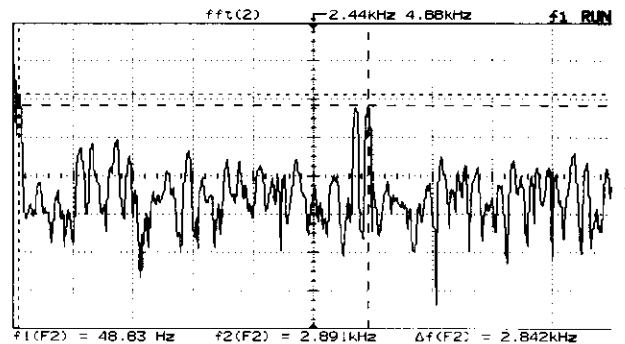
$$V_{max}/V_{180^\circ} = (E/\sqrt{3}) / (2 \cdot E/\pi) = 0,908$$

Relevés expérimentaux

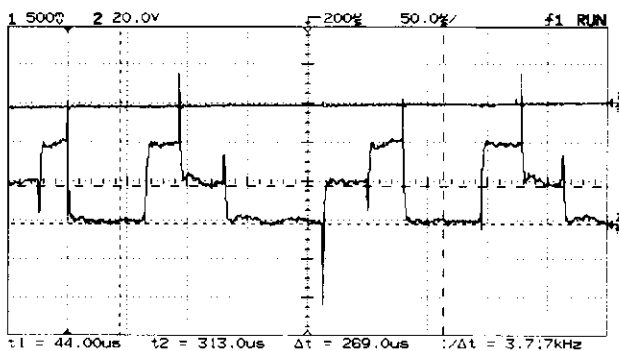
Vecteur de référence : 72 positions, norme de $V_{réf} = E / (2\sqrt{3}) = 17 \text{ V}$ $f = 50 \text{ Hz}$ $T_e = 283 \mu\text{s}$



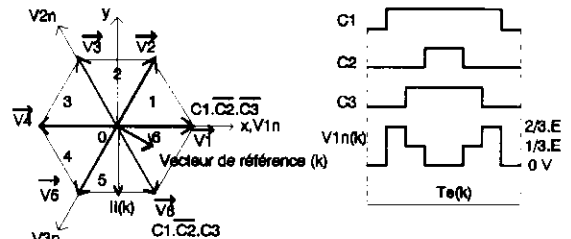
Rel.10 : (1) $I_i(t)$ - (2) $V_{in}(t)$
 $V_{in} = Z \cdot I = 12,7 \text{ V}$, $V_{in} \cdot \sqrt{2} = 18 \text{ V}$



Rel. 11 : Spectre de $V_{in}(t)$
 $[V_{ineff}]_1 = 11,9 \text{ V}$



Rel. 12 : Période d'échantillonnage $T_e(k)$
 (1) $I_i(k) = 0 \text{ A}$ - (2) $V_{in}(k)$



$\phi = 69^\circ$ $\theta = 39^\circ$ $\alpha_1 = 0,31$ ($t_1 = 87,7 \mu\text{s}$)
 $\alpha_6 = 0,179$ ($t_6 = 50 \mu\text{s}$)
 $\alpha_0 + \alpha_7 = 0,51$ ($t_0 + t_7 = 144 \mu\text{s}$)

3.5 Etude d'un asservissement de courant dans une charge RL

Cette dernière partie du TP est un exemple d'application de la MLI intersective. La boucle de courant des variateurs des machines à courant alternatif est prise comme support (Fig. 13)

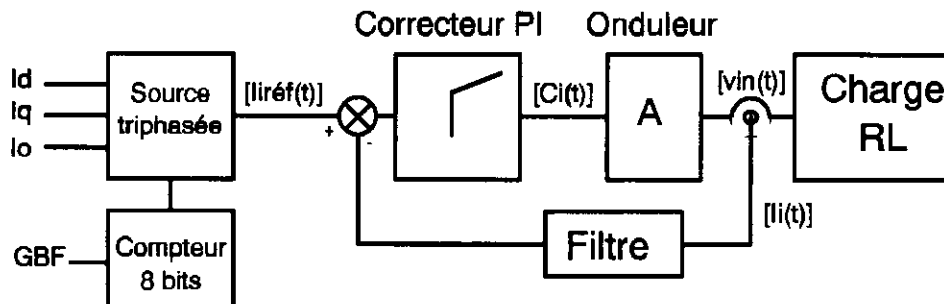


Fig. 13 : Synoptique de l'asservissement de courant

Le générateur de la source triphasée est réalisé par le circuit d'Analog devices AD2S100 qui assure dans notre application la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_d(t) \\ I_q(t) \\ I_o(t) \end{bmatrix}$$

Pour $I_d(t)=0$, $I_o(t)=0$ et $\theta=\omega t$ le système de courant devient :

$$\begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_q(t) \sin \omega t \\ I_q(t) \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ I_q(t) \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Choix du correcteur

La fonction de transfert du correcteur est $(1+\tau_n p)/\tau_i p$. La constante de temps τ_n est égale à la plus grande constante de temps du système et la constante de temps τ_i est choisie pour obtenir un coefficient d'amortissement m de 0,7.

système en boucle ouverte :

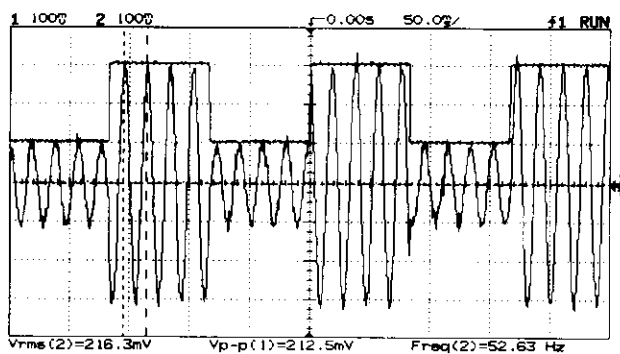
$$H(p)_{BO} = [(1+\tau_n p)/\tau_i p] \cdot A \cdot [(1/R)/(1+\tau_e p)] \cdot [1/(1+\tau_f p)]$$

Système en boucle fermée :

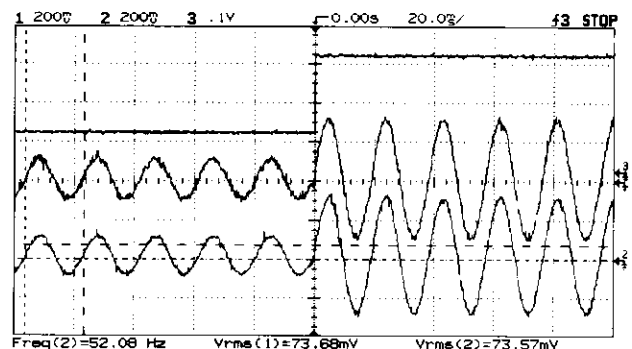
$$H(p)_{BF} = 1/[1+(R \cdot \tau_i \cdot p/A) + (R \cdot \tau_i \cdot \tau_f \cdot p^2/A)] = 1/[1+(2 \cdot m \cdot p/\omega_o) + (p^2/\omega_o^2)].$$

L'entrée I_q du circuit AD2S100 sert de référence aux trois boucles de courant. Lors de l'autopilotage d'une machine synchrone, cette entrée I_q est branchée à la sortie du correcteur vitesse et le GBF est remplacé par un codeur incrémental .

Relevés expérimentaux



Rel. 13 : (1) $I_q(t)$ - (2) $I_{ref}(t)$



Rel. 14 : (1) $I_{ref}(t)$ - (2) $I_i(t)$ - (3) $I_q(t)$

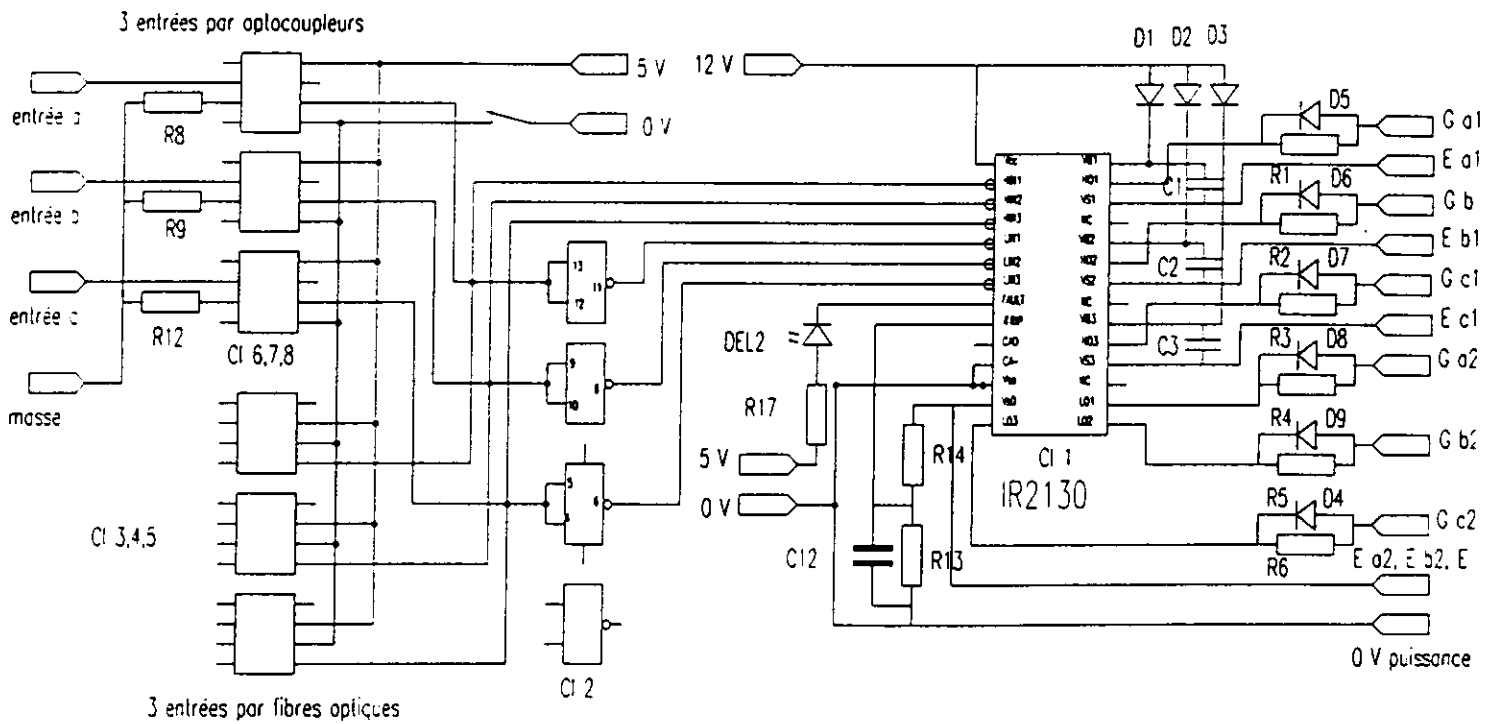
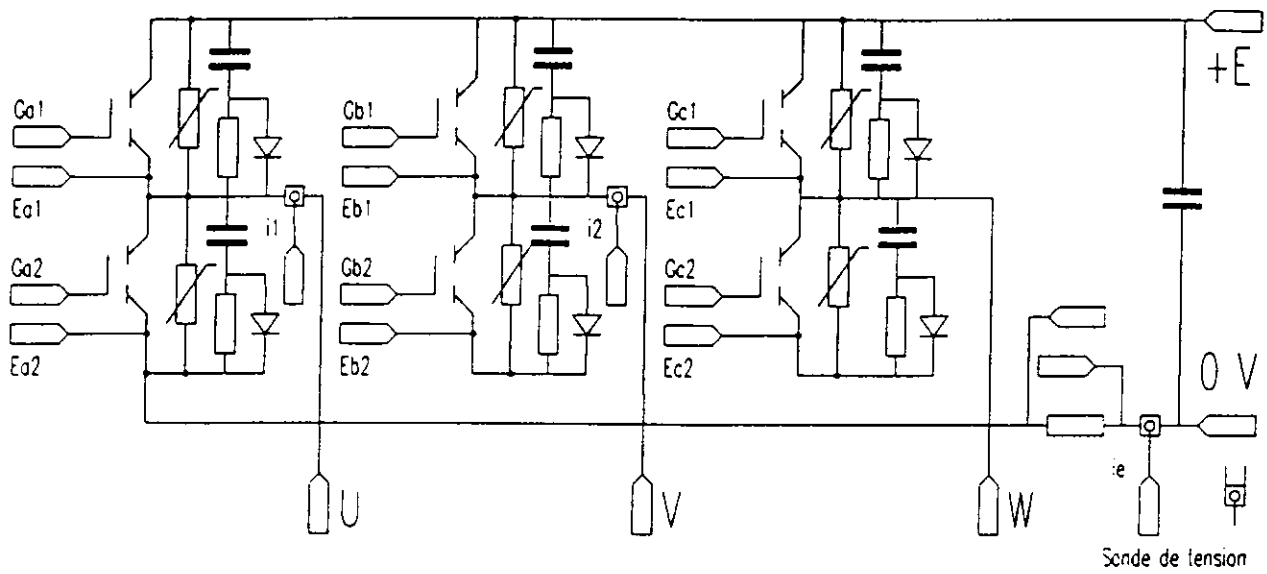
5/ BIBLIOGRAPHIE

[1] Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle
Revue 3EI n°8 Eric Monmasson, Jean Faucher

[2] Actionneurs Electriques Eyrolles
Guy Grellet, Guy clerc

[3] Les moteurs synchrones et leurs applications
Journées 3EI année 1995

6/ SCHEMA DEVELOPPE DE L'ONDULEUR





LA BATTERIE A CATHODE DE NICKEL AU SERVICE DU VEHICULE ELECTRIQUE

Du Nickel-Cadmium au Nickel-Hydrure Métallique

Jean-Pierre CORNU
Directeur du Développement
Saft
Division Véhicules Electriques
156, avenue de Metz
F-93230 ROMAINVILLE

1 Introduction

Depuis plus de vingt ans, Saft a maintenu un effort permanent de recherches et de développement dans le domaine des générateurs électrochimiques pour véhicules électriques. Aujourd'hui, plus de 150 personnes, dont près de 100 chercheurs et techniciens travaillent à concevoir, développer et produire des batteries aux performances sans cesse améliorées.

En 1997, Saft fabrique dans son usine de Bordeaux les batteries Nickel-Cadmium, grâce auxquelles les Saxo, 106, Clio et autre Express ont une autonomie de 90 km.

Avant la fin du siècle, les batteries Nickel-Hydrure Métallique, construites sur le même site donneront à des automobiles de caractéristiques identiques, une autonomie de l'ordre de 150 km.

Enfin, les laboratoires de l'usine de Poitiers ont lancé un programme ambitieux de développement d'un nouveau couple, le Lithium-Ion, capable d'assurer aux véhicules du troisième millénaire, une autonomie comprise entre 200 et 300 km!

2 Saft, un expert mondial des batteries pour véhicules électriques

Même si le marché du véhicule électrique est tout juste une réalité, et encore, pas dans tous les pays, il n'en est pas moins vrai que toutes ses caractéristiques existent. En particulier les performances demandées aux automobiles en termes de vitesse, accélération, freinage, fiabilité et durée de vie sont parfaitement connues. Il s'agit donc pour les constructeurs automobiles de fabriquer de **vrais** véhicules capables de rendre les services que l'on attend d'eux. Les partenaires industriels des constructeurs ont nécessairement choisi la même voie pour leurs équipements correspondants, ainsi Saft a-t-il utilisé toute son expertise dans le couple Ni-Cd, pour mettre au point une batterie satisfaisant aux exigences de Citroën, Peugeot, Renault et encore de Chrysler, Man, Mercedes, New Flyers, Scania ou Volvo.

Cette expertise s'exerce dans des domaines aussi variés que:

- la conception mécanique et thermique des modules de batteries;
- la modélisation électrique et thermique de ces mêmes modules;
- la gestion de la batterie à bord des véhicules;
- la fiabilisation des performances dans l'application particulière du véhicule électrique.

Pour mener à bien ce challenge, il était évident qu'une coopération étroite avec les constructeurs automobiles était indispensable. Cette collaboration qui date aujourd'hui de 20 ans, est le secret de la réussite car elle a



permis à deux cultures industrielles très différentes de mettre en commun leurs connaissances et leurs acquis pour en tirer la quintessence et faire en sorte que le véhicule électrique ne soit plus classé avec les jouets ou les utopies, mais devienne une réalité.

3 - Les modules Ni-Cd produits en série

Saft fabrique aujourd'hui 3 types de modules: 100, 140 et 180 Ah. Tous ont à peu près les mêmes caractéristiques. Les électrodes positives sont à base de nickel fritté et les négatives fabriquées à partir d'un liant plastique. Les bacs et couvercles sont en polypropylène avec une connectique entre éléments par traversée de parois et une distribution d'électrolyte centralisée par rampe. Ces modules sont refroidis par air, mais le 100 Ah est aussi prévu avec un refroidissement par liquide. Les performances sont parfaitement adaptées aux véhicules électriques. Par exemple le 100 Ah a une énergie spécifique de 50 Wh/kg et une densité d'énergie de 80 Wh/l au régime de décharge en 1 heure. La puissance spécifique est de 120 W/kg, à 80% de capacité déchargée et pour une tension de 0,9V.

En cyclage, une durée de vie de plus de 3.000 cycles a été démontrée comme le montre la figure 1. La figure 2 décrit l'évolution de la capacité de modules déchargés selon un profil extrêmement sévère, défini dans le cahier des charges de l'US/ABC.

4 - Une approche industrielle des batteries pour véhicules électriques

Une fois le module fabriqué, il s'agit de concevoir une batterie qui non seulement doit regrouper le nombre requis de modules mais encore d'assurer à l'ensemble une cohésion mécanique résistante aux chocs et vibrations, de réaliser l'interface avec le véhicule et enfin de respecter l'architecture dudit véhicule. Tout ceci doit être réalisé en tenant compte des objectifs de moindre coût. Le montage en batterie des différents modules qui la composent est donc une mission importante et nécessite des équipes pluri-disciplinaires performantes. Le dernier point, et non le moindre, est le problème du recyclage. Afin de respecter les normes automobiles en vigueur, il est essentiel que le maximum de composants (il y en a en moyenne entre 200 et 250 par batterie) soit recyclable. Saft est allé plus loin. Lors de la conception des modules puis des batteries, l'ensemble des matériaux sélectionnés est tel que tous les composants sont recyclables et en particulier, toutes les matières électrochimiques ou chimiques.

5 - La production en série des batteries Ni-Cd

L'usine de Bordeaux est opérationnelle depuis 1994. La ligne de fabrication, qui a nécessité un investissement de plus de 100 millions de francs, est capable de produire aujourd'hui 6.000 batteries par an. Elle peut, moyennant un investissement supplémentaire, passer à 15.000 batteries par an dans un délai de 6 mois. A terme, elle serait capable d'assurer la fabrication de 22.000 batteries par an.

Cette chaîne de production a pu voir le jour grâce à l'aide efficace du groupe PSA et de Renault ainsi que l'appui du Ministère de l'Industrie.

Le maximum de procédés ou d'opérations ont été automatisés, notamment la fabrication des électrodes et leur mise en faisceaux, de même l'assemblage des modules.

L'accent a été fortement mis sur la qualité. A tous les stades de la fabrication, un ou plusieurs tests systématiques ont été introduits sur chaîne, de sorte que tous les process sont sous contrôle.

Ainsi, le système de qualité de Saft a-t-il été approuvé par les constructeurs automobiles avec le **niveau A**.



6 - Recyclage des batteries Ni-Cd

Comme il est écrit plus haut, l'ensemble de la batterie est recyclable. Le graphique de la figure 3 donne schématiquement l'histoire des produits utilisés. Si, au plan technique, le recyclage ne pose vraiment aucun problème, il ne peut néanmoins être efficace que si la collecte des batteries en fin de vie est réalisée en totalité. Ce point a particulièrement été étudié par Saft et ses partenaires. Grâce à un procédé original de suivi automatique des batteries, il est possible à tout moment de les localiser et d'être sûr qu'en fin de vie, elles soient bien déposées chez les concessionnaires des constructeurs automobiles.

7 - Les batteries Ni-Cd Saft dans le monde

La figure 4 représente très grossièrement la répartition des principales ventes de batteries Ni-Cd. Comme on le constate, il faut pour l'instant faire preuve de modestie. Cependant l'évolution des ventes est en croissance régulière. Par ailleurs le nombre important de constructeurs faisant appel à Saft pour équiper leurs véhicules est aussi un facteur encourageant. Il est vrai que les caractéristiques des batteries Ni-Cd sont telles qu'elles peuvent satisfaire un grand nombre d'applications, du scooter au camion ou au bus, en mode tout électrique ou hybride.

Une première liste, non exhaustive, des principaux clients de Saft confirme bien cet état de fait:

- PSA Peugeot Citroën	106, AX, Saxo
- Renault	Clio, Express
- Peugeot MTC	Scootelec
- Chrysler	TEVan
- Pivco	City bee
- Nova, Orion	Bus hybride
- APS	Bus tout électriques
- Man	Camion hybride
- Mercedes	Camion hybride
- Scania	Bus hybride

8 - Alors, pourquoi le Nickel-Hydrure Métallique ?

Le tableau ci-dessous donne, d'une façon qualitative, une comparaison entre le Nickel-Cadmium actuel et optimisé et le Nickel-Hydrure Métallique

En partant des exigences des constructeurs automobiles et en supposant que le véhicule actuel satisfait un certain besoin capable de lancer le marché, il est clair que le Nickel-Hydrure Métallique va permettre de franchir une étape importante. L'autonomie va croître de près de 50% et dans ces conditions, le volume occupé par la batterie va diminuer de plus de 20%. Si on y ajoute l'aptitude à fonctionner sans entretien, il devient évident que ce couple est intéressant à plus d'un titre.



Spécifications véhicule	Ni-Cd actuel	Ni-Cd optimisé	Ni-MH optimisé
Energie spécifique (Wh/kg)	100%	125%	145%
Densité d'énergie (Wh/l)	100%	100%	175%
Ratio Puissance/Energie (W/Wh)	>3	>3	>3
Maintenance	réduite	sans	sans
Durée de vie (>2.000 cycles à 80% de pdd)	OK	OK	OK
Coût au km (en grande série-même autonomie)		100%	105%
Sécurité	OK	OK	OK
Fiabilité	OK	OK	OK
Recyclage	oui	oui	oui (dév en cours)

9 - Batterie Ni-MH, aujourd'hui et demain

La technologie est issue de celle du Nickel-Cadmium, mais un certain nombre d'améliorations ont été apportées. L'électrode positive est réalisée sur un support en mousse de nickel, tandis que l'électrode négative est constituée par un alliage du type AB5.

Le caractère très innovant de ce couple est lié à la conception modulaire unique, en bac plastique. Ceci a été rendu possible par le fonctionnement à basse pression des faisceaux d'électrodes et par le choix d'un matériau plastique idoine.

Comme en Ni-Cd, les modules Ni-MH sont refroidis par liquide.

Le module, actuellement commercialisé par Saft au niveau prototype, a les caractéristiques principales suivantes:

- Tension nominale: 6V
- Capacité nominale: 128 Ah*
- Energie spécifique: 65 Wh/kg*
- Densité d'énergie: 136 Wh/l*

* pour une décharge continue en 3 heures.

La figure 5 montre l'évolution de l'énergie en fonction de la température (les charges et décharges ont lieu à la même température). Il est à noter une récupération sensiblement constante entre -10°C et +50°C.



Quant à la puissance dont la figure 6 montre la variation en fonction de l'état de décharge, il est à remarquer que jusqu'à 80% de capacité déchargée, il est possible de compter sur une puissance spécifique supérieure ou égale à 200 W/kg.

Les figures 7 et 8 montrent respectivement l'évolution de la conservation de charge en fonction de la température et la tenue en cyclage.

Deux points intéressants à noter: l'excellent comportement en cyclage type DST. A ce jour, les 800 cycles ont été dépassés sans qu'une baisse de capacité soit survenue. Par contre il est certain qu'il faudra améliorer la conservation de charge à température élevée.

10 - Production des modules Ni-MH

Actuellement, la ligne prototype peut produire jusqu'à 70 kWh par mois

Au début du second semestre, la ligne pilote sera capable de produire jusqu'à 400 kWh par mois

Ainsi, Saft sera prêt pour servir le marché dès 1999.

11 - Remerciements

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous ceux qui ont contribué au succès des programmes Ni-Cd et Ni-MH :

- les constructeurs automobiles français PSA: Peugeot-Citroën et Renault;
- les Ministères français de l'Industrie et de la Recherche;
- les constructeurs américains de l'US/ABC: Chrysler, Ford et General Motors;
- le Département de l'Energie US/DOE
- l'EPRI

12 - Bibliographie

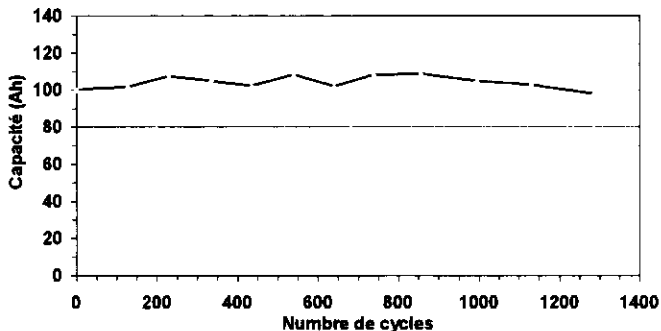
Up-dated performance of Saft Ni-Cd and Ni-MH batteries for Electric Vehicle - EVS 13 Osaka 1996

C. Madery, J.L. Liska, P. Bizard Saft Romainville France

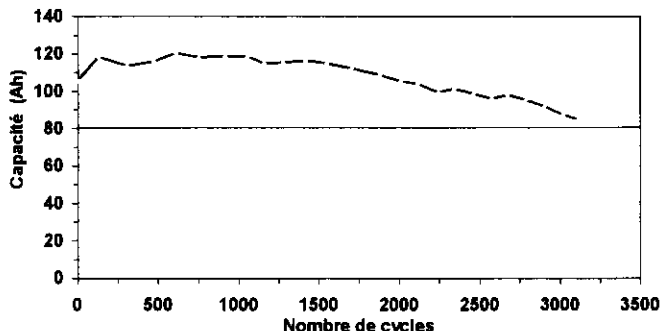
S. Oweis Saft America Inc. Cokeysville MD USA



Capacité DST à 80% DoD (en cours de cyclage)

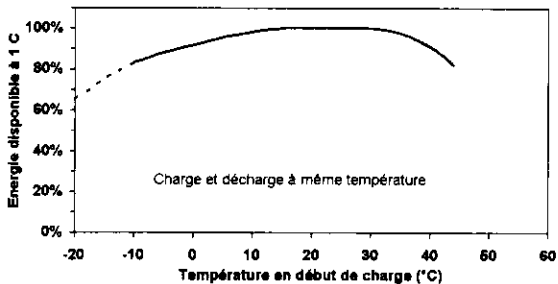


Capacité à 1 C en cours de cyclage à 80% DoD

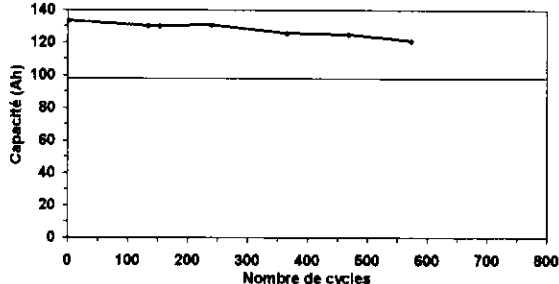


Module Ni-MH 6 V

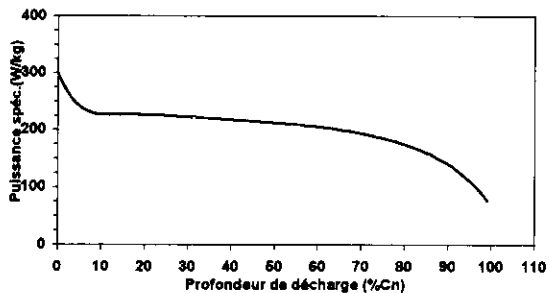
Performance à différentes températures



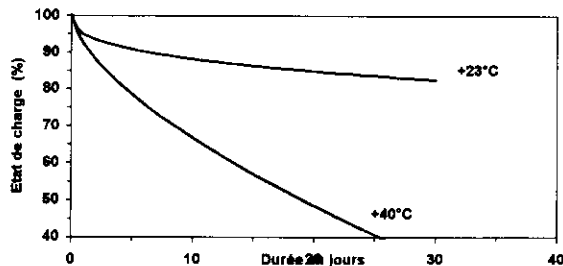
Capacité en cyclage DST à 80% DoD



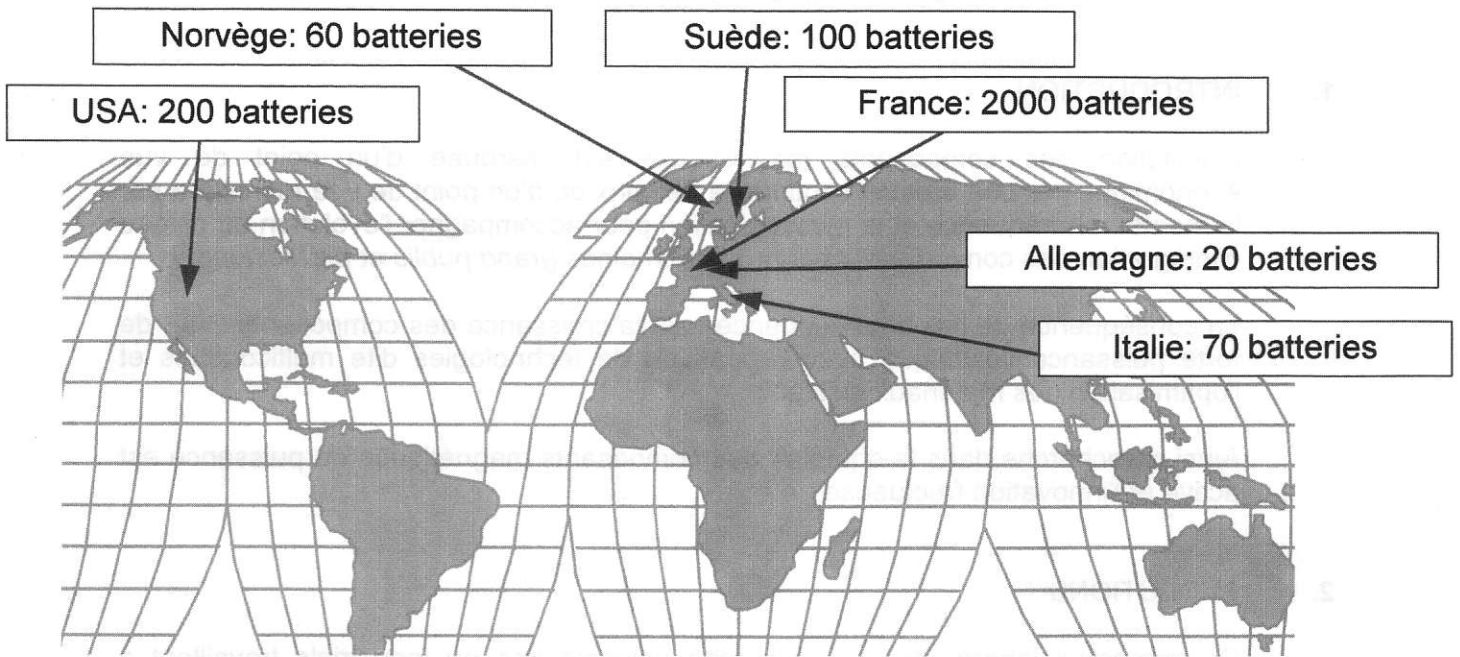
Puissance spécifique à +23°C à 0.9 V/éIt



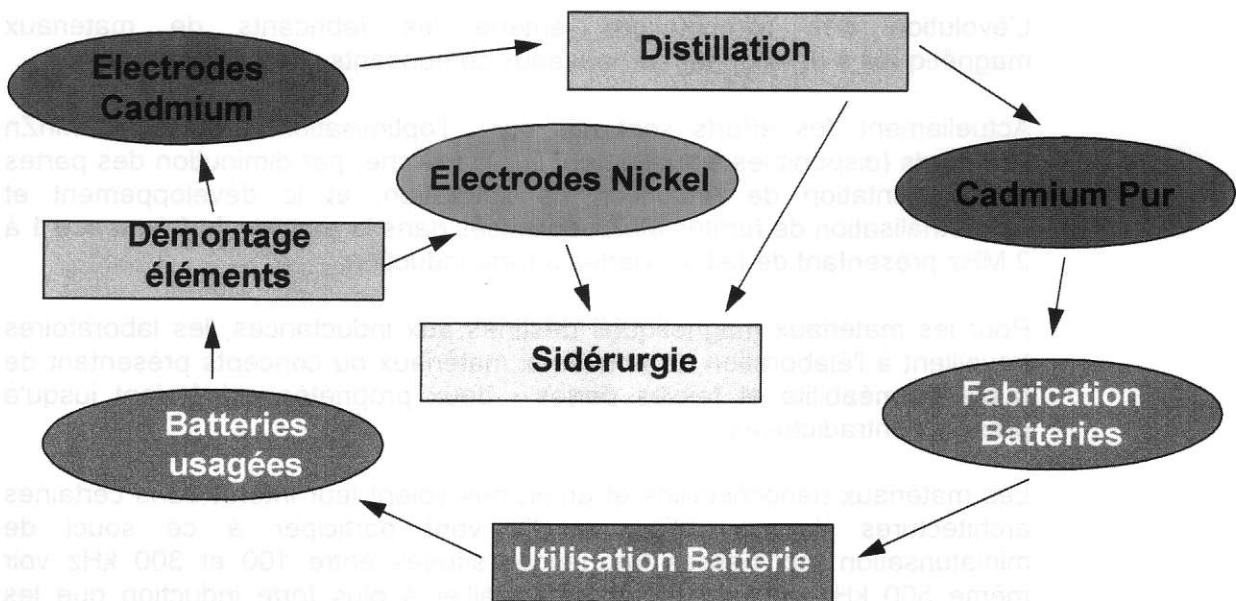
Conservation de charge à différentes températures



Saft : Batteries NiCd à travers le monde



Recyclage des batteries Ni-Cd



TENDANCES DU MARCHÉ ET ÉVOLUTIONS DES TECHNOLOGIES DE BOBINAGES

UNITE GROUPE ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
DE THOMSON-CSF Radars & Contre Mesures

1. INTRODUCTION

L'évolution des composants magnétiques est marquée d'un point de vue économique par une érosion continue des prix et, d'un point de vue technique par la montée en fréquence et la miniaturisation pour accompagner l'évolution du niveau d'intégration des convertisseurs dans les domaines *grand public* et *professionnel*.

La conséquence de ces deux tendances est la croissance des composants CMS de forte puissance volumique avec l'apparition de technologies dite multicouches et l'optimisation des matériaux existants.

Ainsi la recherche dans le domaine des composants magnétiques de puissance est active et l'innovation fructueuse.

2. ÉVOLUTIONS

De nombreux laboratoires de recherche universitaires ou industriels travaillent à l'évolution irréversible de la miniaturisation pour les applications de télécommunications, aéroportées, spatiales, médicales, ..., tant dans les domaines de l'électromagnétisme par l'élaboration de nouveaux matériaux, par une meilleure connaissance des phénomènes électromagnétiques (effets de proximité, ...) par le développement d'outil que dans les domaines technologiques avec la maîtrise des procédés de "bobinage", d'imprégnation (isolement diélectrique, protection).

2.1. ÉVOLUTION DES MATÉRIAUX

L'évolution des alimentations amène les fabricants de matériaux magnétiques à développer de nouveaux composants magnétiques.

Actuellement, les efforts sont mis sur : l'optimisation des ferrites MnZn standards (disponibles actuellement sur le marché) par diminution des pertes et augmentation de l'induction de saturation, et le développement et l'industrialisation de ferrites MnZn optimisés dans la gamme de fréquence 1 à 2 MHz présentant de faibles pertes à forte induction.

Pour les matériaux magnétiques destinés aux inductances, les laboratoires travaillent à l'élaboration de nouveaux matériaux ou concepts présentant de faible perméabilité et faibles pertes : deux propriétés qui étaient jusqu'à présent contradictoires.

Les matériaux nanocristallins et amorphes voient leur intérêt dans certaines architectures de convertisseurs. Ils vont participer à ce souci de miniaturisation aux basses fréquences situées entre 100 et 300 kHz voir même 500 kHz. Ils permettent de travailler à plus forte induction que les matériaux ferrites et présentent des pertes fer équivalentes voir inférieures à ces derniers (pour un même point de fonctionnement).

Associées à ces matériaux, de nouvelles générations de noyaux adaptés aux technologies planars sont disponibles chez la plupart des fabricants (SIEMENS, PHILIPS, TDK, TPC, SAGEM, ...). Leurs géométries ont été optimisées en section fer équivalente et en hauteur grâce aux outils de modélisation disponibles.

2.2. EVOLUTION DES TECHNOLOGIES DE BOBINAGE

L'évolution du marché s'oriente vers la technique de report en surface qui va privilégier les composants "bas profil" ou planar.

Pour les transformateurs de puissance, les technologies multicouches vont voir leur essor.

La miniaturisation, en concentrant les pertes, va donc nécessiter l'utilisation de matériaux ayant une excellente conductibilité thermique.

Parmi les technologies dites multicouches, on peut distinguer :

- la technologie circuit imprimé multicouche (figure 1) ;

La maîtrise de la technologie des circuits imprimés permet aujourd'hui de véhiculer de fort courants (par surépaississement de cuivre jusqu'à 500 μm) et d'accroître la puissance volumique (jusqu'à 20 kW/dm^3).

- la technologie multicouche :

Cette technologie facilite l'imbrication des enroulements primaire(s) et secondaire(s) associée à une mise en série ou en parallèle des conducteurs (figure N° 2a).

- la technologie type accordéon :

Elle peut mixer l'utilisation de clinquants et de circuits imprimés souples multicouches (figure N° 2b).

- la technologie céramique sérigraphiée :

Dans la course à la miniaturisation, cette technologie de bobinage permet d'améliorer la dissipation thermique tout en conservant les avantages de la technologie circuit imprimé multicouche.

Les performances obtenues et les perspectives dans les différentes technologies sont présentées dans le tableau N° 1.

3. CONCLUSION

Nous allons donc assister, dans la prochaine décennie, à une réelle mutation du métier de "bobinier".

Le coût des composants magnétiques deviendra pour certains équipements professionnels prépondérants ; il est donc nécessaire qu'un dialogue technique et économique puisse s'instaurer dès à présent entre électroniciens et fabricants de composants pour aborder ces évolutions et permettre d'aboutir à des intégrations optimales du savoir faire dans le domaine.

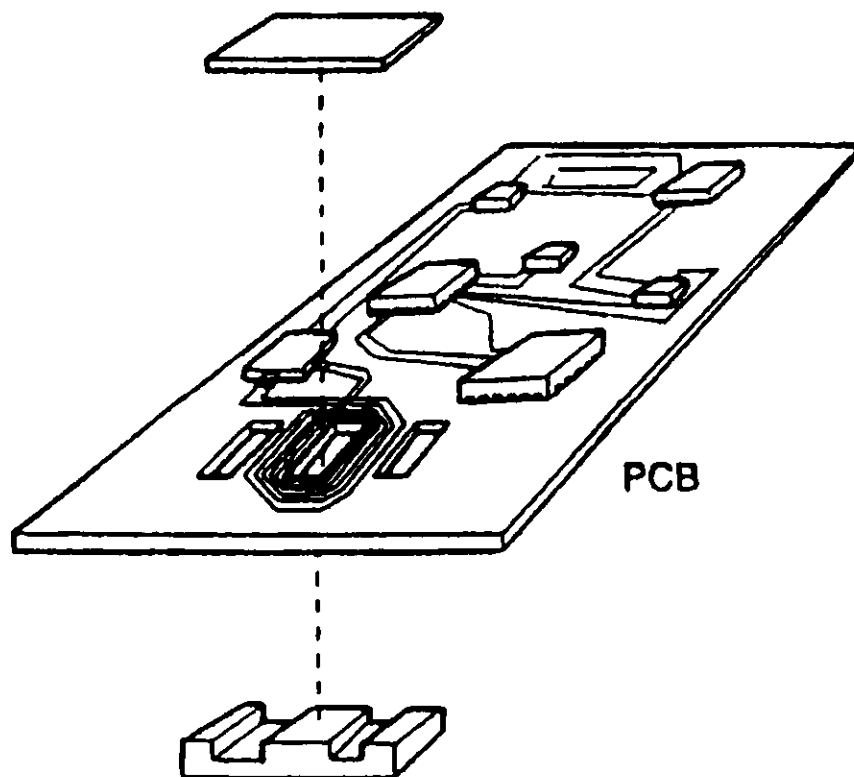
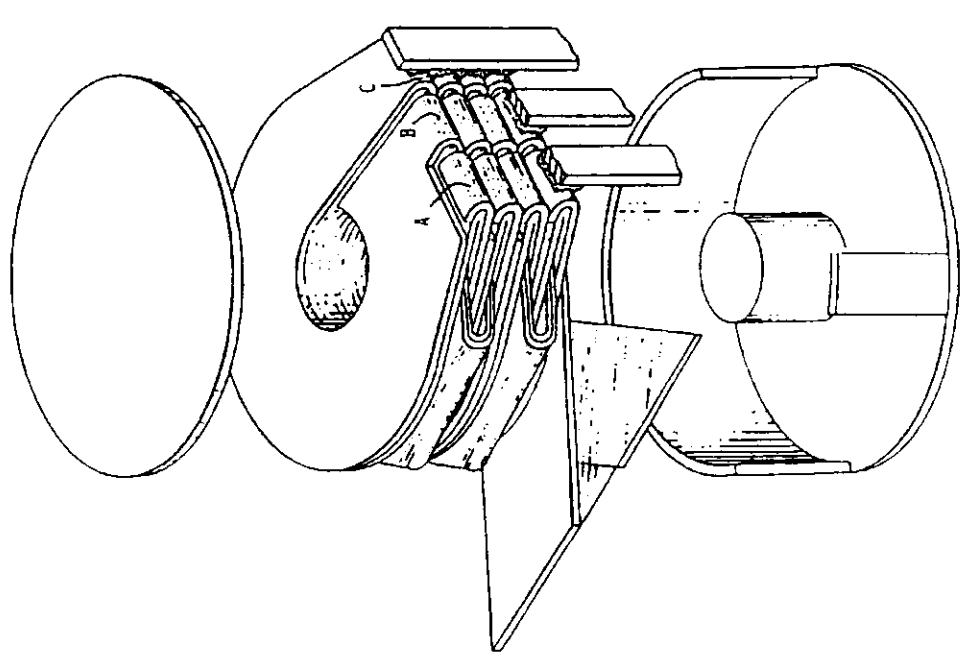
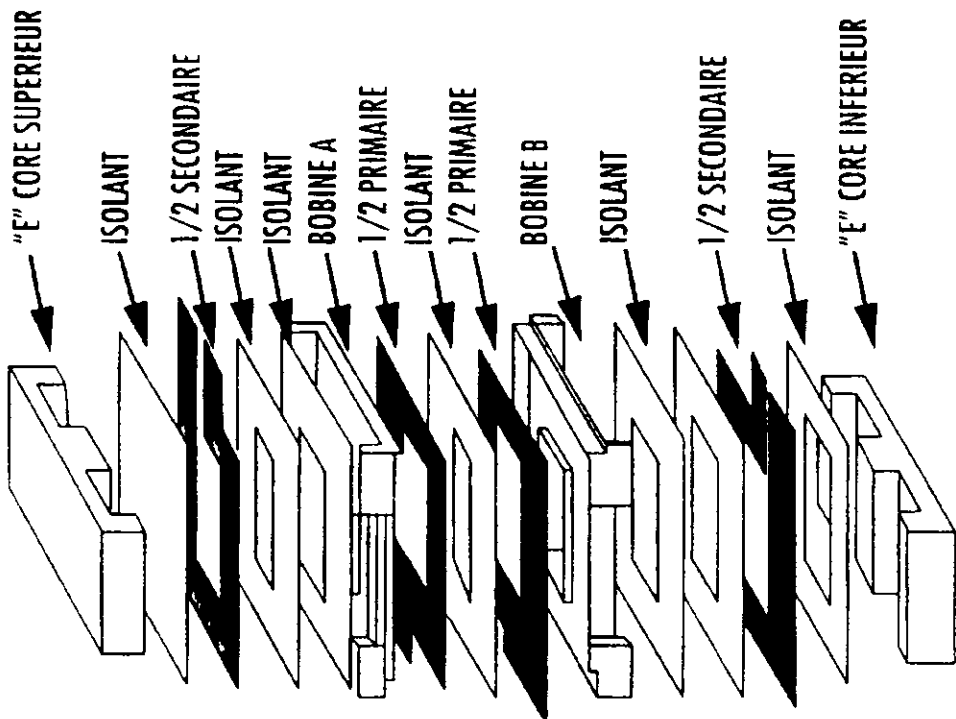


Figure 1 : Transformateur de puissance en technologie circuit imprimé multicouche

Technologies	Puissance en W	Fréquence de travail en 10^6 Hz	Hauteur en millimètre	Puissance volumique en kW/dm^3	Remarques
"Classique" Filaires	100	0,7 à 1,2	5	20	à partir du réseau 200 V, 400 Hz
	10	0,5	4	> 30	basse tension d'entrée au stade expérimental
Multicouches (empilement de spires)	50	1	≥ 5	≥ 20	DC-DC stade expérimental
Circuits imprimés multicouches	100	1	≤ 5	20	haute tension d'entrée (200 V) en phase d'industrialisation
Céramique sérigraphiée multicouche	100	0,7 à 1,2	4	> 30	au stade expérimental

TABLEAU N° 1 : Etat de l'art des transformateurs de puissance en technologie planar



enroulements
primaires et secondaires
en circuit imprimé souple

(a) : technologie multicouche

(b) : technologie type accordéon

Figure 2 : Technologies "planar"

MODÉLISATION PAR ÉLÉMENTS FINIS UTILISATION DU LOGICIEL PDE DE MATLAB

Emmanuel HOANG, Gilles FELD
IUFM CRETEIL-CST CACHAN, 61 av. du Pdt Wilson, 94235 Cachan cedex

Présentation

Ce logiciel permet de résoudre numériquement, dans un espace à deux dimensions, des équations aux dérivées partielles (PDE : Partial Differential Equation).

Concrètement, ce logiciel permet de résoudre les équations de Maxwell afin de déterminer les grandeurs macroscopiques qui sont pour une structure électromagnétique : le champ électrique (E), l'excitation magnétique (H), l'induction électrique (D) et le champ magnétique (B).

Il permet aussi de modéliser un système thermique afin de déterminer la température en différents points du système et ceci, aussi bien en statique (régime permanent) qu'en dynamique (régime transitoire).

En fonction des cas à traiter, huit modules sont proposés dont :

Electrostatics

Magnetostatics

AC Power Electromagnetics

Heat Transfert

structure électromagnétique et étude fréquentielle

système thermique

Définition du problème

Afin de définir un problème, trois étapes sont à effectuer.

- ① Création de la géométrie (*draw mode*)
- ② Spécification des conditions aux limites (*boundary mode*)
- ③ Caractérisation des matériaux (*PDE mode*)

Résolution du problème

Après avoir défini un problème, la résolution s'effectuera en deux étapes.

- ④ Génération du maillage (*mesh mode*)
- ⑤ Résolution proprement dite (*solve mode*)

Visualisation des résultats

Les grandeurs directement observables, après résolution du problème, sont les lignes "d'équi-potential" et le vecteur champ magnétique (B) dans une étude magnétostatique. On peut rappeler qu'entre deux lignes "d'équi-potential", le flux est constant. Par abus de langage, on parle de lignes d'équi-flux.

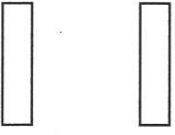
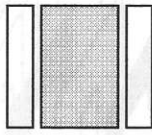
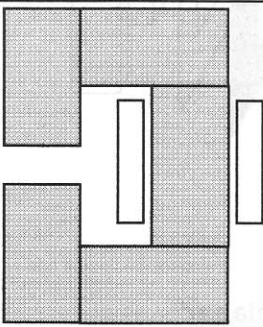
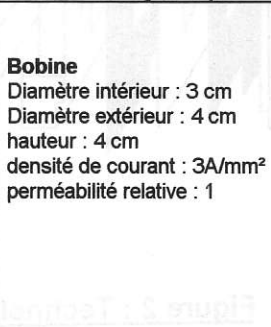
Dans ce numéro, nous allons traiter trois exemples en magnétostatique dont les résultats peuvent être reproduits sur transparent. Il s'agit de représenter les lignes "d'équi-potential" dans trois bobines différentes.

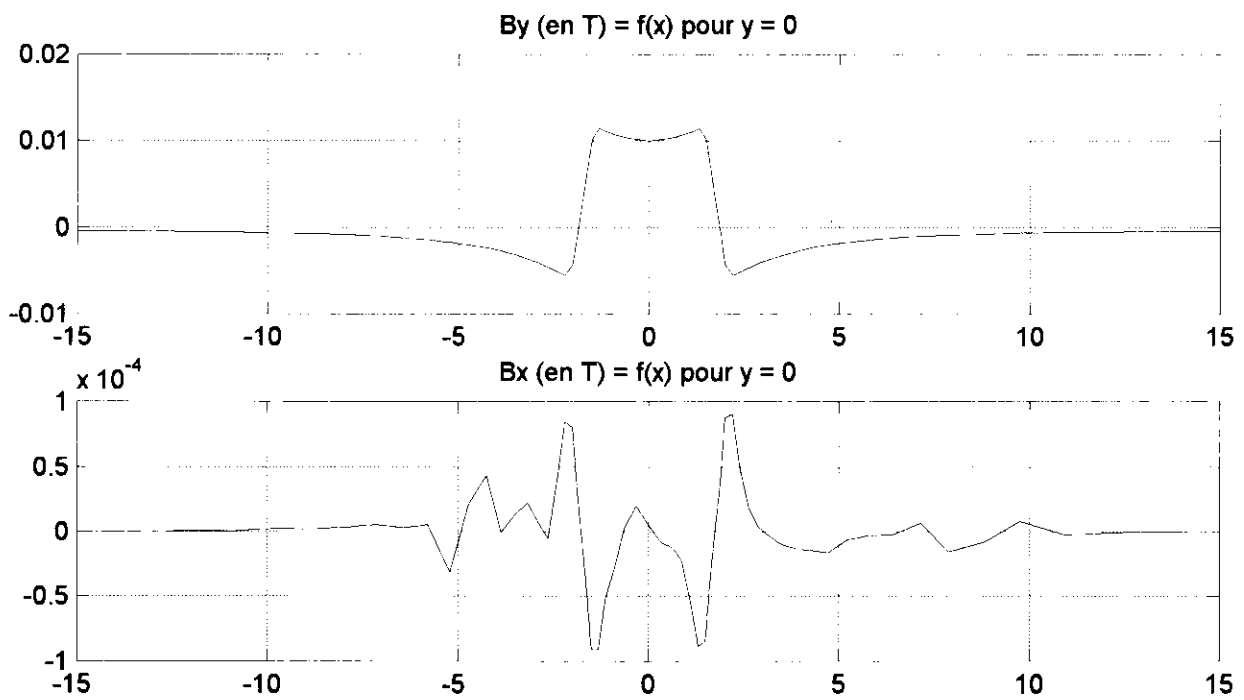
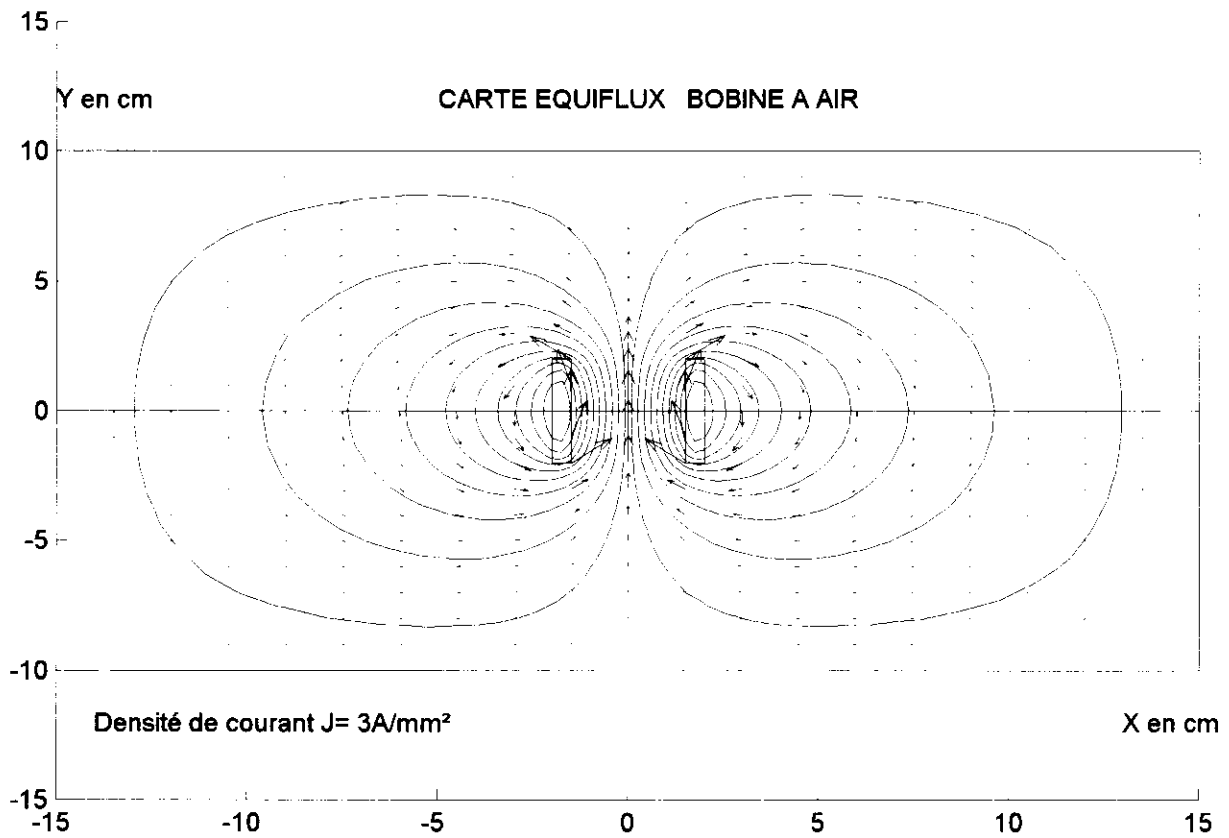
Dans les numéros suivants (de la revue), nous présenterons d'autres exemples en magnétostatique et en thermique.

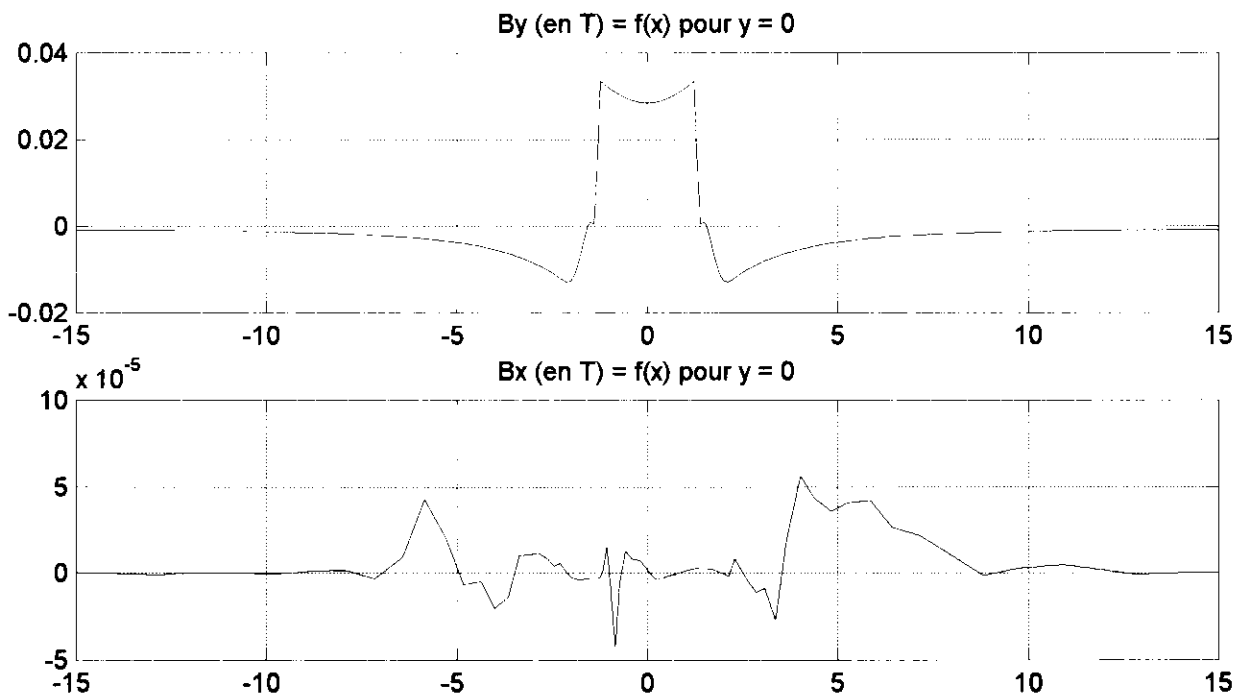
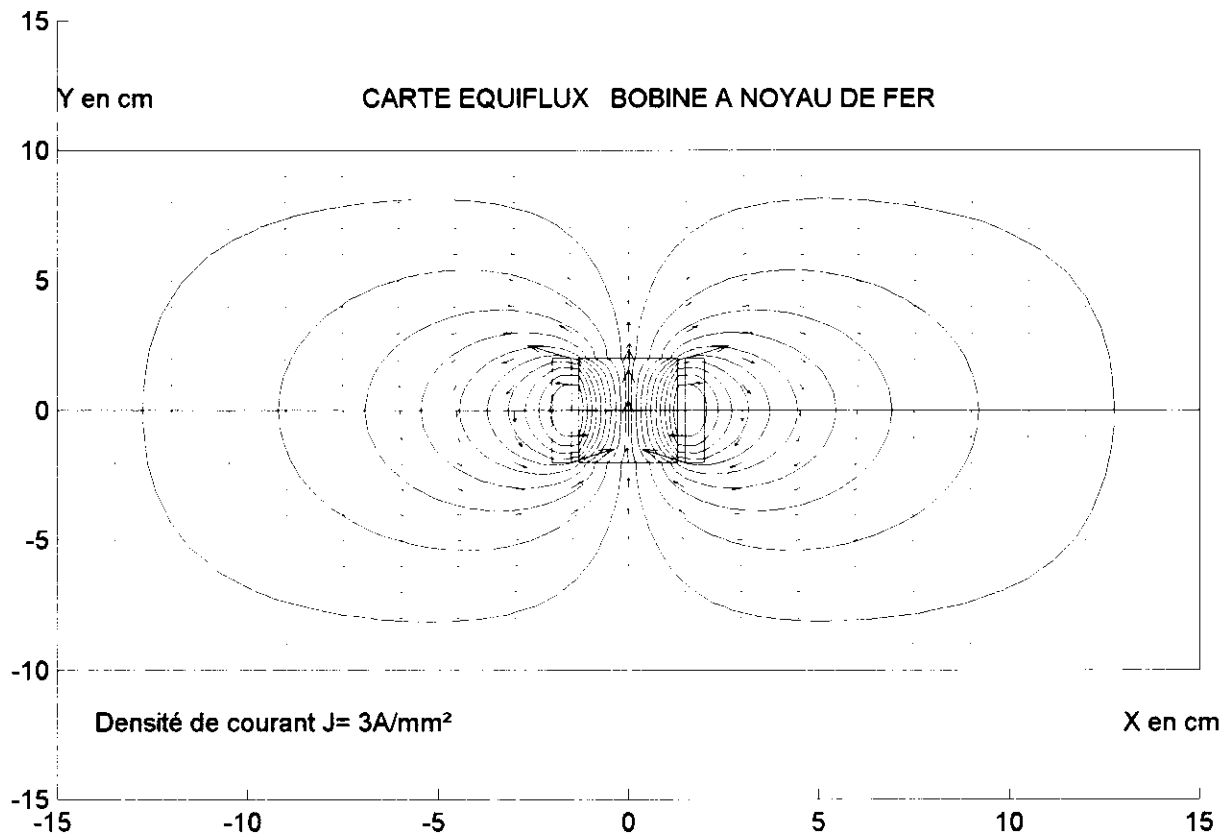
Description des trois bobines

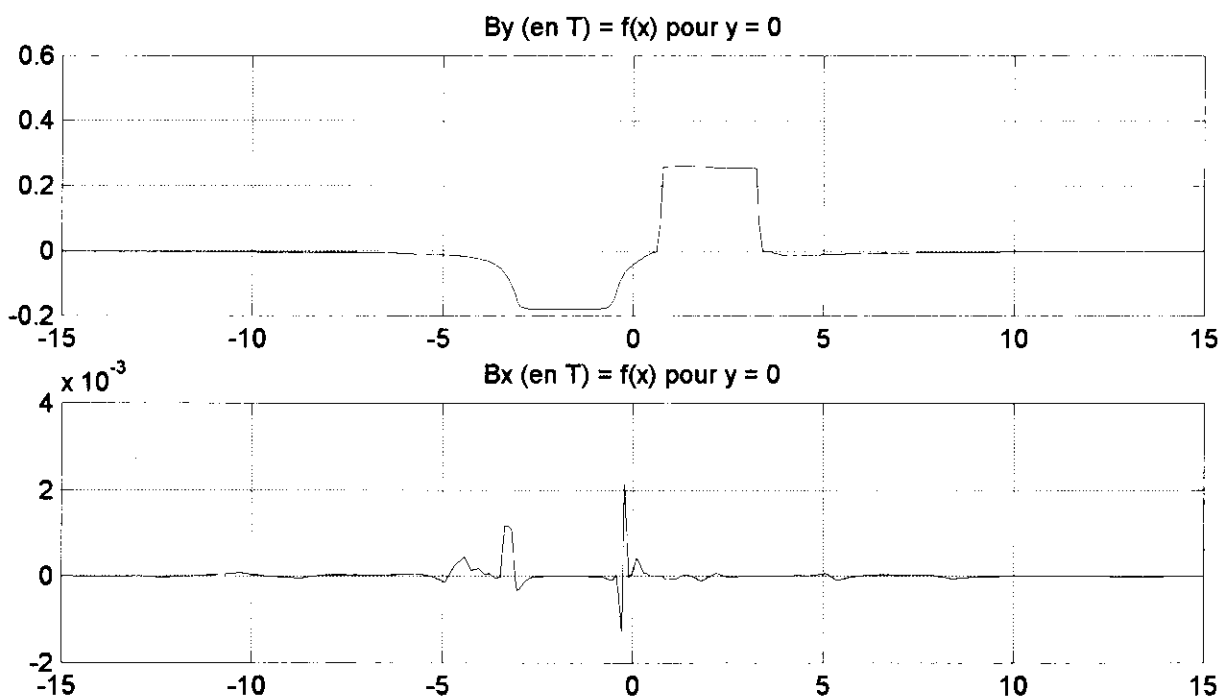
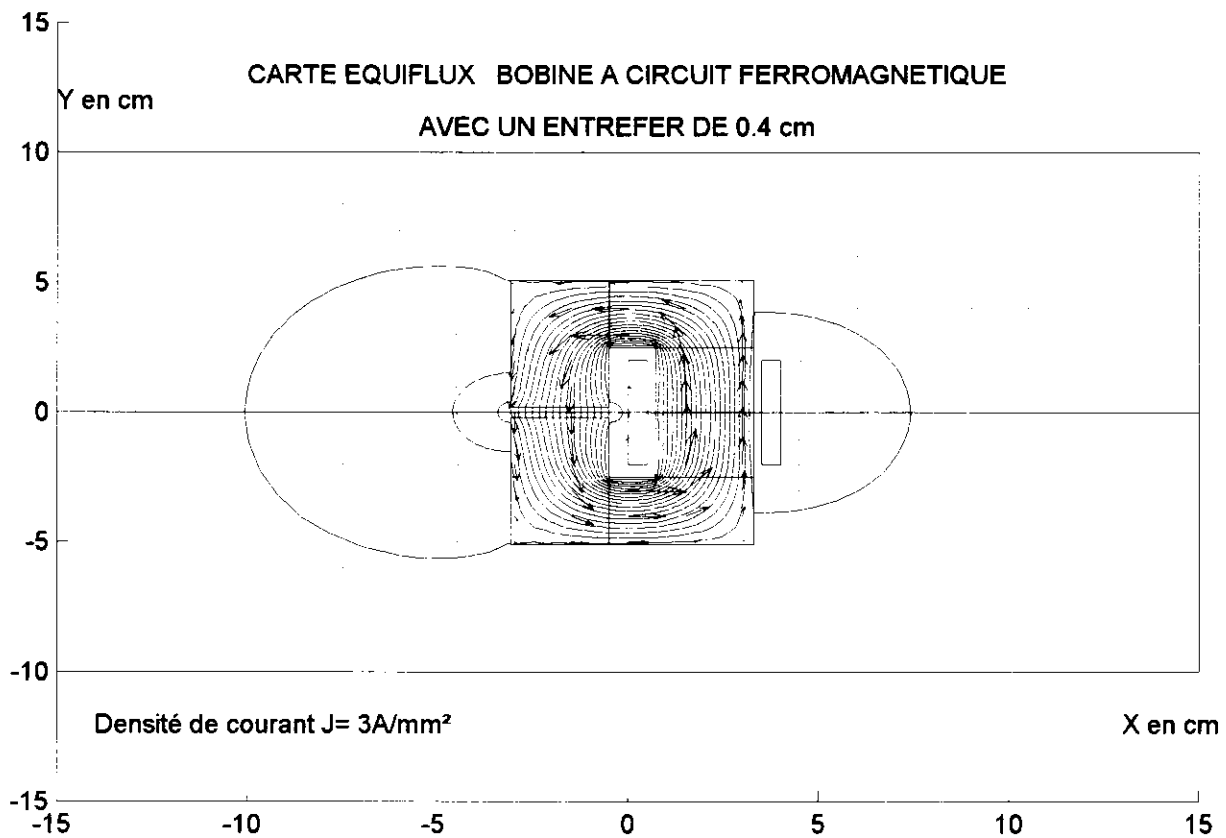
Pour des raisons de simplicité de dessin, les conducteurs multiples seront représentés par des nappes de courant produisant les mêmes ampères tours.

On imposera une condition de Dirichlet (B tangent) sur le contour défini par le rectangle de hauteur 20 cm et de largeur 30 cm.

Bobine à air	bobine à noyau ferromagnétique
	
<p>Bobine Diamètre intérieur : 3 cm Diamètre extérieur : 4 cm hauteur : 4 cm densité de courant : 3A/mm² perméabilité relative : 1</p>	<p>Bobine Diamètre intérieur : 3 cm Diamètre extérieur : 4 cm hauteur : 4 cm densité de courant : 3A/mm² perméabilité relative : 1 Noyau ferromagnétique Diamètre extérieur : 2,6 cm perméabilité relative : 1000</p>
bobine à circuit ferromagnétique	
	
<p>Bobine Diamètre intérieur : 3 cm Diamètre extérieur : 4 cm hauteur : 4 cm densité de courant : 3A/mm² perméabilité relative : 1</p>	<p>Circuit ferromagnétique Section circulaire de diamètre : 2,6 cm Longueur moyenne : 22,8 cm perméabilité relative : 1000 Entrefer Epaisseur : 0.4 cm</p>







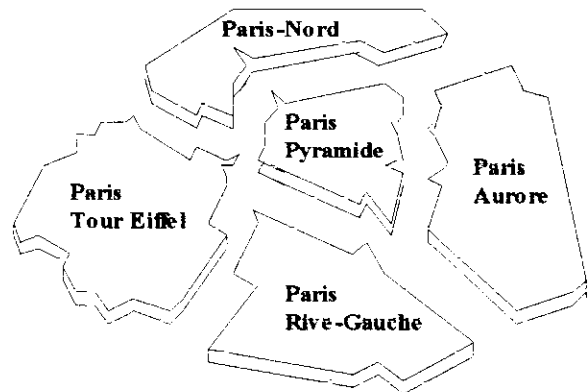
PARIS : SON RESEAU ELECTRIQUE

Quelques chiffres:(année 1996)

La ville de Paris :

- occupe une surface de 105 km²
- a une population de 2.1 millions d'habitants
- comporte 1542567 clients d'EDF
- consomme 12279 GWh provenant essentiellement des centrales nucléaires de la vallée de la Loire, des côtes de la Manche et de Nogent sur Seine

De façon à satisfaire et à gérer cette consommation, E.D.F a divisé Paris en cinq secteurs.



Le secteur Paris Tour Eiffel :

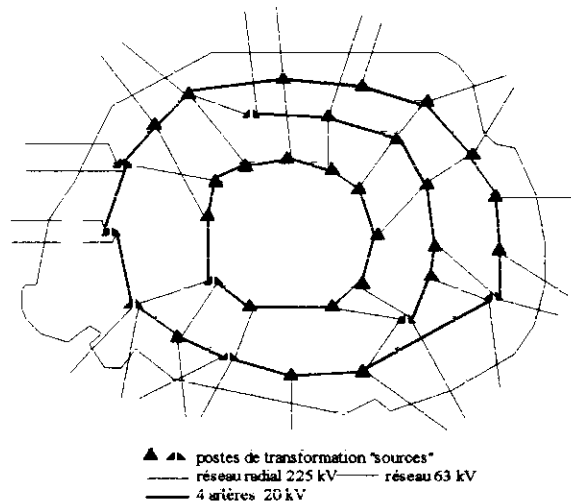
- fournit l'électricité à 340556 abonnés dont 900 dont la consommation est supérieure à 250 kVA
- consomme 2620 GWh

- gère 1419 km de câbles HTA (20kV)
- 875 km de câbles BT (400V)
- 1594 postes de transformation HTA/BT

Structure du réseau de distribution

La forme de la tension est sinusoïdale et sa fréquence est 50 Hz. Dans le nord de Paris une partie ancienne du réseau est diphasé, mais est amenée à disparaître. Dans les autres secteurs le réseau E.D.F est triphasé, L'électricité arrive à Paris par des câbles HTB 225 kV, tension utilisée pour le transport. Quelques câbles sont alimentés en 63 kV.

La tension 225 kV (ou 63 kV) est transformée en 20 kV dans des postes de transformation HTB/HTA appelés postes « sources ».



Les postes « sources » sont équipés soit:
 d'un transformateur de 100MVA
 225kV/20kV
 de deux transformateurs de 70 MVA
 225kV/20kV
 de deux transformateurs 225kV/20kV
 un de 100MVA et un de 70 MVA

La structure d'une artère est représentée ci-contre. Elle se compose de 8 câbles séparés en tronçons par des organes de coupure. Les postes de transformation HTA/BT (20kV/400V) sont reliés à deux câbles différents: un câble de travail et un câble de secours. Pour le réseau BT deux structures coexistent:

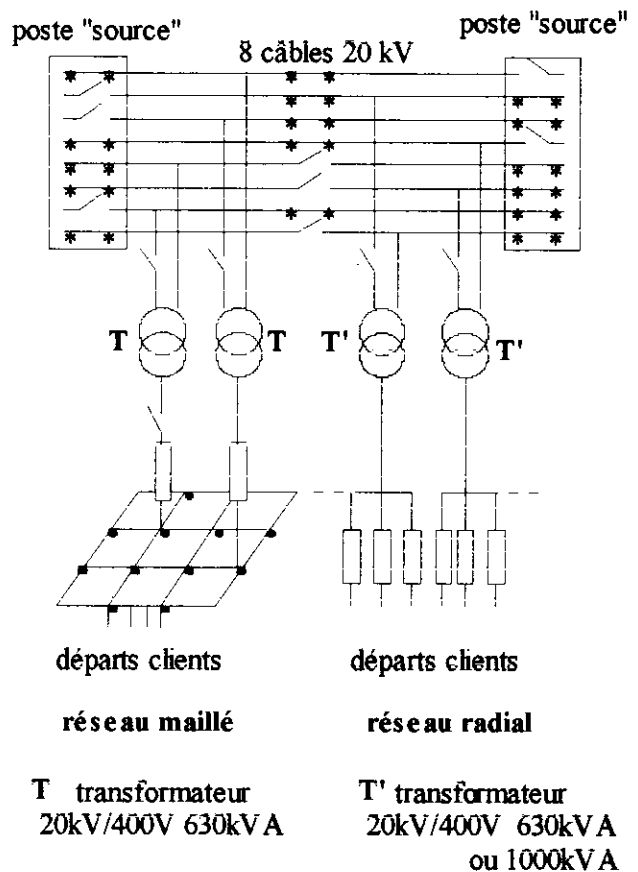
-la structure maillée: dans ce cas tous les transformateurs HTA/BT sont interconnectés et fonctionnent en parallèle: ils sont donc identiques (même U_0 , même indice horaire, même puissance, même chute de tension). Cette structure permet d'assurer la continuité du service en cas de panne sur un câble ou sur un poste de transformation.

-la structure radiale: dans ce cas chaque poste de transformaton a sa zone d'alimentation propre, dans ce cas il n'y a pas de secours possible par le réseau BT

La puissance demandée ne cessant de s'accroître, on transforme de plus en plus les postes maillés en postes radiaux

et du matériel de coupure et de protection adapté.

Les postes « sources » sont reliés entre eux par quatre « artères » distribuant le 20 kV et formant ainsi dans Paris trois couronnes .



Conduite du réseau

Le déséquilibre de la charge sur le réseau BT n'est pas traité systématiquement, mais des solutions sont apportées seulement en cas de déséquilibre important.

Les organes de coupure sont télécommandables à distance ; ceci permet une rapidité d'intervention (automatique ou manuelle à distance) en cas d'incidents

Le nouveau centre de dispatching DANY3, mis en service début 1997, télésurveille et conduit en ajustant à chaque instant les schémas électriques, l'ensemble des réseaux parisiens.

Mme LE BIHAN Marie-Michèle
 Lycée Jules Ferry VERSAILLES
 (d'après documentation E.D.F)

Dans la collection un savant, une époque de chez BELIN, le livre de Margaret CHENEY intitulé : **TESLA la passion d'inventer**, est un remarquable hommage à un homme d'exception qui, s'il n'a pas toujours été un rigoureux théoricien reste en revanche un personnage célèbre pour ses idées innovantes et anticipatrices de son époque.

Le lecteur ne trouvera pas dans cette biographie de descriptions techniques, ni d'exposés scientifiques sur l'oeuvre de TESLA mais bien une genèse de l'électrotechnique dont Tesla fût l'un des acteurs.

Le serbe Nikola TESLA, naît le 09 juillet 1856 dans le village de SMILJIAN en CROATIE. Après de brillantes études dans diverses écoles du vieux continent, il émigra aux ETATS UNIS. **TESLA découvre en 1882 le champ tournant et produit en FRANCE dès 1883 le premier moteur à induction.**

Cette invention va déclencher aux ETATS UNIS une guerre sans merci, que l'on appellera plus tard la **guerre des courants**. En effet à cette époque, Thomas EDISON inventeur doublé d'un industriel de grande valeur, construit en 1879 sa première lampe à incandescence alimentée par une génératrice à courant continu dont l'invention par GRAMME remonte à 1871 et dont la réversibilité sera découverte en 1873.

L'électrotechnique des origines vient apparemment de résoudre deux des problèmes qu'elle s'était posés, à savoir la fragmentation des foyers lumineux et la force motrice.

Néanmoins, subsiste le problème du transport lorsque l'idée de l'exploitation électrique des chutes du Niagara se fait jour. Des ingénieurs comme Mr DEPREEZ en FRANCE, s'étaient rendu compte que pour réduire les pertes, il fallait utiliser de faibles courants et de fortes tensions. On arriva vite à exiger des milliers de volts que les collecteurs des génératrices ne pouvaient supporter et dont on ne savait que faire à l'utilisation. C'est Georges WESTINGHOUSE riche industriel qui, nourrit par l'ambition d'électrifier l'AMERIQUE entière sera convaincu par TESLA des avantages du courant alternatif et de la simplicité de son moteur sur la machine à courant continu. Il achètera également les brevets du français GAULARD pour l'invention du transformateur. Ainsi, moteur à induction et transformateur résolvait le problème du transport et de la transformation en travail de l'énergie électrique. Dans la guerre qui s'ensuivra, il est intéressant de remarquer que des esprits aussi brillants et innovateurs qu' EDISON, sauront devenir de part les enjeux financiers les obscurantistes les plus ardents. EDISON ira jusqu'à commanditer auprès du gouvernement l'exécution du meurtrier William KEMMLER le 06 août 1890 par électrocution au courant alternatif afin de démontrer les dangers de celui-ci. On parla de "**Westinghousation**".

Il en va ainsi d'autres secteurs naissants de l'électrotechnique. Margaret CHENEY conduit avec passion le lecteur sur des terrains de recherche que TESLA défricha, plus par les idées avancées que par les réalisations technologiques que l'on lui doit. Homme fécond, ses études sur la radio, sur les phénomènes de résonance des courants haute fréquence, sur la diathermie, sur le chauffage par induction, sur le guidage radio



Tesla dans son laboratoire du 8 West 40th Street, en face de la Bibliothèque municipale de New York.

d'engins militaires, nous sont contées d'une façon très romanesque, propulsant TESLA visionnaire du monde futur. Souvent incompris de ses contemporains, il nous est présenté comme l'éternelle victime tant des réticences des investisseurs que des jalousies des découvreurs de son époque. Ainsi, il nous fait croiser le chemin d'autres précurseurs que furent FERRARIS, MARCONI, et bien d'autres dans sa guerre des brevets qui l'opposera toute sa vie à ses détracteurs.

Au-delà de cette marée d'événements qui façonna l'histoire de l'électrotechnique, le lecteur attentif trouvera de petits détails dont *nos étudiants sont toujours amusés lorsque nous racontons l'Histoire de leur discipline.*

Par exemple, je croyais que le fil de LITZ (*et pourquoi ce nom d'ailleurs?*) n'existait que depuis que les alimentations à découpage modernes existent. En fait, vers 1890 TESLA utilisait pour produire de hautes tensions, deux enroulements couplés et alimentés en haute fréquence alliant rapport de transformation et résonance. Pour réduire la résistance de ses bobines TESLA utilisa des conducteurs torsadés avec des brins isolés séparément. Plus tard, cette invention fut commercialisée sous le nom de fil de LITZ, terme dérivé de LITZENDRAHT qui signifie fil torsadé.

A. CUNIERE

Lycée de MEAUX

TESLA, la passion d'inventer
par Margaret CHENEY (prix 120F)
éditions BELIN, collection un savant, une époque